

NOVA ELETRONICA

ANO IX — Nº 97 — MARÇO/1985 — Cr\$ 4.900

Monte o Digital

- quatro escalas em ohms e volts CC/CA
- sem partes mecânicas
- chaves por toque
- sinalização por LEDs
- ponto flutuante
- indicação de sobrefaixa



PRÁTICA

Afinador para todos os instrumentos musicais

ÁUDIO

Raio X dos braços de toca-discos

ENGENHARIA

Tecnologia e avanço dos integrados CMOS

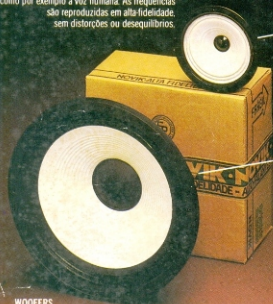
SUPLEMENTOS ESPECIAIS
Curso de Videocassete -
último fascículo -
Tabela de preços de componentes

SOM EM ALTA FIDELIDADE para você montar

NOVIK

MIDRANGES

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



WOOFERS

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

DIVISORES DE FREQUÊNCIA

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



TWEETERS

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



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

SISTEMAS D.O.S.

DUTO ÓTIMAMENTE SINTONIZADO

Calculado por computador e atestado por instrumentos dos laboratórios e por técnicos em som de 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-falante
NOVIK



NOVA ELETRONICA

PRÁTICA

Digitotal, um volt-ohmímetro inteiramente eletrônico _____ 10

Afinador para instrumentos acústicos e elétricos _____ 15

Um prático acessório para o músico, a uma fração do preço dos aparelhos importados

VÍDEO

TV-Consultoria _____ 21

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Modelamento de motores por computador _____ 25

Veja como usar o micro no levantamento de curvas de máquinas de corrente alternada

ENGENHARIA

Prancheta nacional _____ 33

A tecnologia dos integrados CMOS — 1ª parte _____ 35

Nova série do prof. Zuffo, discorrendo sobre o histórico e as possibilidades dessa família

Análise e projeto de filtros — parte VI _____ 41

TELECOMUNICAÇÕES

Radioenlace na faixa de SHF — 2ª parte _____ 50

ÁUDIO

Braços de toca-discos — parte I _____ 58

A mais abrangente série de artigos sobre a técnica, os tipos e a operação desses importantes componentes da cadeia de áudio

Discos _____ 62

CAPA



Sem chaves mecânicas, que foram substituídas pelos controles por toque com indicação visual, o **Digitotal** mede tensões CC e CA até 250 V e resistências até 1 M Ω . Além disso, seu *display* de 3 dígitos inclui ponto flutuante e indicação de sobretensão.

PRINCIPIANTE

Os resistores não lineares — 4ª parte _____ 64

Concluindo a série, são abordados agora os varistores, com suas aplicações

BYTE

A interface GPIB para computadores — conclusão _____ 70

Controlando ferrovias com o TK-82 — conclusão _____ 76

Esta segunda parte apresenta a planta completa da ferrovia e os programas de teste do sistema

PY/PIX

Posto de Escuta _____ 83

Audioprocessador para CW e RTTY _____ 86
Elimina o QRM de suas transmissões

CURSO

Videocassete — 6º fascículo

SEÇÕES

Cartas _____	4
Notas nacionais _____	6
Notas internacionais _____	7
Astronáutica & Espaço _____	56
Resenha _____	69
Classificados _____	87

**EDITOR E DIRETOR
RESPONSÁVEL**
Leonardo Bellonzi

DIRETOR GERAL
Marino Lobello

NOVA ELETRÔNICA

Editor Técnico: Juliano Barsali
Redação: José Américo Dias,
José Rubens Palma,
Elisabeth Ng (secretária)
Colaboradores: Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos Pascoal, Apollon Fanzares, Arnaldo Megrich, Brasil Ramos Fernandes, Ciro J. V. Peixoto, Cláudio César Dias Baptista, David Marco Rismik, Francisco Bezerra Filho, João Antonio Zuffo, José Roberto S. Caetano, Márcia Hirth, Ruy Natividade, Walter Ullmann

PRODUÇÃO EDITORIAL
Sonia Aparecida da Silva

REVISÃO
Sueli A. Mazze Cerchiaro

DEPARTAMENTO DE ARTE
Dirutora de Arte: Ethel Santaelia Lopes
Chefe de Arte: Aristóteles C. de Moura Lima
Assistentes: Marij Aparecida Rosa (desenhista), Sebastião Nogueira, Sueli Andreato, Wilson Roberto Thomaz

PRODUÇÃO GRÁFICA
Vagner Viziosi

DEPARTAMENTO COMERCIAL
Gerente Comercial: Ivan Jubert Guimarães
ASSINATURAS
Vera Lúcia Marques de Jesus

DEPARTAMENTO DE LIVROS
Gerente: Paulo Adair Daniel Filho
Tredutor Técnico: Júlio Amancio de Souza

DEPARTAMENTO DE PUBLICIDADE
São Paulo — SP — Tel.: (11) 532-1925
Rua Casa do Ator, n.º 1060 — CEP 04546
Gerência Nacional: João Conte Filho
Assistente: Rosângela N. Ribeiro Leite

Representantes:
Belo Horizonte — MG
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (031) 463-4666
Brasília — DF
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (061) 226-4784
Recife — PE
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (081) 221-1955
Rio de Janeiro
João Gonçalves Cardoso — Tel.: (021) 269-9200
Rio de Janeiro — RJ
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (021) 232-6893
Porto Alegre — RS
REPUBLICAR LTDA. — Tel.: (0512) 42-4065

Correspondentes: Brian Dance (Grã-Bretanha), Guido Forgnoni (Nova Iorque), Mário Magrane (Milão)

Composição: — A.M. Produções Gráficas Ltda.; FOTOLITO — Printer Ltda./IMPRESSÃO — Cia. Litográfica Ypiranga / DISTRIBUIÇÃO — Fernando Chinaglia Dist. S/A. **NOVA ELETRÔNICA** é uma publicação de propriedade da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda. — Redação, Administração e Publicidade: Rua Casa do Ator, 1060 — Telefones: 542-0602 (Assinaturas); 531-5468 (Administração); 532-1955 (Publicidade); 240-8305 (Redação) — CEP 04546 — Vila Olimpia
CAIXA POSTAL 30.141 — 01000 S. PAULO, SP, REGISTRO N.º 9.949-77 — P. 153.

TIAGEM DESTA EDIÇÃO: 40.000 EXEMPLARES
Todos os direitos reservados, proibida a reprodução parcial ou total das textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena de sanções legais e criminais em seu caso. Esta edição publicada sob o invólucro responsabilidade de seus autores. É vedado o emprimo dos circuitos em caráter industrial ou comercial, assim como expressão autorização exclusiva do Editor, sendo apenas permitido para aplicações didáticas no ambiente. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de dispositivos eletrônicos ou de outros meios de parte de terceiros. Em virtude de restrições de quantidade e condições de armazenamento, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento do desempenho de qualquer dos dispositivos eletrônicos ou de outros meios de parte de terceiros. **NÚMEROS ATRASADOS:** preço de cada edição à venda. **ASSINATURAS:** os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em SÃO PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

Nesta edição, a *Nova Eletrônica* inaugura, no Brasil, uma nova geração de instrumentos de medida para montar — nos quais até o chaveamento de faixas e grandezas é feito eletronicamente. Essa tendência começa com o *Digitotal*, um multimetro que, com exceção do interruptor geral, dispensa toda e qualquer chave mecânica. Assim, todas as comutações de escala e função são efetuadas através de sensores por toque e chaves analógicas integradas, à base de FETs.

Durante a comutação, um sistema contínuo de varredura aciona em seqüência uma das duas séries de LEDs indicadores, enquanto o dedo permanecer pousado sobre o sensor correspondente; quando o LED da escala ou função desejada acende, basta retirar o dedo e o instrumento está pronto para funcionar. Essa inovação, além da vantagem inerente de evitar o desgaste de contatos mecânicos, elimina também o emaranhado de fios que costuma ligar as chaves rotativas à placa de circuito impresso — tornando o aparelho mais confiável. Isto sem falar no painel frontal, que pode ser menor e mais elegante.

O *Digitotal* mede tensões (contínuas e alternadas) e resistências dentro da faixa de valores mais encontrados pelo técnico e pelo hobbista. Não foram incluídas escalas de corrente por dois bons motivos: em primeiro lugar, porque costumam ser menos utilizadas que as de volts e ohms; em segundo, pelo fato de que impediriam a utilização do comando digital por toque, inovando ainda toda a filosofia do projeto.

Seu *display* de 3 dígitos inclui um recurso muito requisitado por nossos leitores: a leitura

com ponto decimal automático (ou flutuante). Além disso, ele dispõe também de indicação de "estouro" de faixa (*overrange*) e proteção contra sobretensão na entrada de volts CC/CA.

• • •

A outra montagem do mês é dirigida uma vez mais ao músico, profissional ou amador: um afinador para instrumentos musicais, sejam eles de corda ou teclado, acústicos ou elétricos. De leitura simples, baseada apenas na centralização do ponteiro de um galvanômetro, o circuito possui 6 registros-padrão, que podem ser calculados para abranger qualquer faixa do espectro audível. Possui, ainda, uma entrada para ligação direta, permitindo a afinação de guitarras elétricas, por exemplo; e outra, com um microfone de eletreto, para captar sinais emitidos por instrumentos acústicos, como um violão.

• • •

Nesta edição também termina o primeiro curso em fascículos da NE (aprovado quase que unanimemente pela pesquisa que fizemos na edição de janeiro). O Curso de Videocassete, porém, não vai deixar um vácuo na revista; outro tão bom como esse já foi planejado, encomendado e feito, atendendo a uma antiga aspiração de inúmeros leitores: é o *Curso de Telefonia*, primeiro do Brasil em fascículos e um dos mais completos já editados por aqui. Além de tudo, é também inédito, pois foi feito especialmente para nós por um especialista da área. Ao final do curso — que está previsto para 9 fascículos — você terá mais um exclusivo manual técnico de estudo ou consulta. Agrade!



O Brasil tem
cerca de 30.000.000
de Rádios.

Isto, só de aparelhos
domiciliares. Fora os que estão
em bares, restaurantes,
escritórios etc.



Pelo menos 20%
estão quebrados. São seis
milhões de Rádios que
precisam de conserto.

E este número aumenta todo mês,
numa proporção alucinante.

Junior



Existe um
jeito de você
ganhar muito
dinheiro
com isto:

para o resto da sua vida.

É só fazer o curso de

RADIOTÉCNICO por
correspondência
das Escolas
Internacionais!



Você poderá, inclusive, consertar seus
próprios aparelhos ou de seus amigos.

PROFISSÃO DE RADIOTÉCNICO Essa tem futuro !

No Curso de Rádio, Audio e Aplicações Especiais
das Escolas Internacionais, você recebe **GRÁTIS**
todo material para montar tudo isto:



*"Os cursos da Internacional, devido à sua alta eficiência,
seus excelentes textos e sua bem organizada sucursal do
Brasil, transformaram-me numa extraordinária força pro-
fissional. Hoje ocupo uma ótima posição em meu traba-
lho, a de GERENTE do Departamento de Engenharia de
Planejamento da Indústria Philips em Capuava. Graças
às Escolas Internacionais, pude constituir uma família
e dar-lhe condições de conforto e bem-estar.
Minha vida realmente melhorou muito!"*

Daniel José de Carvalho
Philips - Capuava - SP.

Para aprender uma lucrativa
profissão ou um passatempo
maravilhoso, envie já
este cupom para:
Cx. Postal 6997
CEP 01051
S.Paulo.

INFORMAÇÕES GRATUITAS

Para receber maiores informações, SEM QUALQUER COMPROMISSO, envie este cupom preenchido
para ESCOLAS INTERNACIONAIS - Caixa Postal 6997 - CEP 01051 - São Paulo.

**ESCOLAS
INTERNACIONAIS**
R. Dep. Enfilio Carlos, 1257
CEP 06000, SP

Est.:
Caso você não queira recortar a
revista, envie uma carta ou
telefone para E.I.
(011) 803-4499.
NE 97

Uma bateria de perguntas sobre o Musivox

Na revista n.º 91, de setembro de 84, há o lançamento de um amplificador de potência para instrumentos musicais — o Musivox. Tenho algumas perguntas a respeito:

- Poderei usar somente o módulo de potência, desde que receba sinal de outro pré, como, por exemplo, uma mesa controladora (...)?
- A fonte de alimentação tem condições de alimentar dois módulos, no caso de operação em estéreo?
- Os transistores TIP 33/34 suportariam um aquecimento elevado?
- O módulo de potência poderá ser usado com sinais vindos de um tape-deck ou prato (depois de passar por um pré), para som ambiental ou discoteca?
- Gostaria de receber um pequeno esquema de controle de volume, mas apenas para o módulo de potência (...)

Valmir Gretter Blumenau — SC

Estou escrevendo para sanar algumas dúvidas sobre o Musivox. Minhas dúvidas referem-se ao pré-mixer da NE n.º 92:

- Tanto no esquema da figura 2 como no layout da figura 3, o pólo positivo da fonte está no pino 4 do 741 e o negativo, no pino 7; existe erro no esquema e na placa?
- Até quantos canais posso acrescentar na entrada no mixer?
- Qual o consumo do pré-mixer com 2 entradas?
- Quero colocar um controle master de volume na saída do mixer. Qual o valor do potenciômetro?
- Qual a impedância de entrada e saída e qual a tensão mínima de entrada, tanto em alta como em baixa impedância?

da e qual a tensão mínima de entrada, tanto em alta como em baixa impedância?

Felipe Antonio Aud Presidente Alves — SP

Venho parabenizá-los pelos excelentes projetos e também pedir esclarecimentos sobre o Musivox:

- Como é calculada a impedância nominal de saída e de entrada?
- O que aconteceria se modificássemos a impedância de saída para 8 ou 2 ohms?
- A banda passante depende só do pré ou também da etapa de potência?
- Quais as diferenças básicas entre um amplificador doméstico e outro para instrumentos musicais?
- O trafo usado na fonte pode fornecer os 80 Vcc, como pede o circuito, tendo o secundário 27 + 27 V? Numa associação de capacitores eletrolíticos, como ficaria o fator de tensão, se fossem usados valores diferentes?

Milton B. S. Jr. São Paulo — SP

Em vista do interesse despertado pelo Musivox, surgiram-me algumas dúvidas:

- Não consta da lista de material o valor dos componentes Q5, D6 e D7.
- Poderia ampliar o número de entradas do pré, ligando-as de acordo com o esquema? A ampliação seria para 12 canais de entrada; haveria necessidade de alterar os valores de C15 e R23? Haveria outras alterações?

Anderson G. de Souza Sta. Rita do Sapucaí — MG

Antes de mais nada, alertamos a todos os montadores do Musivox que em nossa edição de dezembro (n.º 94) foi publicado um artigo suplementar sobre

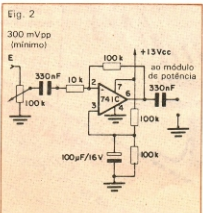
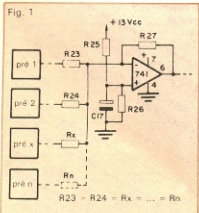
o amplificador, intitulado "Considerações sobre o Musivox", onde são refeitos os cálculos da fonte de alimentação, são dados os valores faltantes na relação de componentes e é feita uma pequena errata do circuito impresso.

Como as demais dúvidas e consultas têm pontos em comum, condensamos tudo numa só resposta, feita pelo Ciro, que é o próprio autor do projeto. Em primeiro lugar, é perfeitamente possível utilizar o módulo de potência com outro pré, desde que esse pré forneça um sinal mínimo de 300 mV para a excitação da unidade de potência (essa dica, aliás, foi dada no próprio artigo do Musivox).

Outra pergunta muito comum dos montadores que nos escreveram relaciona-se com o número de canais de entrada que poderia ter o mixer do Musivox. Bem, esse misturador foi implementado com um operacional tipo 741, ligado como amplificador somador. Todos os circuitos de entrada desse estágio são idênticos e podem ser duplicados (quase) à vontade; vejamos o esquema explicativo da figura 1.

Agora, algumas considerações sobre as características do circuito: a fonte não tem condições de alimentar dois módulos de potência do Musivox (afinal, ele foi projetado para instrumentos musicais, sendo, portanto, naturalmente monofônico); as impedâncias de entrada e saída foram calculadas especialmente para as caixas e transdutores dos instrumentos musicais; não é conveniente tentar alterar esses parâmetros ou adaptar o Musivox para uso doméstico, já que isso implicaria num novo projeto. A banda passante do amplificador depende da resposta conjunta do pré e do amplificador de potência (a resposta total do circuito nunca será melhor que a do estágio mais pobre em resposta). Nisso reside outra diferença entre os amplificadores domésticos e aqueles para instrumentos musicais: a banda passante destes últimos poderá ser menor (dependendo do projeto), assim como sua sensibilidade de entrada.

Quanto a outros acessórios ao Musivox, é possível incluir um controle geral (ou master) de volume na saída do mixer (se bem que quanto mais resistores nesse estágio, maior o ruído do circuito); pode-se tentar, por exemplo, com um potenciômetro de 10 kΩ. É possível, também, adicionar um pequeno controle de volume ao estágio de potência; nossa sugestão está ilustrada



na figura 2. Nesse caso, esse circuito substitui o pré-e o nível de entrada continua sendo de 300 mV, no mínimo.

Por fim, sobre a tensão secundária do transformador, o modelo escolhido entrega 27 + 27 V, ou seja, 54 Vca, já que no Musivox não é usada a derivação central do secundário; com a retificação e a filtragem, a tensão de alimentação alcança os 80 V previstos. O autor sugere uma consulta aos artigos "Fontes de alimentação: da teoria à prática", publicados nos números de julho e outubro de 84. E promete, para breve, um artigo sobre o projeto de amplificadores de potência, para sanar uma série de dúvidas dos leitores e permitir-lhes projetar seus próprios circuitos.

Um novo multímetro

O ano de 85 começa com a promessa de dias melhores, com uma esperança de mudanças para todos. Nova Eletrônica está de parabéns, pois enfrentou com coragem e criatividade as crises. Mas esta carta não tem a finalidade de falar o óbvio, pois qualquer um que abra as páginas de NE sabe reconhecer seu valor.

Possuo um voltímetro digital usando o par CA 3161/CA 3162, este último

usado no conversor A/D para o Nestor (NE n.º 88). O dito aparelho funciona muito bem e eu gostaria de saber o seguinte:

— É possível fazer um circuito de ohmímetro usando o mesmo recurso aplicado para o DPM (NE n.º 92) ou algo semelhante?

— Como conectar os módulos projetados para o DPM em meu multímetro?

— As únicas informações de que disponho sobre o 3161 e o 3162 são as suas pinagens e algumas características de operação (que obtive através do Caderno Filcres da NE n.º 22). Será que vocês não poderiam me dar mais algumas informações — ou, quem sabe, até publicar um artigo completo sobre os dois integrados (que já estão ficando populares)?

— O DPM montado com o integrado 7106 (para display de cristal líquido) não pode funcionar da mesma maneira que o 7107, no caso do ohmímetro?

— Já foram apresentados diversos módulos para o DPM. Que tal, então, lançar um módulo de chaveamento, que faria a interligação entre todos os módulos e também a comutação do ponto decimal? Isso não deve ser muito difícil de fazer, especialmente para os três módulos mais simples: voltímetro, ohmímetro e amperímetro (podendo ser incluído o conversor CA/CC). Tudo

isso numa caixa com a fonte de alimentação e teremos um maravilhoso multímetro!

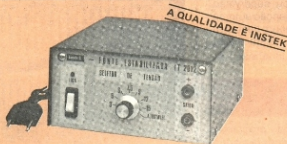
Não tenho esperança de ser atendido em todos os meus pedidos, ao menos imediatamente; mas sei que vocês farão o máximo possível.

Carlos Augusto M. dos Santos
Pelotas — RS

Seus pedidos foram atendidos antes que você esperava, Carlos. Nesta mesma edição, como você deve ter visto, foi lançado um novo multímetro pela NE, utilizando justamente o famoso par 3161/3162 de que você fala. Acreditamos que, analisando o circuito desse instrumento, você poderá sanar uma série de dúvidas sobre esses integrados (ou, então, simplesmente montar um multímetro totalmente novo).

Com relação ao DPM, anotamos sua sugestão de integração dos vários módulos e vamos estudar sua viabilidade. Após analisar o ohmímetro do DPM, chegamos à conclusão de que ele pode ser implementado também com o 7106 — que é praticamente idêntico ao 7107, com exceção dos pinos específicos de alimentação do cristal líquido. Considere anotada, também, sua sugestão de um artigo específico para os CIs 3161 e 3162. Aliás, já estão na fila da seção Antologia. ●

A PEQUENA NOTÁVEL NOVA FONTE ESTABILIZADA IT.2012



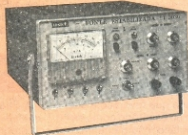
A QUALIDADE É INSTEK

Elaborada com a finalidade de atender as exigências do mercado, onde se necessita do uso do aparelho de sua categoria, de alta precisão, por baixo custo. Seu uso é indicado para as mais variadas finalidades, entre as quais podem se destacar, alimentação de circuitos TTL, vídeo jogos, microprocessadores, rádio, toca-fitas e qualquer outro equipamento que requiera tensão de alimentação situada na faixa de 1,5 a 20 Volts, e corrente de até 1,5 A.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS: Proteção circuito Circuito, Proteção c/sobrecarga térmica, Saída de tensões fixas em 3, 5, 6, 7, 5, 9, 12 e 15 Volts. Saída ajustável de 1,5 a 20 Volts. Corrente de saída de 1,5 A. Ripple menor que 20 mV. Regulação melhor que 1%. Alimentação 110 ou 220 Volts. Dimensões: Comprimento 150mm Largura 134 mm Altura 80mm.

OUTROS PRODUTOS COM A QUALIDADE INSTEK: Gerador de Barras IT.9000 PALM, GERADOR DE BARRAS IT.9000/3 PALM, NTSC e N.LINHA, ANALISADOR/REATIVADOR DE CINESCÓPIO IT.1430 e GERADOR DE FUNÇÕES IT.100K

OUTROS MODELOS DE FONTES ESTABILIZADAS IT.3015 — IT.3030 — IT.3050



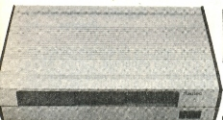
Todas operando na faixa de 0 a 30 Volts e um regime de corrente variando de 1,5 a 5 A, de acordo com o modelo.

Possuidoras das mais recentes tecnologias, apresentam excelentes características de regulagem, baixo "ripple" compensação térmica e proteção contra sobrecargas. Indicadas especialmente para Indústrias, Laboratórios de Pesquisa e Universidades. Análise pelo IPT Instituto de Pesquisa Tecnológica de S.Paulo, conforme certificado n.º 698.884

NOTA: Mediante consulta, por carta para o endereço abaixo poderemos estudar a montagem de fontes com outras características.

instrumentação eletrônica Ltda.

instek RUA FELIX GUILHEM, 40/44
FONES: (011) 831.7246 e 831.7435
CEP 05069 - SÃO PAULO - SP



Terminal de videotexto I-1060



Itautec entrega terminais de videotexto à Telesp

A Itautec iniciou em janeiro a entrega dos terminais de videotexto, modelo I-1700, que foram adquiridos pela Telesp para o plano de expansão do seu Centro Público de Videotexto em São Paulo. O primeiro lote de terminais totaliza 500 unidades e sua aquisição deu-se após uma concorrência vencida pela Itautec, que envolveu os quatro fabricantes nacionais de equipamento. Novos pedidos deverão ser negociados pela Telesp em 1985, já que a empresa prevê a instalação de nada menos que 12 a 15 mil terminais ainda este ano (eles serão cedidos aos usuários do sistema videotexto em regime de aluguel).

O terminal I-1060 é do tamanho reduzido, possuindo um *design* de concepção avançada que favorece a sua utilização tanto no escritório como em casa. Para instalá-lo, não há nenhum segredo: é só efetuar a sua ligação a qualquer modelo de TV — preto e branco ou a cores — ou ao monitor de vídeo de um micro.

O terminal compõe-se de um adaptador videotexto e de um teclado alfanumérico, dispondo de 61 teclas, à semelhança de uma máquina de escrever. O teclado do terminal videotexto I-1060 pode comunicar-se com o adaptador por cabo ou controle remoto, permitindo a sua operação a partir de qualquer ponto do ambiente. Segundo a Itautec, o seu terminal poderá ser utilizado no futuro também com uma impressora, através de uma interface, o

que vai permitir ao usuário obter quantas cópias desejar das telas de videotexto. Uma outra vantagem, lembrada pela empresa, é que o terminal pode ser usado como secretária eletrônica.

IFAX 3021: reprodução de documentos por telefone

IFAX 3021 é a copiadora a longa distância que está sendo lançada pela Itautec, para a transmissão de informações de forma econômica e segura. Acoplada a um telefone, a copiadora reproduz imagens e textos impressos em qualquer lugar do mundo onde houver outro IFAX 3021, ou equipamento semelhante, em até 1 minuto. Para o seu funcionamento, não há necessidade de nenhum ambiente especial; basta um telefone e uma folha de papel A4 para que a copiadora reproduza com todos os detalhes fórmulas, mapas e diagramas.

Projetada para trabalhar com praticamente todos os tipos de telecopiadoras fac-símile existentes no mercado hoje em dia, a IFAX 3021 realiza a seleção do modo mais apropriado para a transmissão, conforme o equipamento receptor. Em sua bandeja de documento, é possível posicionar até cinco originais de cada vez, dispensando trabalhos de manuseio ou supervisão. Além disso, graças à recepção automática, a IFAX pode receber um documento a qualquer momento, mesmo na ausência do operador.

Aplicativos para a PC-1500 RP

A Sharp está lançando programas aplicativos para a calculadora científica programável PC-1500 RP, para serem utilizados nos mais diversos campos profissionais. Comercializados a um custo relativamente baixo, cada sistema é acompanhado de um Manual de Operações e de uma fita cassete, contendo os respectivos programas. Desta forma, e contando apenas com os conhecimentos específicos da área, os programas podem ser operados com facilidade, mesmo por pessoas que não tenham experiência no setor.

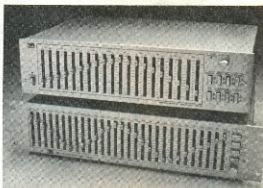
Os módulos que até agora foram lançados pela Sharp são os seguintes: CE-501-B — Gráficos em Negócios; CE-502-A — Estatística Geral; CE-502-B — Distribuição Estatística; CE-503-A —

Engenharia Elétrica; CE-503-B — Análise de Circuitos; CE-504-A — Aplicações Financeiras; CE-505-A — Matemática; CE-501-A — Desenvolvimento de Gráficos; CE-520 — Seguros; CE-521-A — Engenharia Mecânica.

Neste conjunto de módulos, o usuário encontrará desde técnicas variadas para executar e plotar gráficos, gerar arquivos, armazenar dados e realizar cálculos científicos avançados até alguns recursos de programação dificilmente encontráveis em livros ou cursos de programação.

Equalizador para toca-discos digital

A Micrologic iniciou a comercialização de um novo modelo de equalizador: o ME-25. Embora o toca-discos digital funcione com qualquer equalizador, a Micrologic informa ter desenvolvido o seu novo modelo especialmente para ele. Neste sentido — afirma — o ajuste do equalizador ME-25 ao processo de reprodução sonora a laser ocorre de



Equalizador ME-25 da Micrologic.

três modos. O primeiro deles leva em conta que o toca-discos digital elimina totalmente o ruído. Daí o ME-25 manter uma altíssima relação sinal/ruído, para não perturbar o "silêncio" do laser. O segundo modo refere-se à separação de canais, onde o equipamento da Micrologic alcançou uma performance considerável: 87 dB de separação entre canais. Finalmente, o terceiro modo de ajuste está relacionado com a faixa dinâmica do toca-discos laser, que é da ordem de 90 dB. Para se

adequar a ela, são necessários altos níveis de saída do equalizador, o que leva a Micrologic a adotar o seu ME-25 com 17,5 V de saída.

Duas outras qualidades do novo equalizador da Micrologic, destacadas pela empresa, são: a melhoria de 10 dB na relação sinal/ruído em relação aos equalizadores convencionais, e a sua resposta de frequência, situada na faixa de 5 Hz a 500 kHz, dentro de 0,5 dB.

Cinescópios serão vendidos à China

Duas delegações de técnicos da República Popular da China visitaram no final do ano passado as unidades de fabricação de cinescópios da Philips em São José dos Campos e Capuava, no Estado de São Paulo, e os resultados já começam a aparecer. Ou seja, os chineses iniciaram negociações com a empresa visando a aquisição de 4 milhões de cinescópios em preto e branco até 1987, no valor de aproximadamente 50 milhões de dólares.

Para a Philips, conforme declara Sebastião Rosas, membro do seu Conselho Superior de Direção "as negociações com a China Popular representam não só um incentivo à sua divisão de cinescópios em preto e branco, como também abrem uma perspectiva importante para a ampliação de sua participação no mercado chinês, avaliado em cerca de 6 milhões de televisores P e B e 4 milhões de TVs em cores por ano".

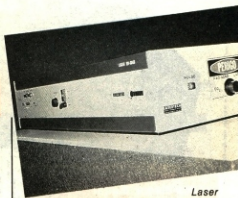
Lasers nacionais para a indústria

A Lasertech — Indústria e Tecnologia de Laser Ltda., empresa 100% nacional, está fabricando *lasers* industriais de CO₂ para corte, furação, solda, tratamento térmico e marcação sem contato em diversos materiais. Os modelos oferecidos alcançam potência óptica contínua de até 1 kW e pulsada de até 30 MW. A nacionalização do equipamento produzido já é superior a 98% e seu preço de venda, inferior ao preço FOB no mercado internacional; além disso, a empresa garante assistência técnica gratuita por um ano.

Um laser típico de CO₂, por exemplo, com uma potência de 400 W, é capaz de cortar aço inox com espessura de 2,8 mm a 1,2 metros/minuto, titânio com 3 mm de espessura a 4,1 m/m e madeira compensada com espessura de 18 mm a 0,5 m/m. Sempre com uma largura de corte da ordem de 0,2 mm. Por outro lado, um laser pulsado liberando 30 MW pode marcar 12 letras ou números numa superfície, em apenas 0,1 microssegundo.

Os *lasers* podem ser fornecidos com mesas X-Y, também produzidas pela empresa, e comandadas por computador — o que permite um corte preciso de padrões. No caso de alteração desses padrões, a programação pode ser facilmente alterada, a um custo quase nulo.

A Lasertech, segundo seus direto-



Laser de CO₂ integralmente desenvolvido pela Lasertech.

res, foi criada para desenvolver tecnologia avançada nas áreas de laser, ultra-som, eletrônica, microondas, ótica e plasma. Essas áreas estão sendo cobertas por uma equipe de PhDs, engenheiros, físicos e técnicos, sempre utilizando recursos e *know-how* das universidades e centros de pesquisas nacionais. Além disso, a empresa opera com uma cooperativa científica, onde todos os que participam de um projeto adquirem participação nos direitos de venda.

Criada em 1984, a Lasertech já tem vários sistemas em funcionamento, como o laser de CO₂ com 100 W de potência exposto no estande da IBM durante a 4ª Feira de Informática, desenvolvido em cooperação com a Unicamp; ou o sistema de medida de distâncias por ultra-som para os geradores de Itaipu, desenvolvido para a Brown Boveri. Sediada em São José dos Campos, a Lasertech mantém um escritório em São Paulo, à Av. Dr. Cardoso de Melo, 1283, tel. 542-7925.

INFORMAÇÃO E APERFEIÇOAMENTO

CURSOS

NÚCLEO DE ORIENTAÇÃO DE ESTUDOS

— *Linguagem de máquina para TK* — níveis I e II. *Duração:* 40 horas. *Horário:* 6ª feira das 19:00 às 23:00; sábado das 9:00 às 13:00. Mais informações podem ser obtidas pelo tel.: (011) 813.4555 (c/ Rosana). O Núcleo de Orientação de Estudos fica na Av. Faria Lima, 1451 - cj. 31 — SP.

KLAXON INFORMÁTICA

— *Programação em linguagem Básico* — nível II (avanzado), para profissionais de todas as áreas.
— *Programação em linguagem Básico* — nível I (introdutório), também para profissionais de todas as áreas.

— *Introdução geral à Informática* — para secretárias e profissionais de ciências humanas.
— *Programação em linguagem Assembler Z-80* — para profissionais de computação.

Todos os cursos têm duração de dois meses. Formação de novas turmas em maio de 85. Mais informações podem ser obtidas na Klaxon, pelo tel.: 853.4077, ou na R. Auriflamma, 57 — Pinheiros — SP.

INSTITUTO MAUÁ DE TECNOLOGIA

— *Engenharia de serviços urbanos* — para engenheiros envolvidos em administração de serviços municipais. *Duração:* 96 horas. *Período:* de 15 de março a junho. *Inscrições:* até 13 de março. *Aulas:* apenas às 6ª e 7ª feiras, das 8:30 às 17:30.

— *Projetos de instrumentação* — para engenheiros, estudantes de engenharia, tecnólogos e técnicos de alto nível. *Duração:* 72 horas. *Período:* de 8 de maio a julho. *Inscrições:* até 6 de maio. *Aulas:* 2ª, 4ª e 5ª, das 19:30 às 22:30.

— *Controles digitais na indústria* — para engenheiros e técnicos não eletricitistas, que atuam nas áreas de manutenção, engenharia de processos e instrumentação, sem conhecimentos específicos de equipamentos digitais. *Duração:* 30 horas. *Período:* de 28 de maio a junho. *Inscrições:* até 24 de maio. *Aulas:* 3ª e 5ª feiras, das 19:30 às 22:30.

Mais informações podem ser obtidos no Centro de Cursos Extracurriculares de Engenharia e Administração do Instituto Mauá de Tecnologia. R. Pedro de Toledo, 1071 — Vila Clementino — tel.: 544.3135 — CEP 04039 — São Paulo — SP.

SEMINÁRIOS

IBAM

— *Banco de dados relacionais* — nos dias 18 e 19 de março.

— *Projeto de sistemas de processamento distribuído* — 20, 21 e 22 de março.

— *Métodos estruturados para o desenvolvimento de sistemas* — 25, 26 e 27 de março.

— *Marketing Interno do CPD* — 27, 28 e 29 de março.

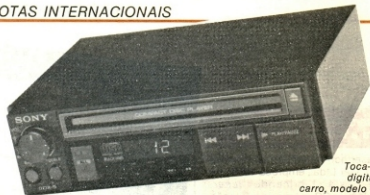
— *Redes de teleprocessamento: gerência- operação-controle* — 1, 2 e 3 de abril.

— *Análise comparativa de microcomputadores* — 8, 9 e 10 de abril.

— *Análise de dados* — Aplicação de modelos "entidades e relacionamentos" na análise de sistemas — 10, 11 e 12 de abril.

— *Auditoria e Segurança em processamento de dados* — 15, 16 e 17 de abril.

Mais informações podem ser obtidas na IBAM — Instituto Brasileiro de Administração Municipal — Largo IBAM, 1 — Botafogo — RJ — tel.: (021) 266.6622.



Toca-discos digital para carro, modelo CDX-5.

Toca-discos digital para carros

A Feira de Verão de Produtos Eletrônicos de Chicago foi o cenário escolhido pela Sony, no ano passado, para apresentar ao público internacional o seu toca-discos digital para carros, nos modelos CDX-5 (simples) e CDXZ-R7 (acrescido de AM/FM). Segundo a empresa, a grande vantagem de seu produto — o primeiro a ser lançado no mundo — é o desempenho de altíssimo nível, comparável até mesmo com o dos melhores toca-discos digitais domésticos existentes no mercado. Sua faixa dinâmica, por exemplo, é de mais de 90 dB, e a distorção harmônica não ultrapassa a 0,007%.

A Sony afirma ter projetado o seu toca-discos com a preocupação de facilitar ao máximo "a vida" do usuário. A começar pela colocação do disco de 12 cm de diâmetro, que é automaticamente puxado para a posição de tocar. Além disso, o equipamento possui um grande sensor automático de música que permite ao usuário "saltar" diretamente de uma faixa para outra, em qualquer direção, e ainda um *music scan* (decomposição musical), que atravessa o disco, adiantando ou proporcionando *reverse* numa velocidade 10 vezes maior que a normal. A representação visual do laser no disco é feita através de um display fluorescente, que mostra o número da faixa ou o tempo transcorrido.

Magnetos auxiliam diagnósticos

A Siemens está desenvolvendo na Alemanha equipamentos de ressonância magnética nuclear, que possibilitam um novo enfoque na obtenção de informações de regiões internas do corpo humano, até agora inatingíveis por meio de instrumentos convencionais. Estes equipamentos incluem magnetos supercondutores de elevado campo, com capacidade de produzir campos magnéticos intensos e, ao

mesmo tempo, constantes — fator decisivo na qualidade e visibilidade das imagens de ressonância magnética.

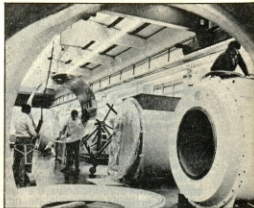
O mecanismo é mais ou menos o seguinte: os estímulos eletromagnéticos são dirigidos ao corpo humano, onde certas substâncias químicas reagem, através de retroimpulso, emitindo sinais. Com o auxílio de um computador, os sinais são transformados em imagens contendo o desenho e a localização dos órgãos e tecidos internos do corpo humano, viabilizando a identificação de alterações patológicas.

Programa conjunto para fabricar células-padrão

Philips Export, da Holanda, e Signetics, da Califórnia, acabam de firmar um acordo com outra importante produtora mundial de semicondutores, a Texas Instruments, de Dallas, para fabricar e comercializar células-padrão e MSI complexas. Os dois tipos utilizam tecnologia C-MOS de três micra, com processos compatíveis, e podem ser usados em conjunto para a implementação de projetos de circuitos integrados. Além de proporcionar uma fonte alternativa para o consumo de células-padrão das empresas envolvidas, o acordo permite o desenvolvimento de novos tipos de células para enriquecer o acervo comum. Neste campo, entre os objetivos alinhados, está a redução das geometrias do acervo C-MOS existente, de 3 para 2,3 micra. Ao lado dos planos para o futuro, e igualmente importante, registre-se que o contrato consolida cerca de 200 projetos de células, que hoje constituem os acervos individuais da Philips, Signetics e Texas.

Transmissão direta via satélite nos EUA

Segundo um estudo realizado recentemente pela Frost & Sullivan — conceituada empresa de pesquisa de mercado dos EUA — cerca de 48 milhões de norte-americanos sintonizarão pro-



Receptáculos tomográficos que utilizam a ressonância magnética nuclear.

gramas de TV transmitidos diretamente por satélite já em 1994. Este serviço, denominado DBS (*Direct Broadcasting System*), baseia-se na recepção de sinais através de antenas particulares de telhado, em vez dos sistemas atuais, onde a transmissão é feita por uma estação local ou por cabo.

O estudo da Frost & Sullivan também procurou identificar tendências da programação que os canais DBS estarão oferecendo na última década do século. Sua principal conclusão aponta no sentido de programas específicos, tais como cozinha, ópera e esportes, à semelhança de jornais e revistas especializadas. Além disso, os DBS deverão fornecer serviços inovadores de vídeo e áudio com som estereó, trilha sonora bilingüe e TV de alta definição.

Apesar de estar ainda em fase experimental, o serviço de recepção direta via satélite vem registrando avanços consideráveis nos Estados Unidos, onde já foram feitas oito concessões de canais (dois deles estão em funcionamento): a *United Satellite Communications* e a *Private Satellite Network*. (Fonte: *Schlochau & Associados — Consultoria e Representações Ltda.*)

Estudos de telecomunicações

A Frost & Sullivan publicou recentemente oito estudos sobre temas relacionados com o setor de telecomunicações, tendo como referência o mercado americano e o europeu. Os títulos são os seguintes: "Mercado norte-americano de comunicação de dados"; "Mercado de componentes de fibras ópticas para telecomunicações"; "Equipamento telefônico de rádio celular nos Estados Unidos"; "Mercado norte-americano de telefone por consumidor"; "Radiofonia direta por satélite na América do Norte"; "Redes de áreas locais na Europa"; "Correio eletrônico

na Europa"; "Comunicações digitais na Europa".

A Frost & Sullivan é representada no Brasil pela Scholochauer & Associados, de São Paulo. Contatos pelo telefone: (011) 881-1800.

Discos ópticos usados para armazenar dados

Os esforços para utilizar discos ópticos como meio para armazenar informações e sistemas de base de dados estão começando a dar resultado. Como exemplo podemos citar as pesquisas do laboratório da RCA (Princeton, NJ, EUA), onde foi desenvolvida uma técnica de gravação que poderá permitir sistemas compactos com vasta capacidade de armazenamento de informações e velocidades de acesso bastante altas. O ponto principal do método, denominado gravação em multicanal, é a utilização de uma rede de lasers construídos numa única pastilha eletrônica. A rede consiste de três diodos laser de arsenieto de alumínio e gálio, constritos numa cavidade óptica larga de dupla heterojunção. Os lasers podem gravar simultaneamente informações no disco óptico, em trilhas paralelas espaçadas proximamente. Um laser de baixa potência é usado para ler informações armazenadas no disco. O método multicanal pode encontrar uso no armazenamento de dados de imagens de satélites e em comunicações de alta velocidade. (Fonte: *Research & Development*, agosto de 1984)

Harris e Intel permutam tecnologia

A Harris (Melbourne, Flórida, EUA) e a Intel (Santa Clara, Califórnia, EUA) assinaram um acordo de permuta de tecnologia cobrindo o desenvolvimento de microprocessadores e circuitos de telecomunicações baseados em tecnologia C-MOS. Com este acordo a Harris será a segunda fonte para o novo circuito da Intel, o 29C51, combinação de codec/filtro, um produto CI IEMA de terceira geração, com controle de alto nível e facilidade de programação. O CI tem uma estrutura de dutos que permite aos projetistas de sistemas de telecomunicações implementar uma chave somente analógica para comutação integrada voz/dados sem necessidade de reprojeto do sistema.

Além disso, a Harris e a Intel colaborarão num projeto C-MOS para um circuito de processamento de voz análogo para digital. Esse circuito poderá posteriormente otimizar o interfaceamento de linhas telefônicas com sistemas de chaveamento PBX e centrais telefônicas. (Fonte: *Microwave Systems News*, julho de 1984)

TI lança ALPU e ALP muito rápidos

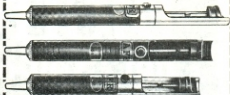
A Texas Instruments anunciou a disponibilidade de dois circuitos de Arranjos Lógicos Programáveis pelo Usuário — ALPU (FPLA) — que têm tempo de atraso de propagação típico de 10 ns e máximo de 20 ns. Os CIs são colocados em carcaças de 24 terminais de 7,6 mm. O TIFPLA 839 e o TIFPLA 840 servem primordialmente para a substituição de trajetos lógicos de alta velocidade. Cada CI possui 14 entradas, 32 termos produtos e 6 saídas. Brevemente também serão oferecidos 4 ALPS (PALs) com tempo de atraso de propagação típico de 10 ns e máximo de 15 ns, e frequência máxima de registrador de saída de 50 MHz. Esses últimos CIs são equivalentes funcionalmente e compatíveis em termos de terminais com integrados existentes dotados de atraso de 25 ns, sendo destinados, tal como no caso anterior, a trajetos lógicos de alta velocidade. Ambos os produtos anunciados estão disponíveis na faixa de temperatura militar. (Fonte: *Defense Electronics*, agosto de 1984)

Testes de CIs IEMA por feixes eletrônicos

Um sistema dedicado de teste por feixe eletrônico para CIs IEMA (VLSI) ganhou proeminência na mostra SEM 84, realizada em abril de 84, na cidade de Filadélfia, EUA. O novo sistema da Lintech Instruments (Cambridge, Inglaterra), pioneira em técnicas de amostragem por feixes eletrônicos, pode ser utilizado na depuração dos novos microcircuitos IEMA pela amostragem de tensão em qualquer nó da superfície do CI, o que é inviável com a utilização de sondas mecânicas convencionais. Essa nova máquina pode acompanhar formas de onda com tempos de subida de até 400 ps. No seu modo de varredura pode ser utilizada para mostrar os estados lógicos através da superfí-



Sugadores de solda



- QUALIDADE E DESEMPENHO.
- TRÊS MODELOS A SUA ESCOLHA.
- BICOS DE TFLON INTERCAMBIÁVEIS COM OPÇÃO PARA BICO ANTISTÁTICO PARA MOS/LSI.

Suporte para ferro de solda



COM ESPONJA VEGETAL PARA LIMPEZA DAS PONTAS

feito por profissionais para profissionais

AFR

Equipamentos e Acessórios Eletrônicos Ltda.
Rua Camé, 710
Cep 03121 - São Paulo - SP
Telefone: (011) 914-5667

cie da pastilha, incluindo as trilhas de tensão inferiores. O equipamento contém uma câmara de vácuo extra alto que pode acomodar lâminas de até 15 cm de diâmetro ou então pastilhas montadas. O sistema tem dois mostradores: um para imagens de varredura do microscópio eletrônico — armazenadas digitalmente para serem mostradas num equipamento de TV — e um mostrador de formas de onda, com menu de operações para facilitar as operações de controle. (Fonte: *Electronics*, 5 de abril de 1984)

Thomson lança primeira MALRE de 256 k da Europa

Foram apresentadas recentemente as primeiras amostras de um subsistema MALRE (EPROM) de 256 kbits, com tempo de acesso de 150 ns, tensão de alimentação de 5 V, corrente de condição ativa de 80 mA (modo de espera de 15 mA) e tensão de programação de 12,5 V. O CI será brevemente fornecido pela Thomson-CSF (Paris, França), tendo uma pastilha de 24 mm², células de memória de 45 µm², largura de porta de 1,7 µm e espessura de óxido de 400 Å. (Fonte: *Electronics Design*, 14 de junho de 1984)

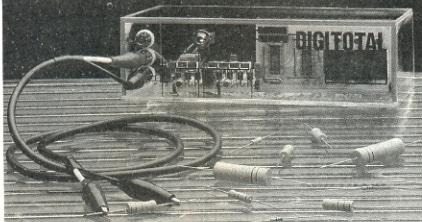
Esquema e características
1ª parte



Características

- Mede ohms e volts CC/CA
- Display de 3 dígitos
- Leitura com ponto flutuante
- Indicação de sobreleitura
- Quatro escalas de medição nas 3 funções de polaridade
- Proteção contra sobretensão e inversão de
- Chaves digitais de escalas e funções, ativadas por toque
- Dimensões: 17,5(L) x 5(A) x 9(P) cm

DIGITOTAL: um "volt-ohmímetro" inteiramente eletrônico



Pela primeira vez no Brasil, um multímetro sem partes mecânicas para montar. Além disso, ele é compacto, preciso e bem mais barato que os equivalentes comerciais

Fiel à promessa de publicar pelo menos um instrumento de bancada por mês, a Nova Eletrônica está trazendo nesta edição uma montagem que quase nada fica a dever aos instrumentos profissionais, incorporando vários de seus recursos. É o DIGITOTAL, um multímetro que usa o par de integrados CA3161/CA3162, medindo tensão contínua e alternada até 250 V e resistência até 1 M Ω , com chaveamento digital de funções e escalas, resolução de 3 dígitos e ponto flutuante, tudo a um custo inferior ao dos aparelhos comerciais existentes. O quadro de características fornece um resumo preciso das possibilidades do Digitotal.

O último multímetro publicado pela NE foi o DPM versão 83, na edição n.º 81, onde vários módulos de medida fo-

ram apresentados separadamente e o chaveamento de funções e escalas foi deixado a cargo do montador. Na verdade, pela forma como foi apresentado, o DPM V-83 é mais conveniente quando se quer apenas um tipo de medida, mantendo um módulo fixo. Além disso, de lá para cá o custo do integrado 7107 tornou-se quase proibitivo.

Desta vez, apesar de possuir menos funções, o instrumento apresentado forma um sistema coeso, com todos os módulos reunidos, chaveamento incluído (com indicação por LEDs) e visor com ponto decimal automático. Podemos tornar o circuito mais simples e prático com a total eliminação de chaves rotativas (e de todas a fiação associada) e também do módulo de corrente — que é o menos utilizado, principalmente em circuitos digitais (por isso preferimos chamar o Digitotal de "volt-ohmímetro"). Além disso, o par 3161/3162 — respectivamente decodificador/excitador e conversor A/D — é comparativamente mais barato que o CI empregado no DPM.

Em blocos — O funcionamento do circuito pode ser melhor visualizado pelo diagrama de blocos da figura 1. Como se vê, antes de mais nada é preciso converter a grandeza medida em tensão contínua, já que o estágio final do

instrumento é um voltímetro CC. Assim, temos inicialmente um bloco conversor resistência-tensão, um atenuador CC e um conversor CA-CC, todos controlados digitalmente pela chave de escalas — que é também usada para comutar o ponto decimal na *display*. Em seguida, vem outra chave analógica, responsável pela seleção de uma entre as três funções do aparelho; ela comuta a grandeza desejada para o voltímetro CC final.

O conversor A/D — O chamado "módulo básico" do Digitotal é, como vimos, um voltímetro de corrente contínua, constituído pelo par de integrados CA3161/CA3162 e pelo *display* de LEDs (como veremos na 2ª parte, esse conjunto foi disposto em uma placa separada, tornando a montagem mais funcional). O CA3162, coração do circuito, é fabricado pela RCA e faz parte de sua linha de funções especiais. É um conversor analógico digital muito bom, para sistemas de 3 dígitos e indicação de sobreleitura (*overrange*) já incorporada.

O diagrama de blocos interno do CA3162 pode ser visto na figura 2. Como se vê, a saída é multiplexada, ou seja, o integrado seleciona o dígito através dos pinos 3, 4 e 5, enquanto envia a informação codificada em BCD correspondente. Mas o CI possui outras características interessantes, como a conversão em rampa dupla, a possibilidade de ler até 99 mV abaixo do terra (sem alimentação dupla), o oscilador embutido que dispensa *clock* externo, alimentação de apenas 5 V, simples, a excelente estabilidade térmica e uma impedância de entrada de 100 M Ω .

A indicação de sobrefaixa é feita pela apresentação, no visor, do símbolo "EEE" para tensões maiores que 999 mV e "—" para tensões menores que -99 mV. Esse CI foi projetado para ser usado em conjunto com o CA3161,

um decodificador/excitador para 7 segmentos — embora possa ser aplicado separadamente em outros circuitos, como o conversor A/D para o Nestor, por exemplo, publicado em nossa edição n.º 88, de junho de 84. A Tabela 1 relaciona as principais características elétricas do CA3162.

Por sua vez, o CA3161 também apresenta uma série de vantagens: dispensa os resistores limitadores de corrente do *display*; dispõe de entrada compatível com os níveis TTL; e tem pinagem compatível com outros decodificadores padronizados pela indústria.

Operação — O esquema completo do Digital total pode ser visto na figura 3. Começando pela parte de chaveamento digital, vemos Q1 e Q2, que são os transistores responsáveis pela amplificação do sinal de toque aplicado pelos dedos em suas bases. Como esse sinal é de 60 Hz, deve ser "filtrado" (ou integrado) por C1 e C2 — que são carregados até atingirem uma tensão correspondente ao nível lógico "1".

Nesse instante, são acionados simultaneamente o oscilador e a porta Schmitt correspondente, liberando os pulsos para um dos registradores-deslocadores (C12 ou C13). O oscilador emprega um circuito clássico, com portas NE, e foi projetado para fornecer uma frequência aproximada de 1 Hz — que é o ritmo de mudança de escala e função escolhido para o instrumento, por ser um dos mais adequados aos reflexos humanos.

Os dois deslocadores foram projetados em configurações quase idênticas. A diferença está no número de saídas, pois o de funções (C12) usa apenas três e o de escalas (C13) todas as quatro. A rede formada por C4, R4 e D1 faz com que os dados iniciais (0001, programado nas entradas de C12 e C13) sejam carregados automaticamente nos deslocadores, logo que o circuito é ligado. Assim, ao ligar o Digital total, o circuito estará automaticamente comutado para a primeira escala e a primeira função.

Observe que, no registrador seletor de funções, a entrada serial (pino 1) está ligada à saída Q_C e, no de escalas, a Q_D . Sempre que os pulsos de *clock* passarem para os registradores, essa informação inicial será deslocada por todas as saídas, de modo que apenas uma delas apresente o nível lógico alto. Essas saídas são usadas para comutar as chaves analógicas presentes em C14, C15 e C16. É esse o princípio da comutação eletrônica, que substitui as chaves mecânicas.

Para que se tenha informação visual de escala e função, tais saídas são sinalizadas pelos LEDs D2 — excitados, por sua vez, pelos transistores Q3. Dessa forma, à medida que o sinal do os-

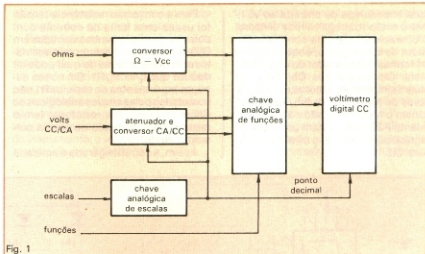


Fig. 1

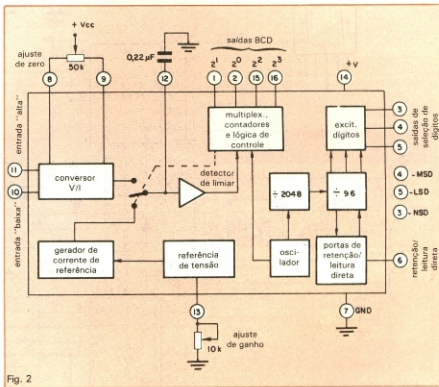


Fig. 2

tilador passa para um dos registradores, os LEDs sinalizadores são ativados em seqüência.

O estágio referente ao voltímetro CC nada mais é do que um simples divisor resistivo, formado por R7, R8, R9, R10, R11 e R12. O ideal, nessa parte, é utilizar resistores de precisão, do tipo filme metálico; optamos por valores comerciais de maior precisão, que podem ser encontrados com tolerâncias de 2%. Apesar de ser difícil encontrar resistores com essa precisão nas lojas, lembre-se que quanto mais precisos os resistores, mais acurada será a leitura do instrumento.

O responsável pelo chaveamento de escalas é C14, que, na menor escala (1 V) liga o sinal diretamente à etapa de tensão. Nas demais escalas a divisão é feita proporcionalmente, por meio de R9 (10 V), R10 e R11 (100 V) e R12 (1 000 V). A saída do divisor é então acoplada à chave seletora de funções (C15).

O voltímetro CA, como se vê, usa a mesma rede de divisores do voltímetro CC e é composto, basicamente, por um retificador de precisão. Ele emprega um operacional tipo Bifet (C18), cujo estágio de entrada utiliza transistores de efeito de campo; isso impõe uma ele-

vada impedância de entrada ao voltmetro e não "carrega" a rede divisora. O operacional trabalha como amplificador de baixo ganho, enquanto D3 e D4 formam o retificador de onda completa. Os capacitores C5, C6 e C7 atuam simplesmente como desacopladores de nível CC. Por fim, R27 e R28 variam o nível de tensão na saída, enquanto R26 e C8 formam uma rede integradora, produzindo o nível médio CC para CI5.

Para a conversão resistência-tensão foi usada uma fonte de corrente com dois operacionais (ambos contidos em CI7). Seu circuito básico pode ser visto na figura 4, através do qual pode-se deduzir que $I_c = V_e/R1$. Em nosso caso, os equivalentes ao resistor R1 são comutados pelas chaves analógicas de CI6, e cada um dos resistores tem o mesmo valor do fundo de escala correspondente.

Assim, a corrente gerada é aplicada

ao resistor sob medida, produzindo o valor correspondente em milivolts, que é também aplicado a CI5. O procedimento de ajuste desses vários estágios será visto em detalhes no próximo número, juntamente com a etapa de montagem do Digital.

A esta altura, já sabemos como os sinais de três diferentes pontos chegam à chave de funções. Daí, eles são enlregues diretamente ao voltmetro básico formado pelo par CA3161/CA3162

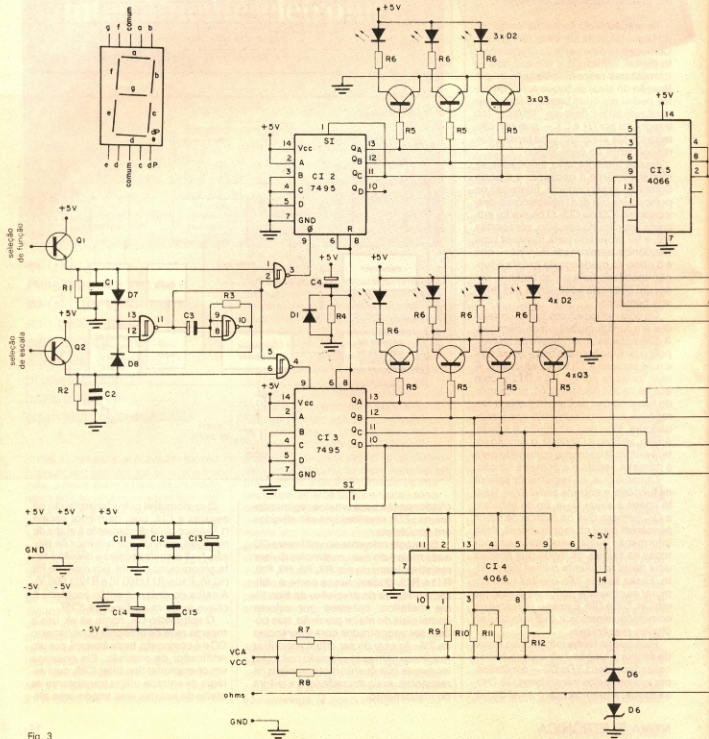


Fig. 3

e pelo *display*, do qual já falamos. Os transistores Q4 são necessários para a excitação dos anodos, já que a corrente de saída do 3162 é relativamente baixa.

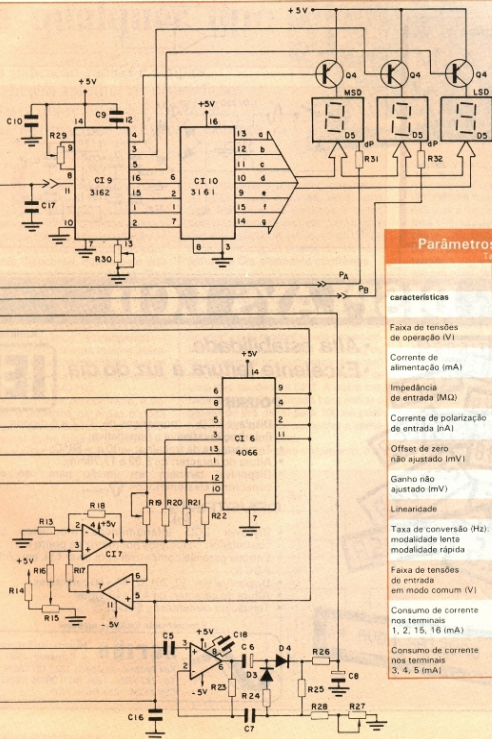
Ainda nesse estágio, temos os controles de ganho e de zeramento, numa configuração sugerida pelo próprio fabricante dos integrados. Repare que os dois primeiros dígitos do visor têm seu ponto decimal ligado à lógica de controle das escalas, a fim de que sejam

ativados simultaneamente com a comutação das próprias escalas.

Resta falar da proteção de entrada do aparelho, que é composto simplesmente pelos zeners D6, ligados em série, anodo com anodo. Apesar de simples, essa rede exerce uma proteção bastante eficiente nas escalas de tensão, impedindo que níveis elevados atinjam a parte mais sensível (e cara) do instrumento: o voltímetro básico formado pelo par 3161/3162.

A fonte de alimentação proposta para nosso voltímetro tem que ser dupla, uma exigência que não pôde ser evitada devido ao CA3140, o operacional Bifet adotado no retificador de precisão. Por outro lado, ela pode ser bastante simples, já que as correntes envolvidas são baixas. Se o montador não dispuser de nenhuma fonte de ± 5 V, oferecemos a sugestão clássica da figura 5.

Encerrando esta primeira parte da matéria, apresentamos a ficha técnica



Parâmetros do CA3162

Tabela 1

características	limites		
	mínimo	típico	máximo
Faixa de tensões de operação (V)	4,5	5	5,5
Corrente de alimentação (mA)	—	—	17
Impedância de entrada (M Ω)	—	100	—
Corrente de polarização de entrada (nA)	—	-80	—
Offset de zero não ajustado (mV)	-12	—	+12
Ganho não ajustado (mV)	846	—	954
Linearidade	-1	—	+1
Taxa de conversão (Hz): modalidade lenta modalidade rápida	—	4 96	—
Faixa de tensões de entrada em modo comum (V)	-0,2	—	+0,2
Consumo de corrente nos terminais 1, 2, 15, 16 (mA)	0,4	1,6	—
Consumo de corrente nos terminais 3, 4, 5 (mA)	1,6	2,5	—

do Digital, onde estão reunidos seus dados principais. No próximo número daremos o projeto das placas do aparelho (já testadas e comprovadas em nosso protótipo), além de todo o procedimento de montagem, calibração e testes. Até lá. ●

Ficha técnica

Impedância de entrada como voltímetro CC/CA 1 M Ω

Tensão máxima na entrada em CC/CA 250 V

Fundos de escala:
voltímetro CC/CA 1 V, 10 V, 100 V, 1 000 V
ohmímetro 1 k Ω , 10 k Ω , 100 k Ω , 1 M Ω

Tensões e correntes de alimentação +5 V, 250 mA
..... -5 V, 20 mA

Amostragens de leitura 4 por segundo

Freqüência de varredura nas chaves de função e escala 1 Hz

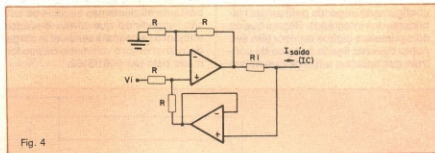


Fig. 4

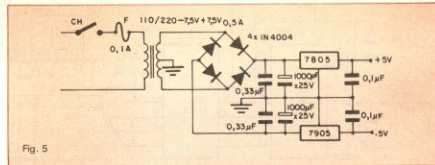


Fig. 5

DISPLAYS LCD

Qualidade



- Alta estabilidade
- Excelente leitura à luz do dia

•POLARIS

- Displays LCD — numéricos de 3¹/₂ a 8 dígitos;
- Polarização refletiva e transfletiva;
- Temperatura de trabalho: -10 a +88°C;
- Altura do carácter: de 8,89 a 17,78mm;
- Disponível também em versão para uso com conectores elastoméricos

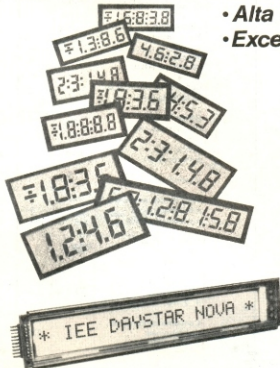
DAYSTAR

- Displays LCD alfanuméricos modulares com controlador. Caracteres por matriz de ponto 5x7;
- Entrada paralela compatível com nível TTL em código ASC II;
- Disponível em: 16, 20, 32, 40 e 80 caracteres;
- Altura do carácter: de 4,1 a 12,7mm;
- Tensão de alimentação 5VDC.

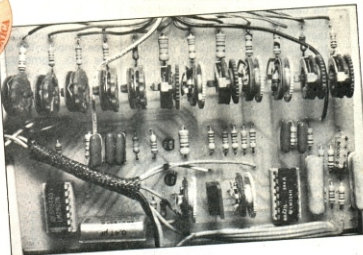
Representante Exclusivo no Brasil



SEON Importação, Exportação e Comércio Ltda.
Rua Antônio de Godói, 122 - Cj. 126/9
Tel. 222-5255 - Telex (011) 36425 SEON/BR
CEP 01034 - São Paulo - SP



Afine seus instrumentos de qualquer tipo



Com indicação rápida e simples, este circuito substitui os dispendiosos similares importados e é capaz de afinar instrumentos acústicos e elétricos

Hoje em dia, o músico profissional e amador encontra sérias dificuldades para adquirir os diversos acessórios indispensáveis à sua profissão — às vezes pela baixa qualidade do equipamento disponível, outras pelo alto preço dos aparelhos importados. Com este artigo, pretendemos levar aos montadores um afinador para instrumentos musicais de excelentes características técnicas e custo bem inferior ao de seus "primos" estrangeiros — além de preencher uma lacuna deixada pelas publicações técnicas, que se limitaram apenas a publicar geradores de tom padrão (440 Hz).

Nosso afinador, ao contrário, é dotado de 6 registros ou notas e pode abranger, com facilidade, todo o espectro musical. Entre suas características, podemos citar: indicação de fim de es-

cala e de bateria descarregada (através de LEDs); duas entradas, sendo uma para instrumentos elétricos e outra, com microfone de eletreto, para instrumentos acústicos; proteção de fim de escala; indicação analógica, de fácil leitura; e CIs altamente confiáveis.

Em blocos — Para facilitar a compreensão do circuito, apresentamos na figura 1 um diagrama de blocos simplificado do afinador. O bloco "pré-amplificador" pode receber sinais provenientes de J_A (instrumentos elétricos) ou do microfone (instrumentos de sopro e acústicos), selecionados através de uma das seções de CH2. A outra metade da chave é utilizada para elevar o ganho do pré de 20 para 100 na posição "MIC", a fim de aumentar a sensibilidade do aparelho.

Após esse primeiro tratamento, o si-

nal passa por um filtro passa-faixas, cuja função é reduzir seu conteúdo harmônico; a frequência central desse filtro é alterada através de meia seção da chave CH3. Deixando o filtro, o sinal vai para o bloco de conversão frequência-tensão — que tem a função de fornecer um nível de tensão proporcional à frequência do sinal de entrada. Observe que a outra seção de CH3 seleciona a faixa de medição, de modo que se tenha sempre a mesma tensão na saída do conversor, qualquer que seja a frequência de entrada.

Essa tensão é aplicada diretamente ao bloco "indicador". O bloco "fim de escala", por sua vez, protege o instrumento de medida contra sobreensões provenientes do conversor, quando a frequência de entrada ultrapassa a escala fixada por CH3. Ele evita que o ponteiro do miliamperímetro vá cho-

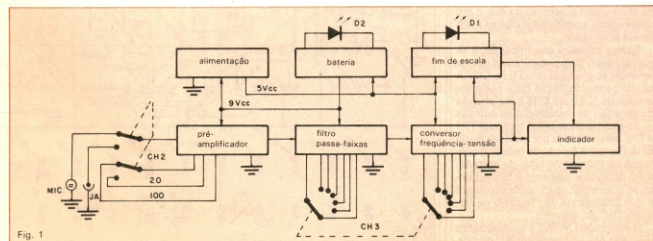


Fig. 1

car-se com o batente superior da escala e, ao mesmo tempo, alerta para essa condição através do acendimento do LED D1.

O bloco "bateria" tem por função avisar o usuário que a bateria se encontra descarregada, por intermédio do LED D2. Por fim, o bloco "alimentação" tem a finalidade de entregar ao circuito duas tensões distintas: a primeira, de 9 V, retirada diretamente da bateria; a segunda, de 5 V, obtida de um regulador, alimenta exclusivamente o conversor, além de servir de referência para os blocos "bateria" e "fim de escala".

O coração desse circuito é o integrador que desempenha a função de conversor frequência-tensão (tipo LM2907), que apresenta características bastante lineares; juntamente com o galvanômetro de 1 mA, confere uma excelente precisão ao afinador (melhor que meio hertz). Ambos são facilmente encontrados no comércio de São Paulo, mas é conveniente informar-se nas lojas de sua cidade, antes de adquirir as demais peças.

O circuito — Na figura 2 temos o esquema completo de nosso afinador de instrumentos. Podemos começar a análise pelo interruptor geral CH1, que quando fechado permite que a tensão da bateria B1 atinja o operacional quádruplo LM324 (CI2) e o regulador integrado 7805 (CI1). Este último fornece 5 volts regulados para a alimentação do conversor LM2907 (CI3).

A entrada do pré-amplificador (pino 2 de CI2) recebe os sinais vindos de JA e de MIC. O ganho desse pré depende da posição de CH2, como já vimos no diagrama de blocos. Selecionando-se a entrada JA, ele apresenta um ganho em torno de 20, conferido pelo resistor R16; com a entrada MIC esse ganho sobe para 100 (graças a R15), tornando o estágio de entrada mais sensível. A malha composta por R17, R19 e C3 ajusta o ponto de operação do pré e do filtro passa-faixas bem na metade da tensão de alimentação, permitindo que o pré opere como amplificador classe A, de sinais alternados.

Após a primeira amplificação, o sinal vai para o filtro passa-faixas de realimentação múltipla (pino 6 de CI2). A banda passante desse filtro pode ser variada de 329,9 até 1318,6 Hz, através da variação da resistência de entrada — no caso, obtida pelos trimpots TP1 a TP6, selecionados por meia seção de CH3. Ele tem a função de reduzir o conteúdo harmônico do sinal de entrada, a fim de aplicar somente a fundamental ao conversor; os trimpots conferem o que chamamos de "registro de frequências" ao afinador.

O integrado LM2907 é normalmente utilizado em instrumentação, propor-

cionando ao circuito a precisão e a linearidade desejadas. A tensão de saída do conversor (pinos 5 e 10 de CI3) pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$V_s = V_{cc} \times f_e \times C7 \times R_{TP}$$

onde R_{TP} depende dos valores fixados nos trimpots (TP7 a TP12) e da posição de CH3. Como $V_{cc} = 5$ V e $C7 =$

10 nF, constantes, a expressão fica:

$$V_s = K \times f_e \times R_{TP}$$

onde K é uma constante.

A filosofia de projeto do afinador é a de obter uma deflexão constante de M1 para as diferentes frequências aplicadas na entrada (veja a fig. 3). Assim, estando o miliamperímetro na posição bemol (b, fig. 3a), o músico deve elevar

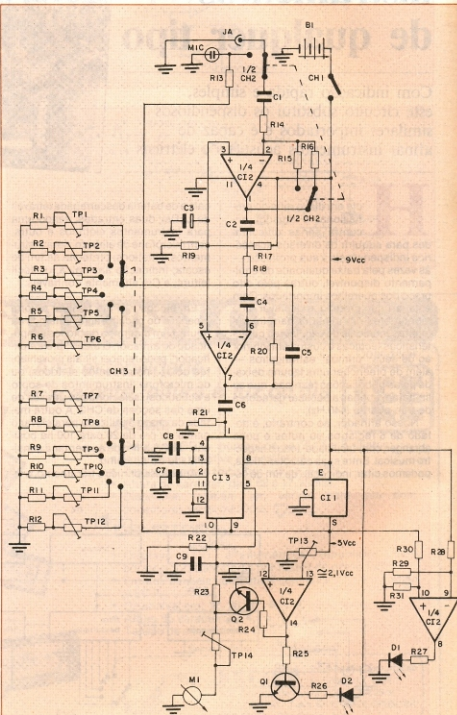


Fig. 2

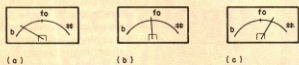


Fig. 3

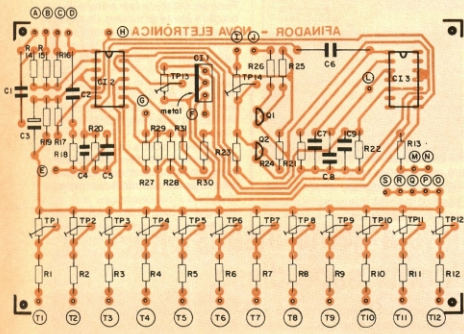
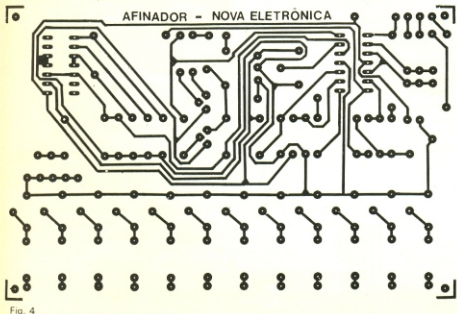


Fig. 4



a frequência da nota gerada pelo instrumento, pois isso indica que a frequência de entrada está abaixo da fundamental. Se, ao contrário, o ponteiro assumir a posição da figura 3c (\neq ou sustenido), deve-se reduzir a frequência gerada pelo instrumento. O instrumento só estará perfeitamente afinado quando o ponteiro ficar no centro da escala, como indica a figura 3b.

Voltando à expressão anterior e fazendo $V_S = 1$ V (constante), vamos ter:

$$1 = K \times f_e \times R_{TP} \text{ ou } R_{TP} = \frac{1}{K \cdot f_e}$$

ou seja, a resistência R_{TP} é inversamente proporcional à frequência de entrada. Em outras palavras, para se manter a tensão de saída constante em 1 volt, quando se aumenta a frequência de entrada, é preciso reduzir o valor de R_{TP} e vice-versa.

Como R_{TP} corresponde, na figura 2, aos trimpots TP7 a TP12, ao se ajustar seus valores de acordo com as frequências centrais do filtro passa-faixas, para que $V_S = 1$ V, obtém-se um registro de escala correspondente ao registro de frequências já determinado. O trimpot TP14 permite posicionar adequadamente o ponteiro de M1 no centro da escala sempre que a saída do conversor estiver em 1 V.

Quando a frequência de entrada estiver muito elevada, o ponteiro do galvanômetro poderá exceder o fundo de escala e chocar-se contra o batente superior do instrumento. Para evitar esse inconveniente, o circuito composto por TP13, R24 e Q2 desvia a corrente do miliamperímetro sempre que ocorrer tal situação; e ela é indicada ao músico pelo acendimento do LED D2. Esse é o detector de fim de escala, que utiliza um dos operacionais de CI2 como comparador de tensão.

Temos, enfim, o estágio formado pelo último operacional de CI2 e pelos resistores associados (R28 a R31): é o detector de bateria descarregada, acionado sempre que a tensão de alimentação cai abaixo de 11% do valor nominal; essa condição é indicada pelo diodo D1.

Montagem — A melhor base para os componentes do afinador é uma placa de circuito impresso. Na figura 4 está representada, em tamanho natural e vista por ambas as faces, nossa sugestão de placa; ela foi testada em nosso protótipo e aprovada sem restrições.

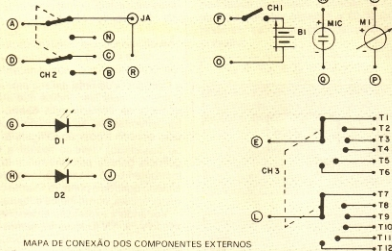


Fig. 5

Recomendamos que ela seja confeccionada com chapa de base em fibra de vidro (ao invés de fenolite), devido à sua maior durabilidade. É aconselhável, também, utilizar soquetes de 14 pinos para CI2 e CI3.

Terminada a montagem dos componentes sobre a placa, pode-se passar à conexão dos componentes externos. Como essas interligações são muitas,

para evitar o emaranhado de fios no desenho resolvemos optar pelo mapa de interligações da figura 5 — onde estão representados todos os componentes externos à placa (as três chaves, os dois LEDs, a bateria, o microfone, o jaque e o miliamperímetro), com seus terminais representados por letras. Assim, as conexões podem ser feitas facilmente, sem enganos, orientando-se

pelos pontos correspondentes, na placa da figura 4. Todas as interligações devem ser feitas com fio flexível, encaixado; a foto que ilustra o artigo serve para mostrar a disposição de todos os componentes em nosso protótipo.

Uma dica sobre o miliamperímetro: como a leitura é bastante simples, pode-se até deixar a escala original no instrumento. Porém, caso o montador queira um afinador mais personalizado, oferecemos na figura 6 a sugestão de uma escala própria para o aparelho. Ela foi copiada, em tamanho natural, do galvanômetro usado no protótipo, que é o Minipa modelo MU-86.

Ajustes — Uma vez montado, o afinador deverá funcionar de imediato. Pode-se, então, passar à etapa de calibração e ajuste do mesmo. Os registros tonais do aparelho foram calibrados de modo a afinar corretamente uma guitarra elétrica, começando pelo mi bordão — correspondente ao mi da 4ª oitava de um piano (329,9 Hz). Dessa forma, a segunda posição de CH3 corresponde ao lá padrão americano de 440 Hz, muito útil na afinação de vários instrumentos.

A Tabela 1 mostra os valores das frequências (com as cifras correspondentes) que o instrumento deve apresentar, para estar afinado na escala estipula-

Sempre haverá gente insatisfeita. A Priority sabe disso.

E se preocupa, mas sem exageros. Afinal, uma boa parte dessa gente está dentro dela, sempre pensando em melhorar o atendimento. Graças a isso, hoje você pode contar com uma equipe de consultoria altamente especializada, criada para ajudá-lo a encontrar o equipamento mais adequado às suas necessidades. E capacitada a colocá-lo ao seu alcance rapidamente. Um grande estoque das marcas mais conhecidas (BK Precision, Leader, Fluke, Pantec, Trio/Minipa, Weller, Icel-Kaise, Megabrás, Simpson) permite pronta entrega. E se o aparelho que você necessita não estiver disponível no mercado interno, podemos assessorá-lo na importação. Vender é importante, mas para nós não é tudo. Nossa assistência técnica manterá seu equipamento sempre nas melhores condições de uso. Não queremos que você se preocupe.



Priority Eletrônica Comercial Importadora e Exportadora Ltda — Rua Santa Efigênia 497 — Telefone 222-3444 — Telex (011) 23070 — 24038 — 36247

Chegando junto com a tecnologia de ponta!

Da mesma forma como o fizera com o primeiro kit de televisão produzido no Brasil, novamente a **Occidental Schools** se antecipa no mercado, agora com o lançamento do revolucionário **multímetro digital** em forma de kit.

Kit digital — Além deste moderno equipamento, recentemente a **Occidental Schools** lançou também um avançado kit de **eletrônica digital**, inicialmente previsto para 50 experiências. O número de experiências poderá ser ampliado, de acordo com a capacidade de assimilação e criação de seu operador.



Estes e outros kits mais, são partes integrantes dos cursos técnicos intensivos, por correspondência, da **Occidental Schools**, onde teoria e prática se somam, dando ao aluno plenas condições de dominar os circuitos eletrônicos em geral.

Assim, por exemplo, no curso de televisão P&B/Cores, enquanto o aluno fica familiarizado com o funcionamento dos circuitos — técnicas de manutenção e reparos —, tem ainda a oportunidade de montar o ainda único televisor transistorizado, em forma de kit, produzido no Brasil!



Valor do investimento — A esta altura, você deve estar se indagando a que preço sairiam o repasse destas tecnologias e equipamentos. O valor dos mesmos, se equiparam aos dos modelos similares produzidos em escala comercial. Isso, sem considerar que ao concluir o curso, mais que um usuário, você estará especializado numa área que poderá, inclusive, lhe proporcionar consideráveis rendimentos. Depende só de você.

Informações detalhadas — Para atingir o grau de credibilidade e a incontestável liderança no segmento de cursos técnicos especializados, a **Occidental Schools**, sempre se preocupou em bem in-

formar a seus alunos, antes mesmo da efetivação da matrícula. Afinal, num curso por correspondência é importante você saber, antecipadamente, quem são e o que fazem as pessoas que prometem êxito em seus estudos.

Sendo assim, solicite pessoalmente maiores informações em nossos escritórios, por telefone ou, simplesmente, utilizando a nossa caixa postal com o cupom abaixo. Qualquer que seja o meio utilizado, teremos o máximo prazer em lhe atender. Conte desde já conosco!



OCCIDENTAL SCHOOLS
AL. RIBEIRO DA SILVA, 700
01217 SÃO PAULO SP
Telefone: (011) 826-2700

A
OCCIDENTAL SCHOOLS
CAIXA POSTAL 30.663
01051 SÃO PAULO SP

Desejo receber gratuitamente e sem nenhum compromisso, catálogos ilustrados do curso que assinalo a seguir:

- Eletrônica Eletrônica Digital Áudio e Rádio Televisão
 Eletrotécnica Instalações Elétricas Refrigeração e Ar Condicionado

Nome _____

Endereço _____

Bairro _____

CEP _____ Cidade _____ Estado _____

da. Para dar início à afinação, nessa escala de frequências, deve-se seguir este roteiro:

1. Ajustar todos os trimpots para a posição de máxima resistência.
2. Selecionar, para CH2, a posição JA.
3. Com o auxílio de um gerador de áudio senoidal, variável entre 100 Hz e 1,5 kHz, aplica-se um sinal com 329,9 Hz de frequência e 20 mV_{pp} de amplitude ao circuito; CH3 deve estar na primeira posição e TP14, apresentando máxima resistência.
4. Liga-se o afinador e, com um osciloscópio calibrado para 0,1 V_{pp} no horizontal, deve-se observar na saída do pré (pino 1 de C12) um sinal senoidal com uma amplitude de aproximadamente 400 mV pico a pico.
5. Estando o sinal presente nesse ponto, transfere-se a ponta de prova do osciloscópio para o pino 7 de C12 (saída do filtro) e ajusta-se TP1 até que a tela mostre um sinal de 400 mV_{pp}.
6. Liga-se então um voltímetro (com 3 V de fundo de escala) ao pino 10 de C13 e ajusta-se TP7 até que o instrumento indique 1 volt; o primeiro registro tonal está então definido em 329,9 Hz.
7. Aplica-se a ponta do mesmo voltímetro ao pino 13 de C12 e ajusta-se TP3 até obter-se a leitura de 2,1 V.
8. Pode-se, agora, calibrar M1 lentamente através de TP14, de modo a posicionar o ponteiro exatamente no centro da escala (ou seja, 0,5 mA).
9. O LED de fim de escala pode ser testado aumentando-se lentamente a frequência do gerador, enquanto se observa a leitura de M1; quando a frequência de entrada alcançar 660 Hz, aproximadamente, D2 deverá acender. A partir desse ponto, o excesso de corrente passará a ser desviado pelo transistor Q2.

Terminados os ajustes para o primeiro registro, deve-se repetir o procedimento para as demais frequências, uma vez para cada posição de

CH3; o voltímetro, porém, pode ser dispensado e a calibração, acompanhada pela leitura de M1, que deve apresentar sempre uma excursão de meia escala. Ajustada a última frequência, o circuito estará pronto para operar como afinador padrão de instrumentos musicais.

Basta apenas confirmar a atuação do microfone de eletreto. Basta posicionar CH2 em "MIC" e aproximar do microfone um diapasão padrão, de 440 Hz; o miliamperímetro deverá responder prontamente, indicando a posição f_0 (centro da escala).

Possíveis alterações — O afinador aqui sugerido, como vimos, possui 6 registros tonais. No entanto, vamos descrever o procedimento necessário para expandir o número de registros (já que uma escala musical completa é formada por 13 notas) e também para alterar o valor dessas notas.

Suponhamos que é preciso medir a nota lá (A) da 3ª oitava de um piano, correspondente à frequência de 220 Hz, considerando M1 e TP13 já calibrados segundo o método descrito. Como antes, injeta-se na entrada JA uma frequência de 220 Hz e amplitude de 20 mV; antes de ligar o aparelho, porém, os conjuntos R1, TP1 e R7, TP7 devem ser substituídos por potenciômetros lineares de 100 kΩ e 220 kΩ, respectivamente.

Pode-se então ligar o afinador e repetir os passos 5 e 6 do procedimento já descrito. Os potenciômetros "enxertados" no circuito podem ser retirados e as resistências em que foram posicionados, medidas; serão esses os novos valores da rede resistor-trimpot para o registro da frequência de 220 Hz. Para ampliar os registros, é só aumentar o número de posições de CH3 — que deverá ser igual ao número de notas que é preciso cobrir. ●

Frequências de atuação do afinador

Tabela 1

nota	cifra	frequência
mi	A	329,9 Hz
lá	E	440,0 Hz
ré	D	587,4 Hz
sol	G	784,0 Hz
si	B	987,8 Hz
mi	E'	1 318,6 Hz

Relação de componentes

RESISTORES

R1, R11, R12, R14, R22, R28, R30, R31 — 10 kΩ
 R2 — 2,2 kΩ
 R3 — 3,3 kΩ
 R4 — 1,5 kΩ
 R5 — 820 Ω
 R6, R23 — 470 Ω
 R7 — 27 kΩ
 R8, R21 — 33 kΩ
 R9 — 18 kΩ
 R10 — 15 kΩ
 R13 — 1 kΩ
 R15 — 1 MΩ
 R16, R20 — 220 kΩ
 R17, R18, R19 — 100 kΩ
 R24, R25 — 150 Ω
 R26, R27 — 100 Ω
 R29 — 6,2 kΩ
 Todos de 1/8 W, 5%

CAPACITORES

C1, C2 — 0,47 μF/250 V (poliéster metalizado)
 C3 — 10 μF/16 V (eletrolítico)
 C4, C5, C7, C8 — 0,01 μF/100 V (poliéster metalizado)
 C6 — 0,47 μF/250 V (poliéster)
 C9 — 0,022 μF/100 V (poliéster metalizado)

TRIMPOTS

TP1, TP2, TP12, TP13, TP14 — 10 kΩ
 TP3 — 2,2 kΩ
 TP4, TP5 — 1 kΩ
 TP6 — 470 Ω
 TP7 — 100 kΩ
 TP8, TP9 — 47 kΩ
 TP10 — 33 kΩ
 TP11 — 27 kΩ

SEMICONDUCTORES

C11 — 7805
 C12 — LM324
 C13 — LM2907
 Q1, Q2 — BC338
 D1, D2 — LEDs vermelhos comuns

DIVERSOS

M1 — miliamperímetro — 1 mA de fundo de escala.
 MIC — microfone de eletreto — modelo de 2 terminais.
 CH1 — chave HH miniatura — 1 pólo — 2 posições.
 CH2 — chave HH miniatura — 2 pólos — 2 posições.
 CH3 — chave rotativa — 2 pólos — 6 posições.
 J₁ — jack para guitarra
 Placa de circuito impresso
 Fios de interligação

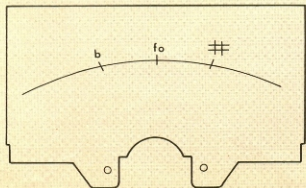


Fig. 6

TBA520: um decodificador de croma PAL

Já existem *chips* mais modernos para decodificação de croma, mas o TBA520 continua sendo uma alternativa útil

Apesar de antigo, e hoje já poder ser considerado ultrapassado pelos modernos *one chip croma*, o famoso TBA520 é ainda utilizado por alguns modelos atuais de receptores de TV. Esse CI exerce a função de decodificador de croma para o sistema PAL, ou seja, recebe os sinais modulados na frequência de 3,58 MHz (B-Y) a 0° e \pm R-Y a 90° e decodifica-os para a forma de sinal de vídeo propriamente dita: R-Y, G-Y e B-Y.

Na figura 1, apresentamos o circuito interno do TBA520. Apesar de sua aparente complexidade, este circuito é bastante simples e fácil de ser compreendido, conforme veremos adiante. Ele é composto por nada menos do que 37 transistores NPN, 6 diodos e 60 resistores. Os transistores Q33 até Q37 (lado de baixo do diagrama) constituem as fontes auxiliares de alimentação, fornecendo polarização adequada ao circuito de sinal propriamente dito. Estas fontes auxiliares são obtidas por divisores de tensão resistivos a partir do + B principal (pino 6) e terra (pino 16) e transferidas ao circuito por intermédio de seguidores de emissor. Por exemplo, o transistor Q36 é um seguidor de emissor que acopla a tensão de base (divisor de tensão) ao emissor, constituindo-se, assim, numa fonte de alimentação de baixa impedância, própria para alimentar os amplificadores do circuito. O divisor de tensão, neste caso, é formado por R57/R58/D5/D6/R59. Os diodos, obtidos pela junção base-emissor dos transistores, atuam como compensadores térmicos, isto é, à medi-

da que o CI vai "aquecendo", a diferença de potencial das junções (VBE) de todos os transistores do circuito sofre ligeira alteração. E, por este motivo, é compensada pelas fontes de alimentação.

Vamos analisar, então, a parte processadora de sinal representada à esquerda, no diagrama da figura 1.

Demoduladores síncronos — O TBA520 contém dois demoduladores síncronos, também chamados demoduladores balanceados. O sinal de croma, como sabemos, não contém a subportadora que deu origem a sua modulação, pois ela foi suprimida na estação para ocupar menos espaço dentro do espectro. Portanto, este sinal não pode ser detectado por um simples diodo retificador, assim como fazemos com um sinal de amplitude modulada. O sinal de croma para poder ser demodulado necessita de uma referência, que deve possuir a mesma frequência e a mesma fase da subportadora que deu origem a essa modulação (3,58 MHz).

Os demoduladores síncronos são assim chamados porque exigem o sinal de referência (sincronismo) para poderem "chavar corretamente" o sinal e assim extrair a informação contida nele. No receptor de televisão, como temos dois sinais de croma, devemos ter dois sinais de referência para os demoduladores síncronos. Para o demodulador B-Y, o sinal de referência é constituído pela subportadora de 3,58 MHz com fase zero, enquanto que,

para o demodulador R-Y, o sinal de referência é a mesma subportadora de 3,58 MHz, só que em quadratura com a primeira, ou seja, com fase 90° .

Demodulador B-Y — No extremo esquerdo do diagrama da figura 1 temos o demodulador síncrono B-Y. O sinal de referência, representado pela portadora 3,58 MHz a 0° , é injetado no pino 8 do CI, alimentando o amplificador diferencial Q1/Q2. Observem que, apesar de ser um amplificador diferencial, o sinal é injetado somente na base de Q1, enquanto que a base de Q2 é mantida a um potencial fixo.

É interessante observar também que, apesar da base do transistor Q2 não receber sinal, ele é transmitido a este transistor via emissor de Q1, ou seja, ambos os transistores recebem sinal. Portanto, em ambos os coletores há referência amplificada e em oposição de fase, ou seja, o sinal presente no coletor de Q2 está 180° defasado com relação ao do coletor de Q1. Os amplificadores diferenciais possuem esta característica: trabalham com sinais simétricos em fase. É importante não confundir tal característica dos amplificadores diferenciais com a fase de referência inicial de B-Y, que é de 0° .

O sinal de croma B-Y modulado em 3,58 MHz é injetado pelo pino 9 e alimenta o amplificador diferencial Q6/Q9. As mesmas considerações que fizemos são válidas para este caso. O sinal de croma presente agora nos coletores de Q6 e Q9 (em oposição de fase) é chaveado de acordo com o sincronismo do sinal de referência dos coletores de Q1 e Q2.

O circuito de chaveamento, ou demodulador síncrono propriamente dito, é constituído pelos dois amplificadores diferenciais: Q4/Q5 e Q7/Q8. Como resultado desse chaveamento síncrono, o sinal de vídeo B-Y é retirado pelo coletor de Q4 e Q7, conectado ao pino 7. Os coletores de Q5 e Q8 também apresentam o mesmo sinal de vídeo, só que em oposição de fase. Esse sinal alimenta a matriz que dará origem a G-Y, que, como sabemos, é obtido pela mistura adequada de B-Y e R-Y. Eis, portanto, o funcionamento do demodulador síncrono B-Y, formado pelos transistores Q1 a Q8.

Demodulador R-Y — O demodulador síncrono R-Y tem a mesma disposição que foi apresentada para o demodulador B-Y, com a diferença que

o sinal de referência R-Y — subportadora 3,58 MHz a 90° — não é aplicado diretamente ao circuito chaveador, pois antes atravessa o circuito da chave PAL. Como sabemos, o sinal de croma do sistema PAL possui a componente R-Y alternada linha sim/linha não. Isto quer dizer que, durante uma linha, o sinal tem polaridade positiva e, na linha seguinte, ele apresenta pola-

ridade negativa (oposição de fase).

Portanto, para recuperarmos corretamente a informação de vídeo, precisamos neutralizar essas inversões de polaridade, a fim de que o sinal de saída seja sempre positivo. A maneira de se conseguir isto consiste em fazer com que o sinal de referência também acompanhe as inversões de polaridade de linha a linha. Assim, durante o de-

correr de uma linha correta, o sinal de referência R-Y deve se apresentar de forma correta, ou seja, com fase 90° ; e, no decorrer de uma linha invertida, a referência deverá se apresentar invertida com fase -90° . Dessa forma, o sinal de saída apresentará sempre a mesma polaridade, pois sempre haverá coincidência entre o sinal de croma e o de referência.

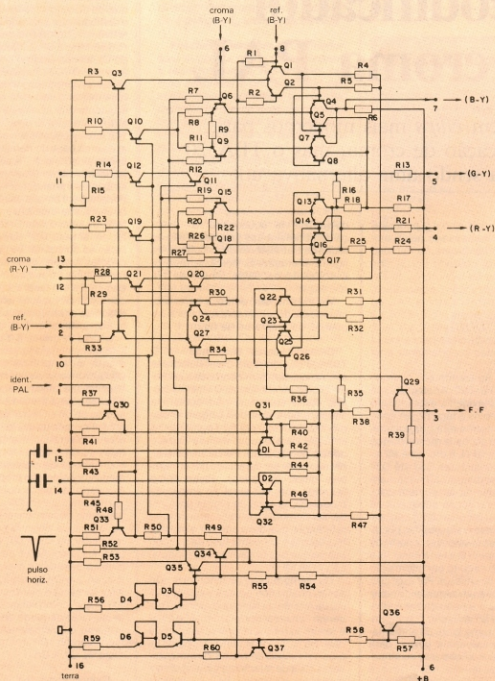


Fig. 1

Diagrama interno do integrado TBA520.

Weller®

Estações Eletrônicas de Solda EC1000-B e EC2000-B



Tudo sob controle.

A mais avançada estação de solda existente no mercado. As estações Weller EC1000-B e EC2000-B oferecem o máximo em soldagem com controle eletrônico de temperatura. Circuitos e componentes altamente avançados são combinados para dar total controle de temperatura na ponta, proteger os elementos de elevada sensibilidade e garantir soldagens rápidas e precisas.



EC1000-B

A estação EC1000-B é constituída de uma Unidade de Controle, uma Unidade de Solda e um Suporte com base e esponja.

- Temperatura controlada de 150°C a 450°C
- Potenciômetro de controle e sinalizador tipo "LED"
- Tiristores de potência com disparo a zero volt
- Ponta de solda aterrada através da estação
- Terminal terra para manter o equilíbrio de potencial
- Resolução de leitura/ajuste de temperatura: 5°C.
- Disponível em 110V ou 220V

EC2000-B

A estação EC2000-B é constituída de uma Unidade de Controle, uma Unidade de Solda e um Suporte com base e esponja.

- Temperatura controlada de 175°C a 465°C
- Indicador digital com resolução e precisão de 1 dígito
- Tiristores de potência com disparo a zero volt
- Ponta de solda aterrada através da estação
- Terminal terra para manter o equilíbrio de potencial
- Resolução de leitura/ajuste de temperatura: 1°C.
- Disponível em 110V ou 220V



CooperTools

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

R. Aurora, 165/171 - CEP 01209 - São Paulo - SP - PBX: (011) 223-7388 Telex (011) 31298

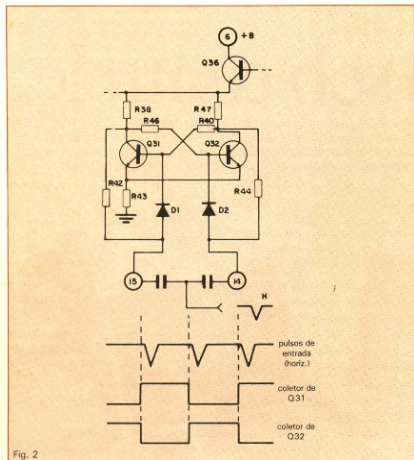


Fig. 2

Detalhe do circuito do flip-flop do TBA520.

Flip-flop — O circuito que comanda as inversões de polaridade do sinal referência é um *flip-flop*. Este, por sua vez, é comandado por pulsos horizontais do *fly-back*, de forma que a cada pulso se processe uma inversão de estado. No TBA520, conforme você pode observar pelo diagrama da figura 1, o *flip-flop* é constituído pelos transistores Q31 e Q32 e pelos diodos de chaveamento D1 e D2.

Os pulsos horizontais são injetados nos pinos 15 e 14 e, dependendo do estado de corte ou condução dos diodos D1 e D2, vão alimentar respectivamente a base de Q31 ou Q32.

Observe agora a figura 2, onde o mesmo *flip-flop* está desenhado de forma mais fácil para a explicação que se segue. Vamos admitir, como condição inicial, que Q31 se encontra no estado saturado (portanto, sua tensão de coletor é praticamente zero) e Q32 está no estado de corte (tensão de coletor igual

a aproximadamente + Vcc).

Nestas condições, o diodo D2 está bloqueado pela tensão de + Vcc do coletor de Q32, através do resistor R44 (tensão de catodo mais positiva do que a de anodo). Tão logo surja um pulso horizontal negativo será impedido de atingir a base de Q32, pois D2 está reversamente polarizado. Portanto, o seu caminho natural será via D1, indo atingir a base de Q31. O pulso negativo na base deste transistor irá provocar a mudança do seu estado, da saturação para o corte. A troca de estado será então reforçada pela realimentação do *flip-flop* (resistores R46 e R40).

Processada a mudança de estado, o *flip-flop* permanece nesta condição até que um novo pulso horizontal surja. Com a mudança, a tensão no coletor de Q31 passa a ser praticamente + Vcc. Assim, D1 é polarizado no estado de corte e, por consequência, D2 no estado livre, de forma que o próxi-

mo pulso agora seguirá não mais por D1, mas sim por D2, indo atingir a base de Q32 para provocar nova mudança de estado.

Além dos pulsos horizontais, um outro sinal também controla ou, mais propriamente, corrige a atuação do *flip-flop*. Esse sinal, conhecido como identificador PAL, é que vai fazer com que as trocas de estado do *flip-flop* coincidam com as inversões de polaridade do sinal R-Y.

O sinal de identificação é fornecido pelo receptor a partir do discriminador *burst*, e alimenta o pino 1 do TBA520, o qual comanda o transistor Q30, que, por sua vez, vai controlar o sinal de base Q31 do *flip-flop*. Este sinal de identificação, quando for positivo, irá produzir a saturação do transistor Q30, levando Q31 ao estado de corte independentemente da atuação dos pulsos horizontais. Com isso, fica garantida a correta atuação do *flip-flop* em sincronismo com as inversões de fase do sinal R-Y.

Chave PAL — O sinal do *flip-flop* (coletores de Q31 e Q32) alimenta, então, a chave PAL, formada pelos transistores Q22/Q23 e Q25/Q26.

O sinal de referência R-Y, subportadora com fase 90°, é injetado no pino 2 do TBA520 para alimentar o amplificador diferencial Q24/Q27. Como já sabemos, os sinais dos coletores de um amplificador diferencial estão em oposição de fase; portanto, no coletor de Q27 temos a referência R-Y direta, ou seja, com fase 90°, enquanto que no coletor Q24 temos a referência R-Y inversa, isto é, com fase -90°. Esses dois sinais são agora controlados pela chave PAL, alimentando assim o demodulador balanceado, formado pelos transistores Q13/Q14 e Q16/Q17, ora com fase direta ora com fase invertida para compensar as inversões de fase de R-Y.

O sinal de saída tomado nos coletores de Q14 e Q17 já representa a recuperação correta do sinal de vídeo e vai alimentar o pino 4. O sinal dos coletores de Q13 e Q16 também representa a mesma informação de vídeo R-Y, porém, com fase oposta, e vai alimentar a matriz para a reconstituição do sinal G-Y que é enviado ao pino 5 do CI.

O transistor Q29, da parte central superior do circuito, na configuração de seguidor de emissor, acopla o sinal do *flip-flop* ao pino 3 do TBA520, para que ele possa ser utilizado pelo receptor. ●

Modelamento de motores por computador

Com apenas um programa, tem-se as várias curvas de comportamento dos motores de indução trifásicos. Antes, porém, o autor faz uma boa retrospectiva, levando-nos até o modelo que deu origem ao programa

A modelagem de sistemas físicos normalmente é a etapa mais complexa na confecção de um projeto, isto devido ao fato de termos de transformar acontecimentos físicos em equações matemáticas que representem da maneira mais próxima possível estes fenômenos.

Nosso objetivo é tentar apresentar o modelamento matemático de motores elétricos e apresentar resultados, estabelecendo as características principais e condições de funcionamento destes motores.

Motores de indução trifásicos — Os motores trifásicos são normalmente utilizados na indústria, devido ao seu baixo custo. Construtivamente, eles apresentam duas partes bem distintas: o indutor ou estator, que é a parte fixa, e o induzido ou rotor, que é a parte girante.

O estator é o responsável pelo aquecimento do campo girante produzido pelas correntes que circulam no seu enrolamento trifásico. Este enrolamento é constituído de bobinas distribuídas ao longo do estator, em canais. Após a colocação de todas as bobinas, são feitas ligações convenientes, de modo que os 360° do estator fiquem divididos em 3 partes, com 120° para cada bobina ou conjunto de bobinas.

Quando essas bobinas são alimentadas por correntes senoidais defasadas em 120° , como no sistema trifásico, cria-se um campo magnético girante com intensidade constante e velo-

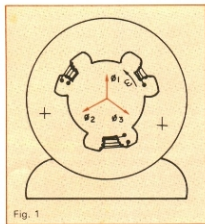


Fig. 1

Estruturas do estator de um típico motor trifásico.

cidade de ω rad/s, também constante (fig. 1).

O rotor, por sua vez, é construído de modo que o espaçamento (entreferro) entre o estator e o rotor seja o mais limitado possível; dessa forma, ele só depende das condições mecânicas de fabricação. De acordo com o modo de se construir o enrolamento do rotor, os motores são classificados em dois tipos principais:

— Rotor em curto-circuito ou gaiola (*squirrel cage*).

— Rotor bobinado ou de anéis.

O enrolamento do motor gaiola é construído com barras de cobre ou alumínio que são introduzidas nos canais do rotor e curto-circuitadas nas extre-

midades. O enrolamento do motor bobinado, por outro lado, é constituído por bobinas que são convenientemente construídas pelos canais do rotor; seus terminais são ligados em anéis condutores fixados no eixo e convenientemente isolados do mesmo. Escovas de grafite, que ficam em contato com os anéis, permitem ligar elementos externos ao enrolamento do rotor (fig. 2).

Funcionamento — Conforme vimos anteriormente, as correntes defasadas de 120° do sistema trifásico geram três campos magnéticos defasados, de forma que somados apresentam-se como um campo de módulo constante e com fase crescente, ou seja, girando com velocidade constante. O número de bobinas contidas no estator influi na velocidade de rotação desse campo. Dessa forma, o número de bobinas que constitui os três enrolamentos deste motor pode formar um, dois ou mais ímãs permanentes girantes, ou seja, um, dois ou mais pares de pólos (p).

Definimos, assim, a velocidade de sincronismo (N_s) como a velocidade do campo girante:

$$N_s = \frac{120 \cdot f}{2 \cdot p} \text{ (rpm)}$$

onde: f — frequência (60 Hz)

p — n.º de pólos do motor

O campo girante criado atua sobre o rotor, mas sabemos que, para girar, o rotor exige corrente circulando pelo rotor. Essa corrente aparece devido à tensão induzida sobre o mesmo, ou seja, o campo girante atua sobre o rotor e assim temos um fluxo magnético variando sobre as espiras do rotor, através da lei de Faraday-Lens:

$$e = - \frac{d\phi}{dt}$$

onde: ϕ — fluxo magnético

e — tensão eletromotriz induzida

A tensão induzida no enrolamento do rotor, quando este está ligado a uma carga, cria uma corrente elétrica. Aparece, então, uma força tangencial ao rotor que faz com que este gire. Se o rotor estiver na mesma velocidade que o fluxo magnético, não aparecerá tensão induzida e, em consequência, não haverá corrente, nem força sobre o rotor. Logo, notamos que o rotor nunca pode alcançar a velocidade de sincronismo,

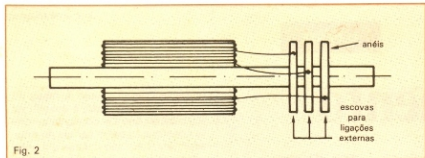


Fig. 2

Estrutura do rotor de um motor em anéis.

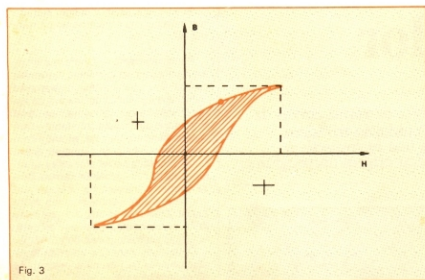


Fig. 3

Curva de histerese genérica.

sendo sempre "arrastado" pelo campo magnético girante. Essa é a razão deste tipo de motor ser chamado assíncrono, pois a sua rotação sempre será menor que a velocidade de sincronismo.

Podemos definir agora o termo **escorregamento** como sendo a relação entre o desvio da velocidade síncronica e a própria:

$$S = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s}$$

Circuito equivalente — Para estudar o modelo equivalente, é preciso ter em mente os dois tipos de perdas que ocorrem no motor:

— **No cobre:** Fios que aquecem e causam a perda de energia, devido à conversão em calor.

— **No ferro:** Basicamente podemos dividi-las em outros dois tipos: por Foucault, quando o estator e o rotor estão imersos no campo magnético e aparecem correntes circulando em ambos, que aquecem, perdendo energia. Essas correntes são chamadas **correntes de Foucault**; são minimizadas utilizando chapas de alta resistividade e isoladas umas das outras por uma fina camada de verniz. E por histerese, de mais difi-

cil visualização, pois aparece devido ao laço de histerese das chapas utilizadas no estator e rotor. Como a variação da corrente é senoidal, o ponto de trabalho, na figura 3, fica circulando em torno do perímetro da curva.

Sabendo que a energia é proporcional à área da curva $B \times H$ e examinando a figura 4, percebe-se que a energia fornecida ao indutor pela fonte é diferente da energia recebida pela fonte. Esta perda é minimizada pelo uso de chapas com laço de magnetização reduzido ao máximo.

Analisando o circuito da figura 5, verifica-se a relação entre o componente utilizado e a grandeza física sendo modelada. O resistor R_1 e o indutor L_1 representam a resistência e reatância do enrolamento de uma das fases do estator. O resistor R_2 e o indutor L_2 representam a resistência e a reatância do enrolamento de uma das fases do rotor. A resistência R_f representa as perdas no ferro, por fase, e a indutância L_m , a magnetização do ferro, também por fase.

Utilizou-se um transformador ideal para representar a transferência de energia do estator para o rotor, através do campo girante. A resistência ligada



Curso Magistral em ELETRÔNICA

Instituto Nacional CIÊNCIA

TODA A ELETRÔNICA EM UM SÓ CURSO MAGISTRAL

Você receberá em 48 Remessas, mais os Prêmios ao Graduado, todos os Elementos, Materiais, Ferramentas, Aparelhos, Kits, Instrumentos e TV a Cores completo que lhe entrega CIÊNCIA para sua mais completa e Garantida formação Técnico-Profissional.

NOVO MÉTODO M.A.S.T.E.R. COM MULTIPRÁTICA EM CASA

O Instituto Nacional CIÊNCIA incorporou o Método MASTER com total segurança e válido Treinamento em seu Lar com os Textos e Equipamentos de MULTIPRÁTICA EM CASA, e um opcional e valioso TREINAMENTO PROFISSIONALIZANTE FINAL.

TUDO GRADUADO DE TÉCNICO EM ELETRÔNICA SUPERIOR TERÁ RECEBIDO:

- 1 SUPER KIT Experimental GIGANTE para experimentar progressivamente 20 Aparelhos Eletrônicos mais 3 Instrumentos Exclusivos (Em Caixas Metálicas, não Plásticas), com todos os Materiais necessários para fazê-los funcionar, montados por você mesmo!!!
- 24 Ferramentas de Oficina
- 1 Laboratório para Fabricar Placas de C.I.
- 6 Reprodutores de som (Autofalantes e Tweeters);
- 1 Gravador K-7 e 6 Fitas Dúvidas pré-gravadas;
- 1 Gerador de AF e RF, com Garantia de Fábrica;
- 1 TV a Cores completo;
- 1 Gerador de Barras para TV, com Garantia de Fábrica;
- 1 Multímetro Digital, com Garantia de Fábrica.

BENEFÍCIOS EXCLUSIVOS:

Em forma inédita no Brasil você poderá capacitar-se em eletrônica com o mais completo e moderno Material Didático.

O valioso e completo Equipamento que entregamos, mais os importantes Textos e Manuais Profissionalizantes e de Empresas do: CEPA — GENERAL, ELECTRIC — GETTÉSON — HASA — HITACHI — MEGABRAS — MOTOROLA — PHILCO — PHILIPS — R.C.A. — SANYO — SHARP — SIEMENS — SONY — TELERAMA — TEXAS — TOSHIBA, WESTINGHOUSE Co. e outros, mais Lições TEMATEMA, Circulares Técnicas, PASTAS e Materiais Técnicos Didáticos diversos, mais as BOLSAS DE ESTUDO COMPLETAS de Especialização para nossos Graduados, com Estágios em Empresas e no CEPA.

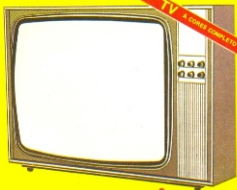
Esta OBRA EDUCACIONAL é uma realidade graças ao apoio e respaldo que importantes Instituições, Empresas e Editoriais Técnicas brindam com todo empenho a CIÊNCIA, pelo sólido prestígio ganho em base a cumprimento, ideais de serviço e autêntica responsabilidade.



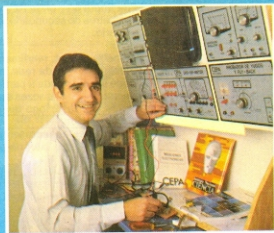
A CARREIRA TÉCNICA PARA AMBOS SEXOS COM MAIOR FUTURO

ELETRÔNICA

RÁDIO — ÁUDIO — TV — VIDEOCASSETES — INSTRUMENTAL — PROJETOS ELETRÔNICOS —
FABRICAÇÃO DE APARELHOS: CIRCUITOS IMPRESSOS, PAINÉIS E INSTRUMENTOS
ELETRO-ELETRÔNICOS — MICROONDAS — RADAR — ELETRÔNICA INDUSTRIAL — MICRO-
PROCESSADORES — COMPUTAÇÃO — DIREÇÃO DE OFICINA TÉCNICA, ETC.



Tudo para VOCÊ



**GARANTIA EXCLUSIVA
DE QUALIDADE
DE ENSINO**



Você recebe uma
GARANTIA DE QUALIDADE DE ENSINO,
em seu nome, Registrada no
5.º Cartório de Títulos e Documentos
de São Paulo, sob N.º 191.663.

Instituto Nacional
CIÊNCIA

Para solicitações **PESSOALMENTE**
R. DOMINGOS LEME, 289
Vila Nova Conceição - CEP 04510 - SÃO PAULO

COM INTENSO "TREINAMENTO PROFISSIONALIZANTE FINAL"
(OPCIONAL)

Para maior informação remeter este
cupom e o atendimento será imediato



**SOLICITO GRÁTIS O GUIA PROGRAMÁTICO
DO CURSO MAGISTRAL EM ELETRÔNICA**

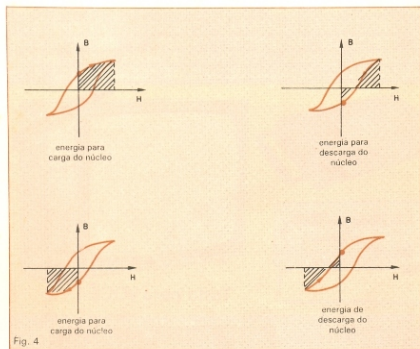
Para mais rápido atendimento solicitar pela
Caixa Postal 19.119 - CEP 04599 - São Paulo

Nome: _____ Idade: _____

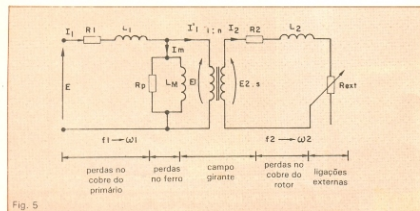
Endereço: _____

Cidade: _____ Estado: _____

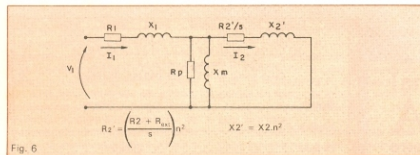
CEP: _____



Desenvolvimento da curva de histerese no ferro do motor.



Circuito equivalente do motor de indução, representando apenas uma das fases.



Modelo com os parâmetros do secundário refletidos para o primário.

aos anéis é representada pela R_{ext} ; no caso do motor de anéis, essa resistência é normalmente utilizada na partida do motor. Já em motores gaiola, essa resistência é colocada em curto-circuito.

Convém lembrar que todos esses parâmetros devem ser considerados por fase e que o conjugado e potência de perdas devem ser admitidos como apenas 1/3 do valor real. Note que esses valores não são normalmente fornecidos pelo fabricante e, por isso, é necessário encontrá-los através de características de chapa e de ensaios no motor.

Outra observação importante: nos motores assíncronos, a velocidade rotórica é diferente da velocidade do campo girante; assim, a frequência no primário do transformador é diferente da frequência no secundário (ou rotor). Para simplificar o modelo, então, divide-se todas as grandezas por "s" (escorregamento), o que dá origem ao modelo da figura 6 — onde $R2'$ e $X2'$ são os parâmetros do secundário refletidos no primário.

Potência, perdas, rendimento — A potência absorvida da rede, pelo motor, pode ser calculada a partir do modelo, como sendo três vezes a potência absorvida por fase; logo teremos:

$$P1 = V1 \cdot I1 \cdot \cos\phi$$

onde: $V1$ e $I1$ estão representados na figura 6, e $\cos\phi$ é o fator de potência do motor.

Na figura 7 estão descritas todas as perdas existentes e, a partir daí, podemos encontrar o rendimento real do motor. A perda no cobre do estator é representada, no nosso modelo, pela resistência $R1$; as perdas no ferro, por Rp ; e as perdas no cobre do rotor, por $R2$; assim encontramos as equações:

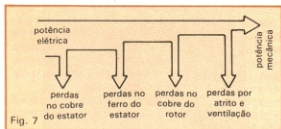
$$\begin{aligned} P_{ce} &= 3 \cdot R1 \cdot I1^2 \\ P_{cr} &= 3 \cdot R2' \cdot I2^2 \\ P_{fe} &= 3 \cdot Rp \cdot I_p^2 \end{aligned}$$

onde: P_{ce} — perdas no cobre do estator

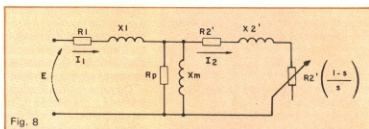
P_{cr} — perdas no cobre do rotor

P_{fe} — perdas no ferro do estator

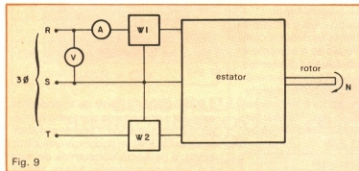
Observe que as perdas no ferro do rotor são desprezadas, já que com o motor em funcionamento, a frequência da f.e.m. induzida no rotor ($f2$) depende diretamente do escorregamento — que, por sua vez, é muito pequeno fa-



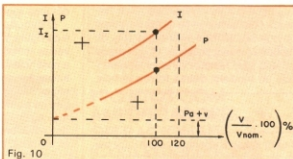
Esquema das várias perdas existentes no motor.



Modelo final do motor, utilizado na confecção do programa.



Circuito típico para o ensaio em vazio do motor.



Método para se calcular as perdas mecânicas do motor de indução.

OS-10

Osciloscópio para faixa de frequências de C.C. a 10MHz



O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua frequência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com gratificado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.



ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.
Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

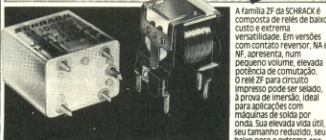
A SCHRACK

LANÇA O

Relé ZF

O menor e o mais confiável de sua categoria!

Para circuito impresso



A família ZF da SCHRACK é composta de relés de baixo custo e extrema versatilidade. Em versões com contato reversor, NA e NF, apresenta, num pequeno volume, elevada potência de comutação. O relé ZF para circuito impresso pode ser selado, à prova de imersão, ideal para aplicações com máquinas de solda por onda. Sua elevada vida útil, seu tamanho reduzido, seu baixo peso e extrema confiabilidade o tornam ideal para aplicações em sistemas de segurança, máquinas automáticas, de escritório, equipamentos, de áudio, brinquedos eletrônicos, aplicações automotivas, etc.

SCHRACK
DO BRASIL EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A. NÓS TEMOS A MELHOR SOLUÇÃO

Vendas: ITAPECERICA DA SERRA - SP - Av. Eduardo R. Daher, 723 - Tel.: (011) 895-2944
RIO DE JANEIRO - RJ - Rua Uruguaçu, 393 - Sociedade 102 - Tijuca - Tel.: (021) 268-2566
Fábrica: ITAPECERICA DA SERRA - SP - Av. Eduardo R. Daher, 1.135
Correspondência: Itapeca da Serra - SP - Caixa Postal 02 - CEP 06850 - Telex (011) 33226 SCHR BR

ce a outras grandezas. No caso de motores em anel, existe ainda uma perda joule no resistor externo, dado por:

$$P_x = I_2^2 \cdot R_{\text{ext}}$$

onde P_x é a perda no resistor externo do motor em anel.

Podemos então modificar nosso modelo, de forma a isolar os resistores R_2' e R_{ext} do escorregamento; é possível, assim, visualizar mais facilmente P_{mec} que é a potência mecânica fornecida pelo motor — se considerarmos a perda por atrito e ventilação (fig. 8). Verifica-se que a potência P_{mec} é representada pelo resistor variável representado no modelo; dessa forma temos:

$$P_{\text{mec}} = I_2^2 \cdot R_2' \cdot \frac{(1-s)}{s}$$

O conjugado fornecido pelo motor pode ser escrito da seguinte forma:

$$C = \frac{P_{\text{mec}}}{\omega} = \frac{P_{\text{mec}}}{\omega_s (1-s)}$$

onde: C é o conjugado mecânico fornecido pelo motor e P_{mec} é a potência fornecida pelo motor, retirando-se o atrito e a ventilação:

$$(P_{\text{mec}} = P_{\text{at}} - P_{\text{a+v}})$$

Agora temos o modelo completo do motor assíncrono trifásico e através dele podemos conhecer todas as grandezas importantes do mesmo. Resolvendo o circuito elétrico do modelo, podemos calcular o fator de potência, o conjugado, corrente de consumo, potência etc. Antes de estudar o modelo encontrado, porém, vamos apresentar como são efetuados os testes para encontrar os parâmetros utilizados pelo nosso modelo.

Ensaio — Quando o motor é adquirido de um fabricante, ele normalmente não contém nenhuma especificação sobre os parâmetros do modelo; o que ocorre é simplesmente a inscrição de alguns dados em sua carcaça. Esses dados são denominados "valores nominais" ou "dados de chapa" do motor e são os seguintes:

- potência mecânica útil (em CV)
- tensão de alimentação (em V)
- frequência nominal (em Hz)
- corrente nominal (em A)
- velocidade nominal (em rpm)

Note que os chamados valores nominais são caracterizados pelas con-

dições máximas de trabalho — ou seja, a potência nominal é a máxima potência mecânica útil no eixo, quando o motor é alimentado por tensão e frequência nominais (a corrente consumida, nesse caso, é a corrente nominal).

Os ensaios realizados para encontrarmos a grandezas do modelo são o de vazio e o de rotor bloqueado. Em vazio, as únicas perdas envolvidas na potência absorvida da rede são as de ferro, as de cobre do estator e as mecânicas (por atrito e ventilação).

O circuito utilizado para o ensaio é o da figura 9. Alimenta-se o motor com várias tensões e mede-se a corrente e a potência consumidas nas diferentes situações de tensão. As perdas mecânicas são encontradas por extrapolação no ponto da curva da potência em que a tensão é nula (fig. 10). As perdas no cobre do estator são dadas pela fórmula:

$$P_{\text{cc}} = 3I_2^2 R_1$$

As perdas no ferro são encontradas por diferença entre as curvas.

O ensaio de rotor bloqueado é feito impedindo-se o rotor de girar e aplicando tensão crescente (sem ultrapassar, porém, a corrente nominal). Como as perdas mecânicas e no ferro para esta condição são nulas, toda a potência é absorvida pelo cobre; e, considerando que a potência deve ser dividida por três, pois o modelo é considerado para apenas uma fase, conclui-se que:

$$R_1 + R_2' = P/I^2 \\ (X_1 + X_2')^2 = \left[\frac{V_1}{I} \right]^2 - (R_1 + R_2')^2$$

Medindo-se a resistência ôhmica do estator calcula-se X_1 e X_2' .

Para completar o modelo, basta descobrir a relação de tensão entre o estator e o rotor, o que é feito simplesmente medindo-se as tensões com o rotor parado. Os valores de R_2 e X_m são encontrados a partir das perdas no ferro e da corrente em vazio — o que é bastante simples, pois é só resolver o circuito do modelo para o caso do ensaio em vazio, considerando-se os valores encontrados com o rotor bloqueado.

Estudo do modelo — Passamos agora ao estudo do modelo encontrado. Basicamente, vamos resolver o circuito elétrico do modelo para as diferentes condições de funcionamento. Apresentamos um programa em BASIC

para qualquer microcomputador compatível com a linha *Apple II*. Esse programa traça as curvas para motores de indução trifásicos, tendo como dados as grandezas do modelo. Em outras palavras, ele basicamente resolve o circuito elétrico do modelo.

Dessa forma, tendo as figuras 6 e 8 como base, podemos definir as correntes de malha como:

$$\begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & -Z_3 \\ -Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$$

sendo:

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad Z_2 = \frac{R_2'}{s} + jX_2' \\ \text{e } Z_3 = R_f / X_p j$$

Além disso, a partir de I_1 podemos calcular a corrente de consumo do motor, não esquecendo o fato de essa corrente ser de fase; podemos encontrar, ainda, a potência consumida da rede e o fator de potência. Assim sendo, temos:

$$I_1 = I \cdot \sqrt{3}, \text{ onde } I_1 = I_{1R} + jI_{1M}$$

$$FP = \frac{I_{1R}}{I_1} \\ P = 3 \cdot E \cdot I_{1R} \cdot FP$$

onde:

- I_1 — corrente de linha
- FP — fator de potência
- I_{1R}, I_{1M} — componentes da corrente
- P — potência útil consumida

Ainda, pela corrente I_2 , podemos calcular o valor da potência mecânica transmitida ao rotor e assim o conjugado (fig. 8):

$$P_{\text{mec}} = I_2^2 \cdot \frac{(1-s)}{s} \cdot R_2' \\ P_{\text{mec}} = P_{\text{at}} - P_{\text{at+v}} (1-s) \\ C = \frac{P_{\text{mec}}}{\omega}$$

onde: $\omega = (1-s) \omega_{\text{sinc}}$

logo:

$$C = \frac{I_2^2 \cdot R_2'}{s \cdot \omega_{\text{sinc}}} - \frac{P_{\text{at+v}}}{\omega_{\text{sinc}}}$$

No próximo número, daremos vários exemplos de aplicação do programa e suas possibilidades.



Cod. 01

Cr\$ 15,500

APLICAÇÕES PARA O 555 (Com Experiências)

Howard M. Berlin

Este livro foi elaborado com o intuito de preencher uma lacuna existente na literatura técnica. Ele explica o temporizador 555 e sugere mais de 100 circuitos onde ele pode ser aplicado com sucesso, entre jogos, ignição eletrônica e outros. Trata-se de uma obra que não pode faltar na bancada do técnico, que encontrará nele uma fonte de consulta permanente.



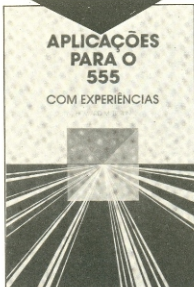
Cod. 02

Cr\$ 17,500

COMO UTILIZAR ELEMENTOS LÓGICOS INTEGRADOS

Jack Streater

Um livro indispensável para aqueles que pretendem, por necessidade ou curiosidade, ingressar no fascinante mundo dos circuitos integrados. Com uma linguagem simples, explicações detalhadas e exemplos práticos, o autor aborda os pontos essenciais desde as noções básicas sobre numeração binária até os microprocessadores e sua estrutura interna. O estudante, o técnico e o hobbista têm nessa obra as bases que lhes permitirão acompanhar o vertiginoso progresso das técnicas de integração.



Cod. 03

Cr\$ 15,500

PROJETOS COM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS (Com Experiências)

Howard M. Berlin

A versatilidade e a relativa simplicidade em implementar funções complexas tornaram o amplificador operacional o componente mais utilizado em circuitos de controle, de cálculos e de instrumentação. Esse livro o estuda em detalhes numa linguagem bastante acessível, partindo de seus circuitos básicos, analisando-os e modificando-os de modo a obter seu máximo desempenho. Para possibilitar um bom aproveitamento da leitura, são descritos mais de 30 experiências que permitem um contato direto com o amplificador operacional.

(se não quiser destacar esta folha, pode enviar xerox ou carta com os dados completos)

Em anexo estou remetendo a importância de Cr\$ _____ em, Cheque N° _____
c/Banco _____ ou Vale Postal N° _____ (enviar à Agência Central SP)
para pagamento do(s) Livro(s), 01 02 03 (assinalar) que me serão remetidos pelo correio.

Cheque ou Vale Postal, pagável em São Paulo, a favor de:
EDITELE Editora Técnica Eletrônica Ltda.
Caixa Postal 30.141 - 01000 - São Paulo - SP

Preços válidos
por tempo limitado

Nome Principal _____
Endereço _____ Número _____ Apto. _____
CEP _____ Bairro _____ Cidade _____ Estado _____

Modelamento de motores de indução trifásicos

```

0 LOMEN: 16384
1 DIM ZR(13),Z(13)
2 DIM X(265),Y(265)
3 HOME: FLASH: PRINT "SIMULACAO DE
4 MOTORES ASSINCROÑOS": NORMAL
5 PRINT: PRINT: PRINT "CARACTERISTICAS
6 DO MOTOR": PRINT
7 PRINT "PARA ALTERAR QUALQUER VALOR
8 DIGITE S": PRINT: PRINT "A QUALQUER
9 PERGUNTA RESPONDA S/P/SIM E N/P/NAO": PRINT: PRINT
10 PRINT "NUMERO DE PARES DE POLOS =
11 "PP: INPUT R$: IF R$ < > "S" THEN GOTO
12 15
13 INPUT "NUMERO DE PARES DE POLOS =
14 "PP: WS = 377 / PP
15 REM MOTORES TRIFASICOS
16 PRINT "R1 = "": R1: INPUT R$: IF R$ < >
17 "S" THEN GOTO 25
18 INPUT "R1 = "": R1
19 PRINT "R2 = "": R2: INPUT R$: IF R$ < >
20 "S" THEN GOTO 35
21 INPUT "R2 = "": R2
22 PRINT "X1 = "": X1: INPUT R$: IF R$ < >
23 "S" THEN GOTO 45
24 INPUT "X1 = "": X1
25 PRINT "X2 = "": X2: INPUT R$: IF R$ < >
26 "S" THEN GOTO 55
27 INPUT "X2 = "": X2
28 PRINT "RP = "": RP: INPUT R$: IF R$ < > "S"
29 THEN GOTO 65
30 INPUT "RP = "": RP
31 PRINT "XM = "": XM: INPUT R$: IF R$ < >
32 "S" THEN GOTO 75
33 INPUT "XM = "": XM
34 PRINT "RELAÇÃO DE TENSAO = "": REL: IN-
35 PUT R$: IF R$ < > "S" THEN GOTO 82
36 INPUT "RELAÇÃO DE TENSAO = "": RE
37 PRINT "POTENCIA DE PERDAS MECANI-
38 CAS = "": PV: INPUT R$: IF R$ < > "S"
39 THEN GOTO 87
40 INPUT "POTENCIA DE PERDAS MECANI-
41 CAS = "": PV
42 PRINT "TENSAO = "": E: INPUT R$: IF R$
43 < > "S" THEN GOTO 92
44 INPUT "TENSAO = "": E
45 PRINT "RESIST. EXT. P/FASE = "": RX: IN-
46 PUT R$: IF R$ < > "S" THEN GOTO 96
47 INPUT "RESIST. EXT. P/FASE = "": RX
48 PRINT "GRAFICOS POSSIVEIS": PRINT "
49 "CORRENTE": PRINT " " "POTENCIA CON-
50 SUMIDA": PRINT " " "POTENCIA NO RO-
51 TOR": PRINT " " "CONJUGADO": PRINT "
52 "RENDIMENTO": PRINT " " "FACTOR DEPO-
53 TENCIA": PRINT: PRINT: INPUT "ESCO-
54 LHA O GRAFICO "": T$ I = 1
55 HOME: VTAB 12: PRINT SPC(8): FLASH
56 PRINT "AGUARDE O PROCESSAMEN-
57 TO": NORMAL
58 NA = 35: REM NUMERO DE AMOSTRAS
59 FOR S = 1E: 3 TO 1 STEP 1 / NA
60 ZR(1) = R1: ZI(1) = X1
61 ZR(3) = (R2 + RX) / (S * RE ^ 2)
62 ZI(3) = X2 / RE ^ 2
63 ZR(2) = RP * XM ^ 2 / (RP ^ 2 + XM ^ 2)
64 ZI(2) = XM * RP ^ 2 / (RP ^ 2 + XM ^ 2)
65 ZR(4) = E: ZI(4) = 0
66 P = 1: Q = 2: R = 5: GOSUB 1000
67 P = 2: Q = 3: R = 6: GOSUB 1000
68 P = 3: Q = 6: R = 7: GOSUB 1100
69 P = 4: Q = 2: R = 8: GOSUB 1100
70 P = 7: Q = 8: R = 9: GOSUB 1050
71 P = 6: Q = 9: R = 10: GOSUB 1150
72 P = 2: Q = 9: R = 11: GOSUB 1150
73 P = 10: Q = 4: R = 12: GOSUB 1100
74 P = 11: Q = 4: R = 13: GOSUB 1100
75 C1 = SQR (ZR(12) ^ 2 + ZI(12) ^ 2)
76 C2 = SQR (ZR(13) ^ 2 + ZI(13) ^ 2)
77 FP = ABS (ZR(12) / C1)
78 CJ = 3 * C2 ^ 2 * (RX + R2) / (REL ^ 2 * S
79 * WS) / PV / WS
80 PR = CJ * WS * (1 - S): PC = 3 * E * C1 * FP
81 X(1) = S
82 IF T$ = "CONJUGADO" THEN Y(1) = CJ
83 IF T$ = "CORRENTE" THEN Y(1) = C1
84 IF T$ = "FACTOR DE POTENCIA" THEN Y(1)
85 = FP
86 IF T$ = "POTENCIA NO ROTOR" THEN Y(1)
87 = PR
88 IF T$ = "POTENCIA CONSUMIDA" THEN
89 Y(1) = PC
90 IF T$ = "RENDIMENTO" THEN Y(1) = PR
91 / PC
92 I = 1 + 1
93 NEXT S
94 GOSUB 5100
95 TEXT: HOME
96 INPUT "QUER MUDAR ALGUMA CONS-
97 TANTE?": R$: IF R$ = "S" THEN GOTO 5
98 GOTO 96
99 1000 REM SOMA
100 ZR(IR) = ZR(IP) + ZR(IQ)
101 ZI(IR) = ZI(IP) + ZI(IQ)
102 ZR(1) = ZR(1)
103 RETURN
104 1050 REM SUBTRACAO
105 ZR(IR) = ZR(IP) - ZR(IQ)
106 ZI(IR) = ZI(IP) - ZI(IQ)
107 ZR(1) = ZR(1)
108 RETURN
109 1090 REM MULTIPLICACAO
1100 REM MULTIPLICACAO
111 ZR(IR) = ZR(IP) * ZR(IQ) - ZI(IP) * ZI(IQ)
112 ZI(IR) = ZR(IP) * ZI(IQ) + ZI(IP) * ZR(IQ)
1130 RETURN
1140 REM DIVISAO
1150 ZI(IQ) = -ZI(IQ)
1160 GOSUB 1100
1170 ZR(IR) = ZR(IR) / ZR(IQ) ^ 2 + ZI(IQ) ^ 2)
1180 ZI(IR) = ZI(IR) / ZR(IQ) ^ 2 + ZI(IQ) ^ 2)
1190 RETURN
1200 RETURN
1210 REM TRACADOR DE GRAFICOS
1220 REM X(II) = EIXO HORIZONTAL
1230 REM Y(II) = EIXO VERTICAL
1240 N = NA
1250 REM T$ = TITULO DO GRAFICO
1260 Y(1) = Y(1): Y(2) = Y(1): AX = X(1): BX = X(1)
1270 FOR I = 2 TO N
1280 IF (Y(1 - Y(II)) <= 0 THEN 5110
1290 Y(1) = Y(II)
1300 GOTO 5112
1310 IF (Y(2 - Y(II)) >= 0 THEN 5112
1320 Y(2) = Y(II)
1330 IF (AX - X(II)) <= 0 THEN 5115
1340 X = X(II)
1350 GOTO 5117
1360 IF (BX - X(II)) >= 0 THEN 5117
1370 BX = X(II)
1380 NEXT I
1390 HOME: INVERSE: PRINT "DIMENSIO-
1400 NAMENTO DO GRAFICO": NORMAL: PRINT
1410 PRINT: PRINT
1420 PRINT "VALORES MIN,MAX DE X SAO:
1430 "AX,"->"BX
1440 PRINT "VALORES MIN,MAX DE Y SAO:
1450 "Y1,"->"Y2
1460 PRINT
1470 PRINT "ESCALA MIN,MAX DO EIXO X:
1480 "X1,"->"X2
1490 PRINT "ESCALA MIN,MAX DO EIXO Y:
1500 "Y1,"->"Y2
1510 AX = BX - AX: YD = Y2 - Y1
1520 HOME: VTAB 24: INPUT "PREENCHA EN-
1530 TRE OS PONTOS?": FIL L$
1540 PRINT: PRINT
1550 IF YD = 0 THEN YD = 1
1560 IF XD = 0 THEN XD = 1
1570 REM PLOT AXES WITH SCALES
1580 HCOLOR = 3: INPUT "QUER APAGAR?
1590 "R$: IF R$ = "S" THEN HGR: GOTO 5132
1600 POKE -16304,255: POKE -16297,255:
1610 HPLLOT 8,1 TO 8,151
1620 FOR Y = 151 TO 0 STEP -1: HPLLOT 5,Y
1630 TO 7,Y: HPLLOT 10,Y TO 270,Y: NEXT Y
1640 REM EIXO HORIZONTAL
1650 HPLLOT 10,154 TO 270,154
1660 IF FOR X = 10 TO 270 STEP 13: HPLLOT
1670 X,155 TO X,157: HPLLOT X,1 TO
1680 X,151: NEXT X
1690 HCOLOR = 7: KI = 0
1700 PRINT: VTAB 24: PRINT "EIXO
1710 Y": Y1: "Y2: SPC(41) "EIXO X
1720 "AX,"->"BX: PRINT
1730 FOR I = 1 TO N
1740 X = (X(II) - AX) * 260 / XD + 10
1750 Y = 151 - (Y(II) - Y1) * 150 / YD
1760 IF X >= 270 OR X < 10 OR Y < 1 OR Y >
1770 151 THEN 5148
1780 IF KI = 0 THEN GOTO 5147
1790 IF FILL$ < > "S" THEN 5147
1800 HPLLOT TO X,Y
1810 HPLLOT X,Y: KI = 1
1820 NEXT I
1830 INVERSE
1840 PRINT "": TS: "": NORMAL: PRINT SPC(
1850 28 - LEN(T$)) "CONTINUO?": CALL 756
1860 PRINT: PRINT: PRINT "ALGUMA TROCA
1870 NOS FATORES DE ESCALAS, N(1)?": INPUT
1880 "": A$
1890 IF A$ < > "S" THEN RETURN
1900 GOTO 5119

```

Comunique-se
com
um mercado
de
300.000
leitores!

Anuncie
em
Nova Eletrônica

Medidor de VU tipo bargraph

Dois CIs, um transistor, dez LEDs:
com esses componentes pode-se montar
um instrumento tipo "VU", operando
nas modalidades de barra e ponto

O integrado LM3914, coração desse circuito, tem 10 comparadores de tensão para excitar os LEDs externos; suas entradas inversoras recebem referências a partir de um divisor resistivo interno, enquanto as não inversoras são acionadas simultaneamente por uma tensão contínua, proveniente da saída de um *buffer* (reforçador interno de corrente) — que constitui a entrada do sinal do integrado.

A entrada desse *buffer* comunica-se com o exterior através do pino 5 do CI. As ligações internas dos 10 comparadores aos 10 pontos do divisor resistivo são feitas de tal maneira que, no funcionamento normal do integrado, quanto maior a tensão aplicada à entrada, maior será o número de LEDs acesos — formando, assim, uma barra luminosa, cuja extensão varia pro-

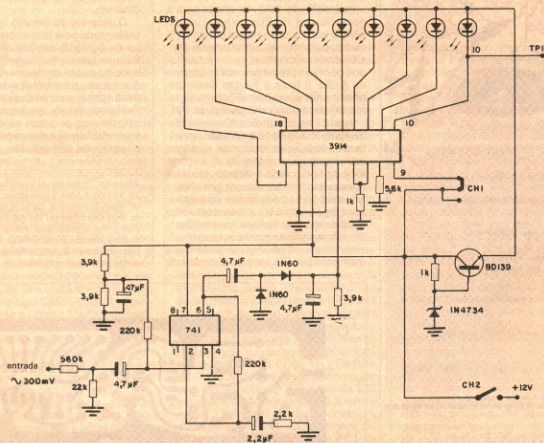


Fig. 1

ARGOS- IPOTEL

CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPOTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM Nossos LABORATÓRIOS.



Preencha e envie o cupom abaixo.

ARGOS — IPOTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP.
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305
Nome _____
Endereço _____
Cidade _____ CEP _____
Curso _____

Em nos escrever indique o código NE

porcionalmente à tensão aplicada na entrada.

O LM3914 permite outra modalidade de operação, na qual apenas um LED acende por vez, formando um ponto luminoso cuja posição depende da tensão na entrada; quanto maior essa tensão, maior o deslocamento do ponto luminoso. Esses dois modos de funcionamento podem ser comutados através de um controle externo, aplicado ao pino 9 do CI, que corresponde à entrada de controle do estágio comutador de modo. Quando esse pino é ligado a Vcc, a modalidade imperante é a de barra; quando é desligado, temos a modalidade de pontos.

O circuito — Com base nesse pequeno resumo da operação interna do LM3914, é fácil concluir que, ao se aplicar uma tensão contínua variável ao pino 5, suas variações de amplitude e duração serão "traduzidas" em indicação luminosa pela barra de LEDs. Na figura 1 temos o diagrama completo do medidor de VU, que converte em indicação luminosa os semiciclos positivos do sinal de áudio, amplificado por um operacional 741 e entregue a uma rede de retificação e filtragem.

Como a entrada do LM3914 exige uma tensão de 1250 mV eficaz para a operação dos 10 LEDs, torna-se necessário o uso de um estágio pré-amplificador, para dar ao circuito uma sensibilidade compatível com quase todos os níveis presentes nos aparelhos de áudio. É essa a função desempenhada pelo operacional 741, "programado" para exibir um ganho de 100.

Isso dá ao circuito uma sensibilidade aproximada de 12,5 mV eficazes para uma indicação total; mas como na maioria dos casos a saída dos aparelhos de áudio varia bastante, torna-se necessário, então, colocar um divisor resistivo na entrada, cujos valores variam de acordo com a intensidade do sinal de entrada. No caso do protótipo, os dois resistores que constituem o divisor foram escolhidos de modo que a melhor indicação, nos dois modos de

funcionamento, fosse obtida com sinais de intensidade média de 300 mV.

Embora a alimentação total do circuito seja de 12 V, a barra de LEDs é alimentada por uma tensão bem inferior, proveniente de um estágio regulador. Essa modalidade de alimentação foi adotada a fim de preservar a segurança do 3914 e assim prolongar sua vida útil — já que o invólucro de plástico não facilita o uso de dissipadores.

O transistor BD139, ao qual deve ser acoplado um pequeno dissipador (uma chapa de alumínio de 20 x 35 x 1,5 mm), recebe em sua base a tensão de referência proveniente de um zener de 5,6 V e fornece uma tensão de 5 V, que alimenta os LEDs comandados pelo LM3914.

O consumo do circuito, medido sob três condições de operação, foi o seguinte: em repouso, 22 mA; no modo "barra", 220 mA; e no modo "ponto", 43,5 mA. Embora exista diferença na tensão e na corrente de acendimento dos LEDs amarelos e verdes, quando comparados aos vermelhos, o uso simultâneo de 3 cores diferentes — como, por exemplo, os 5 primeiros, amarelos; os 3 seguintes, verdes; e os 2 últimos, vermelhos — não demonstrou nenhuma diferença visível no acendimento.

O desenho do circuito impresso, representado pela face cobreada, aparece na figura 2, em tamanho natural. Para se fazer a montagem de dois canais, é preciso confeccionar duas placas iguais. No protótipo foi preferível essa opção, com as duas placas montadas lado a lado, em lugar da confecção de uma só placa estéreo — que prometia tornar a montagem um tanto complicada, por questão de espaço.

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu currículo acompanhado por um texto de duas páginas; em cada edição divulgaremos uma das idéias que recebermos.

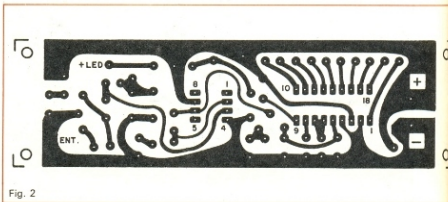


Fig. 2

CMOS, o futuro dos circuitos integrados

Permitindo baixo consumo de potência e um elevado nível de integração, a tecnologia CMOS deverá predominar no futuro dos CIs

Os CIs construídos com dispositivos do tipo transistor de efeito de campo e metal-óxido-semicondutor complementar, conhecido resumidamente por CMOS, estão tendo crescente aplicação na microeletrônica, tanto na construção de circuitos integrados em pequena escala como na de circuitos integrados em escala ultra-ampla. Uma série de características privilegiadas desta tecnologia, destacando-se seu baixo consumo de potência, tem determinado sua escolha na implementação de CIs.

Progressos recentes no escalonamento de dispositivos MOS têm permitido reduzir suas dimensões até a ordem de micra e, deste modo, aumentar consideravelmente sua velocidade de operação. Isso está possibilitando que a tecnologia CMOS substitua paulatinamente a Lógica Transistor-Transistor, mesmo nas suas versões mais avançadas. O avanço da tecnologia CMOS não tem se limitado aos circuitos digitais, sendo que hoje são construídos operacionais com tecnologia CMOS, além de circuitos que utilizam técnicas analógico-digitais simultaneamente, tais como: codecs, modems, conversores A/D e filtros digitais. Numa série de artigos que ora iniciamos, vamos examinar as principais características e as potencialidades da tecnologia CMOS, que, sem margem

de dúvida, será a dominante nas novas implementações de CIs nas décadas de 80 e 90.

Introdução — Apesar de seu emprego inicial relativamente limitado, a tecnologia CMOS tornou-se preponderante desde o início na implementação de relógios e calculadoras eletrônicas. Hoje, a lógica complementar a MOS—CMOS — é, sem dúvida, a família de dispositivos MOS que possui maiores perspectivas de desenvolvimento a curto, médio e longo prazos. Isso deverá ocorrer tanto em circuitos integrados em pequena escala (IPE), como na sua utilização em CIs em escala muito ampla (IEMA), e em circuitos integrados em escala ultra-ampla (IEULA). No que se refere ao emprego da tecnologia CMOS em CIs IPE e IEMA (integração em média escala), ela está experimentando considerável expansão com a substituição gradativa de várias subfamílias da família bipolar transistor-transistor (LTT ou TTL). De fato, os CIs MOS de alto desempenho superam em velocidade a subfamília LTT padrão, e estão substituindo a subfamília LTT *Schottky* de baixa potência, com vantagens de consumir menos potência CC e maior imunidade a ruídos elétricos.

Entre os CIs ILE (integração em larga escala) e IEMA, a tecnologia CMOS

já está ocupando uma posição importante na área de pastilhas padrões — memórias, microprocessadores e lógica casual (*random logic*) —, bem como na dos CIs IEMA dedicados e semidedicados. Na verdade, mais e mais companhias de porte mundial têm anunciado a aplicação da tecnologia CMOS em todas as gerações de novos produtos. De um mercado mundial estimado em 40 bilhões de dólares, para os circuitos integrados em 1990, prevê-se que os produtos com tecnologia CMOS ocuparão cerca de 15 bilhões⁽¹⁾.

Historicamente, o início da década de 70 marcou a utilização da tecnologia MOS, canal simples P, em maior escala. Os primeiros CIs a MOS eram do tipo canal P, porta metálica, que utilizavam em sua fabricação quatro fotomáscaras-chaves: abertura de janelas para a difusão de fonte e dreno, crescimento de óxido fino, abertura de janelas para contatos de fonte e de dreno e, finalmente, configurações de interligação metálica. As primeiras memórias apenas de leitura (MAL), com portas metálicas e programáveis pelo fabricante, foram rapidamente substituídas pelo processo PMOS porta silício, que também teve vida muito curta, sendo substituído, por sua vez, pela tecnologia NMOS porta metálica e porta silício — ainda amplamente empregada. Apesar de se utilizar basicamente o

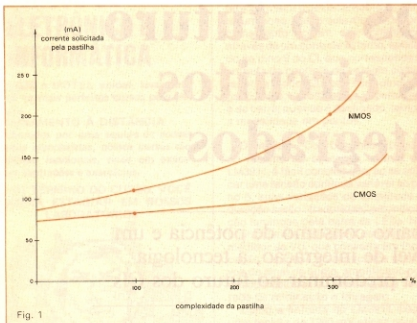


Fig. 1

Relação entre o aumento da complexidade dos CIs e o maior consumo de potência nas tecnologias NMOS e CMOS.

mesmo processo tecnológico durante todo esse período, foram feitos grandes progressos quanto ao desempenho e à densidade de dispositivos na pastilha, sendo que o número de dispositivos numa pastilha de dimensões dadas cresceu à razão de 60% ao ano. Em 1983, tínhamos, no mercado, memórias de 64 kbits, com mais de 100 mil transistores numa pastilha, bem como microprocessadores e outros CIs complexos, cuja quantidade de dispositivos ultrapassava este número.

A utilização da tecnologia CMOS em escala comercial iniciou-se também de modo desprezível no início da década de 70, apresentando a vantagem de pequeno consumo de potência. Apresentava, no entanto, sérias limitações na sua velocidade de operação. Entretanto, o emprego de CMOS na fabricação de CIs é ainda anterior^{2, 3, 4}; estes, todavia, eram fabricados com tecnologias sofisticadas para a época e, por isso, o seu custo de produção e seu valor estratégico limitaram sua aplicação às áreas militares e aeroespaciais⁵. Porém, as características inerentes à tecnologia CMOS, como o baixo consumo de potência a CC, a alta imunidade a ruídos e a operação confiável em ampla faixa de valores de tensão de alimentação acabaram por prevalecer. Hoje, esta tecnologia está

se tornando dominante, não existindo dúvidas de que, a curto e a médio prazos, tornar-se-á cada vez mais a base de fabricação de CIs, tanto analógicos como digitais.

Vantagem na potência — Apesar de tudo o que é discutido sobre CMOS, seu emprego converge para um fato simplesmente: circuitos CMOS consomem uma potência muito pequena. Em outras palavras, os circuitos CMOS digitais consomem uma potência quase nula quando estão em estado de repouso, fazendo-o apenas quando mudam de estado. A importância macroscópica do baixo consumo de potência é óbvia no projeto de equipamentos portáteis, que são alimentados por baterias.

Consideremos os CIs IEMA: as técnicas de fabricação de CIs atingiram um ponto tal, que hoje é possível colocar numa pastilha de silício centenas de milhares de dispositivos, podendo este número atingir até um milhão. No decorrer desta década, e até meados da década de 90, o aumento de dispositivos numa pastilha de silício poderá atingir duas dezenas de milhões. Ora, pastilhas com circuitos bipolares e NMOS que possuam grande quantidade de dispositivos ativos tendem a dissipar muitos watts de potência. Com isso, torna-se inviável encapsular essas

pastilhas em carcaças de plástico, que são mais baratas, tornando-se necessário encapsulá-las nas custosas carcaças de cerâmica. Na figura 1, mostramos a tendência de crescimento do consumo de potência à medida do aumento da complexidade da pastilha. Podemos ver que o crescimento desse consumo é menor na família CMOS. Como exemplo, podemos dizer que as pastilhas CMOS de complexidade equivalente às NMOS, que gastam vários watts, podem consumir tão-somente 500 mW — um nível bastante folgado para utilização de encapsulamentos de baixo custo. Aumentos maiores de complexidade podem também tornar as carcaças de cerâmica inviáveis para a tecnologia NMOS, tornando a CMOS a única tecnologia viável para a implementação do CI.

Também no processo de escalonamento dos dispositivos, a potência por unidade de área nos dispositivos ativos permanece constante. Entretanto, as áreas inativas, onde não há dispositivos, tendem a ocupar percentualmente menor espaço com o escalonamento e o aumento de complexidade. Com isso, a potência a ser dissipada por unidade de área tende a crescer com estes fatores. Ora, isso provoca aumentos locais de temperatura, além de reduzir a confiabilidade, o que torna, em alguns casos, a tecnologia CMOS a única alternativa possível, apesar das maiores dimensões de suas portas individuais em relação à NMOS. Por isso, no que se refere aos CIs IEMA e IEULA, os CMOS encontram grande aplicação devido à pequena potência dissipada por unidade de área — uma qualidade que compensa a aparente desvantagem representada por suas maiores dimensões, em comparação com a família NMOS. Neste setor é particularmente importante o emprego da tecnologia de transistores em lógica complementar concentrada, LC^2 (complementary closet logic, C^2L).

Atualmente, ao menos no que se refere aos integrados CMOS digitais, o consumo de potência depende da frequência de operação do CI, sendo que quanto maior for a frequência de operação, maior a potência consumida. Por isso, sempre que possível, os fabricantes de CIs procuram reduzir a frequência de operação. Na operação de circuitos dinâmicos, o relógio de tempo real utiliza, por exemplo, uma base de tempo de 32 KHz, mantendo, com isso, o consumo de potência dos CMOS

na faixa de microwatts⁽⁶⁾. É normal, em circuitos complexos que operam com osciladores de multimegahertz — como é o caso dos microprocessadores —, ocorrer uma redução da potência consumida na tecnologia CMOS, em virtude da relação principal entre frequência e potência consumida. Isto porque, normalmente, apenas 10% a 20% do CI comuta na frequência máxima. As demais portas lógicas operam muito mais lentamente e, por isso, consomem muito menos potência do que o seu equivalente NMOS.

Outras vantagens — Analisemos o problema do ponto de vista sistêmico. Em termos de portas lógicas, a tecnologia CMOS parece não apresentar vantagens sobre a tecnologia NMOS. Ao contrário, as maiores dimensões de uma porta CMOS indicam sua maior lentidão. Mas isso se dá somente em termos de atrasos individuais, quando consideramos portas simples. No caso dos CIs IEULA, o fato de uma maior quantidade de portas lógicas ser integrada dentro de um CI significa que menor número de sinais devem ser permutados entre uma pastilha e outra; elimina-se deste modo, os atrasos, devido aos acopladores de sinais inter-CIs e à propagação destes através de uma dezena de centímetros de circuitos impressos e fiações do sistema.

Existem hoje diversas opções para a implementação da tecnologia CMOS: cavidade P, N ou dupla, onde são difundidas simultaneamente as ilhas P e N. Cada uma dessas opções possui suas próprias vantagens e desvantagens e, em particular, a cavidade dupla permite a otimização individual dos dispositivos canal P e N. Outros grandes progressos têm sido feitos na utilização de silicetos e metais refratários, tanto na interligação dos dispositivos como também na construção de TEC-MOS com portas de silicetos e com portas metálicas refratárias. Com metais refratários, têm sido utilizados o tungstênio e o molibdênio, que combinam as vantagens da antiga tecnologia de TEC-MOS porta de alumínio com as qualidades da tecnologia de silício policristalino, ou seja, baixa resistividade nas interligações, auto-alinhamento e capacidade de suportar altas temperaturas de processamento. Como resultado, temos estruturas com a combinação única de baixa resistência, alta densidade, auto-alinhamento e baixa capacitância parasitária. Todos esses

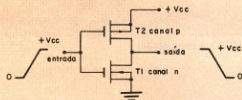


Fig. 2

Diagrama esquemático de um circuito inversor CMOS, onde os transistores operam como elementos ativos.

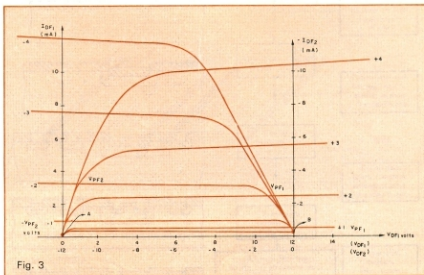


Fig. 3

Associação de curvas características de saída de um TEC-MOS, canal N, com as curvas de saída de um TEC-MOS, canal P.

fatores justificam a grande proeminência atual da tecnologia CMOS.

O inversor CMOS — Consideremos, inicialmente, uma aplicação elementar em termos de circuito da família CMOS, que é a de um circuito inversor, implementado na tecnologia mais convencional, que é a canal P. Na figura 2, apresentamos o diagrama esquemático de um inversor CMOS. Consideremos também inicialmente que, para uma operação correta de tal circuito, tanto o TEC-MOS canal N como o canal P operam no modo indução. Em outras palavras, devemos aplicar no transistor canal N uma tensão positiva entre porta e fonte, para que ele conduza alguma corrente; para que isso aconteça no transistor canal P devemos aplicar uma tensão negativa. Especificando melhor, admitamos que a tensão de transição V_{PT} desses transistores se-

ja, em módulo, igual a 1 volt (positiva no caso de um TEC-MOS canal N, e negativa no caso de um TEC-MOS canal P). Se a tensão aplicada à entrada do inversor for inicialmente igual a zero, temos $V_{PF1} = 0$ e $V_{PF2} = +V_{CC}$, sendo que o transistor Q_1 estará cortado e o Q_2 em condução.

Na associação de curvas características mostrada na figura 3, estamos operando no ponto B, sendo que por isso a tensão de saída será praticamente igual a $+V_{CC}$. Quando a tensão de entrada do inversor passa a $+V_{CC}$, a tensão porta-fonte do transistor Q_1 , V_{PF1} , passa a $+V_{CC}$ e a tensão porta-fonte do transistor Q_2 , V_{PF2} , passa a zero. Isso determina que o transistor Q_1 conduza apresentando baixa impedância, enquanto Q_2 estará cortado, ou seja, a corrente que circula por ele será praticamente igual a zero. Nessas condições, e na associação de curvas

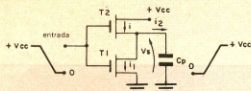


Fig. 4

Circuito inversor CMOS em comutação.

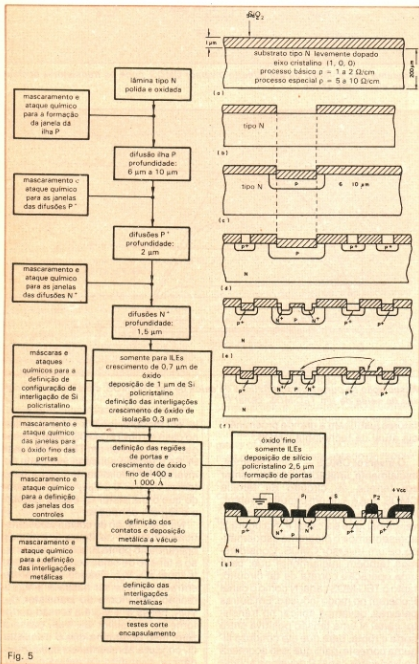


Fig. 5

Etapas simplificadas de fabricação de um CI com tecnologia CMOS, cavidade P. Devemos incluir etapas suplementares quando desejamos um maior número de planos para a fabricação dos dispositivos, com silício policristalino ou com silicetos.

características apresentada na figura 3, passamos a operar no ponto A, onde a tensão de saída é praticamente nula.

Observemos, nos dois pontos em que o circuito atinge a condição de repouso, que a corrente que circula por ele é praticamente igual a zero, já que um ou outro transistor está no corte (no ponto B, temos Q_1 cortado, e no ponto A, temos Q_2 igualmente cortado). Com isso, a potência consumida pelo circuito inversor na condição estática é praticamente nula. Somente nas transições com a carga e descarga das capacitâncias parasitárias presentes na saída é que temos corrente e tensão nos transistores e, assim, potência dissipada. Para calcularmos a potência dissipada, vamos considerar o inversor da figura 4. Vamos admitir que em sua transição temos uma corrente circulando pelo transistor Q_1 , que chamaremos de i_1 , e uma corrente de carga do capacitor de carga C_p , a que chamaremos de i_2 . A excursão de tensão na saída é de 0 a $+V_{CC}$. Com relação à corrente i_1 podemos escrever que:

$$i_1 = \left[\beta (V_{PF} - V_{PT}) V_{DF} - \frac{V_{DF}^2}{2} \right]$$

ou nos termos da operação do inversor, na figura 4:

$$i_1 = \left[\beta (v_e(t) - V_{PT}) \cdot v_s - \frac{v_s^2}{2} \right]$$

no caso, se $v_{e(t)}$ cair suficientemente rápido, temos $i_1 = 0$. Nesse caso, $i = i_2$ onde $i_2 = C_p \frac{dv}{dt}$

$$P_T = \int_0^T v \cdot i \cdot dt$$

ou

$$P_T = \int_0^T C_p \frac{dv}{dt} dt$$

ou ainda:

$$P_T = C_p \int_0^T v_{cc} v_s dv_s = C_p \frac{V_{CC}^2}{2}$$

Se tivermos f ciclos de transição por segundo, a potência será dada por:

$$P = 2P_T \quad f = C_n \cdot V_{CC}^2 \cdot f$$

(A multiplicação por dois deve-se ao fato de termos duas transições em cada ciclo.)

A relação acima mostra que, uma vez desprezada a corrente i_1 , a potência consumida por um inversor CMOS será proporcional à frequência, à capacitância de carga e ao quadrado da tensão de alimentação⁽⁷⁾.

Embora tenhamos estudado um simples inversor, as relações estabelecidas valem para qualquer porta lógica CMOS. Observemos, pois, que, além de ser proporcional à frequência, a potência é proporcional à capacidade de carga, que diminui com a redução das dimensões e o escalonamento dos dispositivos. A redução da tensão de alimentação, por sua vez, reduz significativamente a potência dissipada, pois esta última é proporcional ao quadrado da tensão. Num dado dispositivo CMOS, a redução da tensão de alimentação tende, contudo, a aumentar o tempo de resposta, ampliando o tempo de atraso da propagação de sinais.

A tecnologia cavidade P — Vamos considerar agora as etapas de fabricação de um dispositivo inversor CMOS, convencional, ou seja, um inversor CMOS cavidade $P^{(3)}$ (*P-well*). Para a fabricação de CIs CMOS parte-se convencionalmente de um substrato tipo N, onde são difundidas ilhas tipo P. Inicialmente, adotou-se o substrato tipo N, em virtude de problemas de inversão de população de portadores na superfície de substrato do tipo levemente dopado. Essa inversão é devida a cargas positivas conservadas no óxido de silício e provoca nos substratos tipo P canais N parasitários. A evolução tecnológica permitiu o controle efetivo das cargas aprisionadas no óxido e possibilitou a tecnologia NMOS construída sobre substratos tipo P levemente dopados.

Voltemos, contudo, à tecnologia CMOS. Ela utiliza ilhas P para a construção de TEC-MOS canal N e é por isso denominada cavidade P (*P-well*). A construção de NMOS em ilhas P não oferece maiores problemas, pois a dopagem da ilha P é substancialmente maior do que a dopagem do substrato. Hoje, o melhor controle das cargas no óxido possibilita a utilização de substratos tipo P e a difusão de ilhas P, formando a denominada tecnologia de cavidade N (*N-well*). É possível, também, em substratos praticamente intrínsecos (puros) difundir ilhas P e N, formando a chamada tecnologia de cavidade dupla (*twin tub, twin well* ou *dual well*)^(9, 10).

Vamos nos reportar à figura 5, para estudarmos as etapas de fabricação de um integrado CMOS cavidade P. Para esta construção, parte-se inicialmente de uma lâmina de silício, tipo N, levemente dopada e com uma de suas superfícies polida especular e uniformemente oxidada.

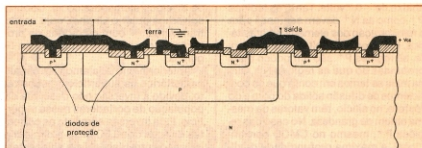


Fig. 6

Seção transversal de um CI-CMOS simples com porta metálica e cavidade P.

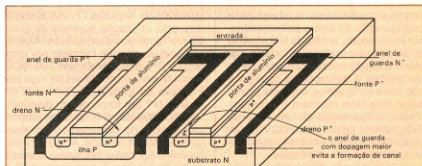


Fig. 7

Anéis de guarda construídos em torno dos dispositivos de um CI-CMOS para melhorar as suas características no corte.

mente dopada e com uma de suas superfícies polida especular e uniformemente oxidada.

A dopagem inicial da lâmina-substratos na construção de CMOS convencionais é de tal sorte que resulta numa resistividade de 1 a 2 $\Omega\cdot\text{cm}$. Após a oxidação uniforme da superfície, abrem-se janelas no óxido de silício, e através delas é realizada a implantação de impurezas e sua posterior difusão. Este procedimento destina-se à formação da cavidade (ilha) P. Estas cavidades P irão conter os dispositivos TEC-MOS canal N. No CI final, o substrato tipo N será conectado em + V_{CC} , enquanto a cavidade P, já com sua difusão concluída, será conectada à terra.

Prosseguindo com o procedimento de fabricação, abrem-se agora novas janelas no óxido, por onde serão implantadas, e posteriormente difundidas, as regiões P^+ . Estas irão constituir as regiões de dreno e fonte dos TEC-MOS canal P e as de anodos dos diodos protetores de entrada do CI. A colocação desses diodos não permite que a tensão de entrada seja além de 10,7 V mais positiva que + V_{CC} . Outros diodos limitam a excursão de tensão

negativa de entrada a -0,7 volts. Na figura 5d, apresentamos a formação das regiões P^+ em um inversor CMOS simples.

Registre-se que, desde meados da década de 70, a implantação iônica de impurezas tem sido largamente empregada para a formação da cavidade P e das ilhas P^+ ⁽¹¹⁾, permitindo, também em etapas posteriores, o controle mais fiel da tensão de transição V_{PT} . Lembramos que a tensão de transição V_{PT} é um parâmetro importante nos TEC-MOS, pois marca a inversão de população na superfície, sob a porta de controle, formando o canal e indicando o ponto em que o transistor passa efetivamente a conduzir.

A próxima etapa de processamento, depois da oxidação geral da superfície da lâmina, consiste em abrir no óxido as janelas, através das quais serão implantadas as regiões N^+ . Estas regiões irão constituir as regiões de dreno e fonte dos transistores TEC-MOS canal N. Constituirão também as regiões de catodo dos diodos de proteção colocados nas entradas do CI. São exatamente esses diodos que não permitem que a tensão de entrada caia

abaixo de $-0,7$ volts. Tanto as regiões P^+ como as N^+ devem ser rasas para a minimização dos elementos parasitários. Por terem sido feitas anteriormente, as regiões P^+ são um pouco mais profundas do que as regiões N^+ , ainda mais se temos em conta que os coeficientes de difusão sólida do boro e do fósforo, no silício, têm valores da mesma ordem de grandeza. No caso das regiões P^+ , mesmo no CMOS convencional, a máxima profundidade de difusão não deve ultrapassar a $2,5 \mu\text{m}$.

Caso desejarmos construir CIs ILE complexos, com diversos planos de interconexões, tornam-se necessárias etapas suplementares de fabricação e configuração do silício policristalino, por exemplo; ou, então, de silicetos ou ainda de outro material refratário metálico utilizado nessas camadas de interligações. A definição da configuração das interligações, em cada plano, exige uma nova máscara e, eventualmente, a deposição de um filme de SiO_2 através do processo DQV (Deposição Química por Fase de Vapor) para a isolamento entre camadas.

Após a difusão das regiões N^+ , é feita nova oxidação de toda a superfície da lâmina. Toma-se possível, então, definir os dispositivos TEC-MOS abrindo janelas no óxido nas regiões onde deverão situar-se as portas de controle dos transistores. Faz-se nessas janelas o crescimento do óxido fino que, como sabemos, irá operar como dielétrico entre a porta e o substrato. A espessura desse óxido varia tipicamente de 400 a 1000 \AA , havendo uma tendência moderna de utilização de óxido de porta de até 150 \AA ($1 \mu\text{m} = 10000 \text{ \AA}$). Embora óxidos mais finos aumentem a transcondutância dos dispositivos, é muito difícil tecnologicamente controlar a espessura desses óxidos. Além disso, a mobilidade superficial dos portadores é afetada pela espessura do óxido de porta, diminuindo de valor quando são empregados óxidos mais finos. Dentro dos parâmetros tecnológicos atuais, o máximo de transcondutância, em dispositivos TEC-MOS, ocorre para espessuras de óxido em torno de 500 \AA (tecnologia de 1983).

Dando continuidade ao processamento, abrem-se agora janelas no óxido, através das quais são feitos os contatos com as fontes e os drenos dos dispositivos. Deposita-se, a seguir, um filme metálico a vácuo, quase sempre de alumínio, e seleciona-se por mascaramento as interligações entre

os diversos elementos do CI. Com isso vamos obter o CI final, cuja seção transversal — com os diodos de proteção — encontra-se esboçada na figura 6.

Anteriormente já falamos em canais parasitários na superfície do substrato, devido à inversão não desejada da população de portadores nessa superfície. Esta inversão aumenta as correntes de fuga dos TEC-MOS e diminui a isolamento entre dispositivos adjacentes, além de facilitar a ocorrência de um fenômeno que chamamos "arrocho" (*latch-up*), que será estudado adiante. É possível reduzir sensivelmente as correntes de fuga dos TEC-MOS cortados, pela utilização de anéis de guarda em torno dos dispositivos. Assim, um anel de guarda, formado por uma região P^+ , envolvendo um TEC-MOS canal N, evita as correntes de fuga por inversão de população. Um anel de guarda N^+ em torno de um dispositivo TEC-MOS canal P também proporciona melhoria considerável em suas características de corte. A figura 7 mostra como é possível implementar esses anéis de guarda. A desvantagem é o maior espaço necessário à sua implementação, o que torna virtualmente inviável empregá-los em CIs iEMA e IEULA.

Para estudarmos com maior profundidade o problema do "arrocho", retornemos à figura 6. Se, por um motivo qualquer, a tensão de saída tornar-se mais positiva que $+V_{CC}$, a junção P^+N , formada pelo dreno do TEC-MOS canal P e substrato N, ficará diretamente polarizada. A junção cavidade P e substrato N estará reversamente polarizada, com a tensão $+V_{CC}$ nela aplicada. Finalmente, a junção N^+P , formada pela fonte do TEC-MOS canal N e pela cavidade P, estará no limiar de condução com tensão nula em seus terminais. Nessas condições, temos constituído um retificador controlado de silício ou RCS (SCR) com quatro camadas PNP, polarizadas no sentido direto de disparo, com carga externa igual a zero. Este dispositivo, neste caso, possui resistência interna negativa muito elevada, de forma que a corrente só será limitada por fatores externos, uma vez iniciado o processo de disparo pela polarização direta da junção dreno P^+ substrato N. Como não dispomos de fatores externos limitadores desta corrente (resistência de carga zero), o CI CMOS acaba sendo destruído em milissegundos. Esta é uma causa

muito comum de queima de CIs CMOS, no instante em que se liga e desliga a fonte de alimentação, quando temos cargas capacitivas. Observando com cuidado a figura 6, verificamos que, além do dispositivo de quatro camadas descrito, são possíveis outros dispositivos de quatro camadas, cujo disparo pode ser igualmente prejudicial ao CI. Com a redução das dimensões, o fenômeno do "arrocho" fica cada vez mais crítico, podendo ocorrer o disparo dos RCS parasitários por correntes térmicas ou mesmo por canais parasitas. Por isso, no projeto das máscaras do CI deve-se distribuir os componentes de forma muito criteriosa, para evitar fenômenos como o descrito.

Bibliografia

- 1) *A Designers Dream with the Best Yet to Come* — J. Fiebigler — *Electronics*, 5 de abril de 1984 — págs. 113-115.
- 2) *COS-MOS the Best of Both Worlds* — G. B. Herzog — *Electronics*, fevereiro de 1969, págs. 109-113.
- 3) *Integrated Memory Using Complementary Field Effect Transistor* — J. R. Burns, J. J. Gibson, A. Harel, K. C. Hu e R. A. Powlis — *Digest of Technical Papers, ISSCC*, fevereiro de 1966.
- 4) *Silicon on Sapphire Complementary MOS and Memory Cells* — J. F. Allison, F. P. Heiman e J. R. Burns — *IEEE Journal of Solid State Circuits*, dezembro de 1967, págs. 89-95.
- 5) *Once Pet of Military and NASA CMOS Is Now Wearing Civvies* — P. Schuyten e G. E. Watson — *Electronics*, 5 de janeiro de 1970, págs. 147-153.
- 6) *The Great Take Over: CMOS Catches NMOS, Prepares to Move on* — M. Riezenman, *Electronic Design*, 4 de outubro de 1984, págs. 104-107.
- 7) *Compendio de Microeletrônica: Processos e Tecnologias* — Livro 1 — J. A. Zuffo — Ed. Guanabara Dois, 1984, págs. 186-190.
- 8) *Development of COS-MOS Technology* — T. G. Athanas, *Solid State Technology*, junho de 1974, págs. 54-59.
- 9) *Before Reaching Its Potential, CMOS Faces Some Thorny Problems* — D. Bursky — *Electronic Design*, 4 de outubro de 1984, págs. 106-118.
- 10) *CMOS Unites with Silicon Gate to Yield Micropower Technology* — R. R. Burgess e R. G. Daniels — *Electronics*, agosto de 1971, págs. 38-43.
- 11) *Ion Implantation for Threshold in COS-MOS Circuits* — E. C. Douglas e A. G. F. Dingwall — *IEEE Transaction on Electro Devices*, vol. ED-21, n.º 6, junho de 1974, págs. 115-120. ●

Uma análise da família de redes de Butterworth

Esta família de redes é aqui estudada, tendo como base os pólos e os zeros de sua função de transferência

Os filtros de Butterworth possuem como característica essencial uma tendência à constância do valor de atenuação ao longo da faixa de passagem. Como exemplo, fixemos nossos comentários na consideração do filtro passa-baixas de Butterworth, ao qual, de zero à frequência de corte, corresponde uma atenuação de zero a -3 dB, com os valores intermediários decrescendo lentamente (praticamente invariável, portanto, para dois valores de frequências próximos entre si). A figura 1 exemplifica o fenômeno acima mencionado, através do esboço de um filtro passa-baixas que integra esta ramificação.

Para que seja possível estudarmos a formação de um filtro de Butterworth, desde a topologia da rede aos valores dos componentes que a constituem, é necessário, inicialmente, determinarmos a função de transferência do circuito indicado pela figura 2, circuito este que, como será mostrado posteriormente, representa a célula básica para a implementação de filtros passa-baixas pela teoria moderna, seja o próprio Butterworth, ou o Chebyshev ou ainda o Bessel. Um dos métodos para a obtenção desta função de transferência está calcado na análise laplaciana do circuito, como sugerem as equações a seguir.

Identificamos na esquematização da figura 2 duas malhas pelas quais circulariam as correntes I_A e I_B , o que nos conduz a duas equações onde tais ele-

mentos assumem o papel de variáveis. Logo:

$$V_{\text{entrada}} = RI_A + \frac{1}{SC_2} \cdot (I_A - I_B) + SL_1 I_A$$

$$\frac{1}{GC_2} \cdot (I_A - I_B) = R \cdot I_B$$

O Quadro 1 contém o desenvolvimento de ambas as equações, culminando com a obtenção da relação $V_{\text{saída}}/V_{\text{entrada}}$, tendo-se em conta que $V_{\text{saída}} = R \cdot I_B$.

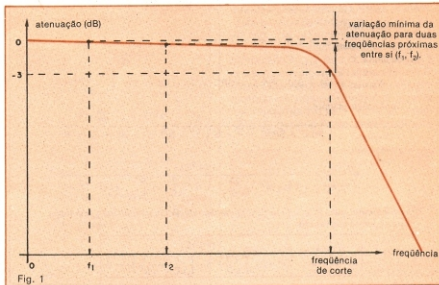
Podemos, no entanto, simplificar ainda mais a função de transferência

deduzida ao adotarmos o princípio do deslocamento dos níveis de impedâncias, assumindo-se assim para R o valor de 1Ω . Com isto, tal relação teria o seguinte aspecto:

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{1}{S^2 L_1 C_2 + S \cdot (L_1 + C_2) + 2}$$

ou ainda

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{\left[\frac{1}{L_1 C_2} \right]}{S^2 + S \cdot \left[\frac{L_1 + C_2}{L_1 \cdot C_2} \right] + 2}$$



Filtro passa-baixas de Butterworth.

Como obter a função de transferência a partir das equações de malha

$$\frac{1}{SC_2} \cdot I_A = \left[R + \frac{1}{SC_2} \right] \cdot I_B$$

$$I_A = SC_2 \cdot \left[R + \frac{1}{SC_2} \right] \cdot I_B$$

$$V_{\text{entrada}} = (R + SL_1) \cdot \left[SC_2 \cdot \left(R + \frac{1}{SC_2} \right) \cdot I_B \right] + (R \cdot I_B)$$

$$V_{\text{entrada}} = (S^2RL_1C_2 + SR^2C_2 + R + SL_1 + R) \cdot I_B$$

$$V_{\text{entrada}} = (S^2RL_1C_2 + SR^2C_2 + R + SL_1 + R) \cdot \left[\frac{V_{\text{saída}}}{R} \right]$$

Logo, temos que: $\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{R}{S^2RL_1C_2 + SR^2C_2 + R + SL_1 + R}$

e, portanto, a função de transferência para o circuito em estudo resulta em:

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{1}{S^2L_1C_2 + S \frac{L_1}{R} + RC_2 + 2}$$

Quadro 1

Dedução da função de transferência para um determinado circuito

$$V_{\text{entrada}} = (R + SL) \cdot I_A + \frac{1}{SC} \cdot (I_A - I_B)$$

$$\frac{1}{SC} \cdot (I_A - I_B) = (SL + R)I_B$$

porém, $V_{\text{saída}} = R \cdot I_B$

• Calculando I_A em função de I_B , chegamos à seguinte equação:

$$I_A = SC \cdot SL + R + \frac{1}{SC} \cdot I_B$$

e, deste modo,

$$V_{\text{entrada}} = (R + SL) \cdot (S^2LC + SRC + 1) \cdot I_B + (SL + R) \cdot I_B$$

ou ainda,

$$V_{\text{entrada}} = [(R + SL) \cdot (S^2LC + SRC + 1) + (SL + R)] \cdot \left[\frac{V_{\text{saída}}}{R} \right]$$

Conseqüentemente,

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{R}{S^2RLC + SR^2C + R + S^2L^2C + S^2LRC + SL + SL + R}$$

e, portanto,

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{R/L^2C}{S^3 + S^2 \cdot \frac{2R}{L} + S \cdot \frac{2}{LC} + \frac{R^2}{L^2} + 2R}$$

Finalmente, para $R = 1 \Omega$, a função de transferência simplificada resultaria na seguinte expressão:

$$\frac{V_{\text{saída}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{[1/L^2C]}{S^3 + S^2 \left[\frac{2}{L} \right] + S \cdot \left[\frac{2}{LC} + \frac{1}{L^2} \right] + 2}$$

Quadro 2

Vamos obter agora a função de transferência do circuito ilustrado na figura 3. Observe, neste caso, a presença de três elementos reativos, que, conforme será posteriormente enfatizado, vão implicar no surgimento de um polinômio do terceiro grau (ou um polinômio de terceira ordem), no denominador da função a ele correspondente.

Mais uma vez, vamos calcular as equações de malha e a relação $V_{\text{saída}}/V_{\text{entrada}}$, a partir da análise laplaciana (Quadro 2).

Ampliando as considerações anteriores

— Uma vez estendidas a redes mais complexas, que contenham maior número de componentes reativos, tais análises resultarão em polinômios de ordem mais elevada nos denominadores das funções de transferência. Deste modo, como é possível constatar na figura 4, a quantidade de elementos reativos na rede determina o grau do polinômio no denominador (ou, em outras palavras, o número de pólos contidos na função de transferência do filtro em questão). Assim, podemos elaborar, a princípio, filtros de 4ª, 5ª, 6ª — indefinidamente — até a enésima ordem.

Os coeficientes de tais polinômios são fixos para o caso particular dos filtros de Butterworth, conforme nos mostra o Quadro 3, que apresenta os termos constantes no denominador da função de transferência para filtros da 1ª à 7ª ordem.

Por outro lado, no Quadro 4 encontram-se catalogados os pólos da função de transferência — reais e imaginários — sempre restritos aos polinômios da 2ª à 7ª ordem.

Filtros de Butterworth — Apresentamos alguns exemplos para o projeto deste tipo de rede:

Exemplo n.º 1 — Para o circuito ilustrado na figura 2, vamos determinar os valores dos componentes reativos de maneira que a referida rede venha a se comportar como um filtro de Butterworth (de 2ª ordem, conforme já verificamos). Sabemos que um filtro de Butterworth de 2ª ordem deve necessariamente conter em sua função de transferência um denominador com os seguintes coeficientes:

$$S^2 + 1,414 S + 1$$

Calculadas ou obtidas diretamente a partir de tabelas (veja o Quadro 4), as raízes deste polinômio são dadas pelo seguinte par de valores:

$$\begin{aligned} & -0,707 + j 0,707 \\ & -0,707 - j 0,707 \end{aligned}$$

Desta forma, conheceremos a localiza-

Polinômios de Butterworth

ordem do filtro	polinômio a ser inserido no denominador da função de transferência
1. ^a	$S + 1$
2. ^a	$S^2 + 1,4142 S + 1$
3. ^a	$S^3 + 2,000 S^2 + 2,000 S + 1$
4. ^a	$S^4 + 2,6131 S^3 + 3,4142 S^2 + 2,6131 S + 1$
5. ^a	$S^5 + 3,2361 S^4 + 5,2361 S^3 + 5,2361 S^2 + 3,2361 S + 1$
6. ^a	$S^6 + 3,8637 S^5 + 7,4641 S^4 + 9,1416 S^3 + 7,4641 S^2 + 3,8637 S + 1$
7. ^a	$S^7 + 4,4940 S^6 + 10,0978 S^5 + 14,5920 S^4 + 14,5920 S^3 + 10,0978 S^2 + 4,4940 S + 1$

Quadro 3:

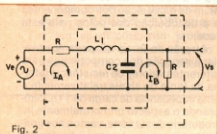


Fig. 2

Circuito básico a ser analisado (através da aplicação das transformadas de Laplace).

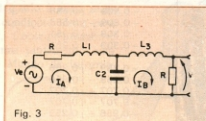


Fig. 3

A função de transferência desta topologia porta em seu denominador um polinômio do terceiro grau (devido à presença de elementos reativos).

ção dos pólos para um filtro de Butterworth de 2.^a ordem, cuja generalização (filtros de enésima ordem) será apresentada mais adiante.

Paralelamente, podemos calcular os valores dos componentes (C_2 e L_1) para o circuito, a partir do denominador da função de transferência com os coeficientes literais igualados aos do polinômio acima mencionado.

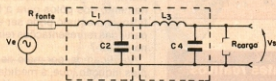
$$S^2 + S \left[\frac{L_1 + C_2}{L_1 C_2} \right] + \frac{2}{L_1 C_2} = S^2 + 1,414 S + 1$$

$$\frac{2}{L_1 C_2} = 1 \quad \therefore \quad \begin{cases} L_1 = 1,414 \text{ H} \\ C_2 = 1,414 \text{ F} \\ \text{(para } R = 1 \Omega) \end{cases}$$

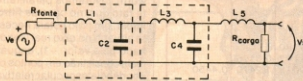
$$\frac{L_1 + C_2}{L_1 C_2} = 1,414$$

Exemplo n.º 2 — Tomando por base a rede apresentada na figura 3, como dimensionar os componentes reativos, se desejamos que ela atenda os requisitos de um filtro de Butterworth (passa-baixas) de terceira ordem?

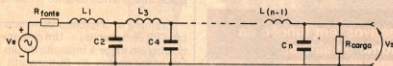
Quando da dedução da função de transferência para o circuito em consideração, assumimos a igualdade entre L_1 e L_3 , visando simplificar seu equacionamento. Todavia, cabe lembrar que, naquela oportunidade, o principal objetivo era comprovar o surgimento de um polinômio do terceiro grau, devido à presença de três elementos reativos, sem nos importarmos com os coeficientes desta função. Obviamente, esta situação não corresponde ao caso genérico, onde teríamos necessariamente $L_1 \neq L_3$. Para contornar as dificuldades na obtenção da função de transferência e a partir de determinação dos componentes (a partir dos coeficientes), igualando-os aos que correspondem aos polinômios de Butterworth (os quais seriam calculados obrigatoriamente a partir de novos equacionamentos), utilizamos, na prática, tabelas preconcebidas. Estas contêm, para uma dada ordem do filtro (2.^a, 3.^a, 4.^a etc.), os valores dos componentes (L_1 , C_2 , L_3 etc.) associados a uma terminação (R_{carga}) de 1Ω . Os quadros 5 e 6 sugerem algumas tabelas deste gênero. Observe que, na primeira, encontramos os valores referentes a cada elemento reativo para filtros de ordem ② a ⑦, quando fixamos a resistência



filtro de 4.^a ordem $\frac{V_{saída}}{V_{entrada}} = \frac{K_4}{S^4 + aS^3 + bS^2 + cS + d}$

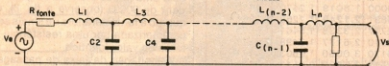


filtro de 5.^a ordem $\frac{V_{saída}}{V_{entrada}} = \frac{K^4}{S^5 + aS^4 + bS^3 + cS^2 + dS + c}$



topologia da rede para um polinômio no denominador de ordem par

$$\frac{V_{saída}}{V_{entrada}} = \frac{K_n}{S^n + aS^{(n-1)} + \dots}$$



topologia da rede para um polinômio no denominador de ordem ímpar

$$\frac{V_{saída}}{V_{entrada}} = \frac{K'n}{S^n + a'S^{(n-1)} + \dots}$$

Fig. 4

Topologias das redes para polinômios nos denominadores de ordem par e ímpar.

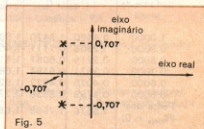


Fig. 5

Localização dos pólos para um filtro de Butterworth de 2.^a ordem.

Localização dos pólos da função de transferência para filtros da 2.^a à 7.^a ordem

ordem do filtro	pólos reais	pólos imaginários
2. ^a	—	$-0,707 + j 0,707$ $-0,707 - j 0,708$
3. ^a	-1,000	$-0,500 + j 0,866$ $-0,500 - j 0,866$
4. ^a	—	$-0,383 + j 0,924$ $-0,383 - j 0,924$ $-0,924 + j 0,383$ $-0,924 - j 0,383$
5. ^a	-1,000	$-0,809 + j 0,588$ $-0,809 - j 0,588$ $-0,309 + j 0,951$ $-0,309 - j 0,951$
6. ^a	—	$-0,259 + j 0,966$ $-0,259 - j 0,966$ $-0,707 + j 0,707$ $-0,707 - j 0,707$ $-0,966 + j 0,259$ $-0,966 - j 0,259$
7. ^a	-1,000	$-0,901 + j 0,434$ $-0,901 - j 0,434$ $-0,222 + j 0,975$ $-0,222 - j 0,975$ $-0,624 + j 0,782$ $-0,624 - j 0,782$

Quadro 4

da fonte de sinais como sendo idêntica à impedância de carga (ou seja, 1Ω). Concluímos, portanto, a partir dos dados coletados, que o filtro de terceira ordem a que nos referimos acima (supondo-se $R = 1 \Omega$) deverá portar os seguintes valores para os componentes indutivos e capacitivos, para o atendimento da hipótese inicial:

$$\begin{aligned} L_1 &= 1,0000 \text{ H} \\ C_2 &= 2,0000 \text{ F} \\ L_3 &= 1,0000 \text{ H} \end{aligned}$$

A figura 6 exibe, simultaneamente, as características exigidas para o filtro e a sua função de transferência, além da disposição dos componentes e a distribuição dos pólos para esta rede.

Através do Quadro 6, podemos avaliar a variação dos componentes para diferentes valores de resistência interna da fonte de sinais (relativamente a uma impedância de carga de 1Ω). Lembrando o aspecto primordialmente introdutório desta série, vamos nos limitar, nesta tabela, à exposição dos parâmetros para filtros de 7.^a ordem.

Distribuição dos pólos da função de transferência para um filtro de Butterworth — A generalização do posicionamento dos pólos para a família de filtros em estudo pode ser avaliada a partir das representações relacionadas na figura 7.

Verificamos, por meio de uma simples indução, que, à medida que a ordem do filtro se eleva, os pólos tendem a ocupar um arco de circunferência, que denominamos "Círculo de Butterworth". Notamos paralelamente a este fato que, no caso de filtros de grau ímpar, um pólo estará necessariamente situado no eixo real (sendo determinado pelo valor -1), enquanto os demais consistirão em pontos com correspondência especular relativamente ao eixo real (pólos imaginários). Para filtros de ordem par, no entanto, apenas os pólos imaginários estarão presentes.

Determinação dos valores dos componentes reativos para filtros de Butterworth

ordem	L_1	G_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7
2. ^a	1,4142	1,4142					
3. ^a	1,0000	2,0000	1,0000				
4. ^a	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654			
5. ^a	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180		
6. ^a	0,5176	1,4142	1,9319	1,9319	1,4142	0,5176	
7. ^a	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450

Quadro 5

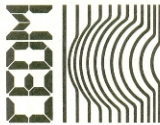
Varição dos componentes reativos (em função da resistência interna da fonte de sinais)

Resistência da fonte de sinais	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7
1,0000	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450
0,9000	0,2985	0,7111	1,4043	1,4891	2,1249	1,7268	1,2961
0,8000	0,3215	0,6057	1,5174	1,2777	2,3338	1,5461	1,6520
0,7000	0,3571	0,5154	1,6883	1,0910	2,6177	1,3498	2,0277
0,6000	0,4075	0,4322	1,9284	0,9170	3,0050	1,1503	2,4771
0,5000	0,4799	0,3536	2,2726	0,7512	3,5532	0,9513	3,0640
Fonte ideal ($R_{\text{fonte}} = 0$)	1,5576	1,7988	1,6588	1,3972	1,0550	0,6560	0,2225

Quadro 6

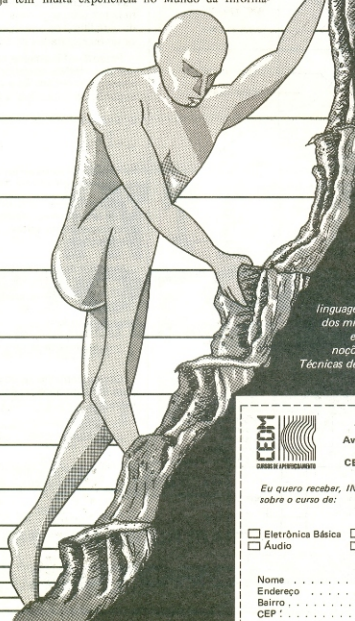
Exemplo n.º 3 (projeto completo de um FPB Butterworth) — Um determinado circuito exige a inserção de um filtro passa-baixas de Butterworth do sétimo grau. A rede filtrante, quando introduzida no mesmo, deverá adaptar-se a uma impedância de carga da ordem de 900Ω (observe a fig. 8), enquanto a fonte geradora de sinais será caracterizada por uma resistência interna de valor idêntico.

A limitação da faixa de passagem para este filtro está determinada pela frequência de 15 kHz (atenuação de 3 dB relativamente ao patamar). Pedese configurar o bloco necessário partindo-se dos dados acima fornecidos.



Vença os Obstáculos no Futuro!

Ágil, moderno e perfeitamente adequado à nossa realidade, os CURSOS CEDM garantem condições ideais para o seu aperfeiçoamento profissional. Consequentemente, você vencerá os obstáculos no futuro juntamente com quem já tem muita experiência no Mundo da Informática.



CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL E MICROPROCESSADORES

São mais de 140 apostilas com informações completas e atualizadas. Tudo sobre os mais revolucionários CHIPS para o seu desenvolvimento prático.

CURSO DE ELETRÔNICA E ÁUDIO

Em cada nova lição, apostilas ilustradas ensinam tudo sobre Amplificadores, Caixas Acústicas, Equalizadores, Toca-discos, Sintonizadores AM/FM e muito mais.

CURSO DE PROGRAMAÇÃO EM BASIC

Este curso oferece os fundamentos de linguagem de programação que domina o universo dos microcomputadores. Dinâmico e abrangente, ensina até o Basic mais avançado, incluindo noções básicas sobre Manipulação de Arquivos, Técnicas de Programação, Sistemas de Processamento de Dados, etc. Garanta agora o seu futuro.



CURSOS CEDM

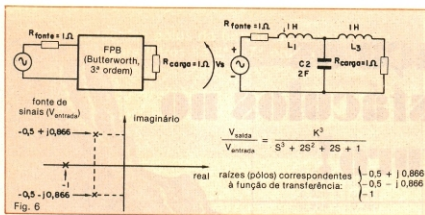
Av. Higienópolis, 436 - Centro
Caixa Postal, 1642
CEP 86.100 - Londrina - PR.

N.E.97

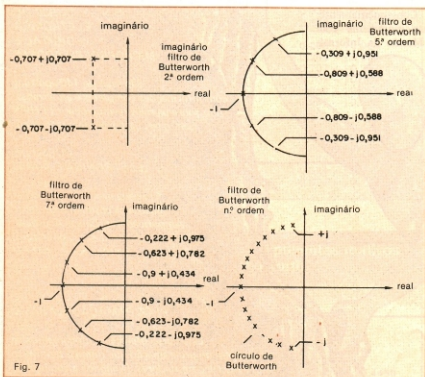
Eu quero receber, **INTEIRAMENTE GRÁTIS**, maiores informações sobre o curso de:

- Eletrônica Básica Eletrônica Digital Microprocessadores
 Áudio Acústica Programação em Basic

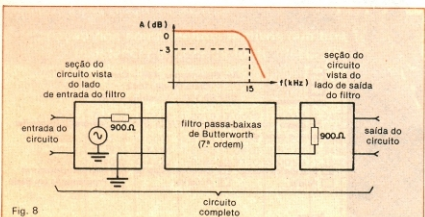
Nome
Endereço
Bairro Cidade
CEP : Estado



Características de um FPB Butterworth, 3º ordem ($R_{fonte} = R_{carga} = 1 \Omega$).



A distribuição dos pólos referentes a um filtro de enésima ordem (círculo de Butterworth).



Esquemática do exemplo n.º 3.

Passo 1 — A primeira etapa consiste na identificação, através de tabelas semelhantes às já apresentadas, dos valores calculados para L_x e C_x . No caso, para $n = 7$ e $R_{fonte} = R_{carga} = 900 \Omega$ (ou então 1Ω por intermédio do deslocamento da escala de impedâncias), extraímos as seguintes informações dos dados catalogados:

$$\begin{aligned} L_1 &= 0,4450 \text{ H} \\ C_2 &= 1,2470 \text{ F} \\ L_3 &= 1,8019 \text{ H} \\ C_4 &= 2,0000 \text{ F} \\ L_5 &= 1,8019 \text{ H} \\ C_6 &= 1,2470 \text{ F} \\ L_7 &= 0,4450 \text{ H} \end{aligned}$$

Passo 2 — Nesta fase, estamos em condições de esboçar o filtro normalizado (considerando que tais tabelas foram elaboradas para redes com frequência de corte de 1 rad/s). Aplicando os valores coletados na topologia já estudada e utilizando a distribuição válida para filtros de ordem ímpar, vamos obter os resultados da figura 9.

Passo 3 — Finalmente, recaímos nos cálculos relativos ao deslocamento dos níveis de impedâncias e frequências, segundo os princípios já discutidos:

$$R_0 = [R_n \times (\text{escalamento em impedância})]$$

$$f_0 = \left[\frac{L_n \times (\text{escalamento em impedância})}{(\text{fator de escala em frequência})} \right]$$

$$C_0 = \left[\frac{C_n}{(\text{fator de escala em frequência}) \times (\text{escalamento em impedância})} \right]$$

Para o filtro em foco, podemos avaliar os fatores de escala em frequência e em impedância, através das seguintes relações:

$$\frac{\text{frequência de corte (rad/s)}}{\text{frequência normalizada (rad/s)}} = \frac{15 \times 10^3 \times 2 \times \pi}{1} = 94247,78$$

$$\frac{\text{impedância da fonte } (\Omega)}{1 \Omega} = \frac{\text{impedância de carga } (\Omega)}{1 \Omega} = \frac{900}{1} = 900$$

Conseqüentemente, os valores reais para os componentes são facilmente extraídos.

$$\begin{aligned} L_1 (\text{real}) &= \frac{0,4450 \times 900}{94247,78} = 4,249 \text{ mH} \\ C_2 (\text{real}) &= \frac{1,2470}{94247,78 \times 900} = 0,015 \mu\text{F} \\ L_3 (\text{real}) &= \frac{1,8019 \times 900}{94247,78} = 17,207 \text{ mH} \\ C_4 (\text{real}) &= \frac{2,0000}{94247,78 \times 900} = 0,024 \mu\text{F} \\ L_5 (\text{real}) &= \frac{1,8019 \times 900}{94247,78} = 17,207 \text{ mH} \\ C_6 (\text{real}) &= \frac{1,2470}{94247,78 \times 900} = 0,015 \mu\text{F} \\ L_7 (\text{real}) &= \frac{0,4450 \times 900}{94247,78} = 4,249 \text{ mH} \end{aligned}$$

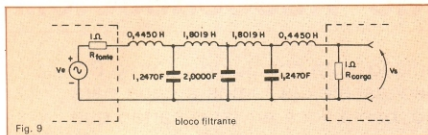


Fig. 9

bloco filtrante

Filtro de Butterworth normalizado ($R_{fonte} = R_{carga}$)

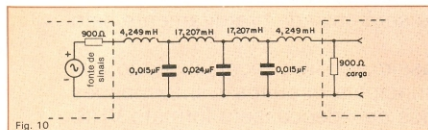


Fig. 10

Filtro completo, em condições de ser acoplado ao circuito com as características apresentadas.

A rede final estaria definida pelos valores registrados na figura 10.

Para os próximos artigos, reservamos uma série de considerações referentes aos filtros de Chebyshev e Bessel, paralelamente a uma análise comparativa com os filtros de Buterworth.

Bibliografia

- *Electronic Filter Design Handbook* — Arthur B. Williams — McGraw-Hill — EUA.
- *Handbook of Filter Synthesis* — Anatol I. Zverev — John Wiley & Sons — EUA.
- *Filter Theory and Design: Active and Passive* — SEDRA/BRACKETT — Matrix Publishers, Inc. — EUA.
- *Modern Filter Theory and Design* — TEMES/MITRA — John Wiley & Sons — EUA.



INTERTEK & MOTOROLA

AGORA NO SEU DISTRIBUIDOR INTERTEK ONDE VOCÊ JÁ ENCONTRAVA:

FAIRCHILD
A Schlumberger Company

IBRAPE

ICOTRON
Tecnologia Siemens

NEC

SID

National

itaucom

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

TAMBÉM VAI ENCONTRAR:

MOTOROLA

INTERTEK COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA.
SÃO PAULO: Rua Miguel Casagrande, 200
02714 São Paulo - SP
Telefone: (011) 266-2922
RIO DE JANEIRO:
Rua República do Libano, 46 - RJ
Telefone: (021) 224-7098

Depois do videocassete...

Com esta edição, está concluído o Curso Básico de Videocassete. Já temos a capa para encaderná-lo: basta você enviar o cartão que foi anexado no 1.º fascículo, com os seis selinhos publicados nos n.ºs 92 a 97 da revista, e a capa lhe será enviada gratuitamente pelo correio.

Você terá, assim, um livro técnico inédito, trazendo os principais circuitos e informações dos aparelhos de videocassete formato VHS. Mas esse é apenas o primeiro livro da biblioteca *Nova Eletrônica*.

Em abril, mais um grande curso em fascículos vai começar em sua revista!



... um curso de telefonia

É o primeiro curso de telefonia em fascículos e um dos mais completos da literatura técnica brasileira. Criado para estudantes, técnicos

e engenheiros, como apoio didático ou fonte permanente de consulta, o Curso de Telefonia NE vem preencher uma lacuna no aprendizado de eletrônica.

O curso foi dividido em apenas 9 fascículos. Assim, em 9 meses, você terá o mais completo livro de telefonia já publicado no país, além da capa para encaderná-lo.

Escrito especialmente para a *Nova Eletrônica*, o curso irá abordar desde os princípios básicos da comutação e do aparelho telefônico, até a telefonia digital e comunicação entre computadores.

Eis uma síntese do curso, dividida por assunto:

- O aparelho telefônico
- Comutação telefônica
- Noções de tráfego telefônico
- Redes telefônicas
- Noções de telefonia digital
- Conceito de multiplexação
- Multiplex em telefonia
- Caracterização da linha telefônica
- Transmissão por microondas
- Modems
- Transmissão de dados entre computadores

Radioenlace para a
faixa de SHF — 2ª parte

Conclusão da etapa transmissora

Os blocos do oscilador local, amplificador de potência, multiplicador de frequência e painel completam o transmissor do radioenlace SHF

Oscilador local — O transceptor MO-700-II utiliza, tanto na transmissão como na recepção, um oscilador de frequência fixa, controlado a cristal. O circuito é projetado de maneira a operar na faixa de 58,633 a 59,726 MHz (tabelas 1 e 2), no caso de ser usado como oscilador local do transmissor, ou na faixa de 55,184 a 56,212 MHz (Tabela 4), no caso de ser usado como oscilador local do receptor. O oscilador, como podemos ver no diagrama em bloco da figura 15, é formado por 10 sub-unidades.

Oscilador mestre [1] — Controlado a cristal, determina a frequência final do transmissor, indicada nas tabelas 1 e 2. A principal função deste oscilador, conhecido por mestre, é fornecer ao comparador de fase uma frequência de referência com boa estabilidade, para "amarrá-lo" com f1. A grande desvantagem desse oscilador é que é muito ruidoso, devido ao movimento das lâminas de cristal.

Modulador de fase [2] — Só é usado no oscilador local do transmissor, em estação repetidora em FI. Com o uso deste, é possível injetar-se no sistema uma sub-BB com uma faixa de frequência de 0,3 a 36 kHz. Nesse espectro de frequência, podemos introduzir um canal de serviço, de maneira a permitir a conversação entre o pessoal técnico de manutenção e as demais estações ao longo da rota. Além do canal de voz, também podemos entrar com 6 canais de voz multiplexados em FDM, com o objetivo de servir a uma região com baixa demanda, próxima à rota.

Multiplicador 4X [3] — Como o nome indica, o quadruplicador multiplica a frequência na saída do oscilador mestre por quatro. Na saída do multiplicador temos uma frequência 4 vezes maior, ou seja, $f_2 = 4 f_0$, cobrindo uma faixa de

frequência de 234,532 a 238,904 MHz. **Oscilador livre [4]** — Ao contrário do oscilador mestre, este tem péssima estabilidade de frequência, mas, em compensação, gera baixo nível de ruído. Acolado ao oscilador livre, temos um circuito-tanque, formado por L1 em paralelo com dois diodos varicaps, D1 e D2. O circuito L1 + (D1 + D2) faz parte da malha que determina a frequência de operação do circuito. O oscilador livre opera em uma frequência quatro vezes maior que a frequência f0, na saída do oscilador mestre, ou seja, $f_1 = f_2 = 4 f_0$. **Comparador de fase [5]** — A principal função do comparador de fase é comparar a frequência f2, gerada pelo oscilador livre, com a frequência f1 pelo oscilador mestre. Na entrada A do comparador de fase, é aplicada a frequência

Frequências da faixa A (transmissão)

Tabela 1

número do canal de RF	A	B	C	D
	frequência do cristal do oscilador local (em MHz)	frequência na saída do oscilador (8 fo) (em MHz)	frequência na saída do multiplicador (8 fo x 16 = 128X) (em GHz)	frequência central na saída do transmissor (128 fo - 70 ± 10 MHz) (em GHz)
1	58.63319	469.06552	7.5050483	7.435048
2	58.72430	469.7944	7.5167104	7.446710
3	58.81541	470.52328	7.5283724	7.458372
4	58.90652	471.25212	7.5400345	7.470034
5	58.99763	471.98104	7.5516966	7.481700
6	59.08873	472.70984	7.5633574	7.493330
7	59.17984	473.43872	7.5750195	7.505020
8	59.27095	474.1676	7.5866816	7.516680
9	59.36207	474.8965	7.5983437	7.528360
10	59.45317	475.62536	7.6100057	7.540000
11	59.54428	476.35428	7.6216678	7.551670
12	59.63539	477.08312	7.6333299	7.563330

Frequências da faixa B (transmissão)

Tabela 2

número do canal de RF	A	B	C	D
	frequência de corte do cristal do oscilador local (em MHz)	frequência na saída do oscilador (8 fo) (em MHz)	frequência na saída do multiplicador (8 fo x 16 = 128X) (em GHz)	frequência central na saída do transmissor (128 fo + 70 MHz) (em GHz)
1*	58.72392	469.79136	7.516622	7.586662
2*	58.81503	470.52024	7.528324	7.598324
3*	58.90614	471.24912	7.539986	7.609986
4*	58.99725	471.9780	7.551648	7.621648
5*	59.08836	472.7068	7.563310	7.633310
6*	59.17947	473.4357	7.574972	7.644972
7*	59.27058	474.1646	7.586634	7.656634
8*	59.36169	474.8935	7.598296	7.668296
9*	59.45280	475.6224	7.609958	7.679958
10*	59.54391	476.3512	7.621620	7.691620
11*	59.63502	477.0801	7.633282	7.703282
12*	59.72613	477.8090	7.644944	7.714944

Frequências de recepção: faixas A e B

Tabela 4

Frequência da faixa A recepção (fo - 70 MHz)

número do canal de RF (Faixa A e B)	freqüência de corte do cristal do oscilador local (fo) (em MHz)	freqüência na saída do oscilador local (8 fo) (em MHz)	freqüência na saída do multiplicador $17 \times 8 fo = 136X$ (em GHz)	freqüência na entrada do receptor (canal de RF) (em GHz)
1	55,18418	441,47344	7,505048	7,4350480
2	55,26993	442,15944	7,5167104	7,4467104
3	55,35568	442,84544	7,5283728	7,4583728
4	55,44143	443,53144	7,5400352	7,4700352
5	55,52718	444,21744	7,5516976	7,4816976
6	55,61293	444,90344	7,5633600	7,4933600
7	55,69868	445,58944	7,5750224	7,5050224
8	55,78443	446,27544	7,5866848	7,5166848
9	55,87018	446,96144	7,5983472	7,5283472
10	55,95593	447,64744	7,6100096	7,5400096
11	56,04168	448,33344	7,6216720	7,5516720
12	56,12743	449,01944	7,6333344	7,5633344

Frequência da faixa B recepção (fo + 70 MHz)				
1*	55,26957	442,15656	7,5166616	7,5866616
2*	55,35532	442,84256	7,5283236	7,5983236
3*	55,44107	443,52856	7,5399856	7,6099856
4*	55,52682	444,21456	7,5516476	7,6216476
5*	55,61257	444,90056	7,5633096	7,6333096
6*	55,69832	445,58656	7,5749716	7,6449716
7*	55,78407	446,27256	7,5866336	7,6566336
8*	55,86982	446,95856	7,5982956	7,6682956
9*	55,95557	447,64456	7,6099576	7,6799576
10*	56,04132	448,33056	7,6216196	7,6916196
11*	56,12707	449,01656	7,6332816	7,7032816
12*	56,21282	449,70256	7,6449436	7,7149436

f2 e na entrada B é aplicada f1. Supondo-se inicialmente as duas freqüências iguais, ou seja, $f1 = f2$, quando f1 sofre uma determinada variação, em relação à freqüência f2, essa diferença é detectada no comparador de fase.

Na saída deste (porta E), temos uma tensão CC que é proporcional à diferença entre f1 e f2. Dependendo do sentido da variação da freqüência f1, isto é, se é para mais ou para menos em relação a f2, a tensão na porta E será positiva ou negativa. A tensão CC presente na porta E, resultante da diferença entre f1 e f2, é aplicada na junção dos diodos varicaps D1 e D2. Assim, fazendo alterar-se a capacitância da junção, varia-se a freqüência no sentido contrário, de maneira a corrigir a diferença existente entre f1 e f2. Após a correção, os dois circuitos voltam a oscilar novamente na mesma freqüência, ficando f1 "amarrada" com f2.

Oscilador de busca e bloqueio [6] — Quando há uma variação em f1, de maneira a cair dentro do intervalo A-B na figura 16, os dois osciladores conseguem auto-sincronizar-se sem auxílio de comando externo. Quando f1 diminui, indo além do ponto A, ou aumenta, indo além do ponto B — em ambos os casos caindo fora da faixa de busca e captura do comparador de fase —, os dois osciladores não mais conseguem auto-sincronizar-se. Quando isto acontece, é disparado o oscilador de busca e bloqueio; uma vez disparado, ele aplica na entrada D do comparador de fase uma tensão, na forma de um dente-de-serra, de baixa freqüência (5 Hz), varrendo toda a gama de busca e captura do comparador de fase.

Se, após a varredura, os dois osciladores, por um motivo qualquer, não mais entrarem em sincronismo, o oscilador de busca e bloqueio enviará uma tensão à entrada do amplificador de potência, mostrado na figura 17, bloqueando-o. A tensão de bloqueio faz com que a potência na saída do amplificador caia para zero watt, evitando que sejam transmitidos sinais em outras freqüências, o que provocaria interferências em receptores operando em freqüências próximas à central do transmissor.

O sinal na saída do oscilador livre é inicialmente amplificado pelo amplificador [7] e a seguir é multiplicado por 2 pelo multiplicador [8], resultando numa multiplicação total de oito vezes ($f_s = 8fo$). O sinal, após ter sido dobrado, é novamente amplificado pelo amplificador [9]. O filtro passa-faixas [10] é do tipo de sintonia variável, permitindo sintonizar qualquer um dos canais de RF, nas freqüências vistas na coluna B

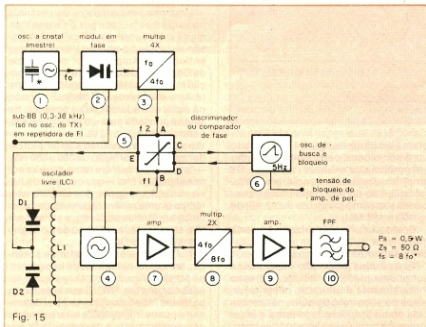


Fig. 15

Diagrama em blocos do oscilador do transmissor/receptor.

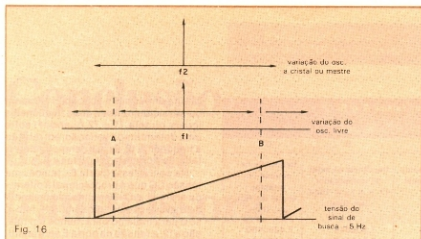


Fig. 16

Faixa de busca e captura entre os osciladores mestre e livre.

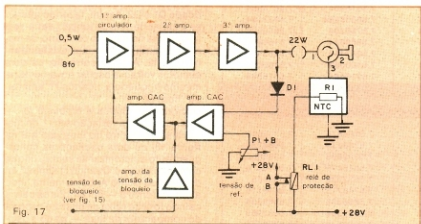
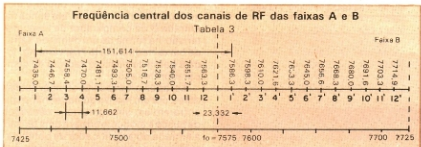


Fig. 17

Diagrama em blocos do amplificador de potência.



das tabelas 1 e 2. Na saída do oscilador local, temos uma gama de frequências de operação de 469 a 477,8 MHz e potência de 0,5 W. Graças ao fato de serem usados dois osciladores sincronizados, consegue-se na saída do oscilador um sinal com baixo ruído (devido ao oscilador livre) e uma ótima estabilidade de frequência (devido ao oscilador mestre controlado a cristal).

Amplificador de potência — O amplificador de potência tem como principal função elevar o nível do sinal entregue na entrada pelo oscilador local, com uma potência de 0,5 W, para um nível de potência de 22 W, na saída. Visto no dia-

grama em bloco da figura 17, é formado por 6 sub-blocos, permitindo um ganho em potência de 44 vezes (16,43 dB). Os amplificadores de potência, em um total de 3, são do tipo banda larga, com banda passante (ponto de $\pm 0,2$ dB) de ≈ 469 a 480 MHz.

Como circuito sintonizado é usada linha física, utilizando-se as propriedades das linhas de um quarto de onda ($\lambda/4$). As linhas de $\lambda/4$ são desenhadas sobre uma placa de circuito impresso (normalmente é utilizada, nesta faixa, placa de substrato de alumina) conhecida como *strip-line*. Isso torna a montagem bem mais simples e prática, além de proporcionar baixas perdas na faixa

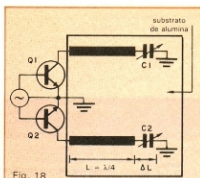


Fig. 18

Maneira prática de sintonizar-se em uma linha de $\lambda/4$.

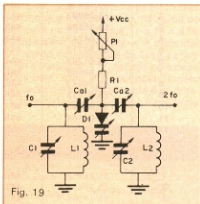


Fig. 19

Circuito básico do multiplicador por dois.

de 469 a 480 MHz. O comprimento equivalente da linha de $\lambda/4$ pode ser variado alterando-se o valor do capacitor variável (*trimmer*) conectado em série com a linha, como na figura 18. Com isso podemos cobrir uma faixa de frequências de operação bem mais ampla.

Uma pequena amostra da potência na saída é detectada por D1 e transformada em uma tensão CC variável. A tensão detectada é aplicada em uma das entradas do Amplificador de Controle de Carga — CAC — que tem como função manter a potência na saída constante. Através do potenciômetro P1, ligado na outra entrada do CAC, a potência de saída é ajustada para um valor desejado, normalmente para 22 W. Mesmo que então a potência na entrada do amplificador sofra uma variação de 350 a 650 mW — isto é, ± 150 mW em torno do valor nominal de 500 mW — ou no caso de haver variação no ganho dos amplificadores, para uma potência de entrada constante, em ambos os casos, a saída mantém-se inalterada em torno de 22 W, graças à ação do CAC.

Na saída do amplificador de potência, temos um circulator de três portas; na porta 3 é ligada uma carga resistiva, associada a um NTC. Caso haja muita potência refletida na porta 2 por descausamento de impedância e/ou quando a carga nesta porta é desconectada acidentalmente, a potência refletida é ac-

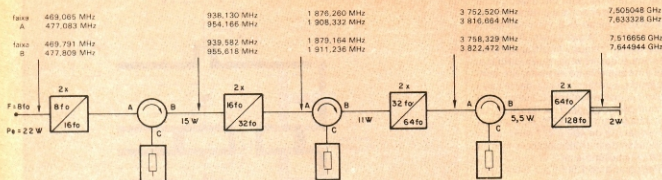


Fig. 21

Esquema do multiplicador por 16.

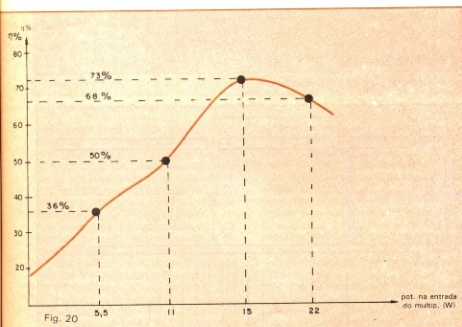


Fig. 20

Curva de rendimento (η) do diodo multiplicador.

plada à porta 3. Assim, é absorvida pela carga, fazendo diminuir o valor do NTC e, em consequência, acionando o relé RL-1. Quando esse abre os contatos A e B, corta a tensão de +28 Vcc que alimenta o circuito do amplificador, protegendo-o contra potência refletida.

Quando o oscilador local, da figura 15, entra em busca devido a uma anomalia qualquer, é aplicada uma tensão ao amplificador de bloqueio, levando o primeiro amplificador de potência mais uma vez ao corte. Esse mantém-se no corte até que o oscilador local volte ao normal. O bloqueio evita que seja transmitido qualquer sinal durante o estado de busca do oscilador local. Em todos os casos descritos, o comando de CAC age diretamente sobre o primeiro amplificador de potência, pois neste ponto a entrada é baixa (500 mW), tornando-se mais fácil exercer um controle eficaz sobre a mesma.

Multiplicador de frequência — Como vimos, os osciladores projetados para operarem em alta frequência são controlados a cristal. Por outro lado, a frequência máxima de operação do cristal está limitada pela espessura da lâmina, do módulo de vibração e do tipo de corte usado. Quando cortamos o cristal para operar em frequências acima de 60 MHz, a lâmina torna-se tão fina a ponto de se partir com a menor vibração ou choque mecânico aplicado sobre a mesma. Por esse motivo, os cristais estão limitados a uma frequência de operação ≤ 60 MHz.

Quando desejamos gerar frequência na faixa de SHF (Tabela 3), usamos o processo de multiplicação, como exemplifica o circuito da figura 19. Nos multiplicadores são empregados como elementos não-lineares diodos especiais do tipo de recuperação rápida, *step recovery*. Esse diodo, quando excitado com

uma potência de entrada, é capaz de gerar infinitas frequências harmônicas na saída. O mesmo é fabricado especialmente para operar como multiplicador em altas frequências e alta potência de excitação na entrada. O rendimento η do diodo multiplicador depende do nível da potência de excitação aplicado à sua entrada. No gráfico da figura 20 temos a potência de entrada de cada multiplicador, com o rendimento para cada potência. Consegue-se o melhor rendimento para uma potência nominal de entrada de 15 W.

Na figura 19 temos um circuito simplificado de um multiplicador 2X, onde é usado um diodo como gerador de sinais harmônicos. O filtro de entrada, formado por L1/C1, está ressonante na frequência fundamental aplicada na entrada, fo. O filtro ligado na saída formado por L2/C2 é sintonizado na segunda harmônica (2 fo). Pelo fato do filtro L2/C2 estar ressonante em 2 fo, só esta combinação é selecionada, rejeitando as demais, inclusive fo. Com isso, conseguimos na saída do multiplicador uma frequência duas vezes maior que a de entrada.

Para multiplicar-se a frequência de entrada por um fator de multiplicação 3, 4, ... n, é necessário mudar só a frequência de ressonância do filtro de saída para o fator de multiplicação desejado. A frequência fo, gerada pelo oscilador a cristal ou mestre, é multiplicada inicialmente por 4 e após o comparador de fase é multiplicada por 2, produzindo uma multiplicação total de 8 vezes. Após o amplificador de potência temos mais 4 passos multiplicadores ou dobrados, em cadeia, resultando num fator de multiplicação total de: $8 \times 2 \times 2 \times 2 \times 2 = 128$ vezes (fig. 21).

Na saída do último multiplicador, temos uma faixa de frequência de 7,5050 a 7,6449 GHz e uma potência de 2 W. E na saída de cada passo multiplicador há um circulator, com portas isoladas, a fim de isolar os multiplicadores, evitando-se que o sinal gerado no multiplicador seguinte retorne para o anterior,

provocando novo batimento e gerando sinais espúrios não desejados.

Na porta C de cada circulador, uma carga resistiva absorve a potência refletida de volta na porta B, evitando que o sinal refletido chegue à porta A. Pelo fato de serem usados multiplicadores passivos, todas as vezes que multiplicamos a frequência de entrada, em contrapartida, a potência na saída de cada passo cai gradativamente. Na entrada do multiplicador, visto na figura 21, temos uma potência de 22 W e uma faixa de frequência de 469 a 477 MHz; após o processo de multiplicação, temos na saída uma potência de 2 W e uma faixa de frequência de 7,5050 a 7,6449 GHz.

Panel de transmissão — O painel de transmissão tem como função básica converter a frequência de FI = 70 ± 10 MHz, onde está contida toda a informação a ser transmitida, para a faixa de SHF. O painel de transmissão, que é na realidade a própria saída do transmissor, é formado basicamente por componentes passivos, tais como: guia de ondas, filtro de cavidades ressonantes e isoladores direcionais.

Na entrada do conversor são introduzidas as frequências f_1 e f_2 sendo $f_1 = 70 \pm 10$ MHz, gerada pelo oscilador/modulador, e f_2 , gerada pelo oscilador local, na faixa de 7,5050 a 7,6449 GHz (tabelas 1, 2 e 3). Na saída do conversor temos diversas combinações de frequências, resultantes do batimento entre f_1 e f_2 . O sinal f_1 , injetado na entrada do conversor, tem uma potência de 0,5 W e f_2 tem uma potência de 2 W; na saída temos uma potência de 0,5 W (+27 dBm), na faixa de SHF. Quando operamos na faixa A, o conversor bate por "baixo": em sua saída é selecionada a combinação $f_2 - f_1$; quando operamos na faixa B, o conversor bate "por cima", e é selecionada a combinação $f_1 + f_2$.

Como elemento não linear, usamos dois diodos *schottky*, formando um par simétrico. Através dos potenciômetros P1 e P2 (fig. 22), podemos polarizar o circuito em um ponto ideal de operação na curva de transferência, de maneira a permitir um melhor rendimento na conversão. Nos extremos em curto das guias de ondas temos curtos móveis acoplados a um parafuso de ajuste, de maneira que os diodos conversores D1 e D2 fiquem no ponto do máximo campo. Para isso, os diodos conversores devem ficar exatamente a um quarto de onda ($\lambda/4$) do ponto em curto. Quando mudamos a frequência de operação, também mudamos a posição dos curtos para, mais uma vez, os diodos ficarem no ponto de máximo campo, como mostra a figura 23.

Na saída há um filtro passa-faixas de quatro cavidades, com sintonia escalonada.

Curva do filtro passa-faixas de quatro cavidades.

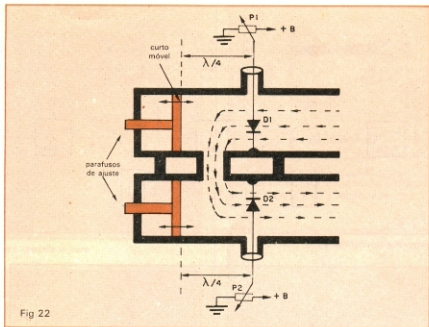


Fig 22

Corte lateral do guia de onda (conversor).

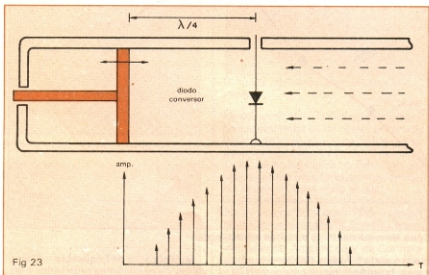


Fig 23

Corte do guia de onda mostrando o ponto de campo máximo.

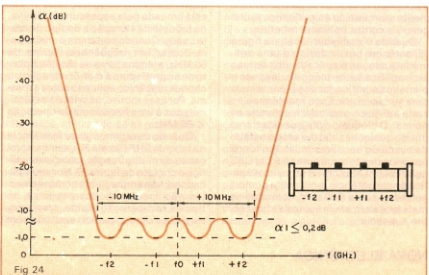


Fig 24

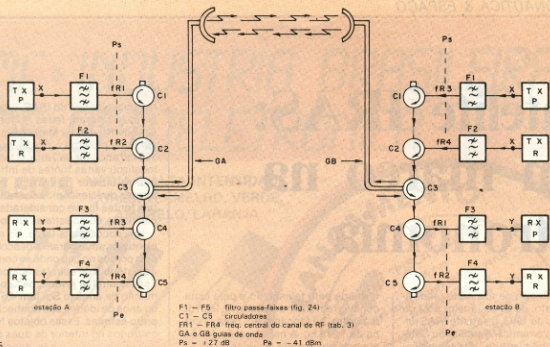


Fig. 25

Configuração de um sistema completo (1 + 1).

nada, onde cada cavidade está ressonante em uma frequência distinta. O FPF seleciona a combinação de frequência desejada, presente na saída do conversor, rejeitando as demais combinações não desejadas, inclusive f_1 e f_2 . Na figura 24 temos a curva de seletividade (atenuação x frequência) para um filtro de quatro cavidades ressonantes. Este oferece uma seletividade de 26 dB por oitava, com uma ondulação de $\pm 0,2$ dB na faixa de ± 10 MHz em torno da portadora e uma perda de inserção de 1,0 dB, rejeitando a frequência de ± 20 MHz afastada da portadora em aproximadamente 40 dB.

Na entrada e saída do conversor temos dois isoladores direcionais, formados por peças polares orientadas, deixando passar o sinal de SHF só em uma direção. Assim evita-se que o sinal pre-

sente na saída retorne para entrada, provocando sinais espúrios, causados por ondas estacionadas nos guias de ondas. E na saída do painel de transmissão um acoplador coaxial acopla uma amostra da potência a ser transmitida. O sinal presente na saída do acoplador coaxial é atenuado em 22 ± 1 dB, ou seja, está $22 \pm 1,5$ dB abaixo do nível de potência de 27 dBm presente na saída do painel.

O acoplador coaxial, tem duas aplicações básicas:

a) *Quando sem o diodo detector* — Com o auxílio de um medidor de potência apropriado para a faixa de SHF, podemos verificar a potência na saída do painel, com o equipamento em operação. Quando conectamos o miliwattmetro na saída do acoplador e lemos na sua escala um nível de potência de

+5 dBm, isso significa que na saída do painel está sendo transmitido um sinal com nível de $22 \pm 1,5$ dB + 5 dBm = 27 dBm $\pm 1,5$ dB. Além da potência, também podemos medir, com o auxílio de um analisador de espectro, para a faixa de SHF, os sinais espúrios na saída do transmissor.

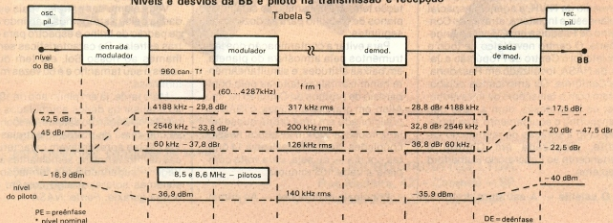
b) *Com o diodo detector colocado* — Com o auxílio de um microamperímetro CC, podemos controlar a potência na saída do painel de transmissão. O sinal de SHF, na saída do transmissor, com nível de potência de +27 dBm, é aplicado ao sistema de derivação e, em seguida, é levado à antena, de onde é transmitido para o espaço, tal como ilustra a figura 25.

Na próxima edição da NE, começaremos a analisar o receptor do radioenlace para SHF.

Errata

Publicamos, abaixo, a tabela 5, referida na 1ª parte deste artigo.
Níveis e desvios da BB e piloto na transmissão e recepção

Tabela 5



Satélite IRAS: um marco na astronomia

Num período de atividade relativamente curto, de 25 de janeiro a 23 de novembro de 1983, o satélite *IRAS* (*Infrared Astronomical Satellite* ou *Satélite Astronômico de Infravermelho*) pode ter revolucionado completamente o conhecimento astronômico. Durante essa breve "carreira" de 10 meses, ele observou cerca de 20 mil galáxias, localizando e registrando inúmeros corpos emissores de infravermelho — tarefa impossível de realizar da Terra, devido à influência da atmosfera.

Parte dessa informação foi condensada em um catálogo, contendo informações sobre 250 mil fontes de infravermelho, entre galáxias, estrelas "prontas" e em formação, além de corpos totalmente novos. Esse catálogo pode ser encontrado sob as mais diversas formas, como, por exemplo, em volumes impressos por computador, em microfichas ou fita magnética, contendo 60 megabytes de dados. Ele é acompanhado por um atlas de 212 mapas estelares, formados por fotografias em cores processadas por computador.

O empreendimento que deu tantas novas informações aos astrônomos foi um esforço conjunto de três países: EUA, através da NASA; Holanda, por intermédio da NIVR, a agência espacial holandesa; e Inglaterra, através do Conselho de Pesquisa em Ciência e Engenharia. O centro nevrálgico de todo o projeto foi o Centro de Propulsão a Jato, da NASA, localizado em Pasadena, na Califórnia. Os americanos colaboraram com o telescópio de infravermelho; os holandeses, com a nave que transportou o equipamento; e os ingleses, com a estação de rastreamento do satélite, localizada em Chilton e pertencente ao Laboratório Rutherford Appleton.

O satélite — A estrutura do IRAS,

formada pelo telescópio e pela espaçonave, tem 3,6 m de altura e 2,16 m de diâmetro; no lançamento, pesava cerca de 1 076 kg. A nave contém todo o suporte necessário ao telescópio, tal como computador de bordo, gravador, rádio, energia elétrica e controle de orientação.

Quanto ao telescópio propriamente dito, o satélite levou um modelo Ritchey-Chretien com uma abertura efetiva de 57 cm. Porém, como os telescópios de infravermelho exigem um ambiente bastante frio para detectar sinais acima do ruído térmico do sistema, o IRAS carregava um sistema criogênico contendo 475 litros de hélio líquido; essa substância manteve o detector de infravermelho resfriado a uma temperatura de apenas 2 graus acima do zero absoluto (2 Kelvin). A duração da missão foi determinada, em princípio, pelo tempo que o hélio líquido levou para dispersar-se no espaço.

Durante os 10 meses em que operou, o satélite coletou em torno de 900 milhões de bits de dados por dia. Duas vezes por dia, nas passagens pela estação inglesa de rastreamento, o conteúdo do gravador era remetido para a Terra ao ritmo de 1 milhão de bits por segundo; ao mesmo tempo, a estação terrestre transmitia ao satélite os planos de trabalho para as doze horas seguintes.

Para evitar a contaminação dos instrumentos pela atmosfera do planeta, em baixas altitudes, e simultaneamente minimizar falsas leituras pelo bombardeio de prótons do Cinturão de Van Allen, em grandes altitudes, o IRAS foi posicionado em uma órbita quase polar, circular, a 900 km de altura; nessas condições, o satélite realizava 14 órbitas por dia — ou seja, uma volta completa a cada 103 minutos.

Principais realizações — As primei-

ras observações do IRAS, logo no início de 83, foram feitas no interior da Grande Nuvem de Magalhães, a galáxia mais próxima à nossa, postada a 155 mil anos-luz da Terra. O telescópio localizou várias fontes de infravermelho no interior da Nuvem, invisíveis através de telescópios convencionais; tais fontes foram consideradas, pelos cientistas, como estrelas em formação.

Um pouco mais tarde, os mesmos cientistas anunciaram a descoberta de dois pontos no céu onde se comprovou a existência de estrelas em formação. Essas estrelas jovens, de "apenas" 1 milhão de anos (o Sol tem 4,6 bilhões de anos de idade), são conhecidas por **proto-estrelas**. Esses objetos foram localizados no interior de duas grandes nuvens de poeira e gás, denominadas *Barnard 5* e *Lynds 1642*. Tais estrelas, porém, ainda estão envolvidas em sua "placenta" de gás e poeira, emitindo radiação infravermelha de fraca intensidade; em menos de um milhão de anos, radiação e fortes ventos estelares varrerão esse material envolvente e o novo sistema poderá ser observado no espectro visível.

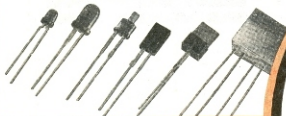
No segundo semestre de 83 chegou a notícia de que o IRAS teria descoberto um sistema solar semelhante ao nosso ao redor da estrela Vega, a terceira de maior brilho no céu. Ela está localizada na constelação da Lira, no interior de nossa própria galáxia, a cerca de 26 anos-luz da Terra. Como é uma estrela mais jovem que o Sol (tem 1 bilhão de anos, aproximadamente), calcula-se que o sistema ainda esteja numa fase primitiva de evolução, se comparado ao nosso. Essa descoberta oferece a primeira oportunidade de se estudar aquilo que pode ser a formação de um sistema solar, a partir de resíduos estelares — exatamente como o nosso, segundo se acredita.

Vega é uma das estrelas mais estudadas pelos astrônomos, servindo até de padrão de brilho e espectro para outras estrelas. De características semelhantes ao nosso Sol, ela tem duas vezes o seu tamanho e é 60 vezes mais luminosa.

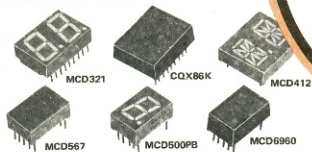
Mais tarde, já em pleno ano de 1984, ao analisar os dados acumulados durante a operação do satélite, descobriu-se que cerca de outras 40 estrelas da Via Láctea apresentavam características de infravermelho semelhantes à de Vega — sugerindo que a formação de sistemas solares é algo comum em nossa galáxia. **Fonte: NASA** ●

MC INDUSTRIA BRASILEIRA DE OPTOELETRÔNICA

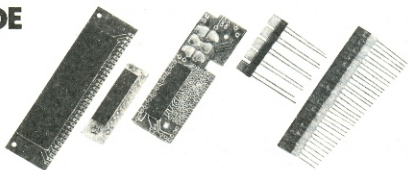
LED'S MÉDIA E ALTA INTENSIDADE
CORES: VERMELHO, VERDE,
AMARELO, LARANJA



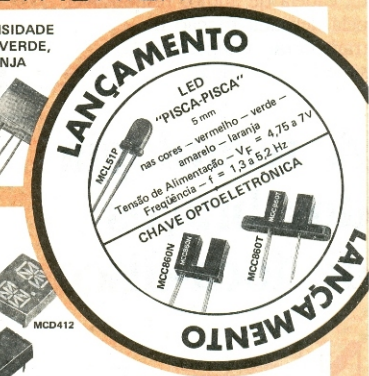
DISPLAYS



**BARRAS DE
LED'S E
DISPLAYS
ESPECIAIS**



Nosso setor de Engenharia e Desenvolvimento está a sua disposição para quaisquer consultas de componentes em optoeletrônicos. Consulte-nos.



LANÇAMENTO

LED

"PISCA-PISCA"
5 mm

nas cores - vermelho - verde -
amarelo - laranja

Tensão de Alimentação - $V_F = 4,75$ a $7V$

Frequência - $f = 1,3$ a $5,2$ Hz

CHAVE OPTOELETRÔNICA

MCC860N

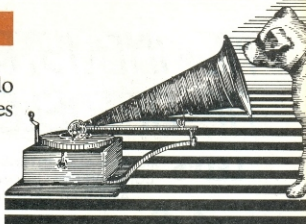
MCC880T

LANÇAMENTO



M. C. MICRO CIRCUITOS LTDA.
Rua Madeira, 42 - Canindé - SP
Fones: 228-0224 - 227-0934

Nesta nova série de artigos é dissecado um dos componentes mais importantes da cadeia de áudio, responsável pela delicada função de transportar a cápsula pela superfície do disco:



A tecnologia dos braços de toca-discos

Não é intenção deste artigo apresentar nenhuma novidade ou descoberta bombástica, mas sim mostrar que o projeto de um braço de toca-discos não é fruto do empirismo e da sorte; que, por trás de tudo, existe uma conceituação que está longe de ser fruto do acaso, mas produto de muita engenharia e pesquisa. O grande passo no desenvolvimento da "arte" de registrar e reproduzir os sons do homem ou da natureza foi dado quase que simultaneamente por dois homens: Thomas Alva Edison e Emile Berliner, em fins do século passado.

Histórico — Thomas Edison, além de sua inegável genialidade, serviu também como "catalisador" de inúmeras experiências e teorias desenvolvidas em períodos anteriores, desde a Antiguidade. A história da "máquina de falar" de Edison teve origem em um aparelho que desenvolvia para melhorar transmissões telegráficas — especificamente, para agilizar a codificação das mensagens em código morse, a partir de um teclado semelhante ao de uma máquina de escrever. Aproveitou-se, então, das oscilações de uma agulha sobre uma superfície, para a reprodução e registro da voz humana.

Uma vez delineados os planos, passou à construção do dispositivo, que era constituído de um cilindro maciço de bronze, dotado de ranhuras igualmente espaçadas. Esse cilindro deslocava-se sobre um eixo rosqueado, cujo passo equivalia aos passos no cilindro; este eixo, por sua vez, era forçado a girar por meio de uma manivela. Sobre o cilindro de bronze era aplicada uma folha de liga de chumbo, bastante delgada, que acabava por assimilar os sulcos abertos no cilindro.

As duas partes restantes eram os transdutores responsáveis pela conversão dos sinais acústicos em um tipo de sinal que pudesse ser "impresso" sobre a superfície metálica da liga e vice-versa. Esses transdutores eram constituídos por uma agulha, mais propriamente um estilete, acoplado a um diafragma metálico contido em um recipiente semelhante a uma corneta. Ao falar nesta corneta, provocava-se uma vibração do diafragma, fazendo com que o estilete oscilasse verticalmente. Tal oscilação era transmitida à lâmina delgada do cilindro e, conforme a amplitude da oscilação, a agulha penetrava com maior ou menor força na película — registrando, dessa maneira, o som incidente sobre a corneta.

Para reproduzir o som, o procedimento era inverso: um segundo transdutor, diametralmente oposto ao primeiro, fazia com que uma agulha percorresse o sulco gravado, o que acabava por provocar a oscilação do diafragma acoplado à agulha e o som era o resultado final. É interessante notar que as agulhas permaneciam fixas, enquanto o cilindro se deslocava em relação a elas tanto com a rotação em torno de seu eixo como com o avanço em relação às agulhas.

Com diferença de alguns anos, uma outra "máquina de falar" também estava sendo desenvolvida por Emile Berliner. Como diferença básica entre ambas, na de Berliner os sons eram registrados sobre sulcos dispostos em forma de espiral, da borda para o centro, em um disco plano. No aparelho de Edison, os transdutores eram mantidos fixos e o cilindro se movia, enquanto, no de Berliner, o disco era submetido a um movimento de rotação e o transdutor se deslocava sobre o disco. Para que isso pudesse ocorrer, era necessário um suporte para que o transdutor se deslocasse livremente sobre o disco; esse suporte viria a ser, então, o ancestral dos atuais braços de toca-discos, como os conhecemos atualmente. Mas isso não significa que ele tenha sofrido grandes alterações em seus princípios desde aquela época.

Com o passar do tempo, foram feitas algumas modificações no método de registro dos sons sobre o disco, que passou de vertical, como nas máquinas de Edison e Berliner, para horizontal/lateral. Embora o "fonógrafo" de Edison (fig. 1) tivesse em seu princípio de funcionamento pontos muito positivos, revelava-se pouco prático, em relação ao sistema de Berliner (veja ilustração de entrada). No dispositivo de Edison, a gravação e leitura dos sinais era feita tangencialmente ao deslocamento dos sulcos, enquanto no de Berliner estava clara a necessidade de se fixar uma das extremidades do suporte do transdutor — o que obrigava este a mover-se, não tangencialmente em relação aos sulcos, mas sim descrevendo um arco so-

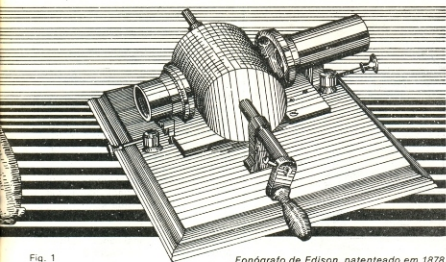


Fig. 1

Fonógrafo de Edison, patenteado em 1878.

bre a superfície do disco. Dessa forma, facilmente mantinha uma trajetória perfeitamente tangente aos sulcos, em todo o seu percurso.

Para que isto pudesse ocorrer, foram encontradas duas soluções distintas: uma, fazer com que o conjunto braço/transdutor fosse deslocado tangencialmente sobre o disco, por meio de um mecanismo complexo, cuja estrutura em muito faz lembrar um torno horizontal; ou, então, melhorar algumas características do braço, fazendo com que em certas regiões do percurso do arco ocorressem alguns pontos de tangência — e, no espaço entre dois pontos, o erro de trilhação (*tracking error*) fosse o menor possível, diminuindo assim as distorções causadas pela trajetória não tangencial, além de reduzir o desgaste da agulha (Fig. 2).

Basta lembrar que as matrizes para a prensagem de discos são gravadas com o cabeçote de corte movendo-se tangencialmente aos sulcos do disco matriz, para se obter os sinais gravados originalmente. Na reprodução, a cápsula também deveria se mover tangencialmente aos sulcos; como isso não ocorre (pois braço e cápsula descrevem um arco sobre o disco), o sinal não é idêntico ao original, surgindo daí uma certa distorção.

Princípio de operação — Idealmente, o braço do toca-discos deveria funcionar de modo análogo ao braço de uma balança romana (aquela da justiça, lembram?). Numa das extremidades, um certo peso, devido à massa da cápsula, e na outra um contrapeso, de maneira a equilibrar todo o sistema sobre um só ponto, virtualmente isento de atrito. Em resumo, o braço deveria funcionar apenas como suporte da cápsula, possibilitando-lhe percorrer livremente a superfície do disco, sendo totalmente neutro nesta função. Mas, na realidade, isso não ocorre e o braço passa a interagir com a cápsula, influiu em seu desempenho e no desempenho global

do toca-discos, perdendo sua desejada neutralidade.

Para melhor compreender a função do braço e sua influência no desempenho dentro de um conjunto de som, torna-se necessário entender como se obtém sinais elétricos a partir dos microsulcos de um disco. Tais sulcos têm como característica provocar movimentos laterais na agulha, quando esta os percorre; esses movimentos são proporcionais, em frequência e amplitude, aos sinais originalmente transformados em sinais elétricos e depois em impressões mecânicas pelo cabeçote de corte.

Ao percorrer os microsulcos, a agulha transmite esses movimentos ou impressões mecânicas a um dispositivo constituído por ímãs e solenóides, no interior da cápsula. Esse deslocamento do ímã dentro de um solenóide — no caso de cápsulas de magneto móvel, as mais comuns no mercado — faz aparecer uma diferença de potencial nos terminais dos solenóides. Essa tensão é proporcional, em amplitude e frequência, ao sinal impresso mecanicamente no disco, que, devidamente amplificado e equalizado, é convertido em som pelos alto-falantes.

Tais sinais elétricos são gerados apenas e tão-somente quando há um movimento relativo entre a superfície do disco e a agulha em contato com ela. Em consequência disso existe também um movimento relativo entre o suporte da agulha e o mecanismo ao qual ele está acoplado. Supondo que a cápsula seja perfeita, os movimentos da agulha seguirão razoavelmente as irregularidades dos microsulcos. Como a cápsula deve estar firmemente fixada ao braço, uma certa quantidade de movimento será transferida a ele pela própria movimentação da agulha e seu suporte, em decorrência do material não ser perfeitamente elástico ou rígido. A partir desse fato, o braço acabará também por ter uma ligeira vibração durante seu deslocamento sobre o disco. Essas vibrações freqüentemente se revelam indesejá-

veis por acabarem comprometendo a qualidade do áudio.

A figura 3 ilustra as decomposições dos movimentos da cápsula e do braço nos planos horizontal (a) e vertical (b). Na figura 3a, o ponto A é a agulha, com sua velocidade de deslocamento decomposta em duas: uma tangente (Vt) ao curso dos sulcos e direção acompanhando a rotação, e outra perpendicular ao sentido de rotação dos sulcos (Vn) e sentido contrário à força centrípeta — ou seja, orientada para a borda do disco.

Na figura 3b tem-se os movimentos laterais da agulha transferidos para a cápsula e, conseqüentemente, ao braço. Lá estão também os movimentos verticais causados, por exemplo, por ondulações no disco, possíveis empenamentos, desníveis do prato, diferença na altura ou espessura do tapete de borracha sobre o prato.

O braço dentro do sistema — É errado considerar o toca-discos como um "indivíduo"; mais correto é representá-lo como uma "sociedade" de vários "indivíduos", como braço, cápsula, motor, suspensão, base e *shell* (ou suporte da cápsula). Vejamos rapidamente os vários indivíduos dessa sociedade que é o toca-discos:

— **A base e a suspensão** — A base pode ser entendida, em princípio, como o suporte ao qual estão presos motor, braço e prato. Outra função da base é servir como barreira contra oscilações e vibrações transmitidas no meio ou por ele ao conjunto prato/braço. Ela atenua ou mesmo evita a chamada realimentação acústica do toca-discos, eliminando a captação por parte da agulha, via vibrações do prato, dos ruídos gerados pelo próprio toca-discos. Um procedimento para tornar isso possível é desacoplar a base do meio onde se encontra. Na figura 4 estão ilustrados alguns métodos para tal desacoplamento.

Uma das saídas é empregar o que se poderia chamar de "base dupla". A mais externa fica apoiada sobre molas, responsáveis pela dissipação das vibrações nos planos vertical e horizontal; essa barreira não dissipa completa e satisfatoriamente a energia das vibrações, restando ainda uma parcela da mesma — a qual será praticamente eliminada quando houver a tentativa de mover a base propriamente dita, em razão da grande massa a ser movimentada.

O restante da energia da vibração originalmente transmitida estará então bem atenuada e outra parcela será "gasta" quando for enviada para a suspensão da verdadeira base do toca-discos. Considerando que cerca de 80% da energia originalmente existente tenha sido amortecida, os 20% restantes, embora ainda causem certa distorção no sinal gerado pela cápsula, fatalmente serão muito menor do que a causada pelas vibrações originais não atenuadas.

— **Motor e prato** — A função do motor

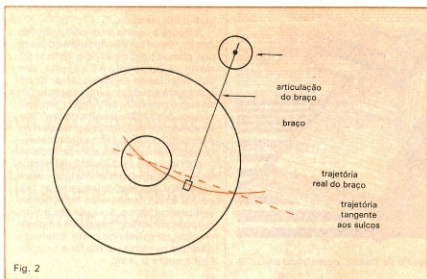
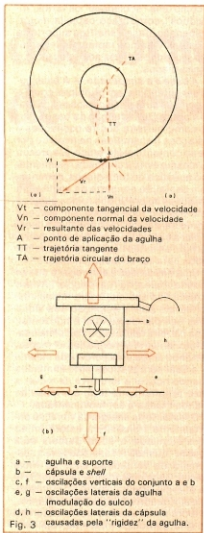


Fig. 2

Trajétoria real da agulha sobre o disco.



Decomposição das forças que atuam no conjunto disco-braço, tanto horizontal quanto verticalmente.

é fazer com que o prato se movimente em torno de seu eixo. Essa transmissão de movimento ou de torque pode ser feita por polia, correia ou tração direta.

No primeiro caso, entre o eixo do motor e o prato existe uma polia, usualmente de borracha, que faz com que a rotação do eixo do motor seja passada ao prato; além disso, é dimensionada para "casar" a velocidade do motor com aquela desejada para o prato. Atualmente, esse tipo de transmissão é encontrada apenas nos modelos mais populares e simples de toca-discos.

No segundo caso, o torque do motor é transmitido ao prato por meio de um jogo de polia e correia (de borracha, normalmente, ou às vezes de seda). Este sistema surgiu como alternativa ao sistema de polia por introduzir menor quantidade de vibrações do motor no prato, as quais deterioram muito o som gerado no toca-discos.

Na terceira modalidade, o motor é acoplado diretamente ao prato. Dessa maneira, o motor faz com que o prato gire na velocidade desejada, sem a presença de mecanismos intermediários. O motor pode ser um ente distinto ou fazer parte do prato e da base, onde a maior parte do motor estará, então, montada.

— Braço e cápsula — Como vimos, o braço é um dispositivo encarregado de fazer com que a cápsula percorra livremente a superfície do disco; e a cápsula, o mecanismo responsável pela decodificação de sinais mecânicos em sinais elétricos.

Juntando as partes — Se unirmos motor, braço, base, suspensão e cápsula, teremos uma "salada mista" de grandes proporções e também uma bela indigestão; mas com um pouco de calma, atendo-nos aos sistemas possíveis e existentes na praça, poderemos chegar a conclusões bastante aceitáveis. No projeto de um toca-discos com

tração por correia, idealmente deveria haver uma base com grande massa e, apoiada nela, uma segunda base ou chassi, onde estariam montados o braço e o sistema de sustentação do prato. O motor, nesse caso, estaria acoplado à primeira base.

Essas duas bases, com inércia relativamente alta, estariam desacopladas uma da outra por uma suspensão de três pontos — tipo Vilchur, por exemplo. A base maior e mais pesada estaria desacoplada do local onde estivesse apoiada por pés de borracha e molas cônicas, que têm como principal característica amortecer vibrações nos planos vertical e horizontal (fig. 5).

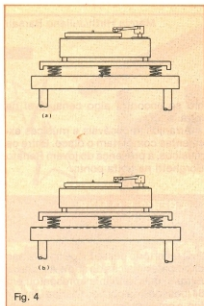
Para o toca-discos de tração direta, é desejável ter base e chassi bastante pesados. Motor, prato e braço estariam firmemente apoiados e fixos a este chassi — que por sua vez seria desacoplado da base onde se apoia por uma suspensão semelhante à primeira, ou seja, de três pontos, composta por molas e pés de borracha; ou, então, esferas de borracha preenchidas com silicone líquido, que é uma proposta interessante: à medida que as vibrações vão sendo transmitidas a essas esferas, tendem a ser absorvidas pelo líquido e a energia não absorvida acaba sendo empregada numa melhor acomodação entre elas e aquilo que está apoiado sobre essas esferas.

Finalmente, a base principal é desacoplada de onde estiver apoiada por um sistema de borracha e mola ou algum tipo de amortecedor que facilite a absorção e dissipação de oscilações, verticais ou horizontais (fig. 6).

Desde que sejam projetados com cuidados e atenção em todos os seus detalhes, os toca-discos tracionados diretamente e por correia têm desempenhos semelhantes e praticamente as mesmas vantagens e desvantagens. A única ressalva é que o toca-discos por correia de fabricação industrial ou seriada tem um custo ligeiramente inferior ao de tração direta também serial. Se o projeto de qualquer um desses toca-discos não for criterioso, nenhum deles terá desempenho além do mediocre (o que, aliás, ocorre com frequência).

Mas, por melhor que seja o projeto de um toca-discos, sempre existe o risco de haver um "zapping", ainda que mínimo, de ruídos e vibrações para o prato e o braço, que acabam gerando ressonâncias mecânicas no sistema do toca-discos. ●

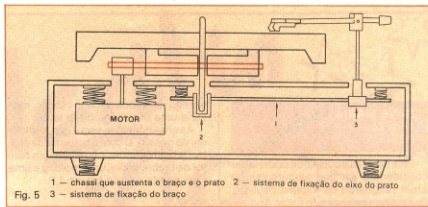
No próximo número: mais detalhes sobre a ressonância em toca-discos e o projeto de braços.



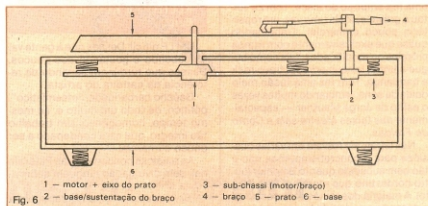
Formas de desacoplamento da base do toca-discos (acima).

Projeto ideal de um toca-discos traçado por correia, onde foram previstos os necessários desacoplamentos (acima, à direita).

Projeto ideal de um toca-discos por tração direta (ao lado).



1 - chassi que sustenta o braço e o prato 2 - sistema de fixação do eixo do prato 3 - sistema de fixação do braço



1 - motor + eixo do prato 2 - base/sustentação do braço 3 - sub-chassi (motor/braço) 4 - braço 5 - prato 6 - base

☐ LUCRE CERTO

LUCRE CERTO



Grandes linhas de componentes eletrônicos de diversas marcas já consagradas, tudo que você necessita para montagens, projetos, kits como: Chaves, Circuitos Integrados, Transistores, Diodos, Resistores, Potenciômetros, Displays, LEDs etc. **ATENDEMOUS TAMBÉM PELO REEMBOLSO AEREO E POSTAL.**

RÁDIO ELÉTRICA SANTISTA LTDA.

Loja Matriz: - RUA CEL. ALFREDO FLAQUER, 148/150
Fone: 449-6688 (PABX) - Telex (011) 44994 RAES BR
CEP 09000 - Santo André - SP

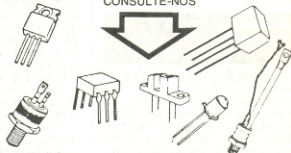
Loja Filial nº 1 - AVENIDA GOIÁS, 762 - Fone: 441-8399
CEP 09500 - São Caetano do Sul - SP

Loja Filial nº 2 - RUA RODRIGUES ALVES, 13 - Lojas 10/11
Cj. Anchieta - Fone: 414-6155 - Prédio próprio
CEP 09700 - São Bernardo do Campo - SP

UMA NOVA OPÇÃO EM SEMICONDUCTORES

VIMAPE

CONSULTE-NOS



MANTEMOS COMPLETA LINHA DE: TRANSISTORES, CIRCUITOS INTEGRADOS, DISPLAYS, LEDs, REGULADORES E OUTROS.

COMERCIAL VIMAPE LTDA.

Avenida Brigadeiro Luis Antonio, 4946
01402 - São Paulo - SP
Telefones: (011) 231-0128 e 883-2699
Telex: (011) 3905-4 CMNT

NAVE MARIA

Tom Zé
RGE

Está de volta aquele que poderia ser considerado um dos precursores da atual vanguarda da música paulista. Graças aos esforços de Elifas Andreato, que saiu por aí peregrinando com uma fita-embrão do disco, Tom Zé voltou a gravar e, mais uma vez, um repertório pouco comercial. Trabalhando quase que exclusivamente com ritmos próprios ou modificados, tais como bugue-samba, fanque-enredo, frevo-rock e bandança, Tom fez uma fusão meio doida de sons, lembrando muitas vezes o estilo de Jorge Mautner — especialmente nas faixas *Mestre-sala* e *Conto de Faldas*.

Nas letras, ele resvala em várias ocasiões para o concretismo, mas não é tão bem sucedido quanto Belchior (outro nordestino que mora em São Paulo). A maioria dos temas é interessante e desperta a curiosidade nas primeiras "ouvidas" — em especial a faixa *Identificação*, onde ele se descreve, incluindo até as horas de vida previstas. Depois de algum tempo, porém, o LP vai se tornando um tanto cansativo, talvez pela pobreza das letras; o que salva a situação, às vezes, são os bons vocais femininos e os arranjos bem feitos. Esperemos que, depois dessa espremeção, Tom Zé acorde de vez e mostre tudo o que sabe fazer, como antigamente.

INTIMIDADE

Manolo Otero
RGE

Declarações de amor que vão do ridículo (como na declamada *Te Amo, Te Amo, Te Amo*) ao pastoso (em *Más que un Amigo*) perfazem nove das dez músicas do disco. A exceção está em *Bastidores*, de Chico Buarque, onde uma discreta pasteurização na tradução fez com que Manolo não tome "...um calmate, um excitante, um bocado de gin", e sim "Tome um calmate e ahogue-me llanto en un vaso de gin" e também com que ele não se pinte, e sim "Muy elegante me vesti" e por aí vai.

As letras de *Intimidad* poderiam ilustrar um dicionário de chavões e lugares-comuns. As melodias, também. Das letras eu poderia citar múltiplos

exemplos, tirados de cada canção, mas seria uma maldade com o leitor.

As orquestrações seguem o tradicional do gênero. O coro é o que há de chat. Definitivamente, não é com um cantor de timbre grave, um *smoking* e uma cara bonita que se faz um LP.

KLEITON E KLEDIR

Barclay

Um LP difícil. Desses que a gente vai percebendo e gostando aos poucos. Desses que terminam servindo de referência na carreira do artista.

Gaúcho barbaridade, "efeemístico", político, de tudo um pouco e, ao mesmo tempo, homogêneo. Um trabalho tão íntegro, que está condenado a ser pouco comercial.

As músicas condenadas às FMs (afinal, sem divulgação ninguém sobrevive na arte):

— *Beijoqueiro* — uma homenagem a esse produto tropical, que vem sendo preso pelo crime brutal de beijar;
— *Tesouro* — a letra de Kleidir abusa dos termos que as fás usam para chamá-los e faz a homenagem-resposta;
— *No Fundo do Mar* — "Quem beijou, beijou/Quem sonhou, sonhou...". Uma letra sem grandes intenções, numa melodia gostosa;

— *Morena de São Paulo* — de Kleidir para sua mulher, em versos/roteiro turístico-cultural por Sampa.

Os gauchismos explodem nas melhores músicas do disco:

— *Roda de Chimarrão* — baseada em papos de gaúchos na hora do chimarrão; entrosamento perfeito entre tradição e vanguarda. A censura estupidamente proibiu a música, enquanto libera as bregas "maliciosas" comerciais e de baixa qualidade;

— *Bailão* — uma mistura de polca, mazurca e rancheira, de batida seca, contando uma baile engraçadíssimo;

— *Deu Pra Minha Bolinha* — um xote vestido de rock;

— *Por Água Abaixo* — a esperança e a reconstrução do Sul depois das enchentes.

As "internacionais":

— *Só Peço a Deus* — do argentino León Greco, um protesto atalissismo;

— *Can-can do Brasil* — os censores não gostaram, provavelmente por falar dos padrões deles, deles próprios e de todo o resto do regime que esperamos esquecer brevemente. Ouça e descu-

bra se encontra algo censurável na letra.

Arranjos impecáveis e músicas excelentes completam o disco. Entre os músicos, a presença do jovem Renato Borghetti na gaita ponto.

A BEIRA E O MAR

Maria Bethânia
Polygram

O repertório desse LP se baseia nos principais músicas do show *A Hora da Estrela*, que Bethânia apresentou em 84 (baseada na obra de Clarice Lispector), e em canções que fazem o momento da cantora.

Do show:

— *A Hora da Estrela de Cinema, O Nome da Cidade e Da Gema* — são composições de Caetano na sua linha mais abolerada, mais Bethânia. As três são ótimas;

— *Na Primeira Manhã* — de Alceu Valença, numa interpretação forte que nada fica a dever à do autor (gravada em 1980);

— *ABC do Sertão* — baião de Luiz Gonzaga e Zé Dantas, só interessante quando ouvido pela primeira vez.

Do momento:

— *A Beira e o Mar* (onde a censura neuróticamente achou referências à política e criou caso; quando os censores vão perceber que tudo é político ou tudo é social etc.?) e *Esse Sonho Vai Dar* — duas chulas do recôncavo baiano, de Roberto Mendes e Jorge Portugal;

— *Nossos Momentos* — de Luiz Reis e Haroldo Barbosa; composta em 1961, já teve múltiplas interpretações. Entre as recentes, Bethânia perde para a do Boca Livre (gravada em 1983);

— *Somos Iguais* — de Eivaldo Gouveia e Jair Amorim; bolerão gostoso, mas meio rançoso;

— *Sucesso Bendito* — de Caetano, homenageando os cantores;

— *Sonho Impossível* — gravada inicialmente em 1974, hoje ela perde seu tom de protesto e ganha a roupagem utópica, como no original (do musical *Man of La Mancha*, de 1965);

— *Caso de Polícia* — o lado chato de Moraes Moreira;

— *Para eu Parar de me Doer* — de Milton e Fernando Brandt; inspirado numa frase de *A Hora da Estrela*, os mineiros fizeram essa beleza, que Bethânia realça tão bem;

Todos os arranjos (espetaculares) são de Toninho Horta. ●

Filcril in Rio

Inaugurada!

**Já começou o maior
show de componentes,
informática e microeletrônica
no Rio de Janeiro.**

**Foi inaugurada a FILCRIL,
na R. República do Líbano, 07**

Telefones:

(021) 222-0876 / 232-3303

Varistores: resistores dependentes da tensão

A conclusão da série de artigos sobre os resistores não lineares cabe aos varistores, VDRs ou resistores dependentes da tensão

A necessidade de proteção de equipamentos e dispositivos contra variações de tensão determina um grande campo de aplicação para os varistores. Esses resistores não lineares têm como característica principal a redução no valor de sua resistência quando submetidos a uma tensão elétrica crescen-

te. Tal comportamento é interessante, principalmente como recurso para proteger circuitos com elementos semicondutores, que são muito sensíveis a sobrecargas de tensão. Como a tendência dos aparelhos eletroeletrônicos é para a miniaturização e uso cada vez maior desses componentes — hoje praticamente qualquer equipamento contém semicondutores —, a demanda de varistores amplia-se cada vez mais.

A denominação "varistor" não é única para nomear esses dispositivos; também são conhecidos como VDRs, abreviatura do termo *Voltage Dependent Resistors*. Quanto à construção, são feitos de materiais tais como carbono de silício, óxido de zinco ou óxido de titânio. Os cristais, com as propriedades elétricas e dimensionais acertadas, são pressionados com um aglutinante de cerâmica no formato de dis-

co ou barra. Depois, os VDRs são sinterizados a altas temperaturas. O tempo de aquecimento, a temperatura e a atmosfera gasosa têm grande influência na determinação das características elétricas. As últimas etapas são as de metalização com prata ou cobre, laqueação, adição dos terminais e montagem. Durante esse processo de fabricação, as propriedades elétricas são controladas, não apenas para assegurar que os componentes sejam feitos dentro das especificações, mas também para garantir sua estabilidade e confiabilidade.

Propriedades elétricas — A relação entre a tensão e a corrente num varistor é determinada aproximadamente pela seguinte equação: $V = C \cdot I^\beta$. Nessa expressão, V representa a tensão em volts, I a corrente em amperes e C e β são constantes inerentes a cada dispositivo, que dependem do material que o compõe e do seu processo de fabricação; além disso, o valor de C também é função do formato e das dimensões do VDR. Uma representação gráfica em escala linear, para essa equação genérica, é mostrada na figura 1.

A figura 2, por sua vez, mostra a relação de $V \times I$ de um VDR expressa em escala logarítmica, isto é, segundo a expressão $\log V = \log C + \beta \log I$. Nota-se, por aí, que para valores de corrente não muito pequenos o resultado gráfico é praticamente uma reta. No caso o expoente β corresponde à tangente ϕ do ângulo de inclinação dessa reta.

Dependendo do tipo de material de que foi feito o varistor, seu valor de β pode variar nas seguintes faixas: para SiC, $\beta = 0,15$ a $0,40$; para ZnO, $\beta = 0,02$ a $0,035$; e para TiO_2 , $\beta = 0,2$ a $0,28$. Quanto aos valores de C , podem variar de 14 a alguns milhares.

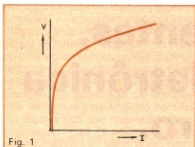


Fig. 1
Forma característica da relação tensão \times corrente, em escala linear.

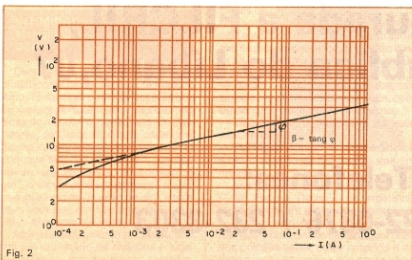


Fig. 2
Característica tensão \times corrente de um VDR em escala logarítmica.

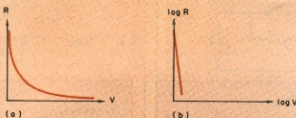


Fig. 3

Relação entre tensão e resistência, em escala linear (a) e logarítmica (b).

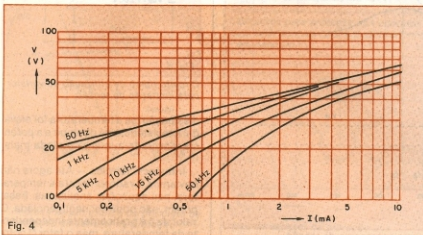


Fig. 4

Comportamento da característica tensão x corrente para diferentes frequências.

A relação entre a resistência e a tensão no VDR, em escala linear, é apresentada na figura 3a. Partindo da lei de Ohm ($R = V/I$), a expressão que define a resistência no VDR é a seguinte:

$$R = \frac{C \cdot I^\beta}{I} = \frac{C}{I^{1-\beta}}$$

Isso significa que o valor da resistência não é constante, mas sim dependente dos valores da tensão e da corrente. Na figura 3b, vemos a relação entre tensão e resistência em escala logarítmica.

A potência dissipada num VDR ($P = V \cdot I$) pode ser descrita segundo a fórmula $P = C \cdot I^{\beta+1}$. Colocada em função da tensão, a potência é igual a:

$$P = \frac{V^{\alpha+1}}{C}$$

onde α é igual a $1/\beta$. É importante que a tensão V aplicada não suba acima de um certo valor, a fim de que a especificação de potência máxima do VDR não seja atingida. A implicação disso é ainda maior porque, como o varistor tem coeficiente térmico negativo, com maior



ALADIM

formação e aperfeiçoamento profissional
cursos por correspondência:

- TÉCNICAS DE ELETRÔNICA DIGITAL
- TV A CORES
- ELETRÔNICA INDUSTRIAL
- TV PRETO E BRANCO
- TÉCNICO EM MANUTENÇÃO DE ELETRODOMÉSTICOS

OFERECEMOS A NOSSOS ALUNOS:

- 1) - A segurança, a experiência e a idoneidade de uma Escola que em 23 anos já formou milhares de técnicos nos mais diversos campos de Eletrônica;
- 2) - Orientação técnica, ensino objetivo, cursos rápidos e acessíveis;
- 3) - Certificado de conclusão que, por ser expedido pelo Curso Aladim, é não só motivo de orgulho para você, como também é a maior prova de seu esforço, de seu merecimento e de sua capacidade.

**TUDO
A SEU FAVOR!**
Seja qual for a sua idade
seja qual for o seu nível cultural
o Curso Aladim fará de você
um técnico!

Remeta este cupom para: CURSO ALADIM
R. Florêncio de Abreu, 145 - CEP 01029 - São Paulo - SP
solicitando informações sobre o(s) curso(s) abaixo indicado(s):

- Eletrônica Industrial TV Preto e Branco
 Técnicas de Eletrônica Digital Técnico em Manutenção de Eletrodomésticos
 T V C

Nome
Endereço
Cidade CEP Estado

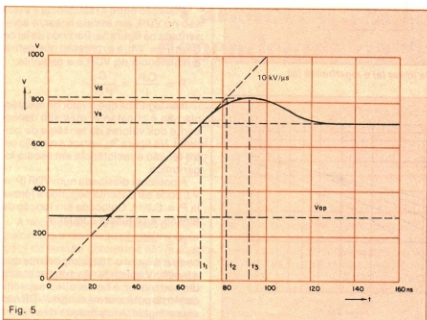


Fig. 5

Resposta de um varistor de óxido metálico a uma sobrecarga de tensão.

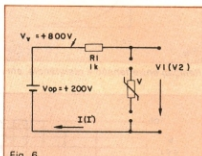


Fig. 6

Circuito típico de utilização do varistor para limitação de tensão.

dissipação (se a temperatura for elevada) a resistência irá diminuir e a potência dissipada aumentará ainda mais.

Influência térmica — Até agora não havíamos levado em conta a temperatura, nas equações analisadas. Essa, porém, não pode ser negligenciada. O valor de β é praticamente independente da temperatura, mas o fator C sofre



Eletrônica Luniv

Uma "senhora" loja. Temos tudo em eletrônica.



Kits

Novokit-JME
Dialkit-Laser



Componentes

Transistores-CI's
Tiristores-Diodos
Zener's-Optos

Geral

Manuais-Fontes-Agulhas-Fitas
Caixas de som - Alto falantes
Microfones - Fios

Equipamentos

Trio-Kenwood-Sanwa
Labo-Kaise-
Dynatech-Fluke, etc.



*Preços baixos mesmo.
Venha conversar conosco.*

Rua República do Líbano, 25-A — Centro
Fones: 252-2640 e 252-5334 — Rio de Janeiro

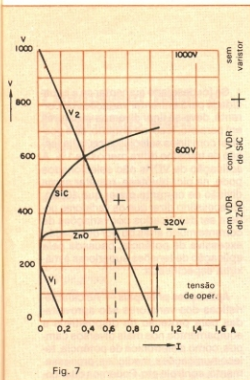


Fig. 7

Representação gráfica do princípio de operação do varistor na proteção de circuitos.

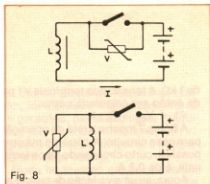


Fig. 8

Circuitos para proteção dos contatos de um relé, com varistor em série e em paralelo.

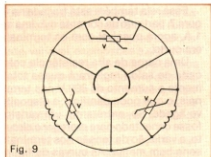


Fig. 9

Uso do varistor na proteção dos enrolamentos de motores.

uma apreciável influência. Com boa aproximação, essa relação pode ser expressa da seguinte forma:

$$C_t = C_0(1 + \alpha t)$$

onde C_t é o valor de C do VDR a $t^\circ\text{C}$, C_0 é o valor de C a 0°C , α é o coeficiente térmico do varistor e t é a temperatura em questão.

Para os diferentes materiais empregados nos VDRs, o valor de α recai entre $-0,0010$ e $-0,0018$. Com isso, nos circuitos onde a corrente é mantida constante, o coeficiente de temperatura sobre a tensão fica entre $-0,10$ e $-0,18\%$ por grau Kelvin. E para os circuitos em que a tensão é mantida constante, o coeficiente térmico sobre a corrente varia entre $+0,4$ e $+0,8\%$ por grau K, dependendo do valor de β .

Quanto à temperatura limite para o funcionamento dos varistores, a maioria deles pode trabalhar até o máximo de 125°C , medido em seu corpo.

Varição com a frequência — As frequências baixas não afetam a relação de dependência entre a tensão e a resistência dos VDRs, devido à pequena capacitância que estes apresentam. Com sinais de alta frequência entretanto, essa capacitância paralela não pode ser desprezada. De fato, nas tensões e correntes baixas ela pode determinar



NÃO PERCA TEMPO! SOLICITE INFORMAÇÕES AINDA HOJE!

GRÁTIS

COMPUTAÇÃO ELETRÔNICA!

NO MAIS COMPLETO CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL E MICRO-PROCESSADORES VOCÊ VAI APRENDER A MONTAR, PROGRAMAR E OPERAR UM COMPUTADOR.

MAIS DE 160 APOSTILAS LHE ENSINARÃO COMO FUNCIONAM OS, REVOLUCIONÁRIOS CHIPS 8080, 8085, Z80, AS COMPACTAS "MEMÓRIAS" E COMO SÃO PROGRAMADOS OS MODERNOS COMPUTADORES.

VOCÊ RECEBERÁ KITS QUE LHE PERMITIRÃO MONTAR DIVERSOS APARELHOS CULMINANDO COM UM MODERNO MICRO-COMPUTADOR.

CURSO POR CORRESPONDÊNCIA

CEMI - CENTRO DE ESTUDOS DE MICROELETRÔNICA E INFORMÁTICA
Av. Paes de Barros, 411, cj. 26 - Fone (011) 93-0619
Caixa Postal 13.219 - CEP 01000 - São Paulo - SP

Nome

Endereço

Bairro

CEP Cidade Estado

NE-97

a impedância do VDR. Sob tensões elevadas, a influência é menos séria, porque a resistência sobre a qual a capacitância está colocada em paralelo diminui. Em geral, o efeito da capacitância nos circuitos de alta frequência se dá com um crescimento aparente do β . Além disso, o gráfico tensão \times corrente do dispositivo, como exemplifica a figura 4, não permanece mais totalmente reto, na representação em escalas logarítmicas.

Tempo de resposta — Como qualquer outro dispositivo de proteção contra variações de tensão, o varistor impõe um atraso ao tempo de elevação do sinal, tornando sua ascensão mais lenta. A figura 5 ilustra esse efeito, durante a limitação de uma onda de tensão de acentuada declividade, que está interferindo sobre uma fonte de 275 Vcc. A tensão alcança temporariamente o valor dinâmico $V_d = 810$ V e então retorna ao valor estático $V_s = 700$ V.

O tempo de resposta t_a é definido como o tempo que a sobrecarga leva para subir do valor de resposta estática V_s até a tensão de resposta dinâmica V_d :

$$t_a = t_2(V_d - t_1(V_s))$$

Nota-se que o tempo t_2 , indicado na figura 5, não corresponde ao instante em que realmente é atingida a tensão dinâmica máxima V_d , o qual na verdade é t_3 . O instante t_2 é calculado para o prolongamento da reta de subida da tensão, no ritmo em que vinha acontecendo antes da ação do VDR.

No exemplo mostrado, o tempo t_a resulta em 11 ns. Para os varistores de óxido de silício, geralmente são garantidos tempos de resposta inferiores a 25 nanossegundos.

Princípio da proteção com VDRs — A resistência interna de toda fonte de tensão real é sempre maior que zero. Isso significa que, em caso de curto-circuito na fonte, apenas uma corrente finita, limitada pela resistência interna, pode fluir. A resistência interna também inclui todas as resistências entre o ponto de acoplamento da tensão e o varistor, como as dos fios, por exemplo.

Esse fator é levado em conta no princípio de proteção contra variações de tensão baseado em varistores. Tomemos como exemplo o circuito da figura 6, supondo, inicialmente, o seu funcionamento sem o varistor. Uma fonte de tensão CC de 200 V possui uma resistência interna (incluindo a dos fios)

de 1 k Ω . A tensão nos terminais V1 pode então ser calculada como:

$$V1 = V_{op} - R_i \cdot I$$

A figura 7 mostra a reta de operação para esse circuito. A corrente máxima possível, curto-circuitando-se os terminais, é de 0,2 A.

Agora, se uma variação de tensão de 800 V for introduzida, o resultado será uma tensão terminal de 1 000 V. A reta de operação, então, será ditada por:

$$V2 = V_{op} + V_v - R_i \cdot I'$$

Essa reta também está traçada na figura 7, partindo da corrente máxima de 1 A, agora possível com os terminais em curto.

Uma carga de alta resistência colocada na saída registrará quase totalmente o aumento de 800 V nos terminais, o que pode danificar o dispositivo ligado. Se, entretanto, um varistor fosse conectado para proteger o circuito, a variação da tensão nos terminais seria bem menor. As curvas da figura 7 mostram o que pode ser conseguido com a utilização de um VDR de carbono de silício e um de óxido de zinco.

A tensão resultante nos terminais passa a ser a indicada pelo cruzamento da reta de operação com a curva do varistor. Com o VDR de SiC, a tensão terminal cai para 600 V; e o varistor de ZnO retém a saída em 320 V.

Esses exemplos revelam o princípio básico de operação dos resistores dependentes da tensão: quando ocorre uma sobrecarga, uma corrente começa a fluir pelo VDR, a qual faz com que haja uma substancial queda de tensão sobre a resistência interna da fonte. Portanto, a sobrecarga sofre o desconto dessa queda, reduzindo-se a tensão que aparece nos terminais de saída. Como o varistor é conectado em série, a relação do divisor de tensão que se forma com R_i da fonte muda com a variação da tensão de entrada. Desse modo, a tensão sobre a carga, que está em paralelo com o VDR, fica limitada.

Ligação em série e em paralelo — Para atender a tensões de operação pouco comuns, bem como para ampliar a faixa de tensão operacional a valores mais elevados, qualquer quantidade de varistores pode ser ligada em série. Uma condição é de que eles sejam do mesmo tipo e série, iguais em diâmetro. A tensão máxima operacional permitida pela conexão em série será a soma das tensões máximas CC e/ou CA autorizadas para cada um dos varistores.

Se for desejado aumentar-se a capacidade para enfrentar variações de corrente, deve-se ligar diversos varistores em paralelo. Isso, no entanto, só é possível com tipos selecionados, cuja tensão de trabalho difira menos de 1%. A aplicação de VDRs não selecionados pode, na pior hipótese, resultar numa divisão de corrente maior que 1000:1. É necessário dizer que os varistores podem ser danificados por variações de corrente muito altas ou por dissipação excessiva de potência, causada pela aplicação de tensões superiores à máxima especificada.

Aplicações principais — As características dos varistores são aproveitadas para proteção de dispositivos e equipamentos nos mais diversos campos, como a eletrônica de potência, telecomunicações, medições, processamento, controle etc. Podemos citar como exemplo de dispositivos que podem ser protegidos pelos VDRs: transformadores, pontes retificadoras, telêmetros, impressoras, calculadoras, carros elétricos, termostatos, microcomputadores, motores, projetores e outros.

Na área de eletrônica de entretenimento, os VDRs também são empregados, por exemplo, para estabilização de fontes em TVs, contra possíveis variações de tensão ou alterações causadas pelo envelhecimento dos componentes. Nos aparelhos de televisão, ainda podem ser encontrados evitando oscilações na saída do transformador principal ou retificando pulsos assimétricos.

Na figura 8, temos dois circuitos com varistores empregados para supressão de faíscas e proteção de contatos. Eles funcionam do seguinte modo: tão logo os contatos do relé são abertos, a energia armazenada no Indutor ($1/2 L I^2$) é dissipada pelo VDR, limitando a tensão sobre os contatos a um nível seguro. Os varistores de óxido de zinco são os mais indicados para a eliminação de transientes de tensão.

Na figura 9, é mostrada a proteção de pequenos motores com o uso de varistores. O freamento nos contatos das escovas limita a vida do comutador e aumenta a interferência do motor em rádios e equipamentos de áudio vizinhos. Um pequeno VDR em paralelo com o enrolamento do motor evita o freamento e amplia consideravelmente a vida do comutador. O exemplo ilustra a utilização de três varistores, um para cada enrolamento. ●

Linguagem Basic e Programas para Matemática

Antonio Nicolau Youssef
e Vicente Paz Fernandez

(Coleção "O Computador e a Escola")
288 páginas
Editora Scipione, 1985

A presença de microcomputadores nas escolas brasileiras já é uma realidade corriqueira. A tendência, que começou timidamente em algumas escolas, espalhou-se agora para praticamente todo o ensino privado, atingindo tanto o 1º como o 2º grau.

Polêmicas à parte, o computador foi introduzido e vendido, no Brasil, de uma forma um tanto desordenada — numa tentativa de popularização que nem sempre apelou para as aplicações realmente úteis da máquina. Uma boa forma de ordenar a utilização dos micros pelas crianças e adolescentes poderia ser a que sugere esse livro: ensinar a usá-lo tirando proveito de problemas simples de aritmética, geometria, trigonometria e estatística. Sem ser um curso de matemática, esse tipo de obra sugere a criação de uma nova cadeira nas escolas — algo como "fundamentos de computação" ou coisa assim; além de tirar proveito de outras cadeiras que utilizem cálculo ou desenho, conscientizaria os alunos para uma utilização mais racional da máquina.

Os autores, que são professores da área de computação e matemática, preferiram não encher simplesmente o livro de programas para serem digitados num micro. Ao contrário, conseguiram abordar o tema de forma agradável, reservando todo o primeiro capítulo para um histórico realista — se bem que bastante simplificado — das máquinas de calcular e dos computadores, desde o ábaco, passando pela máquina de Babbage e pelos primeiros computadores a válvula, até chegar aos micros baseados nos integrados

LSI atuais. Bastante ilustrativa, também, foi a divisão dos computadores em gerações, passando pelas máquinas a válvula, transistorizadas, com integrados SSI e, por fim, com a integração em larga escala.

Ainda no mesmo capítulo, fizeram uma rápida análise da estrutura dos computadores e dos sinais envolvidos, definindo de forma simples e correta a diferença entre *hardware* e *software*. Tudo isso como introdução à linguagem Basic, que começa a ser abordada apenas no 2º capítulo, de forma suave, a partir das definições de constante, variável, expressões e algoritmo. Não foi esquecida, também, a técnica dos fluxogramas (que no livro são chamados de diagramas de blocos), explicada através de problemas simples, como a verificação de números primos ou a análise de triângulos.

A partir do capítulo 3 e até mais da metade do livro, essa linguagem é apresentada de forma gradual — começando pela introdução dos conceitos de comando e instrução (e da diferença entre eles) e prosseguindo com a apresentação dos comandos e instruções mais simples, tais como ENTER, CLEAR, LIST, PRINT, REM. Em seguida, são introduzidos os demais comandos e instruções, em complexidade crescente, sempre acompanhados de pequenos programas-exemplos, que visam familiarizar o leitor aos poucos com o computador. Por fim, são apresentadas as funções e a manipulação de blocos de dados.

Há ainda um capítulo dedicado exclusivamente ao aproveitamento da tela do computador, visando principalmente as aplicações gráficas. São usadas, como exemplos práticos, as organizações de tela dos três computadores abordados no livro, cada um pertencente a uma das três famílias principais fabricadas no país: TK 85, CP 500 e linha *Apple*.

A segunda parte do livro é composta por 30 programas práticos, feitos especialmente para resolver questões básicas de diversas áreas da matemática. Assim, por exemplo, foram incluídos programas bastante simples, como o da intersecção de dois conjuntos e o da conversão de unidades do sistema métrico, que abrem a série. Mas essa série inclui, ainda, programas de produtos de matrizes, de arranjos simples, de equações do 1º e 2º grau, de áreas de polígonos — abrangendo, assim, assuntos referentes ao 1º e 2º graus.

Cada programa vem acompanhado de uma série de exercícios, para fazer o leitor praticar e desenvolver seus próprios programas.

Ao final do livro, três apêndices, dois dos quais de grande utilidade: uma tabela com os caracteres gráficos do CP 500, que permite trabalhar com o micro na modalidade gráfica, e uma outra de conversão entre os comandos e instruções dos três tipos de computadores abordados no livro — muito útil na adaptação, de uma marca para outra, dos programas apresentados ao longo da obra.

Esse é apenas o primeiro lançamento de um projeto maior, a ser lançado pela Editora Scipione. Já estão sendo preparados, segundo os editores, outros dois títulos: *Programas para Matemática, Física e Química e Processamento de Dados*. Esses livros formarão a coleção *O Computador na Escola* — uma iniciativa a ser seguida, mas sempre de forma séria e objetiva. ●



ATENÇÃO
RIO DE JANEIRO

AGORA FICOU MAIS FÁCIL ANUNCIAR EM

NOVA ELETRÔNICA

É SÓ DISCAR
(021) 289-9200

Tudo sobre o padrão IEEE-488 de comunicação

Concluindo o assunto, são apresentados dois integrados da Intel especialmente projetados para a função GPIB

Nesta última parte, veremos como implementar o hardware do GPIB (*General Purpose Interface Bus*), utilizando CIs dedicados. No artigo do mês anterior, foi feita apenas uma apresentação do padrão IEEE-488, com um tratamento superficial, abordando o seu histórico e ainda os conceitos básicos das linhas e sinais relativos ao GPIB.

Pode-se, desta maneira, concluir que o circuito lógico necessário à execução das operações requeridas pela norma seja muito complexo, incluindo até mesmo o uso de microprocessador ou uma interface inteligente para gerenciar a comunicação.

O que existe hoje são integrados que vão interfacear um microprocessador com o duto do GPIB. Entre eles, podemos citar os da Intel (8291, 8292 e 8293), da Motorola (6521) e da Texas Instruments (TMS 9914A). No decorrer deste artigo vamos apresentar os integrados e comparar as suas principais características, já que uma abordagem mais profunda é inviável nos limites de nosso espaço.

A linha Intel — A Intel produziu uma linha de integrados para o padrão, possibilitando diversas configurações de hardware, condicionadas à função desejada (locutor, ouvinte, locutor-ouvinte e controlador).

O 8291 é um integrado de 40 pinos (fig. 1), locutor-ouvinte, originalmente projetado para ser utilizado como interface dos microprocessadores Intel (8080, 8085, 8086 etc.); apesar disso, ele pode ser facilmente adaptado a outros microprocessadores de 8 ou mais bits. Para a implementação completa das funções do padrão, deve-se conectá-lo ao 8292, que tem a função de controlador (ele será apresentado mais adiante).

Funções dos pinos do 8291

Tabela 2

Símbolo	Pino	Função
D_0 a D_7	12 (E/S) 19	Porta para ser ligado ao duto de dados do microprocessador.
RS_0 - RS_2	21 (E) 23	Entradas de seleção de registradores a serem conectadas em três linhas do duto de endereços (não multiplexados). Seleciona um dos oito registradores internos de leitura (escrita) que deverá ser lido (ou escrito), dependendo dos sinais de RD e WR.
\overline{CS}	8 (E)	Seleção do CI. Quando em nível "0", habilita a leitura ou escrita do registrador selecionado, através de RS_0 - RS_2 .
\overline{RD}	9 (E)	Strobe de leitura. Quando em nível "0", seleciona um registrador, cujo conteúdo será lido pela CPU.
\overline{WR}	10 (E)	Strobe de escrita. Quando em "0", o dado é escrito no registrador selecionado.
INT (\overline{INT})	11 (S)	Requisição de interrupção para o microprocessador; nível lógico ativo "1" para a referida requisição, sendo desligado quando o registrador for acessado pela CPU. Pode também ser configurado por software, para ser ativo "0".
DMA REQ	6 (S)	Requisição de DMA, normalmente "0", vai a "1" para indicar saída ou entrada de um byte, no modo DMA. É desligado pelo DMA ACK.
$\overline{DMA ACK}$	7 (E)	Reconhecimento de DMA. Quando em "0" desliga DMA REQ e seleciona o registrador do dado de entrada/dado de saída para transferência de dados com o DMA (através da RD e WR).
TRIG	3 (S)	Saída de gatilhamento, normalmente "0", gera um pulso de gatilhamento correspondente a um comando GET.
CLOCK	3 (E)	Entrada para clock externo, usado para o gerador interno de tempos. Pode operar na faixa de 1 a 8 MHz.
RESET	4 (E)	Entrada de reset. Quando em "1", força o dispositivo para o modo inativo (para início de operação).

Voltando ao 8291, lembramos que ele manipula as comunicações entre um microprocessador e o GPIB. Suas capacidades incluem: transferência de dados, protocolo de reconhecimento, procedimento de endereçamento locutor-ouvinte, gatilhamento e limpeza de dispositivos, requisição de serviços e tratamento serial ou seleção paralela (*parallel poll*). Em diversos procedimentos, o 8291 não perturba o microprocessador, a não ser que um byte esteja esperando na entrada ou tenha sido enviado para a saída (*buffer* de saída "cheio").

Sua arquitetura interna inclui 16 registradores de oito bits. Oito deles podem ser escritos pelo microprocessador (controle) e os demais, apenas lidos. Cada um dos registradores de leitura ou de escrita tem a sua transferência de dados realizada diretamente pelo microprocessador. Os registradores estão divididos da seguinte maneira:

• **Registradores de dados** — Há dois tipos (um de leitura e outro de escrita), um de entrada de dados e outro de saída do GPIB. São totalmente indepen-

dentos, e servem para armazenar os dados entre o GPIB e o microprocessador.

• **Interrupção** — São quatro ao todo, sendo dois de estado e dois de mascaramento (2 de leitura, 2 de escrita). O 8291 pode ser configurado para gerar interrupção através de alguma das 12 condições ou eventos ocorridos no GPIB. Após a recepção do sinal de interrupção, o microprocessador pode ler os registradores de estado de interrupção para determinar qual evento ocorreu, e, então, executar a rotina apropriada de serviço. Os doze bits de estado tem um correspondente bit de máscara nos registradores de máscara de interrupção. Esses bits são usados para selecionar os eventos que poderão acionar os pinos de interrupção. Escrevendo nível "1" em um destes bits, habilitamos o bit correspondente de estado a gerar interrupção.

• **Seleção serial (serial poll)** — (um de leitura e um de escrita) — O registrador de modo de seleção serial (escrita) é usado para estabelecer o byte de estado que o 8291 enviou para as linhas de

dados do GPIB, quando este recebe a mensagem SPE (habilitação de seleção serial). O outro registrador é de estado, sendo usado para leitura do byte de estado de transmissão.

• **Endereçamento** — Em número de cinco (3 de leitura e 2 de escrita). Os de escrita são o de modo e o de endereço 0/1, enquanto os de leitura correspondem ao de estado do endereçamento,

Registradores do 8292

Tabela 1

ESTADO DE INTERRUPTÃO

SYC	ERR	SRQ	EV	X	IFCR	IBF	OBF
-----	-----	-----	----	---	------	-----	-----

D₇

D₀

INDICAÇÃO DE ERRO

X	X	USER	X	X	TOUT ₁	TOUT ₂	TOUT ₃
---	---	------	---	---	-------------------	-------------------	-------------------

ESTADO DO CONTROLADOR

CSBS	CA	X	X	SYCS	IFC	REN	SRQ
------	----	---	---	------	-----	-----	-----

ESTADO DO GPIB

REN	DAV	EOI	X	SYC	IFC	ANTI	SRQ
-----	-----	-----	---	-----	-----	------	-----

ESTADO DO CONTADOR DE EVENTOS

D	D	D	D	D	D	D	D
---	---	---	---	---	---	---	---

ESTADO DO TEMPO DE SAÍDA

D	D	D	D	D	D	D	D
---	---	---	---	---	---	---	---

MÁSCARA DE INTERRUPTÃO

L	SPI	TCI	SYC	OBFI	IBFI	O	SRQ
---	-----	-----	-----	------	------	---	-----

D₇

D₀

MÁSCARA DE ERRO

O	O	USER	O	O	TOUT ₁	TOUT ₂	TOUT ₃
---	---	------	---	---	-------------------	-------------------	-------------------

CAMPO DE COMANDOS

1	1	1	OP	C	C	C	C
---	---	---	----	---	---	---	---

CONTADOR DE EVENTOS

D	D	D	D	D	D	D	D
---	---	---	---	---	---	---	---

TEMPO DE SAÍDA

D	D	D	D	D	D	D	D
---	---	---	---	---	---	---	---

$\overline{DIO}_1 - \overline{DIO}_2$	28 - 35 (E/S)	Porta de 8 bits para o GPIB, usado para transferência de bytes entre 8291 e o GPIB via <i>buffers</i> de linha não inversores.
\overline{DAV}	36 (E/S)	Dado válido. Linha de controle de reconhecimento do GPIB. Indica a validade ou não das informações nas linhas \overline{DIO} .
\overline{NRFD}	37 (E/S)	Não está pronto para dados. Linha de controle de reconhecimento do GPIB. Indica a condição de prontidão dois dispositivos conectados, para que o duto aceite os dados.
\overline{NDAC}	38 (E/S)	Dado não aceito. Linha de controle de reconhecimento do GPIB. Indica a condição de aceitação de dados dois dispositivos conectados no duto.
\overline{ATN}	26 (E)	Atenção. Linha de comando do GPIB. Indica como os dados nas linhas \overline{DIO} vão ser interpretados.
\overline{IFC}	24 (E)	Limpa interface. Linha de comando GPIB. Coloca as funções da interface e é conhecido como estado quiescente.
\overline{SRQ}	27 (S)	Requisição de serviço. Linha de comando do GPIB. Indica a necessidade para atenção e requisição de interrupção da sequência corrente de eventos no GPIB.
\overline{REN}	25 (E)	Habilitação remota. Linha de comando GPIB. Seleciona (em conjunto com outras mensagens) controle local ou remoto para o dispositivo.
\overline{EOI}	39 (E/S)	Fim ou identificação. Linha de comando do GPIB. Indica o fim de uma sequência de transferência múltipla de bytes, ou, em conjunto com \overline{ATN} , endereço o dispositivo durante uma sequência de seleção (<i>polling</i>).
$\overline{T.R}_1$	1 (S)	Linha de controle dos <i>drivers</i> externos. Vai a "1" para indicar saída de dados/sinais nas linhas $\overline{DIO}_1 - \overline{DIO}_2$ e linhas \overline{DAV} e sinais de entrada nas linhas \overline{NRFD} e \overline{NDAC} . Vai a "0" para indicar entrada de dados/sinais nas linhas $\overline{DIO}_1 - \overline{DIO}_2$ e linhas \overline{DAV} e sinais de saída nas linhas \overline{NRFD} e \overline{NDAC} .
$\overline{T.R}_2$	2 (S)	Linha de controle dos <i>drivers</i> externos. Vai a "1" para indicar sinais de saída na linha \overline{EOI} . Vai a "0" para indicar que é esperado o sinal de entrada na linha \overline{EOI} durante a seleção paralela (<i>parallel poll</i>).
Vcc	40	Fonte de alimentação (+5V ± 10%).
GND	20	Potencial de terra.

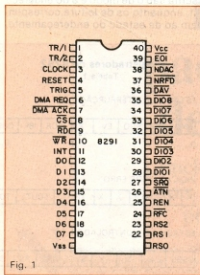


Fig. 1
Pinagem do CI locutor-ouvinte 8291.

endereço 0 e endereço 1. O registrador de modo de endereçamento é usado para selecionar uma das cinco modalidades possíveis de endereçamento do 8291, determinando, assim, como este usará a informação nos registradores de endereço 0 e endereço 1.

O registrador de estado de endereçamento é usado pelo microprocessador com a finalidade de manipular seu próprio endereçamento. Essa informação inclui bits de estado, que monitoram a situação do endereçamento para cada conversação. Já o registrador de endereços 0/1 tem a função de especificar o endereço do dispositivo, de acordo com a modalidade selecionada no primeiro registrador de endereços citado.

• **Fim de seqüência (escrita)** — É o registrador que oferece alternativa para um comando auxiliar de "envio de EOI" (linha do GPIB, já citada). Um byte de 7 ou 8 bits (em ASCII ou binário) pode ser colocado nesse registrador, para indicar o final de um bloco de dados.

Controlador — O outro integrado que vamos apresentar é o 8292, que possui todas as funções de controle exigidas pela norma. Esse CI, cuja pinagem aparece na figura 2, foi especialmente projetado para uma implementação conjunta com o 8291 — de modo a oferecer todo o conjunto de funções da IEEE-488.

Na verdade, o 8292 é o 8041A da Intel, que é pré-programado para atuar como elemento controlador do GPIB, onde a RAM interna é usada como um banco de registradores de uso específico. Tais registradores permitem o acesso através de comandos do 8292; todos eles

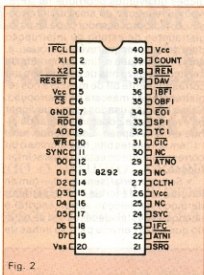


Fig. 2
Pinagem do controlador 8292.

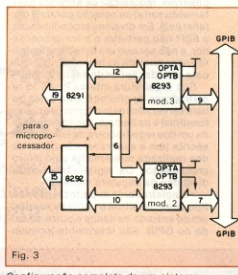


Fig. 3
Configuração completa de um sistema GPIB, em blocos.

Funções dos pinos do 8292

Tabela 3

Símbolo	Pino	Função
IFCL (E)	1	Receptor de IFC: o 8292 monitora a linha IFC (quando não controla o sistema) através deste pino.
X ₁ , X ₂ (E)	2,3	Entradas para cristal: entradas para um cristal, circuito RC ou clock externo, para determinar a frequência de oscilação interna.
RESET (E)	4	Reset usado para iniciar a operação do CI para um estado conhecido, ao ser ligado.
CS (E)	6	Entrada de seleção do CI: usado para selecionar o 8292 entre os outros dispositivos ligados no processador.
RD (E)	8	Habilitação de leitura: permite ao processador a leitura do 8292.
A ₀ (E)	9	Linha de endereço: usada para escolher para o duto, na operação de leitura, dados ou registrador de estado; da mesma maneira, na escrita, entre dados e comandos.
WR (E)	10	Habilitação de escrita: permite ao processador a escrita no 8292.
SYNC (S)	11	Sincronismo: sinal de sincronização, com uma frequência de saída de cristal/15.
D ₀ - D ₇ (E/S)	12 - 19	Dados: oito linhas bidirecionais usadas para comunicação entre o processador e os registradores do 8292.
Vss	7,20	Potencial de terra.
SRQ (E)	21	Requisição de serviço: uma das linhas de controle do GPIB. Amostrado pelo 8292, quando ele for o controlador encarregado.
ATNI (E)	22	Em atenção: usado pelo 8292 para monitorar a linha ATN do GPIB. É usado durante as transferências.

DIAGRAMA DE BLOCOS

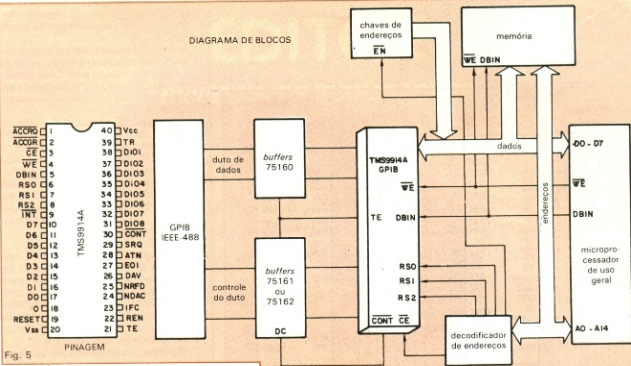


Fig. 5

Implementação utilizando o TMS 9914A, da Texas.

aparecem na Tabela 1, onde temos 6 registradores de leitura e 5 de escrita, que vamos comentar em seguida:

- **Registrador de estado de interrupção** — Para se ler o conteúdo desse registrador, deve-se colocar A_0 em nível "1"; ele é capaz de indicar até 7 estados, um em cada bit, relativos a vários eventos — tais como estado dos buffers e ocorrências com SQR, ERR e SYC (já citados).

- **Registrador de máscara de interrupção** — Usado para permitir a habilitação e mascaramento das interrupções SPI e TCI. As indicações do registrador de estado também podem ser ativadas quando a saída é mascarada. As interrupções são habilitadas ativando-se os bits correspondentes.

- **Registrador de estado do controlador** — Empregado para determinar o estado das funções do controlador, contendo as informações de estado das linhas SRQ, REN e IFC (GPIB); SYC, CA (controlador ativo); e CSBS (controlador em espera ou stand-by).

- **Registrador de estado do duto GPIB** — Contém as informações sobre o estado do duto GPIB, podendo ser utilizado pelo microprocessador para monitorar e manipular esse duto. Cada um dos bits reflete o estado corrente nos pinos correspondentes do GPIB (SRQ, ATN1, IFC, SYC, EOI, DAV e REN).

- **Contador de eventos** — Contém o valor inicial para o contador de eventos; este conta pulsos aplicados ao pino 39 do 8292 (COUNT).

- **Registrador de estado do contador de eventos** — Contém o valor corrente do contador de eventos; este conta a

IFC (E/S)	23	Limpa interface: uma das linhas do GPIB, que coloca todos os dispositivos em um estado conhecido quiescente.
SYC (E)	24	Controlador do sistema: monitora a chave de controlador do sistema.
CLTH (S)	27	Limpa latch: usado para limpar o latch do IFCR, depois do reconhecimento feito pelo 8292. Normalmente "0", mudando para "1" quando o IFCR é reconhecido.
ATNO (S)	29	Saída de atenção: Controla a linha ATN do duto GPIB.
Vcc	5, 26, 40	Alimentação +5V ± 10%.
COUNT (E)	39	Contador de eventos: quando habilitado pelo comando apropriado, o contador interno irá contar eventos externos através deste pino. O incremento de contagem se dá na transição de nível alto para baixo. Pode ser usado para contar bytes se ligado ao NDAC, ou contagem de blocos, se ligado ao EOI.
REN (S)	38	Habilitação remota: este sinal irá selecionar entre controle remoto ou local para o dispositivo ligado ao barramento.
DAV (E/S)	37	Dado válido: usado durante a seleção paralela (paralel poll), para forçar o 8291 a aceitar os bits de estado de seleção paralela.
IBFI (S)	36	Buffer de entrada vazio: usado para interromper o processador quando o buffer de saída do 8292 está vazio. Pode ser inibido através do registrador de máscara de interrupção.
OBFI (S)	35	Buffer de saída cheio: interrompe o processador quando o buffer de entrada do 8292 estiver repleto.
EOI (E/S)	34	Fim ou identificação: uma das linhas do GPIB. Usada com o ATN para identificar mensagens durante a seleção paralela.
SPI (S)	33	Interrupção de tarefa completada: interrompe o processador para indicar que a tarefa requisitada tenha sido completada pelo 8292.
CIC (S)	31	Controlador em carga: controla a entrada S.R dos excitadores do barramento.

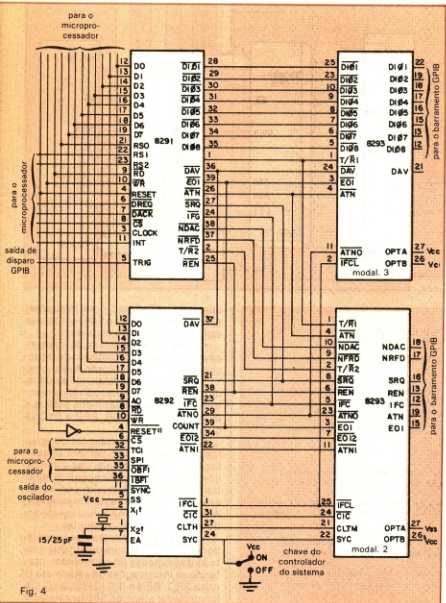


Fig. 4

A mesma configuração, com todas as ligações da família 8291, 8292, 8293.

partir do valor inicial estocado no registrador até zero e então gera uma interrupção. Permite apenas leitura.

• **Registrador de tempo de saída (ou registrador de escrita)** — Usado para estocar o tempo tomado pela função "erro do tempo de saída"; este monitora os tempos de saída individualmente (TOUT 1,2,3), para determinar as unidades desse controlador.

• **Registrador de estado do tempo de saída** — Contém o valor corrente do contador do tempo de saída; este decrementa do valor original armazenado

nesse registrador. Quando o zero é atingido, a interrupção apropriada de erro é gerada; se o registrador for lido enquanto nenhuma das funções de tempo de saída estiver ativa, o registrador conterá o último valor achado, respectivo à última função ativada.

• **Registrador de indicação de erro** — Quatro tipos de erro podem ser indicados pelo 8292 através desse registrador e todos podem ser mascarados pelo registrador de máscara de erros; este pode ser lido quando a indicação de erro for ativada no registrador de estado de

interrupção. Basicamente, TOUT 1,2,3 são erros nos tempos de transmissão, recepção e reconhecimento de sinais do GPIB.

• **Registrador de máscara de erros** — Usado para mascarar a interrupção de um tipo particular de erro. Cada tipo de interrupção de erro é habilitada pela ativação do bit correspondente, nesse registrador.

• **Registrador de comando** — Os comandos são executados pelo 8292 quando um byte é escrito com A_n em nível "1". O bit OP seleciona dois tipos de comando para a interpretação do 8292: se estiver em "1", será comando de operação (iniciado com alguma ação do duto); e em "0", comando de utilidade, que auxilia a comunicação entre o processador e o 8292.

Conclusão — Como se pôde ver, a arquitetura desses CIs dedicados é bastante sofisticada, já que a função para a qual foram desenvolvidos é de uma complexidade considerável. De fato, nesse caso, não temos exatamente uma comunicação entre dispositivos, mas uma verdadeira conversação.

O objetivo da apresentação da norma GPIB e de dois integrados a ela aplicados foi o de "abrir" aos nossos leitores algumas informações básicas, já que até mesmo os manuais de referência dos CIs são dificilmente encontrados. Para se ter uma idéia dessa dificuldade, esse tipo de interface é designada pelos fabricantes como "periférico avançado para microprocessador".

Os integrados apresentados têm a vantagem de serem configurados de várias maneiras. Um exemplo de configuração completa, em blocos, pode ser vista na figura 3, incluindo os buffers GPIB 8293. Um exemplo de implementação completa do hardware está na figura 4.

Outro exemplo de implementação de hardware, desta vez usando o integrado TMS 9914A, da Texas, está representado na figura 5, com o circuito em blocos e a pinagem.

Entre os buffers de linha, existem diversos integrados, dos mais variados fabricantes, sempre respeitando a norma IEEE-488 — tais como o 8293, da Intel, ou o MC3444/3445/3446, 75161/75162 e vários outros, embora possam ser utilizados buffers TTL comuns, com algumas adaptações (como, por exemplo, divisores de tensão na saída).

Vê-se, então, que a implementação de hardware da interface GPIB pode ser feita sem maiores problemas. Resta falar, portanto, do software exigido nesse caso. No caso de serem usados CIs dedicados, os fabricantes fornecem, normalmente, o software de inicialização e operação básica, para simplificar a implementação. Por outro lado, nos casos em que são usados portais comuns, como o 6520 (PIA) e o 6522 (VIA), o software torna-se ainda mais complexo.

EDITELE

REVENDA DE PUBLICAÇÕES

Informamos as livrarias, magazines, soft houses,
interessados em revender as nossas publicações
(livros e revistas) a entrar em contato com:

EDITELE EDIT. TÊC. ELETR. LTDA.
R. Casa do Ator, 1060 - SÃO PAULO - SP
CEP: 04546 - Depto. COMERCIAL
fone: 542-0602

PREÇOS ESPECIAIS PARA INSTITUIÇÕES EDUCACIONAIS

TRANSITRON

Comércio de Componentes

- TTL/LS/S/H
- C.MOS
- GRAVADOR E APAGADOR DE EPROM
- LINHA Z80
- ICL 7107
- 2114
- LINHA Z80A
- ELETROLÍTICO
- TRANSÍSTOR
- POLIESTER
- TÂNTALO
- PLATE
- RESISTOR
- FUSÍVEL
- SOQUETE
- CONECTOR C. IMP.
- PROTO BOARD
- CRISTAL

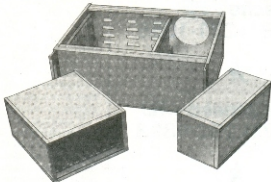


Atendemos pelo Reembolso VARIG
Linha completa - Consulte-nos

TRANSITRON Eletrônica Ltda.

Rua dos Gusmões, 353 - 3º andar - cj. 31 - fones: 223-9133/
223-5187 - Telex (011) 37982 - SP

CAIXAS PARA INSTRUMENTAÇÃO



Cada unidade pode acomodar Eurocards de 100 x 160 mm e 100 x 220 mm, Eurocards duplos de 233,4 x 160 mm e 233,4 x 220 mm, como também modulas. Todos os conectores tipo plug-in da DIN 41612, 41613 e 41617, assim como da MIL-C-21097 podem ser utilizados nestas caixas. Permitem ainda acomodar micro-processadores S100, MULTIBUS e VME. Estrutura feita em perfis extrudados, painel e fundo de chapas, todos de alumínio anodizado incolor, laterais de chapas de alumínio pintadas em epoxy. Podem ser fornecidas com ou sem alças.

Brasele Eletrônica Ltda.

Rua Mj. Rubens Florentino Vaz, 51
CEP 05580 - São Paulo - SP
Telefones: (011) 814-3422 e (011) 212-6202

**AGORA FICOU
MAIS FÁCIL
ANUNCIAR EM**



**Belo Horizonte - MG
Tel: (031) 463-4666**



**Brasília - DF
Tel: (061) 226-4784**



**Recife - PE
Tel: (081) 221-1955**



**Rio de Janeiro - RJ
Tel: (021) 232-6893**



**Porto Alegre - RS
Tel: (0512) 42-4065**



E só discar.

BYTE

Wilson Carvalho Júnior
Campinas — SP

**OS PROGRAMAS
2ª PARTE**

Usando o TK-82 no ferromodelismo

Além de fornecer algumas rotinas de teste para o sistema, esta segunda e última parte traz a planta completa do modelo de ferrovia construído e automatizado pelo autor

Os programas de controle do sistema dependem fundamentalmente do circuito dos trilhos que a interface irá controlar e também das execuções de movimentos que se quiser fazer com as composições. Fornecer, aqui, algumas rotinas básicas para controle e teste da interface; na figura 1 pode-se ver a disposição da ferrovia, em meu caso particular, juntamente com um pequeno circuito auxiliar de alimentação — que controla algumas porções de trilhos, possibilitando manobras entre as duas composições no mesmo circuito.

O controle de velocidade utiliza a instrução OUT(C), A, onde o registrador C deve conter o endereço da porta de saída (em hexadecimal) e o acumulador A deve conter o número a ser convertido em um nível de tensão, pelo conversor D/A. O valor do número deve estar entre 00 e FF. No meu caso, o registrador C usa os endereços 0CH (12 decimal) e 0EH (14 decimal) para acionar os conversores D/A das locomotivas 1 e 2, respectivamente. O Programa 1 foi feito para testar o funcionamento dessa parte; junto a ele está a sub-rotina em Assembly. As posições de memória 18401 e 18403 são pelo programa em Basic.

Aplicando-se um voltímetro ao ponto MO1 (veja fig. 3, na 1ª parte) e escolhendo a opção da locomotiva 1, poderemos observar que, de acordo com a opção (acelerar ou desacelerar), uma rampa de tensão vai sendo incrementada ou decrementada. O valor máximo dessa rampa é regulado pelo potenciômetro de realimentação do operacional (CIB).

O teste para verificar a operação do

inversor de sentido das locomotivas já foi mencionado e consiste simplesmente em uma instrução IN A, (C), onde

C = 03H — locomotiva 1 para a frente
C = 04H — locomotiva 2 para a frente
C = 05H — locomotiva 1 para trás
C = 06H — locomotiva 2 para trás

Uma observação importante que deve ser feita aqui é que, apesar dessas instruções serem anormais, isto é, de o acumulador não receber os dados, isso não implica que o dado que porventura esteja no acumulador seja lá mantido. Portanto, antes de executar essas instruções anormais, é interessante preservar o conteúdo do acumulador.

Para se observar o funcionamento do circuito sensor pode-se usar o Programa 2, também em Basic, representado juntamente com a rotina em Assembly. Ao se rodar esse programa, na tela aparecerá um número, indicando qual das chaves (ou sensores) foi acionada. Esse número ficará na tela por volta de 3 segundos, quando será substituído por outro. Isso quer dizer que o programa está "lendo" os sensores a cada 3 segundos; o número corresponderá às chaves conforme indicação da Tabela 3.

Para acionar os desvios, usa-se a instrução OUT(C), A, onde C e A devem conter o endereço e o valor que aciona o desvio correspondente, como foi indicado na Tabela 2 (1ª parte). Para teste dos desvios sugerimos o Programa 3, acompanhado pela rotina em Assembly. As várias instruções IF...THEN... do programa, nada mais são do que a própria Tabela 2. As posições de memória 18401

Estes livros não podem faltar na sua informateca



BASIC PARA CRIANÇAS DOS 8 AOS 80
Volumes 1 e 2 — Michael Zabinski —
 Dois divertidos livros para os jovens que querem conhecer a linguagem BASIC. Partem das noções elementares e, a cada novo conhecimento adquirido, o aluno é encorajado a praticar com exercícios e passatempos inteligentes.

APLICAÇÕES PARA O SEU TRS-80 — QUASE TUDO EM BASIC Volumes 1 e 2
 — Howard Berenbon — Ao todo, 61 aplicações diferentes para o seu computador. Tudo muito bem explicado, para que você possa compreendê-lo e até mesmo alterá-lo. Os programas estão escritos em BASIC Níveis I e II, para o TRS-80 ou compatíveis [Prologica, Dismac, Digitus, Sysdata etc.]

SUGESTÕES PARA O PROGRAMADOR BASIC
 — Earl R. Savage — O livro de consulta com todas aquelas técnicas e "dicas" que os programadores experientes tanto escondem.

CURSO DE PROGRAMAÇÃO BASIC E OPERAÇÃO CP 200 — Gradualmente, este livro desvenda os segredos da programação BASIC, com explicações detalhadas e dezenas de exercícios.

CP 300 OPERAÇÃO E PROGRAMAÇÃO
 — Descrição objetiva das características do CP 300. Ideal para aqueles que querem conhecer os recursos desse micro.

CP 500 MICROCOMPUTADOR E LINGUAGEM BASIC — Inclui as especificações e o uso de sub-rotinas em linguagem de máquina.

DOS 500 SISTEMA DE OPERAÇÃO EM DISCO — Objetivo e ilustrado por vários exemplos, este livro aborda todas as características do sistema operacional em disco do CP 500.

CP/M BÁSICO — Murtha & Waite — Aborda em detalhes o que é um Sistema Operacional, como funciona o CP/M, como utilizá-lo e tirar o máximo proveito dos vários recursos de que ele dispõe.

ADQUIRA-OS SEGUINDO AS INSTRUÇÕES ABAIXO:

ASSINALAR:

<input type="checkbox"/>	BASIC PARA CRIANÇAS — Vol. 1.....	Cr\$ 22.500
<input type="checkbox"/>	BASIC PARA CRIANÇAS — Vol. 2.....	Cr\$ 29.500
<input type="checkbox"/>	APLICAÇÕES P/O SEU TRS 80 — Vol. 1.....	Cr\$ 19.000
<input type="checkbox"/>	APLICAÇÕES P/O SEU TRS 80 — Vol. 2.....	Cr\$ 25.500
<input type="checkbox"/>	SUGESTÕES P/O PROGRAMADOR BASIC.....	Cr\$ 17.500
<input type="checkbox"/>	CP/M BÁSICO.....	Cr\$ 22.500
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO CP 200.....	Cr\$ 17.500
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO CP 300.....	Cr\$ 17.500
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO CP 500.....	Cr\$ 21.000
<input type="checkbox"/>	MANUAL DO DOS 500.....	Cr\$ 17.500

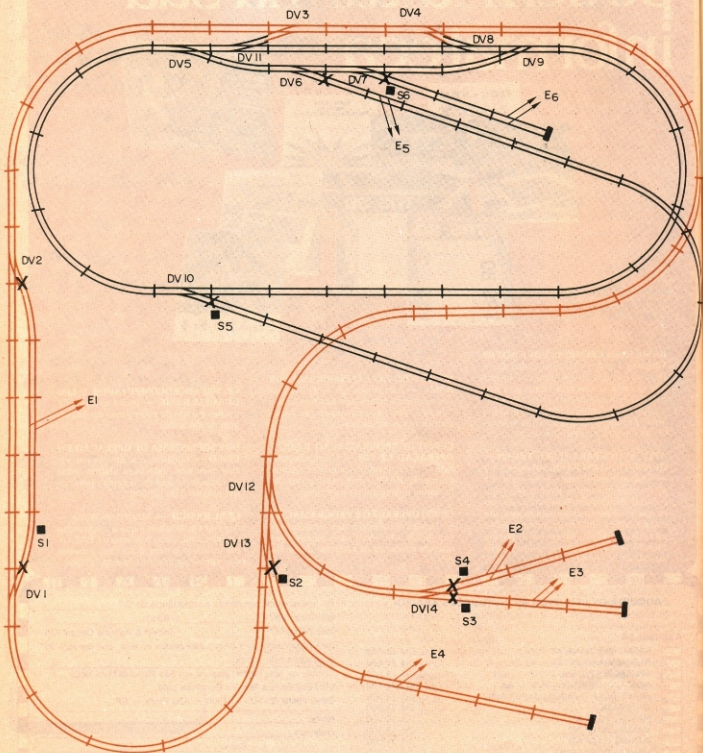
ATENÇÃO: PREÇOS VALIDOS POR
 TEMPO LIMITADO

Em anexo estou remetendo a importância de Cr\$ _____
 em Cheque N° _____ c/Banco _____ ou
 Vale Postal N° _____ (enviar à Agência Central SP)
 para pagamento do/s livro/s assinalados ao lado, que me será/ão
 remetido/s pelo correio.

Cheque ou Vale Postal, pagável em São Paulo, a favor de:
 EDITELE Editora Técnica Eletrônica Ltda.
 Caixa Postal 30.141 — 01000 — São Paulo — SP

Nome _____
 Endereço _____
 Bairro _____ CEP _____
 Cidade _____ Estado _____

(Se não quiser destacar esta folha pode enviar xerox com os dados completos)



e 18403 são carregadas pelo programa em Basic.

Ao ser rodado, esse programa pede, em primeiro lugar, qual o número do desvio a ser acionado (1 a 15). A seguir, pergunta se o acionamento deve ser para a reta (R) ou para a curva (C); responde a pergunta, o programa "chama" a rotina de execução (linha 200) e o desvio é acionado.

Conclusão — Este artigo dá uma idéia de como podemos usar um micro-computador TK-82 para controlar um sistema de ferromodelismo. Contudo,

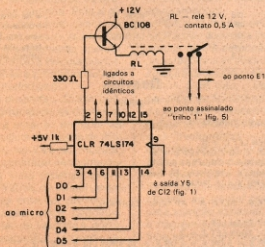
podemos usar qualquer micro baseado na CPU Z80, que a interface funcionará da mesma maneira. Obviamente, os endereços de memória serão diferentes e não existirão as instruções anormais, uma vez que isso é individual dos TK e o programa em Basic deve ser alterado.

Pode-se usar alguns dos circuitos aqui apresentados para outros fins. Por exemplo, o conversor D/A pode gerar ondas quadradas, triangulares e dente-de-serra, com amplitude e frequência controladas pelo programa. É possível, também, utilizar os latches para fazer um seqüenciador de luzes totalmente pro-

linha 1 — na cor
linha 2 — no preto
DV — desvio
S — sensor

Observações:

Os pontos marcados com "X" são eletricamente isolados do sistema e alimentados separadamente pelo circuito abaixo:



O circuito é acionado pela instrução OUT 10, A:

- A = 00 todos os pontos Es desligados
- A = 01 ponto E1 ligado
- A = 02 ponto E2 ligado
- A = 04 ponto E3 ligado
- A = 08 ponto E4 ligado
- A = 16 ponto E5 ligado
- .
- .
- .
- A = 63 todos os pontos Es ligados

Identificação dos sensores

Tabela 3

Número na tela	Binário	Sensor
00	0000	Nenhum
01	0001	S ₁
02	0010	S ₂
03	0011	S ₁ e S ₂
04	0100	S ₃
05	0101	S ₃ e S ₁
06	0110	S ₂ e S ₃
07	0111	S ₁ , S ₂ e S ₃
08	1000	S ₄
09	1001	S ₁ e S ₄
10	1010	S ₂ e S ₄
11	1011	S ₁ , S ₂ e S ₄
12	1100	S ₃ e S ₄
13	1101	S ₁ , S ₃ e S ₄
14	1110	S ₂ , S ₃ e S ₄
15	1111	S ₁ , S ₂ , S ₃ e S ₄

ATENÇÃO

No verso você encontrará o último selo da série de fascículos do Curso de Videocassete. Ele deverá ser recortado e colocado no espaço indicado no cupom distribuído juntamente com a edição n.º 92.

Esse cupom, totalmente preenchido, dará direito ao recebimento inteiramente gratuito da capa para encadernação do Curso de Videocassete. Basta enviá-lo à Editele, Caixa Postal n.º 30.141 — São Paulo — SP.

gramável ou acionar qualquer equipamento externo, como motores, amplificadores etc. Usando o conversor D/A e mais alguns CIs, podemos construir um conversor A/D, transformando o micro em um voltímetro. Mas isso é para um outro artigo... Todos os circuitos aqui apresentados foram testados e funcionaram perfeitamente, o mesmo acontecendo com os programas.

Referências

- TK-82C — Programação em Basic; Microdigital.
- Z80 Microprocessor Programming & Interfacing, E. A. Nichols, J. C. Nichols e P. R. Rony; Howard W. Sams.
- Manual de TTL; Texas Instruments.
- MK 3880 Central Processing Unit; Mostek Technical Manual.
- Understanding your ZX81 ROM, I. Logan; Melbourne House Ltd.



Controle de velocidade

Programa 1

```

10 PRINT AT 15,2:"LOCOMOTIVA 1 - 1";AT
16,2:"LOCOMOTIVA 2 - 2"
20 INPUT X
30 IF X = 2 THEN GOTO 20
40 CLS
50 PRINT AT 15,2:"ACELERAR - A";AT 16,2:
"DESACELERAR - D"
60 INPUT Y$
70 GOTO 100*X
100 LET C = 12
110 POKE 18401,C
120 IF Y$ = "A" THEN GOTO 300
130 IF Y$ = "D" THEN GOTC 400
140 GOTO 50
200 LET C = 14
210 POKE 18401,C
220 GOTO 120
300 FOR A = 0 TO 255
310 POKE 18403,A
320 LET Z = USR 18400
330 NEXT A
340 CLS
350 GOTO 10
400 FOR A = 255 TO 0 STEP -1
410 POKE 18403,A
420 LET Z = USR 18400
430 NEXT A
440 CLS
450 GOTO 10
    
```

Assembler

ENDEREÇO	CÓDIGO	INSTRUÇÃO	COMENTÁRIOS
18400	0E END	LD C,END	; coloca end. no reg. C
18402	3E NUM	LD A,NUM	; coloca num. no acumul. A
18404	ED 79	OUT (C),A	; saída pela porta (C)
18406	C9	RET	; retorna ao Basic

Circuito sensor

Programa 2

```

10 PRINT AT 15,5:USR 18400
20 PAUSE 180
30 GOTO 10
    
```

Assembler

ENDEREÇO	CÓDIGO	INSTRUÇÃO	COMENTÁRIOS
18400	DB 01	IN A, 01	; lê os sensores
18402	4F	LD C,A	; armazena valor em C
18403	06 00	LD B,00	; zera reg. B
18405	DB 00	IN A, 00	; reset dos sensores
18407	C9	RET	; retorna ao Basic

Desvios

Programa 3

```

10 PRINT AT 15,6:"DESVIO ?"
20 INPUT X
30 IF X = 3 THEN LET C = 0
40 IF X = 4 AND X = 6 THEN LET C = 2
50 IF X = 7 AND X = 9 THEN LET C = 4
60 IF X = 10 AND X = 12 THEN LET C = 6
70 IF X = 13 AND X = 15 THEN LET C = 8
80 CLS
90 PRINT AT 15,6:"RETA -R";AT 16,6:"CURVA -C"
100 INPUT Y$
110 IF Y$ = "R" THEN LET Z = 1
120 IF Y$ = "C" THEN LET Z = 2
130 IF X = 1 OR X = 5 OR X = 9 OR X = 13 THEN LET A = 2**(Z-1)
140 IF X = 2 OR X = 6 OR X = 10 OR X = 14 THEN LET A = 2**(Z+1)
150 IF X = 3 OR X = 7 OR X = 11 OR X = 15 THEN LET A = 2**(Z+3)
160 IF X = 4 OR X = 8 OR X = 12 THEN LET A = 2**(Z+5)
170 CLS
180 POKE 18401,C
190 POKE 18403,A
200 LET K = USR 18400
210 GOTO 10
    
```

Assembler

ENDEREÇO	CÓDIGO	INSTRUÇÃO	COMENTÁRIOS
18400	0E END	LD C,END	; carrega end. em C
18402	3E NUM	LD A,NUM	; carrega num. em A
18404	ED 79	OUT (C),A	; aciona a interface
18406	C9	RET	; retorna ao Basic

Operações clandestinas no Vale do Paraíba

Mais do que alertar as autoridades competentes, temos o propósito de denunciar operações clandestinas no Vale do Paraíba, SP, e a ineficiência do Dentel e da polícia paulista no sentido de coibir tais abusos.

A faixa destinada ao uso exclusivo dos radioamadores era operada em *simplex*; hoje, no entanto, há uma potente repetidora legalizada pelo Dentel de São Paulo na faixa de 146.700 MHz (saída) e 146.100 MHz (entrada), que vem sendo utilizada por uma rede de delegacias de polícia. A operação com essa repetidora, em frequência dedicada exclusivamente ao radioamadorismo, constitui mais um absurdo entre tantos que temos denunciado em nossa seção. Em nome do atendimento a emergências dos radioperadores (não leia radioamadores!) da região e daqueles que eventualmente transitam pela Dutra, o serviço, na realidade, objetiva sanar uma grave deficiência de equipamentos da polícia paulista. Pois a referida repetidora vem sendo usada exclusivamente por policiais radioperadores que, clandestinamente, operam com o mesmo prefixo e veiculam informações estranhas e proibidas no âmbito do radioamadorismo.

No dia 28 de novembro do ano passado, tive a oportunidade de conhecer pessoalmente a estação de rádio da Delegacia de Polícia da cidade de Pindamonhangaba, no Vale do Paraíba, onde não pude constatar nenhuma documentação à vista (apenas tive a chance de ler PY2JNL no painel de um dos rádios). No entanto, presenciei uma comunicação, onde Lagoinha chamou o plantão de Taubaté e, como Taubaté não respondeu, Lagoinha recorreu a Pindamonhangaba... E aí... a Beth atendeu o Paulo, sem qualquer identificação. Enquanto radioamadores são punidos por não se identificarem corretamente, as autoridades do Vale do Paraíba nem sequer são fiscalizadas pelo Dentel de São Paulo.

Outro exemplo de operação indevida eu presenciei no momento da minha chegada à Delegacia, que estava sem o delegado ou qualquer outra autoridade, e o rádio foi atendido também pela cortês Beth, que chamava: "MK Celso tá por aí?" Orgulhosamente, ela chamava, ora num rádio, ora em outro: "MK tá por aí?"

Vamos ver até quando a famosa rede do Vale do Paraíba vai continuar impunemente, apesar dos seus abusos às normas vigentes.

Interferências propositais nas transmissões

Dada a sua importância, transcrevemos o seguinte QTC da presidência da Labre:

"Na estrutura organizacional do Dentel, a fiscalização ocupa espaço de grande importância, devido à necessidade de se exercer um efetivo controle das telecomunicações no Brasil. Para desincumbir-se da tarefa de fiscalizar as transmissões, o Ministério das Comunicações implantou a RENAR — Rede Nacional de Radiomonitoragem —, constituída por oito estações fixas, localizadas em Brasília, Cuiabá, Boa Vista, Belém, Feira de Santana, Rio de Janeiro, Cascavel e Porto Alegre, cobrindo assim todo o território nacional. Além disso, a RENAR conta com 17 estações móveis dotadas de modernos equipamentos.

"Entre as muitas atribuições da RENAR estão a escuta do conteúdo das irradiações, a detecção e localização de estações clandestinas e o apoio na solução de problemas de radiointerferência. Com isso, o Dentel (órgão fiscalizador do Ministério) vem procurando resolver a crescente incidência de radiointerferências prejudiciais, algumas involuntárias — decorrentes de questões técnicas —, e outras já detectadas como de caráter proposital. Sobre este último aspecto, ou seja, a interferência proposital, estamos solicitando ao Dentel que lhe dispense uma atenção especial, tendo em vista o flagrante desrespeito de alguns radioamadores em relação aos seus colegas. A própria Estação Oficial da Administração Central da Labre — PT2AA, na transmissão de seus QTCs falados, principalmente em 80 m, vem sofrendo interferência proposital, representada por sintonia na frequência e, o que é mais grave, até por transmissão de música, o que, por transgredir frontalmente a legislação, pode acarretar responsabilidade penal ao autor. Assim sendo, esta presidência deseja advertir os elementos que estão provocando interferência proposital: a fiscalização aumentada, e a RENAR, através de suas estações fixas e móveis, usando os seus modernos equipamentos de

radiogoniometria, tem condições de localizar uma transmissão em qualquer ponto do território nacional. Sua margem de erro está estimada em apenas 1% e, certamente, as estações que estão provocando interferência serão localizadas, mais cedo ou mais tarde. Certo é, amigos, que esses maus operadores, desprovidos do mínimo necessário para integrarem a classe de radioamadores, devem se precaver, pois a ação da fiscalização e da justiça pode tardar, mas jamais faltará. E podemos garantir que as autoridades estão atentas e darão a satisfação que todos nós desejamos."

Valmir Jacinto Pereira — PT2FA
Presidente da Labre

Novos diretores na Labre central

O Conselho Federal da Labre elegeu, no final do ano passado, os novos presidente e vice-presidente da entidade. São eles: Francisco José de Queiróz, PT2FR, e José George da Rocha, PT2GN, respectivamente. Desejamos que os colegas trabalhem pela conciliação dos radioamadores brasileiros e fazemos votos para que consigam conduzir a Labre por caminhos democráticos.

Rodada pantaneira

Retornou aos moldes antigos: todos os domingos em 40 m, na frequência 7 055 kHz, SSB, 9 horas, sob o comando do Morse Club Pantaneiro (MCP).

Encontro nacional de redablistas

Temos observado um grande interesse dos clubes de CW e dos operadores desta modalidade quanto à realização de um Encontro Nacional. Os clubes de CW engajados na promoção deste evento podem contar desde já com o apoio de nossa seção.

Novo endereço

O novo endereço do PY2ZE — Adolfo, responsável por esta seção, é o seguinte: Rua Cristóvão Colombo, 185 — 10º andar — apto. 101 — Bairro Guanabara — CEP 13100 — Campinas — Fone: (0192) 2-1605.

Audioprocessador para CW e RTTY

Este projeto certamente será bem recebido pelos cedabilistas e também pelos apreciadores da modalidade RTTY (teletipo), pois através dele você obterá uma recepção de CW e RTTY totalmente isenta de QRM, mesmo para aqueles sinais lá no fundo, que normalmente passariam quase despercebidos. Independente da qualidade dos sinais captados pelo receptor, o circuito proposto assegura intensidade e nitidez, apresentando sempre a mesma qualidade.

A montagem do aparelho é bastante simples, sem nenhuma parte complicada. Portanto, dispensa maiores comentários sobre a sua execução. Na figura 1, vemos o diagrama da fonte de alimentação de 5 volts CC, e na figura 2, o esquema do audioprocessador. To-

do o material é facilmente encontrável, sem maiores problemas.

Funcionamento — O sinal oriundo da saída de fones do receptor entra no pino 3 do CI 567, por intermédio do capacitor C1. O 567 funciona como um decodificador de tom. A frequência do sinal de entrada é determinada pela combinação de R1 e C3. O C4 faz o ac-

plamento do 567 à entrada do 7404, que executa a função de chaveamento, para acionar o oscilador de áudio, para entrada do pino 4 do 555. Deste último conseguiremos um sinal puro de áudio, que você vai gostar de ouvir e copiar.

Este projeto foi desenvolvido por James S. Beeson, WA5QAP, dos Estados Unidos.

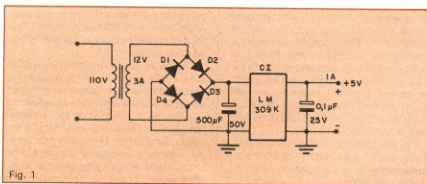


Fig. 1

Esquema da fonte de alimentação.

Relação de componentes

CAPACITORES

- C1 - 0,01 μ F
- C2 - 0,1 μ F
- C3 - 0,047 μ F
- C4 - 2,2 μ F
- C5 - 0,01 μ F
- C6 - 10 μ F/16 V
- C7 - 22 μ F/D35 V

RESISTORES

- R1 - 10 k Ω
- R2 - 100 k Ω
- R3 - 330 Ω
- R4 - 51 k Ω
- R5 - 2,2 k Ω
- R6 - 1 k Ω (potenciômetro)

INTEGRADOS

567, 7404, 555

1 alto-falante de 2"

Os diodos retificadores D1 a D4 podem ser de qualquer tipo, para 50 PIV - 2 ampères.

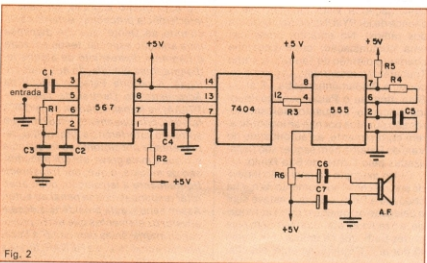


Fig. 2

Diagrama do audioprocessador.

PATENTES DE INVENÇÃO

MARCAS • TRANSFERÊNCIA DE TECNOLOGIA
PRÓPRIEDADE INTELLECTUAL

Seiba tudo o que você precisa para patentear seus projetos de eletrônica, hardware, electricidade ou de qualquer outra área técnica.

Assessoria postal inédita na área de propriedade industrial, com manuais completos sobre: Pedido de Patente de Invenção, de Modelo de Utilidade, de Modelo ou Desenho Industrial.

ASSISTÊNCIA ESPECÍFICA NO RAMO DE ELETRÔNICA

Escreva ou telefone solicitando, intairamento grátis, nosso catálogo informativo.

Caixa Postal 1646
Porto Alegre-RS Cap. 90000
Telefone: (0512) 280460

ELETRÔNICAS COMPONENTES JB LTDA.

ORÇAMENTO GRÁTIS

intel, constanta, rohm, fairchild, intersil, joto, mc, sgs, hp, mostek, ge, rca, gi, icotron, zilog, devices, motorola, mitsubishi, toshiba, smk, weston, rosviad, moxex, analog, ck, amphenol, nec, ibrape, motorola, amp, texas, national, telecomponentes, fusibras, bourns, signetics.

REEMBOLSO POSTAL
Telex (011) 36204 - JBEC
PBX - 220-3233/221-0719

NOVO ENDEREÇO
Av. Ipiranga, 919 - 149 andar
salas 1401/2 - CEP 01039 (entrada
também pela Rua dos Timbires, 445)



ERPRO
ERPRO COMERCIAL ELETRÔNICA LTDA.

DISTRIBUIDOR

FAIRCHILD

Material eletrônico em geral
Consulte-nos

Rua dos Timbires, 295 4º andar
CEP 01208 - São Paulo - SP

TELEFONE (PABX) 222-4544 TELEX (011) 34139

UMA NOVA OPÇÃO EM
INDICADORES DIGITAIS
MC 200



Intermatic
Eletrônica Ltda

INTERMATIC ELETRÔNICA DISTRIBUIDOR

- THORNTON • CETEISA • JOTO
- TOPPLAS • BEST • MOLDAÇO
- ENER • FAME • MOTORADIO
- ROHM • MOLEX • SMK • CELSI
- SCHARACK • FE-AD • CIRCUITOS INTEGRADOS • RESISTORES
- CAPACITORES • DIODOS
- INSTRUMENTOS •

PREÇOS ESPECIAIS
RUA DOS GUSMÕES, Nº 351
FONES: 222-6105/222-5645

SOS - SERVIÇO

VENDA DE QUALQUER MATERIAL
ELETRÔNICO POR REEMBOLSO POSTAL

Um problema resolvido por você que possui um afício de conserto, uma loja e estudante de eletrônica ou gosta da eletrônica e tem dificuldades em comprar peças

ESCREVA-NOS O QUANTO ANTES

SOS-SERVIÇO - Rua dos Guaianazes 416
1.º and - Centro - São Paulo - CEP. 01204
Tel. 221-1728 - DDD 011

Solicite grátis informações sobre SOS-SERVIÇO

Nome _____
Endereço _____
Cap _____ Bairro _____
Cidade _____ Estado _____

Kaprom

PROPAGANDA E PROMOÇÕES

- Produção e veiculação de anúncios
- Confeccionamos lay-out, arte final de circuito impresso e fornecemos fotolitos e protótipos, desenhos eletrônicos em geral.

Rua dos Gusmões, 353 - 2º
cj. 26 - 223-2037
01212 - São Paulo - SP

CURSOS DINÂMICOS

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES
Cr\$ 18.100 mais despesas postais

ELETRÔNICA BÁSICA-TEORIA/PRÁTICA
Cr\$ 10.400 mais despesas postais

RÁDIO-TEORIA E TÉCNICAS DE CONCERTOS
Cr\$ 10.400 mais despesas postais

TV A CORES - CONCERTOS
Cr\$ 8.200 mais despesas postais

TV BRANCO E PRETO - CONCERTOS
Cr\$ 8.200 mais despesas postais

SILK SCREEN - P/ ELETRÔNICA
Cr\$ 6.800 mais despesas postais

FOTOGRAFIA - Cr\$ 4.800 mais despesas postais

ou gratuitamente se o seu pedido dos cursos for acima de Cr\$ 20.000.

PETIT EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 8414 - SP - 01000

Av. Brig. Luiz Antonio, 383 - São Paulo

assessoria participações & comércio Ltda.

o bom senso em eletrônica

Distribuidor de Semicondutores em geral, Diodos, Transistores, Tiristores, Circuitos Integrados, Linear, TTL, CMOS, Memórias, Conectores, etc.

Al. Lorena, 1304 - 9º, cj. 910 - CEP 01242
Tels.: 883-4038 - 881-5613
Telex (011) 38711 RMPC - BR - São Paulo

**O MELHOR CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL
TEM QUE SER FEITO NA MELHOR ESCOLA PROFISSIONAL**

A ESCOLA PROFISSIONAL URUBATAN LANÇOU O MELHOR EM ELETRÔNICA DIGITAL

- 50 % do curso com aulas práticas.
- Aparelhos específicos, proporcionando dezenas de experiências p/maior facilidade no aprendizado dos circuitos integrados.
- Curso completamente apostilado c/ todas as ilustrações dos assuntos referidos.
- E 40 anos de experiência no ensino.

10 outros cursos para seu Hobby e sua profissão.

INFORME-SE JÁ,
INICIE AINDA
ESTE MÊS



ESCOLA PROFISSIONAL URUBATAN

Rua das Palmeiras, 184 (100 m. Metrô Sta. Cecília). Tel.: 223-7311

FACILITE SUAS MONTAGENS DE CIRCUITOS EXPERIMENTAIS!

Chegou a série de matrizes de contatos PRONT-O-LABOR de fabricação 100% nacional, preços acessíveis e padrão internacional.

- PRONT-O-LABOR é uma matriz de contatos (tie-point) que permite a montagem de seus projetos experimentais com toda rapidez e versatilidade.
- PRONT-O-LABOR lhe poupa tempo e dinheiro pois seus componentes se mantêm mecanicamente intactos.
- Esqueça as placas padrão, pontes isolantes, molinhas e os fios enrolados com ferramentas especiais, conheça PRONT-O-LABOR e torne um prazer o que era um transtorno.
- Ideal para escolas, laboratórios de projetos, oficinas de manutenção, indústrias, etc.
- Possui corpo moldado em plástico de alto-impacto e contatos em Alloy-770.

Um modelo para cada necessidade:



PL-551
550 tie points,
2 barramentos,
2 bornes de
alimentação



PL-552
1100 tie points,
4 barramentos,
3 bornes de
alimentação



PL-553
1850 tie points,
6 barramentos,
4 bornes de
alimentação



PL-554
2200 tie points,
8 barramentos,
3 bornes de
alimentação



PL-556
3300 tie points,
12 barramentos,
4 bornes de
alimentação

SHAKOMIKO LTDA.

Av. Dr. Delfim Moreira, 82
Fones: (011) 631-1393 e 631-1620
Telex: (031) 6104 SHKM
CEP 37540
Santa Rita do Sapucaí - MG

VENDO

Proto-board, PB 102 pouco uso, e em perfeito estado, ou troco por micro-computador; dou Cr\$ 400 mil. Entrar em contato com Eduardo L. Barbosa — Av. Ceará, 1890 — apto. 32 — Porto Alegre — RS — 90000.

Videogame Odissey c/ 5 fitas. Trat. c/ Cássio — R. Mafalda, 836 — São Paulo — SP — 03377 — tel. 271.7962.

ou troco por revistas e livros sobre eletrônica, relógio, calculadora de 4 funções com jogo "corrida espacial" e alarme, marca Casio. Tratar c/ Marco Thompson — C. Postal 26501 — Nilópolis — RJ.

Yaesu FT 101ZD seminovo, antena multibancada 40/20, conversor DC-DC p/ operador móvel portátil. Aceito FT 227 (2 mts) como parte de pagamento. Tratar c/ João Roberto — R. Tuiuti, 1102 — Americana — SP — 13470 — tel. (0194) 61.8549.

Multímetro digital; proto-board, capacitômetro digital e freqüencímetro. Tratar pelo tel. (0192) 51.2066 — Jean Barell — Campinas — SP.

Amplificador estéreo 140W, s/ uso. Saída 4 caixas, loudnes, VV etc. Tratar c/ Edson L. Horta — R. Dona Leopoldina, 18 — São Paulo — SP — 04278.

Sirenes, brinquedos animados, lâmpadas de comunicação, conjunto de lâmpadas dançantes, controle remoto e outros aparelhos. Monto aparelhos; enviar o circuito. Tratar c/ Reginaldo Peres — R. Projetada Três, 334 — Morro da Carioca — Angra dos Reis — RJ — 23900.

Trafo 30-0-30 + 6V, 3 + 0,3A da Tranchan (1882) novo. *Compro* furadeira manual Ceteisa PP-1 ou de outra marca com punção intercambiável. Tratar c/ Claudimir Lucio do Lago — R. Manoel Joaquim Lopes, 53 — S. Caetano do Sul — SP — 09500 — tel. 453.0080.

SERVIÇOS

Converto televisores Philco Safari e Philips TX em monitores profissionais de vídeo. Também realizo implementações de hardware em micros Sinclair tais como: inversão de vídeo, expansão de memória, alta resolução, modem acústico, estruturação de redes etc. Informações c/ Ivan pelo tel. (011) 204.7189 — SP.

Projeto, confecção e monto sob encomenda: fontes de alimentação comuns e p/ PX, divisores de freqüência p/ caixas acústicas e autos, c/ todas as informações. Tratar c/ Cláudio — R. Com. Alfaia Rodrigues, 363 — Santos — SP — 11100.

Monto sob encomenda microtransmissor AM/FM; alarme; jogo de luz; divisor; toca-disco; fonte de alimentação estabilizada de 4,5V, 6V, 7,5V, 9V, 12V; reguladores. Escreva p/ Ideal Som — Caixa Postal 9 — Curitiba — PR — 80000.

TROCO

TRC p/ osciloscópio 3" Hitachi tipo 3RP1A c/ tubo de blindagem, soquete próprio, moldura e máscara de acrílico. Vendo ou troco por videogame, micro ou outros aparelhos. Tratar c/ Francisco Cardoso — Trav. Mercedes, 200' — Belém — PA — 66000 — tel. 226.9121.

Superautorama c/ pista de 14 metros + telejogo I Philco + biexcitador médico profissional por microcomputador TK-82, NE-Z8000 ou outro micro. Posso oferecer volta em dinheiro. Interessados devem enviar telefone ou endereço para contato. Marcelo do Couto Santos — Cx. Postal 175 — Cubatão — SP — 11500.

CONTATOS

Sinclair Clube, para usuários dos micros TK 81/83/85, CP 200, Ringo e compatíveis. S/ fins financeiros. Para trocas de programas, especialmente jogos. Tratar c/ Leandro Gomes — R. Engenheiro Botelho Egas, 255 — Mandaqui — SP — 02416.

INSTRUMENTOS

* Decida sem dúvidas, erros de informação, falhas de estoque ou vacilações nas entregas.

- Completa linha de instrumentos de teste e medição.
 - Garantia de até 2 anos.
 - Assistência técnica própria permanente.
 - Sistema inédito de reposição quando em garantia.
 - Atendimento personalizado para todo o Brasil.

INFORMÁTICA

- * Ponha-se em dia com o futuro.
- Microcomputadores Prológica.
- Assistência técnica própria.
- Revendedores em todo o território nacional com a melhor assessoria para ampará-lo no momento de decisão, mesmo que você só precise de uma informação mais precisa sobre os equipamentos.

SUPRIMENTOS CPD

- * Unimos o útil ao agradável: qualidade/preço.
- Pronta entrega para todo o território nacional.
- Estoque com os mais variados produtos.
- Fitas impressoras
- Formulários
- Etiquetas
- Disquetes
- Mesas
- Estabilizadores
- Modens
- Pastas para formulários
- etc.



AJUDANDO A DESENVOLVER TECNOLOGIA

VISITE NOSSO SHOW-ROOM OU
SOLICITE NOSSO REPRESENTANTE

FILGRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165/171/179 - São Paulo - SP
PBX: 223-7388

Vendas São Paulo - Tels.: 220-7954/222-3458
Vendas outros Estados - Tels.: 223-7649/221-0147

Telex: 1131298



Minipa

INSTRUMENTOS
DE
TESTE E MEDIÇÃO

TRIO

OSCIOSCÓPIOS

MO1105

- 5 MHz/Duplo traço
- Sensibilidade: 10 mv/div
- Impedância: 1Mohm/35 pF
- Vol. máx.: 300v Idc + AC pico) ou 600 vpp
- Alimentação 110/220 vac
- Com pontas de prova

MO1210

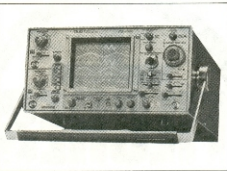
- 10 MHz/duplo traço
- Sensibilidade: 1mV/div
- Trigger: aut/man
- Reticula interna iluminada
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova

MO1220

- 20MHz/duplo traço
- Sensibilidade: 1mV/div
- Trigger: aut/man
- Reticula interna iluminada
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova

CS1830

- 30 MHz/duplo traço
- Sensibilidade 2 mv/div
- Retardo de varredura (delay)
- Trigger: aut/man
- Reticula interna iluminada
- Soma de canais
- Alimentação 110/220 vac
- Com pontas de prova



CS1040

- 40 MHz/três canais
- Sensibilidade: 1mV/div
- Retardo de varredura (delay)
- Trigger: aut/man
- Reticula interna iluminada
- Soma e subtração de canais
- Alimentação: 110/220 vac
- Com pontas de prova

GERADORES

CS1060

- 60 MHz/três canais
- Sensibilidade: 1mV/div
- Retardo de varredura (delay)
- Triggers: aut/man
- Reticula interna iluminada
- Soma e subtração de canais
- Alimentação 110/220 vac
- Com pontas de prova

GERADOR DE AUDIO

MG201

- Frequência: 10Hz ~ 1MHz
- Variação de nível: 0,5db
- Distorção: menor 0,1%
- Forma de onda: senoidal e quadrada
- Alimentação: 110/220 vac



* TODOS OS INSTRUMENTOS MINIPA/TRIO SÃO GARANTIDOS POR 1 ANO. ASSISTÊNCIA TÉCNICA PERMANENTE

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

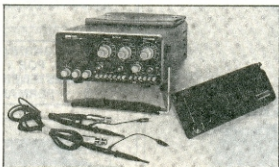


pantec

INSTRUMENTOS OSCIOSCÓPIOS

MOD 5120 (Portátil)

- 15 MHz/duplo traço
- Sensibilidade: 2 mv/div.
- Tempo de subida: 24 ns
- Canais 1 e 2: chopp e alt.
- Alim.: 110/220 VCA
- Com pontas de prova.



MOD 5107 (Portátil)

- 15 MHz/simples traço
- Sensibilidade: 2 mv/div
- Tempo de subida: 24 ns
- Tensão máxima: 400 vp-p
- Alimentação: 110V/220 VAC
- Com ponta de prova

MOD 5210

- 15 MHz duplo traço
- Sensibilidade: 5 mv
- Tempo de subida: 24 ns
- CH1 e CH2: alt. e chopp
- Alimentação: 110/220 VAC
- Com pontas de prova

**GARANTIDOS
POR 1 ANO
ASSISTÊNCIA TÉCNICA
PERMANENTE**

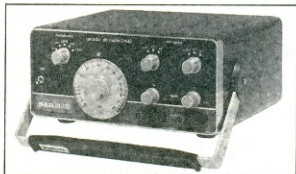
MOD. 5205

- 10 MHz/simples traço
- Sensibilidade: 5 mv/div
- Tempo de subida: 35 ns
- Tensão máxima: 400 vp-p
- Alimentação: 110/220 VAC
- Com ponta de prova

GERADOR DE AUDIO

MOD 3405

- Frequência: 15 Hz a 1.5 MHz
- Formas de onda: senoidal e quadrada
- Distorção: menor que 0.5%
- Precisão da escala: $\pm 3\%$
- Alimentação: 110/220 VAC



FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284

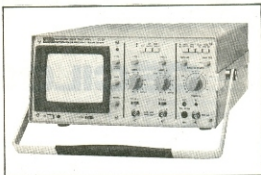


WGB

OSCIOSCÓPIOS

Mod. OS22

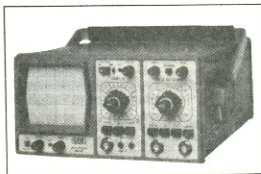
- 20 MHz, duplo traço
- Trigger até 30 MHz
- Sensibilidade: 5 mV a 20V/DIV
- Linha de retardo 95 nS
- Operação X-Y
- Tecla de 8 x 10 cm, retícula interna
- Impedância de entrada: 1 MOHM/25 pF
- Pontas de prova: 1:1/10:1
- Alimentação 110/220 VAC



**GARANTIDOS
POR 1 ANO
ASSISTÊNCIA TÉCNICA
PERMANENTE**

Mod. OS10

- 10 MHz, simples traço
- Trigger até 30 MHz
- Sensibilidade 20 V/cm a 2 mV/cm
- Impedância de entrada: 1 MOHM/28 pF
- Tela de 647 mm com retícula interna
- Ponta de prova direta
- Alimentação 110/240 VAC



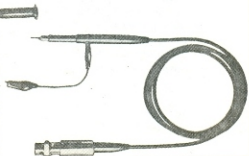
Mod. OS20

- 20 MHz, duplo traço
- Trigger até 30 MHz
- Sensibilidade 5mV a 20 V/DIV
- Operação X-Y
- Pontas de prova: 1:1/10:1
- Alimentação: 110/240 VAC

SMK

PONTAS DE PROVA PARA OSCIOSCÓPIOS

Modelo	X-X7024	X-X7034
Caracter.		
Atenuação	10:1	10:1 / 1:1
Osciloscópio entrada:	20 pF ~45pF	15pF ~40pF
Resistência isolação:	1000MΩ/500VDC	100MΩ/500VDC
Máx. volt. entrada:	600 V (AC p-p) ou 300 V (DC + AC pico)	
Largura banda:	DC ~100 MHz	DC ~100 MHz/DC 15 MHz
Comprimento cabo:	1.5 m	1.3 m



FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284





FONTES DE ALIMENTAÇÃO

As novas fontes de alimentação SON possuem avançada tecnologia em circuitos reguláveis de tensão; ampla linha de aparelhos nas mais diversas tensões e correntes de saída com excelente precisão:

- circuito totalmente transistorizado
- proteção contra curto-circuito
- baixo ripple e ruído
- VU indicativo para tensão e corrente

FONTES ESTABILIZADAS

MODELO	TENSÃO	CORRENTE
CC182	18V	2A
CC185	18V	5A
CC302	30V	2A
CC305	30V	5A
CC603	60V	3A
CC805	80V	5A
CC3010	30V	10A
CC2515	25V	15A
CC2020	20V	20A
CC1002	120V	2A

FONTES EST. SIMÉTRICAS (DUPLAS)

MODELO	TENSÃO	CORRENTE
CC3025	-0 à + 30 x 2	2.2 + 2.2A
CC3052	-0 à + 30 x 2	5.0 + 5.0A
CC6022	-0 à + 60 x 2	2.0 + 2.0A



CARACTERÍSTICAS GERAIS:

- Regulagem de linha: $\pm 0,02\% + 3 \text{ mV}$
- Regulagem de carga: $\pm 0,01\% + 2 \text{ mV}$
- Ripple e ruído: 2 mVRMS
- Alimentação: 110/220 vac
- Garantia: 1 ano/assist. permanente.

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284



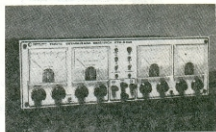


ENTELBRA

FONTES ESTABILIZADAS

MODELO	TENSÃO (+)	TENSÃO (-)	CORRENTE
ETB 2248	0,8 à 30 V	-0,8 à -30 V	0,3 à 6A
ETB 2202	0,8 à 30 V	-0,8 à -30 V	0,7 à 3A
ETB 345	0,8 à 30 V	---	4A à 15A
ETB 249*	0,8 à 30 V	---	0,3 à 6A
ETB 248	0,8 à 30 V	---	0,3 à 6A
ETB 202	0,8 à 30 V	---	0,7 à 3A

* Com medidor digital.



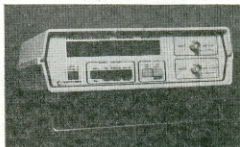
CARACTERÍSTICAS GERAIS:

- Tensão fixa de saída: 5 V x 1 A
- Temperatura de trabalho: até 30°C
- Estabilidade: 1%
- Alimentação: 110/220 VAC

FREQUENCIMETROS DIGITAIS

MODELO	ALCANÇE	SENSIBILIDADE	FUNÇÕES	BASES TEMPO
ETB 812*	1 Hz à 1GHz	10 Hz/30 mv	5	16
ETB 852*	1 Hz à 500 MHz	10 Hz/40 mv	5	8
ETB 1005	1 Hz à 1GHz	10 Hz/30 mv	5	4
ETB 1001	1 Hz à 1GHz	10 Hz/30 mv	1	4
ETB 605	1 Hz à 600 MHz	10 Hz/30 mv	5	4
ETB 500	1 Hz à 600 MHz	10 Hz/60 mv	1	4
ETB 150	1 Hz à 150 MHz	10 Hz/60 mv	1	4

* Acondicionado em estojo de madeira



CARACTERÍSTICAS GERAIS

- Display: 8 dígitos
- Estabilidade: ± 0,5 PPM
- Alimentação: 110/220 VAC

GERADOR DE FUNÇÕES

ETB511

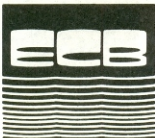
- Frequência: 0,1 Hz a 100 KHz (6 faixas)
- Ondas: senoidal, triangular, quadrada, sweep, burst
- Indicação: digital
- Amplitude: 20 v.p-p
- Alimentação: 110/220 VAC



FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284



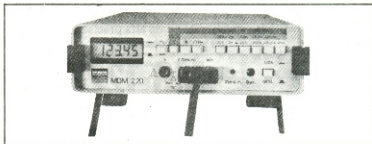


MULTIMETROS 4 1/2 DIGITOS

RESOLUÇÃO: 0.005%

Modelo MDM220

- Display: Cristal líquido
- Tensão CC: ± 200 mV à 1000 V
- Tensão CA: 200 mV à 1000 V
- Corrente CC/CA: $\pm 200\mu\text{A}$ à 1000 mA
- Resistência: 200 OHM a 20 MOHM
- Teste de diodos
- Resolução: 0,005%
- Precisão: 0,02%
- Proteção contra sobrecarga
- Zero automático
- Alimentação: 110/220 volts e bateria recarregável



Modelo MDA200 (automático)

- Display LED
- Tensão CC: ± 200 mV à 1000V
- Tensão CA: 200 mV à 1000V
- Corrente CC/CA: $\pm 200\mu\text{A}$ à 1000 mA
- Tecla HOLD (permite fixar o valor indicado no display)
- Resistência 200 OHM a 20 MOHM
- Resolução: 0,005%
- Precisão: 0,02%
- Proteção contra sobrecarga
- Alimentação: 110/220 volts

ACESSÓRIOS OPCIONAIS:

- MDA/MDM 01 – RMS verdadeiro
- MDA/MDM 02 – saída BCD (série)
- MD1000 – jogo de pontas
- MD 1000T – ponta de temperatura
- MD 1000 HV – ponta de prova alta tensão
- MD 1000 RF – ponta de RF
- MD 1000 B – bateria recarregável NiCd



CAPACIMETROS E MULTIMETROS

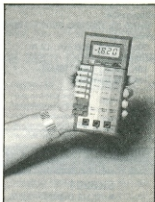
3 1/2 LCD

CAPACÍMETRO CD820



- Medidas: 200 pF à 2000 μF
- Precisão: $\pm 0,1\%$ da leitura
- Indicação de sobrecarga com proteção por fusíveis
- Alimentação: 9 VCC ou eliminador opcional (EB100)
- Acompanha estojo para transporte

MULTÍMETRO MD820



- VCC: 200 mV à 10000 V
- VCA: 200 mV à 700 V
- OHM: 0 à 20 MOHM
- DCA/ACA: 0 à 2 mA
- Polaridade automática
- Precisão: 0,1%
- Alimentação: 9 VCC ou eliminador opcional (EB100)
- Acompanha estojo para transporte

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 – Direto – SP – 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 – Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284





ICEL

MULTÍMETROS ANALÓGICOS

SK20

Voltagens CC:
0,25; 2,5; 10; 50; 250; 1000 (20.000 Ω/V)

Voltagens CA:
10; 50; 250; 500; 1000 (10.000 Ω/V)

Corrente CC:
50 μA ; 25 mA; 250 mA

Resistência:
5K Ω ; 500K Ω ; 5000K Ω

Decibéis:
- 10 ~ + 22db (para CA/10V)
+ 20 ~ + 36db (para CA/50V)
Limite de frequência: 7 KC

Precisão:
CC \pm 3%; CA \pm 4%

SK170

Voltagens CC:
10; 50; 250; 1000 (10.000 Ω/V)

Voltagens CA:
10; 50; 250; 1000 (10.000 Ω/V)

Corrente CC:
0,1 mA; 250 mA

Resistência:
20K Ω ; 2M Ω

Decibéis:
- 20a + 50 db
Limite de frequência: 7 KC

Precisão:
CC \pm 3%; CA \pm 4%

SK140

Voltagens CC:
2,5; 10; 50; 250; 1000 (20.000 Ω/V)

Voltagens CA:
10; 50; 250; 500; 1000 (10.000 Ω/V)

Corrente CC:
50 μA ; 25 mA; 250 mA

Resistência:
40K Ω ; 4M Ω

Decibéis:
- 20a + 62 db
Limite de frequência: 7 KC

Precisão:
CC \pm 3%; CA \pm 4%

SK110

Voltagens CC:
0,3; 3; 12; 60; 300; 1200V (30.000 Ω/V)

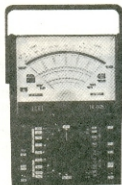
Voltagens CA:
6; 30; 120; 300; 1200 V (10.000 Ω/V)

Corrente CC:
60 μA ; 6 mA; 600 mA

Resistência:
8K Ω ; 80K Ω ; 800K Ω ; 3 8M Ω

Decibéis:
- 20db + 63db
Limite de frequência: 7 KC

Precisão:
CC \pm 3%; CA \pm 4%



SK100

Voltagens CC:
0,3; 3; 12; 60; 300; 600 1200V -
(1000.000 Ω/V)

Voltagens CA:
6; 30; 120; 300; 1200V (10.000 Ω/V)

Corrente CC:
12 μA ; 300 μA ; 6 mA; 60 mA; 600 mA; 12A

Corrente CA:
12 A

Resistência:
2K Ω ; 20K Ω ; 200K Ω ; 20M Ω

Decibéis:
- 20a + 17, 31, 34, 51, 63 db

Precisão:
CC \pm 3%; CA \pm 4%

ALICATE AMPEROMÉTRICO

IK105

Voltagens CC:
0,6; 3; 15; 60; 300; 1200 V (30K Ω/V)

Voltagens CA:
0; 12; 30; 120; 300; 1200 V (15K Ω/V)

Corrente CC:
30 μA ; 6 mA; 600 mA; 12 A

Resistência:
16K; 160K; 1,6M; 16M Ω

Teste de transistor

SK7000



Corrente CA:
6A; 15A; 60A; 150A; 300A

Voltagens CA:
150V; 300V; 600V

Resistência:
1K Ω (28 Ω no centro da escala)

MULTÍMETROS DIGITAL AUTORANGING

SK6201

- 3 1/2 Dígitos - LED
- Seleção de escala automática
- Polaridade automática
- Indicação fora da faixa
- Zero automático
- Teste de continuidade audível

- Teste de diodos
- VCC: 200mV; 2V; 20V; 200V; 1000V
- VCA: 2V; 20V; 200V; 600V
- DCA/ACA: 200 mA
- Ohm: 200, 2K; 20K; 200K; 2000K Ω
- Alimentação: 2 x 1,5 volt

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284



YEW

YOKOGAWA ELÉTRICA DO BRASIL

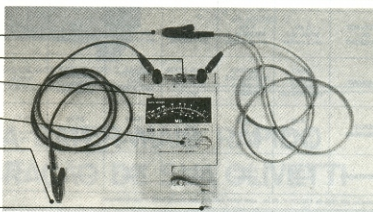
**CARACTERÍSTICAS
PRINCIPAIS:**

- Teste de Continuidade: 0 a 500Ω (e) (exceto os modelos 2404-15 e 2404-16)
- Medidas de tensão CA (escala interna)
- Excelente legibilidade - escala de fácil leitura na cor preta com graduações e marcas na cor branca.
- Caixa em resina de policarbonato material de alta resistência a choques e ao calor
- Terminal "Guard" disponível em todos os modelos.
- Compacto e leve - 1,3 kg.
- Ponta de Prova LINHA
- Terminal de GUARDA
- Fácil leitura, escala preta com graduações e marcações em branco.
- Chave seletora de medição de resistência de isolamento e baixa resistência.
- Ponta de Prova TERRA
- Manivela de acionamento do gerador.

MEGOHMETRO MANUAL

MODELOS DISPONÍVEIS

Código	Medição da resistência de isolamento (resist. isolant)				Medição de tensão CA	Medição de baixa resistência (resist. interna)	
	Tensão de Teste (VCC/MΩ)	Escala efetiva de resistências		Escala de resistência		Escala de continuidade	
		Faixa 1	Faixa 2				
240411	100V/20MΩ	0,02 a 10MΩ	10 a 20MΩ	0,5MΩ	0 a 150V	0 a 500Ω	50Ω
240412	250V/50MΩ	0,05 a 20MΩ	20 a 50MΩ	1MΩ	0 a 250V	0 a 500Ω	50Ω
240413	500V/100MΩ	0,1 a 50MΩ	50 a 100 MΩ	2MΩ	0 a 300V	0 a 500Ω	50Ω
240414	500V/1.000MΩ	1 a 500MΩ	500 a 1.000MΩ	20MΩ	0 a 300V	0 a 500Ω	50Ω
240415	1.000V/2.000MΩ	2 a 1.000MΩ	1.000 a 2.000MΩ	50MΩ	0 a 300V	Não disponível	
240416	2.000V/5.000MΩ	5 a 2.000MΩ	2.000 a 5.000MΩ	120MΩ	0 a 500V	Não disponível	

**Weller®****Ferro de solda com
temperatura controlada.**

Os ferros de solda Weller controlam a temperatura automaticamente. Três versões são disponíveis, cada uma com um ajuste de temperatura diferente: 320°C, 370°C e 420°C. Agora você tem a garantia de um controle preciso de temperatura sem perder tempo com ajustes e regulagens.

A Weller incorporou a tecnologia mais avançada para tornar a soldagem mais simples e precisa.



CÓDIGO	DESCRIÇÃO	TEMP.	VW
WEC126-B	Ferro de Solda com Temperatura Controlada	320°C	120/50
WEC127-B	Ferro de Solda com Temperatura Controlada	370°C	120/50
WEC128-B	Ferro de Solda com Temperatura Controlada	420°C	120/50
CÓDIGO	DESCRIÇÃO	A POL	B A mm B
WETA-B	CHAVE DE FENDA	1/8"	1,8 15,9
WETC-B	CHAVE DE FENDA	1/4"	3,2 15,9
WETD-B	CHAVE DE FENDA	3/8"	4,7 19,0
WETP-B	CÔNICO	1/8"	0,8 15,9
WETS-B	CÔNICO LONGO	1/8"	0,4 25,4

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 - SP - Tel.: PBX (011) 223-7388 - Telex (011) 31298 - Direto - SP - 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 - Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284



MEGABRAS

INSTRUMENTOS DE TESTE E MEDIÇÃO

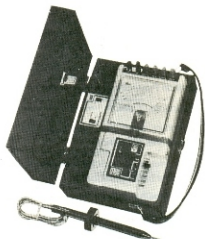
CERTIFICADO DE GARANTIA POR 2 ANOS

- Megohmetros
- Terrometros
- Freqüencímetros especiais
- Geradores de sinais
- Fontes reguladas de potência
- Gravadores de memórias

MEGOHMETROS

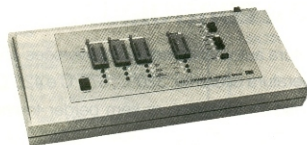
ESPECIFICAÇÕES

MODELO	MG - 520	MG - 1040 AS	MG - 520 SAS	MG - 2510 AS	MG - 5200 AS	MG - 10400 AS
TENSÕES DE PROVA	500 V	100 V 250 V 500 V 1000 V	500 V	500 V 1000 V 1500 V 2000 V	500 V 1000 V 2500 V 5000 V	1000 V 2000 V 5000 V 10000 V
INTERVALO DE UTILIZAÇÃO	0 até 20.000 M Ω em 3 escalas	0 até 400.000 M Ω em 16 escalas	0 até 2.000.000 M Ω em 5 escalas	0 até 1.000.000 M Ω em 16 escalas	0 até 2.000.000 M Ω em 16 escalas	0 até 4.000.000 M Ω em 16 escalas
APLICAÇÃO	BAIXO CUSTO. ELETRO DOMÉSTICOS.	TELEFONIA. INSTALAÇÕES DE BAIXA TENSÃO.	CABOS E FIOS ELÉTRICOS OU TELEFÔNICOS.	MANUTENÇÃO INDUSTRIAL.	GERAÇÃO, TRANSMISSÃO, E DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA.	MUITA ALTA TENSÃO. RAIOS X.
PESO E DIMENSÕES	1,9 Kg 295 x 215 x 85 mm	3,8 Kg 295 x 215 x 130 mm	3,1 Kg 295 x 215 x 130 mm	3,6kg 295 x 215 x 130 mm	3,6 Kg 295 x 215 x 130 mm	10 Kg 350 x 220 x 230 mm
ALIMENTAÇÃO	6 pilhas médias	9 pilhas grandes	9 pilhas grandes	9 pilhas grandes	9 pilhas grandes	12 pilhas grandes 110/220 V CA



* Alimentação por rede de 110/220 V, 60 Hz, com fonte externa que acompanha o equipamento.

COPIADOR DE EPROM



EP271

- Controlado por microprocessador
- Copia até 3 memórias simultaneamente com processo automático de alta velocidade de gravação.
- Comparação do conteúdo de duas ou mais memórias.
- Processo automático: verifica o processo, copia e compara com sinal acústico do fim do processo.
- Opera com memórias 2K e 4K sem módulos adicionais. Para outras memórias, a pedido.

GERADORES

GC808

GERADOR DE BARRAS COLORIDAS

- Tri-sistema: opera PAL-M – NTSC (linha ou puro).
- RF: p/canais 2, 3, 4, 5 e 6, saída por FI
- Gera: barra, rasters, campo branco, grade xadrez, círculo, pontos, escala cinza e sinais para ajustes PAL.

FREQÜENCÍMETROS

7D703

FREQÜENCÍMETRO DIGITAL

- Medidas: 1 Hz à 50 MHz típico
- Resolução: 1 Hz
- Sensibilidade: 10 mV R. M. S., a 1 KHz
- Atenuador: 1:1 – 1:10 e 1:100 por teclas.
- Display: 8 dígitos
- Alimentação: 110/220V

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 – Direto – SP – 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 – Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284



**MODELOS COM UNIDADE
DE ISOLAÇÃO**

- ET 1008 – 800VA
- ET 1010 – 1KVA
- ET 1015 – 1,5KVA
- ET 1035 – 3,5 KVA

* Homologado pelos principais fabricantes de computadores no Brasil.



CERTIFICADO DE GARANTIA POR 2 ANOS

CARACTERÍSTICAS GERAIS

- Rendimento: 98%
- Distorção: não existe
- Faixa de ajustagem: $\pm 10\%$
- N.º de transformadores fase: 3
- Proteção contra falta de fase CA alta e baixa na saída
- LED's indicadores de situação
- Voltímetro
- N.º de saídas: 3



DW 121

Interface de comunicação com adaptação interna na máquina de escrever

– Garante total rendimento e aproveitamento da Olivetti ET 121

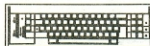
CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Padrões de Comunicação	Centronics 8 bits paralelo RS 232C – SERIAL Protocolo XON/XOFF
Velocidade de Impressão	20 cps
Buffer	4K, 8K ou 10K bytes
Conjuntos de Caracteres	Elemento individual intercambiável ("Margarida"); Disponíveis em distintas grafias, em relação com o tipo de espaçamento utilizado.
Espaçamento Vertical	Com cinco posições
Espaçamento Horizontal	10 caracteres/pol 12 caracteres/pol 15 caracteres/pol
Funções Programáveis	Sublinhamento Negrito Centralização
Tecias	Pausa
Gerador de caracteres	Limpa Memória ASC II, ABICOMP* ou configurável. * Padrão para caracteres da língua portuguesa

**FAÇA BATER MAIS RÁPIDO
O CORAÇÃO DE SUA OLIVETTI**



INSTALAÇÃO GRATUITA



teclado

microprocessador
olivetti



margarida

comunicação de alto nível

DW 121

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 – SP – Tel.: PBX (011) 223-7388 – Telex (011) 31298 – Direto – SP – 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 – Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284





SUPRIMENTOS PARA CPD



Unimos o útil ao agradável
Qualidade / Preço

- Fitas impressoras
- Formulários
- Etiquetas
- Diskettes
- Móveis
- Estabilizadores
- Modens
- Pastas p/formulários
- Arquivos p/diskette
- Cargas p/cartuchos
- Envelopes p/diskettes
- etc.

— Pronta entrega para todo o território nacional.

MÓVEIS FILCRES seu micro merece

- Desenvolvido especificamente para uso em informática, possibilitando a melhor instalação, dispensando adaptações.
- Estrutura pintada em epoxy e o revestimento em melamina assegura grande resistência e durabilidade.



ML038
P/COMPUTADOR



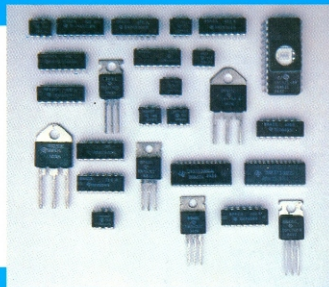
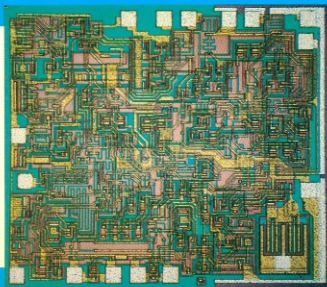
ML039
P/IMPRESSORA

FILCRES ELETRÔNICA ATACADISTA LTDA.

Rua Aurora, 165 — SP — Tel.: PBX (011) 223-7388 — Telex (011) 31298 — Direto — SP — 223-1446/
222-3458/220-9113/220-7954 — Direto outros Estados: 222-5430/221-0326/223-7649/222-0284



Tecnologia. A arte de saber fazer.



Qualidade. A arte de fazer bem feito.

A TEXAS sabe o que faz, e faz bem feito. Detentora de avançada tecnologia e trabalhando dentro de rígidos padrões de controle de qualidade, fornece componentes semicondutores para as maiores indústrias nacionais de equipamentos eletrônicos, dentro dos padrões de qualidade e confiabilidade exigidos por elas. E o Departamento de Engenharia de Produto e Aplicações da TEXAS fornece assessoria técnica altamente especializada a seus clientes para o desenvolvimento de novos produtos.

Procure a TEXAS ou a sua rede de distribuidores autorizados. Ela sabe o que fazer por você. E ao utilizar componentes semicondutores TEXAS, você estará fazendo o melhor por você mesmo.


TEXAS
INSTRUMENTOS
ELETRÔNICOS DO BRASIL LTDA.

DIVISÃO DE SEMICONDUCTORES

ESCRITÓRIO DE VENDAS

Rua Paes Leme, 524 - 7º andar - CEP 05424 - São Paulo - SP - Tel.: (011) 815-6166 - Telex: 1130498 - TEXI BR.

DISTRIBUIDORES AUTORIZADOS TEXAS

ALFATRONIC	TITRONIX	INTERTEK	L.F.	TELEIMPORT
Av. Rebouças, 1498 05402 - São Paulo - SP Tel.: (011) 852-8277 Telex: 1124317	Rua Dr. Eurico Rangel, 40 04602 - São Paulo - SP Tel.: (011) 543-4766 Telex: 1131889	Rua Miguel Casagrande, 200 02714 - São Paulo - SP Tel.: (011) 266-2922 Telex: 1131280	Av. Ipiranga, 1100 - B: 01040 - São Paulo - SP Tel.: (011) 229-9644 Telex: 1131056	Rua Santa Ifigênia, 402 - 9º: 01207 - São Paulo - SP Tel.: (011) 222-2122/221-3944 Telex: 1124888

REVENDEDORES

C.B.G. LIMA (085) 226-6800 - Fortaleza (CE) • BARTÔ (081) 224-3699 - Recife (PE) • C.R. KAR (0512) 43-1260 - Porto Alegre (RS) • C.R. TV UNIVERSAL (0412) 23-6944 - Curitiba (PR) • ELETRO TV (031) 201-6552 - B. Horizonte (MG) • ELETRÔNICA SALVADOR (071) 243-7226 - Salvador (BA) • ELETRÔNICA SATÉLITE (061) 561-3258 - Taguatinga (DF) • STRAUCH (027) 222-6022 - Vitória (ES) • LIVRARIA POLIEDRO (011) 222-4297 - São Paulo (SP) • TELERÁDIO (011) 544-1722 - São Paulo (SP) • PANAMERICANA COMERCIAL (011) 222-3211 - São Paulo (SP) • UNIBRAS (011) 883-0573 - São Paulo (SP) • MICRO IC (011) 284-9116 - São Paulo (SP).

AGORA VOCÊ VAI CONHECER A OUTRA FACE DO CP 500.

CP 500



A Prologica está lançando um micro que vale por dois: o CP 500 com face dupla.

Operando com dois drives e apenas dois disketes, o CP 500 pode armazenar até 700 Kbytes.

O segredo é a face dupla. Ela permite ao CP 500 ler dos dois lados do diskete e dobrar sua capacidade de memória.

O mais incrível é que ele custa 30% a menos do que qualquer configuração semelhante. E você ainda economiza dinheiro com a compra de disketes.

O CP 500 opera com até 16 dígitos, uma verdadeira mão na roda para quem quer soluções na área financeira.

Com ele você tem acesso ao Videotexto, ao Projeto Cirandão e a inúmeros bancos de dados existentes no País. Outra vantagem: você não precisa abrir mão dos softwares que você já possui.

Dê um pulo até o seu Revendedor Prologica e fique face a face com a dupla face do CP 500. Vale a pena.

CP 500 - 023D FACE DUPLA.



Filial à ABICOMP



PROLOGICA
microcomputadores

Av. Eng.º Luis Carlos Berrini, 1168 - SP