

NOVA ELETRONICA

Nº 49 - MARÇO / CR\$ 80.00

**Amplifone: o aparelho mais útil
depois do próprio telefone**

**Central de Efeitos Sonoros
para Ferromodelismo — conclusão**

Os detectores iônicos de fumaça

**O verdadeiro ROE,
na seção PY/PX**

BRINDE
Simbologia Eletrônica
12 parte

**Análise e
cálculos sobre
divisores
de frequência
para áudio**

**Na seção Prática,
um radiocontrolado pela rede elétrica**





NOVA ELETRONICA

EDITOR E DIRETOR RESPONSÁVEL LEONARDO BELLONZI

CONSULTORIA TÉCNICA Geraldo Coen/Joseph E. Blumenfeld/Juliano Barsali/Leonardo Bellonzi

REDAÇÃO Juliano Barsali/José Roberto da S. Caetano/Paulo Nubile/Ronaldo Rodrigues

DIAGRAMADOR Luiz Pedro Navarro

ARTE Luiz Pedro Navarro/Eraldo de Siqueira Santos Paulo R. Pachella Elizeu Rodrigues Camargo

EQUIPE TÉCNICA Renato Bottini/Everaldo R. Lima/Salomão Choueri Jr./Des. José Reinaldo Motta

DEPTO. ASSINATURAS Marizilda Mastandrea

DEPTO. DE PUBLICIDADE Gerente Comercial Rodolpho Celiberto

COLABORADORES Geandré/Márcia Hirth

CORRESPONDENTES NOVA IORQUE Guido Forgnoni/MILÃO Mário Magrone/GRÃ-BRETANHA

Brian Dance

CAPA Charles Souza Campos

COMPOSIÇÃO J.G. Propaganda Ltda. / **FOTOLITO** Policolor Estúdio de Reproduções Gráficas Ltda.

IMPRESSÃO Monsanto Editora Gráfica Ltda. / **DISTRIBUIÇÃO** Abril S.A. Cultural e Industrial

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da **EDITELE** — Editora Técnica Eletrônica

Ltda. — Redação, Administração e Publicidade: rua Hélade, 125 Sala 2 — CEP 04634 — V. Santa Catarina — SP. Fone: 542-0602

TODA CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA À NOVA ELETRÔNICA

— CAIXA POSTAL 30.141 — 01000 S. PAULO, SP

REGISTRO N.º 9.949-77 — P. 153 — TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 60.000 EXEMPLARES.

Kits	Amplifone — o amplificador telefônico da NE — 1ª parte.	2
	Central de Efeitos Sonoros para Ferramodelismo — conclusão.	6
Seção do principiante	Por dentro do telefone.	10
	O problema é seu.	16
Teoria e informação	Conversa com o leitor.	17
	A tabela do mês.	22
	Os detectores iônicos de fumaça.	26
	Notícias da NASA.	32
Audio	Em pauta.	35
	Um mergulho mais fundo nos divisores de frequência.	37
Seção PY/PX	A verdadeira Relação de Onda Estacionária (ROE).	44
Prática	Um controle remoto pela rede domiciliar.	50
Engenharia	Prancheta do projetista — série nacional.	56
	Prancheta do projetista.	58
	Classificados NE.	61
	Conversores analógico/digital e digital/analógico.	62
Suplemento BYTE	O microcomputador ao nosso alcance — Controle de temperatura ambiente - conclusão.	78
	Processador simula imagens tridimensionais em terminais de vídeo.	83
Cursos	Prática nas técnicas digitais — 27ª lição.	88
	Instrumentação analógica e digital básica — 10ª lição.	92

Todos os direitos reservados; proíbe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou dilettantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho suficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial; os protótipos são minuciosamente provados em laboratório antes de suas publicações. NÚMEROS ATRASADOS: preço da última edição à venda. A Editele vende números atrasados mediante o acréscimo de 50% do valor da última edição posta em circulação. ASSINATURAS: não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em SÃO PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

AMPLIFONE, O AMPLIFICADOR TELEFÔNICO

1.ª PARTE

EQUIPE TÉCNICA NOVA ELETRÔNICA

O AMPLIFONE elimina um único, mas grande, inconveniente do telefone. O aparelho comum exige que o usuário fique "preso" ao atender ou realizar uma chamada. Com o amplificador telefônico você pode falar e ouvir à distância, sem necessidade de segurar o fone, ficando suas mãos livres para anotações e outras atividades paralelas à conversa.

Com:

- controle de volume para regular o nível do sinal de recepção.
- chave de escuta, que permite interromper a transmissão para o interlocutor e levar uma conversa privada com alguém na sua presença.
- controle de sensibilidade para regular a sensibilidade do amplificador segundo o nível do ruído ambiente. Em locais bem silenciosos permitirá um ajuste para falar até a 3 m do aparelho.
- alimentação através de uma única bateria de 9 volts e possibilidade de adaptação de uma fonte CC.
- instalação simples com ligação fácil à linha telefônica.

Ligado à linha telefônica, o AMPLIFONE é um aparelho de mesa, apto a captar a voz humana num raio de até três metros e tornar audível o sinal recebido com controle de volume.

Essencialmente constitui-se de um circuito amplificador, aliado a um microfone de eletreto e a um alto-falante, transdutores de som, respectivamente, para transmissão e recepção da conversa. Com isso, o aparelho telefônico comum fica restrito às funções de discagem do número desejado e/ou dar o toque de chamada, e elimina-se a necessidade de manter o fone na mão durante o "papo".

Uma outra vantagem do AMPLIFONE é o silenciamento de uma das vias enquanto a outra está sendo usada. Isso quer dizer: iniciada uma transmissão, simultaneamente é silenciado o canal da pessoa que fica na escuta. Quando o primeiro interlocutor para de falar, automaticamente é liberada a transmissão para que o outro possa responder, e assim sucessivamente. O objetivo é minimizar as interferências de ruído ambiente, que no telefone comum se somam com os dois canais permanentemente abertos.

O AMPLIFONE em blocos

O aparelho apresenta, portanto, duas modalidades de operação: recepção e transmissão. Esses dois modos, já dissemos, nunca ocorrem simultaneamente como no aparelho telefônico comum. O amplificador de telefone libera a transmissão para quem começa a falar, ao mesmo tempo que corta a via de transmissão de quem fica na escuta.

Isso requer um sistema de certa complexidade para detectar e efetuar automaticamente o corte de transmissão/recepção e vice-versa.

Observe agora o diagrama de blocos da figura 1. O sinal, na transmissão é captado pelo microfone e passa inicialmente por uma pré-amplificação no amplificador de entrada. Vai a seguir para o amplificador de linha, onde alcança um nível suficiente para ser aplicado à linha telefônica, o que é feito através de uma ponte de Wheatstone.

Na recepção, o sinal proveniente da linha passa pela ponte de Wheatstone, entra no amplificador diferencial e é amplificado até um nível audível pelo amplificador de saída.

Até aí tudo bem. Um pouco mais complicado, porém, é o sistema que comanda a operação automática do AMPLIFONE, ora transmitindo, ora recebendo informação. Esse sistema é composto pelos blocos retificador de transmissão, retificador de recepção, comparador e controle das chaves.

Os retificadores de transmissão e recepção recebem uma amostra dos respectivos sinais e as transformam em níveis de tensão contínua que são jogados nas entradas do comparador. Através desses níveis em sua entrada, o comparador determina o funcionamento do circuito no modo transmissão ou recepção. A saída do comparador, portanto, comanda o bloco de controle das chaves, que é quem vai acionar automaticamente as chaves de transmissão e recepção conforme o caso.

Temos ainda o bloco indicador de linha ocupada, cuja

função óbvia é dar uma indicação de que a linha está sendo utilizada.

Acompanhe a seguir a explicação do funcionamento do circuito, observando o comportamento dos componentes dentro de cada bloco.

Funcionamento do circuito

Para seguir o funcionamento do circuito, utiliza-se também do esquema elétrico geral da figura 2.

Amplificador de entrada — Esta parte do circuito pode ser subdividida em duas subpartes.

A primeira delas, formada Q5 (pré-amplificador de entrada), dá uma amplificação inicial ao sinal e elimina as componentes de rádio-freqüência presentes na entrada (através de C10 e C7).

A segunda é responsável pela amplificação propriamente dita. Neste estágio os resistores R18 e R16 e os capacitores C11 e C12 determinam o ganho do amplificador, que é dado em função da freqüência. O ganho máximo, encontrado na freqüência da voz, gira em torno de 6.

Chaves de transmissão/recepção — Q4 e Q9 (FETs canal P) funcionam como chaves, isto é: aplicando-se uma tensão próxima de VCC ao terminal porta destes transistores, os terminais dreno e supridor (fonte) comportam-se como um circuito aberto (impedindo a passagem do sinal), e aplicando-se uma tensão próxima de 0 volt ao terminal porta, dreno e supridor se comportam como curto-circuito (permitindo a passagem de sinal).

Amplificador de linha — O sinal, após passar pela chave de transmissão, é novamente amplificado com o auxílio de C12B, C8 e R19, mais R35 e C15, dão o ganho e as freqüências de corte superior e inferior deste amplificador. Depois o sinal passa por uma etapa de amplificação de corrente,

antes de ser acoplado à ponte de Wheatstone. Q8 e Q11 formam o amplificador de corrente devidamente polarizados por R36, R50, D4 e D5.

Ponta de Wheatstone — Esta é a parte central de nosso circuito, de modo que merece uma maior atenção.

A ponte de Wheatstone é responsável pela distribuição coordenada dos sinais do canal de transmissão para a linha e da linha telefônica para o canal de recepção.

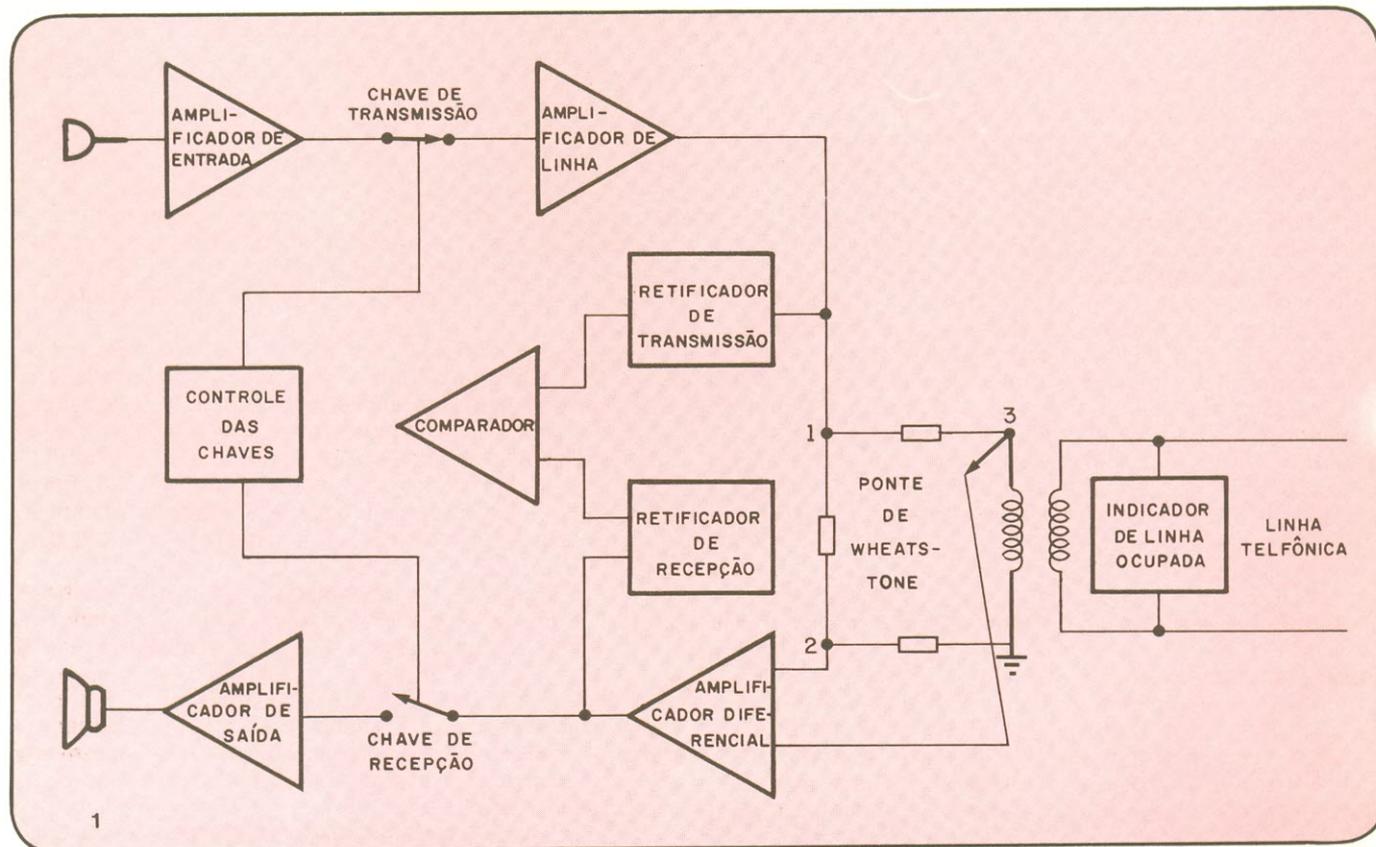
O sinal proveniente do canal de transmissão é aplicado à ponte no ponto 1 e conseqüentemente é acoplado à linha telefônica através de T1. Observe que, como a ponte está balanceada, as tensões nos pontos 2 e 3 têm o mesmo potencial com relação à terra; portanto, a saída do amplificador diferencial (cujas entradas estão ligadas aos pontos 2 e 3) está em zero volt, não indicando recepção.

Na recepção haverá um desbalanceamento na ponte, pois neste caso não teremos sinal algum no canal de transmissão. Assim, os pontos 1 e 2 estarão em 0 volt, enquanto no ponto 3 haverá o sinal oriundo da linha. Desse modo teremos na saída do amplificador diferencial o sinal da linha já amplificado.

Retificadores e comparador — C11C mais Q6 e C11D junto com Q1, constituem, respectivamente, os retificadores de meia-onda (ou detectores de pico) dos canais de transmissão e recepção. Esses retificadores dão ao comparador C11B os valores absolutos dos sinais de transmissão e recepção.

O comparador, por sua vez, compara as tensões de saída dos retificadores e determina em que modo de operação deve funcionar o amplifone (lembre-se, a recepção e a transmissão nunca são realizadas simultaneamente).

Na ausência de sinal dos dois canais (quando o sistema está em repouso) uma pequena tensão é aplicada à entrada “+” do comparador, devido à polarização realizada



por R21, R37 e R49. Esta tensão faz com que a saída do comparador esteja normalmente em nível alto.

Ao surgir um sinal no canal de transmissão, a tensão na entrada “+” do comparador (saída de retificador de transmissão) supera ainda mais a tensão da entrada “-”, o que mantém a saída do comparador ao nível alto.

Quando aparece um sinal no canal de recepção, o comparador tem sua saída alterada para nível baixo (zero volt), por apresentar-se em sua entrada “-” uma tensão de maior amplitude que a de sua entrada “+”.

Controle das chaves — Analisaremos o funcionamento desta parte do circuito separadamente para os dois modos de operação: transmissão e recepção de sinal.

Na transmissão, a saída do comparador permanece em nível alto, C3 está carregado e Q7 cortado, de modo que a referência tomada na entrada positiva de C11A é uma tensão de baixa amplitude dada por R35, R26 e R27. Portanto, qualquer sinal presente na entrada negativa deste comparador (C11A), leva sua saída para 0 volt, acarretando a descarga de C4 e, como consequência, a condução de Q2, carregando C2. Com C2 carregado, a saída de C12D recebe uma tensão próxima de VCC, o que faz Q3 conduzir. Este, por sua vez, aterriza a porta de Q4 (chave da transmissão), fazendo-o conduzir o sinal da saída do amplificador de entrada para a entrada do amplificador de linha e posteriormente ser acoplado à linha. Note também que, como a saída de C12D está a um nível alto, Q9 não conduz, impossibilitando que qualquer sinal chegue ao amplificador de saída.

Na recepção, temos um nível baixo na saída do comparador (C11B) o que implica na descarga imediata de C3 e C2. Com C2 descarregado temos nível baixo na saída de C12D, o que fará Q9 (chave da recepção) conduzir o sinal da saída

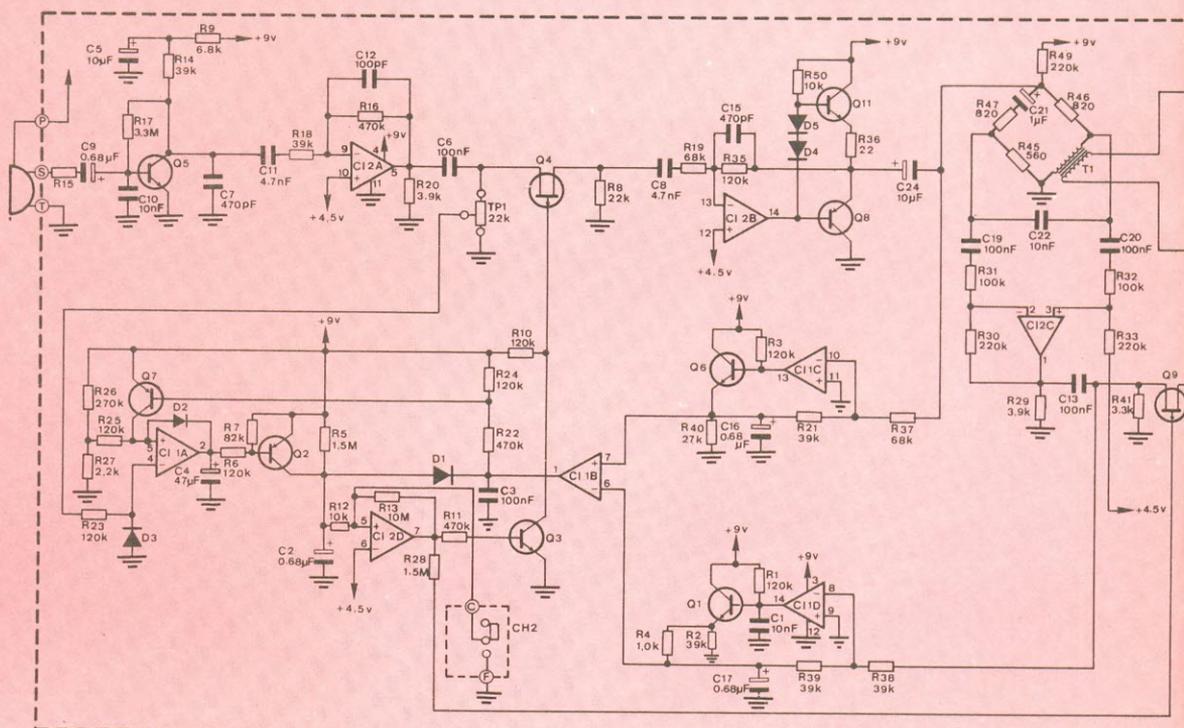
do amplificador diferencial para o amplificador de áudio (saída). A saída de C12D em 0 volt forçará o corte de Q3, o que impedirá a condução de Q4, isolando o sinal de transmissão da linha telefônica. Note bem que, com a saída de C11B em 0 volt, Q7 conduzirá, pois estará polarizado através de R22 e R24. Assim, o emissor de Q7 colocará uma tensão próxima de VCC na entrada de C11A, com o que C4 se carregará imediatamente através de D2, mantendo Q2 cortado.

Amplificador de saída — O sinal recebido, após passar pelo amplificador diferencial, atravessa o potenciômetro P1, que funciona como controle de volume, e é acoplado por C18 ao primeiro estágio de amplificação de áudio (Q10). O ganho deste é determinado pelos resistores R57 e R58, mais os capacitores C3 e C29. Posteriormente, o sinal chega à base de Q14, que funciona como excitador e alimenta um amplificador classe AB constituído por Q13 e Q15. Daí, por fim, a informação é reconvertida em som através do alto-falante.

Indicador de linha ocupada — Q12, R55, R54 e C28 formam uma fonte de corrente a qual drena da linha uma corrente suficiente para indicar que a mesma está em uso. A fonte de corrente apresenta uma baixa impedância quando em CC (aproximadamente 150 ohms) e alta impedância na faixa de frequência da voz humana; ou seja, não atenua o sinal proveniente da linha.

A ponte de diodos alimenta a fonte com polaridade constante, pois a linha inverte sua polaridade em algumas etapas da conversação telefônica.

Na próxima edição, não perca a segunda parte do artigo, com a parte prática, montagem e ajustes, completando o seu AMPLIFONE.



Vende-se:

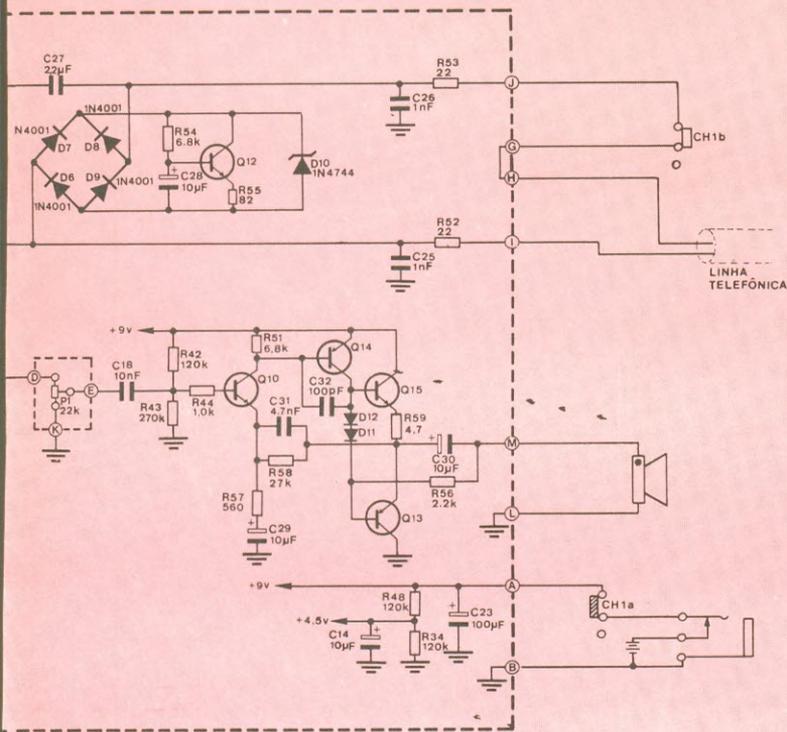
- Componentes (todos os tipos e fabricantes)
- Equipamentos e instrumentos de medida (das melhores marcas)
- Kits Nova Eletrônica (linha completa)
- Assinaturas da Nova Eletrônica

**Preços de ocasião.
Tratar na Filcres.**



Rua Aurora, 165 CEP 1209

Fone: 223-1446 223-7388 Cx. Postal 18.767 - SP



Descubra Você Mesmo...



VOCÊ TEM UM CORPO FÍSICO, MAS VOCÊ NÃO É O CORPO FÍSICO.
VOCÊ TEM MENTE, MAS VOCÊ NÃO É A MENTE.
VOCÊ TEM ALMA, MAS VOCÊ NÃO É A ALMA.
ENTÃO, QUEM É VOCÊ, QUE TEM CORPO, MENTE, ALMA, MAS NÃO É O CORPO, NEM A MENTE, NEM A ALMA?

Conforme afirmaram vários escritores de todas as épocas, como Chaucer, Shakespeare e Cervantes, a verdadeira essência da Sabedoria é a máxima inscrita na porta do Oráculo de Delfos: **CONHECE-TE A TI MESMO!**

Um dia você vai se olhar no espelho da vida e perceber que você não é o corpo que o serve, nem a mente que o orienta, nem a alma que anima a sua existência e, então, vai sentir uma absoluta necessidade de saber como conhecer-se a si mesmo.

Deixe que os Rosacruzes o auxiliem a encontrar o seu autêntico espelho para a descoberta do verdadeiro Eu que você é.

Escreva, e peça informações sobre a Organização e sua afiliação, para:



ESCRIBA NE
ORDEM ROSACRUZ - AMORC
CAIXA POSTAL 307
80.000 - CURITIBA - PARANÁ

Central de efeitos sonoros para ferromodelismo

Equipe Técnica NOVA ELETRÔNICA

Os efeitos para sonorizar as minilocomotivas e pequenas ferrovias prosseguem com os circuitos simuladores do sino e do apito ferroviário. Assim você pode completar o seu sintetizador de efeitos para ferromodelismo.

Como dissemos na primeira parte deste artigo (revista 48), nossa Central de Efeitos Sonoros para Ferromodelismo constitui-se de quatro circuitos básicos, sendo três para simular os ruídos (apito, sino, locomotiva) e mais um misturador para combinação dos três efeitos.

O misturador e o ruído da locomotiva foram os circuitos apresentados na edição anterior. Restaram os efeitos de apito e sino, que, como prometemos, passam às suas mãos com o artigo a seguir.

Funcionamento dos circuitos

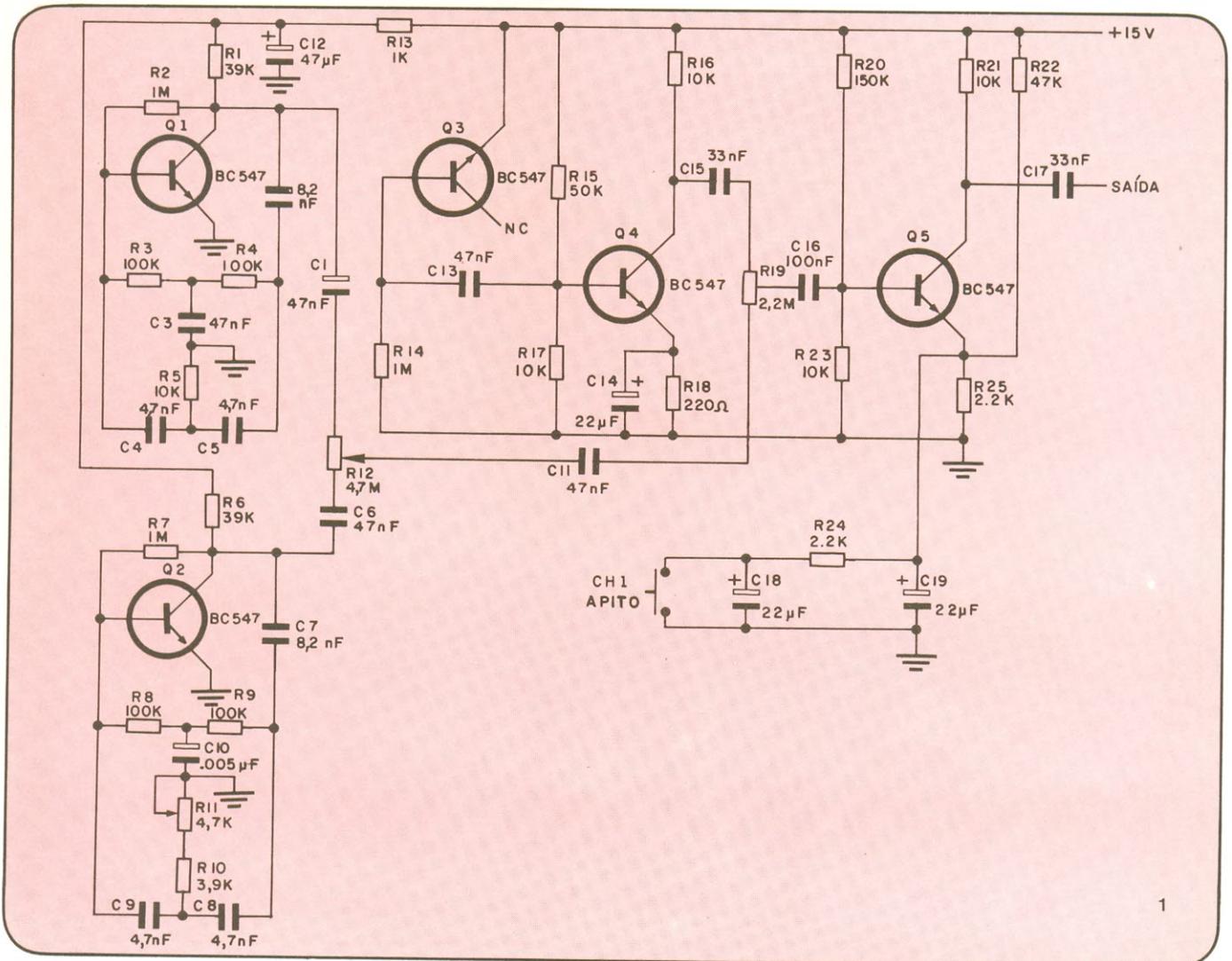
O apito — Neste circuito, ilustrado na figura 1, o transistor Q1 forma um oscilador duplo T com sintonia fixa. Q2 inclui-se num circuito idêntico ao de Q1, a não ser pelo fato de que sua frequência de oscilação pode ser controlada através de R11. Este segundo oscilador pode sintonizar-se desde uma frequência igual à do primeiro oscilador (de tal

modo que não haja batimento das frequências), até uma frequência que simule o efeito de dois tons equivalente ao barulho de um motor diesel. Assim, em valores os intermediários, teremos uma variedade de efeitos e entre eles o som do apito.

As saídas dos dois osciladores se encontram em R12, o que dá a R19 uma proporção destes sinais. Variando-se R12 teremos mais uma variedade de efeitos.

O transistor Q3 gera um ruído branco que é amplificado através de Q4. Este sinal, já amplificado, é aplicado a R19, que faz a mistura deste com o sinal proveniente dos osciladores. O resultado final desta mistura dá ao amplificador formado por Q5 o som do apito de vapor.

Para que isto ocorra, o transistor Q5 deve ser convenientemente polarizado como amplificador. Normalmente, os resistores R22 e R25 mantêm o emissor de Q5 a um potencial maior do que sua base, deixando-o portanto no es-



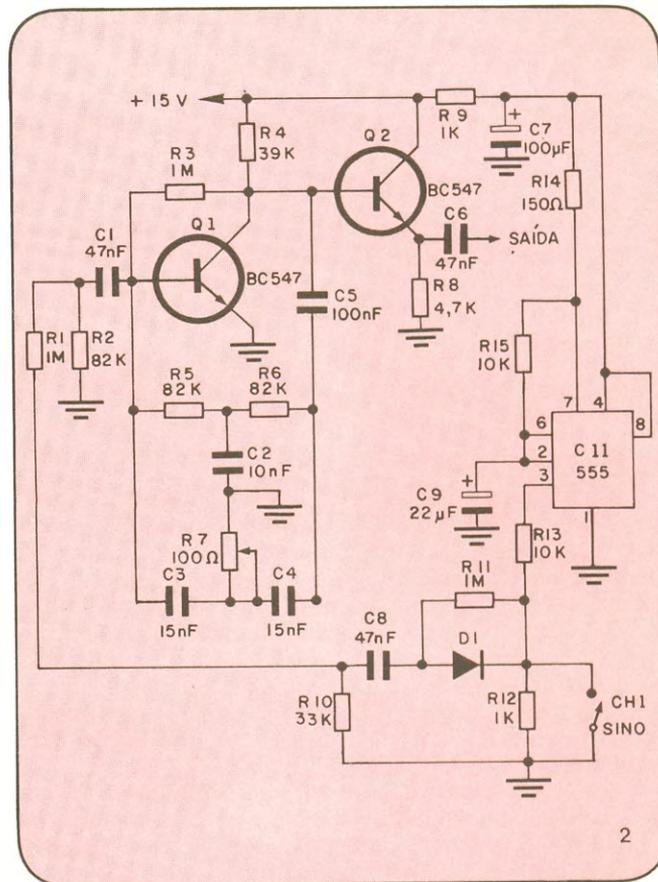
tado de corte. Mas, ao ser pressionada a chave CH1, o resistor R24 é aterrado, ficando em paralelo com R25. Com isso o potencial no emissor de Q5 diminui, dando-lhe a polarização adequada para a condução. A chave CH1 é uma chave de pressão que deve ser ativada, portanto, quando se deseja obter o efeito do apito. C19 faz com que o início de cada apito seja menos abrupto, enquanto C18 faz o mesmo com o final do efeito (quando CH1 é desacionada).
O sino — No circuito do sino, presente na figura 2, Q1 forma um oscilador duplo T cuja frequência é controlada através de R7. O transistor Q2 está montado no arranjo seguidor de emissor, que isola o circuito do sino do misturador ao qual será acoplado. C11 funciona como um multivibrador astável que dá a frequência das batidas do sino. R5 e C9 determinam o valor desta frequência que gira em torno de 0,5 Hertz.

A saída de C11 (pino 3) é aplicada a um divisor de tensão formado por R12 e R13, a fim de reduzir o nível do sinal. Os pulsos são então retificados por D1 e diferenciados por C8 e R10, para produzir os impulsos responsáveis pelo disparo do oscilador.

Montagem

Assim como os dois circuitos apresentados na edição passada (misturador e locomotiva) estes dois também não estão sendo oferecidos com suas placas montadas ou para montar, nos representantes dos kits NE. Por outro lado, são todos eles de fácil construção e, como já fizemos para aqueles dois circuitos, forneceremos também para o apito e o sino sugestões de *layout* para sua montagem em placas de circuito impresso. Veja então as duas placas nas figuras 3A e 3B, respectivamente do apito e do sino.

Feitas as placas, você não encontrará a menor dificul-



NO RIO DE JANEIRO PROCURE A PONTUALIDADE E CORTESIA DA



CARVALHO ABREU

CARVALHO ABREU — REPRESENTAÇÕES, INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.

DIVISÃO DE REPRESENTAÇÕES

MELRO ELETRÔNICA LTDA.
 ROMIMPEX S.A.
 KARMAR IND. E COM. LTDA.
 PLÁSTICOS UTRERA LTDA. (Conta Própria)
 RUNAGE IND. E COM. DE PLÁSTICOS LTDA.

DIVISÃO INDUSTRIAL

- Rádios AM/FM para fones de ouvido.
- Fabricação de circuitos impressos convencionais e profissionais.
- Montagem em cartões de circuito impresso.
- Desenvolvimento de Projetos eletrônicos e mecânicos.

Linha de produtos: knobs, conectores profissionais e visores em alumínio; estações de solda; conversores de 12VCC para 110VCA/60Hz; ferros de solda de 10V, 12V, 48V, 55V, 110/220V; relês fotoelétricos para fins industriais; painéis em alumínio e em acrílico; carretéis para transformadores; peças especiais em plástico injetado; componentes para a indústria eletrônica; circuitos impressos; montagens; desenvolvimento de projetos; assistência técnica.

VENHA PARA JUNTO DE NÓS!

Rua Marechal Castelo Branco, nº 584 — Centro — Nilópolis — Telefone: 791-4558 — CEP 26500 — Rio de Janeiro
 Fábrica: Rua Ernesto Cardoso, 362 — NILÓPOLIS — RJ

dade para montar os circuitos, bastando para isto que siga alguns preceitos básicos:

— Comece soldando os resistores e capacitores, observando a polaridade destes últimos quando forem eletrolíticos; uma vez soldados, corte seus excessos de terminais.

— A seguir solde os dispositivos semicondutores (diodos, transistores e circuitos integrados) observando seu correto posicionamento e cuidando para não aquecê-los em demasia.

— Solde os trimpots e fios de 10 cm de comprimento aos terminais de alimentação, de saída e aos terminais de comando (ligação das chaves).

Por fim, as chaves: uma *pushbutton* ao circuito de apito, e outra H-H ao circuito de sino (através dos fios há pouco citados).

Considerações finais

Depois de montados os circuitos, a primeira providência é ligar os terminais de alimentação a uma fonte de 15 VCC. Esta poderá ser a mesma usada para os circuitos da locomotiva e do misturador: por exemplo, uma Fonte Regulada 0 - 15 V/1 A, ou uma Fonte 15 - 0 - 15 V/1 A, ambas *kits* NE. Obviamente os terminais positivos das placas devem ser ligados ao terminal “+” da fonte e os terminais negativos ao “-” da fonte.

Feito isso, ligue as saídas do circuito de apito e de sino às entradas 2 e 3 do misturador; interligue também os terminais de terra correspondentes.

Não esqueça que a saída do misturador deverá ser conectada a um amplificador de áudio e um alto-falante convenientes. Como amplificador boas opções são o TBA 810 e o TDA 2020, ou equivalentes.

Agora você fará os ajustes necessários a obtenção dos efeitos propriamente ditos. Para isso, inicialmente, coloque todos os trimpots a meio curso.

Comece com o circuito do sino (enquanto estiver ajustando este efeito, deixe os circuitos de apito e locomotiva desligados), variando conveniente R7 até obter o som desejado.

Com o efeito de apito você terá um pouco mais de trabalho. Deixe os circuitos de sino e locomotiva desligados. Como neste caso temos três trimpots influenciando no sinal (R11, R12 e R19), aconselhamos ao hobista que faça este ajuste na seqüência indicada na explicação de funciona-

mento, ou seja, ajuste primeiro R11, depois R12 e por último R19, até conseguir o som almejado.

Concluídos os ajustes, você poderá ligar simultaneamente todos os circuitos ao misturador e então operá-los para dar toda realidade ao seu complexo ferroviário!

Relação de material

CIRCUITO DE APITO

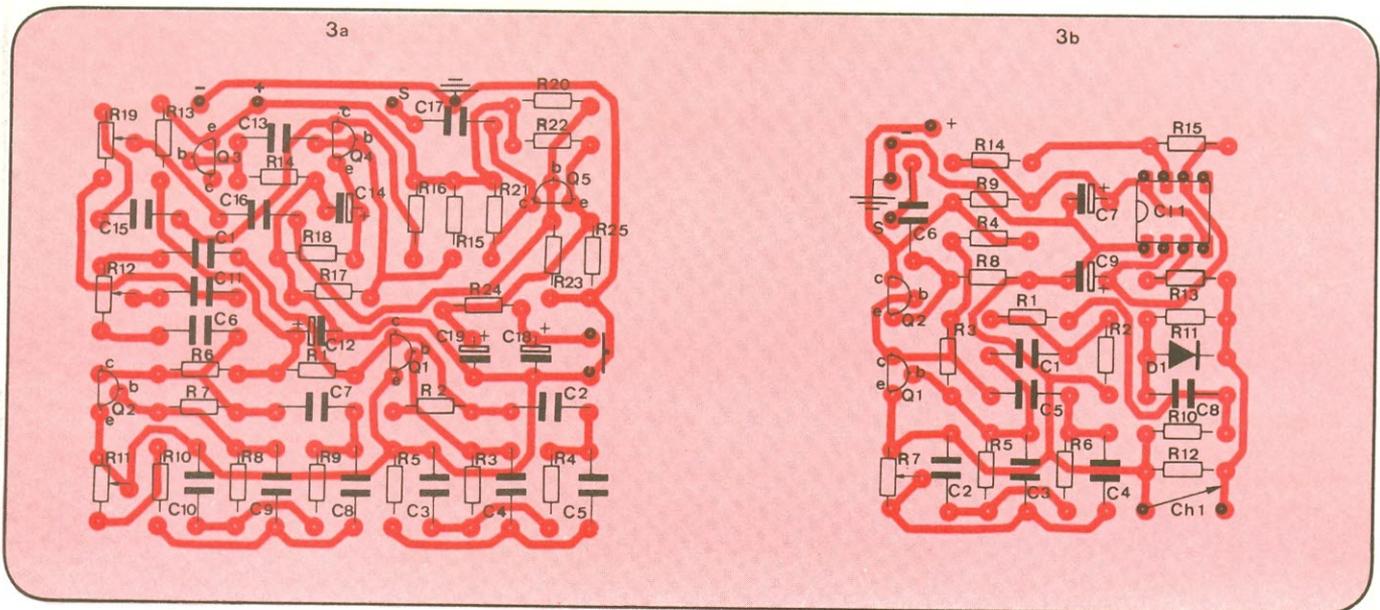
resistores

- R1 — 39 k
- R2 — 1 M
- R3 — 100 k
- R4 — 100 k
- R5 — 10 k
- R6 — 39 k
- R7 — 1 M
- R8 — 100 k
- R9 — 100 k
- R10 — 3,9 k
- R11 — 4,7 k (trimpot)
- R12 — 4,7 M (trimpot)
- R13 — 1 k
- R14 — 1 M
- R15 — 150 k
- R16 — 10 k
- R17 — 10 k
- R18 — 220
- R19 — 2,2 M (trimpot)
- R20 — 150 k
- R21 — 10 k
- R22 — 47 k
- R23 — 10 k
- R24 — 2,2 k
- R25 — 2,2 k

Todos os resistores estão em Ohms e são de 1/8 ou 1/4 de W.

capacitores

- C1 — 47 nF
- C2 — 8,2 nF
- C3 — 47 nF
- C4 — 4,7 nF
- C5 — 4,7 nF
- C6 — 47 nF



- C7 — 8,2 nF
- C8 — 4,7 nF
- C9 — 4,7 nF
- C10 — 4,7 nF
- C11 — 47 nF
- C12 — 47 μ F (eletrolítico)
- C13 — 47 nF
- C14 — 22 μ F (eletrolítico)
- C15 — 33 nF
- C16 — 100 nF
- C17 — 33 nF
- C18 — 22 μ F (eletrolítico)
- C19 — 22 μ F (eletrolítico)

A isolação mínima para os capacitores deverá ser de 16 V.

transistores

Q1, Q2, Q3, Q4, Q5 - BC 547 ou equivalente

diversos

60 cm de fio flexível AWG

CH1 — chave de duas posições (H-H)

CIRCUITO DE SINO

resistores

- R1 — 1 M
- R2 — 82 k
- R3 — 1 M
- R4 — 39 k
- R5 — 82 k
- R6 — 82 k
- R7 — 100 (trimpot)

- R8 — 4,7 k
- R9 — 1 k
- R10 — 1 M
- R11 — 1 M
- R12 — 1 k
- R13 — 10 k
- R14 — 150
- R15 — 10 k

Todos os resistores estão em Ohms e são de 1/8 ou 1/4 W.

capacitores

- C1 — 47 nF
- C2 — 10 nF
- C3 — 15 nF
- C4 — 15 nF
- C5 — 100 nF
- C6 — 47 nF
- C7 — 100 μ F (eletrolítico)
- C8 — 47 nF
- C9 — 22 μ (eletrolítico)

Todos os capacitores devem ter isolação mínima de 16 V.

semicondutores

- D1 — 1N 914 ou 1N 4148 (diodo)
- Q1, Q2 — BC 547 ou equivalente (transistores)
- CI1 — LM 555 (circuito integrado)

diversos

CH1 — chave *pushbutton*
60 cm de fio flexível 22 AWG

Litec

livraria editora tecnica ltda

Rua dos Timbiras 257 — 01208 São Paulo
Cx. Postal 30.869 — Tel. 220-8983

ELEMENTOS DE ELETRÔNICA DIGITAL

por Ivan V. Idoeta e Francisco G. Capuano

Apresentação, em linguagem bastante acessível e de forma simples e objetiva, dos elementos de eletrônica digital. Obra dirigida tanto ao ensino de nível técnico como de nível superior.

A matéria está dividida em nove capítulos: Funções lógicas; portas lógicas — Circuitos combinacionais, 1ª parte — Álgebra de Boole e simplificação de circuitos lógicos — Circuitos combinacionais, 2ª parte — Flip-flop, registradores e contadores — Conversores — Circuitos multiplex e memórias — Famílias de circuitos lógicos.

506 páginas; formato 23 x 16 cm.

Cr\$ 840,00

PRÁTICA DE PROGRAMAÇÃO DO 8080A

por Celso Penteado Serra. 1ª edição, 1981, 270 páginas, formato 22 x 16 cm

Uma obra didática especialmente destinada à iniciação na programação de microprocessadores e à introdução à engenharia de "software". Os capítulos são os seguintes: 1 — Organização do microprocessador. 2 — Sistemas de numeração. 3 — O repertório de instruções do 8080A. 4 — Noções básicas de programação. 5 — Rotinas de leitura e escrita. 6 — Rotinas de multiprecisão. 7 — Notação com ponto flutuante. 8 — Rotinas de ponto flutuante. 9 — Rotinas de entrada e saída. 10 — Rotinas com números BCD. 11 — Manipulação de textos. 12 — Montagens do programa Anexo I: Quadro geral de instruções do microprocessador 8080A. Anexo II: Quadro geral das operações envolvidas na execução das instruções do 8080A. Anexo III: Códigos de caracteres ASCII.

Cr\$ 900,00

TELECOMUNICAÇÕES

— Sistemas Multiplex — Pines e Barradas	Cr\$ 1.430,00
— Sistemas Radiovisibilidade — Silva e Barradas	Cr\$ 1.830,00
— Sistemas de Energia — Ferreira da Silva e Barradas	Cr\$ 2.000,00
— Sistemas Analógico-Digitais — Ribeiro e Barradas	Cr\$ 2.200,00
Sistemas de Telecomunicações — D.H. Hamsher	Cr\$ 3.880,00
Sistemas de Comunicação — Lathi	Cr\$ 1.540,00
Telecomunicações Avançadas — A. Picquenard	Cr\$ 600,00
Complementos de Telecomunicações — A. Picquenard	Cr\$ 850,00
Linhas de Transmissão e Circuitos — Johnson	Cr\$ 1.490,00
Antenas: Teoria Básica e Aplicações — Luiz C. Esteves	Cr\$ 1.200,00
Transmissão de informação, Modulação e Ruído — M. Schwartz	Cr\$ 2.000,00
Engenharia de Microondas — R.E. Collin	Cr\$ 1.870,00
Communication Systems — Carlson	Cr\$ 1.755,00
Electronic Communication Systems — Kennedy Jr.	Cr\$ 1.950,00
Electronic Devices & Circuits — Millman & Halkias	Cr\$ 1.755,00
Integrated Electronics — Millman & Halkias	Cr\$ 1.430,00
Pulse, Digital & Switching Waveforms — Millman	Cr\$ 2.065,00
Microelectronics — Millman	Cr\$ 1.795,00
Principles of Communication Systems — Taub	Cr\$ 1.720,00
Eletromagnetismo — Kraus	Cr\$ 2.250,00
Princípios de Telecomunicações — Mello	Cr\$ 570,00
Eletrônica: Dispositivos e Circuitos (Integrated Electronics) — Millman & Halkias — Vols. 1 e 2 cada	Cr\$ 850,00
Elementos de Análise de Sistemas de Potência — Stevenson	Cr\$ 640,00
Análise de Circuitos em Engenharia — Hayt & Kemmerly	Cr\$ 1.075,00
The Design of Digital Systems — Peatman	Cr\$ 1.720,00
Microcomputer Based Design — Peatman	Cr\$ 1.455,00
Digital Integrated Electronics — Taub	Cr\$ 1.890,00
System Programming — Donovan	Cr\$ 1.720,00
Operating Systems — Madnick	Cr\$ 1.690,00
Engenharia Elétrica — Fitzgerald	Cr\$ 1.290,00

MODERN ELECTRONIC CIRCUITS REFERENCE MANUAL

de John Markus, 1238 páginas, formato 23 x 29 cm, edição 1980.

Este manual contém mais que 3600 circuitos modernos, todos eles completos com os valores das peças e considerações sobre o desempenho e a utilidade do circuito. Os circuitos estão agrupados em 103 seções, de acordo com sua aplicação típica Cr\$ 5.563,00

Outros livros do mesmo autor:

Sourcebook of Electronic Circuits	Cr\$ 5.313,00
Electronic Circuits Manual	Cr\$ 6.063,00
Guidebook of Electronic Circuits	Cr\$ 6.063,00

PHILIPS "DIGITAL INSTRUMENT COURSE"

Part 1 = Basic Binary Theory and Logic Circuits	Cr\$ 500,00
Part 2 = Digital Counters and Timers	Cr\$ 500,00
Part 3 = Digital Voltmeters and Multimeters	Cr\$ 500,00
Part 4 = IEC Bus Interface	Cr\$ 1.000,00

PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇÃO

ATENÇÃO PELO REEMBOLSO POSTAL: Só aceitamos pedidos acima de Cr\$ 300,00. Pedidos inferiores devem vir acompanhados de cheque visado ou vale postal. O porte do Correio varia atualmente entre Cr\$ 40,00 e Cr\$ 70,00 por pacote (dependendo do valor e peso) e será cobrado juntamente com o valor da mercadoria ao retirá-la no Correio.

REEMBOLSO AÉREO VARIG: Este serviço só é possível para as cidades servidas por esta companhia. As despesas de despacho variam entre Cr\$ 200,00 e Cr\$ 400,00, dependendo da distância, peso e valor do pacote.

POR DENTRO DO TELEFONE

Paulo Nubile

Você que é principiante e está acompanhando os artigos desta seção tem a chance de diminuir a distância que existe entre o conhecimento técnico e acadêmico e a vida diária.

Com o desenvolvimento, o decantado progresso, o homem moderno acaba se acostumando com o desconhecido; assiste televisão sem a mínima noção do seu funcionamento, sabe que um avião voa mas não entende como ele pode voar, fica horas namorando no telefone e dele não sabe nada.

O grande perigo do homem ser suplantado pela máquina não vem do fato de que ela um dia venha a ser mais inteligente; é justamente o contrário, o homem pode se tornar mais "burro" que ela. "Burro" no sentido de usá-la e não entendê-la. Isso acaba criando um mito em torno da máquina, uma espécie de endeusamento.

Nós, que temos nas mãos um veículo de comunicação, uma revista que penetra nos 4 cantos do Brasil, temos o dever de desmistificar a máquina e apresentá-la não como um bicho de sete cabeças, mas como algo acessível a todos indistintamente.

"Por dentro do Telefone" é um exemplo bem claro disto. É a chance de você conhecer melhor um aparelho tão comum à sua vida diária.

Anastácio, o relapso, e a telefonista

"Alô."

"Revista Nova Eletrônica, boa tarde."

"Boa Tarde, eu desejo uma informação."

"Pois não, com quem deseja falar?"

"É com você mesma."

"Comigo? Mas eu sou apenas telefonista."

"Ué, por isso mesmo. Você deve ser a pessoa indicada para me dar uma informação."

"Tá bom, pode perguntar."

"Sabe que é, moça, eu estava olhando aqui pro telefone e fiquei pensando, pensando, e descobri que não entendo nada deste aparelho. Supus que uma pessoa que mexe o dia todo com telefone e telefonemas entedesse bem do aparelho. Será que você pode me explicar como é que funciona o telefone?"

Depois de alguns segundos de espanto:

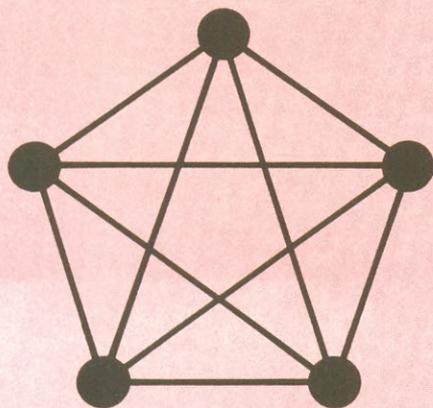
"Olha, moço, acho que você chamou a pessoa errada. Não entendo nada de telefone. Só sei que quem descobriu foi o Graham Bell."

Assim Anastácio perdeu mais uma ficha telefônica e pensou para si: se uma telefonista não entende nada de telefone, quem será que entende?

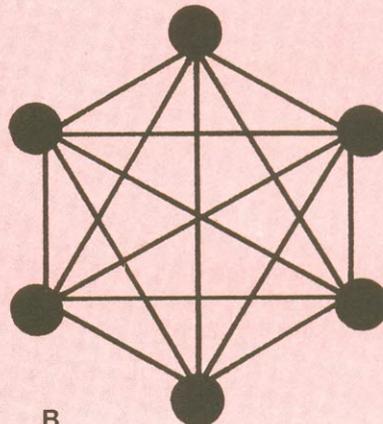
No final das contas, Anastácio tem razão para o seu desapontamento. Mas para que ele não fique mais triste ainda resolvemos publicar um artigo inteiro só sobre telefone.

Para entender o funcionamento de um telefone é preciso antes entender como os telefones se interligam.

A primeira idéia que surge é a de ligar os telefones dois a dois através de pares de cabos. As conversações seriam transmitidas por intermédio desses cabos. Então, para interligarmos 5 telefones, por exemplo, precisaríamos de 10



A



B

cabos, como mostra a figura 1A. Se aumentássemos de 5 para 6 telefones, o número de cabos aumentaria para 15, como mostra a figura 1B.

O número de pares de cabos X para N telefones interligados por esse processo pode ser calculado pela fórmula:

$$X = \frac{N(N-1)}{2}$$

Numa cidade em que existem 1 000 000 (um milhão) de telefones, o número de pares de cabos seria de:

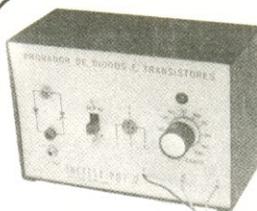
$$X = \frac{1000000 \times (999999)}{2} = 495 \text{ bilhões}$$

Este número de pares de cabo é astronômico. As indústrias construtoras de cabos iriam gostar, mas também a ligação telefônica custaria uma fortuna. Além disso, a interligação aos pares tem outros problemas. Como chamar um único telefone? Uma vez chamado, como desligar os outros aparelhos que estão ligados em paralelo?

Por todos esses problemas, resolveu-se não interligar diretamente os telefones, mas ligá-los a uma central que cuida de receber todos os chamados e o envia ao telefone desejado.

Observe como o número de cabos é drasticamente reduzido com a utilização de uma central (figura 2). A central com os seus telefones formam uma rede local. Por sua vez, uma rede local também pode ser ligada a uma outra central, como mostra a figura 3. As redes locais são interligadas por centrais de maior porte que interligam todos os telefones existentes quando assim o assinante quiser.

Um aparelho telefônico, além de ter os circuitos de transmissão e recepção da voz, deve ter também meios de comunicar-se com a central para solicitar uma chamada, saber que o telefone discado está ocupado etc.



PROVADOR DE DIODOS E TRANSISTORES PDT-2 INCTEST

Pode também ser usado como injetor de sinais. Alimentação: 2 x 1,5 V. Peso: 700 g. Dimensões: 15 x 10 x 8 cm. Cr\$ 2.590,00

PROVADOR DE FLYBACK E YOKE PF-1 INCTEST

Acaba com a indecisão quanto à substituição de um transformador de saída horizontal (flyback) ou bobinas defletoras (yoke). Alimentação: 4 pilhas pequenas. Peso: 300 g. Dimensões: 10 x 12 x 7 cm. Cr\$ 2.190,00



VENDAS

MENTA REPRESENTAÇÕES LTDA.

AV. PEDROSO DE MORAES, 580, 11º, S/111 FONE: 210-7382 CEP 05420-SÃO PAULO-SP

ESTACIONAMENTO GRATUITO:
AV. PEDROSO DE MORAES, 443

PAGTOS.:

CHEQUE VISADO PAGÁVEL EM SÃO PAULO OU VALEPOS. TAL. INDIQUE NOME E ENDEREÇO DA TRANSPORTADORA QUANDO A PRAÇA NÃO FOR SERVIDA PELA VARIG. ATENDEMOS APENAS PELO REEMBOLSO VARIG — PREÇOS VÁLIDOS ATÉ 30/04/81 APÓS ESSA DATA, CONSULTE-NOS SEM COMPROMISSO. Vendas também no atacado

MICROPARTS

A OPÇÃO DE QUEM PROCURA COM A CERTEZA DE ENCONTRAR. SOMOS SEU NOVO DISTRIBUIDOR E REPRESENTANTE.



MOTOROLA
Semiconductors



Micro Electronics



National
Semiconductor



RECTRON
RECTIFIER SPECIALISTS

Toshiba

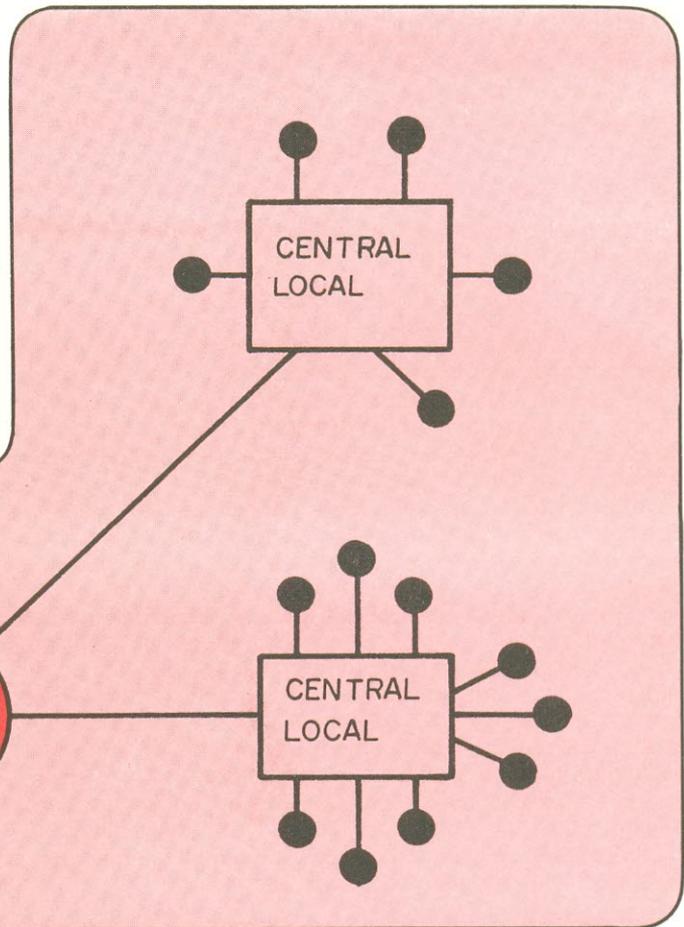
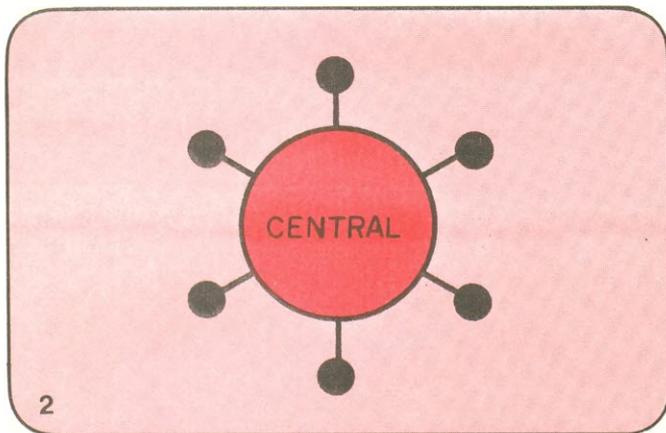
TRANSISTORES, TIRISTORES, DIODOS, CIRCUITOS INTEGRADOS, OPTO ELETRÔNICA, SEMICONDUCTORES ESPECIAIS, MÓDULOS DE RELÓGIO DIGITAL. CONSULTE NOSSO DEPTº. DE ENGENHARIA DE APLICAÇÕES.

MICROPARTS

COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA.

Rua Desembargador Guimarães, 142 - CEP 05002 Água Branca - SP Fones: 864-6054 - 864-5160 - 864-1571

Telex (011) 34457 MCRT BR



O aparelho telefônico

Externamente o aparelho tem três partes físicas distinguíveis: a parte do fone para a qual se fala (microfone), a parte do fone da qual se ouve (cápsula receptora) e o disco no corpo do aparelho.

Mas, e dentro dele, como é que é?

Observe a figura 4. O circuito é o de um telefone com o fone no gancho. O par de cabos que é enviado à central parte dos pontos A e B. Entre A e B a central conecta uma diferença de potencial contínua que servirá para alimentar o microfone e carregar as informações de voz ao longo da linha.

Com o fone no gancho, tanto o microfone quanto a cápsula receptora são desconectados. A única parte do telefone que pode receber informações da central é a campainha.

Lógico, com o fone no gancho a única possibilidade é a de receber chamados.

Quando o telefone é retirado do gancho a situação muda. Observe como na figura 5. A chave dupla (U) é fechada, conectando a parte de recepção e transmissão de voz do aparelho, a campainha é curto circuitada pelo contato nsr quando o disco é rodado de sua posição de repouso.

Digamos que o número 8 é discado. Durante todo o tempo de discagem, o ponto A é curto-circuitado ao ponto B pelos contatos nsa e nsi. Na volta do disco, o contato nsi abre e fecha 8 vezes gerando uma série de pulsos, como mostra a figura 6.

Com isso a central entenderá essa série de 8 pulsos como um dos números da chamada.

O tempo de descida de cada pulso somado ao tempo em que permanece em nível baixo é padronizado e vale 67 ms. O tempo de subida somado ao tempo em que o pulso permanece em nível alto também é padronizado e vale 33

ms. A duração total do pulso é de 100 ms, portanto.

Entre uma discagem e outra deve haver uma pausa de no mínimo 200 ms, para que a central entenda que um número já foi discado e os demais pulsos pertencerão a uma nova discagem.

Na prática é impossível discar dois números com separação menor que 200 ms. Mesmo assim, existe um dispositivo no telefone que fornece a pausa interdigital. Pela figura 6 percebe-se que a chave nsi envia dois pulsos a mais com a chave nsr aberta. Assim, os dois pulsos não são enviados para a central equivalendo à pausa interdigital.

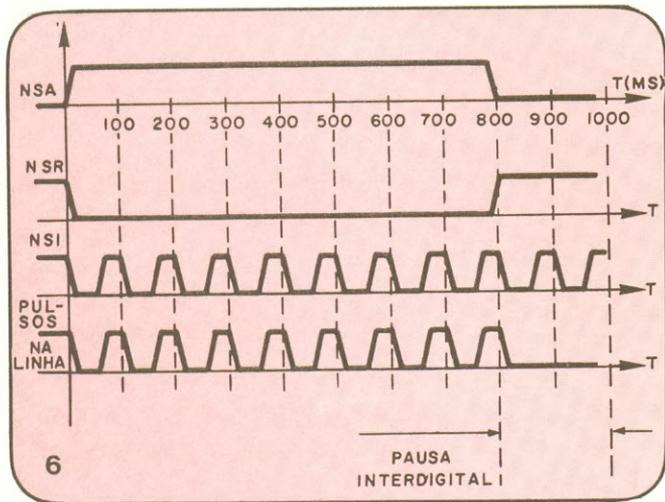
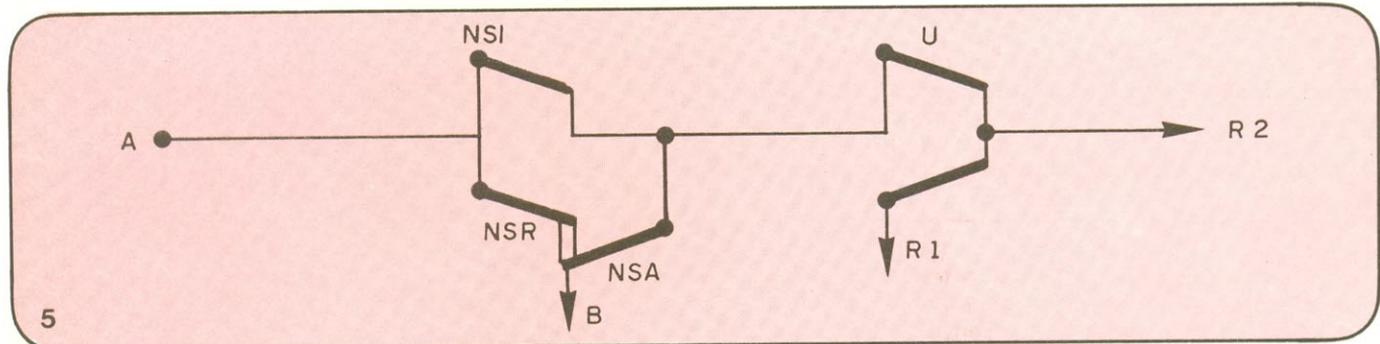
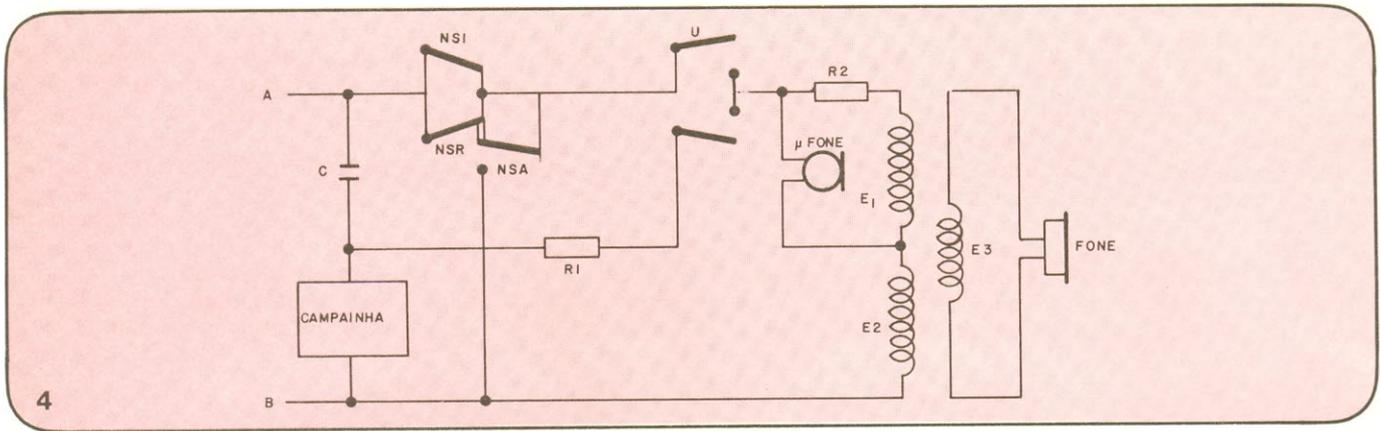
O aparelho telefônico do qual estamos falando é o de disco. Atualmente um outro tipo de telefone está sendo usado: o telefone com teclado. Nele o usuário aciona as teclas da chamada de modo semelhante a uma calculadora.

Enquanto no telefone com disco o número discado é enviado para a central como uma série de pulsos, no telefone por teclado a codificação se dá por batimento de dois sinais. As frequências desses sinais são as seguintes:

- $f_1 = 697 \text{ Hz}$
- $f_2 = 770 \text{ Hz}$
- $f_3 = 852 \text{ Hz}$
- $f_4 = 941 \text{ Hz}$
- $F_1 = 1209 \text{ Hz}$
- $F_2 = 1336 \text{ Hz}$
- $F_3 = 1477 \text{ Hz}$
- $F_4 = 1633 \text{ Hz}$

As frequências simbolizadas com "efe" minúsculo fazem parte do grupo inferior enquanto que as frequências simbolizadas com efe maiúsculo fazem parte do grupo superior.

Os dígitos são representados por uma combinação de



uma frequência do grupo superior com outra do grupo inferior. Por exemplo, o dígito 1 é representado por uma combinação de f_1 com F_1 , o dígito 2 é representado por uma combinação de f_1 com F_2 e assim por diante.

Basta contar o número de possibilidades de combinação para perceber que ultrapassa o número de dígitos de um telefone. São 16 combinações para 10 dígitos. Algumas delas poderão ser aproveitadas no futuro para enviar outras informações à central.

Comunicação entre a central e o telefone

Vimos que a central e o telefone devem trocar certas informações. A central, por exemplo, deve informar que o telefone está sendo chamado, o telefone, por sua vez, deve informar que atendeu o chamado. Terminada a chamada o telefone deve informar isso à central.

- 1) do telefone para a central
aviso de ocupação da linha — quando um dos usuá-

rios tirar o fone do gancho para fazer uma chamada. Corresponde fisicamente ao fechamento da chave U.

aviso de atendimento da chamada — quando um dos usuários for chamado e retirar o fone do gancho. Também corresponde ao fechamento da chave U.

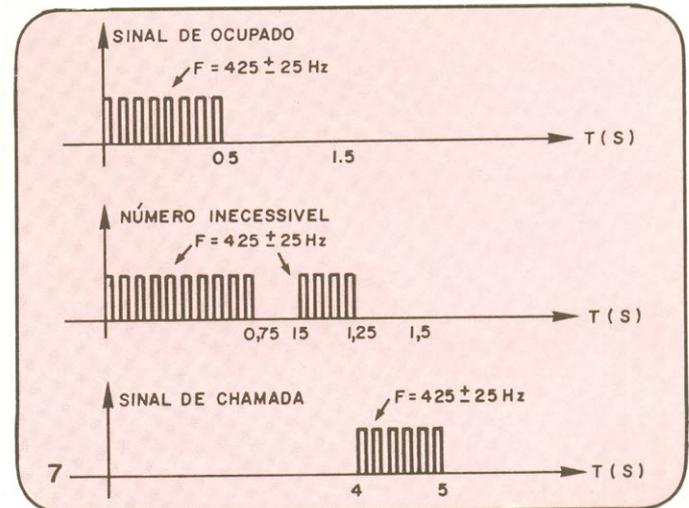
aviso de desligamento — quando um dos dois usuários colocar o fone no gancho. Equivalente à abertura da chave U.

seleção numérica — se dá por meio de pulsos quando o telefone for com disco ou por meio de combinações de frequências quando o telefone for com teclado.

2) da central para o telefone

aviso de discar — é um sinal que varia de 400 a 450 Hz que informa o usuário que a central está apta a receber os números do telefone com o qual deseja falar.

aviso de ocupado — informa o usuário que o telefone com o qual se deseja falar está ocupado. É composto de um período de silêncio e um período de tom de $425 \text{ Hz} \pm 25 \text{ Hz}$.



A duração do tom é de meio segundo e do silêncio também. Observe a figura 7A.

aviso de número inacessível — quando o usuário discar um número que não existe na central. É formado por um período longo e outro curto de tom, intercalado por dois períodos de silêncio, como mostra a figura 7B.

aviso de chamada — informa ao usuário que o telefone com o qual deseja falar está recebendo a chamada. É um sinal de frequência de 425 ± 25 Hz, com uma duração de 5000 ± 500 ms, conforme a figura 7C.

aviso de chamada para o telefone discado — é o sinal que aciona a campainha do telefone discado. Utiliza uma frequência de $25 \pm 1,25$ Hz com períodos de tom e silêncio iguais ao da figura 7C.

Alimentação dos aparelhos telefônicos

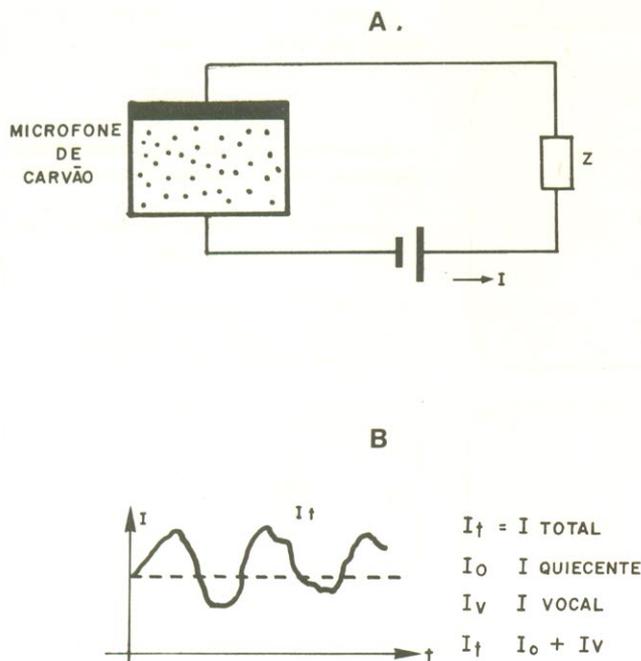
Os aparelhos telefônicos são alimentados por tensão contínua à qual são somados os sinais de conversação e sinalização.

A fonte de tensão pode ser local (bateria interna ao aparelho) ou central (tensão enviada da central). Nos aparelhos usados nas redes brasileiras de telefonia a fonte é central. Isso significa que o usuário mesmo se não fizer nenhuma chamada terá que pagar a manutenção e geração da fonte central.

O microfone

É fundamental para um aparelho telefônico que ele possua um dispositivo que transforme a energia acústica da voz em sinais elétricos para serem enviados pela linha. O dispositivo que faz isso é o microfone.

Normalmente os microfones usados nos telefones são de carvão. Esse tipo de microfone é um transdutor pressão/resistência elétrica. Conforme a pressão de voz a sua resistência se altera proporcionalmente. Para obter um sinal elétrico utiliza-se um circuito semelhante ao da figura A. Uma corrente contínua atravessa constantemente o microfone. Quando a membrana for pressionada, ocorrerá uma variação da resistência que causará uma variação de corrente. Essas variações de correntes formarão o sinal elétrico a ser enviado pela linha. Observe a figura B.

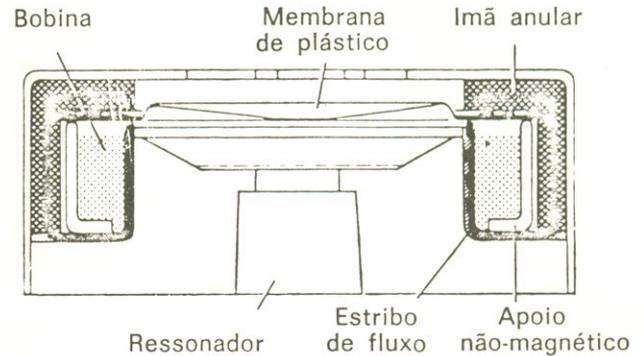


A Cápsula Receptora

No aparelho telefônico é preciso haver um transdutor eletro-acústico para transformar em som o sinal elétrico de conversação. O dispositivo que faz a conversão é a cápsula receptora.

Seu funcionamento é patricamente o inverso do de um microfone.

Na figura C está a cápsula receptora eletrodinâmica. Os sinais elétricos são injetados na bobina, a membrana é presa a um ímã. De acordo com a intensidade e frequência do sinal elétrico a membrana é posta a vibrar. Essas vibrações comprimem o ar do ressonador enviando as ondas sonoras ao ouvido do usuário.



NÃO SE PRECIPITE!

Você vai encontrar
na CASA STRAUCH

TTL
CIRCUITOS IMPRESSOS
DIODOS LINEARES
TRANSISTORES
KITS NOVA ELETRÔNICA



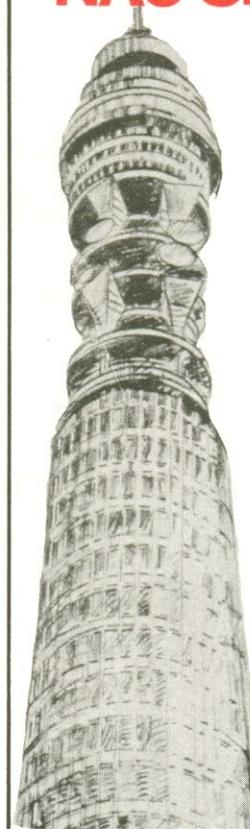
CASA STRAUCH

AV. JERÔNIMO MONTEIRO, 580

TEL.: 223-4675

VITÓRIA

ESPÍRITO SANTO



ASSINE NOVA ELETRONICA

Rua Hélade, 125 cep 04634 Vila Sta. Catarina
 Fone 542-0602
 C.Postal 30.141 - 01000 S.Paulo - SP

PROBLEMA É SEU

Paulo Nubile

Como se já não bastassem os que arruma para si, Anastácio ganhou de presente de aniversário outro Problema. Veio embrulhadinho num papel bonito, florido. Ele até pensou que fosse um rádio de pilha. Mas, ao abri-lo, que surpresa! Era uma caixa preta com três fios de saída. A caixa era inviolável e os fios estavam numerados de 1 a 3.

No cartão de congratulações estava escrito:

"Caro Anastácio, como eu sei que o seu negócio é encucar, oferto-lhe este presentinho. A única coisa que lhe adianta é que dentro da caixinha tem uma pilha, um resistor e um diodo. Qual é o circuito que tem dentro?"

do seu amigo

Almeidinha

Não foi um presente, foi um desafio. Anastácio, sem perder tempo, pegou o multímetro e fez as seguintes medições:

Tensões

$$V_{12} = -0,7V$$

$$V_{13} = 5,3V$$

$$V_{23} = 6V$$

Correntes com um resistor de proteção de 100Ω em série

$$I_{12} = -7mA$$

$$I_{13} = 53mA$$

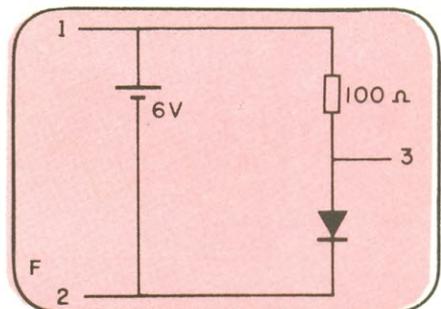
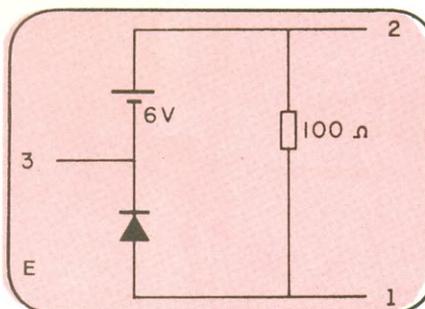
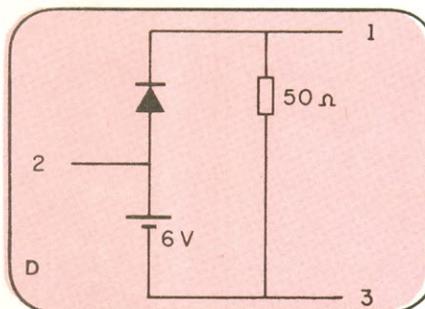
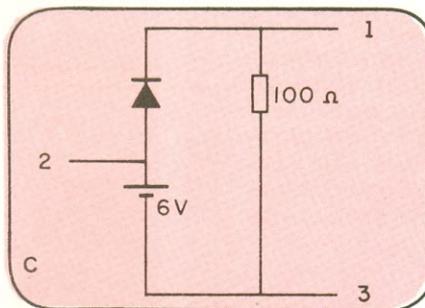
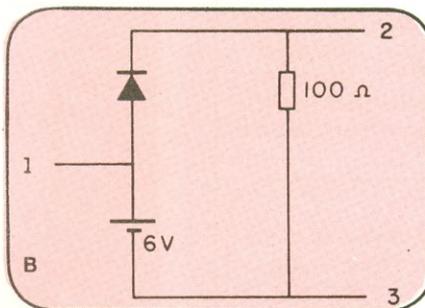
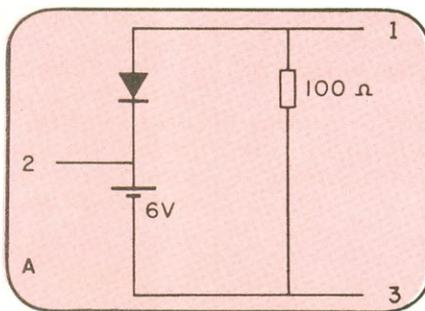
$$I_{23} = 60mA$$

Anastácio rascunhou uma porção de circuitos dos quais apresentamos 6 (de A até F).

Anastácio analisou os dados e escolheu o circuito de letra

Solução do mês anterior:

As letras devem ser dispostas nas seguintes ordens: D—A—B—C.



A TABELA DO MÊS

Os cálculos da reatância de um capacitor ou de um indutor envolvem operações matemáticas muito simples: a divisão e a multiplicação. As contas na mão, a régua de cálculo ou a calculadora mais simples são bem capazes de darem conta desses cálculos.

Mas, e quando esses cálculos forem muitos?

Aí o problema passa a ser de tempo e de exaustão.

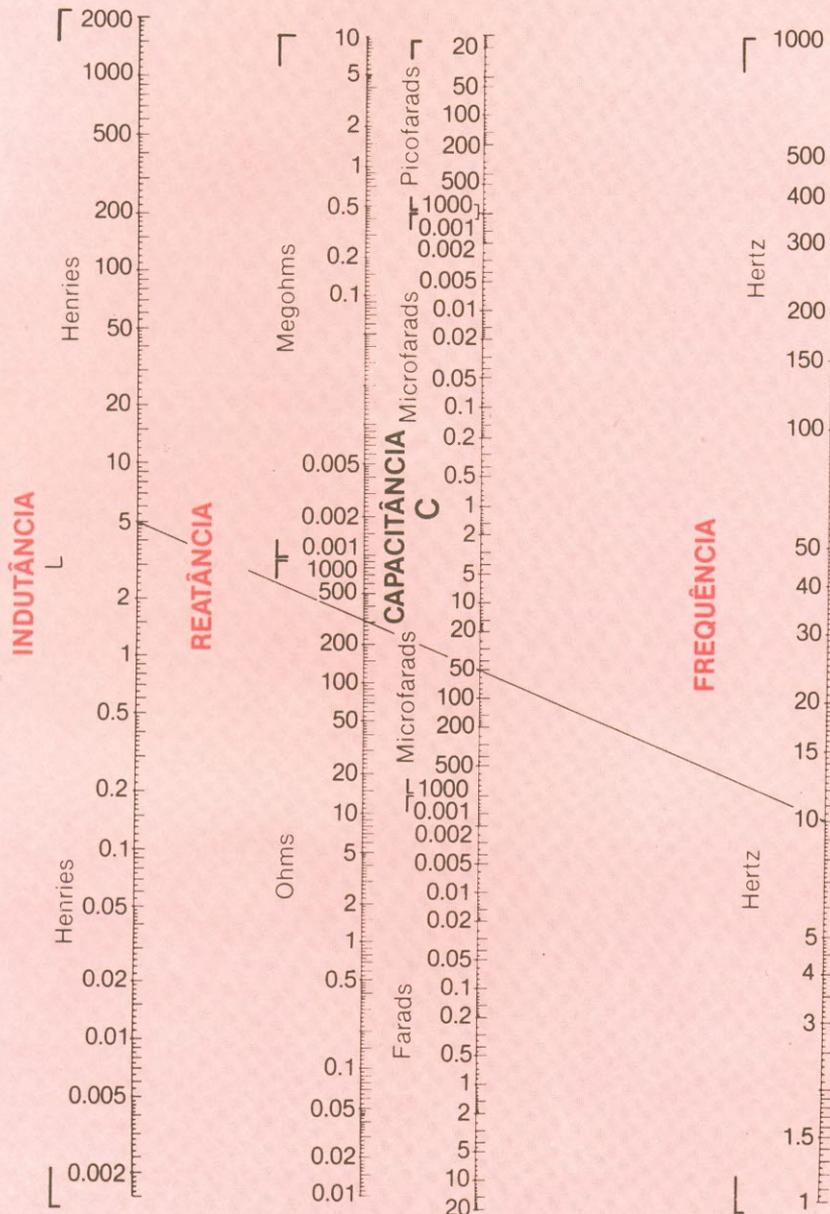
As cartas de reatância simplificam a nossa vida nesses casos. Com uma régua ou qualquer objeto retilíneo

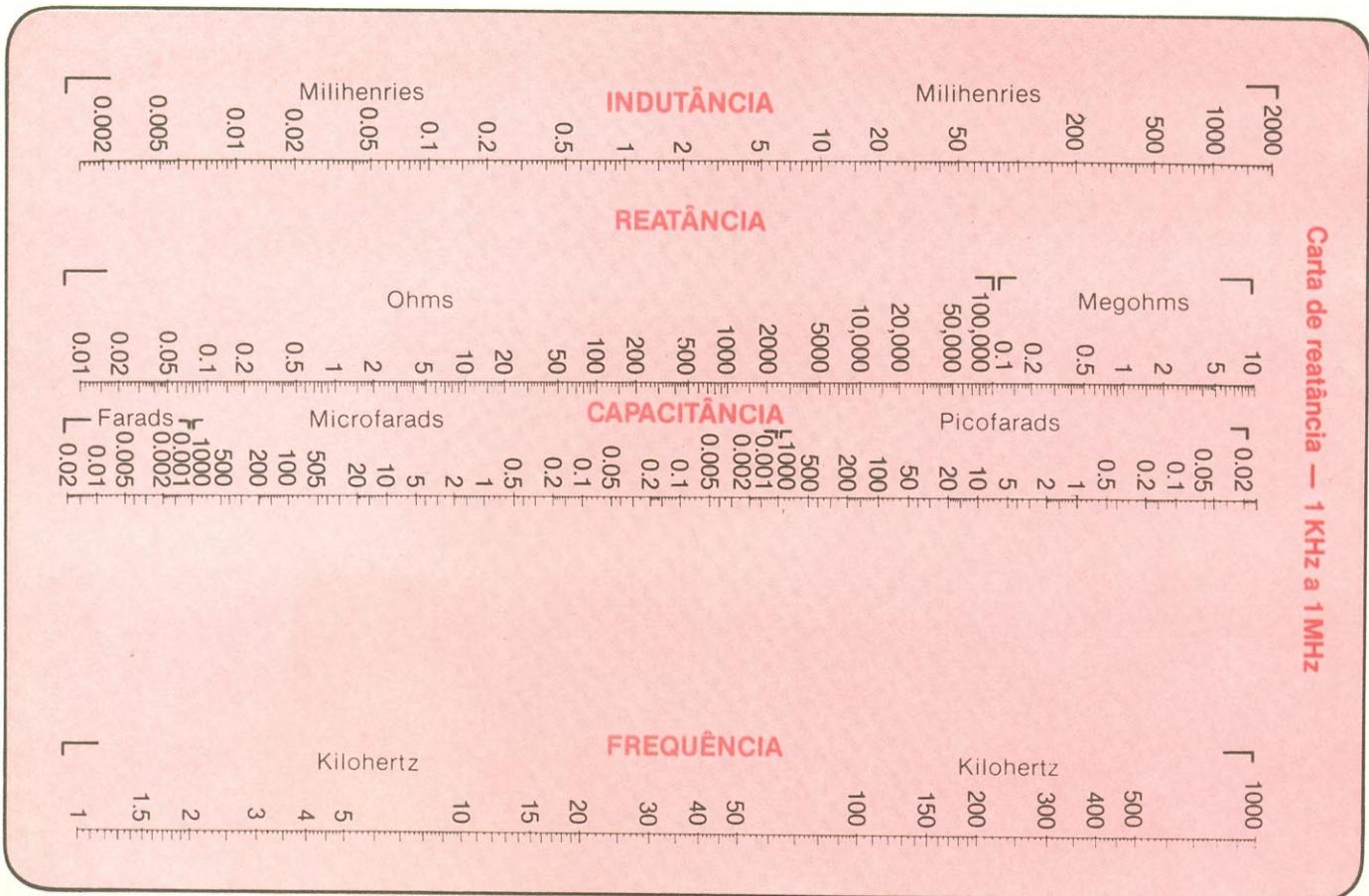
esses cálculos são "evitados".

As três tabelas apresentadas cobrem frequências que vão de 1 Hz até 1GHz. A primeira de 1 Hz a 1 KHz, a segunda de 1 KHz a 1MHz e a terceira de 1MHz a 1 GHz.

O valor da reatância é obtido sempre na segunda escala de cada carta. O exemplo ilustrado na primeira carta revela a facilidade com que a reatância pode ser obtida. Nele, um capacitor de 50 uF tem, operando a 10 Hz uma impedância de aproximadamente 300 Ohms.

Carta de reatância — 1 Hz a 1 kHz





BECKMAN®

DIAL'S E POTENCIÔMETROS DE PRECISÃO

2646-DIAL



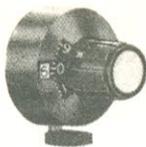
Certamente, aplicações de precisão requerem componentes precisos.

Os potenciômetros e dial's da BECKMAN oferecem tolerância mínima de 1% e são construídos em carcaça resistente à humidade, vibração, choque e temperatura (variação).

Disponíveis em 12 valores: 50R, 100R, 200R, 500R, 1K, 2K, 5K, 10K, 20K, 30K, 50K e 100K.



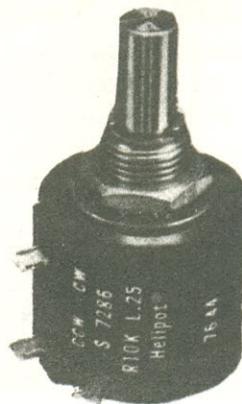
2626-DIAL



"DEPTO. VENDAS ATACADO"



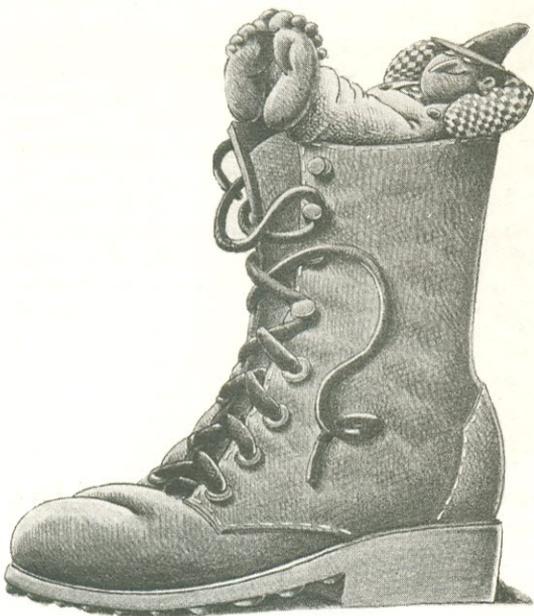
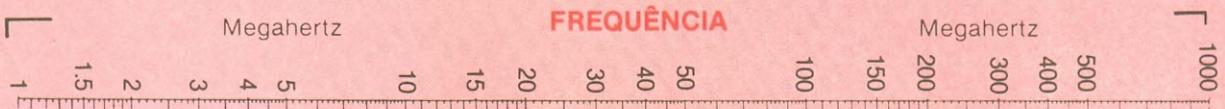
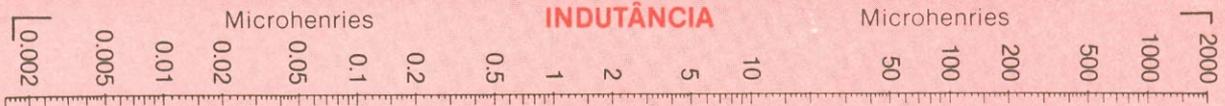
FILGRES IMP. REPRES. LTDA.
 Rua Aurora, 179 — 1º andar
 CEP 01209 — Cx. Postal 18.767
 Fones: PBX (011) 223-7388
 222-0016 • 220-9113 • 222-3458
 220-5794 • 221-0147 e 222-0284
 Telex: 1131298 FILG BR



7286 POT.

À VENDA NA
 FILGRES E
 REPRESENTANTES

Carta de reatância — 1MHz a 1000 MHz



DESCANSE!

E QUANDO PRECISAR DE

RESISTORES

CAPACITORES

RELÉS

CHAVES

SOQUETES ETC

É SÓ IR ATÉ A

ELETRÔNICA RADAR LTDA.
Rua General Liberato Bitencourt, 1.999
Fone: 44-3771 - Florianópolis - SC

Radioisótopos aceleram detecção de incêndio

Os únicos dispositivos realmente satisfatórios para a detecção do fogo em seus estágios iniciais são aqueles que empregam câmaras ionizadas. Nosso colaborador e correspondente Brian Dance conta porque, neste artigo.

Brian Dance



Em grande parte das vezes, os incêndios começam pela combustão lenta de pequenas quantidades de algum material. Se o fogo puder ser detectado e extinto nesse estágio embrionário, o custo dos prejuízos é, geralmente, desprezível. Vários tipos de detector de incêndio foram desenvolvidos; alguns são ativados pela taxa

de elevação da temperatura (termovelocimétricos), enquanto outros dependem da interrupção de um fecho de luz pela fumaça ou da tremulação da luz das chamas. Existe um consenso geral, porém, entre as companhias de seguros e grupos de combate ao fogo, de que os únicos dispositivos satisfatórios para a detecção dos produtos

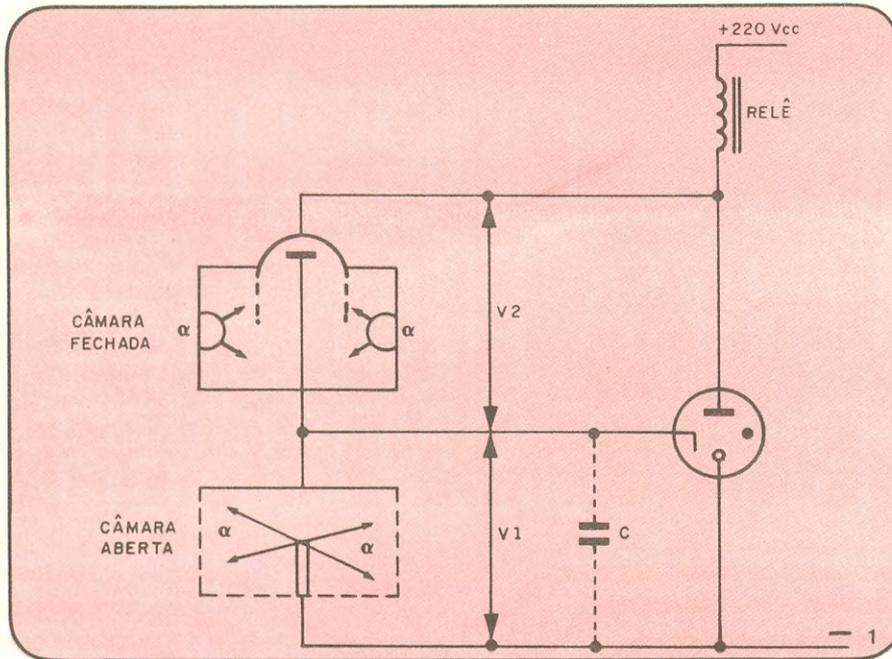
de combustão, formados pelo início de incêndio, são os que empregam radioisótopos ou câmaras ionizadas.

Já em 1922, Greinacher¹ desenvolvia uma câmara ionizada diferencial para determinar o conteúdo de poeira no ar e ainda sugeriu que seu instrumento poderia ser empregado na detecção de partículas de fumaça. Outros pesquisadores que trabalharam no projeto de detectores de fumaça tentaram utilizar uma câmara de ionização com amplificadores a válvula², ou com voltímetros eletrostáticos modificados, dotados de contatos³. Entretanto, o primeiro detector de fumaça realmente satisfatório foi desenvolvido por Meili da empresa suíça Cerberus⁴. Nesse sistema foi empregada uma válvula de disparo a gás, especialmente desenvolvida para esse fim, e que agora é amplamente utilizada, no mundo todo, em tais detectores.

Princípio de operação

Os detectores de fumaça empregam câmaras ionizadas contendo uma pequena fonte de radiação alfa (normalmente, essa fonte é o Rádio 226 ou o Amerício 241), da ordem de 10 a 100 microcuries de atividade. Assim que os produtos da combustão adentram uma câmara dessas, alguns dos íons formados, no ar, pela radiação alfa irão se aproximar das partículas de fumaça e perder sua carga. As partículas carregadas continuarão a se mover em direção aos eletrodos, mas com maior lentidão, devido à sua massa. Assim, a probabilidade de que uma partícula de fumaça carregada encontre um íon de carga oposta e seja neutralizada, antes de alcançar o eletrodo, é bem superior à dos íons leves e rápidos, que não tem as "pesadas" partículas para carregar.

Assim, quando a fumaça penetra na câmara ionizada, a corrente que passa em seu interior tende a decrescer; e uma redução adicional se deve à absorção de radiação alfa pelas particu- ▶



Circuito de um detector de fumaça.

las de combustão, embora em pequenas proporções. Com tal sistema, pode-se obter uma redução de 10% na corrente de ionização com uma proporção, no ar interno da câmara, de 1 para 10 000 de produtos de combustão⁵. É bom observar que aquilo que definimos como “produtos de combustão” pode consistir de partículas reduzidas demais para serem visíveis; mesmo assim, elas são detectadas pelas câmaras iônicas.

Normalmente, são empregadas duas câmaras nos detectores iônicos. As paredes de uma delas consistem de uma rede metálica, pela qual podem penetrar as partículas de fumaça, enquanto a outra câmara permanece completamente fechada. As câmaras são conectadas entre si num circuito como o da figura 1.

A distância entre os eletrodos, na câmara selada (que costuma conter duas fontes de radiação alfa), é menor que aquela verificada na câmara aberta. Sendo assim, a intensidade do campo elétrico na primeira pode ser adequado à captura de todos os íons formados (o que é chamado de “condição de saturação”), enquanto a segunda opera num ponto fora de saturação, onde o fluxo de corrente cresce com a elevação da tensão aplicada.

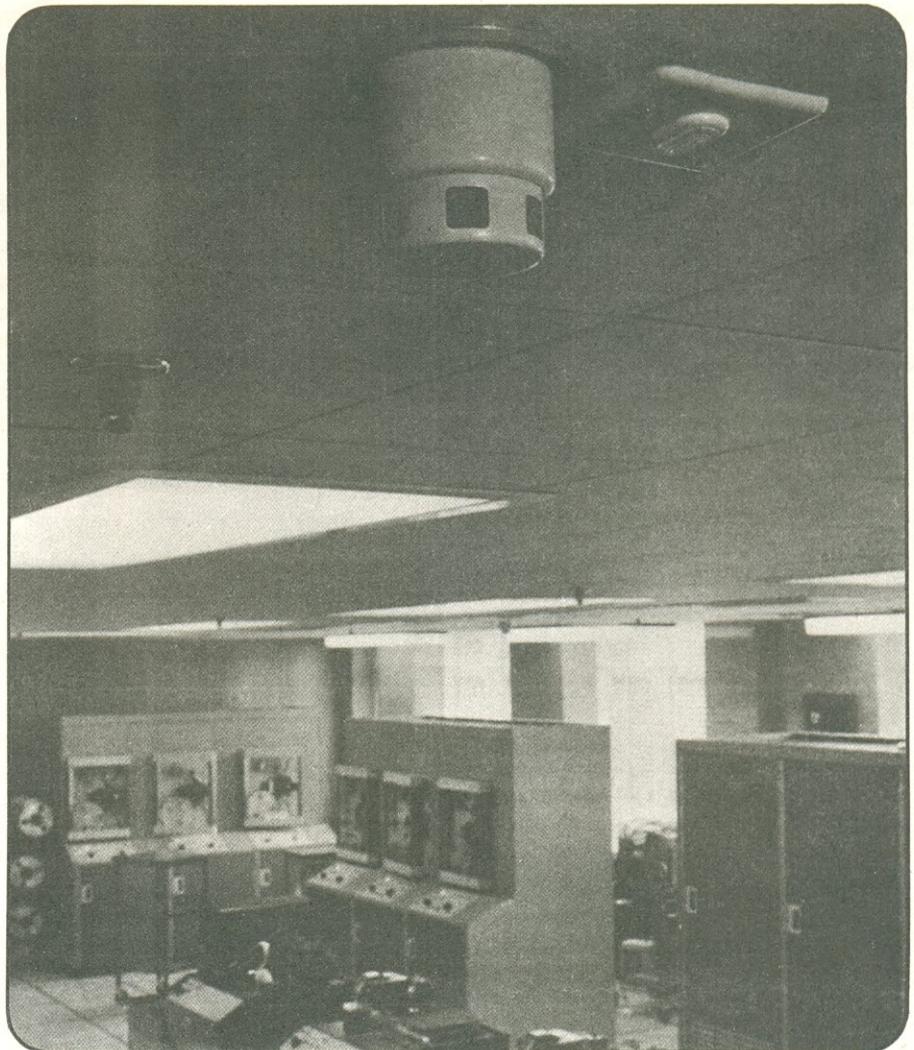
Curvas características

As alterações que ocorrem nos potenciais do circuito da figura 1, quando a câmara aberta recebe fumaça, podem ser convenientemente estimadas pelo diagrama exibido na figura 2. A corrente iônica que flui pela câmara aberta, tanto sob condições normais

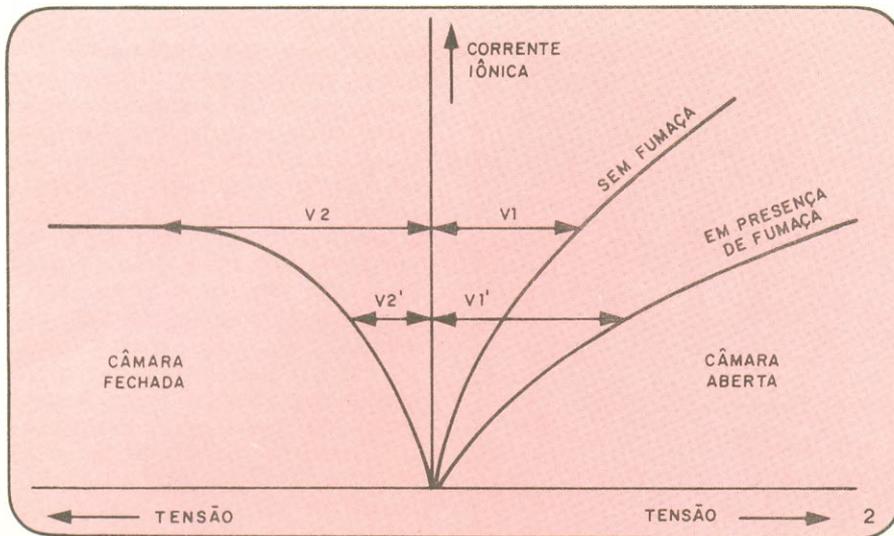
do ar como em presença de fumaça, está representada nos gráficos localizados à direita; é óbvio que a posição exata da curva “em presença de fumaça” irá depender da quantidade de partículas presentes. Uma curva similar, desta vez para exibir o comportamento da câmara interna, aparece ao lado esquerdo da mesma figura.

Quando as câmaras estão interconectadas, como na figura 1, passam por elas correntes iguais, já que a válvula a gás drena uma corrente desprezível quando seu interior não está ionizado. O potencial total medido sobre ambas as câmaras ($V1 + V2$) nunca é afetado pela fumaça e, assim, a presença da câmara externa fará com que o potencial sobre ela passe de $V1$ para $V1'$, ao mesmo tempo em que $V2$ vai para $V2'$, na câmara interna. O valor quiescente de $V1$ é de 90 V, aproximadamente, sendo acrescido em 20 a 50 V com o surgimento de partículas de fumaça.

Pouca alteração se verifica na cor-



Sala de computador protegida por detector iônico de fumaça e válvulas de descarga de CO₂.



Curvas características das câmaras iônicas. A tensão sobre a câmara aberta sobe de V1 para V1' quando recebe partículas de fumaça; a tensão total, porém, permanece constante (V1 + V2).

rente iônica; na verdade, a câmara fechada atua como uma fonte de corrente constante e, caso fosse substituída por um resistor, como ocorre em detectores de certos fabricantes, iria-

mos ter um menor acréscimo de tensão sobre V1.

Essa elevação no potencial V1, que já vimos, ocasiona o disparo da válvula a gás e a corrente de anodo resul-

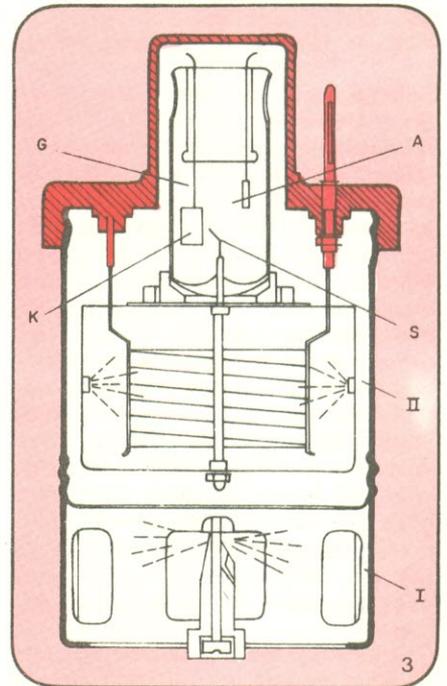
tante (15 mA) energiza um relé, que, por sua vez, vai ativar dispositivos de alerta e de extinção do fogo.

A válvula a gás utilizada nesse tipo de circuito foi desenvolvida especialmente para tal finalidade (figura 3), podendo operar a uma corrente de disparo inferior a 3×10^{-11} A. O capacitor que aparece tracejado na figura 1 representa a capacitância efetiva das câmaras iônicas (30 pF, aproximadamente); ela tem o efeito de provocar um aumento na corrente que flui para o eletrodo de disparo, no momento em que o gás da válvula é ionizado.

Para maior confiabilidade, a válvula disparadora é recoberta com um composto que evita a absorção de umidade pela superfície do seu bulbo. A resistência entre o eletrodo de disparo e os demais deve exceder 10^{12} ohms, mesmo com um grau de umidade ambiente de 100%. Isto é necessário porque o desempenho impecável dessa válvula de catodo frio tem grande importância nessas aplicações.



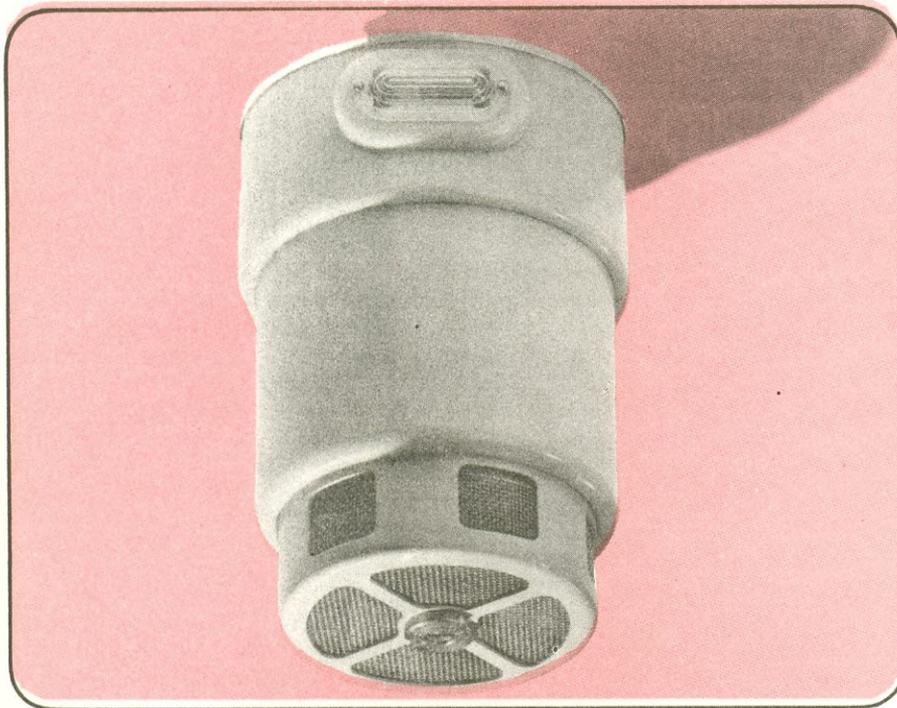
Central de controle 'Minerva' para seis áreas ou grupos de detectores.



Vista em corte de um detector iônico de fumaça. I, câmara aberta; II, câmara fechada; G, válvula a gás; A, anodo da válvula; K, catodo da válvula; S, eletrodo de disparo.

Sensibilidade

O detector iônico de fumaça é sensível a partículas maiores que as moléculas de ar, partículas que geralmente são reduzidas demais para serem vistas sob a forma de fumaça. Tais detectores não são ativados pela queima de gás de carvão, já que essa combustão não produz partículas su-



Detalhe em primeiro plano de um detector iônico de fumaça. Observe a rede que forma a parede da câmara externa e a lâmpada neon de alerta individual.

ficientemente grandes. Por outro lado, o efeito de partículas de poeira é relativamente pequeno; e fumaça de tabaco poderá afetar os detectores, mas mesmo com um grande número de pessoas fumando em uma sala, não chegará fumaça em proporção suficiente até o teto que possa disparar algum detector, em condições normais. Eles também são indiferentes à fumaça de tabaco que fica acumulada nos ambientes, já que o tamanho das partículas varia com o tempo e grande parte delas, de maiores dimensões, acaba por ser depositada nas superfícies em torno. Grandes concentrações de vapores orgânicos pesados podem chegar a disparar os detectores, mas, de qualquer forma, nenhuma pessoa poderia trabalhar em tal ambiente.

A sensibilidade de alguns tipos de detector poderá ser alterada através de um parafuso presente na base dos mesmos. Esse parafuso ajusta uma blindagem ao redor do emissor alfa da câmara externa, alterando assim a quantidade de radiação nela existente. O ajuste foi previsto para adaptar o detector às condições do local de instalação, ou seja, para proporcionar a detecção adequada, procurando evitar falsos alarmes.

Um único detector iônico de fumaça pode fornecer proteção a uma área entre 20 e 100 m², dependendo da forma física do ambiente e do grau de proteção desejado. Em geral, tais detectores tem o mesmo tamanho de

uma lâmpada incandescente normal e são normalmente instalados no teto ou próximos dele. Para a instalação foram adotados soquetes ou bases tipo "baioneta", facilitando dessa forma a substituição de detectores. Há casos também de detectores iônicos instalados no interior de equipamentos importantes e dispendiosos, como os computadores.

Numa instalação de detecção de incêndio, os detectores são reunidos em grupos e ligados a uma central de controle. O mostrador dessa central indica o grupo onde se originou o alarme e lâmpadas neon individuais, montadas na própria base dos detectores, mostram qual dos detectores foi ativado. Mas o sistema pode ser usado ainda para outros fins, como, por exemplo, pulverizar toda a área afetada com dióxido de carbono, chamar os bombeiros ou desligar a alimentação de aparelhos elétricos.

As centrais de controle são alimentadas por baterias, que mantêm o sistema operando por 72 horas, pelo menos, no caso de falta de força, e que também operam os sinais de alarme e outros dispositivos que forem necessários. Através de indicadores visuais, pode-se fazer uma verificação completa no estado operacional do sistema.

Conclusões

O custo anual dos prejuízos causados pelo fogo é realmente enorme. O

detector iônico de fumaça proporciona um meio de proteção verdadeiramente eficiente para qualquer construção, sendo de inestimável valor em instalações de computadores, bibliotecas, galerias de arte, museus, reatores nucleares, células de radiação, hospitais, armazéns, etc. Existem atualmente, no mundo, perto de um milhão de detectores iônicos em operação. Os exaustivos testes realizados pelas autoridades de combate a incêndios, em vários países, provaram a eficiência desse tipo de detector, e com os fogos mais variados. A simplicidade do circuito detector, aliada à confiabilidade da válvula de catodo frio (utilizada, a maior parte do tempo, no estado de corte), deixa poucas possibilidades de falha; os testes periódicos, porém, servem para evitar até mesmo tais possibilidades.

Agradecimentos

O autor está em débito para com a Minerva Detector Co Ltd, pelas informações e fotografias gentilmente oferecidas. Os detectores iônicos discutidos neste artigo são comercializados sob o nome de "Minerva" nos países da União Britânica (exceto no Canadá, Índia, Paquistão e Sri Lanka), "Pyr-a-larm", nos EUA, e "Cerberus", nos demais países.

Referências

- 1 — Greinacher, H. — "Über ein Differential-Ionometer und seine Anwendung zur elektrischen Messung des Staubgehaltes der Luft", Bull. Sev. 13,356 (1922).
- 2 — Malsalez, P. e Breitmann, L. — "L'utilisation des phénomènes radioactifs dans la prédétection des incendies et analyses de gaz", Rev. Gén. Electr., 43, 279 (1938).
- 3 — Jaeger, W. — "Die Ionisationskammer als Feuermelder", Bull. Sev., 31, 197 (1940).
- 4 — Meili, E. — "The ionization chamber smoke detector", Bull. Sev. 43, 3 (1952).
- 5 — Clayton, C.G. — "The use of ionization methods in industry", Industrial Radioisotope Economics, The International Atomic Energy Agency, 1965.

Tradução: Juliano Barsali

NOTÍCIAS DA NASA

NASA decide manter a rota do Voyager 2 para Urano

A NASA já aprovou oficialmente a manutenção da trajetória da nave Voyager 2, que a levará até Urano, em 1986, após passar por Saturno em agosto deste ano. Conforme o plano aprovado, a nave irá topar com Urano a uma distância de 107 mil quilômetros, em janeiro de 86, realizando medições e fotografando, para depois seguir em frente para um possível encontro com o planeta Netuno.

O encontro com Urano dará origem às primeiras imagens em *close* já vistas desse planeta. Como sabemos, Urano é o sétimo planeta do Sistema Solar, e está localizado duas vezes mais longe do sol que o sexto planeta, Saturno; é um mundo congelado, girando sobre seu próprio eixo com uma inclinação de 98 graus.

Na verdade, a decisão de continuar até Urano simplesmente confirma a atual trajetória do satélite. Caso os oficiais da agência espacial tivessem optado contrariamente a esse encontro, o Voyager teria sua trajetória alterada. O Voyager 2 é a nave irmã do Voyager 1, que recentemente teve um histórico encontro com o planeta dos anéis. O segundo

Voyager foi lançado em 20 de agosto de 1977, passou por Júpiter em julho de 79 e deverá encontrar-se com Saturno a 25 de agosto deste ano.

A trajetória do Voyager 1 através do Sistema Solar foi planejada com o objetivo de otimizar as finalidades científicas de encontros com Júpiter, Saturno e Titã. A rota do Voyager 2 foi escolhida de forma a permitir aproximações com Júpiter, Saturno, Urano e, talvez Netuno; essa rota não prevê encontros próximos com o satélite Titã ou com os anéis de Saturno, dois objetivos do primeiro Voyager. A decisão final sobre a trajetória teve que aguardar até que o Voyager 1 demonstrasse sucesso em sua aproximação de Saturno e Titã, em novembro de 80.

Dado o pleno sucesso dessa parte da missão Voyager 1, que alcançou todos seus objetivos científicos, decidiu-se enviar a missão Voyager 2 até Urano, já que seus instrumentos indicam uma probabilidade razoável de que a jornada de 5 anos seja bem sucedida, com uma aproximação cientificamente produtiva.

Desenvolvido pela NASA novo instrumento de medida do ozônio

Um novo instrumento, montado em uma aeronave, realizou medições de concentração e distribuição de ozônio em uma coluna de atmosfera, pela primeira vez. O instrumento, denominado LIDAR de Absorção Diferencial de Ultra-violeta, foi desenvolvido pela NASA para a Agência Americana de Proteção Ambiental. Os aparelhos já existentes, desse tipo, tinham capacidade de medir apenas a área que circundava o avião em que estavam montados.

LIDAR é o acrônimo de *Light Intensification Detection and Ranging* (detecção e exploração pela intensificação da luz); o aparelho é similar ao radar, mas utiliza ondas eletromagnéticas bem mais curtas.

O ozônio, ou ozônio, é um gás, componente de fumaças fotoquímicas, que pode ser prejudicial à saúde. O novo instrumento, chamado abreviadamente de *UV-DIAL*, emprega luz em dois comprimentos de onda; uma das frequências é absorvida pelo ozônio e a outra não. A diferença entre os dois sinais combinados é analisada pelo *UV-DIAL*, a fim de se determinar a concentração e distribuição desse gás numa coluna bem abaixo da aeronave.

A amostragem de ar é feita simultaneamente entre o

avião e a terra, a intervalos de 16,5 m. Como o aparelho é capaz de medir tanto a quantidade total de ozônio como sua distribuição ao longo da coluna, pode-se obter rapidamente um mapeamento tridimensional do gás, sobrevoando-se o local escolhido em trajetórias cruzadas; isso fornece as informações necessárias à modelagem da geração, deslocamento e transformação do ozônio.

Os instrumentos do tipo LIDAR convencionais já são usados há anos na detecção de partículas de matéria na atmosfera. Nesses sistemas, um pulso brevíssimo de luz é disparado do avião em direção ao solo; após atravessar o ar à velocidade da luz, ele é refletido por espalhamento de volta ao sistema, em proporção à quantidade de partículas presentes naquele ponto da atmosfera.

Os planos futuros para o *UV-DIAL* incluem a elevação de sua sensibilidade durante o dia, pela utilização de um laser mais poderoso, e também o desenvolvimento de um instrumento similar, para efetuar medições em dióxido de enxofre. O alcance está limitado, por enquanto, durante certas horas do dia, devido ao fato da radiação solar também refletir em partículas da atmosfera.

Nova aeronave da NASA em fase de testes

Está em plena fase de testes a mais recente aeronave desenvolvida conjuntamente pela NASA e Força Aérea americana, cujo objetivo é investigar tecnologias avançadas que possam levar à criação de futuros aviões militares com o dobro de manobrabilidade dos atuais caças a jato. Batizado de *Himat*, abreviação de *Highly Maneuverable Aircraft*

Technology (tecnologia de aeronaves de alta manobrabilidade) o pequeno modelo de provas, operado por controle remoto, demonstrou poder realizar curvas duas vezes menores que os aviões militares existentes, a velocidades transônicas e supersônicas.

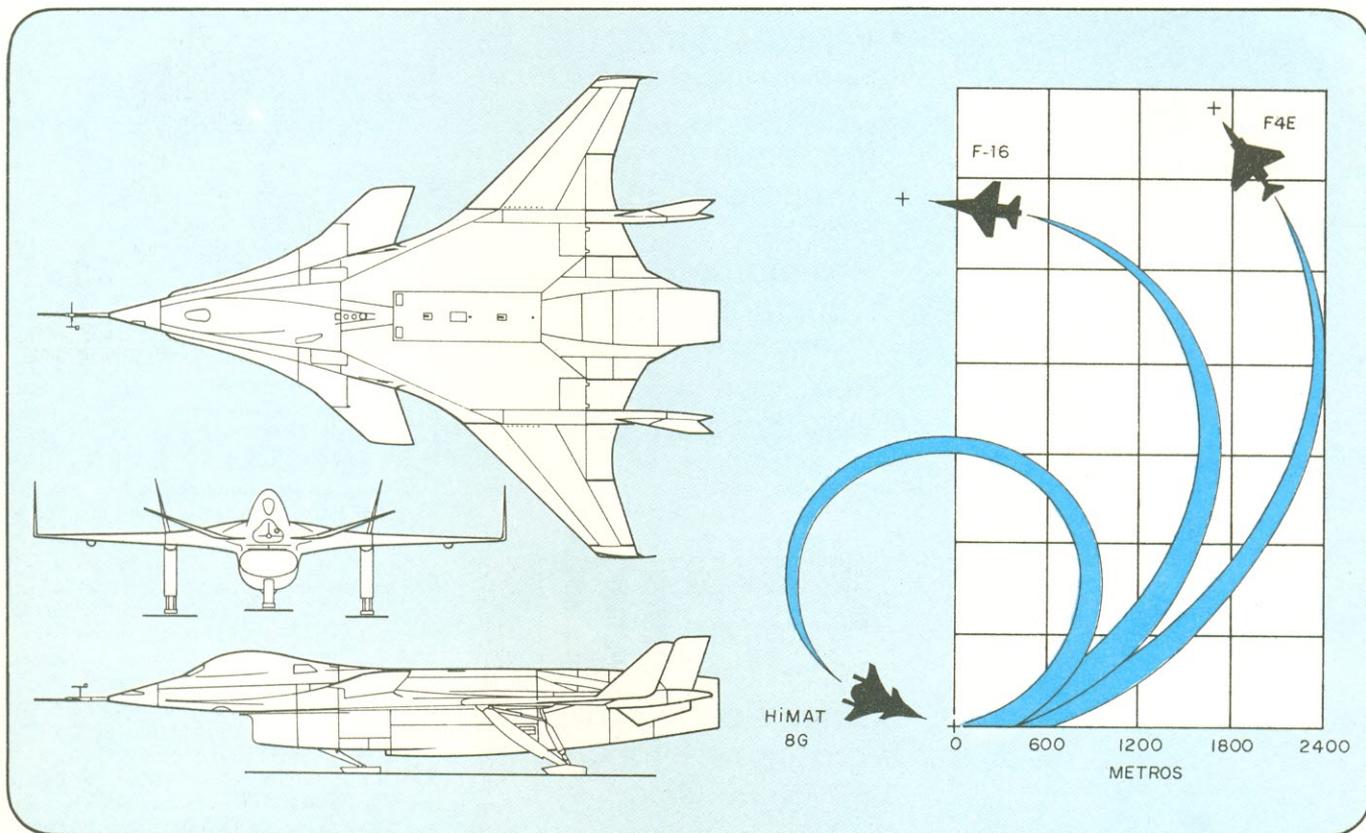
Pelo fato desse novo conceito exigir vários aperfeiçoamentos

mentos de risco elevado, decidiu-se que o avião de provas não seria pilotado, mas sim controlado remotamente por uma técnica especial, desenvolvida pela NASA anos atrás. Essa técnica, que permite pilotar aviões do solo, é um método mais econômico e seguro de se testar tecnologias que envolvam risco de vida.

Nessa nova aeronave estão incorporados vários avanços recentes e, testá-los todos ao mesmo tempo, em um único veículo, permite o estudo da interação entre os mesmos e ainda tornar as interações tão favoráveis quanto pos-

controle através da qual o sistema de controle de vôo proporciona a estabilidade básica ao mesmo. O emprego dessa tecnologia poupa peso e eleva o desempenho do aparelho todo, já que o tamanho das superfícies estabilizadoras pode ser reduzido. As pequenas asas do *Himat*, extensões verticais nas extremidades das asas principais, fornecem estabilidade e desempenho adicionais.

Além de permitir o estudo das várias novas tecnologias e sua interação mútua, os testes de vôo serão enviados aos Simulador de Manobras Diferenciais, localizado no



sível.

O veículo de provas foi planejado desde o princípio para ser construído com aproximadamente 30% de material composto. Além de economia no peso, o material composto permite que as asas sejam projetadas aeroelasticamente, elevando assim a manobrabilidade e o desempenho. Ambos os conjuntos de planos aerodinâmicos (*airfoils*) também foram projetados aeroelasticamente, de modo a aceitarem encurvamento e torção durante o vôo, adaptando assim seu formato e obtendo o máximo desempenho para cada condição em particular.

O novo avião utiliza um sistema de controle digital, ao invés dos sistemas convencionais. Os comandos executados pelo piloto são enviados, por meio de telemetria, a um computador de bordo que, por sua vez, remete comandos elétricos às superfícies de controle de vôo. Esses novos sistemas de comando são mais leves e mais versáteis, em termos de funções automáticas, que os comandos tradicionais. O *Himat* incorpora ainda um sistema de propulsão integrado, que usa um computador digital para manter sob controle todo o sistema de propulsão da aeronave, em contraste aos atuais controles hidromecânicos.

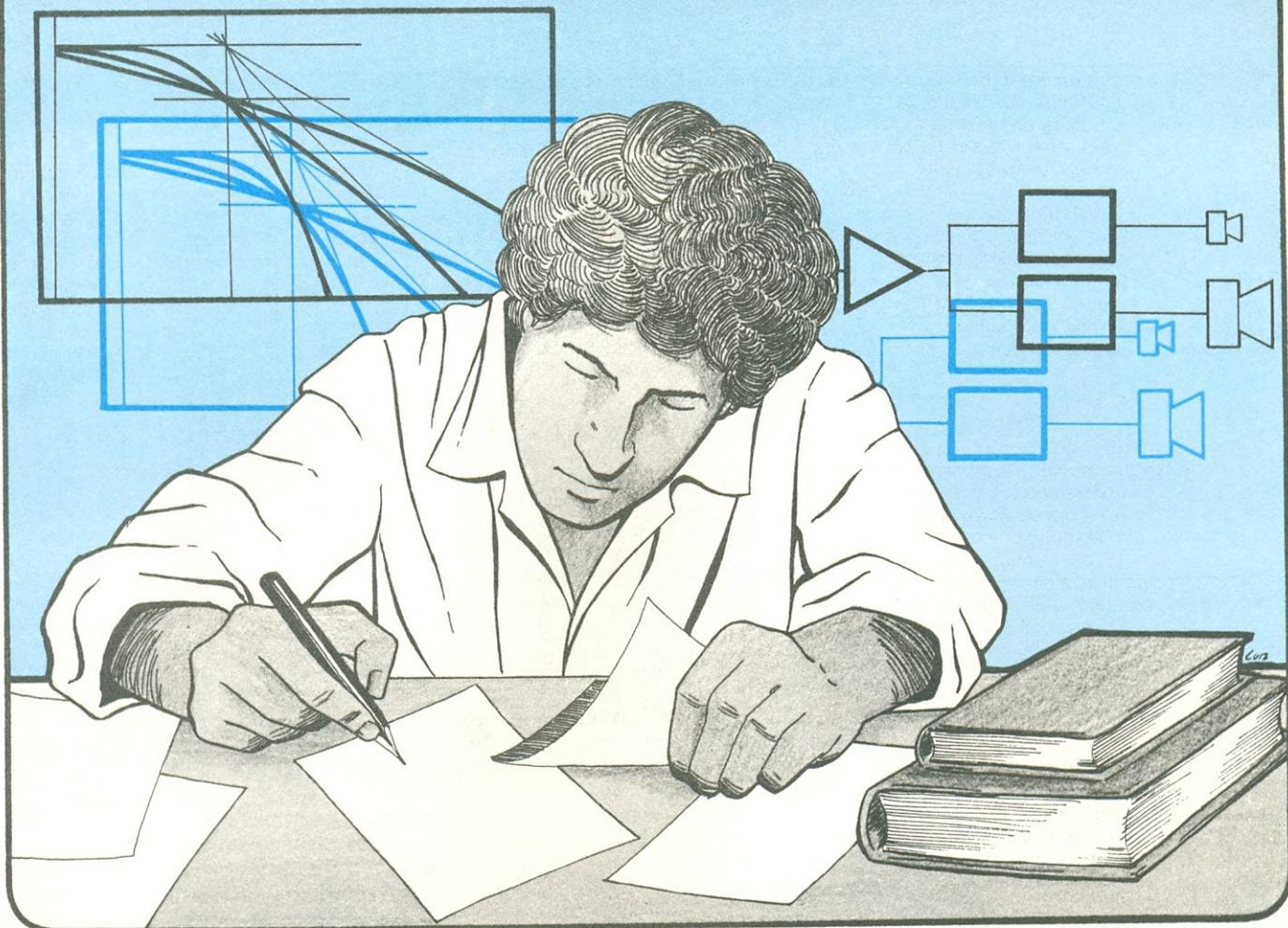
Além disso, o avião possui ainda uma tecnologia de

Centro de Pesquisas Langley, da NASA, para uma verificação das possibilidades do veículo de provas, baseada nas características aerodinâmicas observadas em vôo. O uso desses resultados no simulador irá permitir uma especificação militar das possibilidades desse avião contra adversários diferenciados.

O avião de provas, com uma envergadura de apenas 4,5 m e um comprimento de 7 m, é um modelo em escala de 44% da aeronave real, que pesaria 7700 kg. Impulsionado por uma turbina J-85 da GE, o *Himat* é capaz de alcançar velocidades superiores a 1,5 Mach ou aproximadamente 1600 km/h (uma vez e meia a velocidade do som).

Durante os testes, o pequeno avião era lançado, com sua turbina em operação, de um B-52 voando a 14000 m de altitude. O piloto de terra, então, tomava o controle do mesmo durante toda a duração dos testes, incluindo a aterrissagem num leito seco de um lago no Centro Dryden da NASA.

Nas figuras podemos ver o *Himat* em três posições diferentes, que permitem observar suas linhas arrojadas. Podemos ver ainda uma comparação entre a manobrabilidade do *Himat* e a de outros dois aviões a jato já existentes nos EUA.



Um mergulho mais fundo nos divisores de frequência

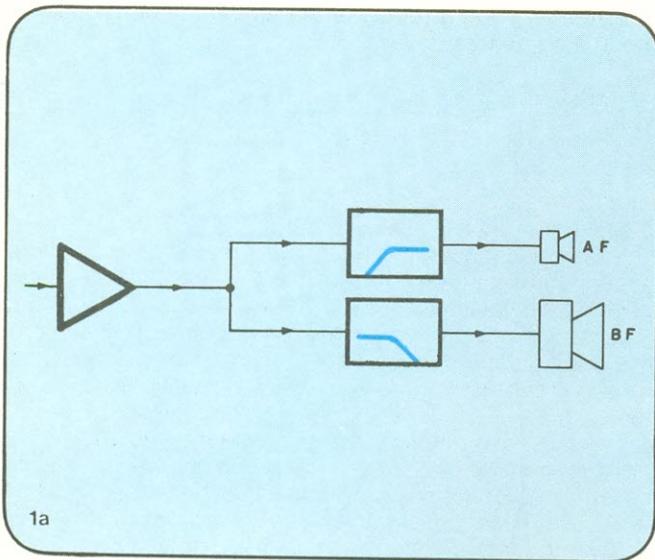
Com alguns cálculos e um pouco de teoria, o autor prova quais são os melhores filtros para se implementar as tão cobiçadas redes divisoras de frequência para alto-falantes.

Neville Thiele

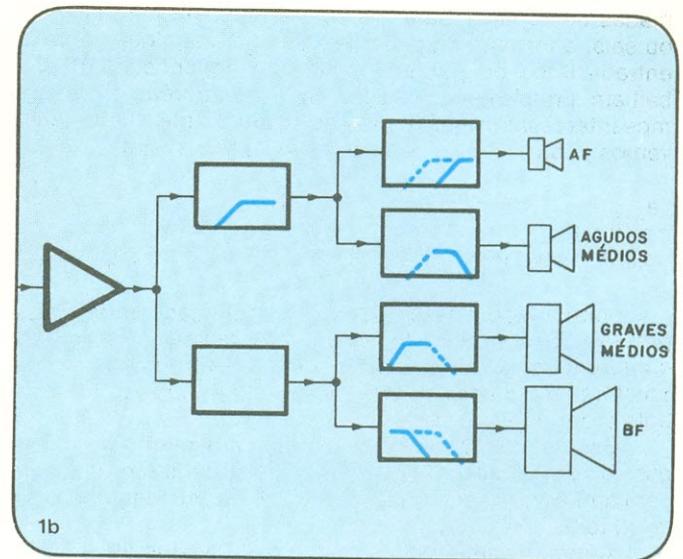
O uso de redes divisoras de frequência está baseado na idéia de que a excitação dupla de alto-falantes é sempre melhor que a única. Apesar de um grande número de audiófilos obter um som "aceitável" pela excitação única, as vantagens de se dividir o espectro entre dois ou mais excitadores especializados parecem óbvias. A resposta será indubitavelmente mais plana, já que cada alto-falante deverá ser requisitado em uma faixa comparativamente limitada, e a distorção de modulação cruzada deverá se apresentar mais baixa, seja causada por efeito doppler ou por simples limitação de amplitude. Assim, quanto mais nos aprofundamos nos problemas de múltiplos alto-falantes e das redes divisoras que separam os sinais destinados a cada um deles, mais nítidos são seus resultados compensadores, mesmo com os métodos pouco "ortodoxos" de projeto geralmente utilizados.

Proponho, através deste artigo, abordar o problema genérico dos divisores de frequência, partindo de seus princípios mais elementares e questionando as suposições já estabelecidas (muitas vezes injustificadamente), tentando chegar a um melhor entendimento do assunto e, através dele, a um método de projeto mais confiável.

Vamos discutir o problema em sua forma mais simples, dividindo frequência entre dois alto-falantes, como na figura 1a. Sistemas com três, quatro ou cinco vias são melhor manipulados quando divididos em ramos, a partir da separação básica em duas metades. Assim sendo, o sistema a quatro vias da figura 1b é dividido, primeiramente, em duas partes, uma para altas e outra para baixas frequências; em seguida, a parte das "altas" é subdividida em "agudos médios" e "agudos superiores", enquanto a parte das "baixas" vai dar em "graves médios" e "graves inferiores". Desse modo, o problema se resume em projetar três tipos diferentes de divisores a duas vias. ▶



1a Rede divisora para um sistema a duas vias.



1b Rede divisora para um sistema a quatro vias.

Discutiremos aqui a classe dos divisores em geral, mas devo declarar, aqui e agora, minha preferência pelos divisores passivos. Como todos sabem, a finalidade das redes divisoras, sejam ativas ou passivas, é a de moldar o espectro de sinais para as duas saídas ou excitadores, e as mesmas repostas de modelagem são utilizadas para ambos os tipos.

O divisor ativo apresenta a vantagem de permitir substituição com relativa facilidade, fator de grande utilidade quando são empregados diferentes sistemas excitadores, e, particularmente, no trabalho experimental. Além disso, as mesmas vantagens citadas de manipular diferentes partes do espectro em dispositivos diferentes podem ser aplicadas também aos amplificadores, embora sem a mesma premência. No entanto, um amplificador de alta qualidade é bastante caro, custa quase o dobro na versão estéreo, dobrando mais uma vez para quadrafonia; qualquer um pensaria duas vezes antes de dobrar esse custo novamente, a fim de adotar a bi-amplificação. Muitos talvez não concordem comigo, mas quando for possível fabricar um sistema estéreo bi-amplificado com uma fonte comum e ao mesmo preço de um amplificador mono, talvez reconsidere minha opinião. Mas, até lá...

Mesmo utilizando capacitores e indutores de grandes dimensões, o divisor passivo será sempre mais leve que um segundo amplificador de qualidade e, a não ser que sejam descuidados na escolha do material para o núcleo dos indutores, sua linearidade está fora de questão. Ademais, ele pode ser fácil e discretamente montado no interior das caixas acústicas.

Colocadas as opiniões, vamos nos concentrar nas repostas tipo Butterworth, quase que invariavelmente usadas nas redes divisoras de frequência. As repostas Butterworth são as mais utilizadas também nos divisores ativos, embora não sejam as únicas possíveis.

A resposta de um filtro ou de qualquer dispositivo cuja resposta varia com a frequência, tal como um amplificador, pode ser descrita como a razão entre sua tensão de saída e a de entrada, em termos de um polinômio em ω , ou seja, a frequência angular $2\pi f$:

(1)

$$\frac{e_{\text{saída}}}{e_{\text{entr.}}} = \frac{b_0}{b_0 + b_1 \left(\frac{s}{\omega_0}\right) + b_2 \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \dots + b_n \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^n}$$

Peço um pouco de paciência a todos os leitores que estiverem sentindo-se ameaçados por uma expressão algébrica de tais dimensões. Se ela lhes parece impenetrável, lembrem-se de que, para muitos, a música indiana, Haydn, Britten ou Prokofiev parecem igualmente misteriosos, enquanto para outros representam um verdadeiro prazer.

A equação apresentada está em sua forma mais extensa, pois eu a representei da maneira mais genérica possível. De fato, os coeficientes "b" expressam simplesmente números que determinam o formato da resposta em frequência. Assim, pode-se variar tal formato pela alteração dos coeficientes "b". O coeficiente b_0 , por exemplo, é em geral igual a 1; em caso contrário, podemos dividir numerador e denominador pelo próprio b_0 , com o que vamos obter um novo conjunto de coeficientes, como (b_1/b_0) , (b_2/b_0) , etc. O parâmetro ω_0 é a forma angular da frequência característica f_0

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (2)$$

e determina a posição da resposta no espectro de frequência. Por vários motivos, é preferível exprimir o último termo do denominador sob a forma $(s/\omega_0)^n$, particularmente quando b_0 é igual à unidade; desse modo, podemos escrever a expressão novamente, desta vez em termos de uma nova característica de frequência:

$$\left(\frac{1}{\omega_{01}}\right)^n = \frac{b_n}{(\omega_0)^n} \text{ ou } \frac{b_n}{b_0} \left(\frac{1}{\omega_0}\right)^n \quad (3)$$

Como consequência, é preciso reajustar os demais termos. Essa simples manipulação aritmética pode ser de grande ajuda na transformação do polinômio em um formato reconhecível; a partir daí, o reconhecimento dos formatos de resposta através dos coeficientes é coisa fácil, desde que já se tenha familiaridade com alguns polinômios básicos.

A manipulação, na verdade, não tem nenhum segredo. Há pouco tempo ela ainda era tediosa, demorada e sujeita a erros de cálculo, mas atualmente, com a presença das calculadoras eletrônicas, tornou-se algo trivial, principalmente se considerarmos as máquinas programáveis. Com a variável "s" no denominador, a expressão se encontra na forma operacional que aceita manipulação através das transfor-

madras de Laplace, para fornecer a resposta a transientes, ou seja, o formato da onda de saída para qualquer sinal de entrada. Isto é de grande utilidade aos engenheiros que trabalham em televisão ou radar; em áudio, porém, onde estamos interessados nas respostas de amplitude e fase, escrevemos j para cada "s" e a equação (1) fica assim:

$$\frac{e_{\text{saída}}}{e_{\text{entr.}}} = \frac{b_0}{b_0 + b_1 \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right) + b_2 \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2 + \dots + b_n \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^n} \quad (4)$$

Vamos agora fazer algumas simplificações nessa expressão. Em primeiro lugar, como o fator (ω/ω_0) aparece com frequência, e é uma razão, um número puro denominado "frequência normalizada", será substituído por um símbolo próprio: $(\omega/\omega_0) = a$ (5)

Essa pequena mudança simplifica bastante as coisas para o leitor afeito a essas fórmulas. É também um alívio para datilógrafas e tipógrafos (*Nota do Editor*: e também para editores e revisores!).

Agora, vejamos: "j" é a abstração matemática $\sqrt{-1}$; foi utilizada por Steinmetz na teoria de corrente alternada, para definir quadratura ou componentes "imaginários", já que a contribuição dos mesmos é tão palpável quanto a dos chamados componentes "reais". Assim sendo, empregando a equação (5) e as propriedades de "j" ($j^2 = -1$, $j^3 = -j$, $j^4 = +1$, $j^5 = +j$, e assim por diante), e depois agrupando componentes reais e imaginários, podemos obter uma expressão para o ângulo de fase β entre entrada e saída:

$$\text{tg} \beta = \frac{b_1 a - b_3 a^3 + b_5 a^5 - \dots}{b_0 - b_2 a^2 + b_4 a^4 - \dots} \quad (6)$$

E obtemos ainda a resposta em amplitude em termos do módulo ao quadrado:

$$\left| \frac{e_{\text{saída}}}{e_{\text{entr.}}} \right|^2 = \frac{C_0}{C_0 + C_1 a^2 + C_2 a^4 + \dots + C_n a^{2n}} \quad (7)$$

onde c_0 é, obviamente, b_0^2 ; c_1 é $b_1^2 - 2b_0 b_2$; c_2 é $b_2^2 - 2b_1 b_3$, e assim por diante, finalizando com $c_n = b_n^2$.

Temos agora, portanto, uma expressão que representa a resposta amplitude \times frequência. Observe que ela contém apenas potências pares de "a", que, na equação (5), chamamos de frequência f "normalizada" em relação a uma frequência característica f_0 , isto é, a um número puro. Como se pode observar, também, a expressão exibe os coeficientes c_0, c_2, \dots, c_n , que são igualmente números puros.

A mais alta potência de "s" e, portanto, de a^2 , é "n", denominado *número de ordem* do filtro e também o número mínimo de reatâncias necessárias para se implementar um filtro, na prática. Dessa forma, não se pode montar um filtro de terceira ordem com menos de três reatâncias, seja dois indutores e um capacitor, ou dois capacitores e um indutor, ou, no caso de filtros ativos, três capacitores, juntamente com os resistores adequados.

O leitor talvez tenha observado que a resposta da equação (1) é igual a 1 em baixas frequências e quando "a" é muito pequeno. Poderia especificar tanto filtros ativos como passivos. Como a resposta torna-se cada vez menor, à medida que "a" cresce, trata-se naturalmente de um filtro passa-baixas.

No caso de filtros passa-altas, o termo (s/ω_0) da equação (1) é substituído por (ω_0/s) ; assim, na equação (2), o termo $(j\omega/\omega_0)$ transforma-se em $(\omega_0/j\omega)$ e, conseqüentemente,

DIGITAL CADA UM TEM UMA.
MAS A NOSSA É MELHOR.
PORQUE TEM UM ESTOQUE
COMPLETO E VARIADO DE
COMPONENTES ELETRÔNICOS
E DOS KITS NOVA ELETRÔNICA.



Componentes Eletrônicos Ltda.

Rua Conceição, 377/383 — Porto Alegre, RS
Fone: (0512) 24-4175
TELEX 0512708 DGTL BR



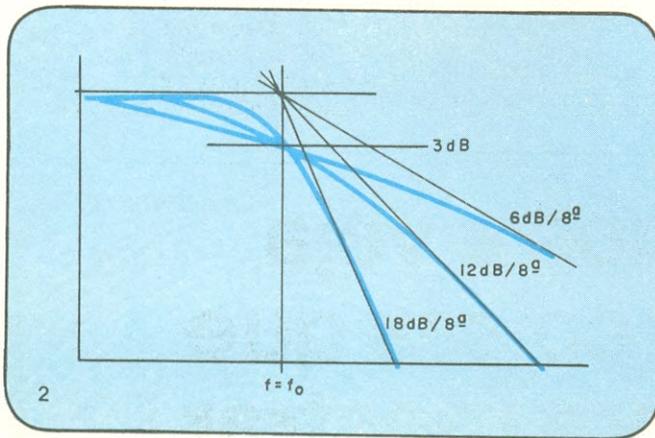
quando as equações (4) e (5) forem aplicadas a um filtro passa-altas, "a" vai tornar-se (1/a) em cada termo.

Já estabelecemos, a esta altura, a forma da resposta em amplitude, que consiste de um numerador de um só número sobre um denominador formado por uma expressão algébrica, um polinômio com potências de a^2 . É claro que a resposta pode apresentar polinômio tanto no numerador como no denominador, formato que é empregado, algumas vezes, em divisores ativos; mas vamos limitar nossa análise, ao menos por enquanto, ignorando esse tipo de resposta.

No ano de 1930, Butterworth¹ percebeu que, se todos os coeficientes da equação (7) fossem convenientemente escolhidos, a resposta em amplitude resultante, atualmente associada ao seu nome,

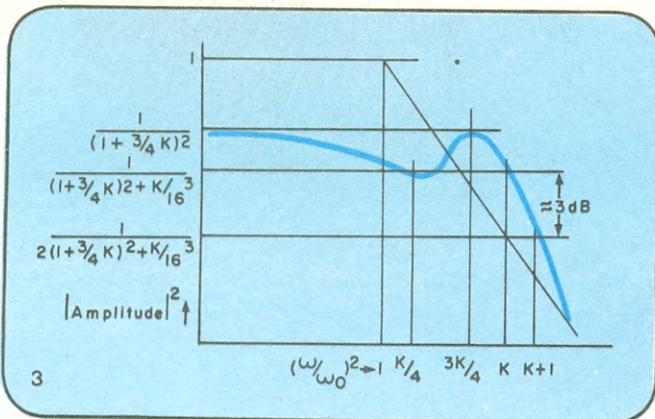
$$\left| \frac{e_{saída}}{e_{entr.}} \right|^2 = \frac{1}{1 + a^{2n}} \quad (8)$$

iria apresentar algumas propriedades especiais. A mais importante de todas consiste em sua curva extremamente plana. Em outras palavras, a resposta da faixa desejada permanece plana durante mais tempo que qualquer outra resposta monotônica de ordem "n", antes de iniciar a atenuação. E o módulo ao quadrado da resposta é de -3 dB em f_0 e decai, em seguida, a um ritmo que tende mais rapidamente que qualquer outro ao declive de 6 dB por oitava, ou, se preferir, de 20n dB por década (figura 2).



Respostas Butterworth para primeira, segunda e terceira ordem.

Se por um lado a resposta Butterworth (amplitude mais plana possível) é a melhor resposta monotônica de ordem "n", por outro ela não exibe o mais preciso corte na fre-



Resposta Chebichev de terceira ordem.

quência de transição ou o declive mais abrupto na região logo após. Os filtros baseados nos polinômios descritos por Chebichev (ou Tschebyscheff, dependendo de como você preferir traduzir a escrita cirílica russa), produzem uma resposta relativamente complexa, antes de chegar ao declive final (figura 3). Os denominadores incluem expressões que chegam a zero em algumas frequências, fazendo com que a resposta atinja seu valor CC.

Os filtros de Chebichev, porém, não são aproveitados em redes divisoras e, assim, também vamos deixá-los de lado. Aos leitores interessados nessa parte sugerimos as informações contidas na referência 2. O ponto importante da discussão é o fato dos filtros tipo Butterworth não chegarem ao corte tão abruptamente como os demais de mesma ordem, tais como os de Chebichev, ou ainda os de Causer, por meio de funções elípticas. Por outro lado, eles exibem o corte mais rápido que qualquer curva monotônica (ou seja, suave) da mesma ordem.

Entretanto, o filtro Butterworth apresenta outra vantagem. Vamos supor que o espectro seja dividido em duas partes através de filtros Butterworth, um deles passa-altas e o outro, passa-baixas, mas ambos com a mesma frequência de corte f_0 . Podemos então escrever as duas respostas, novamente empregando "a" como frequência normalizada:

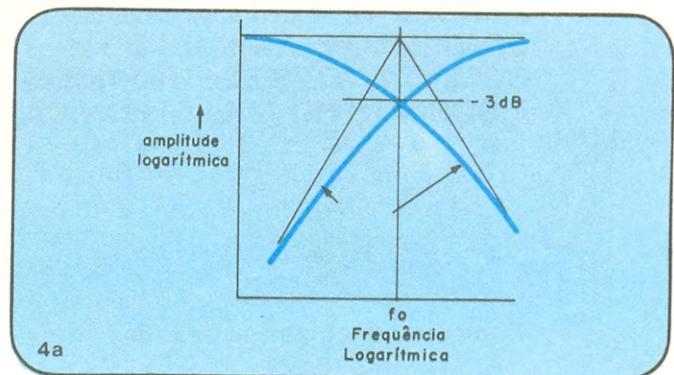
$$\left| \frac{e_{saída}}{e_{entr.}} \right|^2_{\text{passa-baixas}} = \frac{1}{(1 + a^{2n})} \quad (9)$$

$$\left| \frac{e_{saída}}{e_{entr.}} \right|^2_{\text{passa-altas}} = \left[\frac{1}{1 + (1/a^{2n})} \right] = \frac{a^{2n}}{(1 + a^{2n})} \quad (10)$$

Somando, a seguir, as potências de saída dos dois filtros,

$$\left| \frac{e_{saída}}{e_{entr.}} \right|^2_{\text{passa-baixas}} + \left| \frac{e_{saída}}{e_{entr.}} \right|^2_{\text{passa-altas}} = 1 \quad (11)$$

Um par de filtros Butterworth adequadamente projetados pode, portanto, dividir a potência enviada pelo amplificador em duas faixas distintas, sem perdas, e ainda apresentar a ele uma impedância constante de carga, ao longo de toda a faixa de resposta. Isto pode ser facilmente visto nos gráficos da figura 4. A disposição mais familiar (a) tem ambas as grandezas, amplitude e frequência, apresentadas em escala logarítmica; ela mostra perfeitamente como cada filtro passa rapidamente da banda especificada, com res-



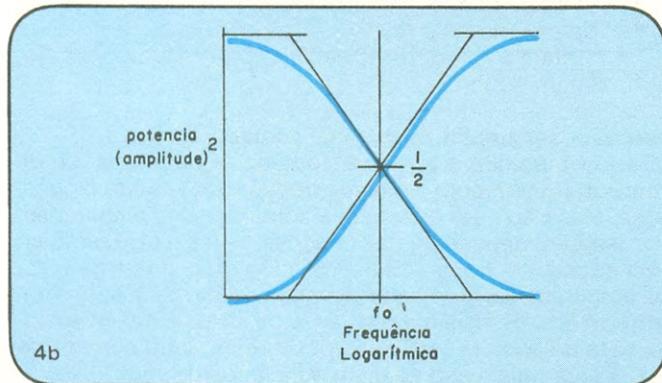
Resposta de um par de filtros Butterworth com escalas convencionais, ou seja logarítmicas para amplitude e frequência.

posta plana, à faixa de rejeição, onde a atenuação logo alcança uma elevação de 6n dB por oitava.

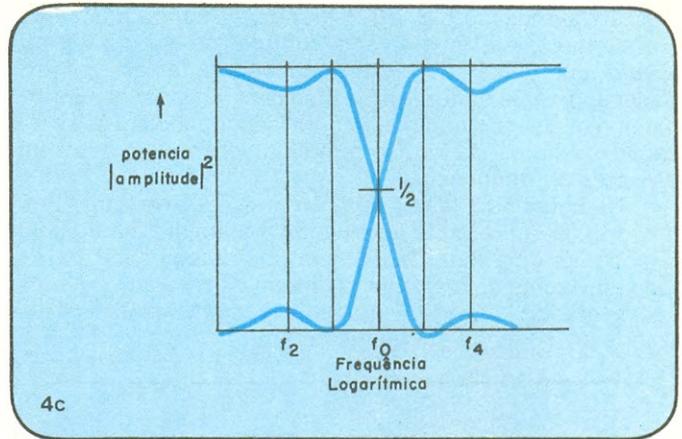
Mas, com as mesmas curvas traçadas de outra forma (b), onde a potência está numa escala linear, é mais fácil ve-

rificar como os dois espectros de potência são complementares e produzem uma soma constante em todas as frequências.

O aproveitamento de toda a potência do amplificador e a imutabilidade da impedância de carga apresentada ao amplificador tornam o filtro Butterworth uma solução ideal para divisores de frequência, em geral, particularmente para os passivos. Voltamos a repetir, porém, que a resposta Butterworth não é a única que se adapta a divisores de frequência por absorver potência constante. O filtro Cauer ou de função elíptica, por exemplo, proporciona uma transição muito mais rápida da banda de passagem para o corte, apresentando uma resposta nula (considerando componentes ideais) logo após o início da banda de rejeição. Em contrapartida, esse filtro requer componentes reativos em maior



Resposta de um par de filtros Butterworth com escala linear para potência e logarítmica para frequência.

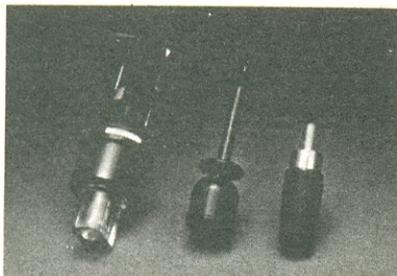


Resposta de um par de filtros Cauer, para fins de comparação, com escala linear para potência e logarítmica para frequência.

quantidade. Desse modo, para sermos realistas, é preciso comparar o filtro Cauer com um Butterworth que contenha igual número de reatâncias, tanto de capacitores como indutores.

Assim, em termos gerais, considerando os filtros de determinado número de ordem encontrados nos sistemas de alto-falantes, tanto os do tipo Cauer como Butterworth proporcionam atenuações similares na região de máximo, isto é, f_4 para o filtro passa-baixas, na figura 4c, e f_2 para o passa-altas. As atenuações do filtro Cauer são maiores, próximo à região de cruzamento, por isso resulta mais tolerante em relação aos excitadores com resposta duvidosa logo após o término da faixa de passagem. Porém, depois de f_4

Abra os olhos e veja as pequenas coisas que a Joto tem para mostrar.



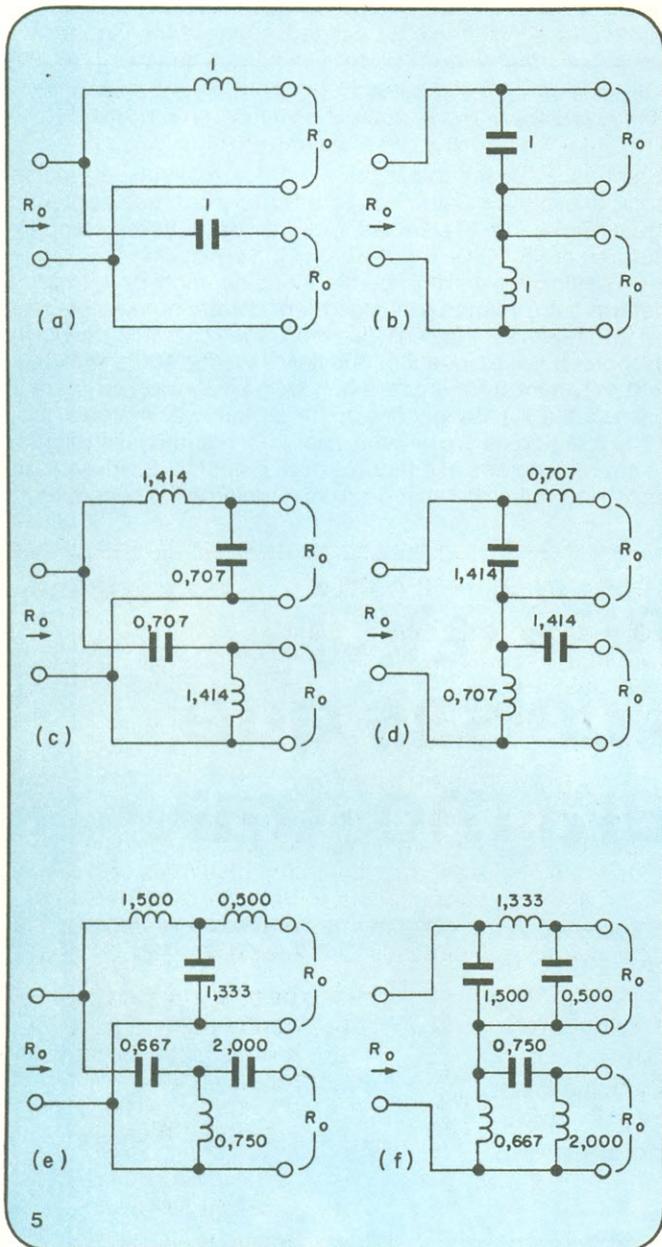
Há 30 anos que a **Otto e Tercílio** vende qualidade através de seus produtos, atendendo à constante evolução do setor eletro-eletrônico. Os componentes **Joto**, pelas suas características, atingem ampla faixa de utilização, solucionando inúmeros problemas.



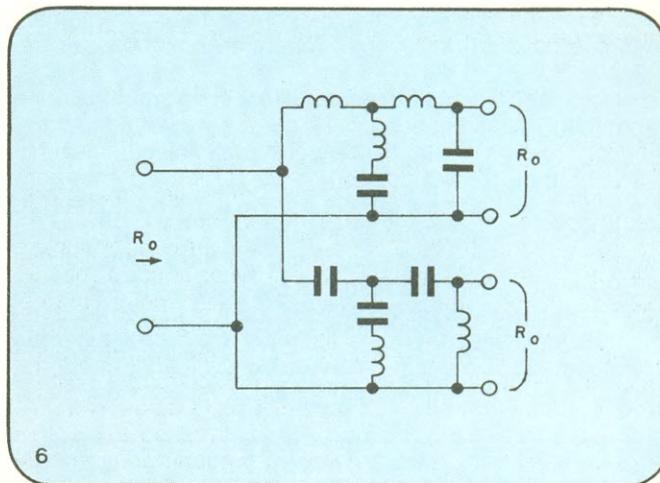
Otto e Tercílio Ltda. Rua Visconde de Parnaíba, 3042/50 - Fones: 291-2255 - São Paulo.

(ou f_2) a atenuação não é tão grande, deixando a desejar, por exemplo, em manter sob controle as excursões do *tweeter* com sinais de baixa frequência. Ademais, o filtro Cauer apresenta distúrbios de fase bem mais sérios. Enfim, mesmo não sendo completamente inadequados nessa aplicação, os filtros Cauer não tem sido usados, até hoje, em divisores de frequência.

Na figura 5 podemos apreciar uma série de filtros Butterworth, já em formato adequado para projeto; na figura 6 representei uma rede Cauer, para fins de comparação. As redes divisoras de até terceira ordem, como as da figura 5, são de grande utilidade. Entretanto, já foram descritos e utilizados divisores de até quinta ordem³.



Divisores Butterworth: Paralelo (a) e série (b) de primeira ordem, paralelo (c) e série (d) de segunda ordem e paralelo (e) e série (f) de terceira ordem. Os valores dos componentes estão normalizados em relação a $R_0 = 1 \text{ ohm}$ e $\omega_0 = 1 \text{ radiano/segundo}$. Para obter os valores reais, multiplique as indutâncias por R_0/ω_0 (resultado em henries) e as capacitâncias por $1/\omega_0 R_0$ (em farads). Assim, quando f_0 é de 1 kHz (e, portanto, $1/\omega_0 = 160 \mu\text{s}$), e R_0 , de 8 ohms, deve-se multiplicar as indutâncias por $1280 \mu\text{H}$ e as capacitâncias por $20 \mu\text{F}$.



Rede divisora tipo Cauer.

Resposta em amplitude do sinal somado

Já vimos que a soma das potências de um par de filtros Butterworth com a mesma frequência de corte é constante. Mas não quer dizer que a soma de suas **amplitudes**, que também dependem das relações de fase, seja também uma constante. Sabemos que quando dois sinais da mesma amplitude são somados, a amplitude da soma será o dobro, isto é, 6 dB mais elevada, caso os sinais estejam em fase; será de apenas 3 dB, se a defasagem entre eles for de 90°; e será nula, caso estejam defasados de 180°.

Vejamus então o que ocorre quando adicionamos as saídas de dois filtros Butterworth, passa-baixas mais passa-altas. Consideremos primeiramente o par de filtros de ordem mais simples, onde

$$e_{\text{saída}}/e_{\text{entr.}} \text{ passa-baixas} = 1/(1 + sT) \quad (12)$$

$$e_{\text{saída}}/e_{\text{entr.}} \text{ passa-altas} = sT/(1 + sT) \quad (13)$$

A soma, então, será

$$(14)$$

$$(e_{\text{saída}}/e_{\text{entr.}})_{\text{soma}} = \frac{1}{1 + sT} + \frac{sT}{1 + sT} = \frac{1 + sT}{1 + sT} = 1$$

Em outras palavras, a resposta do sinal, resultado da soma, é completamente plana ao longo de toda a faixa. Infelizmente, este é o único caso em que isso acontece. Vamos ver o que ocorre quando subtraímos duas respostas de primeira ordem, ou seja, quando as somamos defasadas, invertendo as conexões de um dos excitadores:

$$(e_{\text{saída}}/e_{\text{entr.}})_{\text{soma}} = \frac{1}{1 + sT} - \frac{sT}{1 + sT} = \frac{1 - sT}{1 + sT} \quad (15)$$

Esta é uma resposta passa-faixa, isto é, sua resposta em amplitude

$$\left| \frac{e_{\text{saída}}}{e_{\text{entr.}}} \right|_{\text{soma}}^2 = \frac{1 + (\omega T)^2}{1 + (\omega T)^2} = 1 \quad (16)$$

ainda é bastante plana, mas agora o ângulo de fase entre entrada e saída

$$\beta = 2 \text{ arc tg } \omega T \quad (17)$$

varia de zero, em baixas frequências, até 180° nos agudos. Pode-se considerar isso como um retardo, também,

$$T_{\text{grupo}} = d\beta/d\omega = 2T/(1 + \omega^2 T^2) \quad (18)$$

que varia de 2T ($T = 1/2\pi f_0$; 160 μs quando $f_0 = 1$ kHz), nas baixas frequências, a zero nas frequências elevadas.

Tudo isso nos envolve, naturalmente, na embaraçosa questão do retardo de tempo. É importante ou não? Já foi dito que um diferencial de retardo realmente importa, caso seja suficientemente grande, ou seja, se os agudos chegam hoje e os graves, amanhã. Bem, então, qual a menor diferença de tempo que pode ser percebida? Será 320 μs , tempo que o som leva para percorrer 10 cm pelo ar, de grande importância? Metade disso? O dobro? É claro que se o retardo for constante ao longo de toda a faixa de passagem e só chegar a diminuir fora dela, isto é, acima dos 20 kHz, ele não será percebido. Mas, o que ocorre quando o centro da variação de fase diminui em 5 kHz, ou 2 kHz?

Testes empreendidos por autoridades das mais variadas, como os laboratórios da Cia. Bell americana, há muitos anos, e os correios alemães e o professor Ashley, mais recentemente, parecem indicar que uma variação de retardo de alguns milissegundos simplesmente não pode ser ouvida num sinal monofônico. Em estéreo, por outro lado, diferenças de retardo inferiores a 1 ms **entre os dois canais** são bastante significativas, já que deslocam a posição da imagem sonora.

Mas se diferenças de retardo de vários milissegundos são desprezíveis em um sinal de áudio que alimenta um sistema de falantes, elas tornam-se de grande relevância quando ocorrem entre dois excitadores, em um sistema a duas vias, ao longo da banda de frequência do divisor.

Nessa região, as duas fontes de som atuam juntas como uma coluna relativamente direcional, e qualquer diferença de retardo entre elas pode facilmente deslocar essa coluna em relação ao ouvinte. Desse modo, voltando às equações (14) e (15), podemos dizer que, enquanto um par de divisores de primeira ordem produz uma resposta plana, ao longo da faixa, somente quando ambos os excitadores estão conectados em fase é que sua resposta combinada será realmente plana. Quando a ligação é feita fora de fase, a resposta em amplitude continuará plana, mas o sinal total irá sofrer um maior retardo no extremo de baixa frequência da faixa (320 μs , para um divisor de 1 kHz e em proporção inversa para outras frequências de cruzamento). O retardo cai pela metade na própria frequência de cruzamento e chega a zero nas frequências mais altas. Essa diferença deve ser inaudível, com certeza. Mas é bom lembrar que isto é verdade apenas se admitirmos como ideais os dois transdutores, coisa particularmente difícil de se conseguir com um divisor de primeira ordem pelos seguintes motivos:

a) A resposta em amplitude e fase dos dois excitadores deve ser plana ao longo de uma extensa faixa de frequências, caso contrário toda a resposta será afetada. Assim, se as respostas dos dois excitadores apresentam uma defasagem de 90° na frequência de cruzamento, antes que o divisor seja conectado, o resultado total com o mesmo é de 6 dB de pico ou um "vale" profundo, dependendo do deslocamento de fase ser de +90° ou -90°. Até mesmo a quatro oitavas da frequência de cruzamento (62,5 Hz ou 16 kHz, com uma frequência de cruzamento de 1 kHz, por exemplo), uma diferença de fase de 90° entre as duas respostas dos excitadores iria produzir um distúrbio de amplitude de $\pm 0,5$ dB no sinal de soma.

b) O alto-falante de graves deve sempre estar instalado próximo ao de agudos, sendo que a reta que une suas bobinas

deve formar um ângulo reto com a reta que os une ao ouvinte; em caso contrário, a coluna formada por eles poderá não "iluminar" o ouvinte, em frequências próximas à de cruzamento.

É lógico que uma rampa mais abrupta num divisor tende a reduzir o desempenho dos excitadores fora da banda de passagem. Se aplicarmos o teste do sinal-soma a um filtro de segunda ordem (ou a qualquer outro filtro de ordem par), descobriremos que não há como interligar os excitadores para obter uma resposta plana. No entanto, os de terceira ordem podem proporcionar essa resposta, com algum erro no retardo, que pode ser resolvido pela inversão dos excitadores (assumindo, de novo, transdutores ideais).

Vimos, assim, que as redes divisoras para alto-falantes devem consistir de pares complementares de filtros Butterworth passa-baixas e passa-altas, sempre de ordem ímpar. Aqueles de primeira ordem são os únicos que permitem uma resposta total ideal, enquanto os de terceira tornam-se necessários quando a excursão do excitador de agudos tende a limitar a manipulação de potência, devido a uma certa distorção ou dano.

Referências

1. S. Butterworth, "On the Theory of Filter Amplifiers", *Wireless Engr.*, outubro de 1930.
2. A.N. Thiele, "Filters with variable Cut-off frequencies", *Proc. IREE, Austrália*, setembro 1965, pág. 284/301.
3. A.N. Thiele, "Optimum Passive Loudspeakers Dividing Networks", *Proc. IREE, Austrália*, julho 1975, pág. 220/224.

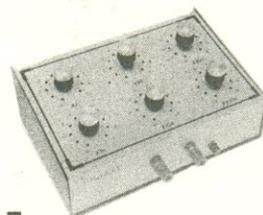
© — Copyright Audio

tradução: Juliano Barsali

DÉCADA RESISTIVA DR-6

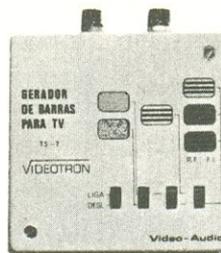
O Instrumento que falta no laboratório de 1 a 990.999 OHMS

Em Kit — Cr\$ 2.980,00
Montado — Cr\$ 3.280,00



GERADOR DE BARRASTS-7

Para testes, ajustes e rápida localização de defeitos em aparelhos de TV, em cores e preto e branco, desde o selector de canais, F.I. (som e vídeo), amplificadores de vídeo e som, ajuste de convergência, foco, linearidade, etc. O único aparelho que permite o teste direto no estágio e no componente defeituoso. Cr\$ 2.590,00



CENTRO DE DIVULGAÇÃO TÉCNICO ELETRÔNICO PINHEIROS S/C LTDA.

Tel.: 210-6433 VENDAS PELO REEMBOLSO AÉREO E POSTAL CAIXA POSTAL 11.205 SP CEP 01000

Preços válidos até 10/05/81

Pagamento com cheque visado ou vale postal dá direito a 5% de desconto

NOME _____

ENDEREÇO _____

CEP _____

ENVIAR: Gerador de Barras

Década

Mont. Kit

A VERDADEIRA RELAÇÃO DE ONDA ESTACIONÁRIA (ROE)

Muitos artigos têm falado das vantagens de uma baixa relação de onda estacionária (ROE). Ainda que se possa obter excelentes resultados com um sistema de transmissão descasado, é um fato aceito que o método mais simples de fazer com que o sistema funcione bem é o de regular os vários coeficientes (ou relações) de onda estacionária. A maior parte dos efeitos indesejáveis em linhas de transmissão vem do alto valor da ROE.

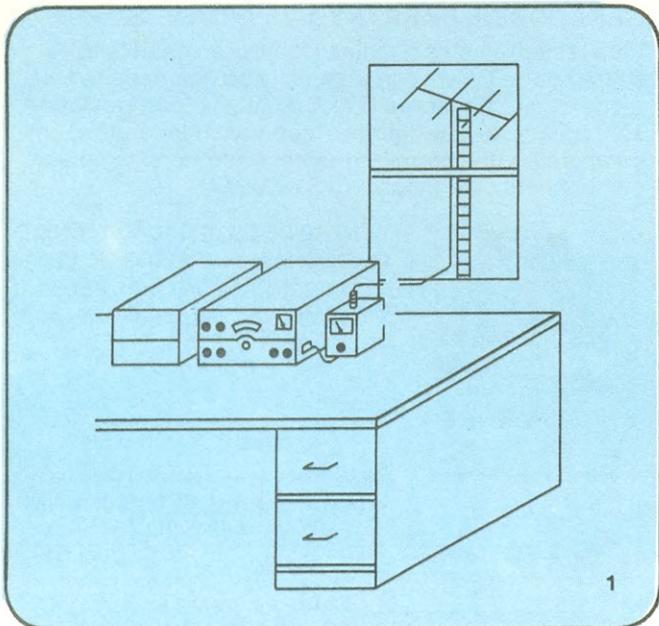
Uma razão da popularidade da ROE como medida do rendimento de um sistema de transmissão é a relativa facilidade com que ela pode ser medida.

Outras razões são o baixo custo e a facilidade de serem encontrados os medidores de ROE. A figura 1 mostra

como os medidores de ROE são ligados ao sistema. A figura 2 mostra um medidor colocado junto à antena.

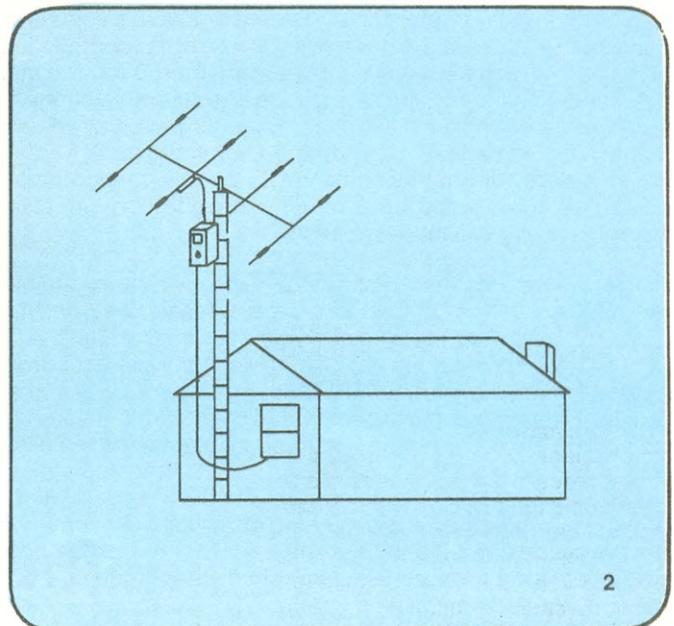
As medidas de ROE na entrada e na saída deveriam em princípio ser as mesmas, porém, as perdas na linha de

transmissão fazem com que seja introduzido um erro na medida do ROE, quando efetuada junto à antena. Como veremos, a ROE medida na entrada (saída do transmissor), não é necessariamente igual à ROE medida junto à antena.



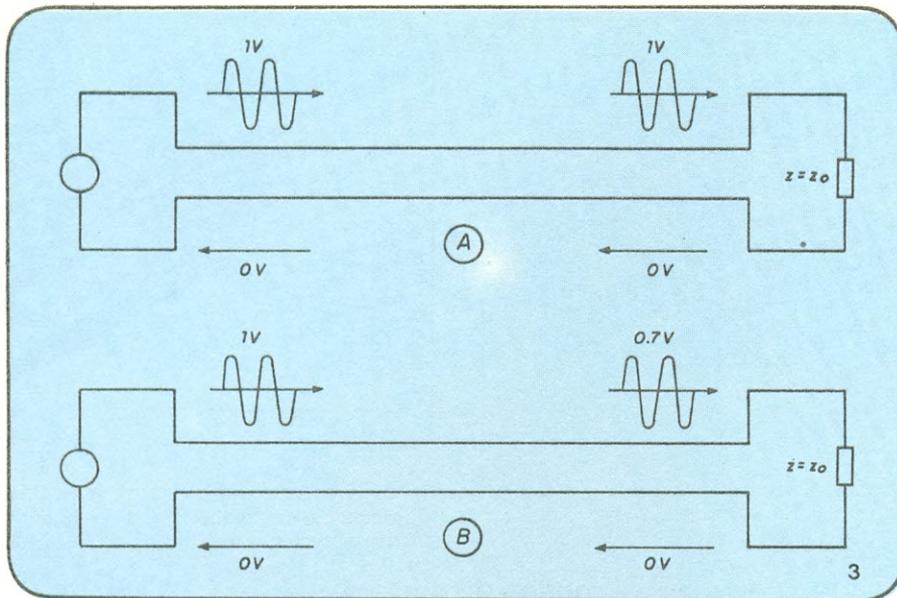
1

O medidor de ROE é ligado à saída do transmissor, em série com a linha de transmissão.



2

O medidor de ROE ligado à antena dá uma leitura muito diferente se o cabo de transmissão tiver perdas sensíveis.



Efeitos da propagação de uma onda numa linha de transmissão casada.

Perdas na linha de transmissão

A figura 3 mostra duas linhas casadas ($Z = Z_0$), uma sem perdas (A) e outra com perdas (B). Z é a impedância da carga e Z_0 é a impedância característica da linha.

Note que as ondas que chegam às cargas são completamente absorvidas, não havendo reflexão.

A relação de onda estacionária é calculada pela fórmula:

$$ROE = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r}$$

onde:

V_i = tensão incidente

V_r = tensão refletida

Para a figura 3A, temos $V_i = 1\text{ V}$ e $V_r = 0\text{ V}$

$$ROE = \frac{1\text{V} + 0\text{V}}{1\text{V} - 0\text{V}} = 1$$

Para o caso 3B, temos $V_i = 0,7\text{V}$ e $V_r = 0\text{V}$

$$ROE = \frac{0,7\text{V} - 0\text{V}}{0,7\text{V} - 0\text{V}} = 1$$

O que mostra que mesmo havendo atenuação a ROE pode ser máxima, bastando não haver onda refletida.

Carga não casada

Consideremos a figura 4. Em ambos os casos a carga de saída não tem impedância igual à impedância característica da linha. Em 4A a linha não tem perdas, mas tem um sinal refletido de $0,5\text{ V}$; a relação de onda estacionária, no caso, é igual em qualquer ponto da linha. Em 4B a linha tem perdas e, com isso, tanto o sinal, quanto o sinal refletido sofrem atenuações.

Junto à antena de recepção temos:

$$ROE = \frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} = 3 \text{ (sem perdas)}$$

$$ROE = \frac{0,7 + 0,35}{0,7 - 0,35} = 3 \text{ (com perdas)}$$

As ROE medidas junto do transmissor são bem diferentes:

$$ROE = \frac{1 + 0,5}{1 - 0,5} = 3 \text{ (sem perdas)}$$

$$ROE = \frac{1 + 0,167}{1 - 0,167} = 1,40 \text{ (com perdas)}$$

Realmente, para a linha sem perdas a ROE é sempre a mesma, não importando onde ela é medida; enquanto que para a linha com perdas a ROE medida na saída do transmissor é sempre mais baixa. Isto se deve ao

efeito causado pela atenuação adicional que a onda refletida sofre em sua viagem de retorno ao transmissor, enquanto a onda incidente é medida diretamente da fonte.

A figura 5 mostra a verdadeira ROE (no eixo vertical), em relação à ROE medida no transmissor, para vários valores de perdas na linha. Usando o gráfico, é possível calcular a ROE na antena baseando-se na ROE medida na saída do transmissor.

Exemplo

Consideremos uma antena ligada a um transmissor por 61 metros de cabo coaxial RG-8/U. Suponhamos que a ROE medida seja 2,5 a 28 MHz. Do gráfico da figura 6 podemos tirar a perda na linha, que, para esta frequência, é de cerca de 1 dB para cada 30,5 m. Como o comprimento do cabo é de 61 metros, a perda total é de 2 dB.

Observando a figura 5, deduzimos que a ROE medida na antena deve ser de 5,5 (observe o ponto assinalado na curva 2 dB, no gráfico da figura 5).

Conseqüências

Quais são as conseqüências dos erros de medida da ROE?

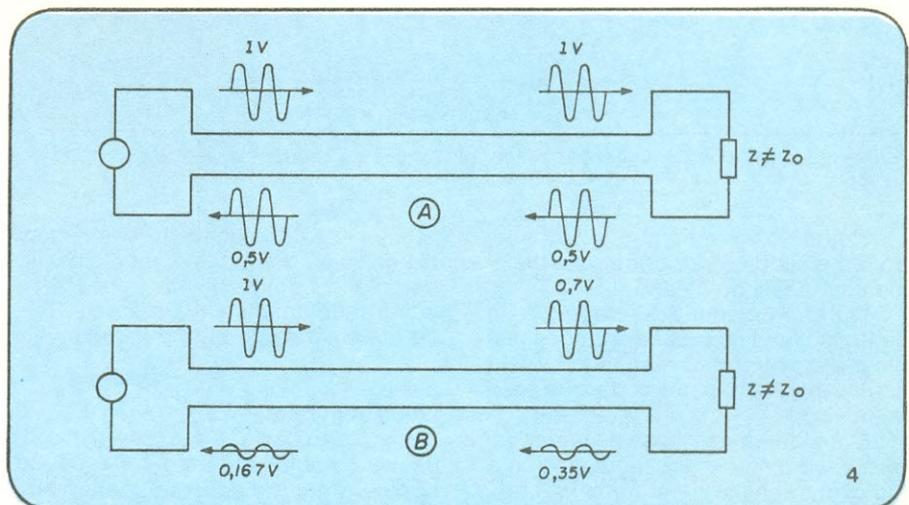
A primeira conseqüência é o erro de avaliação da potência máxima que o cabo pode suportar (figura 7).

No exemplo estudado, o cabo RG-8/U pode suportar 1600 W a 28 MHz quando a ROE vale 1, como se pode ver na figura 7. Com a ROE calculada sobre a antena a potência máxima suportável pelo cabo é de:

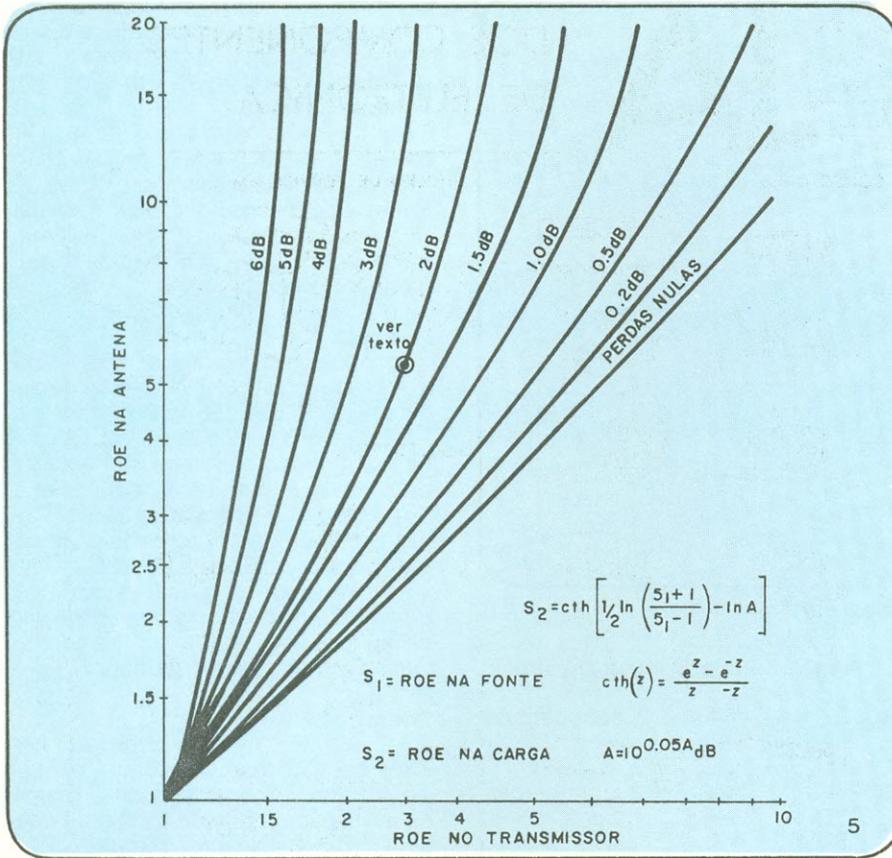
$$P_{\text{max}} = \frac{1600\text{ W}}{4,2} = 381\text{ W}$$

Se, no entanto, tivéssemos considerado a ROE na saída do transmissor, teríamos:

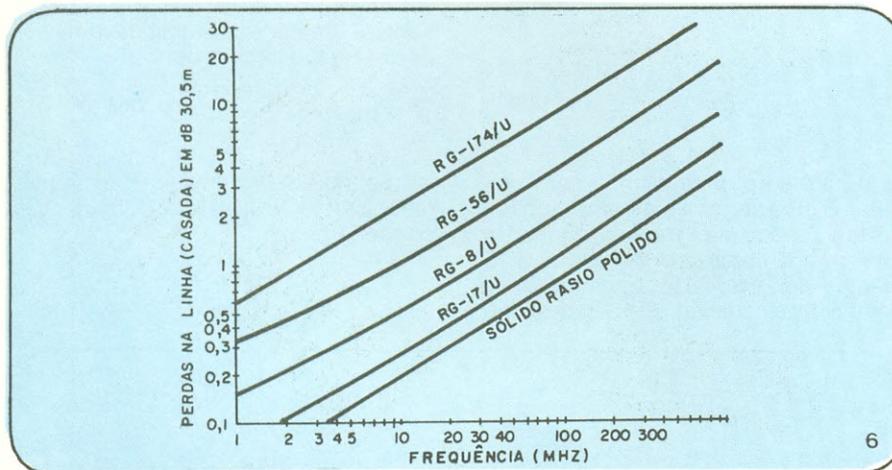
$$P_{\text{max}} = \frac{1600\text{ W}}{2,5} = 640\text{ W}$$



Propagação da onda em uma linha com carga descasada.



ROE na antena em função da ROE medida no transmissor, para alguns valores de perdas na linha.



Perdas numa linha de transmissão casada em função da frequência, para vários tipos de cabo.

Como se vê, teríamos ultrapassado em mais de 60% a potência máxima suportável pelo cabo.

Outro problema acarretado é o da confusão feita nas especificações técnicas das antenas. O resultado é que a antena parece dar mais do que realmente pode.

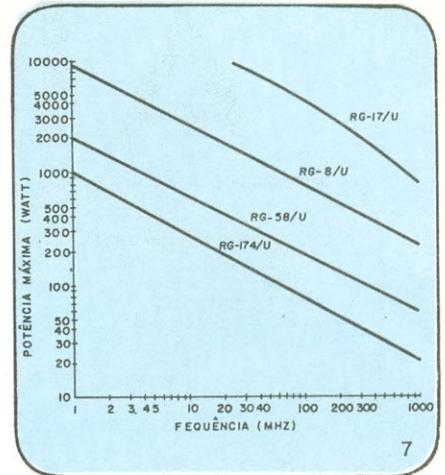
Consideremos o caso de um transmissor com comandos regulados para a máxima tensão na entrada da linha de transmissão (figura 8).

Conseguimos o que se chama de

“casamento conjugado”. A impedância de saída do transmissor é igual ao complexo conjugado da impedância da entrada da linha. (Veja a nota físico-matemática no último parágrafo).

Linha sem perdas

No caso da linha sem perdas, a onda vem completamente refletida de novo à fonte (transmissor) e daí volta novamente à antena. Sempre que uma onda chega à antena, uma parte é ab-



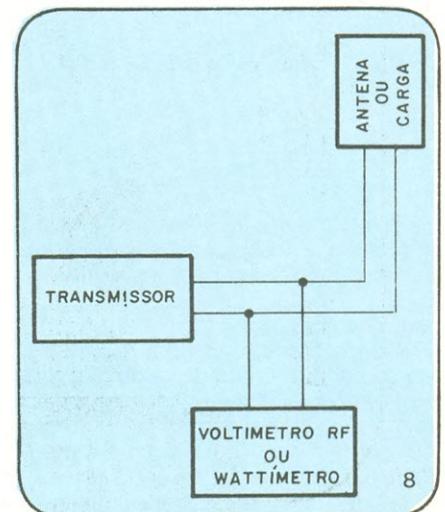
Potência máxima suportável para cada tipo de cabo coaxial em função da frequência.

sorvida e outra parte é refletida. A parte refletida, volta à fonte e é novamente mandada para a antena. O processo se repete até que a onda seja completamente absorvida pela antena.

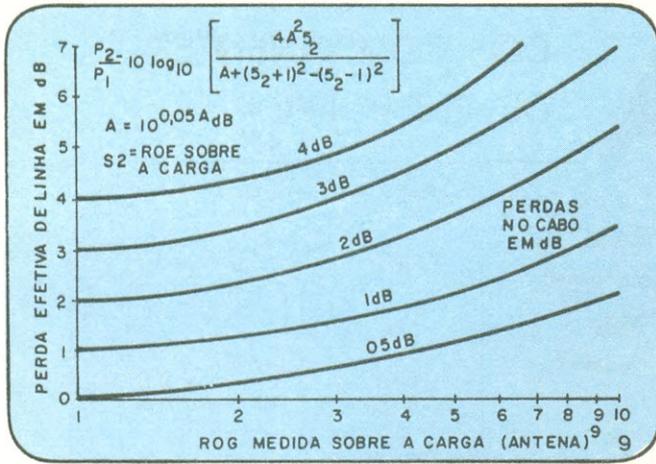
Como a linha não tem perdas, e supondo uma reflexão completa e sem perdas na fonte, a energia é totalmente transferida para a antena com um rendimento de 100%, independente do fato da antena estar ou não casada com a linha.

Linha com perdas

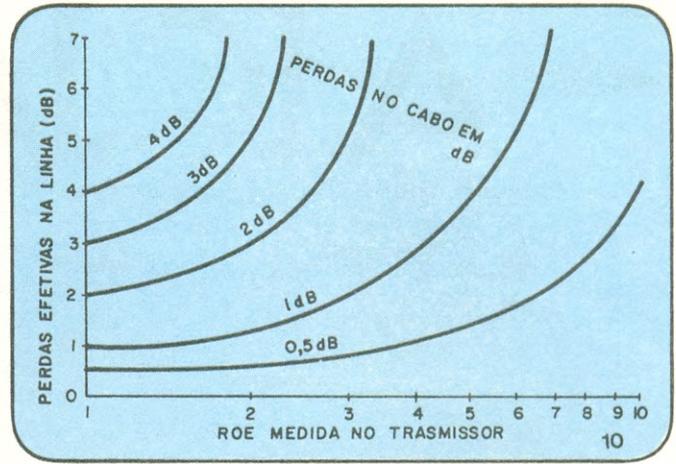
Consideremos o caso da linha com perdas. No caso de cargas casadas, a perda é somente devida à linha de transmissão (ao cabo). No caso de cargas não casadas, a situação é diferente. Cada vez que a onda é refletida e viaja ao longo da linha, tem seu nível diminuído de um valor correspondente à perda na linha de transmissão. Assim, mesmo com o transmissor em condições de casamento conjugado, a



Regulando o transmissor para a máxima tensão de saída, consegue-se o casamento conjugado.



Perdas efetivas na linha em função da ROE medida na antena, para várias perdas no cabo.

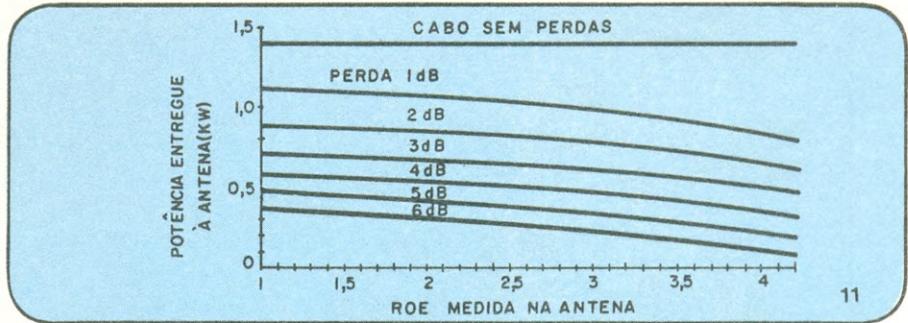


Perdas efetivas numa linha em função da ROE medida no transmissor, para várias perdas no cabo.

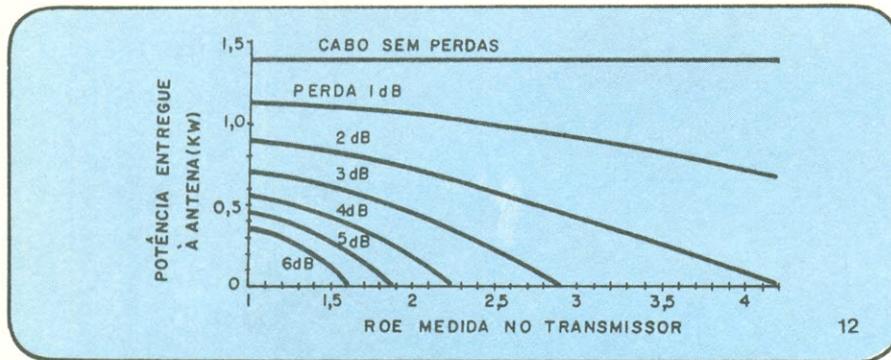
parte refletida é sempre atenuada em cada "viagem". Em outras palavras, as perdas devidas à primeira viagem se somam às perdas de cada reflexão.

A figura 9 mostra a perda efetiva da linha para vários valores da ROE medidas na antena. A figura 10 mostra a mesma coisa só que com valores de ROE medidas no transmissor.

As figuras 11 e 12 indicam a potência entregue à antena em função da ROE medida na antena e da ROE no transmissor. Por exemplo, com uma perda na linha de 2 dB, 450 W po-



Potência conseguida na antena em função da ROE medida na antena, para várias perdas no cabo.



Potência conseguida na antena em função da ROE medida no transmissor, para várias perdas do cabo.

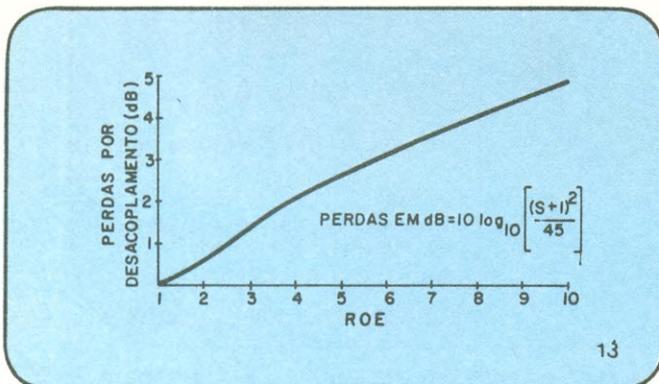
dem ser entregues à antena com uma ROE igual a 3.

Perdas de descasamento

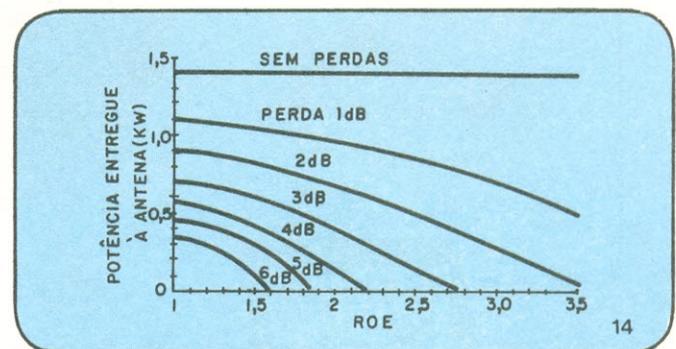
Um último comentário sobre perdas na linha. A perda por descasamento é a perda devida ao fato de que a fonte (transmissor) absorve parte da potência refletida, no lugar de mandá-la integralmente para a antena.

A figura 13 indica esta perda adicional por descasamento para a ROE medida na fonte.

A figura 14 mostra a potência entregue à antena em função da relação de onda estacionária.



Perdas por desacoplamento em função da ROE.



Potência conseguida na antena para um transmissor de 2 kW em função da ROE. A impedância da saída do transmissor é igual à impedância característica do cabo.

Medidas das perdas numa linha

É às vezes difícil, se não impossível, medir na prática as perdas de uma linha. Um exemplo poderia ser um repetidor onde se quer medir as perdas do transmissor à antena. Um método seria o de usar um wattímetro para medir a potência em vários pontos da linha. Um segundo método é o de curto-circuitar ou abrir a linha de transmissão na antena, e medir a ROE resultante no transmissor.

O gráfico da figura 15 é usado para calcular as perdas na linha de transmissão por esse segundo método.

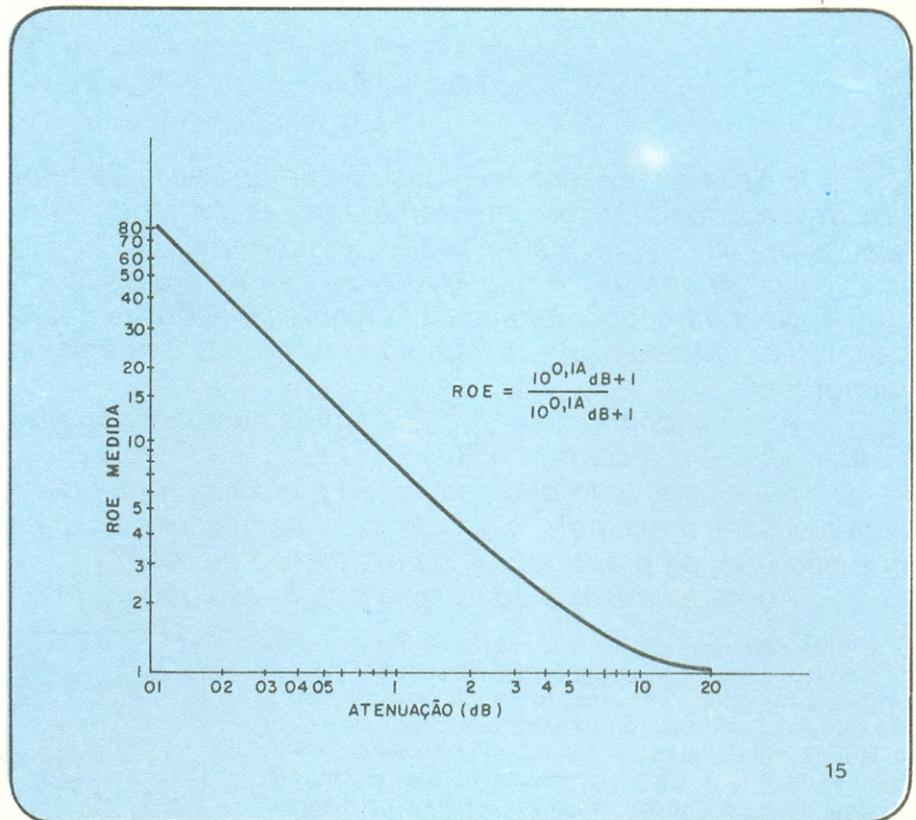
Por exemplo, uma ROE de 4, em condições de curto circuito, corresponde a uma perda de 2,3 dB na linha.

Nota Fisico-matemática

Dois números complexos são ditos conjugados se forem diferentes apenas no sinal da parte imaginária.

Por exemplo, o número $40 + j9$ e o número $40 - j9$ são complexos conjugados.

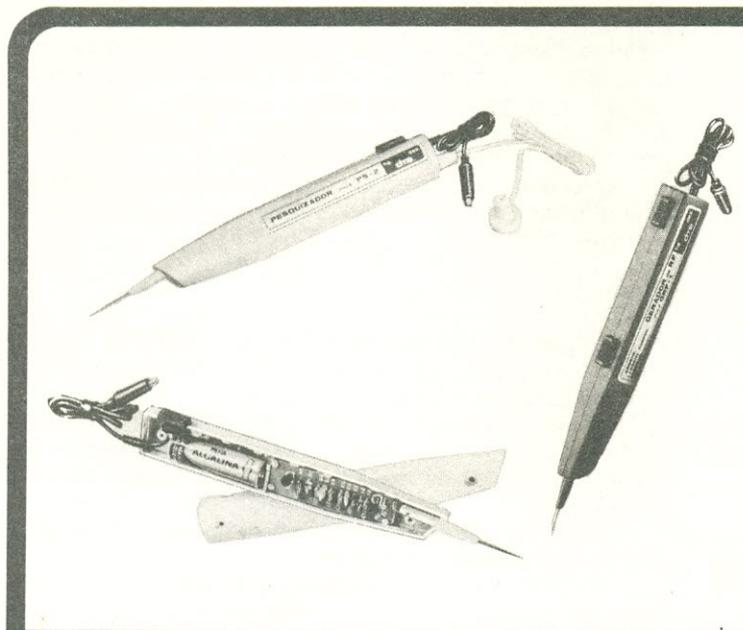
Em eletrônica $j9$ corresponde a uma reatância indutiva enquanto $-j9$ corresponde a uma reatância capacitiva.



ROE medida em função da atenuação da linha (para linha aberta ou linha curto circuito).

Tradução: Paulo Nubile

© Copyright CQ Elettronica



Especificações Técnicas

INJETOR DE SINAIS IS-2

Alimentação	1.5 VCC
Frequência	800 Hz
Forma de onda	quadrada
Amplitude	1.500 mV
Impedância	5.000 Ohms

GERADOR DE RÁDIO-FREQÜÊNCIA GRF-1

Alimentação	1.5 VCC
Frequência portadora	465 kHz e 550 kHz 1.100 kHz e 1.650 kHz (harmônicas)
Frequência de modulação	800 Hz
Amplitude de saída	650 mV
Nível de modulação (%)	20%
Impedância de saída	150 Ohms

PESQUISADOR DE SINAIS PS-2

Alimentação	1.5 VCC
Sensibilidade	15 mV
Impedância de entrada	100 kOhm
Potência de saída	20 mW

CARACTERÍSTICAS GOMUNS A TODOS OS APARELHOS

- Corpo de plástico de alto impacto.
- Ponta de aço fina e afiada que permite colocá-la em lugares de difícil acesso, não desliza nem curto-circuita contactos próximos e até permite injetar ou tomar sinais de um fio encapado.
- Todos funcionam com uma pilha comum pequena.
- As pontas de entrada estão protegidas para até 250 VCA/CC
- Total garantia.
- Instruções para seu uso com cada aparelho.



D.M. Eletrônica Ltda.

RUA CAMPEVAS, 86 - CASA - 1 - CEP 05016
FONE: 864-7561 - SÃO PAULO

UM CONTROLE REMOTO PELA REDE DOMICILIAR

AUTOR: Everaldo R. Lima

É de conhecimento de nossos leitores que já há alguns meses temos publicado artigos de circuitos práticos penetrando num assunto que ainda era tabu nas revistas especializadas brasileiras: os sistemas de radiocontrole.

Os artigos foram publicados na seguinte ordem:

Decodificador digital para servomecanismos de radiocontrole, no número 46; Codificador para radiocontrole, revista número 47, e Demultiplex para sistemas de radiocontrole, número 48.

Ao final do último artigo, dissemos que para completar o sistema, bastava montar o transmissor e o receptor de RF.

Mas, pensando bem, essa não é a única forma de controlar aparelhos à distância. Numa casa, por exemplo, o uso de um transmissor pelo ar é perfeitamente dispensável. Por que não usar os próprios fios da instalação elétrica?

Agora leia este artigo e veja como isso não é um bicho de sete cabeças.

A idéia de mandar o sinal de um radiocontrole pela rede modifica um pouco a configuração do sistema; mas modifica para melhor: simplifica. A grande vantagem de se mandar as informações pela rede é o fato de que o transmissor de radiofrequência não precisa ter uma potência de saída muito alta (o que geralmente encarece bastante um sistema de radiocontrole). Observe na figura 1 o diagrama de blocos de um sistema de radiocontrole adaptado à rede.

O sinal de radiofrequência é pura e simplesmente somado ao sinal de rede. A separação é facilmente conseguida por um filtro colocado no receptor. Assim, não há necessidade de antenas e os ganhos dos circuitos transmissores e receptores não precisam ser altos.

Do diagrama de blocos da figura 1 você já conhece o codificador, o decodificador e os blocos demultiplex. Ou

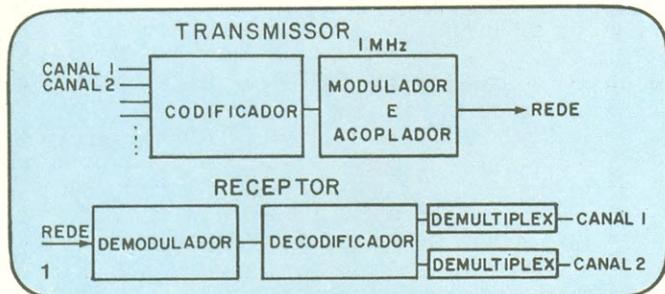


Diagrama de blocos do sistema de radiocontrole pela rede.

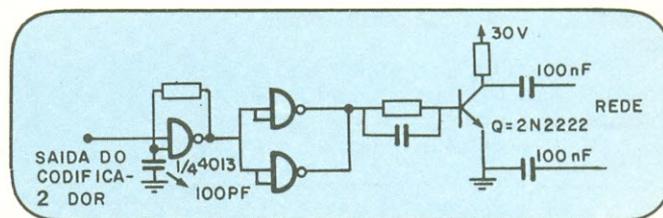
seja, mais de 50% deste sistema já foi discutido nos meses anteriores. Restam apenas alguns detalhes para acoplar os módulos.

O modulador de radiofrequência

O circuito da figura 2 dá o diagrama elétrico do modulador de radiofrequência, isto é, o circuito que gera um sinal de 1MHz sempre quando a saída do codificador estiver em nível lógico 1 e quando o nível lógico for 0, não há sinal na saída.

A porta 1, o resistor de 82 k Ω e o capacitor de 100 pF formam um multivibrador astável que só oscila quando a segunda entrada da porta 1 estiver em nível lógico 1.

Os dois inversores seguintes acoplam e invertem o sinal de saída da porta 1, já de radiofrequência, para o estágio transistorizado (também inversor), que injeta o sinal do mo-



Circuito modulador e acoplador à rede.

dulador na rede. Os dois capacitores de 100 nF desacoplam o circuito para níveis CC.

Eventualmente, portanto, o sinal de 60 Hz pode ser sujeito por um ruído de alta frequência. A princípio poder-se-ia pensar que esse ruído poderia interferir nos aparelhos doméstico-eletrônicos da casa; mas como a frequência do ruído está bem acima dos 60 Hz (é de 1 MHz), o sinal é filtrado naturalmente nas entradas destes aparelhos.

É óbvio que no receptor o sinal de RF deve ser separado do sinal de baixa frequência da rede.

O receptor de um radiocontrole pela rede não passa do decodificador estudado em artigo anterior com a parte de demodulação em RF.

O receptor

A figura 3 dá o esquema completo do receptor. O capacitor C1 e o indutor L1 formam um filtro passa altas de tal forma a bloquear o sinal CA de 60 Hz.

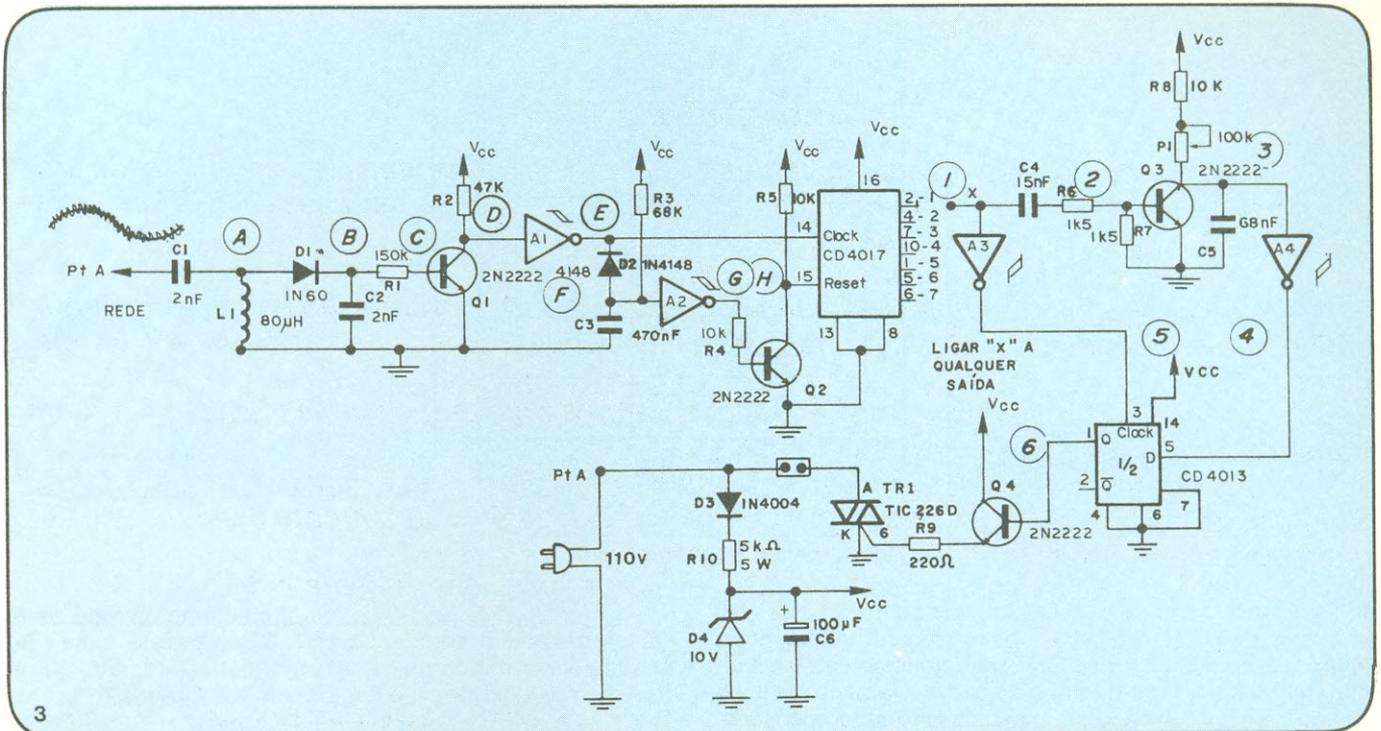
A melhor forma de estudar este circuito é através da análise das formas de onda nos vários pontos do mesmo. Vá acompanhando as explicações com as formas de onda da figura 4.

Ponto A — sinal de RF que servirá para a recuperação dos pulsos gerados no modulador.

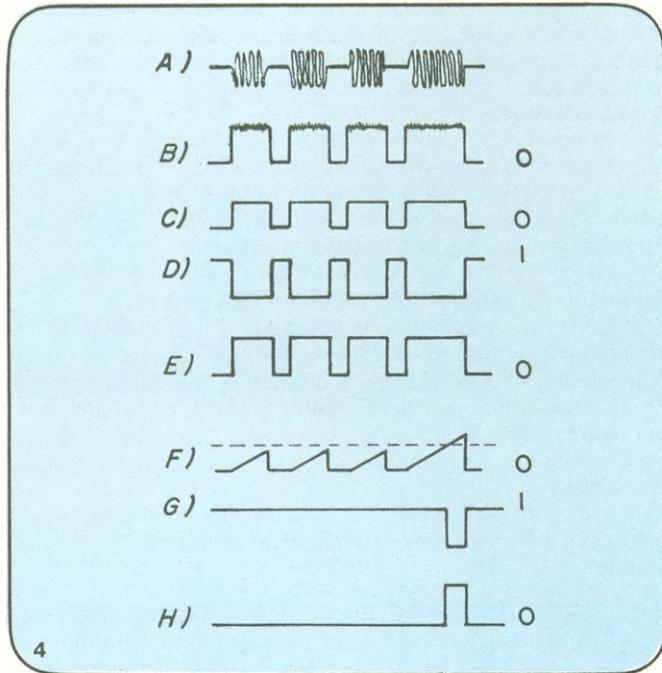
Ponto B — o detetor de envoltória formado pelo diodo D1 e pelo capacitor C2 recuperam os pulsos gerados no modulador.

Ponto C — os ruídos residuais do sinal no ponto B são eliminados pelo resistor R1.

Ponto D — o sinal do ponto C pode ter níveis variados. O transistor Q1 e o resistor R2 formam um inversor transistorizado que padroniza os níveis de tensão dos pulsos para que possam ser enviados ao decodificador e ao demultiplex.



Esquema completo do receptor.



Formas de onda antes do contador

Ponto E — O integrado 4093 (CMOS) atua como um inversor Shmitt Trigger, para o quadramento perfeito da forma de onda dos pulsos.

Ponto F — O capacitor C3 carrega-se normalmente por R3 e Vcc. O processo de carga é sempre interrompido quando o pulso no ponto E cai a zero. Sempre quando isso ocorre, o capacitor se descarrega totalmente e torna a carregar-se durante o pulso referente a outro canal do sistema de radiocontrole. Para que o capacitor atinja o nível de disparo do segundo inversor Shmitt é preciso que o pulso no ponto E seja relativamente longo. O pulso de sincronismo é dimensionado para que isso ocorra.

Ponto H — Disparado o Shmitt Trigger A2, ocorre um pulso de reset que zera a contagem do contador 4017. A entrada reset está ligada ao coletor do transistor Q2, normalmente em nível lógico 1; quando o disparador emite um pulso, o contador é zerado.

Até aqui analisamos a marcha do sinal até o contador. Se vocês estão lembrados, o contador tem a função de separar os pulsos de cada canal.

Por exemplo, no pino 2 do 4017 só aparecem os pulsos referentes ao canal 1, no pino 4 só aparecem os pulsos referentes ao canal 2 do 4017, e assim até o canal 7.

Isso significa que este sistema tem a capacidade de comandar 7 dispositivos ou aparelhos eletrodomésticos ao mesmo tempo.

Sugerimos que, para cada tomada "radiocontrolada" você monte o circuito até o contador. Na realidade, um circuito só já bastaria, mas ele estaria próximo de apenas uma tomada, o que impediria o uso do sistema na casa toda.

Agora vamos analisar os sinais depois do contador.

O sinal de saída do contador é levado à entrada de um multivibrador monoestável e à entrada de um flip-flop tipo D.

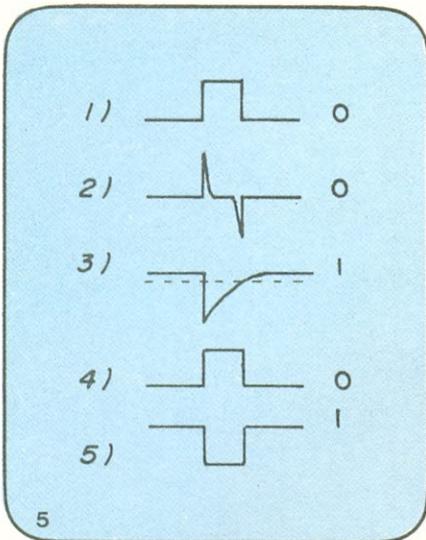
Como acontecia no circuito do "decodificador para sistemas de radiocontrole", o multivibrador gera pulsos de largura fixa e padronizada. Se a largura do pulso do multivibrador for maior que a largura do pulso do canal, o TRIAC é acionado e o aparelho eletrodoméstico é posto a funcionar. Se a largura do pulso do multivibrador for menor, a tomada é desligada.

Vamos ver como isso é possível pela análise das formas de onda, agora dos pontos 1 até 6. Observe as formas de onda na figura 5.

Ponto 1 — o pulso demodulado aparece na saída do contador e tem dois destinos: o multivibrador monoestável e o flip-flop.

Ponto 2 — O capacitor C4 e os resistores R6 e R7 servem como diferenciador para assegurar o disparo do multivibrador a cada subida do pulso no ponto 1.

Ponto 3 — O capacitor C5 está normalmente carrega-

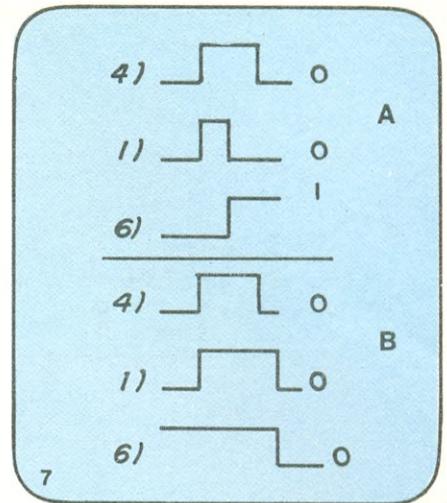


Formas de onda depois do contador

CLOCK	D	Q
[Pulse]	0	0
[Pulse]	1	1
[Pulse]	0	Q
[Pulse]	1	Q

The number 6 is in the bottom left corner.

Tabela verdade do flip-flop tipo D.



Acionamento e desacionamento da carga por parte do flip-flop

do com o nível da fonte Vcc. Quando um pulso positivo chega à base de Q3, o capacitor é descarregado totalmente e volta a carregar-se por R8 e P1. Esse tempo de carga é fixo.

Ponto 4 — Como o tempo de carga é fixo, na saída do Shmitt Trigger A4, haverá um pulso de largura também fixa; aliás, como só era de se esperar.

Ponto 5 — Aqui os pulsos do ponto 1 são simplesmente invertidos pelo inversor Shmitt A3.

Estamos agora diante da situação em que os pulsos dos pontos 4 e 5 são injetados respectivamente nas entradas D e Clock do flip-flop tipo D.

O funcionamento do flip-flop tipo D pode ser resumido na tabela verdade da figura 6. As entradas Set e Reset são mantidas em nível lógico 0. A subida do pulso de clock transfere para a saída o dado presente na entrada D. A descida do pulso de clock mantém os estados Q e \bar{Q} .

Observe na figura 7 a seqüência de pulsos para os pontos 4, 5 e 6. Em 7A o pulso enviado pelo modulador é menor que o pulso do multivibrador. Como conseqüência, a subida do pulso de clock se dá quando a entrada D está em nível lógico 1. A saída Q, passa então para o nível lógico 1 e o TRIAC é disparado. Em 7B, o pulso do modulador é maior que o pulso do multivibrador. A subida do pulso se dá quando a entrada D está em nível lógico 0. A saída Q passa para o nível lógico 0 e o TRIAC é desacionado.

A fonte de tensão é obtida diretamente da rede, sem transformador, através do D5, R10, D4 e C6. Essa fonte serve para alimentar os pinos 14 de todos os integrados usados na montagem e os estágios transistorizados.

Montagem

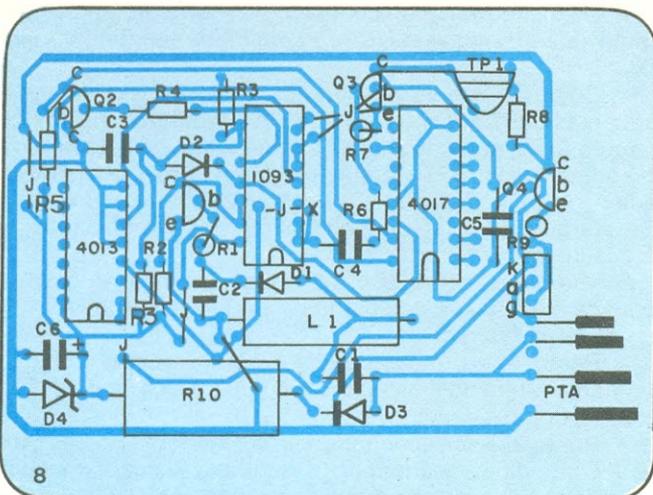
A placa do circuito impresso do receptor pode ser obtida diretamente da figura 8. Quanto aos componentes usados na montagem, não deve haver problema algum. O circuito foi projetado para utilizar os componentes mais comuns da praça, como os integrados CMOS 4013, 4093, 4017 e os transistores 2N2222.

Fundamentalmente, a entrada do circuito é ligada a uma tomada já existente na instalação do cômodo onde você usar o sistema; a saída é uma outra tomada, podemos chamá-la de tomada "radiocontrolada". Instale essa tomada na caixa em que você acomodar o circuito.

Exemplos de utilização do radiocontrole pela rede

Como você já deve ter percebido que não se trata de um sistema proporcional; ou seja, todos os aparelhos radiocontrolados só admitem duas situações: ligado ou desligado. Esclarecendo melhor, com este sistema não é possível, por exemplo, controlar o volume de som de um aparelho de TV ou de mudar de estação. O circuito apenas liga e desliga o aparelho.

Por outro lado, você já dispõe de subsídios suficientes para pensar num sistema proporcional. Basta pensar um pouco.



Chapa do circuito impresso vista pelo lado dos componentes.

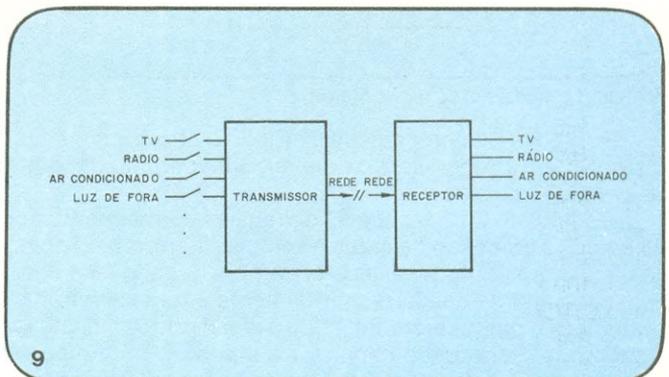


Diagrama de blocos da aplicação básica do sistema de radiocontrole pela rede.

Com o circuito apresentado é possível controlar 7 aparelhos eletrodomésticos simultaneamente.

Observe o exemplo da figura 9. Trata-se do emprego mais simples do radiocontrole pela rede. Chaves são adaptadas ao circuito do codificador. Em qualquer ponto que o transmissor (codificador + circuito modulador de RF) for ligado à rede, produzirá um sinal detectável em qualquer ponto da instalação (casa ou apartamento). A chave 1 pode então controlar um televisor, a chave 2 um rádio, a chave 3 um ar condicionado e assim por diante. É claro que para que os aparelhos seja radiocontrolados, é preciso que sejam ligados à saída de um circuito receptor, ou seja, numa tomada radiocontrolada à qual já nos referimos.

É possível, sem dúvida, sofisticar um pouco o sistema.

A figura 10 dá uma opção mais sofisticada do sistema de radiocontrole pela rede. Observe que nesta versão é usado um conhecido kit lançado na revista Nova Eletrônica nº 13, o Digitempo.

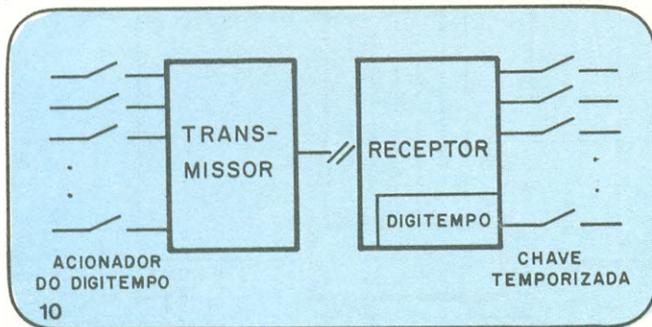


Diagrama de blocos de aplicação com um temporizador: o digitempo.

No caso, nem é preciso que o digitempo funcione como relógio-despertador. Basta que atue como um temporizador. O disparo do temporizador se dá por radiocontrole pela rede. Com isso, é possível manter o aparelho funcionando por mais um tempo pré-determinado. Por exemplo, se quisermos que o aparelho de som fique ligado por mais 20 minutos (até vir o sono), basta regular o Digitempo para isso.

Uma pequena modificação deve ser feita no circuito. o ponto 6 deve ser ligado à entrada do Digitempo e não diretamente à porta do TRIAC. A saída do Digitempo (pino 24) é que se incumbe de acionar e desacionar o aparelho.

Com um pouco de imaginação você perceberá que o sistema de radiocontrole pela rede tem muitas possibilidades de aplicação. Aplicações residenciais, e até industriais.

Relação de Componentes

RESISTORES

R1 — 150 kOhm
R2 — 47 k
R3 — 68 k
R4 — 10 k
R5 —
R6 — 1k5
R7 — 1k5
R8 — 10 k
R9 — 220
R10 — 5k 5W

TRIMPOT

P1 — 100 k

CAPACITORES

C1 — 2nF cerâmico
C2 — 2 nF cerâmico
C3 — 470 nF
C4 — 15 nF cerâmico

C5 — 68 nF cerâmico

C6 — 100 nF 16 V.

DIODOS

D1 — 1N60
D2 — 1N4148
D3 — 1N 4004
D4 — Zener 10 volts

TRANSISTORES

Q1 — 2N2222
Q2 — 2N2222
Q3 — 2N2222
Q4 — 2N2222

TRIAC

TR1 — TIC 226D

CIRCUITOS INTEGRADOS

C11 — 4093
C12 — 4017
C13 — 4013

ANTENA COLINEAR para VHF - UHF

GANHO:

COM 4 ELEMENTOS:

10,0 dB
frente

6,0 dB
*laterais a
90° e 270°*

4,0 dB
costa

BANDA PASSANTE:

10 MHz, com ROE
de 1,1:1 no centro
e 1,35:1 em 5 MHz
p/ cada lado.

ALIMENTAÇÃO:

50 Ohms,
*cabo coaxial
RG 213/U*



“ARS”

ELETRÔNICA INDUSTRIAL LTDA.

*Fabricamos a mais completa linha
de Antenas para Radiocomunicação*

Colocamos 25 anos de experiência
à sua disposição

RUA MONTE CARLO, 183 • VELEIROS • STO. AMARO
CX. POSTAL 12653 • CEP 04773 • SÃO PAULO • SP

FONES: 548-0558 • 247-4210

BIS NO CODIFICADOR

Relação de componentes

RESISTORES

- R1 — 2,7 kOhms
- R2 — 2,7 kOhms
- R3 — 1,6 kOhms
- R4 — 68 kOhms
- R5 — 68 kOhms
- R6 — 68 kOhms
- R7 — 68 kOhms
- R9 — 68 kOhms
- R10 — 68 kOhms
- R11 — 33 kOhms
- R12 — 47 kOhms 1%
- R13 — 47 kOhms 1%
- R14 — 100 kOhms
- R15 — 8,2 kOhms
- R16 — 1,2 kOhms
- R17 — 560 kOhms
- R18 — 4,7 kOhms
- R19 — 47 kOhms
- R20 — 47 kOhms
- R21 — 12 kOhms
- R22 — 2,2 kOhms

CAPACITORES

- C1 — 0,033 μ F cerâmico 10V
- C2 — 0,033 μ F cerâmico 10V
- C3 — 0,033 μ F cerâmico 10V
- C4 — 22 μ F eletrolítico 25V
- C5 — 0,033 μ F cerâmico 10V
- C6 — 0,22 μ F
- C7 — 0,033 μ F cerâmico 10V

SEMICONdutoRES

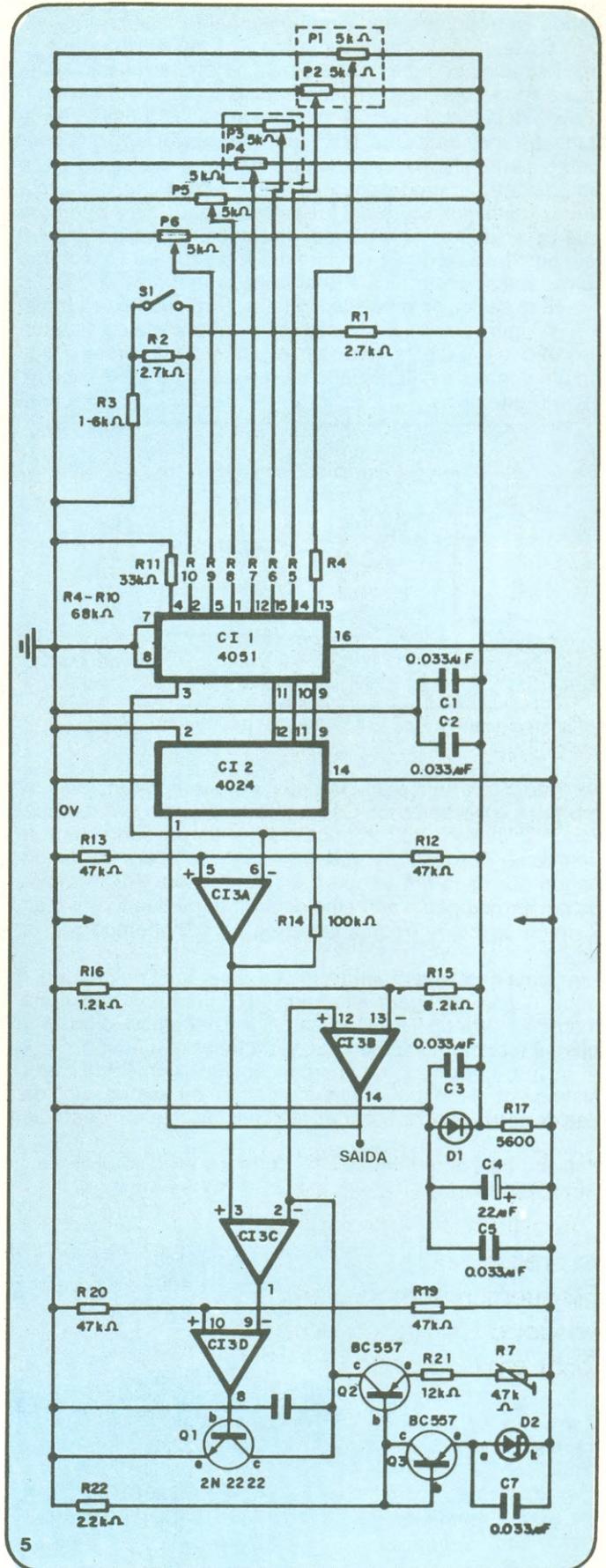
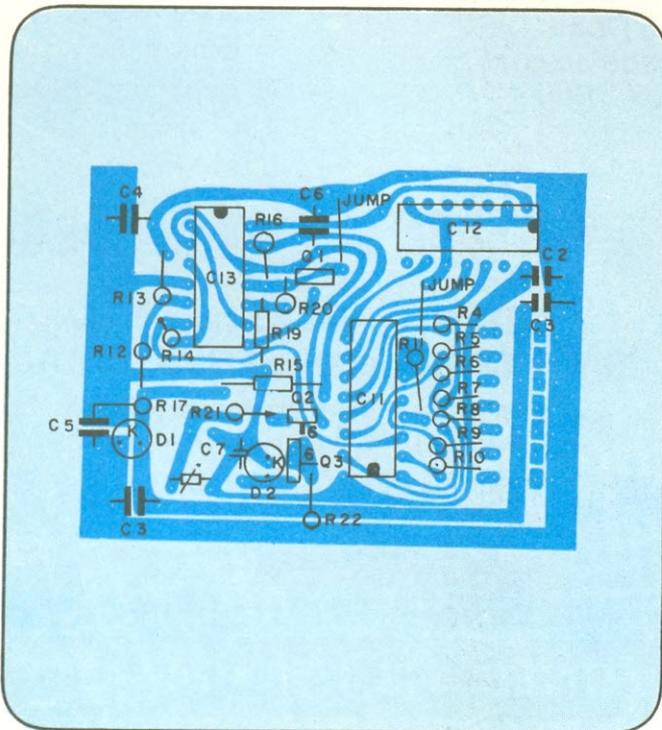
- CI1 — 4051 CMOS
- CI2 — 4024 CMOS
- CI3 — 324 Linear
- Q1 — 2N2222
- Q2 — BC557
- Q3 — BC557
- D1 — zener 3V6
- D2 — zener 3V6

POTENCIÔMETROS

- P1 a P6 — 5 kOhms linear
- P7 — 4,7 kOhms trimpot

Para que você disponha de todas as informações para a montagem do seu sistema de radiocontrole pela rede, republicamos o circuito do codificador digital. A placa do circuito impresso também é apresentada em sua face dos componentes, acompanhada da relação de componentes.

Para adaptar o circuito do codificador ao sistema de radiocontrole pela rede, substitua os potenciômetros por chaves, como é feito na ligação de S1.



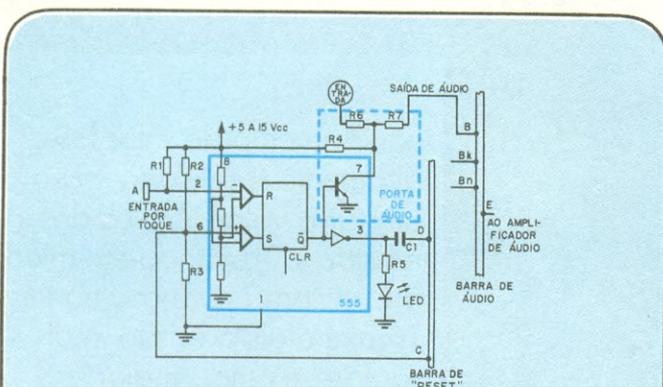
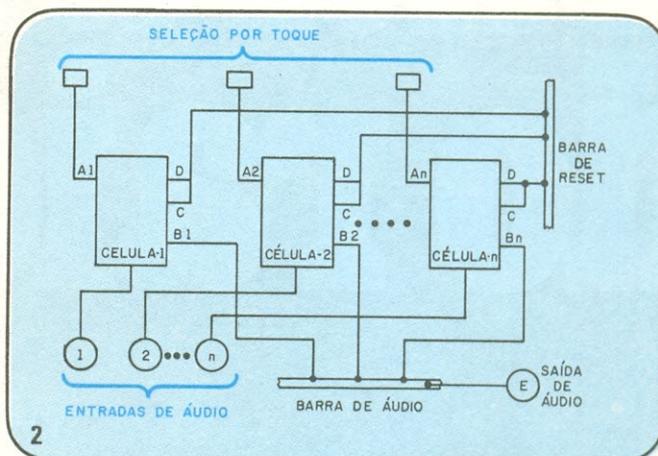
O circuito completo do codificador.

Seletor de uma entre N entradas de áudio

Pedro Aurélio G.P. da Silva, Furnas, MG

As aplicações do CI 555, como se tem notado, ultrapassam todas as barreiras da imaginação. Quando supomos esgotadas todas as suas possibilidades, eis que surge um novo artigo, com uma nova aplicação prática. É isso o que tenho sentido desde o lançamento do periódico Nova Eletrônica, pois quase não podemos selecionar um volume onde não deparamos com pelo menos uma referência a tal CI. Por esse motivo, tornei-me um aficionado do 555 e envio a sugestão de uma nova aplicação para ele.

A figura 2 mostra a configuração das várias células que compõem o seletor e cada célula é detalhada na figura 1. Vamos inicialmente supor todas as células com saída "0", no pino 3 do 555, condição esta que ocorrerá toda vez que ligarmos a alimentação do circuito. Nessa condição, todos os indicadores (LEDs) estarão apagados e o pino 7 de todos os CIs estarão aterrados, não havendo presença de



Componentes

- R1 — 3,3 M Ω
- R2, R3 — 2,7 M Ω
- R4 — 1,2 M Ω
- R5 — selecionar de acordo com o LED e tensão utilizados
- R6, R7 — selecionar de acordo com a perda de inserção admissível. Com R6 = R7 = 470 k Ω , conseguiu-se uma atenuação de 55 db na saída de áudio das células não selecionadas.
- C1 — 470 nF
- CI1 — 555

1

sinal na "barra de áudio".

Ao tocarmos uma das entradas, pulsos de ruído farão com que suba o nível de tensão do pino 3, no CI correspondente à célula focada, indicação que será vista pelo acendimento do LED correspondente; ao mesmo tempo, o pino 7

do CI terá seu nível elevado pelo corte do transistor a ele associado, havendo então um caminho de áudio entre a entrada correspondente e a barra de áudio. Estará, pois, selecionada a entrada de áudio da célula onde ocorrer o toque.

Agora, com uma célula selecionada, ao darmos um toque em uma outra, esta terá seu nível do pino 3 elevado para Vcc e, na transição, um pulso (através de C1) será enviado para a barra de reset e daí para o pino 6 das demais células; isto fará com que a célula anteriormente selecionada volte para o estado de repouso, mudando-se assim a barra de áudio para a nova entrada selecionada.

Convém notar que quando um pulso de reset, devido à transição de uma célula qualquer, dirigir-se à barra correspondente, ele será encaminhado também ao pino 6 da célula que queremos selecionar, sem, porém, ocasionar mudança (reset) na mesma, uma vez que os pulsos de ruído na entrada (pino 2) impedirão que isso ocorra.

O circuito foi montado conforme o apresentado, com quatro células e utilizando-se R6 = R7 = 470 k Ω ; proporcionou, para um nível de 0 dBm nas entradas de áudio, uma atenuação de saída (barra de áudio) de 55 dB para as células não selecionadas. Os resistores R2 e R3 servem para estabilizar a entrada 6 do CI, necessário devido à grande sensibilidade da mesma. Se não for utilizada indicação luminosa na saída 3, a mesma deverá ser carregada com 15 k Ω , aproximadamente.

O circuito, conforme idealizado, poderá ser utilizado, por exemplo, para selecionar programas de áudio em um quarto de hotel, ou mesmo na entrada de um mixer. Podemos também utilizá-lo, não em áudio, mas no chaveamento de relês, selecionando em cada entrada um equipamento diferente, a ser ligado ou desligado.

PRANCHETA DO PROJETISTA

Divisor delimita sintonia de oscilador CMOS

Henno Normet,

Diversified Electronics Inc., Leesburg, Flórida

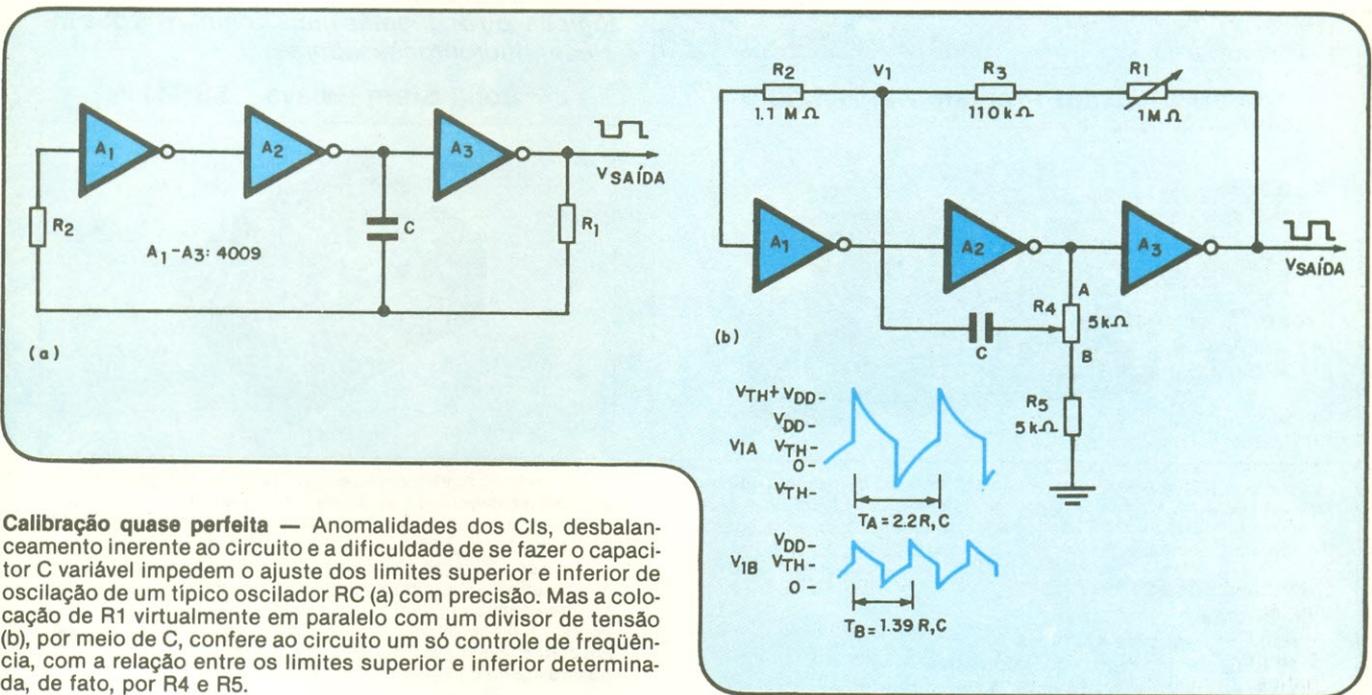
Com toda sua utilidade, o oscilador RC de onda quadrada, quando implementado com circuitos CMOS apresenta uma desvantagem: é bastante difícil ajustar suas frequências de oscilação máxima e mínima, mantendo sua precisão. Acrescentando-se, porém, um divisor de tensão no laço de realimentação, pode-se determinar tais frequências com um único ajuste, além de se forçar a relação entre o limite superior e inferior para um valor virtualmente determinado pelos resistores empregados no próprio divisor.

O oscilador RC normal produz uma frequência de $f = 0,482/R_1C$, onde $R_1 = R_2$, como se vê em (a). Em geral, não é prático nem econômico utilizar um capacitor variável em C. Como alternativa, um potenciômetro poderia substituir R1, para se ajustar a frequência, mas ligeiras diferenças nos parâmetros dos CIs iriam impedir uma previsão precisa das frequências máxima e mínima de oscilação. Como opção final, o único método de ajuste consiste em se conectar vários capacitores em paralelo a C, uma tarefa no mínimo tediosa.

Para evitar esses problemas, R1 pode ser um potenciômetro, mas colocado virtualmente em paralelo ao divisor de tensão formado por R4/R5, por meio do capacitor C(b). Desse modo, o capacitor C não é mais carregado pela tensão fixa presente na porta do meio (A2), mas através do divisor de tensão. R1, assim, é empregado na variação da constante de tempo do circuito, sem afetar o potencial aplicado a C.

Os limites superior e inferior de oscilação são determinados pela posição do cursor de R4, assim como pelos valores de R4 e R5. Com o cursor em A, o circuito irá oscilar a uma frequência dada por $f = 2,2/R_1C$; já com o cursor no ponto B, a frequência será de $f = 1/1,39R_1C$. Assim, a relação entre limites será igual a $2,2/1,39 = 1,6$. A variação real de frequência medida, para o integrado usado nos testes, foi de 56%, bastante próximo do valor pretendido, portanto. Essa relação tende a aumentar à medida que R4 tem seu valor elevado em relação a R5.

O circuito modificado apresenta apenas uma pequena desvantagem — a carga representada por R4 e R5 eleva em 0,5 mA o consumo da fonte.



Calibração quase perfeita — Anomalias dos CIs, desbalançamento inerente ao circuito e a dificuldade de se fazer o capacitor C variável impedem o ajuste dos limites superior e inferior de oscilação de um típico oscilador RC (a) com precisão. Mas a colocação de R1 virtualmente em paralelo com um divisor de tensão (b), por meio de C, confere ao circuito um só controle de frequência, com a relação entre os limites superior e inferior determinada, de fato, por R4 e R5.

Comparador digital minimiza circuitos seriados de decodificação

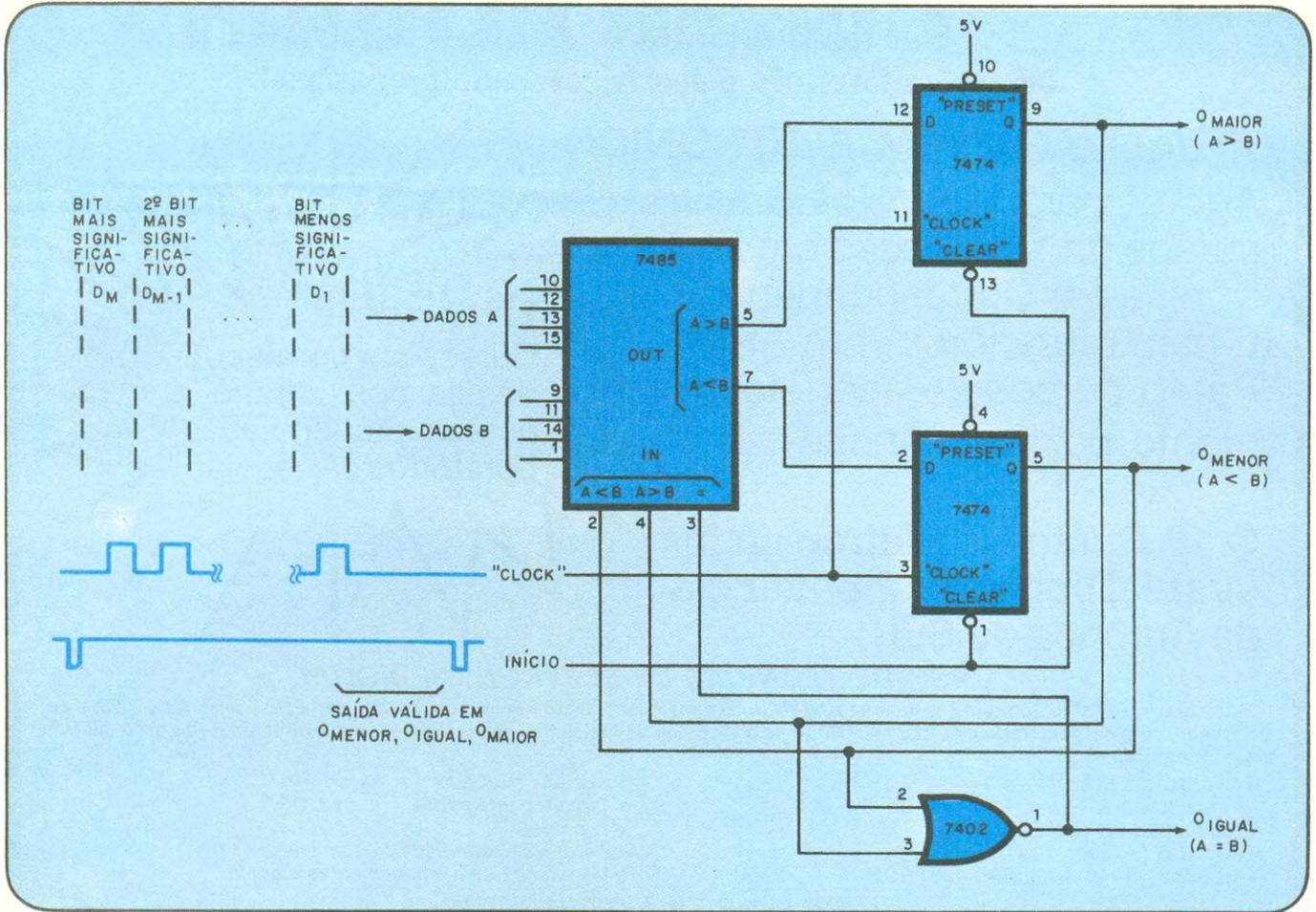
Harland Harrison,

Memorex Inc., Divisão de Comunicações, Califórnia

Utilizando bem menos CIs que o comparador sugerido por Patil e Varma*, este outro comparador de duas palavras e 4 bits oferece também outras vantagens — é capaz de acomodar qualquer comprimento de palavra e pode ser facilmente modificado para aceitar qualquer número de bits. Os sinais de controle necessários à comparação também

são mais facilmente aplicados.

As saídas dos circuitos são primeiramente levadas à condição inicial através de um pulso de borda descendente do sinal de partida; isto leva as saídas O_{menor} e O_{maior} para o nível "0", enquanto O_{igual} vai temporariamente para "1". A partir desse instante, pode-se aplicar os números às barras



YUNG
YUNG

ELETRÔNICA YUNG LTDA.

PEÇAS E ACESSÓRIOS PARA
RÁDIO, TV, APARELHAGEM DE
SOM, ELETRÔNICA E MATERIAL
FOTOGRAFICO EM GERAL

DISTRIBUIDORA DOS KITS
NOVA ELETRÔNICA

REVENDEDOR	PHILIPS
AUTORIZADO	PHILCO
DE PEÇAS	COLORADO
GENUÍNAS	TELEFUNKEN
	SEMP
	G.E.

AVENIDA PRINCEZA ISABEL, 230
ED. ALDEBARAN — LOJAS 9/11
TELEFONE: 223-1345
29.000 — VITÓRIA — ESPÍRITO SANTO

ATENDEMOS PELO REEMBOLSO POSTAL

Menos memória — Este circuito executa comparações de 4 bits entre dois números com um mínimo de componentes. O comparador 7485 substitui uma grande quantidade de memórias tipo *flip-flop*, mantendo-se informado sobre as operações anteriores de comparação, em tempo real, à medida que cada par de bits é introduzido. O circuito acomoda qualquer comprimento de palavra e o número de bits é amplável pelo simples cascataamento dos comparadores 7485.

de dados A e B, para fins de comparação, introduzindo-se primeiro o par de bits menos significativo. Como consequência da configuração, qualquer número de pares de bits por palavra pode ser comparado, sem qualquer modificação no circuito. As barras de dados aceitam até 4 bits cada uma, mas esse número pode ser ampliado pela conexão de comparadores 7485 em cascata.

O resultado de cada comparação de pares de bits é então enviado para os *flip-flops* 7474, por intermédio do pulso de *clock* Di, sendo que os resultados sendo remetidos de volta ao 7485, pelas suas entradas de ligação em cascata. Como resultado disso, o comparador mantém-se informado sobre a operação anterior, enquanto continua a atualizar seus resultados, à medida que os sucessivos pares de bits vão sendo introduzidos.

Assim, tornam-se desnecessários os elementos lógicos ou memórias adicionais. O resultado final é válido após a ocorrência do pulso de *clock* Dm, onde "m" é o comprimento da palavra em bits, permanecendo válido até o pulso de início seguinte.

Referências — "V. L. Patil e R. Varma, "Digital Comparator Saves Demultiplexing Hardware", *Electronics*, 14 agosto 1980, pág. 129.

© — Copyright Electronics International

CONVERSORES ANALÓGICO/DIGITAL E DIGITAL/ANALÓGICO

Eliseu M. Chaves Filho

Ponto de contato entre o mundo analógico e o digital, os conversores A/D e D/A merecem o destaque dado a eles por este artigo.

Introdução

Com o surgimento dos circuitos integrados digitais, que estão se tornando cada vez mais complexos e baratos, muitas aplicações, dentro da eletrônica, passaram do âmbito linear para o digital. Principalmente nas áreas de instrumentação e controle, circuitos antes puramente analógicos passaram a fazer uso de técnicas de conversão de sinais analógicos em digitais e vice-versa. Visando não ficarmos apenas em um aspecto puramente teórico, daremos exemplos de alguns conversores disponíveis comercialmente.

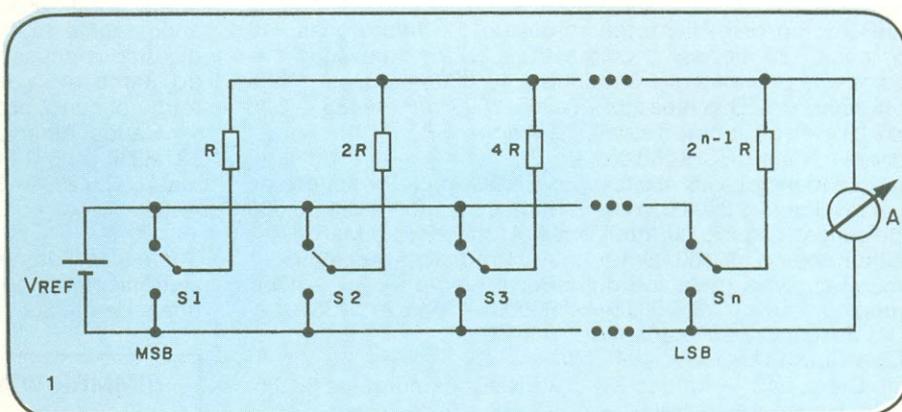
Podemos definir os sinais analógicos como sendo aqueles que podem assumir qualquer valor, continuamente, dentro de um intervalo qualquer, como, por exemplo, uma senóide ou uma onda triangular. Os sinais digitais seriam, então, aqueles cuja variação se dá de maneira abrupta entre dois valores. A vantagem de usarmos este último tipo de sinal está no fato de que, no domínio digital, a leitura, o processamento e a armazenagem de dados podem ser realizados mais facilmente e de maneira bastante precisa. Essas facilidades acentuam-se quando a quantidade de dados com os quais vamos trabalhar é elevada. Desta forma, surgiram dois sistemas:

— O conversor analógico/digital (A/D), que converte o dado analógico para a forma digital;

— O conversor digital/analógico (D/A), que realiza o processo inverso ao de um conversor A/D.

Conversor digital/analógico

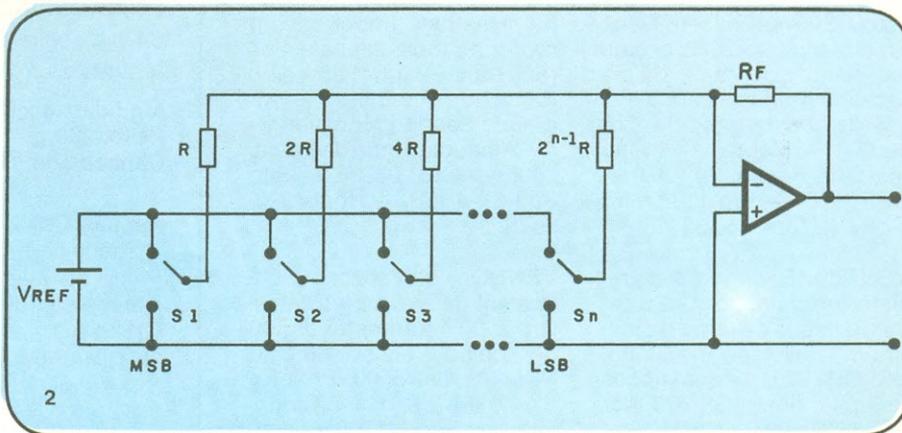
O tipo mais simples de conversor D/A é o mostrado na figura 1. Vamos considerar cada chave como sendo um bit, de forma que as duas posições de uma determinada chave representam os dois possíveis estados do bit correspondente. Quando conec-



tamos um resistor à tensão de referência V_{ref} , através da chave associada a esse resistor, circula uma corrente pelo mesmo, acusando uma leitura no amperímetro (supostamente ideal, ou seja, com resistência interna nula). Dizemos, assim, que a chave está na posição "1", ou que o bit está em nível "1". Colocando a chave na outra posição, estamos retirando do circuito o resistor a ela associado. Dizemos que a chave está na posição "0", ou que o bit está no nível "0".

Vemos, portanto, que a corrente

indicada no amperímetro será função da posição das chaves, ou seja, do estado dos bits. Na figura, a primeira chave a partir da esquerda (S_1) representa o bit mais significativo (MSB), a última (S_n) representa o menos significativo (LSB) e o conversor possui "n" bits. A grandeza analógica de saída se apresenta sob a forma de um sinal de corrente. Entretanto, a figura 2 nos mostra um amplificador operacional colocado na saída desse mesmo conversor, em uma configuração que converte o sinal de corrente em um si-

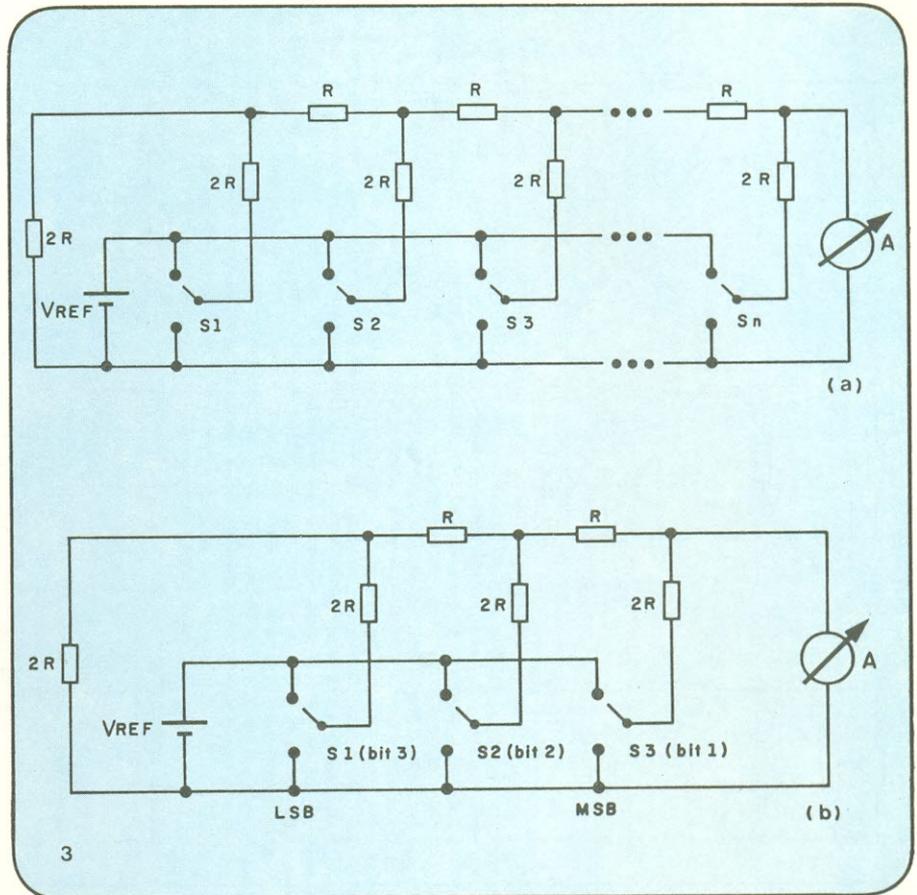


nal de tensão. Dessa forma, temos um sinal de tensão na saída.

Alguns conversores integrados possuem, em seu interior, operacionais trabalhando nessa configuração. Já em outros tipos, o operacional deve ser acrescentado externamente. O resistor R_f serve para determinarmos a faixa de valores de tensão disponíveis na saída.

Qualquer que seja o tipo de sinal presente na saída, esse conversor é caracterizado pelo fato de seus "n" resistores terem os valores distribuído na forma $R, 2R, 4R, \dots, 2^{n-1}R$. Como a cada resistor é atribuído um peso 2^{n-1} , de acordo com a sua posição, esse tipo de conversor é conhecido, na literatura estrangeira, como *weighted-resistor D/A converter*. A dificuldade prática que encontramos na realização desse tipo de conversor reside na faixa de valores dos resistores, que em alguns casos pode ser bastante extensa. Por exemplo, um conversor de 12 bits que possua um resistor de 1 quilohm no seu MSB, terá um resistor de 2048 megohms no seu LSB. Além disso, a tolerância de todos eles deve ser relativamente baixa, para que não sejam introduzidos erros.

Estas e outras dificuldades são eliminadas quando usamos o arranjo mostrado na figura 3a. Este tipo é conhecido como "*R/2R ladder D/A con-*



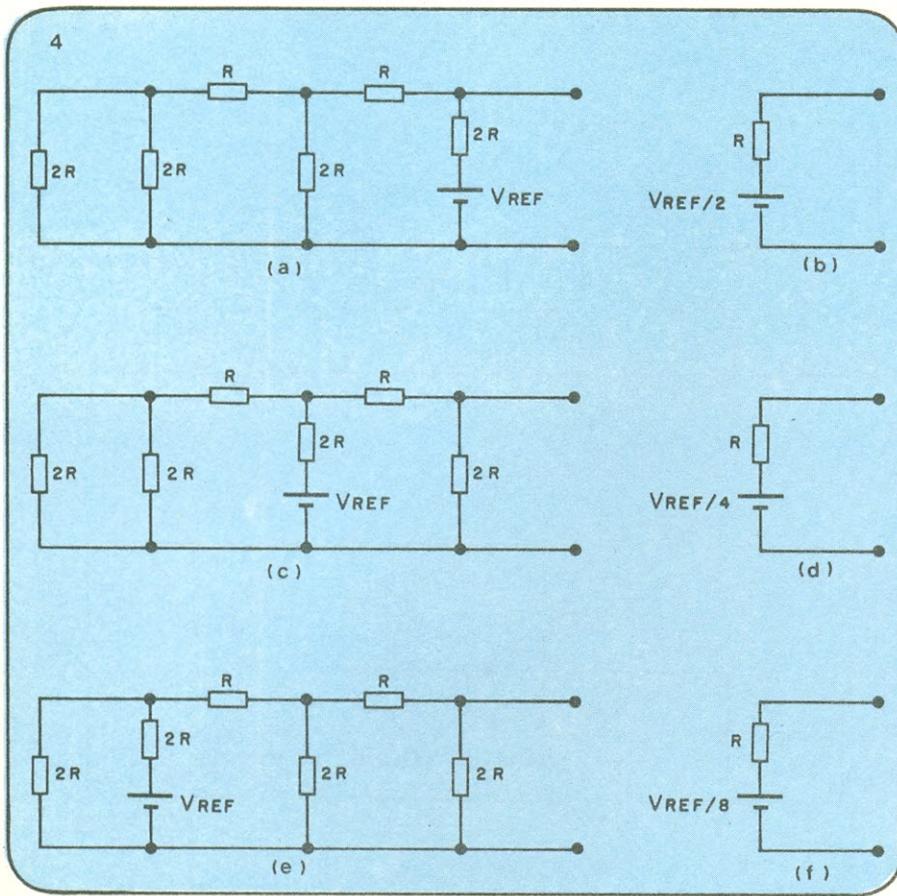
BRASITONE

Em Campinas

O mais completo e variado estoque de circuitos integrados C-MOS, TTL, Lineares, Transístores, Diodos, Tirístores e Instrumentos Eletrônicos

KITS NOVA ELETRÔNICA

Rua 11 de Agosto, 185 — Campinas — Fone: 31-1756



verter", porque possui apenas dois valores diferentes de resistores (R e $2R$) e porque é formado por sucessivas malhas. O circuito da figura 3a representa um $R/2R$ ladder de "n" bits. Para que possamos fazer um desenvolvimento mais breve, utilizaremos o circuito da figura 3b, que representa um $R/2R$ ladder de 3 bits; o raciocínio, no entanto, é o mesmo para ambos.

Vamos supor que o MSB esteja no estado "1", ou seja, o resistor correspondente esteja conectado à fonte de tensão de referência V_{REF} e que os demais estejam no estado "0". O circuito fica então reduzido ao da figura 4a, sendo que na figura 4b temos seu equivalente de Thevenin.

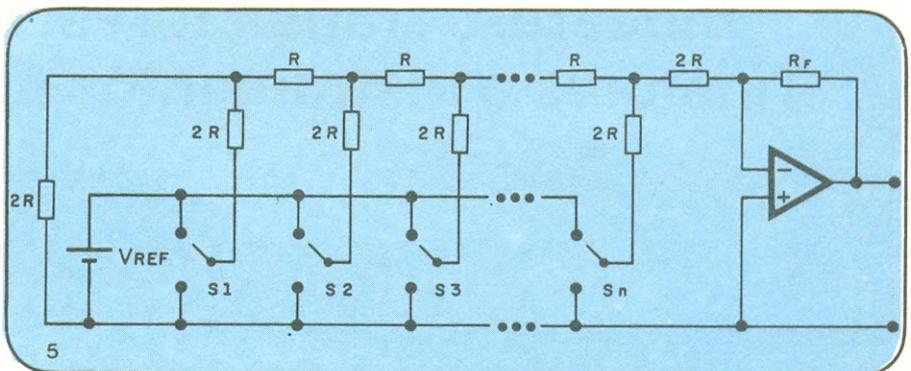
Se, agora, bit 1 = bit 3 = "0" e bit 2 = "1", teremos na realidade o circuito da figura 4c, cujo equivalente de Thevenin é o da figura 4d. Se, finalmente, fizermos bit 1 = bit 2 = "0" e bit 3 = "1", ficaremos com o circuito da figura 4e e seu equivalente na figura 4f.

A conclusão à qual queremos chegar pode ser obtida através de uma análise dos três equivalentes de thevenin. Vemos que a cada bit que foi colocado em estado "1" o valor da fonte de tensão de referência foi alterado de um valor de $1/2$, no que se refere à tensão equivalente de circuito aberto. A resistência efetiva do circuito, ao contrário, tem sempre um valor

R . Se usarmos o princípio da superposição, veremos que a tensão de circuito aberto dessa configuração é influenciada pelo estado de cada um dos bits, cujos efeitos individuais acabamos de analisar, ou seja, uma quantidade analógica na saída é determinada por uma grandeza digital na entrada, o que caracteriza a função de um conversor D/A.

Como no caso anterior, a figura 5 nos mostra um operacional na saída do conversor, fornecendo um sinal de tensão, ao invés de um sinal de corrente.

As chaves que conectam a fonte de referência aos resistores são, na realidade, transistores que operam no corte e na saturação. O tratamento de como funciona tal sistema seria por



demais prolongado, fugindo aos nossos objetivos.

Principais parâmetros de um conversor D/A

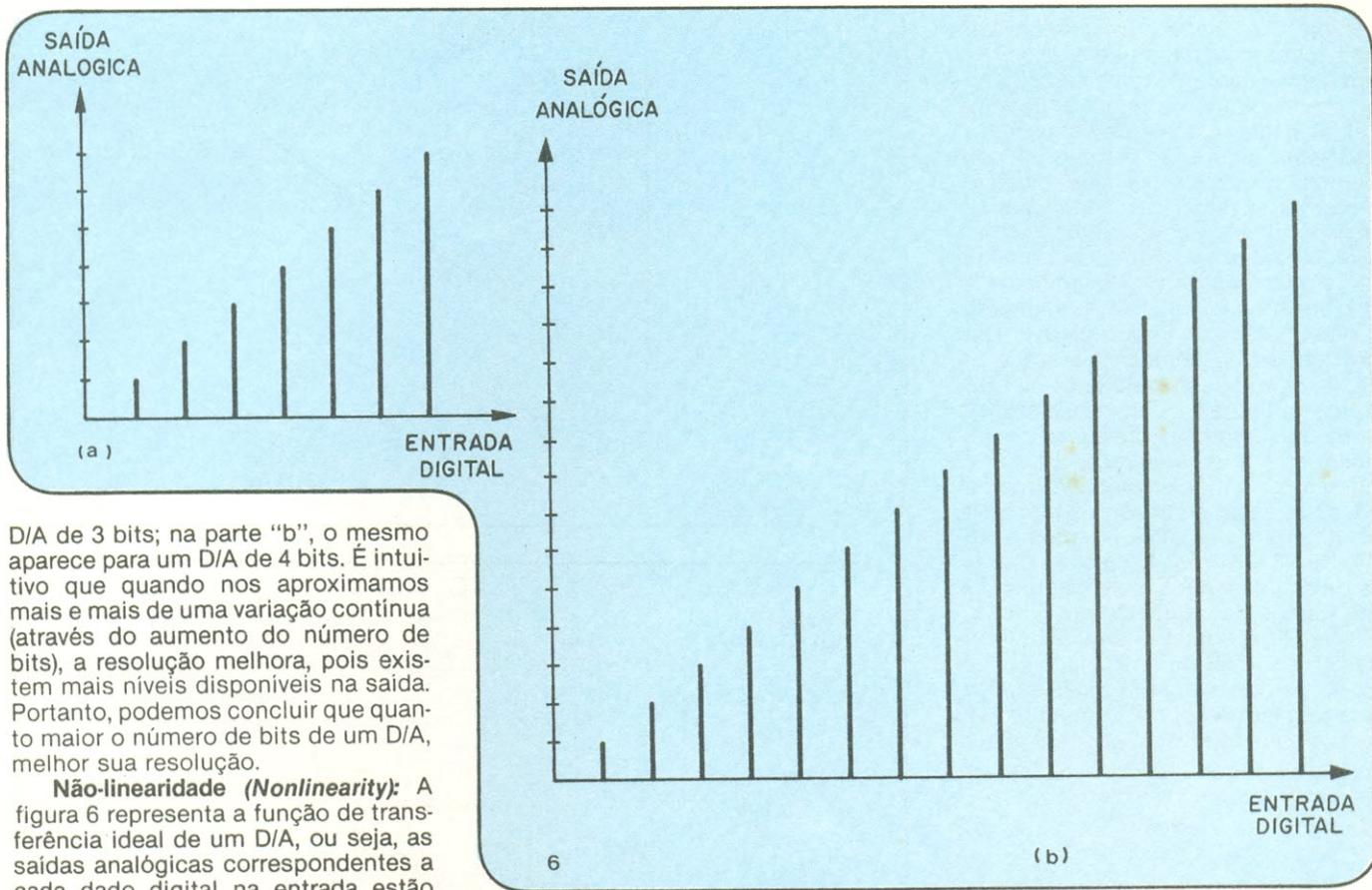
São muitos os parâmetros que caracterizam um conversor D/A. Vamos considerar, porém somente aqueles de maior importância.

Fundo de escala (full scale): O valor de fundo de escala é o máximo valor da grandeza analógica que podemos obter na saída de um D/A; existe, também, a faixa de fundo de escala (full scale range). A diferença entre essas duas características está no fato de que um D/A pode fornecer grandezas analógicas positivas e/ou negativas em relação à terra. No caso de um D/A que forneça somente valores positivos (ou somente negativos) em relação à terra, ele tem uma saída unipolar; e no caso de fornecer valores positivos e negativos, ele apresenta uma saída bipolar. Dessa maneira, um D/A unipolar que fornece no máximo $+0,5$ V, tem $0,5$ V como fundo de escala. Já no caso de um D/A bipolar que fornece $\pm 0,5$ V, temos valor absoluto de fundo de escala igual a $0,5$ V e faixa de fundo de escala de 1 V.

Alguns conversores D/A que possuem fonte externa de referência permitem que essa tensão de referência seja variada em seu valor; são os chamados conversores multiplicativos (multiplying D/A converters). A saída analógica desse tipo de conversor é proporcional ao produto entre a tensão de referência e o dado digital existente na entrada.

Resolução (resolution): A resolução de um D/A é dada em termos do número de bits que ele possui. O número de possíveis saídas analógicas de um D/A de "n" bits é dado por 2^n . Ora, quanto maior for o valor de "n", maior o número de níveis analógicos possíveis na saída e, desta forma, estaremos nos aproximando de uma variação contínua dentro da faixa de fundo de escala. A figura 6 esclarece tal fato.

Na parte "a" temos a correspondência gráfica entre o dado digital de entrada e a saída analógica, para um



D/A de 3 bits; na parte "b", o mesmo aparece para um D/A de 4 bits. É intuitivo que quando nos aproximamos mais e mais de uma variação contínua (através do aumento do número de bits), a resolução melhora, pois existem mais níveis disponíveis na saída. Portanto, podemos concluir que quanto maior o número de bits de um D/A, melhor sua resolução.

Não-linearidade (Nonlinearity): A figura 6 representa a função de transferência ideal de um D/A, ou seja, as saídas analógicas correspondentes a cada dado digital na entrada estão

BARTÔ

REPRESENTAÇÕES E COMÉRCIO LTDA.
ELETRÔNICA

KITS NOVA ELETRÔNICA
DIODOS — CI — INSTRUMENTOS
TRANSISTORES EM GERAL

RUA DA CONCÓRDIA, 312/314 —
FONES: 224-3699 — 224-3580
RECIFE — PE.
TELEX 0112201

igualmente espaçadas sobre o eixo vertical. Entretanto, na prática isto não acontece, sendo que a saída tem um comportamento mais semelhante ao representado na figura 7, onde as saídas estão igualmente espaçadas.

Nesta figura, tomamos os dois pontos extremos e por eles traçamos uma reta. A maior das distâncias entre o ponto real e aquele situado sobre a reta, para uma mesma entrada digital, é chamada de não-linearidade ou não-linearidade integral. Geralmente, a não linearidade integral é expressa em termos da alteração ocorrida na saída, devido a uma alteração no LSB. Ainda na figura 7, Δ indica a distância entre dois pontos sobre a reta, correspondentes a duas entradas com LSB diferentes. A não-linearidade integral NL seria dada, então, sob a forma $NL = K\Delta$. Para bons D/As, temos geralmente $1/4 \leq K \leq 1/2$. Uma outra maneira de expressarmos esse parâmetro é em termos de porcentagem.

Não-linearidade diferencial: Teoricamente, os níveis analógicos na saída de um conversor D/A estão espaçados regularmente, conforme já dissemos. Esses intervalos são dados por

$$\Delta_s = \frac{FSR}{2^{n-1}}$$

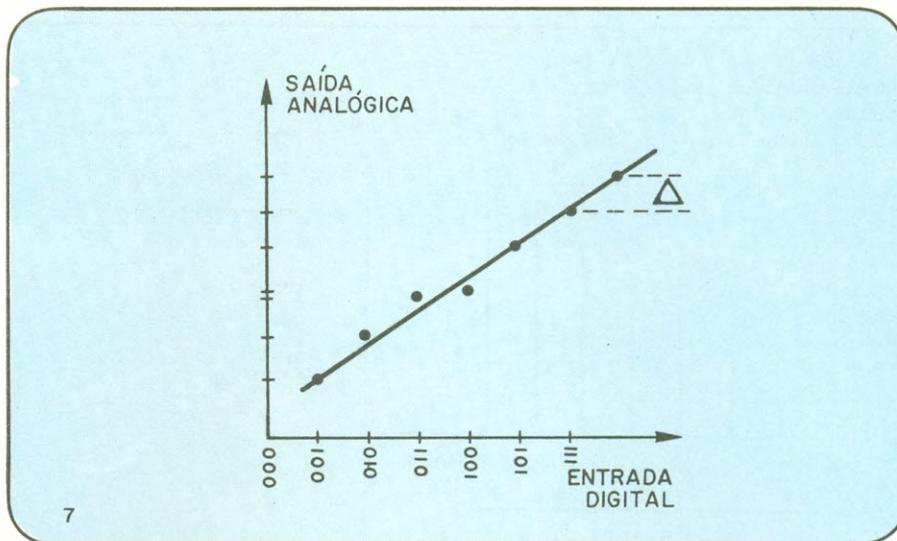
onde FSR é a faixa de fundo de escala. A não-linearidade diferencial expressa a máxima diferença existente entre o espaçamento real e o teórico, para as mesmas entradas digitais. Se Δ_k for o espaçamento real considerado, então

$$DNL = \frac{\Delta_k - \Delta_s}{\Delta_s} \cdot 100\%$$

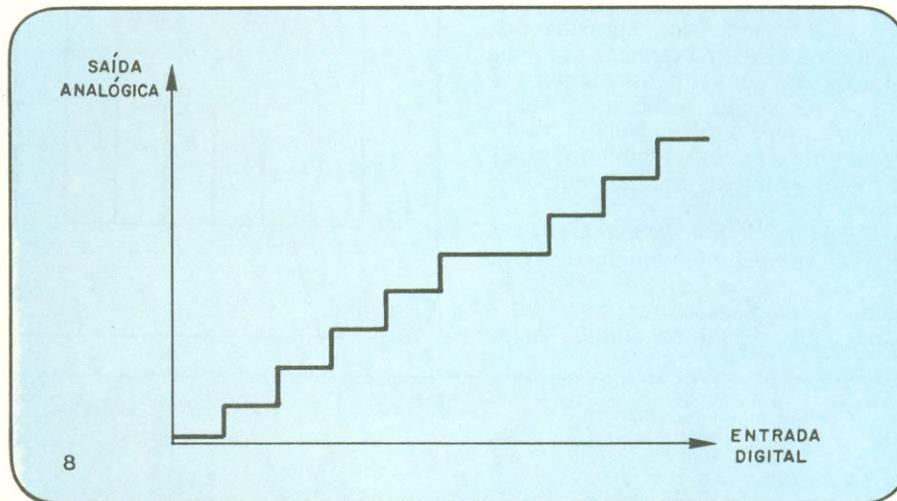
A não-linearidade diferencial também pode ser expressa em termos de uma fração do LSB, como no caso da não linearidade integral.

Monotonicidade (monotonicity): Um conversor D/A que possui a característica de ser monotônico apresenta uma elevação na saída analógica para cada aumento na entrada digital. A figura 8 representa a característica de transferência de um conversor D/A não monotônico. Notamos que para duas entradas digitais distintas e seguidas, temos dois níveis analógicos iguais na saída.

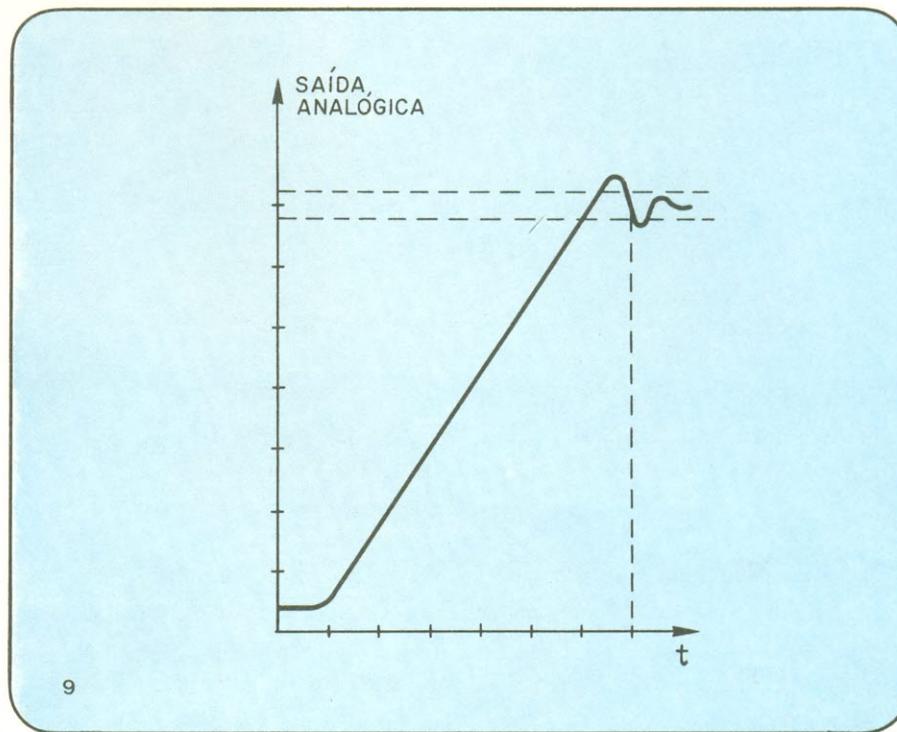
Tempo de adaptação (settling time): O tempo de adaptação está relacionado com os transientes na saída de um D/A. Rigorosamente, ele é definido como o tempo máximo entre a aplicação de uma função "degrau" na entrada e sua estabilização na saída, dentro de um intervalo que fique em torno do valor teórico de saída, correspondente àquela entrada. A figura 9 esclarece essa definição.



7



8

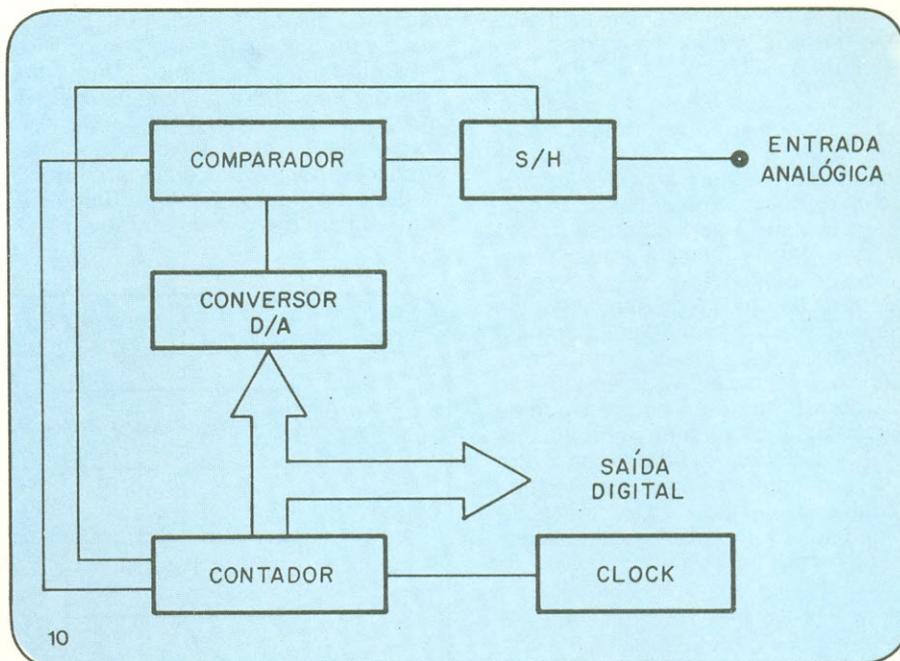


9

Em geral, a função "degrau" é tomada com uma amplitude igual ao valor máximo da entrada. Por exemplo, se a entrada mudar de 000 para 111, a saída oscilará durante algum tempo em torno do valor teórico final, correspondente à entrada 111, até que tais oscilações fiquem compreendidas num intervalo em torno desse valor. O tempo de adaptação é justamente aquele transcorrido desde a nova entrada até o momento em que a saída adentra o intervalo. Esse intervalo pode ser definido em termos de uma fração do LSB, ou, então, de uma porcentagem do valor final.

Slew rate: Este parâmetro é o mesmo definido para os amplificadores operacionais. É especificado como sendo a taxa mais rápida com que a saída pode ir de um valor inicial até um final, em resposta a uma função "degrau" na entrada. É importante que não façamos confusão entre o *settling time* e o *slew rate*, pois o primeiro refere-se ao tempo gasto na estabilização da saída, enquanto que o outro refere-se à taxa, ou velocidade, com que esta muda.

Outros parâmetros que devem ser levados em consideração, em uma primeira análise, são: a faixa de valores permissíveis da tensão de alimentação, a dissipação em potência e a sen-



sibilidade às variações na tensão de alimentação.

Conversor analógico/digital

As mais simples técnicas de conversão de dados analógicos em digitais, pelo menos no que se refere ao princípio de funcionamento, fazem

uso de conversores D/A instalados em um elo de realimentação. Por isso, os conversores A/D que utilizam tais técnicas são chamados de conversores por realimentação, conhecidos, na literatura especializada, como *feedback converters*. O chamado conversor por contagem ascendente (*count-*

ESTAÇÃO DE SOLDA RPX 9952-C E RPX 9954-LM

Com temperatura regulável — com valor de corrente de fuga menos que 0,75 mA, sem picos na ponta.

Com ferro de soldar de 24 V, 40 W, cabo de silicone e com luva térmica.

Ferros de soldar especiais com cabo de silicone e com luva térmica para 12, 24, 48, 110 e 220 V, 40 Watts.

Circuitos impressos

Kits para fabricação própria. Ensinamos toda sexta-feira o processo. Protótipos faremos na hora.

Temos todo material para pequena ou média produção.

Conversores de 12 Vcc a 110 V CA 160 Watts.

Fabricamos sob encomenda qualquer conversor CA-CC.

Garantida 6 meses contra qualquer defeito de fabricação.

Assistência técnica em 24 horas. Peças de reposição.



NOSSOS MATERIAIS PODEM SER ADQUIRIDOS DIRETAMENTE DA FÁBRICA OU DOS NOSSOS REVENDADORES.



ROMIMPEX S.A. Rua Anhaia, 164/166 - CEP 01130 - São Paulo - S.P. - Brasil
Fones: (011) 220-8975 - 220-1037

up converter), que aparece na figura 10, é o exemplo mais típico dessa arquitetura de A/Ds.

Como podemos ver, o sinal analógico a ser convertido é primeiramente amostrado e retido no circuito de amostragem e retenção (S/H - *sample and hold*), após o que um sinal de controle é enviado aos contadores, fazendo-os *resetar* e iniciar a contagem. A saída desses contadores é conectada à entrada de um D/A; assim, à medida que é efetuada a contagem, a entrada do D/A é incrementada e, em consequência, sua saída cresce em direção ao valor de fundo de escala. A saída do D/A alimenta uma das entradas de um comparador, enquanto na outra está presente o sinal de entrada amostrado. Quando as entradas do comparador tornam-se iguais, ele envia um sinal ao contador, fazendo-o parar, terminando o processo de conversão. O dado presente nas linhas localizadas entre o contador e o conversor D/A representa o sinal analógico de entrada convertido em digital. Após o término de um ciclo de conversão, e após a leitura ter sido efetuada, o circuito S/H recebe um sinal para que inicie uma nova amostragem e retenção, iniciando um novo ciclo.

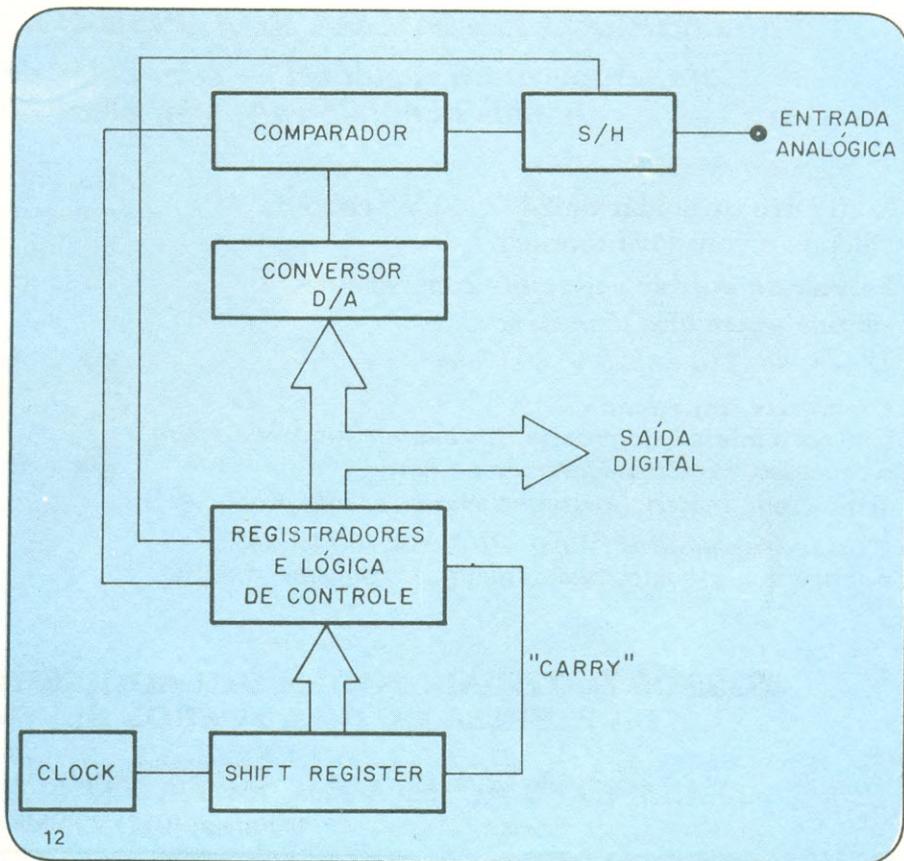
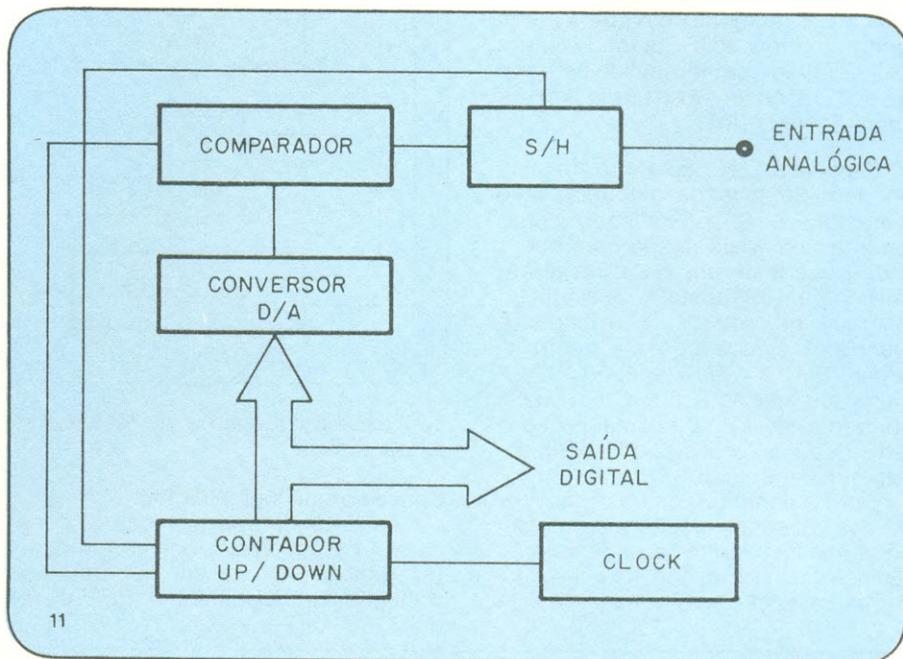
A principal desvantagem do conversor por contagem ascendente é que, para cada ciclo de conversão, o contador é *resetado* e sua contagem inicia de zero, o que significa uma baixa velocidade de conversão. Se, por exemplo, uma dada entrada analógica estiver em um nível pouco acima da precedente, bastaria que o contador fosse incrementado a partir do ponto onde havia parado, sem ter que retornar a zero. O mesmo aconteceria se o novo nível estivesse um pouco abaixo do anterior, sendo que neste caso o contador seria decrementado.

Essa característica é apresentada pelo chamado conversor A/D por rastreamento (*tracking feedback converter*) cuja organização aparece a figura 11. Vamos imaginar que o circuito S/H tenha realizado uma determinada amostragem e retenção, com o contador previamente *resetado*. Então a saída do conversor D/A é nula e o comparador envia ao contador um sinal, para que ele efetue uma contagem crescente. Digamos que esse sinal seja um nível lógico "1"; o contador vai incrementando o conversor D/A, até que a saída deste seja maior que o sinal presente na outra entrada do comparador. Quando isso ocorre, o comparador envia um nível lógico "0" ao contador, indicando que ele deve contar de forma decrescente e, eventualmente, a saída do comparador retornará ao nível "1". Desse modo, a saída digital do conversor fica oscilando entre dois valores, o que pode resultar nu-

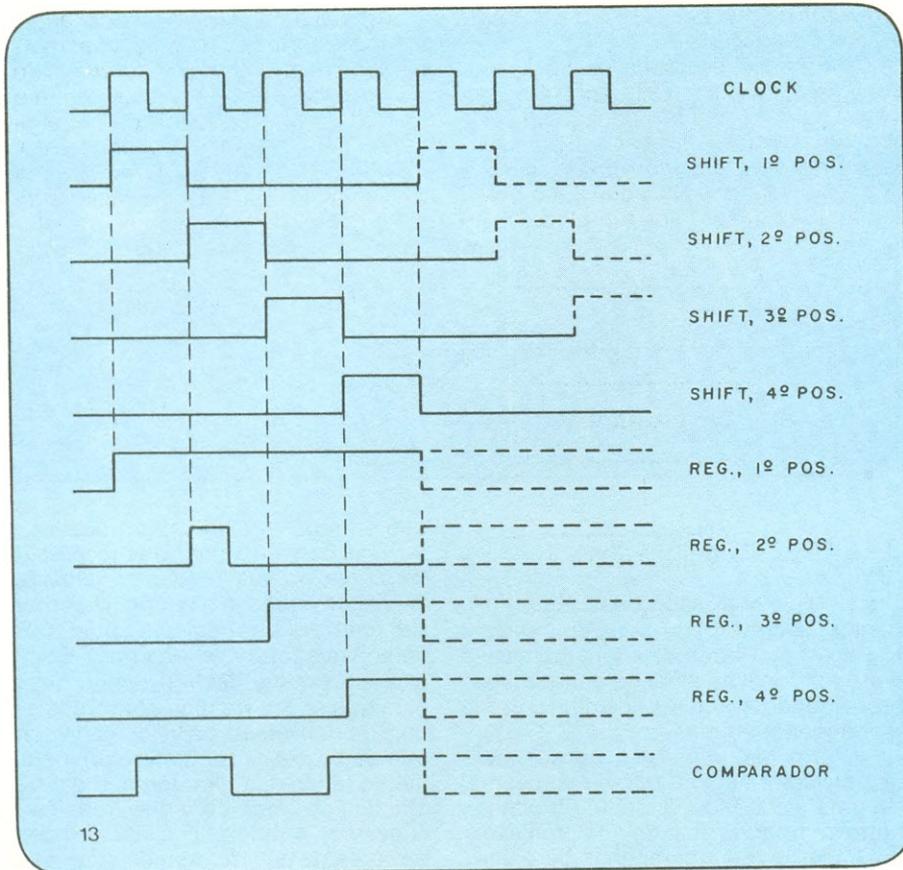
ma perda da precisão, em prol da velocidade de conversão.

Entretanto, de todos os tipos de conversores por realimentação, o mais usado é, sem dúvida, aquele por aproximações sucessivas (*successive approximation A/D converter*), apresentado na figura 12 e que funciona segundo um método de tentativa e erro.

Após a amostragem e retenção do sinal de entrada, as posições mais significativas dos registradores e do *shift register* são carregadas com um bit "1". Sendo o número de registradores igual ao número de bits do A/D, então nesse momento teremos uma configuração 100...0 nos registradores, o que representa metade do valor de fundo de escala. A saída do conver-



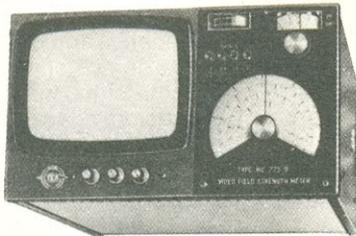
sor D/A é comparada, em seguida, com o sinal de entrada; se ela for menor, o sinal proveniente do comparador indica à lógica de controle que o bit em nível "1", no registrador mais significativo, deve ser mantido; caso contrário, ele deve ser *resetado*. Terminado esse processo decisório, o *shift register* é deslocado de uma posição pelo próximo pulso de *clock*, o que faz com que o registrador seguinte seja carregado com um bit em nível "1". Ficamos então com a configuração $\times 100 \dots 0$ (onde "x" depende do resultado da primeira tentativa), e a saída do D/A é comparada novamente com a entrada, seguindo-se um novo processo de decisão, como o descrito anteriormente. Essa seqüência é repetida, até que seja alcançada a posição menos significativa dos registradores e do *shift register*. Ao término da última decisão, podemos efetuar a leitura, sendo que antes de uma nova amostragem e retenção os registradores e o *shift register* são novamente reconfigurados na forma $100 \dots 0$. Para um melhor entendimento, podemos observar a figura 13, que representa os diagramas de tempo para um A/D de 4 bits que, em uma dada conversão, apresentou em sua saída o valor 1011. No caso dessa figura, uma saída nível "1" do comparador indica que a



13

Instrumentos para medições elétricas ou eletrônicas

MEDIDOR DE INTENSIDADE DE CAMPO



MODELO MC775B-VÍDEO

Especial para técnicos de TV. Branco & preto, e em cores na instalação de antenas simples ou coletivas.

Som e imagem nos campos de frequência bandas de 40 a 950 MHz em faixas I, III, IV e V.

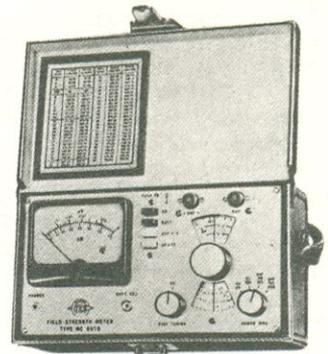
Elétrico e baterias recarregáveis.

Portátil: 8 kilos
Com mala de couro e acessórios.

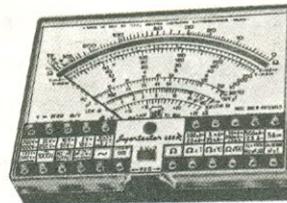
MODELO MC661/C ou MC661/D

A bateria — para as faixas de 41 a 840 MHz.

Portátil: 3 kilos
Completo com mala de couro, fones, atenuador e bateria



MULTÍMETRO DIGITAL CEME — DOC — 2000 AUTOMÁTICO.
Funções: Vdc, Vac, Idc, Iac, Kohm a 20 Mohm
Display com LED's



SUPERTESTER ICE mod. 680/R

O modelo especial mais complexo e exato que existe no mercado eletro-eletrônico brasileiro.

10 ESCALAS PARA 80 FAIXAS DE MEDIÇÕES TEMOS MODELOS MENORES.

ALA Comercial Importadora Alp Ltda.

Alameda Jaú, 1528 - 4º andar - Conj. 42 - Tel.: 881-0058 (direto) e 852-5239 (recados) - CEP 01420 - São Paulo - SP

entrada é maior que o nível presente na saída do conversor D/A.

Algumas firmas fabricam os chamados registradores de aproximação sucessiva (*successive-approximation registers — SAR*), como, por exemplo, o Am 2504 da Analog Devices; eles possuem *shfit register*, lógica de controle e registradores internos, bastando acrescentar um D/A e um comparador para que tenhamos um conversor A/D totalmente operacional.

Uma outra arquitetura bastante popular é o conversor A/D por rampa dupla, mostrado na figura 14. Em uma primeira fase do ciclo de conversão, os circuitos da lógica de controle, agindo sobre o comutador, conectam o sinal a ser convertido à entrada do integrador; ao mesmo tempo, o contador é *resetado*, iniciando sua contagem. Passando algum tempo, o contador atinge sua contagem máxima, gerando um sinal de *carry* (transporte) e retornando a zero. Ao fim desse tempo, a saída do integrador descreveu uma reta de inclinação negativa, como podemos ver na figura 15. O tempo requerido nessa primeira integração é de $t_1 = N_1 \cdot T_C$, onde N_1 é o valor final da contagem realizada e T_C é o período dos pulsos de *clock*.

A rampa contida no intervalo t_1 somente será obtida se o sinal de entrada permanecer constante durante esse intervalo de tempo. Iniciando a 2.^a fase, a lógica de controle, atuando novamente sobre o comutador, recebe o sinal de *carry* e liga o integrador a uma fonte de tensão de referência, que deve possuir uma polaridade inversa à do sinal a ser convertido. Isto faz com que a saída do integrador decresça segundo uma reta de inclinação positiva, enquanto que o contador efetue a contagem dos pulsos; quando a saída do integrador atinge o ponto zero, o comparador envia um sinal ao contador, imobilizando-o. O tempo gasto nesta segunda integração foi de $t_2 = N_2 \cdot T_C$, onde N_2 é a contagem dos pulsos nesse intervalo. Pode-se demonstrar que

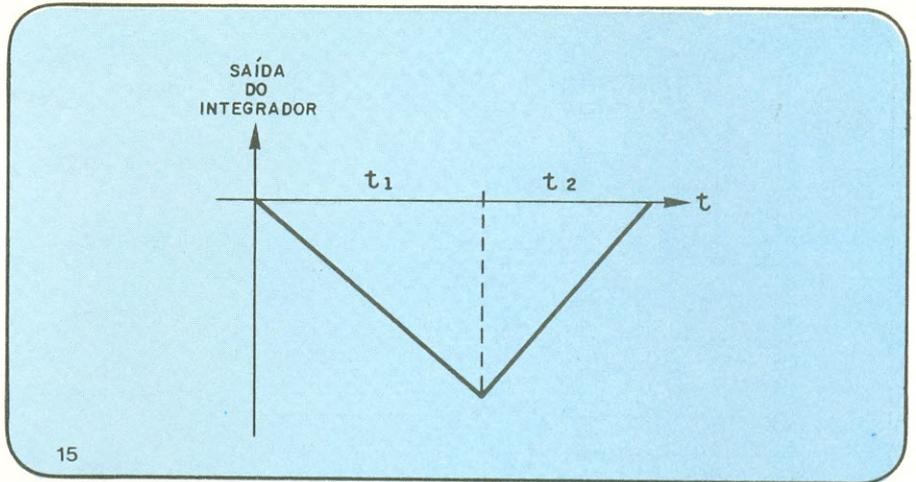
$$N_2 = \frac{N_1}{V_{ref}} \times V_{in}$$

Como N_1 e V_{ref} são constantes, podemos escrever $N_2 = K \cdot V_{in}$, onde $K = N_1/V_{ref}$. Portanto, a contagem N_2 é proporcional ao sinal de entrada, representando assim a saída digital correspondente ao mesmo.

A principal vantagem desse tipo de conversor está no fato de apresentar uma saída independente da constante de integração e de sua precisão depender quase que apenas da estabilidade da fonte de referência. Além disso, o tempo de conversão depende somente da magnitude do sinal de entrada. Isto pode representar uma desvantagem em algumas aplicações; no entanto, apesar de sua relativa lentidão, é o tipo de conversor mais usado em equipamentos de precisão de pequeno porte, tais como instrumentos de medida de painel e multimetros digitais portáteis.

Principais parâmetros de um conversor A/D

Alguns parâmetros já vistos para conversores D/A também são aplicados aos conversores A/D. Os conceitos de resolução e monotonicidade são os mesmos, com a diferença de



que entrada e saída estão trocadas.

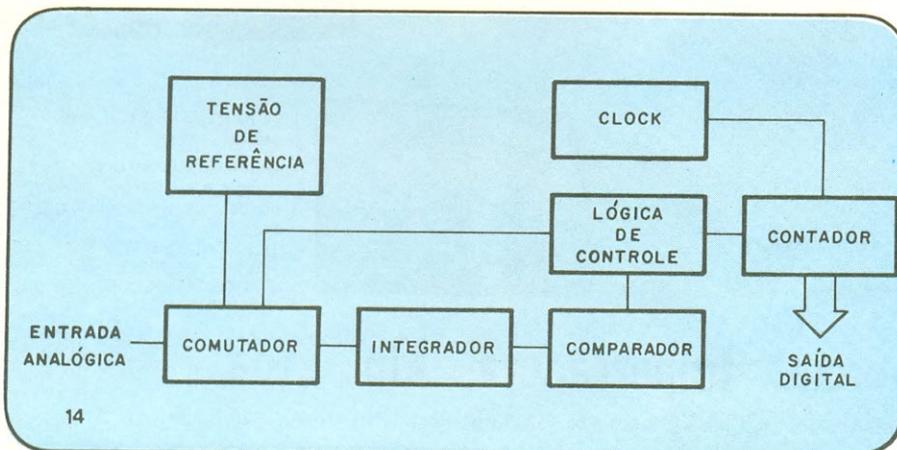
Um conceito equivalente ao *settling time*, no que se refere à velocidade de conversão, é o tempo de conversão (*conversion time*) ou, então, taxa de conversão (*conversion rate*). Como o próprio nome diz, é o tempo gasto para que se realize uma conversão e a taxa de conversão é a velocidade com que se processa tal conversão, geralmente expressa em termos da frequência de *clock* com que trabalha o conversor. A tabela I classifica os conversores de acordo com seus tempos de conversão.

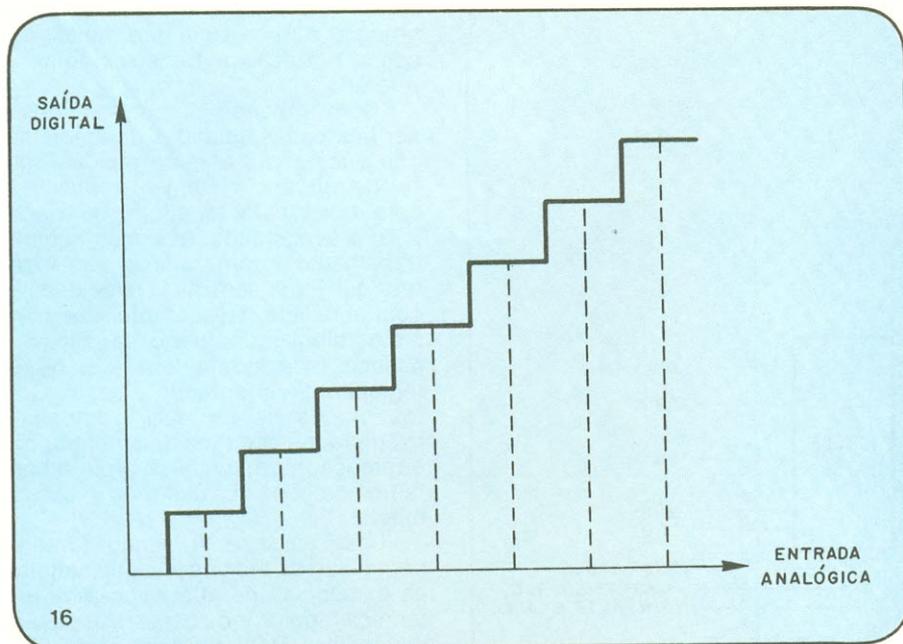
Tabela I

classificação	Tempo de conversão
ultra-rápidos	$t < 330 \text{ ns}$
muito rápidos	$330 \text{ ns} < t < 3,3 \mu\text{s}$
rápidos	$3,3 \mu\text{s} < t < 33 \mu\text{s}$
médios	$33 \mu\text{s} < t < 333 \mu\text{s}$
lentos	$t > 333 \mu\text{s}$

Outra característica importante é o erro de quantização do conversor. A figura 16 representa o que seria a característica ideal de um conversor A/D de 3 bits. Como podemos observar, alguns valores da entrada analógica, dentro de um certo intervalo, dão origem a uma mesma saída digital; o erro de quantização seria a diferença entre o valor da entrada analógica e o da saída digital.

Vamos supor que a transição entre dois níveis de saída ocorre quanto o valor da entrada analógica é igual a $\pm 1/2$ do peso do LSB da nova saída digital; isto está representado na figura 16, de tal modo que os níveis de entrada estão equidistantes e situados no centro de cada degrau correspondente. Portanto, o erro de quantização máximo pode ser de $+ 1/2$ LSB, quando a entrada se aproximar do nível seguinte, ou de $- 1/2$ LSB, quando ela se aproximar do nível antecedente; naturalmente, será nulo quando a entrada for exatamente igual ao valor correspondente ao meio de cada degrau.





estabilização, diminuição das não-linearidades integral e diferencial e melhoria da característica de monotonicidade. Isto sem falar no aumento do número de bits, que alcança a casa dos 14 bits.

Alguns conversores A/D são totalmente auto-suficientes, no que diz respeito a possuírem todos os blocos anteriormente descritos. Outros já não apresentam essa vantagem e exigem alguns componentes, acrescentados externamente. É o caso do AD 7570L, da Analog Devices, um A/D de tecnologia CMOS de 10 bits. Seu diagrama interno, na figura 17, mostra que é do tipo por aproximações sucessivas, possuindo um SAR, um D/A e lógica *tristate*, já que é projetado para trabalhar principalmente com microprocessadores.

No entanto, ele não é auto-suficiente, na medida que não possui um comparador, tensão de referência e *clock* internos. As principais características deste dispositivo são um tempo de conversão de 20 μ s e um erro de quantização máximo de $\pm 1/2$ LSB.

Um dispositivo que tem a qualidade de ser auto-suficiente é o ADC 815, um A/D de 8 bits da Datel-Intersil, e cuja organização Interna aparece na figura 18. Ele também é do tipo de aproximação sucessiva, mas possui tensão de referência, comparador e

É um parâmetro muito importante, pois representa o limite de resolução e exatidão de um A/D. além disso, há de se notar que, como um maior número de bits implica em um menor peso do LSB (se estivermos usando um código binário fracionário), então quanto maior o número de bits de um A/D, menor o seu erro de quantização.

Exemplos de conversores A/D e D/A

Com o surgimento dos microprocessadores e seu crescente uso em aplicações tais como aquisição de dados, os fabricantes viram-se obrigados a aumentar o desempenho de seus conversores A/D e D/A. Esses aperfeiçoamentos traduzem-se em tempos baixíssimos de conversão e

Aqui, você é o Rei!

TRANSISTORES E SEMICONDUTORES

RCA - IBRAPE - FAICHAIRD - PHILCO - ETC.

CAPACITORES ELETROLÍTICOS

SIEMENS - IBRAPE

VÁLVULAS DE TRANSMISSÃO

PHILIPS - NATIONAL - GE

VÁLVULAS DE RECEPÇÃO

PHILIPS - RCA - SYLVANIA - NEC

EQUIPAMENTOS DE SOM

GRADIENTE - POLIVOX

POTENCIÔMETROS

CONSTANTA - FE AD

ALTO-FALANTES

NOVIK - BRAVOX - ARLEN

RESISTORES

CONSTANTA - TELEWAT

Distribuidora dos kits
NOVA ELETRÔNICA.

Rua da Constituição, 59 - Rio de Janeiro

Fones.: 224-1573 e 232-4765

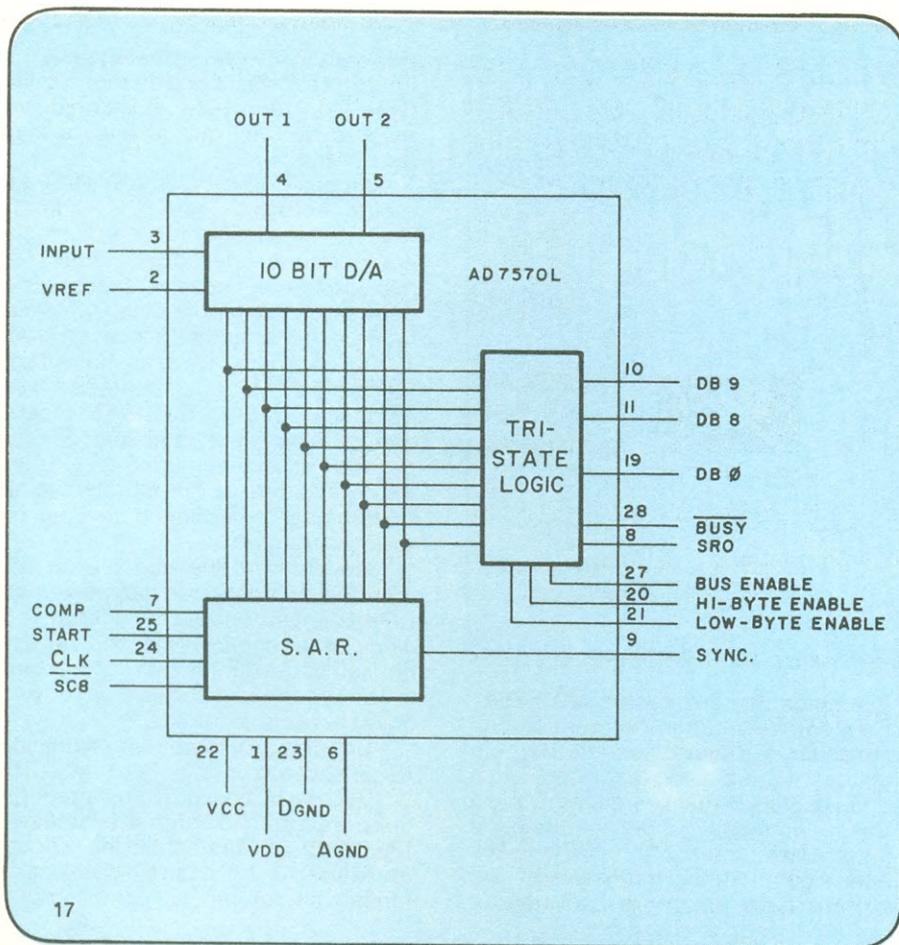
CEP 20060 - Cx. Postal 50017



KING'S SOUND studio

rei das válvulas

ELETRÔNICA LTDA.



17

sas de referência por meio dessa tecnologia, o que exigia, em muitos casos, a utilização de fontes externas de referência.

Com a tecnologia bipolar, podem ser fabricadas unidades de aproximação sucessiva bastante rápidas, fontes de referência altamente estáveis e com boas características de ruído. São pré-requisitos básicos, quando trabalhamos com microprocessadores, que possuem alta velocidade e confiabilidade. No entanto, um transistor bipolar integrado ocupa mais espaço, reduzindo a densidade de integração e aumentando o custo. Certos blocos de um A/D, como, por exemplo, os circuitos de amostragem e retenção, tornam-se de projeto bastante complexo, se usarmos a técnica bipolar.

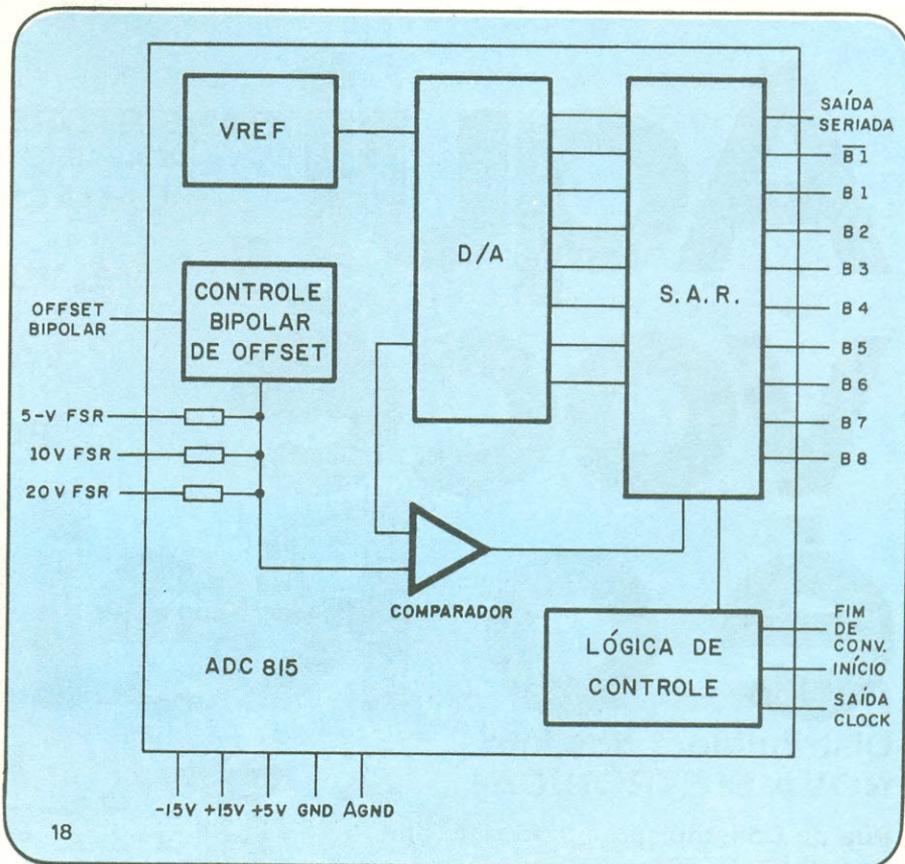
Uma saída está sendo tentada com o uso da técnica I²L, que satisfaz as exigências de alta velocidade, da técnica bipolar, e de baixa dissipação, da técnica CMOS. É o caso do AD 571, um A/D de 10 bits da Analog Devices, fabricado com tecnologia I²L, possuindo um tempo de conversão de 40 μ s, além de ser auto-suficiente.

Quanto aos conversores D/A, também tem ocorrido inovações no que se refere às características, métodos de fabricação e aplicações. Já há muito existem conversores D/A compatíveis com microprocessadores, tais como o MC6890, da Motorola. Esse

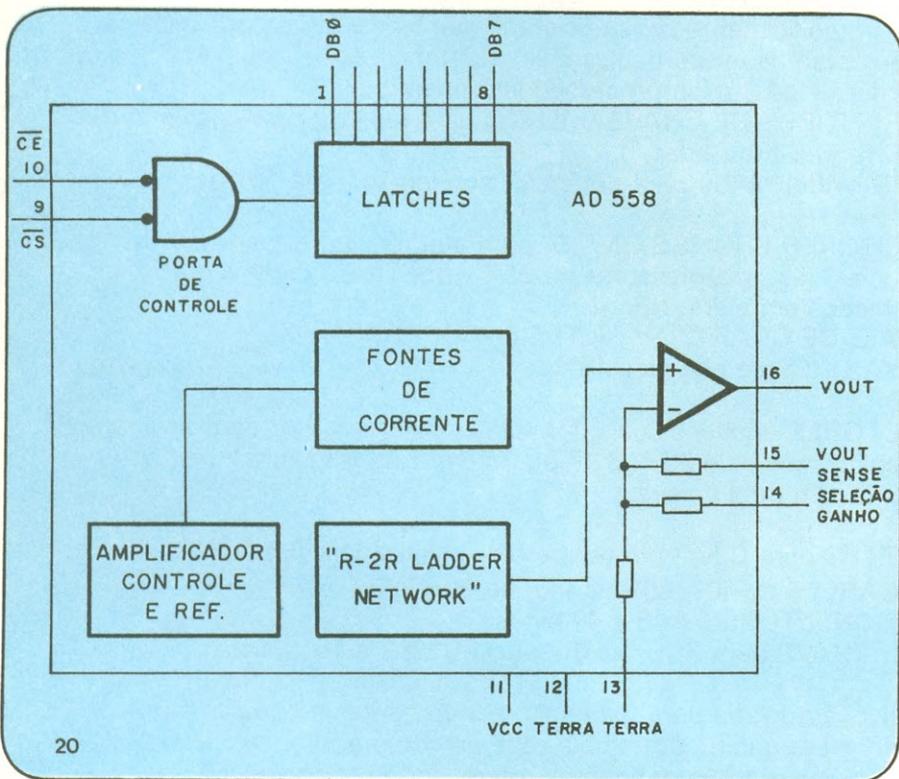
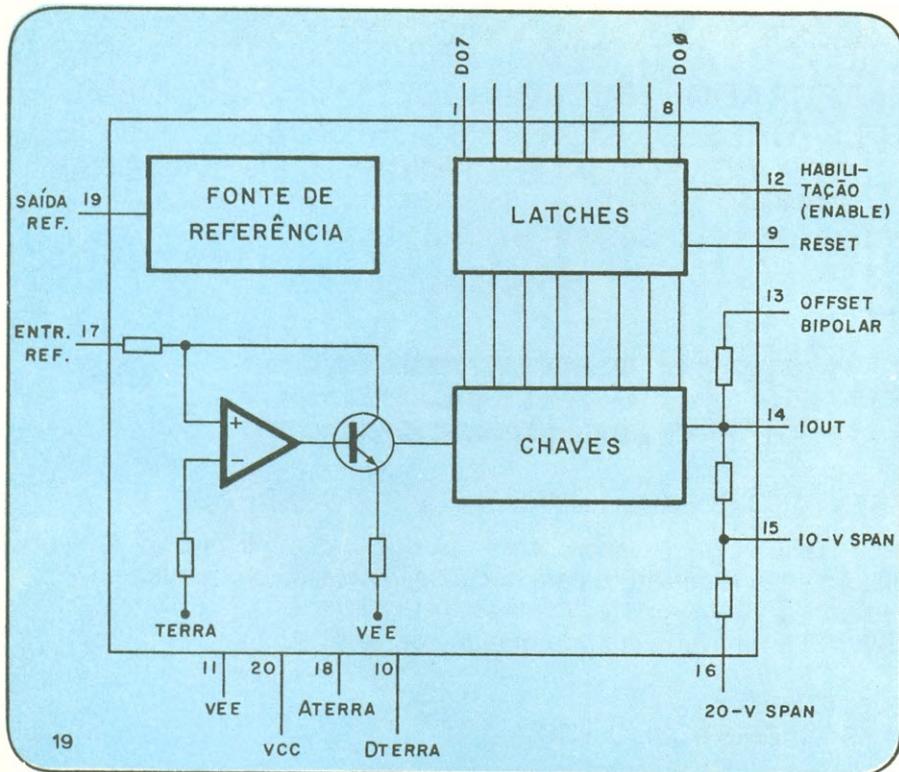
clock internos. Aliado a um erro de quantização de $\pm 1/2$ LSB, seu tempo de conversão é de apenas 600 ns. Uma das características desse dispositivo é o fato dele apresentar uma saída seriada de dados, possibilitando ligação com um USART ou, então, com um modem, para transmissão de dados via linha telefônica, por exemplo.

Sistemas inteiros de aquisição de dados já são disponíveis em um único integrado. É o caso do ADC 0808, da Texas Instruments, que possui 8 canais de entrada para sinais analógicos, multiplex para seleção de entradas, um A/D com 100 μ s de tempo de conversão, *data latches* na entrada de endereços e lógica *tristate* na saída de dados, para interface com microprocessadores.

O problema da densidade de integração depende em muito da tecnologia empregada na fabricação do integrado. A tecnologia CMOS foi a mais usada na fabricação de conversores monolíticos por integração, pois além de serem mais precisos que os de aproximação sucessiva, possuíam baixa dissipação e, acima de tudo, baixo custo de produção. Entretanto, existem os problemas de velocidade mais lenta de conversão, além da dificuldade de integração de fontes preci-



18



conversor, que aparece na figura 19, possui 8 bits, *settling time* de 140 ns e não-linearidade diferencial de $\pm 0,19\%$.

O MC 6890 pode ser ou não auto-suficiente. Se o sinal de saída for utilizado sob a forma de um sinal de corrente, ele é uma unidade auto-suficiente, como fundo de escala de $-2,5$

mA; para obtermos um sinal de tensão, devemos acrescentar um operacional externo. É interessante observar que, nessa configuração, o MC 6890 permite selecionar três valores de fundo de escala unipolar ($+5$, $+10$ ou $+20$ volts) e três outros, bipolares ($\pm 2,5$, ± 5 ou ± 10 volts).

Atualmente, uma das exigências

GRÁTIS!

CURSO DE CONFEÇÃO DE CIRCUITO IMPRESSO

DURAÇÃO: 3 HORAS • DADOS NUM DIA SÓ APOSTILADO E C/ TAREFA PRÁTICA
LOCAL: CENTRO DE S.P. (próx. Est. Rodov.)
INF. E INSCR. TELS.: 247-5427 e 246-2996-SP
Uma realização CETEISA

básicas a um D/A é que ele possua uma única fonte de alimentação. No caso do MC 6890, a alimentação é de ± 5 V; esse inconveniente já não acontece com o AD 558 da Analog Devices, que aparece na figura 20. Este D/A de 8 bits exige uma única fonte de alimentação, que pode variar de 5 até 15 V. O AD 558 é auto-suficiente, possuindo, além da rede R/2R, é claro, uma fonte de referência e amplificador de saída internos. Ademais, contém uma lógica de controle e *data latches* que facilitam a interface com microprocessadores. Suas características principais são um tempo de estabilização de $1 \mu s$ e uma exatidão de $\pm 1/4$ LSB. O mais interessante é que este conversor faz uso de duas técnicas diferentes, a I^2L e a ECL.

A quantidade de exemplos vistos aqui é insuficiente para cobrir toda a variedade de arquiteturas, características e métodos de fabricação de conversores A/D e D/A, mesmo porque as necessidades e diversificação das aplicações fazem com que a cada dia surjam dispositivos os mais completos e versáteis possíveis.

Bibliografia

1. **Allan, Roger** — *The inside news on data converters* — *Electronics*, 17 de julho de 1980, pág. 101.
2. **Amazeen, Bruce** — *Monolithic D/A converter operates on single supply* — *Electronics*, 28 de fevereiro de 1980, pág. 125.
3. **Gordon, Bernard M.** — *Linear electronic analog/digital conversion architectures, their origins, parameters, limitations and applications* — *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol Cas-25, n.º 7, julho de 1978.
4. **Mokhof, Nicolas** — *Monolithic approach bears fruits in data conversion* — *Electronics*, 10 de maio de 1979, pág. 105.
5. **Peatman, John B.** — *Microcomputer-based design* — McGraw-Hill Book Company, 1977.
6. **Schilling, Donald** — *Digital Integrated Electronics* — McGraw-Hill Kogakusha, 1977.
7. **Spécial Issue on Analog Circuits** — *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol SC-14, n.º 6, dezembro de 1979.

O MICROCOMPUTADOR AO NOSSO ALCANCE

CONTROLE DE TEMPERATURA AMBIENTE

PARTE II

BVM, Depto. de Aplicações

Apresentamos neste artigo a segunda e última parte do projeto, a programação do sistema de controle de temperatura. A primeira etapa a executar é relacionar o hardware disponível com a função desejada. Como a própria palavra insinua, é mais fácil alterar e adequar o software. Portanto, começemos por esboçar o conjunto completo.

I — LEVANTAMENTO DO HARDWARE

Conforme a fig. 1, temos um gerador de 1 Hz para referência de tempo, um gravador cassete para salvamento de dados e programas, uma impressora de relatórios e 22 linhas para controle de interfaces. Este é o sistema disponível. Temos que criar um programa que execute todas as funções desejadas com estes elementos.

Damos abaixo as condições de memória e unidades de entrada/saída do FAST-1:

- RAM: endereço 1C00 a 20FF, sendo que o monitor ocupa de 20CC a 20FF
- EPROM: endereço de 800 a 17FF
- I/O
- Linhas bidirecionais: Porta A, endereço 81H
Porta B, endereço 82H
Porta C, endereço 83H
Controle, endereço 80H

— Cassete e Impressora

Mesmo canal, a ser operado via monitor. Passamos agora à montagem do programa.

II — MONTAGEM DO SOFTWARE

1 - Relógio

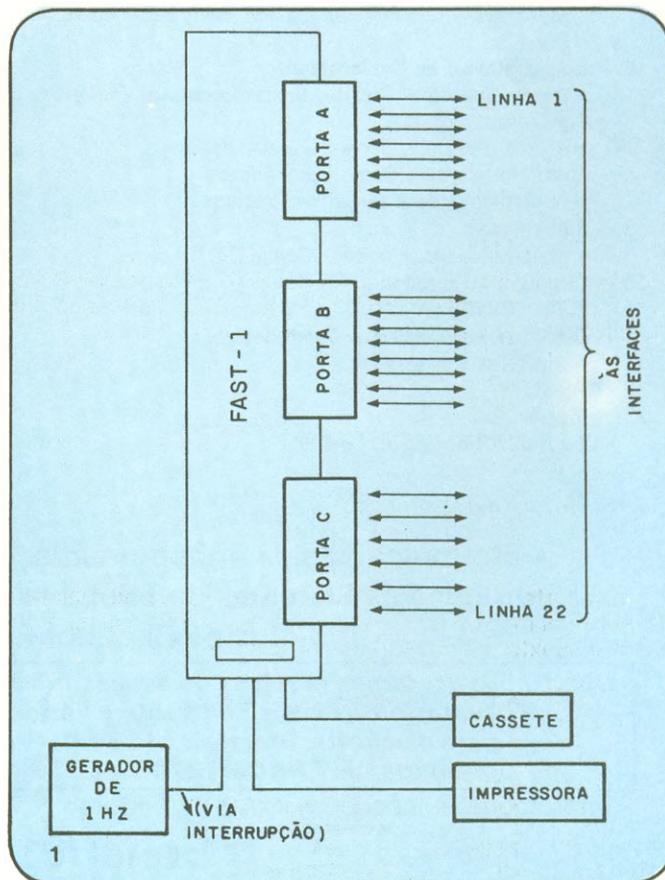
Temos apenas um gerador de 1Hz que interrompe a CPU a cada segundo. Pode-se prever que determinadas operações com as interfaces exigirão imunidades à Interrupção, o que nos força a não operar por mais de um segundo em *DISABLE*, pois esse gerador não fornece a hora absoluta, mas apenas um trem de pulsos de frequência conhecida.

Necessitamos então de um contador de segundos, de minutos, de horas, de dias do mês e da semana e também um anual. Isso para atender os itens 2, 3, 4, 5, 7 e 8 das atribuições do sistema (ver 1.ª parte, n.º 48). Como este relógio será usado para várias funções, apresentaremos a hora e data certa em uma região determinada da RAM (fig. 2).

Uma vez calculado o tempo atual, este é depositado na RAM. Qualquer outra rotina que precisar destas informações poderá apenas procurá-las na RAM. Vejamos um diagrama de blocos: Quando a CPU sofrer uma interrupção o fluxo do programa é transferido à subrotina ITR (ver fig. 3). O contador de segundos SS é incrementado de um; se a contagem chegar a 60, o contador de minutos MM é incremen-

tado de um e o de segundos é zerado. Dessa maneira são acertados os contadores de horas HH, de dia da semana DS, de dia do mês DM, de meses MS e o anual A1A2. Note-se a lógica para ano bissexto, permitindo um funcionamento sem reajuste a cada 4 anos. Vejamos o programa:

ITR	DI	; inibir a novas interrupções
	PUSH AF	
	PUSH BC	
	PUSH DE	
	PUSH HL	



SS	<input type="text"/>	SEGUNDOS
MM	<input type="text"/>	MINUTOS
HH	<input type="text"/>	HORAS
DS	<input type="text"/>	DIA DA SEMANA
DM	<input type="text"/>	DIA DO MÊS
MS	<input type="text"/>	MÊS
A1 A2	<input type="text"/>	ANO (16 BITS)

2

Todos os registros da CPU são salvos no *stack*, para que possamos realizar qualquer operação sem intervir no estado do programa principal.

```

OR   A           ; limpa flags CY e AC
LD   A,(SS)     ; obtém da RAM o valor de "seg"
INC  A           ; incrementa
DAA  A           ; ajuste decimal
CP   60H        ; chegou a 60?
LD   (SS),A     ; salva novo valor na RAM
JP   M,FIM      ; não, vá para o fim.

```

O contador de segundos é incrementado e verificado se chegou a 60. Se chegou,

```

LD   A,0        ; zera "seg" na RAM
LD   (SS),A
LD   A,(MM)     ; obtém da RAM o valor de "minutos".
OR   A
INC  A
DAA  A
CP   60H        ; chegou a 60?
LD   (MM),A
JP   M,FIM

```

O mesmo para horas:

```

LD   A,0
LD   (MM),A
LD   A,(HH)     ; obtém na RAM o valor de "horas"
OR   A
INC  A
DAA  A
CP   24H        ; chegou a 24?
LD   (HH),A
JP   M,FIM

```

Para o contador de dias da semana, associamos 0 para segunda, 1 para terça, 2 para quarta etc. Portanto, quando chegar a 6, o próximo deve ser zero:

```

LD   A,0
LD   (HH),A
LD   A,(DS)     ; obtém "dia da semana"
INC  A
AND  7          ; máscara para máximo de 7
CP   7H        ; chegou a 7
JP   NZ,DMM    ; não, salte
LD   A,0       ; sim, zere (DS)
DMM  LD   (DS),A

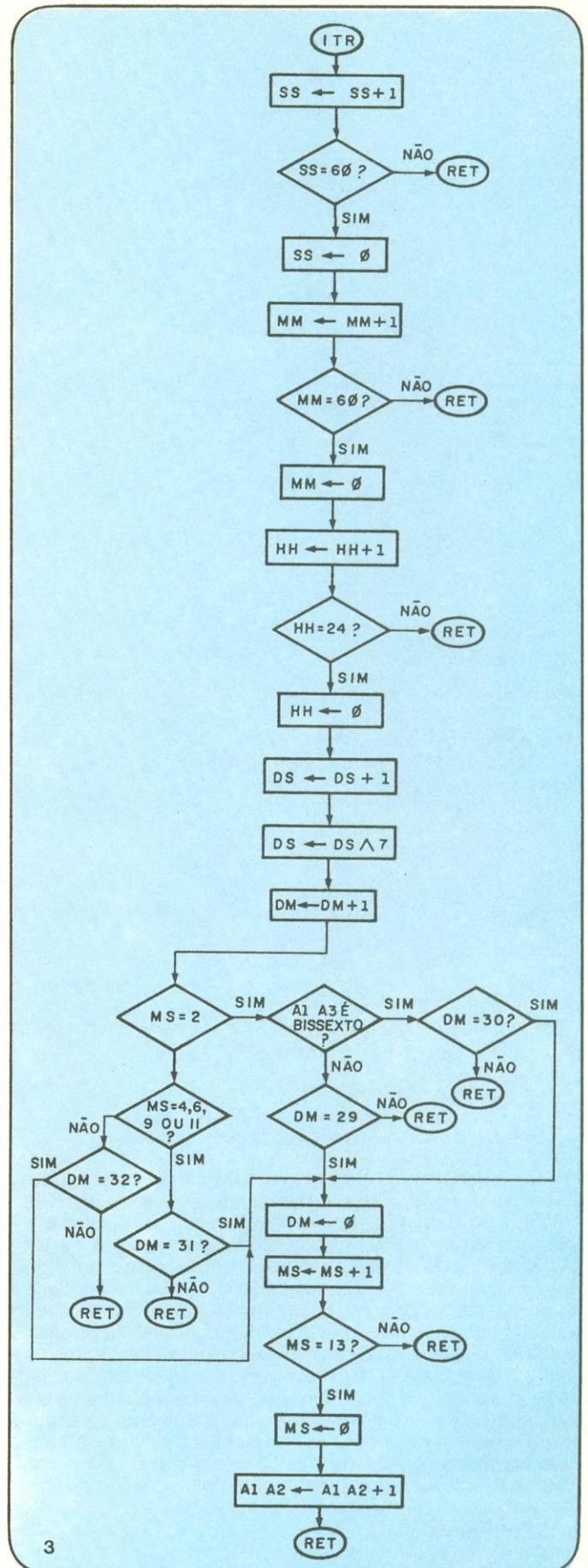
```

O acerto do dia do mês implica na análise de duas variáveis: qual mês do ano (se é mês de 28, 30 ou 31 dias), e se é ano bissexto (28 ou 29 dias em fevereiro).

```

LD   A,(DM)     ; obtém "dia do mês"
OR   A
INC  A
DAA  A
LD   (DM),A
LD   A,(MS)     ; obtém "mês"
CP   2          ; é fevereiro?
JP   Z,FEV     ; sim salte
CP   4H        ; é abril (30 dias)?

```



3

```

JP Z,M30 ; sim, salte
CP 6H ; é junho?
JP Z,M30
CP 9 ; é setembro?
JP Z,M30
CP 11D ; é novembro?
JP Z,M30
CP M31 ; é mês de 31 dias?
FEV LD E,25D ; é fevereiro?
LD A,(A2) ; verificar se é ano bissexto
LOOP OR A
ADD 4
DAA
JP Z,BSX ; é ano bissexto
DEC E
JP Z,NBSX ; não é ano bissexto
JP LOOP
BSX LD A,(DM) ; fevereiro de 29 dias
CP 30H
JP M,FIM
JP MES
NBX LD A,(DM) ; fevereiro de 28 dias
CP 29
JP M,FIM
JP MES
M31 LD A,(DM) ; obtém dia do mês
CP 32H
JP M,FIM
JP MES
M30 LD A,(DM)
CP 31H
JP M,FIM
MES LD A,1 ; é dia 1
LD (DM),A ; salva na RAM
LD A,(MS) ; incrementa "mês"
OR A
INC A
DAA
LD (MS),A
CP 13 ; acabou o ano?
JP M,FIM ; não, salte
LD A,1 ; sim, é janeiro
LD (MS),A
OR A
LD HL,(A1A2) ; obtém o "ano" da RAM
INC HL ; incrementa o "ano"
LD A,L ; ajuste decimal em 16 bits
DAA
LD L,A
LD A,H
JP NC, LOOP2
INC A
LOOP2 OR A
DAA
LD H,A
LD (A1A2),HL
FIM POP HL ; restaurar registros
POP DE
POP BC
POP AF
EI ; autoriza novas interrupções
RET ; retorno ao programa principal

```

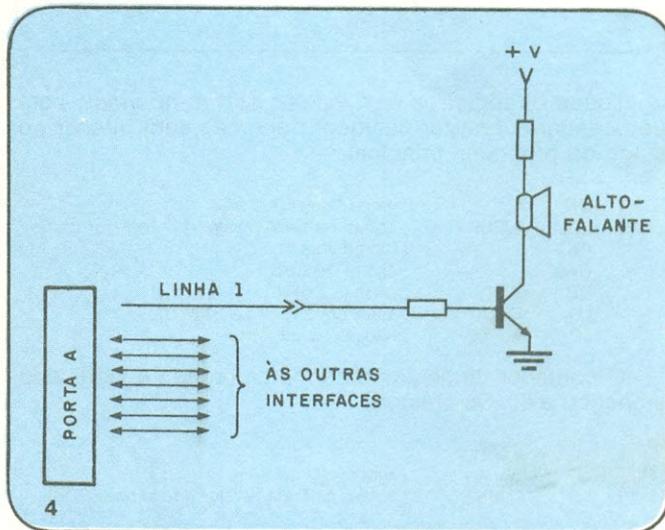
Nessa seqüência, se é mês de 30 dias (abril, junho, setembro ou novembro), é realizado um saldo para M30, onde é testado se o dia chegou a 31. Se chegou, o registro MS (mês) é zerado e a subrotina passa à fase seguinte. Se for mês 2 (fevereiro), é feito um teste de ano bissexto; ano bissexto é aquele terminado em 00, 04, 08, ... e 96 e a pequena rotina explica-se por si só. Se for ano bissexto, o teste é feito com 30 dias; se não, o teste é a 29 dias. Não ocorrendo nenhum dos dois casos, conclui-se que é mês de 31 dias e o salto é dado para M31. A fase seguinte inicia-se no *label* mês e incrementa o ano, ocorrendo uma pequena rotina para o devido ajuste decimal em 16 bits (já que o ano é anotado em 4 dígitos decimais de 4 bits cada). Por fim, são restaurados todos os registros da CPU e o comando do processo é devolvido ao programa principal.

2 — Interfaces

O tratamento de interfaces por parte de microcompu-

tadores baseia-se em 2 instruções:
AND (produto lógico)
OR (soma lógica)

Ou, melhor, com o AND é possível um bit isolado dentro de um byte, que pode ser um byte de controle de uma *interface*, e com o OR, o oposto, ou seja, ligar (levar ao estado "1" ou alto) um bit isolado. Por exemplo: suponha que o programa principal deseje ligar o alarme sonoro por meio segundo; a interface para esse alarme (sugestão) poderia ser a representada na fig. 4:



LINHA 1 = 1 corrente CC no alto-falante
LINHA 1 = 0 alto-falante desligado

Gerando um trem de pulsos (ou uma onda quadrada) na linha 1, obteremos um som audível no alto-falante. Porém, a linha 1 é um dos 8 bits (bit 0) da porta A, e os outros 7 não devem ser alterados durante a operação com o alarme. O programa abaixo opera o alarme:

```

ALARME LD B,93D
LD A,CTRA ; controle da porta A
CICLO OR 1 ; liga alto-falante
OUT (81),A ; aciona interface
LD C,FF
CONT1 DEC C ; espera de 2,6 ms
JP NZ,CONT1
AND 1 ; desliga alto-falante
OUT (81),A ; aciona interface
CONT2 DEC C
JP NZ,CONT2
DEC B ; passou 0,5 s?
JP NZ,CICLO ; não, saltar
RET ; sim, terminar

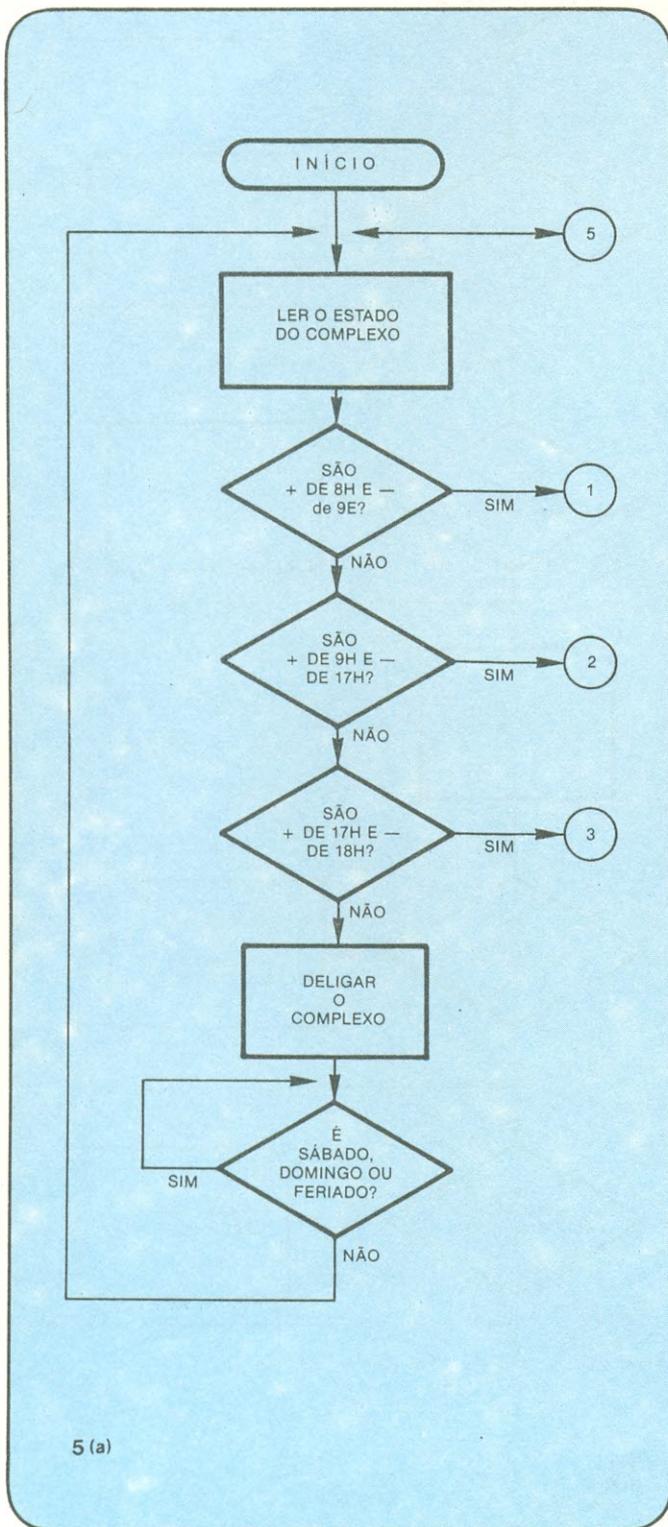
```

O registro B é carregado com 93 decimal, que será a referência de tempo de 0,5 s. CTRA é uma palavra de controle armazenada na RAM, que contém o estado da porta A. O bit zero é o bit do alarme; quando executamos OR 1, ligamos o bit zero. Em seguida, é dado um *output* na porta A, ou seja, transferimos o conteúdo do acumulador do processador ao lado externo da porta A e, então, o alto-falante é acionado. O *loop* que ocorrerá a seguir será para gerar apenas uma espera de aproximadamente 2,6 ms (O FAST-1 opera a uma frequência de clock de 1,3 MHz), pois o registro C será decrementado 254 vezes, antes de chegar a zero (FF-1 hexadecimal). Portanto, o alto-falante ficará ligado por 2,6 ms. Com a instrução AND, o falante é desligado e o próximo *loop* gera outra espera de 2,6 ms. Em seguida, o registro B é decrementado e o ciclo de ligar e desligar o falante se repete por 93 vezes já que $(2,6 + 2,6 \text{ ms}) \times 93 = 0,5 \text{ s}$.

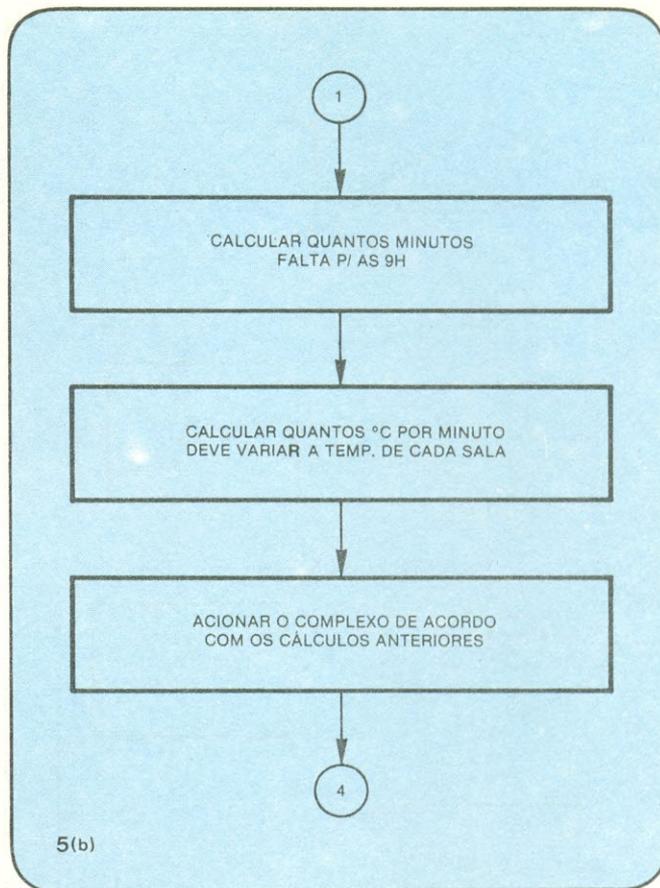
Ouviremos, então, no alto-falante, por meio segundo, um tom de 192 Hz e suas harmônicas. Percebe-se que o

controle de todas as unidades do complexo deve se basear neste conceito.

Apresentamos apenas o diagrama de blocos do programa principal, que pode ser perfeitamente desenvolvido (figuras 5a a 5e). As unidades cassete e impressora também podem ser desenvolvidas assim como programas de funções especiais. Esperamos neste artigo ter dado uma visão de um projeto a microprocessadores, de ter mostrado que a gama de aplicações é praticamente ilimitada, e que o seu aproveitamento adequado é mais interessante do que aparenta.



5 (a)



5(b)



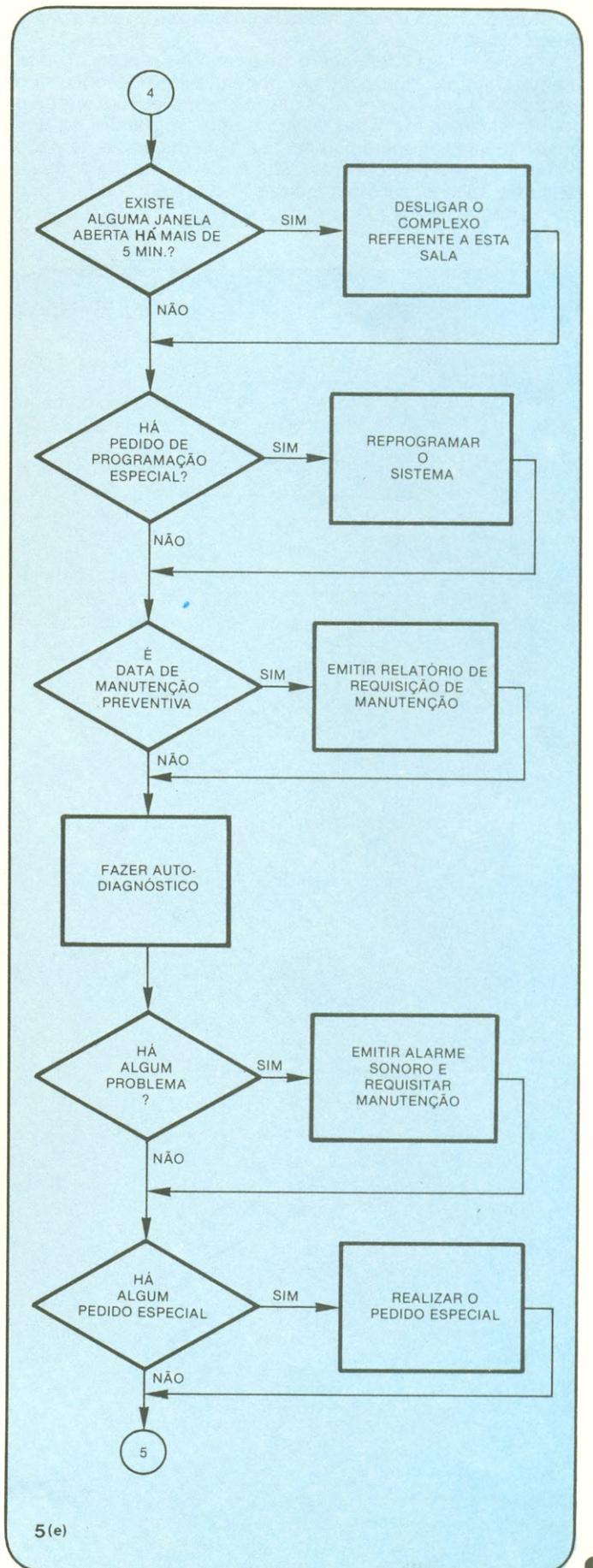
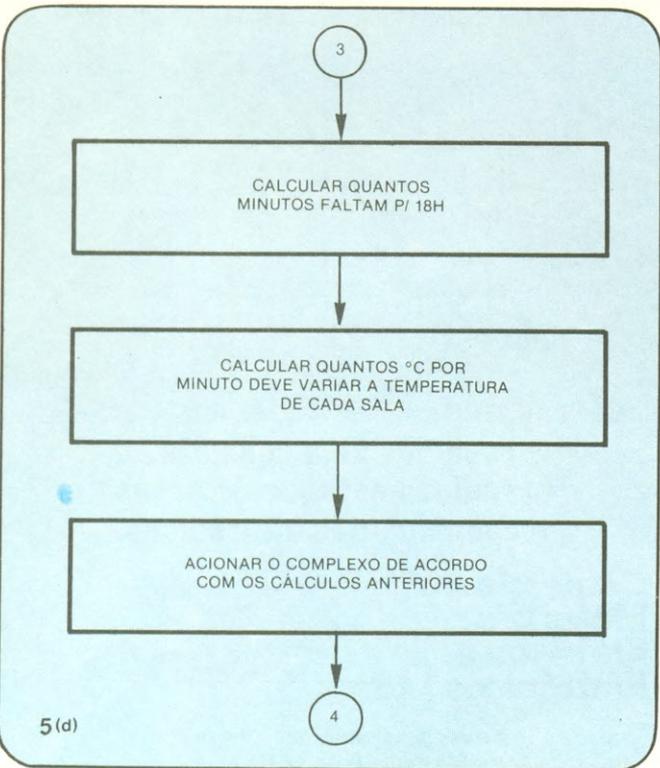
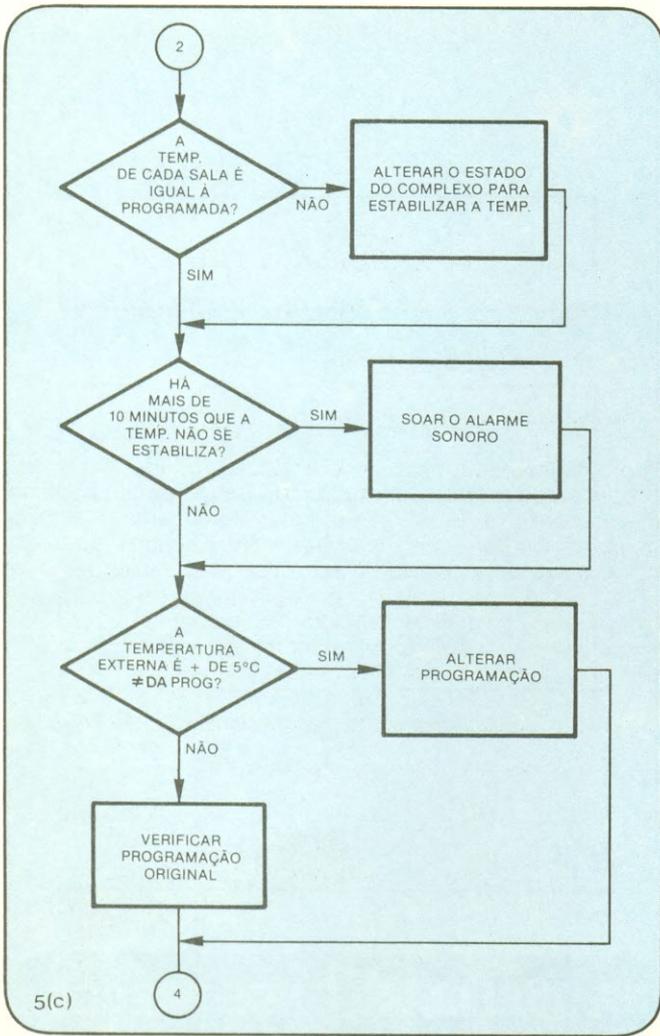
**NA QUALIDADE E NOS PREÇOS,
NINGUÉM SUPERA A**

**Faça-nos uma consulta.
Grandioso estoque de peças
e componentes eletrônicos.**

**Comércio de
Materiais
Elétricos e
Eletrônicos Ltda.**

country

Rua dos Campineiros, 289 - Moóca
São Paulo - Fone: 92-1887



PROCESSADOR DE VÍDEO SIMULA IMAGENS TRIDIMENSIONAIS

Interface de baixo custo é capaz de produzir complexos gráficos coloridos, com objetos representados, separada ou simultaneamente, a profundidades aparentemente diferentes.

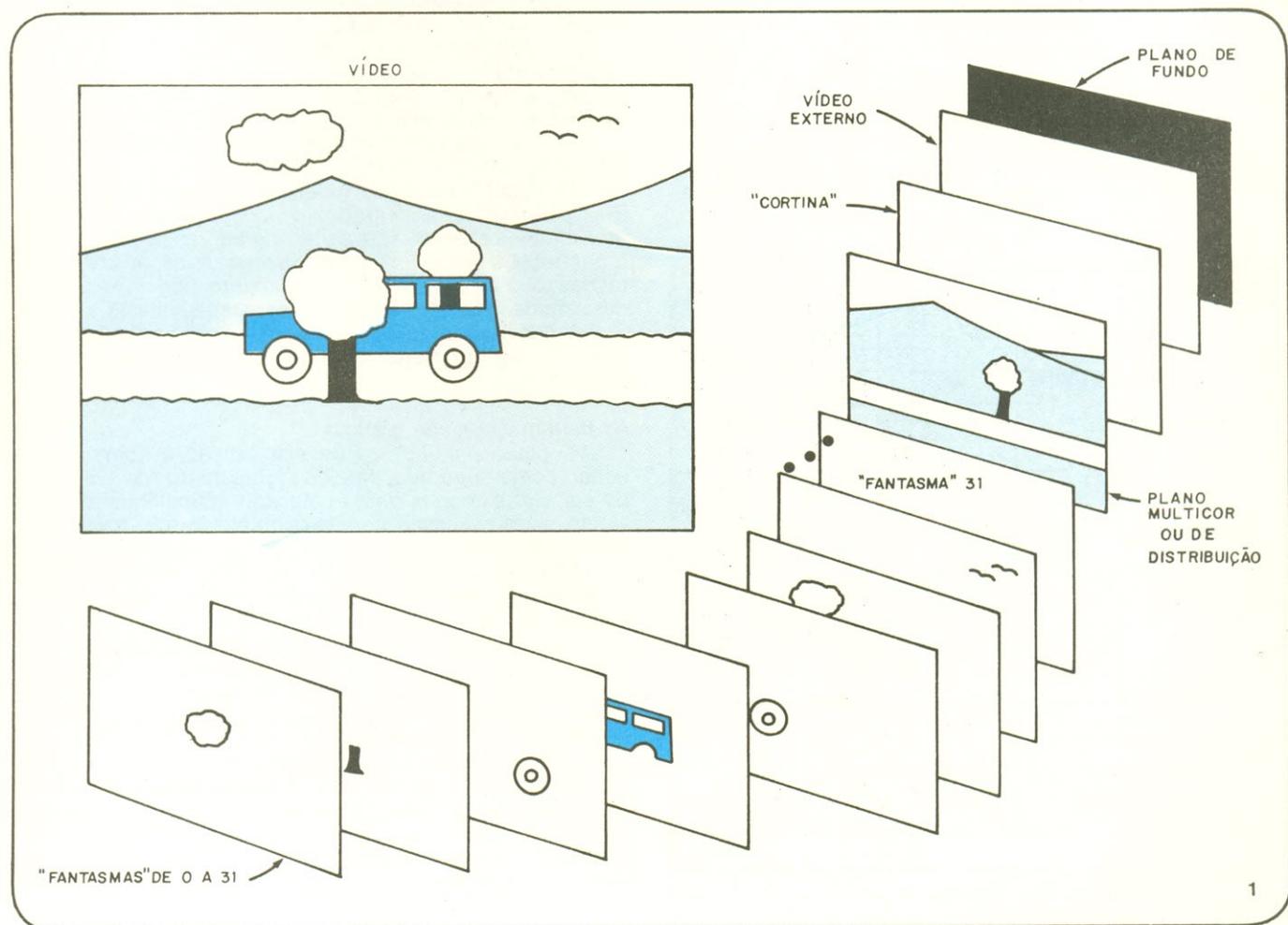
Karl Guttag e John Hayn *Texas Instruments Inc., Dallas, Texas*

À proporção em que os sistemas domésticos de computação vão firmando suas bases na década de 80, estão criando também uma demanda de *interfaces* mais aperfeiçoados entre computadores e receptores comuns de TV. E até agora, mesmo para atingir a resolução suficiente para simples jogos de vídeo, os terminais de vídeo domésticos necessitam de vários CIs de pequena e média integração.

O processador de vídeo TMS 9918 representa uma nova geração de *interfaces*, tornando possível a exibição de 15 cores, com várias sobreposições e grande resolução, tudo a baixo custo. Sendo um dos integrados LSI mais complexos

já produzidos pela Texas, o VDP (*Video Display Processor* - processador de vídeo) foi projetado para efetuar processamento de dados, exibição de material educativo e entretenimento. Contém uma *interface* com memória mapeada compatível com a maioria dos microprocessadores mais populares; e, como o VDP renova sua memória automaticamente, além de aceitar conexão direta com monitores normais de vídeo, poucos outros componentes são necessários para se implementar um sistema completo.

O formato do VDP, orientado à formação de objetos, criou uma nova abordagem na apresentação de gráficos:



Planos em 3 dimensões — O integrado 9918 oferece um total de 36 planos de imagens para vídeo, a profundidades variáveis, com a finalidade de produzir a ilusão de tridimensionalidade. Dos 36 planos, 32 contêm objetos e são denominados "fantasmas" (*sprites*); cada plano desse apresenta áreas transparentes que permitem visualizar o plano subsequente.

LABORATÓRIO DE EFEITOS LUMINOSOS

Termômetros, detectores de zero, tacômetros, indicadores de tensão da rede, luzes sequenciais, voltímetros com *extended range* e indicação de sobrecarga, etc. Esses são apenas alguns exemplos de aplicações possíveis com o Laboratório de Efeitos Luminosos.

Na verdade, este *kit* é mais simples do que possa parecer. Trata-se de um indicador de níveis de tensão formado por 10 comparadores, todos contidos num único integrado (o novo LM 3914), à saída dos quais são ligados 10 LEDs.

KITS NOVA ELETRÔNICA para amadores e profissionais À VENDA: NA FILGRES E REPRESENTANTES

Localização dos "fantasmas" — Os "fantasmas" são posicionados e deslocados de acordo com suas coordenadas verticais e horizontais armazenadas na memória. A tabela de atribuições dos "fantasmas" define também a cor e contém um bit que os desloca para a esquerda, de forma que os objetos possam surgir aos poucos na tela.

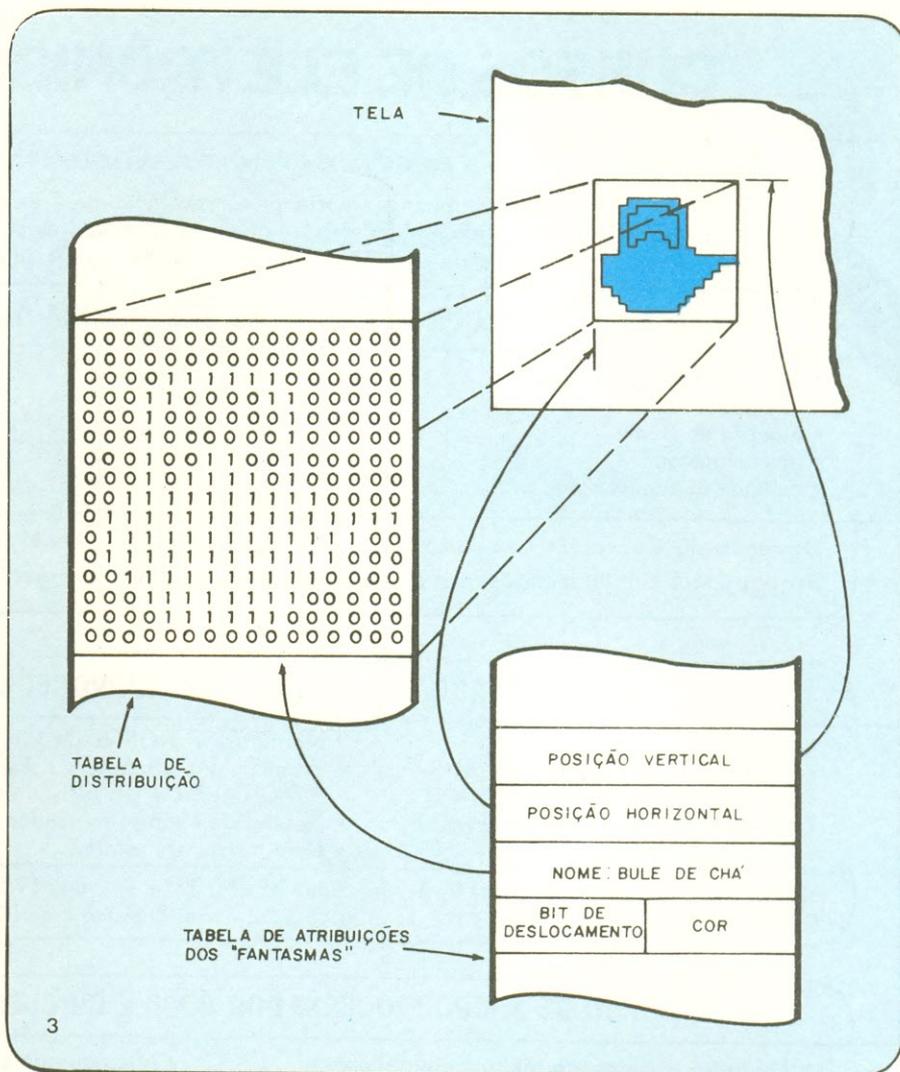
da, requerendo todos os 6144 bytes da memória. A outra modalidade permite que apenas 256 células isoladas sejam definidas, proporcionando assim uma significativa economia de memória, já que exige apenas 2048 bytes.

Compromissos na cor

As opções de cores para cada célula também envolvem um compromisso entre capacidade de memória e versatilidade. A modalidade gráfica mais simples possibilita apenas duas cores diferentes para cada bloco de oito células, enquanto a mais sofisticada permite a cada linha, dentro de cada célula, a utilização de duas cores separadas. A primeira opção, porém, emprega somente 32 bytes de memória, onde a segunda precisa de mais 6144 bytes, já que cada uma das 8 linhas por célula requer um byte na tabela de cores. Em ambos os casos, os primeiros 4 bits da tabela de cores representam a cor dos níveis "1" e os bits menos significativos, os níveis "0". Na figura 4 temos ilustrada a utilização de opção gráfica mais simples.

O integrado VDP conta com registradores de endereço de base para as várias tabelas, de forma que as mesmas podem ser guardadas na memória e depois deslocadas pela variação do endereço de base; dessa maneira a tela inteira pode ser deslocada instantaneamente, pela inscrição em um único registrador.

Uma alternativa mais convencional à modalidade gráfica por distribuição é a modalidade multicolor, que consiste de 3072 quadrados coloridos, cada um com uma cor sólida



(ou transparente) e medindo 4 elementos de imagem de lado. Os quadrados ficam organizados num crivo de 64 por 48, cada qual com sua cor indicada numa tabela de "nomes", na memória. Os "nomes" são mapeados na tela de acordo com sua posição na tabela. Esta modalidade sacrifica um pouco da resolução em prol da capacidade de mapeamento de memória, apesar dos "fantasmas" de resolução elevada continuarem disponíveis.

Displays alfanuméricos

A modalidade de textos foi planejada principalmente para servir às aplicações alfanuméricas normais; utiliza, ao contrário das demais, um único plano. Esta modalidade organiza a tela em 24 linhas de 40 células de caracteres, cada célula compreendendo 6×8 elementos de imagem, o que permite exibir 40 caracteres ASCII cinco por sete numa única linha, com espaço de dois elementos de imagem entre caracteres e linhas. Apenas duas cores são disponíveis nesta modalidade e os "fantasmas" são automaticamente inibidos. Assim, o gerador de figuras, nesse caso, torna-se o tradicional gerador de caracteres dos sistemas normais; no entanto, aqui o gerador de caracteres fica armazenado em uma memória RAM, o que facilita a criação de símbolos especiais.

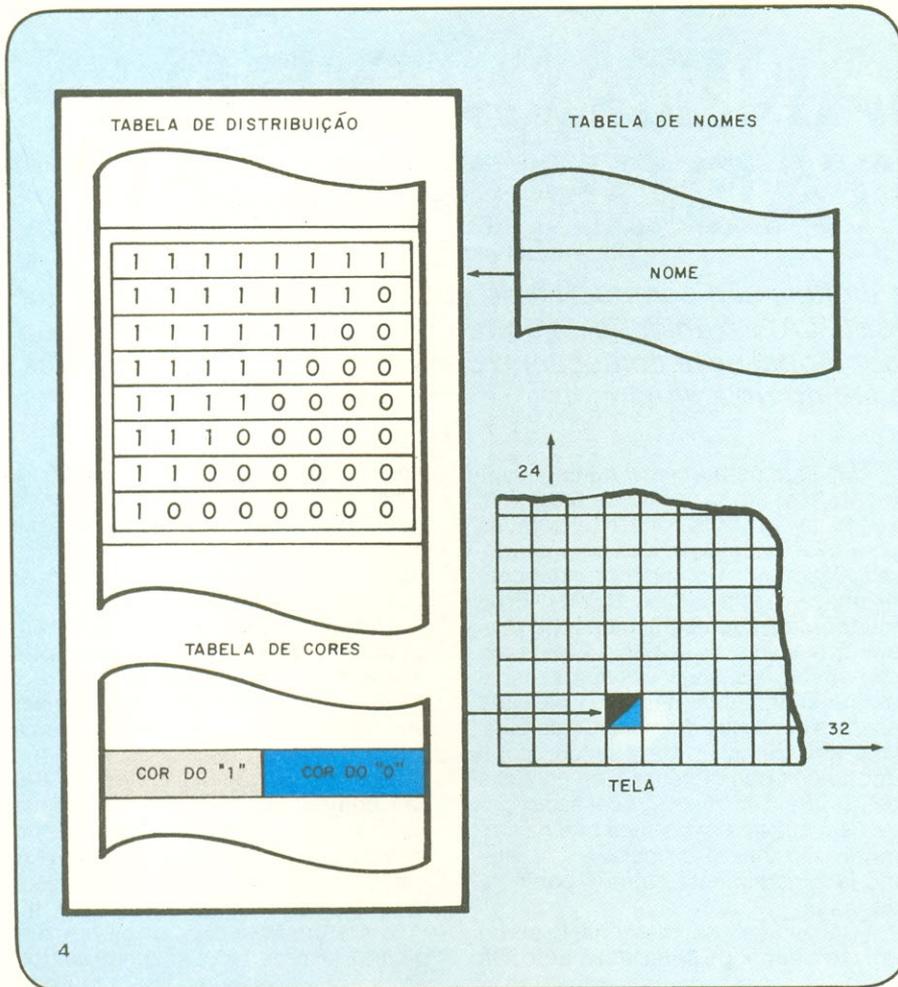
O processador de vídeo foi feito para aceitar conexão com vários elementos externos, minimizando o número de integrados necessários. Possui uma rede de soma e um controle de chaveamento, internos, a fim de habilitar seletivamente as informações externas de vídeo. Uma entrada de

ASSINE

NOVA ELETRONICA

Rua Hélade
nº 125
cep 04634
S. Paulo

Distribuições de fundo — A modalidade de distribuição gráfica fornece os fundos de maior resolução. A designação de cada uma das 768 células que compõem tela determina não só a distribuição, como também a tabela de cores, definindo as cores atribuídas aos "uns" e "zeros".



4

sincronização proporciona à fonte externa de sinal o controle sobre o tempo das linhas horizontais, assim como sobre o número de linhas verticais. Ele também fornece uma saída de *clock* de 3,58 MHz, de forma que o travamento em fase da cor também possa ser controlada por uma fonte externa; tal arranjo possibilita a operação com fontes externas entrelaçadas e não-entrelaçadas.

Uma das aplicações possíveis para o vídeo externo seria a exibição de legendas para pessoas surdas, onde, já que o texto é aplicado localmente, com a informação sendo enviada durante o retraço, não é necessário distrair as outras pessoas, que não tenham requisitado o serviço. Em aplicações educacionais, pode-se, por exemplo, encobrir as respostas na tela, até que as questões sejam respondidas corretamente; é possível também acrescentar frases de congratulações a cada resposta certa. Além disso, vários VDPs poderiam ser encadeados para criar efeitos visuais mais espetaculares.

Memória do display

O integrado VDP foi projetado para ser conectado diretamente a memórias RAM dinâmicas de baixo custo. Ele produz os necessários endereços de linha e coluna para memórias de 4 ou 16 k, além de efetuar automaticamente o reforço de informações das mesmas. É nessa RAM externa que são guardadas todas as tabelas já mencionadas; os endereços de base das tabelas são determinados por um conjunto de registradores internos do próprio VDP. Como uma tela completa de informações pode requerer até 4 kbytes de memória, um sistema dotado de 16 kbytes permitiria ao programador armazenar quatro telas inteiras e separadas, que poderiam ser alternadas pela simples alteração dos regis-

tradores de base pelo processador hospedeiro. O VDP utiliza rotas de dados com 8 bits de largura para se comunicar com a memória e age como *interface* entre o processador hospedeiro e as memórias; assim sendo, não há necessidade de circuitos externos adicionais para resolver prioridade de acesso à memória entre o processador de vídeo e o hospedeiro.

Interface com o processador hospedeiro

A *interface* do processador hospedeiro emprega uma barra de dados de 8 bits, de aplicação geral, com três sinais de controle que apresentam temporização compatível com os microprocessadores mais populares, o que faz com que exija um mínimo de componentes de *interface*.

Essa *interface* é usada para carregar endereços-base de dados e tabelas, ler *status* e transferir dados para dentro e para fora da memória de *display*. Ela inclui um registrador auto-incrementador de 14 bits, que é inicialmente carregado pelo hospedeiro com a finalidade de endereçar até 16 kbytes de memória de vídeo; a característica de incrementação própria acelera o acesso da memória do hospedeiro às tabelas de vídeo.

O processador de vídeo fornece todo o sinal de vídeo composto, em cores, incluindo os sinais de sincronismo, apagamento e cor para imagem não-entrelaçada. Com apenas um resistor externo de aterramento e um modulador de rádio-freqüência, pode-se ligar o processador de vídeo a uma TV comum.

© — Copyright Electronics International

tradução: Juliano Barsali

A ORGANIZAÇÃO DO COMPUTADOR DIGITAL

Todos os computadores digitais são compostos de quatro unidades básicas: a memória, a unidade lógica-aritmética (ULA) e a unidade de entrada/saída. Um bom entendimento da operação de um computador digital deve começar no conhecimento destas quatro seções, como funcionam e como se interrelacionam.

Os quatro grandes blocos e o modo como se relacionam, acham-se esquematizados no diagrama da figura 1-27. Comecemos a análise pela memória.

A memória

O coração de qualquer computador digital é sua memória, pois é nesta que ficam guardados o programa e os dados. Como já dissemos em outra ocasião, o programa é uma série de instruções que são armazenadas e executadas em seqüência para levar adiante alguma função específica. As instruções fazem com que o computador manipule os dados de forma adequada.

As memórias dos computadores são organizadas como um grande grupo de locais de armazenagem para palavras binárias de comprimento fixo. Uma instrução de computador não é nada além de uma palavra binária cujo padrão de bits define uma função específica a ser desempenhada. O dado a ser processado pelo computador também é uma palavra binária. Uma memória de computador é um acúmulo de registradores de armazenagem para estas palavras de instruções e dados. A maioria dos computadores têm memórias capazes de guardar muitos milhares de palavras.

Os computadores digitais tipicamente têm um tamanho de palavra fixo. Palavras de 32 bits são comuns para muitos dos grandes computadores. Os minicomputadores geralmente utilizam palavras de 16 bits. E os microprocessadores usualmente possuem palavras de 8 bits. O tamanho das memórias varia de aproximadamente algumas centenas de palavras a várias centenas de milhares de palavras armazenadas. Um minicomputador típico pode oferecer 4096 palavras de 16 bits. Um microprocessador pode usar 1024 palavras de 8 bits na memória. O número de palavras na memória é geralmente alguma potência de dois.

Cada lugar da memória é como um registrador de armazenamento. Os dados podem ser carregados no registrador e retidos. A palavra pode também ser lida para desempenhar alguma operação fora da memória. A cada palavra da memória é dada uma localização numerada chamada endereço. O endereço é uma palavra binária usada para localizar uma determinada palavra na memória. O procedimento normal é guardar as palavras de instruções em lugares seqüenciais na memória. A palavra de instrução geralmente contém um endereço que refere-se à localização de alguma palavra

dado a ser usada na realização de uma operação especificada. As instruções armazenadas nos lugares seqüenciais da memória são executadas uma a cada vez até que a função desejada seja realizada.

A maior parte dos modernos computadores digitais usa memória semicondutora. Estas são os circuitos MOS LSI onde o dado é armazenado em flip-flops ou como carga num capacitor. As memórias semicondutoras são pequenas, rápidas e baratas. Muitos computadores, entretanto, ainda usam memórias de núcleo magnético. Nestas memórias, o dado binário é armazenado em minúsculos núcleos magnéticos; magnetizando-se o núcleo em uma direção temos um zero binário armazenado; magnetizando-o na direção oposta se fará armazenar um "1" binário. O circuito eletrônico associado com os núcleos é usado para guardar dados na memória e lê-los. A vantagem das memórias de núcleo sobre as memórias semicondutoras é sua não volatilidade. Quando a alimentação é removida de uma memória semicondutora, todos os dados são perdidos. A retirada da alimentação de uma memória de núcleo magnético não tem nenhum efeito sobre o conteúdo de dados. Devido aos núcleos estarem sempre magnetizados numa direção ou em outra, todos os dados são retidos.

A organização típica de uma memória de computador é apresentada na figura 2-27. Ela consiste dos elementos de memória semicondutora ou de núcleo magnético que retêm os dados. A memória usada num computador geralmente é de leitura/escrita com acesso aleatório. O acesso aleatório refere-se à possibilidade do computador procurar diretamente e atingir qualquer palavra armazenada em sua memória. A leitura/escrita indica a capacidade da memória para guardar (escrita) ou reaver dados para o uso em qualquer parte (leitura).

Como você pode ver pela figura 2-27, o acesso a uma palavra específica na memória é possível através do re-

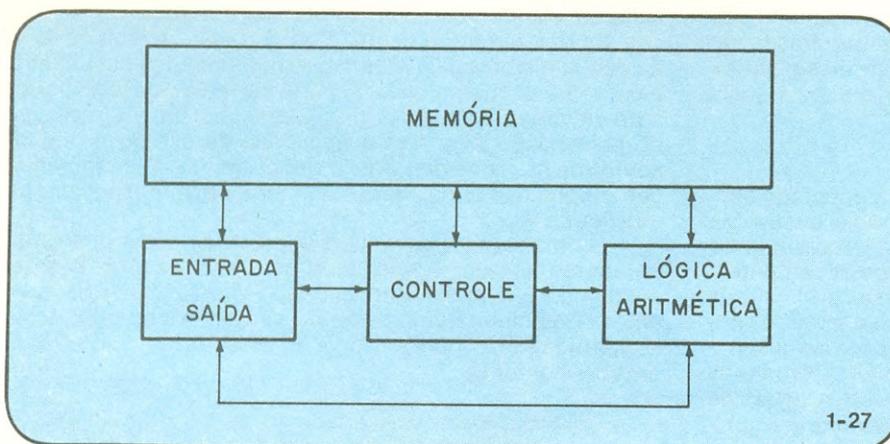
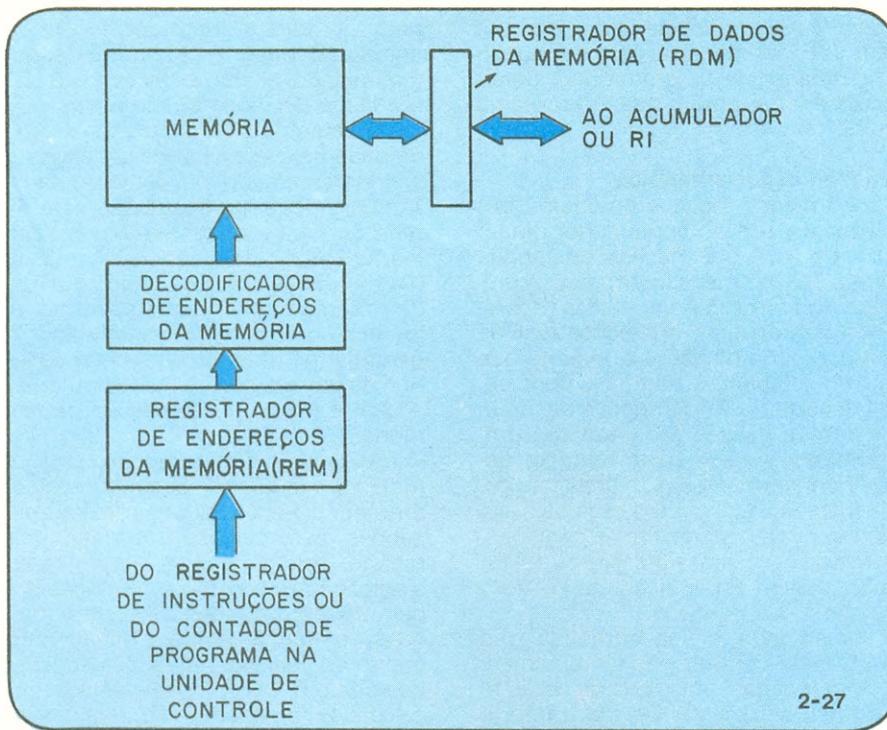


Diagrama de blocos geral de um computador digital.



Organização típica da memória de um computador.

gistro de endereços da memória (REM) e do decodificador de endereços da memória. O registrador de endereços é um flip-flop registrador no qual é colocada uma palavra binária multi-bits, que designa a localização de uma desejada palavra na memória. Se o endereço 00010011 está armazenado na REM, o conteúdo da localização 19 da memória é referenciado. A palavra endereço pode referir-se ao lugar de uma instrução ou dado. O tamanho do endereço determina o tamanho máximo da memória. Por exemplo, se a palavra endereço da memória é de 12 bits, o número máximo de palavras que a memória pode conter é $2^{12} = 4096$ palavras (o que é chamado de memória de 4 k).

A saída do registrador de endereços da memória comanda o decodificador de endereços, que reconhece uma única palavra endereço por vez e libera a localização apropriada. Nas memórias semicondutoras, o decodificador de endereços é geralmente uma parte fixa do próprio circuito integrado da memória. Quando uma palavra endereço é carregada no REM, o lugar específico da memória designado por aquele endereço é liberado. O dado então pode ser escrito ou retirado daquele lugar.

O acesso ao lugar endereçado é feito através do registrador de dados da memória (RDM) ou do registrador *buffer* da memória (RBM). Este é um flip-flop registrador no qual o dado ou instrução é armazenado ao entrar ou sair da memória. A palavra a ser guardada na memória é primeiro carrega-

da no RDM e depois armazenada no lugar endereçado. Se uma operação de leitura está sendo efetuada pela memória, o dado armazenado no local endereçado é também primeiro carregado no RDM. Daí ele é enviado a outros lugares do computador, onde é requerido. Muitos computadores não empregam um RDM. Nesse caso, o dado ou instrução vai ou vem de um outro registrador no computador.

Unidade de controle

A unidade de controle num computador digital é um circuito lógico sequencial. Seu objetivo é examinar cada uma das palavras de instrução na memória, uma por vez, e gerar os pulsos de controle necessários para efetuar a função determinada por aquela instrução. A instrução, por exemplo, pode pedir a adição de dois números. Neste caso, a unidade de controle deve enviar pulsos à unidade lógica aritmética a fim de efetivar a soma dos dois números. Se a instrução pedir o armazenamento do dado na memória, a unidade de controle gerará os pulsos de controle necessários para levar a cabo a operação de armazenagem. Como você vê, é a unidade de controle responsável pela operação automática do computador digital.

Quase todos os tipos de circuito lógico sequencial podem ser usados para implementar a unidade de controle. Porém, a maior parte dos computadores modernos incorpora uma unidade de controle microprogramada que utiliza uma ROM. Aqui, pala-

vas binárias especiais, conhecidas como microinstruções, são guardadas na memória apenas de leitura (ROM). Quando uma instrução é analisada pela unidade de controle, ela provoca uma certa seqüência de palavras de microinstrução na ROM, a ser executada. O resultado é a geração de sinais lógicos que realizarão a operação designada pela instrução. O conjunto de instruções para qualquer computador digital é definido pela operação da unidade de controle.

O circuito lógico exato usado na unidade de controle varia muito de uma máquina a outra. De qualquer modo, os elementos básicos são os mostrados na figura 3-27. A unidade de controle consiste de um registrador de instruções, um contador de programa, um decodificador de instruções, um oscilador de *clock*, e algum tipo de circuito lógico sequencial utilizado para geração dos pulsos de controle.

O registrador de instrução é um flip-flop multi-bits usado para armazenamento da palavra instrução. Quando uma instrução é tomada da memória, ela passa através do RDM e então entra no registrador de instrução. Daqui, a instrução é decodificada pelo decodificador de instrução. Este circuito lógico reconhece qual instrução será desempenhada. E então envia os sinais lógicos apropriados ao gerador



**O MAIOR
DISTRIBUIDOR
DE
COMPONENTES
DO BRASIL**

Rua Aurora, 165 - SP
Fone: 223-7388 r. 2

de pulsos de controle. Sob o controle do oscilador de *clock*, o gerador de pulsos de controle produz então os sinais lógicos que habilitarão o outro circuito na máquina para efetuar a instrução especificada.

O contador de programa é simplesmente um contador binário crescente que segue a seqüência de instruções a ser executada. O programa consiste das instruções que estão armazenadas nos lugares da memória sequencial. Para começar um programa, o contador de programa é carregado com o endereço inicial. O endereço inicial é o lugar da primeira instrução do programa a ser executada. A primeira instrução é então tirada da memória, interpretada e efetuada. O circuito de controle, a seguir, incrementa o contador de programa. O conteúdo do contador de programa é depois enviado ao registrador de endereço da memória, que permite então que a próxima instrução da seqüência seja endereçada. A cada instrução executada, o contador de programa é incrementado, de modo que a próxima instrução na seqüência seja buscada e executada. Esse processo continua até o programa se completar.

Na figura 3-27 você notará uma conexão entre o registrador de instrução e o contador de programa. Há vezes em que a própria instrução modifica o conteúdo do contador de programa. Algumas instruções especificam uma operação de pulo ou ramificação, que faz o programa desviar de sua seqüência normal de execução das instruções.

O registrador de instrução conterá um endereço que será carregado no contador de programa para determinar o lugar para o qual o programa pulou.

Unidade lógica-aritmética

A unidade lógica-aritmética (ULA) é aquela parte do computador digital que efetua a maioria das operações especificadas pelas instruções. A unidade lógica-aritmética realiza operações matemáticas, operações lógicas e funções de decisão. A maioria das unidades lógicas-aritméticas pode somar e subtrair. As operações de multiplicação e divisão em geral são programadas. A ULA pode também desempenhar operações lógicas tais como inversão, E, OU e OU exclusivo. Na adição, a ULA pode tomar decisões. Ela pode comparar números ou testar quantidades específicas como zero ou números negativos.

A unidade lógica-aritmética e a unidade de controle são extremamente relacionadas, tanto que às vezes fica difícil separá-las. Devido a isto, a ULA e a unidade de controle juntas recebem o nome de unidade central de processamento (UCP). A grande parte dos microprocessadores são UCPs num único CI LSI.

A unidade lógica-aritmética num computador digital varia largamente de um tipo de máquina para outro. A figura 4-27 mostra o circuito ULA associado com um computador digital mínimo, muito simples. O coração da unidade lógica-aritmética é o registrador acumulador. É neste registrador

onde a maioria das operações de computador acontece. Aqui o dado é manipulado, as computações são realizadas, e decisões são tomadas.

O registrador acumulador é uma unidade flexível que pode usualmente ser incrementado ou decrementado. Também pode ser deslocado para direita ou para a esquerda. Muitas das instruções definem operações que serão efetuadas sobre os dados guardados no registrador acumulador. O tamanho do registrador acumulador é geralmente determinado pelo tamanho da palavra básica do computador, o qual é o mesmo da palavra da memória.

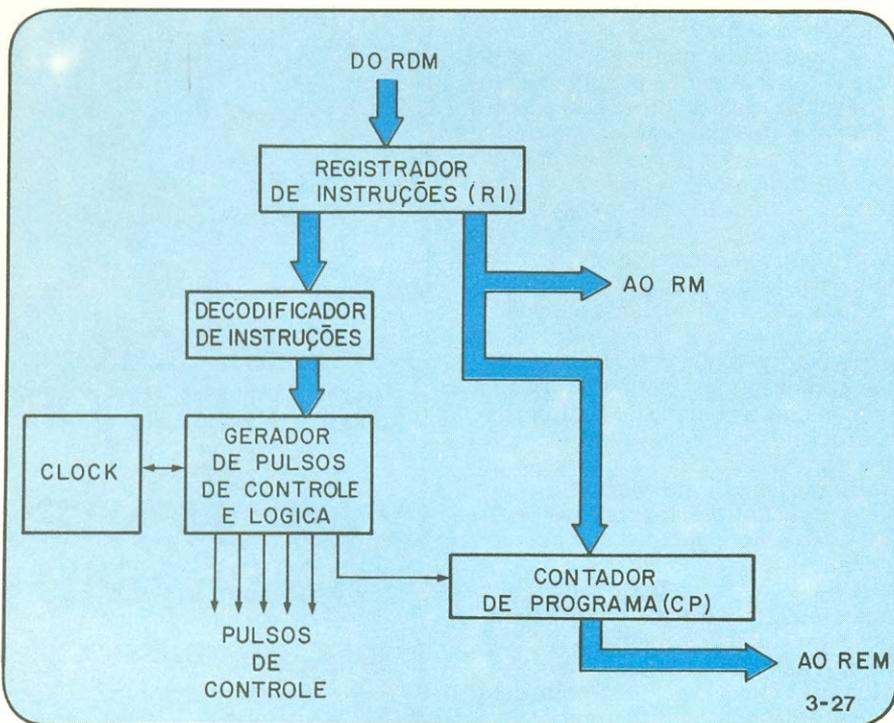
Associado com o registrador acumulador está o circuito lógico-aritmético. Para a maior parte das aplicações, este circuito é um somador binário. Com o somador binário, tanto a adição binária como a subtração podem ser conseguidas. O circuito lógico-aritmético é também usualmente capaz de realizar operações lógicas tais como E, OU, e OU exclusivo, com os dados guardados no registrador acumulador.

O circuito lógico-aritmético é capaz de somar duas palavras binárias. Uma das palavras binárias é armazenada no acumulador. A outra palavra binária é guardada no registrador de dados da memória. A soma destes dois números aparece na saída do circuito lógico-aritmético e é armazenada no registrador acumulador substituindo o número originalmente lá contido. A maioria das outras operações com o circuito lógico-aritmético é efetuada desta maneira. As duas palavras a serem manipuladas são inicialmente armazenadas no acumulador e no RDM com os resultados da operação aparecendo no acumulador em lugar do conteúdo original.

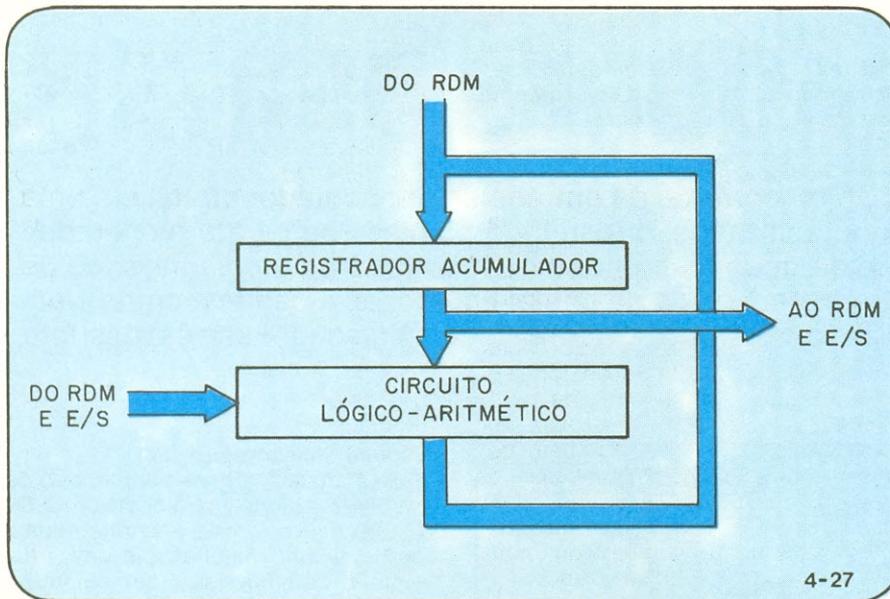
Unidade de entrada/saída

A unidade de entrada/saída (I/O — *input/output*) de um computador é a seção que interliga o circuito do computador com o mundo externo. Para o computador comunicar-se com um operador ou com equipamento periférico, devem ser providos alguns meios de entrada dos dados e de retirada dos mesmos. Os dados e programas a serem armazenados na memória são usualmente introduzidos através da unidade de entrada/saída. As soluções dos cálculos e os sinais de controle de saída geralmente passam para os equipamentos externos também da unidade E/S.

A unidade E/S está geralmente sob controle da UCP. Instruções especiais são usadas para transferir dados para dentro e para fora do computador. As unidades mais sofisticadas de E/S podem reconhecer sinais provenientes de dispositivos periféricos ex-



Organização típica da unidade de controle.



Organização da unidade lógica-aritmética.

tras chamados interruptores, que podem mudar a seqüência de operação do programa. Algumas unidades de E/S permitem comunicação direta entre a memória do computador e um dispositivo periférico externo sem interferência da UCP. Tal função é chamada de acesso direto à memória (ADM).

A seção de entrada/saída de um computador digital é a menos definida de todas as seções do computador, na qual ele pode variar de praticamente nenhum circuito a todo um complexo lógico que se aproxima em tamanho ao restante do próprio computador. Para nossa explicação da operação do computador digital, suporemos a forma mais simples de circuito de entrada/saída. A transferência de dados entre o computador e os dispositivos periféricos externos se fará via registrador acumulador. Os dados a serem introduzidos e armazenados na memória serão transferidos uma palavra por vez para o acumulador e depois para memória através do RDM. Os dados a serem extraídos serão primeiro transferidos da memória para o RDM, então para o acumulador e finalmente para o dispositivo periférico externo. Estas transferências de dados para dentro e para fora do registrador acumulador acontecerão sob controle da UCP e serão referidas como operações programadas de E/S. Instruções especiais de entrada/saída farão acontecer a seqüência apropriada de operações.

A grande parte dos computadores digitais pode também desempenhar operações de E/S a pedido de um interruptor. Um interruptor é um sinal de um dispositivo externo que requisita um serviço. O dispositivo externo pode ter dados para transmitir ao com-

putador ou pode requerer que o computador lhe envie dados. Quando uma interrupção ocorre, o computador completa a execução de sua instrução corrente, e então pula para um outro programa da memória que sirva o interruptor. Uma vez que a interrupção solicitada foi manipulada, o computador reassume a execução do programa principal. A transferência de dados que ocorrem no modo interrupção podem também acontecer via acumulador.

Na próxima lição você se familiarizará com a operação de um computador.

Pequeno teste de revisão

1 — As quatro maiores seções de um computador digital são:

- _____
- _____
- _____
- _____

2 — A seção do computador que interpreta as instruções é a (o):

- memória
- controle
- ULA
- E/S

3 — Um microprocessador de 8 bits tem uma palavra de endereço da memória de 14 bits. Qual o número máximo de palavras, na memória que ele pode ter?

- 256
- 4096
- 16384
- 65536

4 — O endereço da palavra da memória indica seu

- conteúdo
- lugar
- tamanho

5 — O principal registrador computacional e de manipulação de dados num computador é a(o)

- REM
- RDM
- RI
- acumulador

6 — Qual registrador indica a localização da próxima instrução da seqüência em um programa?

- RDM
- RI
- CP
- acumulador

7 — A ULA e a unidade de controle combinadas são chamadas de _____

8 — Dois números devem ser somados pela ULA. Estes números são inicialmente armazenados nos registradores _____ e _____. A soma aparecerá no _____

Respostas

- memória
 - controle
 - lógica-aritmética
 - entrada/saída
- (b) controle
- (c) 16384 = 2^{14}
- (b) lugar
- (d) acumulador
- (c) CP (contador de programa)
- UCP ou unidade central de processamento
- RDM e acumulador; acumulador

ASSINE Nova Eletrônica

R. Hélade, 125
CEP 04634
Tel.: 542-0602
S. Paulo

OS MOSTRADORES DIGITAIS

Uma vez convertida a tensão ou corrente de entrada de um contador digital em uma série de pulsos digitais e estes contabilizados, o resultado precisa chegar até o operador. Para esta função existe uma série de tipos disponíveis de mostradores ou *displays*: os de diodo emissor de luz (LED), os fluorescentes, os de cristal líquido, os incandescentes. Vantagens e desvantagens se associam a cada tipo, em função da aplicação. Esse é o assunto da lição a seguir.

O formato dos displays

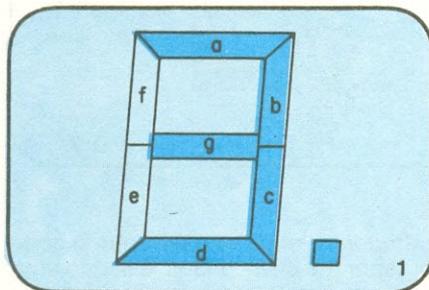
Todos os tipos de *display* são organizados em um dentre dois formatos básicos, o segmentado e a matriz de pontos. Os mostradores segmentados são geralmente de 7 ou 14 segmentos. Os de matriz de pontos podem ter qualquer formato, mas, para o uso em medidores, o mais comum é a matriz de 5×7 .

No formato de sete segmentos, cada dígito é composto por dois a sete segmentos; qualquer dígito pode ser constituído iluminando-se os segmentos adequados. Entenda melhor este tipo de mostrador observando a figura 1: para formar um "1", é preciso acender os segmentos b e c; para um "3", os segmentos a, b, c, d e g devem iluminar-se; e para conseguirmos um "8", necessitamos de todos os segmentos.

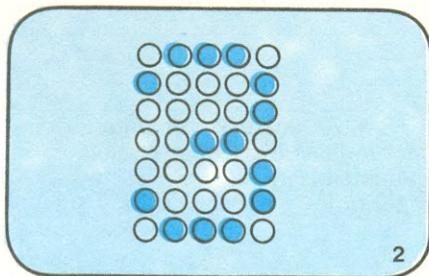
Um medidor de $3 \frac{1}{2}$ dígitos (até 1999), possui um total de 23 segmentos. Dependendo do tipo de *display* usado, cada segmento pode requerer até 50 miliampères de corrente. Se todos os segmentos do número de $3 \frac{1}{2}$ dígitos se iluminarem simultaneamente, uma corrente total de 1,15 ampères será exigida. Isto representa uma quantidade de corrente exagerada para um medidor operado por bateria.

Para reduzir a corrente e, portanto, o esgotamento da bateria, os segmentos são *multiplexados*. Primeiro, o multiplexador varre todos os segmentos "a", acendendo um segmento requerido por vez. Depois, os segmentos "b" são mostrados, então os "c" e assim por diante. Cada segmento, que é uma porção necessária do número mostrado, fica aceso por um breve período de tempo. A seqüência é repetida muitas vezes por segundo, de modo que, para nossa percepção, o mostrador parece estar aceso continuamente. Esta técnica reduz significativamente a corrente total exigida e torna prática a operação com bateria. A multiplexagem também reduz o circuito de excitação.

Decididamente, o mais comum dos formatos de matriz de pontos é o de



5×7 , mostrado na figura 2. Cada ponto pode ser endereçado individualmente, permitindo que qualquer número de caracteres seja mostrado. Na figura 2, um "3" está sendo indicado. Este formato é particularmente útil quando letras ou outros símbolos que não números precisam ser mostrados. Porém, para uso geral em medidores, o *display* de 7 segmentos é mais frequentemente encontrado. A multiplexagem é ainda mais importante no formato de matriz de pontos, devido ao grande número de pontos. Uma matriz 5×7 tem 35 pontos individuais que exigirão um circuito excessivo se não for usada a multiplexagem.



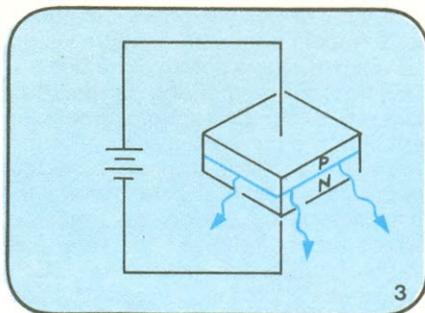
Tipos de display

O projetista de medidores dispõe de vários tipos de mostrador a escolher. Ainda mais, cada tipo é oferecido em diferentes tamanhos. Quanto ao brilho, há variações dentro de cada tipo e de um tipo a outro. Também podem ser encontrados em diversas cores, no caso de determinados tipos, enquanto outros se apresentam mais restritos neste aspecto. Veremos aqui alguns dos tipos mais comuns de *display*.

Diodos emissores de luz

Sem dúvida, o mais popular tipo de *display* é o diodo emissor de luz (LED). O LED é uma junção PN construída a partir de um material que emite luz quando os elétrons se combinam na junção, como mostra a figura 3. O LED alia as vantagens do custo relativamente baixo, alta confiabilidade e vida longa. Os LEDs são dispositivos de baixa tensão, mas necessitam de uma corrente média aproximada de 20 miliampères por segmento. Comparativamente, esta é uma quantidade moderada de corrente; mas, algumas unidades menores requerem apenas perto de 3 mA.

Quase todas as formas de apresentação são oferecidas com LEDs. Alguns dos mais comuns são os numéricos de 7 segmentos, o alfanumérico de 16 segmentos e a matriz de 5×7 pontos. Todos estes podem ser encontrados em caracteres individuais ou em grupos de até 12 dígitos contidos numa única cápsula. Nos *displays* menores de 7 e 16 segmentos, cada segmento é formado por uma série de LEDs encapsulados geralmente em plástico. Os *displays* maiores usam dutos plásticos, fibras ópticas e refletores plásticos para ampliar a luminosidade e dar a cada segmento



uma aparência mais uniforme. Evidentemente, ao *display* de matriz de pontos, cada ponto é formado por um LED.

São muitos os tamanhos de caracteres disponíveis, começando com 0,33 cm, o qual usualmente possui um ampliador próprio, e indo até cerca de

1,52 cm. Quatro cores de LEDs são normalmente encontráveis: vermelho, amarelo, laranja e verde. O vermelho é mais econômico de fabricar e assim é também o mais comum. Entretanto, a maioria das pessoas acha o vermelho difícil de olhar por um período prolongado. O laranja é esteticamente mais favorável, embora o olho humano seja mais sensível ao verde.

De modo geral, a luminosidade dos LEDs é muito boa. A maioria deles permite a leitura com iluminação normal de uma sala, e algumas unidades vermelhas e amarelas são legíveis até sob a luz solar. São usados filtros para aumentar o contraste, mas sem alteração da cor.

Os LEDs são sensíveis à temperatura. Todavia, a grande maioria opera numa faixa bastante ampla de condições ambientais. Faixas de temperaturas de -20°C a 70°C são comuns; no entanto, a operação acima de 85°C pode causar defeitos prematuros.

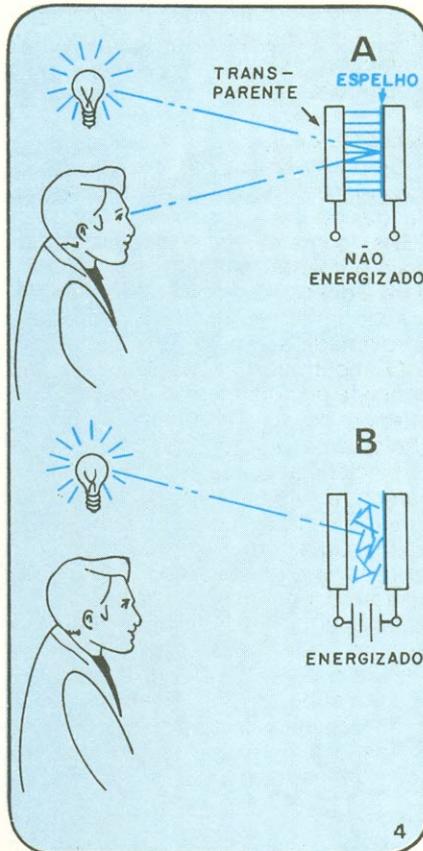
Display de cristal líquido

O *display* de cristal líquido (LCD) requer menos energia que qualquer outro tipo de mostrador. O tipo mais antigo de LCD é o de dispersão dinâmica. Este tipo depende de uma quantidade mínima de corrente através do cristal, para alinhamento das moléculas. Apenas alguns microwatts de potência são suficientes.

O LCD de dispersão dinâmica apresentava uma imagem sem brilho, tanto com vidro como com espelho de fundo. O contraste era um problema, assim como o ângulo de visão. O *display* não podia ser lido de ângulos amplos de visão ou sob condições de luz muito fracas.

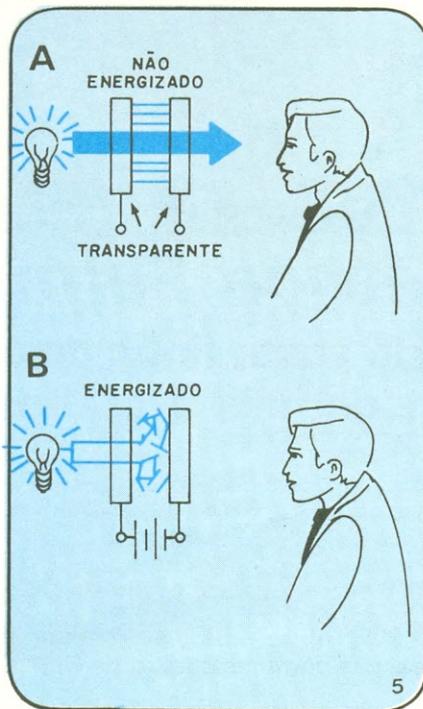
O desenvolvimento mais recente dos *displays* de cristal líquido trouxe o LCD a efeito de campo. O LCD a efeito de campo é definitivamente um economizador de energia, usando apenas alguns nanowatts de potência. Este reduzido consumo é possível porque o LCD não emite luz. Ele transmite ou reflete a luz.

O LCD refletivo também requer um nível realmente alto de luz ambiente. Se há luz suficiente para ler uma página escrita, há luz bastante para ler o LCD refletivo. O LCD refletivo é construído a partir de duas placas de vidro, cada uma delas tendo uma fina cobertura de material eletródico, onde os segmentos do mostrador de 7 ou 14 segmentos são localizados. O material eletródico é tão fino que parece transparente. Entre as duas placas está o cristal líquido. Sob condições estáticas, o cristal líquido é transparente (figura 4A). Mas, quando um potencial é aplicado aos eletrodos, o material (cristal líquido) torna-se opaco, como na figura 4B. Como a opacidade se localiza nas vizinhanças da tensão apli-



cada, os segmentos são individualmente endereçados. A placa traseira é espelhada e reflete a luz de todas as partes do *display* não energizadas.

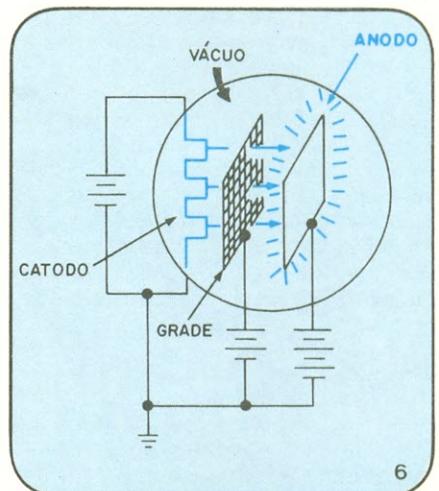
O LCD transmissivo é construído do mesmo modo que o refletivo, exceto que a placa traseira não é espelhada. Assim, a luz vinda por trás do *display* pode passar através de qualquer



parte não energizada (figura 5A). Ao mesmo tempo, ela é impedida de passar nas porções energizadas (figura 5B). As unidades iluminadas por trás podem ser feitas de quase todas as cores, através de filtros.

Qualquer tipo de LCD pode ser feito com letras luminosas sobre um fundo escuro ou com letras escuras sobre um fundo iluminado. Uma vez que o LCD não emite luz, não há medida para o brilho. Em lugar disso, é dada uma relação de contraste, que indica o quão bem o *display* se distingue do fundo. Uma relação de contraste de 15 ou 20 para 1 pode ser considerada boa.

Os LCDs são oferecidos em grande variedade de tamanhos, desde os pequeninos utilizados em relógios de



pulso, até os caracteres de vários centímetros de altura. O consumo de energia não cresce muito com o tamanho, especialmente quanto aos LCD a efeito de campo. Os LCDs funcionam numa faixa moderada de temperaturas, de $+5^{\circ}\text{C}$ a 80°C . A temperaturas mais altas, podem ocorrer falhas. Também os tempos de acionamento e desligamento variam consideravelmente com a temperatura.

Devido a seu baixo consumo de energia e seu baixo custo, que é competitivo com o LED, o *display* de cristal líquido está se tornando cada vez mais comum nos medidores que operam com bateria.

Fluorescente a vácuo

Outro tipo de mostrador que ganhou popularidade recentemente é o fluorescente a vácuo. Este *display* é oferecido nos formatos segmentado e matriz de pontos. Ambos em diversos tamanhos como unidades de caracteres individuais ou múltiplos.

O *display* fluorescente a vácuo é construído de maneira similar a uma válvula triodo a vácuo (figura 6). Cada segmento ou ponto possui um cátodo, uma grade de controle usada para

ativar e desativar o segmento, e um anodo revestido com fósforo, o qual é a porção visível do segmento ou ponto. O catodo é um material especialmente selecionado que emite grandes quantidades de elétrons quando aquecido. Uma nuvem de elétrons forma-se então ao redor do catodo.

A grade de controle é uma malha de fio montada entre o catodo e o anodo. Se o potencial na grade é negativo, os elétrons que circundam o catodo são repelidos por ela e forçados a permanecer nas proximidades do catodo. Mas, se colocada a um potencial positivo, a grade atrai os elétrons do catodo.

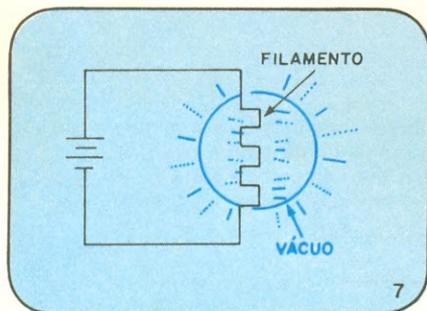
A maioria dos elétrons passará pela malha da grade e será atraída pelo potencial mais elevado do anodo. O anodo é coberto com fósforo, que emite luz visível quando bombardeado por elétrons. Devido a sua construção, a tensão requerida é maior, próxima de 30 a 40 volts. No entanto, o consumo energético é baixo, perto de metade dos LEDs.

O *display* fluorescente a vácuo apresenta uma alta luminosidade e uma agradável coloração azul-esverdeada. Isso, combinado com seu custo relativamente baixo, torna-o uma escolha atraente para os projetistas.

Incandescente

O mais brilhante de todos os *display* é o incandescente. Consiste de um filamento localizado no interior de um bulbo com vácuo (figura 7). O filamento é aquecido por uma corrente até acender-se. Quanto maior a corrente, mais ele brilha. Este *display* é, porém, o que exige maior potência, sendo comuns valores de 20 a 30 mA por segmento.

São encontrados tanto em segmentos como na forma de matriz de pontos.



tos. Cada segmento compõe-se de um filamento individualmente. Nos mostradores de matriz, cada ponto é normalmente um bulbo separado. Como os filamentos emitem basicamente luz branca, qualquer cor pode ser conseguida pelo uso de filtros. Há grande variação nos tamanhos oferecidos, de 0,86 cm a 8,7 cm.

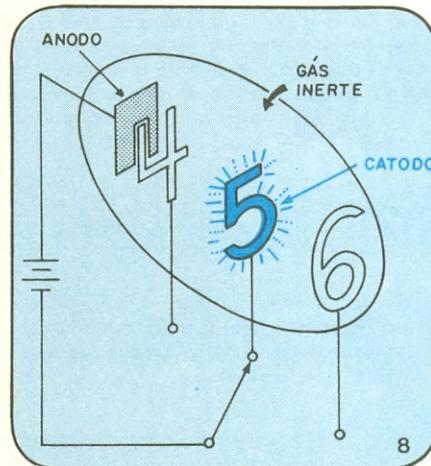
Muitos medidores utilizam mostra-

dores incandescentes, especialmente em condições de alta luminosidade ambiental onde não se faz necessária a operação portátil.

Descarga de gás

Embora não tão brilhante quanto o incandescente, o *display* a descarga de gás é mais luminoso que o de LEDs, tornando-se o segundo tipo mais brilhante de que dispomos. Embora a descarga de gás não exija uma grande potência, uma alta tensão de aproximadamente 200 V é necessária.

O mostrador a descarga de gás consiste de um catodo e um anodo no interior de um envólucro de vidro cheio de gás inerte. Uma diferença de potencial é aplicada entre o anodo e o caractere a ser mostrado (figura 8). Um potencial suficientemente elevado fará uma corrente fluir, ionizando o gás próximo ao elemento negativo. O caractere que desejamos mostrar é selecionado eletronicamente. Quando usados caracteres prontos, como mostra a figura 8, eles são enfileirados um atrás do outro. Desse modo, o perfil dos demais caracteres sempre permanece visível, mesmo quando não iluminados.



Caracteres prontos, segmentados e matrizes de pontos são encontrados em tamanhos de mais ou menos 1,2 cm até mais de 3 cm de altura. A cor predominante é a laranja, mas também a verde pode ser obtida.

Embora de custo muito alto, o *display* a descarga de gás é utilizado em muitos medidores.

Teste de revisão

1 — Os mostradores (*displays*) são oferecidos em dois formatos básicos: _____ e _____

2 — Quando apenas números devem ser mostrados, o formato mais comum é o de _____

2 — Para reduzir a corrente necessária os *display* são usualmente _____

4 — Multiplexar significa _____ um segmento a cada vez.

5 — Quando é preciso mostrar outros símbolos além de números, o formato de _____ é frequentemente usado.

6 — O tipo mais popular de *display* é o de _____

7 — Os LEDs são oferecidos em quatro cores: _____, _____, _____, _____

8 — A luminosidade da maioria dos LEDs é muito _____

9 — O *display* de cristal líquido exige _____ potência que qualquer outro tipo mostrador.

10 — A energia requerida por um LCD a efeito de campo fica na faixa de _____

11 — Os LCDs não _____ luz, mas a _____ ou _____.

12 — O LCD refletivo requer um _____ nível de luz ambiental.

13 — O LCD não é classificado pelo brilho. Ao invés disso, ele possui uma relação de _____

14 — Para utilização normal, uma relação de contraste de _____ para 1 é boa.

15 — O *display* fluorescente a vácuo é construído de modo semelhantes a um _____ a vácuo.

16 — A porção visível desse *display* é uma placa coberta com _____

17 — A tensão requerida é muito _____

18 — O *display* possui _____ brilho e cor _____

19 — O mais brilhante de todos os *displays* é o _____

20 — Este tipo de mostrador requer a mais alta _____

21 — Um *display* que é mais brilhante que o de LEDs mas não são tão luminoso quanto o incandescente é o de _____

Respostas

21. segmentado; matriz de pontos
20. potência
19. incandescente
18. alto; verde-azulado
17. alta
16. fósforo
15. triodo
14. 15 a 20
13. contraste
12. alto
11. emittem; refletem; transmitem
10. nanowatts
9. menos
8. boa
7. vermelha; amarela; laranja; verde
6. díodos emissores de luz (LEDs)
5. matriz de pontos
4. mostrar
3. multiplexados
2. sete segmentos
1. segmentado; matriz de pontos

SOM SEM
DISTORÇÃO.

TOTAL REPRODUÇÃO
DE TODAS AS
FREQUÊNCIAS.



Bravox

ALTO-FALANTES ESPECIAIS
PARA INSTRUMENTOS MÚSICAIS,
SONORIZAÇÕES E VOZES.