

# NOVA ELETRONICA

BRIDGE



DISTORCEDOR RVII



CURSOS

Diretor Responsável

e Superintendente

**LEONARDO BELLONZI**

Gerente Administrativo

e de Produção

**CLÁUDIO CESAR DIAS BAPTISTA**

Assessor Técnico e Redator

**JULIANO BARSALI**

Consultor de Arte e Fotografia

**SÉRGIO OLIVELLA**

Desenhos

**CARLOS W. MALAGOLI**

Past-up

**JOÃO BATISTA RIBEIRO Fº**

**CONSULTORIA TÉCNICA:**

Cláudio C. Dias Baptista

Geraldo Coen

Joseph E. Blumenfeld

Juliano Barsali

Ko Ming Cho

Leonardo Bellonzi

**CORRESPONDENTE EM NEW YORK:**

Guido Forgnoni

Impresso na

Cia. Lithographica Ypiranga

Rua Cadete, 209

**DISTRIBUIÇÃO NACIONAL:**

ABRIL S.A. Cultural e Industrial

R. Emílio Goeldi, 575

**NOVA ELETRÔNICA** é uma publicação de propriedade de **EDITELE - Editora Técnica Eletrônica Ltda.** Redação, Administração e Publicidade: Rua Aurora, 171 - 2º andar - Cj. 5 - salas 2 e 3.

**TODA A CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA A:**  
**NOVA ELETRÔNICA**  
C. POSTAL 30 141  
01000 - S. Paulo - SP

# NOVA ELETRONICA

**404** "BRIDGE"

**448** COMPONENTES

**418** OPTOELETRÔNICA NOS AUTOMÓVEIS

**456** CONVERSANDO SOBRE FETs - CONCLUSÃO

**421** NÃO ESTÁ NOS LIVROS!

**460** μPROCESSADORES EM PERSPECTIVA

**422** DISTORCEDOR RVIII - PARTE 1

**466** AMIGOS HUMANOS E ROBOS PATRÍCIOS

**421** GUIA DE ABREVIATURAS

**478** SIST. TERMINAL DE VÍDEO - 1ª PARTE

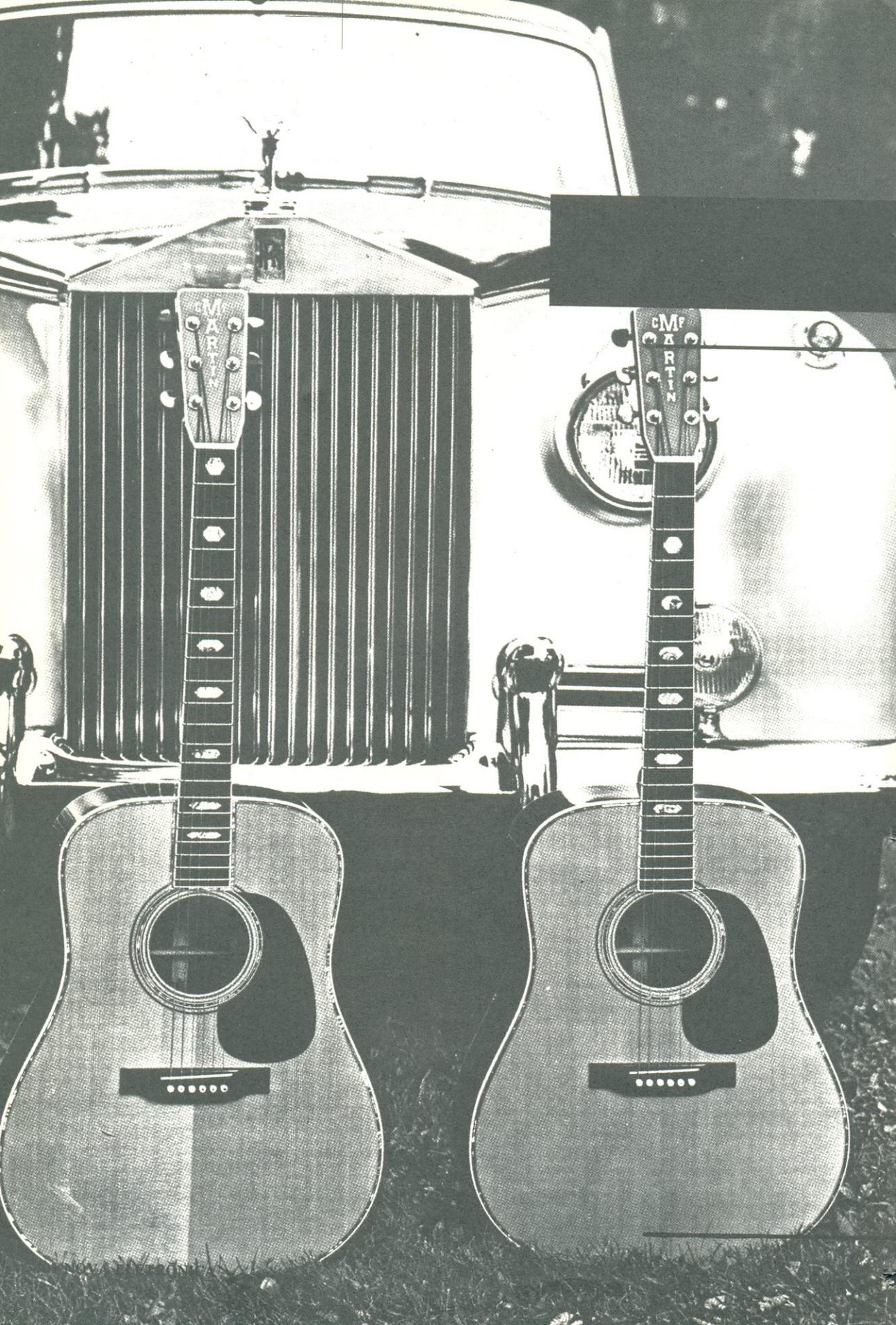
**434** LÓGICA 1<sup>2</sup>L

**488** CURSO DE PROGRAMAÇÃO DE MICROCOMPUTADORES - LIÇÃO 4

**440** CURSO DE ÁUDIO - LIÇÃO 3

**501** FREQUENCIÔMETRO DIGITAL

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 dos seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores; apenas é permitida a realização para aplicação didática ou didática. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso dos circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condição dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente 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 próprio antes de suas publicações. **NÚMEROS ATRASADOS:** preço da última edição à venda, por intermédio de seu jornaleiro, no Distribuidor ABRIL de sua cidade ou na Editora; não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em S. Paulo, mais o frete registrado de superfície ou aéreo, em nome de EDITELE - Editora Técnica Eletrônica Ltda.



M  
A  
R  
T  
I  
N

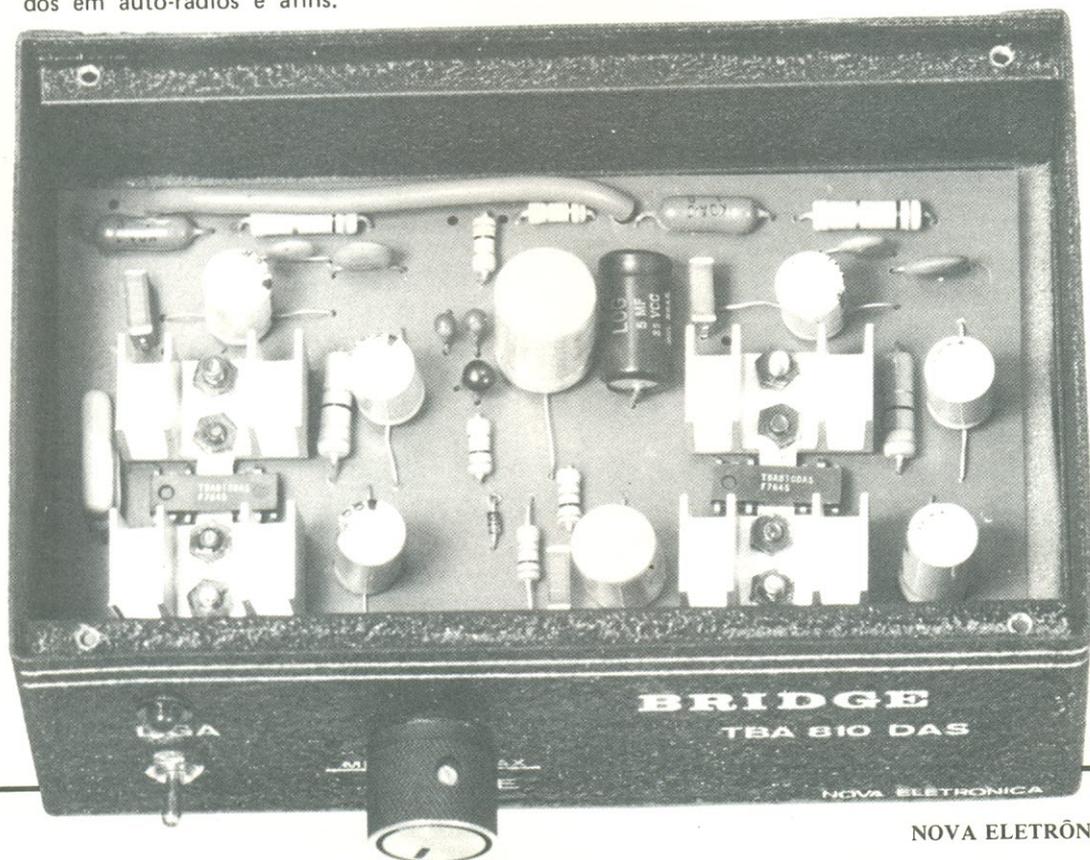
M  
A  
R  
T  
I  
N

# “BRIDGE”

CLÁUDIO CESAR DIAS BAPTISTA

## amplificador de som para automóveis

“AMPLIFICADORES DE ÁUDIO CONECTADOS EM PONTE (BRIDGE) PARA MAIOR POTÊNCIA COM BAIXA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO” – Aplicação do sistema “bridge” aos amplificadores TBA-810DAS, para excelentes resultados em auto-rádios e afins.



## INTRODUÇÃO

Com o aparecimento de altofalantes de alta potência, tal como alguns modelos "Gauss" (USA) que, mesmo sendo de alta eficiência, aceitam 300 W RMS contínuos, ou os "Cerwin-Vega" usados nos efeitos sonoros cinematográficos chamados "Sensuround", que admitem ainda mais potência, tornou-se obrigatório o uso de amplificadores de áudio também de potência elevada. Isto não é difícil de ser conseguido com amplificadores valvulados, mas estes são problemáticos, enormes e mais caros que os bons transistorizados.

Os amplificadores transistorizados, no entanto, sem transformadores de saída (felizmente!), têm sua tensão máxima de saída limitada pela máxima tensão da fonte de alimentação que neles se pode aplicar. Os transistores, em geral, não admitem tensões muito elevadas de alimentação, o que os faz poder entregar uma determinada tensão alternada máxima de saída, não muito alta. Para obtermos deles mais potência é necessário, pois, já que a tensão máxima é limitada, reduzir a impedância do altofalante ou carga colocada à saída. Ora, justamente os mais potentes altofalantes, bem como a maioria dos altofalantes, tem uma impedância **um tanto alta** ( $8 \Omega$  em geral e raramente  $4 \Omega$ ) para que os amplificadores possam entregar corrente

suficiente para excitar ao máximo esses altofalantes mais potentes. O resultado é que o amplificador entra em "clipping" antes de atingir a potência de programa que o altofalante suporta e a forma de onda ceifada, do sinal, acaba por danificar o altofalante, que não pode acompanhar esse tipo de sinal, superaquecendo-se a bobina móvel e estragando-se com, digamos, 135 W RMS, um altofalante que aceitaria amplificadores de até 300 W RMS com formas de onda "mais senoidais". Meus irmãos MUTANTES adquiriram, há bastante tempo, quatro altofalantes "Gauss" de 18", cada qual devendo aceitar 300 W RMS a  $8 \Omega$ . Para uso provisório, foram conectados, cada um, a um amplificador, de minha confecção, de 135 W RMS.

Em um dos "shows", no auge do Rock, o técnico de som "resolveu" deixar acenderem-se as lâmpadas de aviso de "amplificadores em clipping" que coloquei na mesa que construí para Mutantes. Nesses momentos, a alma se inflama e nem mesmo o risco do equipamento consumir-se em holocausto a expressão artística é considerado. O sucesso foi obtido, o público pulava e cantava sobre as cadeiras, todos eram uma pessoa só... Mas, o preço foi pago — um dos maravilhosos "Gauss" de 18", o melhor altofalante do mundo para essa aplicação, passou pela transição... Sua

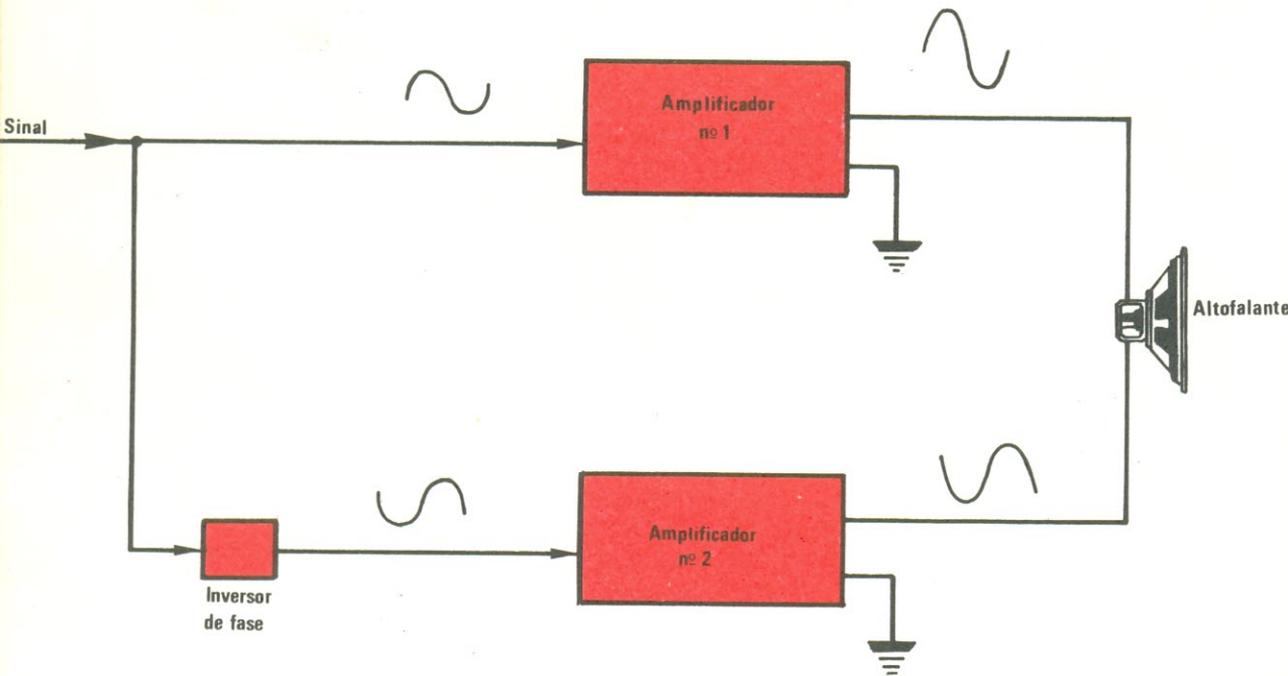


FIGURA 1

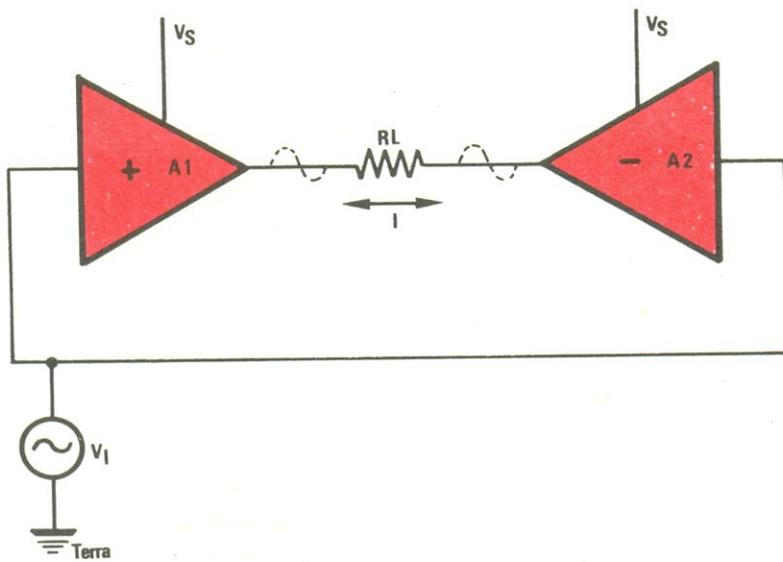


FIGURA 2

bobina tornou-se som, calor e seu último instante entre nós foi silêncio gritante que interrompeu os acordes graves do sintetizador . . .

Preocupado com isso, após "transar a reencarnação" do altofalante, passei a estudar maneiras de obter mais tensão na saída dos amplificadores transistorizados. Transformadores de saída? Não! Seria o retorno a um passado problemático; seria a perda de uns 40% da potência; seria mais distorção, pior resposta a frequências, custo elevado, peso e volu ne excessivos. Impedâncias mais baixas de altofalantes? — Não! Estes não são fabricados assim e o uso de vários altofalantes em paralelo não resolveria, obviamente, a questão, já que havia pouca potência para apenas um deles. Outro problema de usar impedâncias baixas seria a perda de grande parte da mesma nos cabos que ligam os amplificadores aos altofalantes devido a que a própria impedância ou resistência dos cabos passaria a ser excessiva. Tensões mais altas na alimentação? — Não! Os transistores existentes na época, no mercado nacional, não resistiriam, mesmo os mais bem selecionados; haveria pouca confiabilidade.

A solução foi o uso de dois amplificadores (de 135 W a 4 Ω) conectados em **ponte** (bridge), o que nos deu 270 W RMS sobre 8 Ω e, portanto, exatamente o que desejávamos, ou praticamente isso (300 W RMS @ 8 OHMS).

### CONEXÃO EM PONTE (BRIDGE)

— Que é essa conexão em ponte? — perguntaria você a esta altura.

— Trata-se apenas de enviar, por qualquer meio eficaz, o mesmo sinal a dois amplificadores iguais, no nosso caso, de 135 W RMS @ 4 Ω, mas com fase invertida, isto é, 180° de defasamento (fig. 1).

À saída dos dois amplificadores, conectamos então, um altofalante **ENTRE OS DOIS "VIVOS"**, desprezando os "terras". Vemos que, além de outras vantagens, temos também como resultado uma "linha balanceada" usando o sistema de conexão em ponte.

A tensão sobre a carga passou a ser dobrada em relação a cada amplificador e, para 4 Ω, a potência **quadruplicaria**. Isto, seria demasiado para cada amplificador, que seria obrigado a fornecer potência dobrada, ficando então o uso limitado a altofalantes de 8 Ω (onde a potência seria apenas **dobrada** e não quadruplicada) e a potência a 270 W, praticamente o que se desejava.

Na fig. 2, podemos acompanhar a explicação teórica que se segue. Para maiores detalhes, procure o livro **AUDIO HANDBOOK**, da National, (na LITEC, por exemplo, Rua dos Timbiras, 257 em São Paulo, SP) A Editora é a National Semiconductors Corporation — 2900 Semiconductor Drive — Santa Clara, CA95051.

A conexão de dois amplificadores como na figura resulta em considerável aumento de potência de saída. Nesta configuração os amplificadores são excitados em contrafase, de maneira que

quando a tensão na saída de A1 está a  $V_s$ , a tensão na saída de A2 é a da terra. Caso não existisse A2 e a carga estivesse conectada entre A1 e a terra, isto daria aparentemente o mesmo resultado que o sistema "bridge". Mas quando A1 estivesse a terra, não haveria diferença de potencial entre as extremidades da carga, enquanto que na conexão em ponte, quando A1 passa a ter a tensão de saída ao nível terra, A2 tem a tensão ao nível da fonte na extremidade da carga que estaria ao nível terra se usassemos apenas A1 como amplificador.

o dobro da potência, mas com a vantagem de podermos trabalhar com a **mesma** tensão de alimentação e com impedância dobrada.

A potência dissipada em um circuito em ponte, é calculada notando-se que a tensão no centro da carga não se "move"; por isso a equação seguinte pode ser aplicada a **metade** do resistor de carga:

$$P_{A1} \text{ ou } P_{A2} = \frac{V_s^2}{\pi^2 R_L} = \frac{V_s^2}{10 R_L}$$

## APLICAÇÃO

Os amplificadores que usei como exemplo, que construí para os MUTANTES, serão publicados brevemente. Por ora, passo a descrever uma aplicação da conexão em ponte, usando os amplificadores TBA 810DAS, de artigo que já publiquei nesta Revista, no seu número 2.

O principal motivo da escolha destes amplificadores, muito mais que o da abertura de nova possibilidade de comercialização, é ser a tensão de alimentação das baterias dos automóveis, onde o

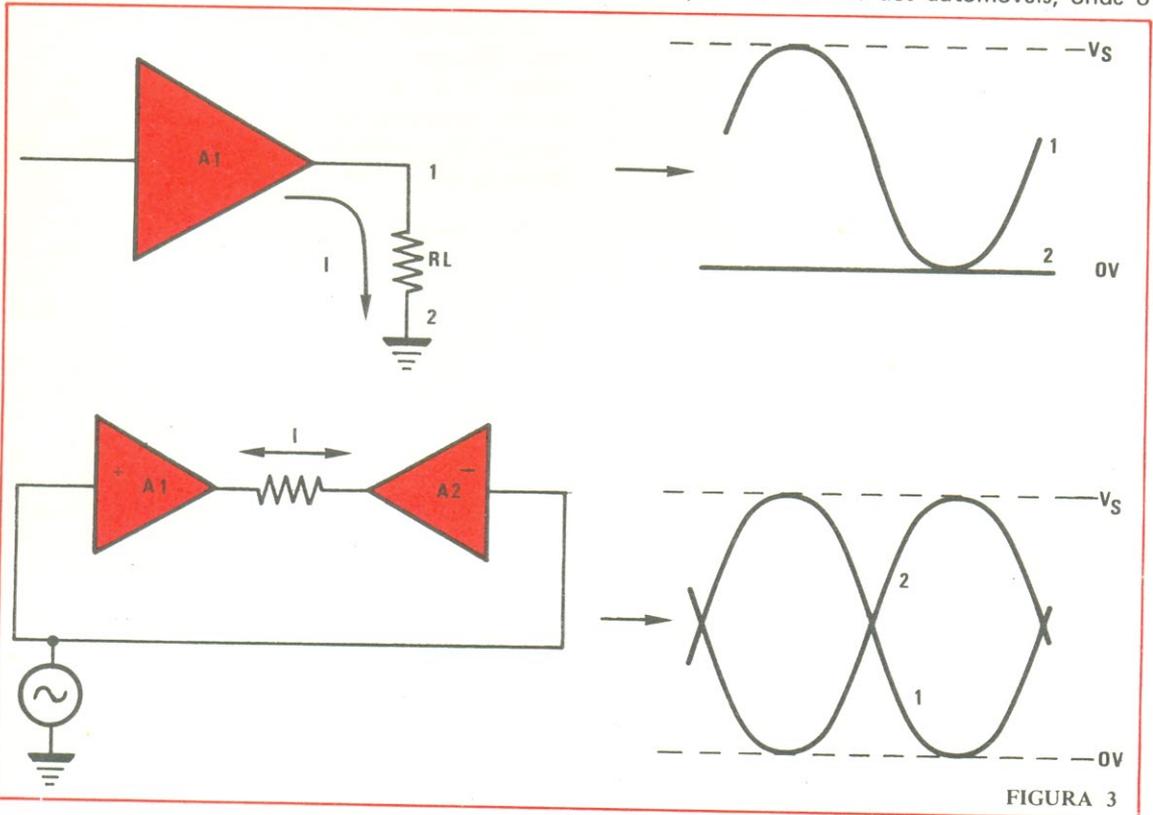


FIGURA 3

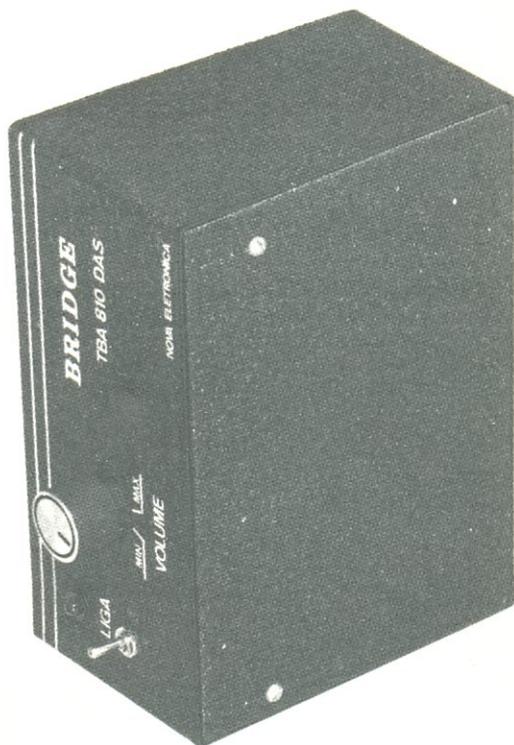
TBA 810DAS encontra larga aplicação, muito reduzida, geralmente 12 V e atingindo 14,4 V quando ela está sendo "carregada. Isto torna o sistema de conexão em ponte ideal para obtermos potenciais elevados em amplificadores de áudio para automóveis e similares, a um custo reduzido e sem qualquer desvantagem em relação à qualidade sonora e conseguirmos "aquele som". Quaisquer aplicações onde seja necessário obter-se maior potência com tensões de alimentação baixas e com impedâncias mais altas de carga ( $8 \Omega$ ) do que se obtinha usando apenas um TBA 810DAS (a  $4 \Omega$ ) serão permitidas pelo uso de dois TBA 810DAS conectados em ponte. O uso, em automóvel, de vários pares destes amplificadores conectados em ponte, cada par precedido de um filtro ativo passa-faixas e reproduzindo uma secção da faixa de áudio em conjunto com seu altifalante, pode chegar a um resultado realmente "Cinematográfico"!

## INVERSOR

Foi experimentado, por mim, o uso de pré-amplificadores inversores integrados para conseguir a conexão em ponte, bem como consegui, em testes, fazer a inversão de fase necessária por meio de transformador. Geralmente evito transformadores e neste caso não fugi à regra. Prefiro o uso de um único transistor inversor, pela maior simplicidade na montagem e custo mais reduzido, sem comprometer a qualidade sonora em grau relevante para esse tipo de aplicação, não de altíssima fidelidade. Prém inversores de alta qualidade com circuitos integrados, para circuitos profissionais de Alta-Fidelidade, serão publicados, mas são muito caros para serem usados nesta aplicação.

## GRANDE VANTAGEM DA APLICAÇÃO DO TBA-810DAS EM PONTE, COMO AMPLIFICADOR PARA USO EM AUTOMÓVEIS (12 a 14,4 V).

Estive refazendo mais seriamente as medições relativas à potência máxima possível de se obter do TBA-810DAS. As medições publicadas no primeiro artigo foram baseadas nas especificações do fabricante. As medições deste artigo foram feitas por mim. Isto se deu devido à fonte de 12 V que possuía naquela época não suportar a medição feita com carga. Hoje, medindo eu mesmo, usando fonte ajustável que montei para esse fim, obtive os resultados que constam da Tabela I, usando como carga resistores de 4 e de 8  $\Omega$ .



Já com o artigo pronto, meu amigo Leonardo, na Filcres, fez-me notar que a diferença entre minhas medições (as da Tabela I) e as do fabricante era demasiada para que as minhas fossem corretas. Pensando e testando novamente descobri que os resistores de carga, ao se aquecerem, tinham seu valor reduzido a 3,5  $\Omega$ , o que alterava as medições para potência menor.

Procurei por toda São Paulo fio de "constantina" ou "manganina" para confeccionar resistores mais precisos, que pouco variariam com o aquecimento. Foi impossível encontrar no tempo de que dispunha. Montei então (idéia do José, da Filcres) um sistema de refrigeração com água para que os resistores se mantivessem a 4  $\Omega$ . Medindo novamente, obtive a Tabela II, a verdadeira, que traz os dados reais sobre a potência que obtive do amplificador simples TBA 810DAS e do amplificador duplo em ponte. Refiz todo o artigo...

Na Tabela II vê-se o resultado de medições do TBA-810DAS conectado em ponte (Bridge). Note que, para o caso da conexão em ponte, a 8  $\Omega$ , a potência obtida é MAIOR que a 4  $\Omega$ ; isto porque a proteção interna dos integrados começa a atuar, reduzindo a potência para cargas menores, em impedância, que 8  $\Omega$ . Veja que a 4  $\Omega$  a potência da conexão em ponte é praticamente a mesma ob-

TABELA I - "MEDIÇÕES ERRADAS"

Número de TBA810DAS	Conexão	Carga (errada)	Tensão de Alimentação	Max. Tensão saída VRMS	Max. Potência de saída em W RMS Ponto de "Clipping" no (Clipping Point)
1	Normal	"4 Ω"	6 V CC	1,5	0,56
1	"	"4"	9 V CC	2,1	1,10
1	"	"4"	12 V CC	3,0	2,25
1	"	"4"	14,4 V CC	3,5	3,06
1	"	"4"	16 V CC	3,75	3,53
2	"Bridge"	"8"	6 V CC	2,95	1,09
2	"	"8"	9 V CC	4,45	2,47
2	"	"8"	12 V CC	6,0	4,50
2	"	"8"	14,4 V CC	7,4	6,80
2	"	"8"	16 V CC	8,1	8,18*
2	"Bridge"	"4"	6 V CC	1,5	0,56
2	"	"4"	9 V CC	2,2	1,80
2	"	"4"	12 V CC	2,9	2,10
2	"	"4"	14,4 V CC	3,4	2,89
2	"	"4"	16 V CC	3,1	2,28

\* Máxima potência obtida nos testes para o circuito em ponte de dois TBA810DAS, com os resistores alterados pelo aquecimento.

tida em conexão normal também a 4 Ω e que não é possível alimentar o circuito conectado em ponte quando carregado por 4 Ω com a tensão superior a 14,4 V, pois, além dessa tensão, a potência CAI, entrando em cena o circuito de proteção.

Resumindo-se, a conclusão é que, para condições ideais, o circuito conectado em ponte deve ser ligado a altofalantes (cargas) de 8 Ω para máxima potência e qualidade sonora. O amplificador em ponte torna-se equivalente ao amplificador normal quando conectado a cargas de 4 Ω até às tensões máximas de alimentação em uso nos automóveis.

Temos, portanto, agora, uma medição mais realista sobre o TBA 810DAS que ilustra ao mesmo tempo as vantagens do uso em ponte. Peça

perdão ao leitor que tiver montado o TBA 810DAS do artigo anterior, pela diferença aparente nos resultados obtidos agora, nestas medições e os publicados pelo fabricante, mas lembro-o que, em geral, os dados publicados sobre componentes são aqueles mesmos emitidos pelo fabricante. Sendo assim, se usarmos esse critério em voga no mercado, poderíamos dizer que o TBA 810DAS, que, sozinho produzia "7 W" (na verdade 5,3 W) sobre 4 Ω, a 16 V CC de alimentação, agora, em ponte, fornece duas vezes mais sobre 8 Ω, ou seja, "14 W"... (11,4 W reais). São esses "14 W" que serão ouvidos como uma perceptível superioridade sobre os demais amplificadores integrados existentes nesta categoria, por mais "WATTS" que exibam em suas especificações. Devo frisar

TABELA II – MEDIÇÕES CORRETAS

Número de TBA810DAS	Conexão	Carga (real)	Tensão de Alimentação	Max. Tensão saída VRMS	Max. Potência de saída em W RMS no Clipping Point.
1	Normal	4 $\Omega$	6 V CC	1,7	0,7
1	"	4 $\Omega$	9 V CC	2,7	1,9
1	"	4 $\Omega$	12 V CC	3,6	3,3
1	"	4 $\Omega$	14,4 V CC	4,2	4,4
1	"	4 $\Omega$	16 V CC	4,6	5,3
2	Bridge	8 $\Omega$	6 V CC	3,6	1,6
2	"	8 $\Omega$	9 V CC	5,2	3,3
2	"	8 $\Omega$	12 V CC	7,5	7,1
2	"	8 $\Omega$	14,4 V CC	8,5	9,1
2	"	8 $\Omega$	16 V CC	9,5	11,4*
2	Bridge	4 $\Omega$	6 V CC	1,7	0,7
2	"	4 $\Omega$	9 V CC	2,9	2,1
2	"	4 $\Omega$	12 V CC	3,9	3,7
2	"	4 $\Omega$	14,4 V CC	5,0	6,2
2	"	4 $\Omega$	16 V CC	4,5	4,9

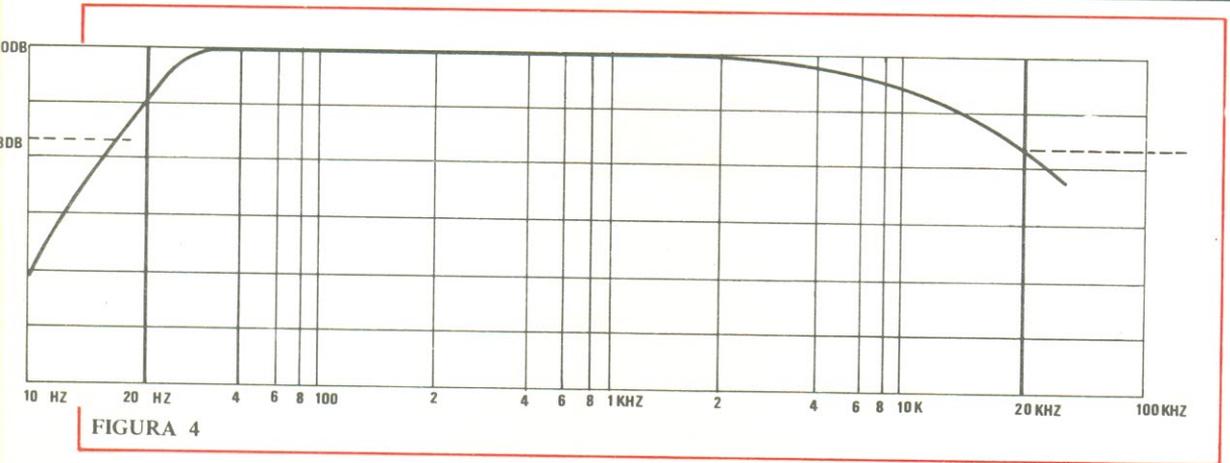
\* Máxima potência real obtida nos testes para o circuito em ponte de dois TBA810DAS, com os resistores de 4 ohms constantes, refrigerados.

que o fabricante do integrado fornece dados sobre a potência "típica" e não a que se deva obrigatoriamente obter, não tendo havido, pois, má fé de sua parte. A curva de resposta por mim obtida vê-se na fig. 4.

Note a excelente resposta de graves do amplificador "bridge" que é mais uma vantagem da ligação em ponte, dada a possibilidade de pura e simplesmente **eliminarmos** os capacitores eletrolíticos na saída dos amplificadores, obtendo agora resposta muito mais plana nos graves (fig. 4). A resposta a alta frequência pode também ser melhorada — ver artigo anterior já mencionado.

O motivo da possibilidade de eliminarmos os capacitores eletrolíticos da saída é que agora não há (teoricamente) diferença de potencial entre os

dois "vivos" dos dois amplificadores em ponte, como havia entre o vivo e o terra, antes do capacitor, usando-se apenas um amplificador. Na prática há pequenas diferenças na tensão de alimentação divididas pelos resistores exteriores ao integrado, devido a tolerâncias na fabricação desses resistores, quando se usam dois amplificadores conectados em ponte. Fica, pois, a critério do montador individualizar o ajuste desses resistores para evitar a presença de tensão CC na saída. No prototipo a que me referi, a diferença de tensão CC era de 100 mV, portanto aceitável, **sem qualquer ajuste**, para altofalantes de automóveis. A diferença no custo, pela eliminação dos eletrolíticos é, também, vantajosa, bem como o peso, dimensões e tempo de montagem.



FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Apenas para o uso do amplificador TBA 810DAS conectado em ponte (ou não) em aplicações residenciais ou outras onde não se tenha ou deseje baterias, é necessária a confecção de fonte de alimentação, que deveria alimentar o amplificador com + 16 V CC, já que esta é a máxima tensão aplicável, na prática e que permite a máxima potência de saída.

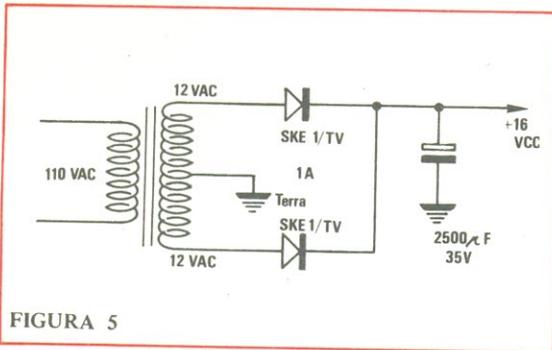
A fig. 5 mostra uma fonte de alimentação convencional não estabilizada, muito simples, que pode ser utilizada e que foi montada e provada por mim em conjunto com o amplificador conectado em ponte. Como toda fonte não estabilizada, na ausência de sinal, a tensão é a nominal (16 a 16,5 V CC). Quando há sinal, máximo e contínuo (com carga) e o amplificador (bridge) entrega a potência máxima, a tensão da fonte vai caindo até atingir um nível (12 V CC, no caso) que faz a potência de saída limitar-se, para sinais contínuos, aquela que se obtém com alimentação de 12,7 V e não de 16 V.

Para corrigir isto, só montando-se fonte superdimensionada (mais cara) ou estabilizada (também mais cara). NÃO MONTE FONTE COM TENSÃO

SUPERIOR A 16 V CC PARA TENTAR RESOLVER ESTE PROBLEMA, POIS O CIRCUITO DE PROTEÇÃO CORTARÁ O AMPLIFICADOR E O SISTEMA NÃO FUNCIONARÁ.

Na prática, para o uso como amplificador de música ou voz, o sinal destes programas não se mantem no máximo nível, mas chega a este e deste retorna a um nível médio inferior, durante o programa. Isto permite que o amplificador entregue mais potência nesses curtos espaços de tempo, onde a fonte de alimentação mantém-se à máxima tensão, sem ter tempo de "esvaziar-se" até ao nível de tensão inferior. Daí ter eu preferido publicar a fonte da fig. 5, por enquanto. Aqueles que desejem, mesmo assim, um resultado mais perfeito, em potência, "ronco", distorção, etc., poderão usar uma fonte estabilizada, que servirá para essa finalidade, desde que aceite cargas de até 2 A, para ficar "folgada".

Com a fonte da fig. 5, a máxima potência, contínua, será de 8,8 W RMS e, nos picos, 11,4 W RMS (REAIS...). Para a fonte estabilizada ou baterias (potentes, pois pilhas comuns não aguentam), a 16 V CC, teremos sempre, nos picos ou continuamente, os 11,4 W RMS.



MONTAGEM

Para a montagem do amplificador conectado em ponte, basta adquirir ou confeccionar a placa de fiação impressa apresentada na fig. 6 vista pelo lado dos componentes e na fig. 7 vista pela face cobreada. As figuras são auto-explicativas quanto à posição dos componentes. Não será demais repetir as explicações sobre a montagem dos integrados em seus dissipadores e destes na placa de fiação impressa.

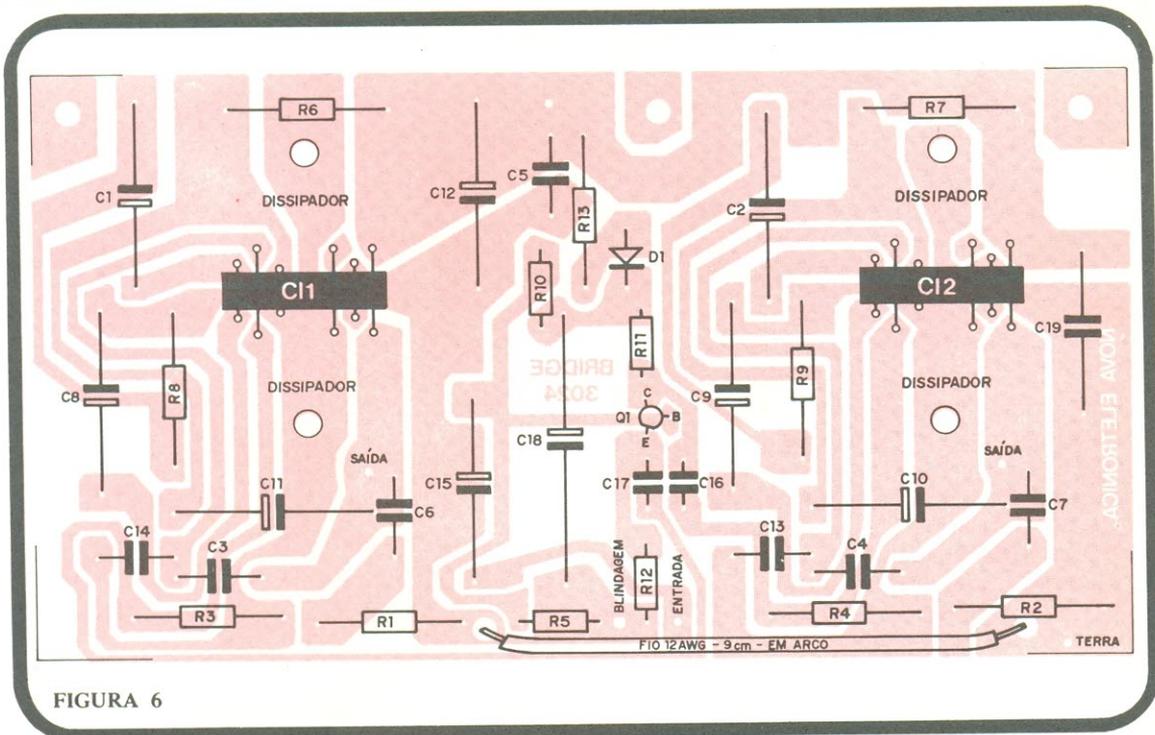


FIGURA 6

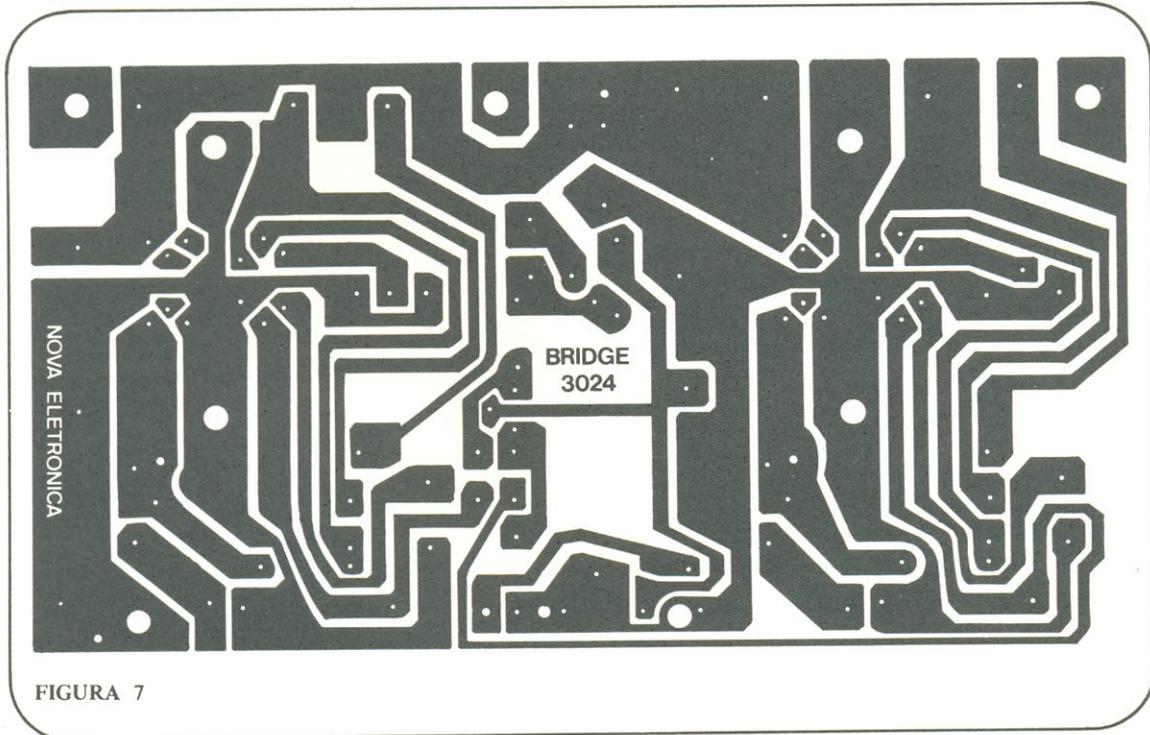


FIGURA 7

**ATENÇÃO!** Os integrados, na placa, têm que ser os primeiros componentes montados, já com os dissipadores presos às suas aletas e com os parafusos no lugar. Para colocar os dissipadores, siga

os seguintes passos, na mesma ordem apresentada.

1. Escolha apenas dissipadores com as dimensões indicadas.

2. Fure os dissipadores conforme a fig. 8.
3. Pegue os dissipadores, um por vez e monte-os usando pasta de silicone, nos integrados, conforme a fig. 9. Aperte fixamente os parafusos. Pode ser usada cola nas porcas.
4. Ponha em cada dissipador, no furo restante, um parafuso 1/8" por 3/8" e coloque uma porca 1/8".

As pontas dos parafusos devem ficar para o lado oposto as aletas do dissipador e serão inseridas nos orifícios correspondentes, nas placas de fiação impressa (fig. 10).

Está, então, pronto o integrado, com dois dissipadores e dois parafusos salientes para a montagem na placa de fiação impressa, devendo ser introduzidos os parafusos nos dois furos da placa e com o máximo cuidado para que todos os pinos do TBA 810DAS sejam inseridos e atravessem os respectivos furos. Após soldado no lugar será difícil, senão impossível, retirar o integrado sem danificá-lo, caso algum terminal não tenha entrado corretamente em seu furo e saído pelo lado cobreado da placa de fiação. Caso, apesar de todas as precauções, isto venha a acontecer, tente, antes de retirar o integrado já soldado, retirar o dissipador do lado do pino torto; dessa forma poderá recolocar o terminal no furo com alicate de pontas finas.

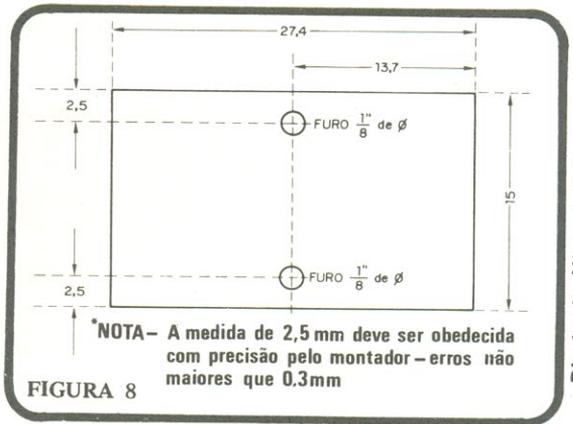
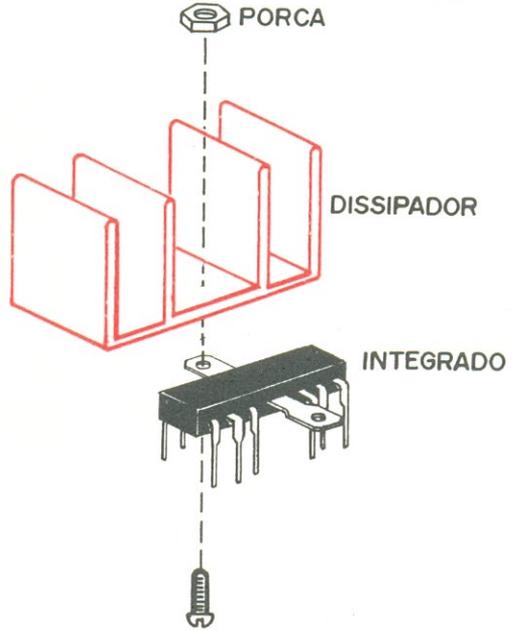
Cuidado para que nenhum pino encoste nos dissipadores!

Atenção à polaridade dos capacitores eletrolíticos.

O diagrama de cada amplificador completo, antes de conectado em ponte, está na fig. 11.

Para maiores detalhes sobre o amplificador individual, procure o artigo já mencionado (Revista nº 2).

FIGURA 9



Dissipador Visto de Baixo

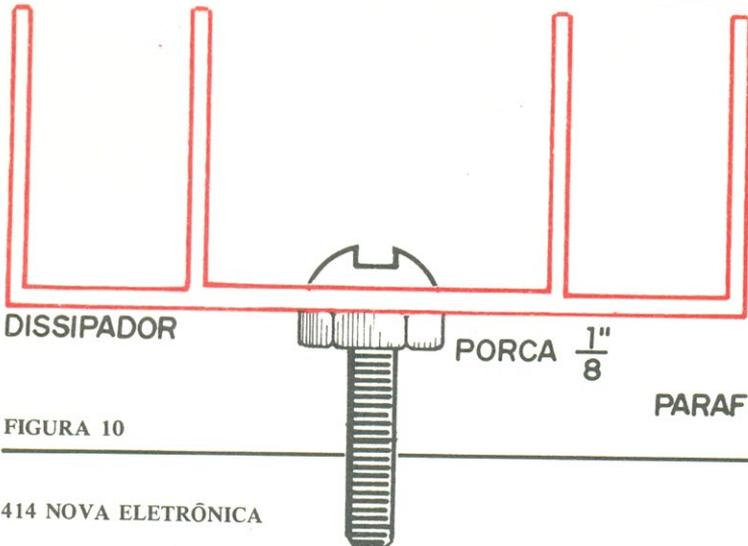


FIGURA 10

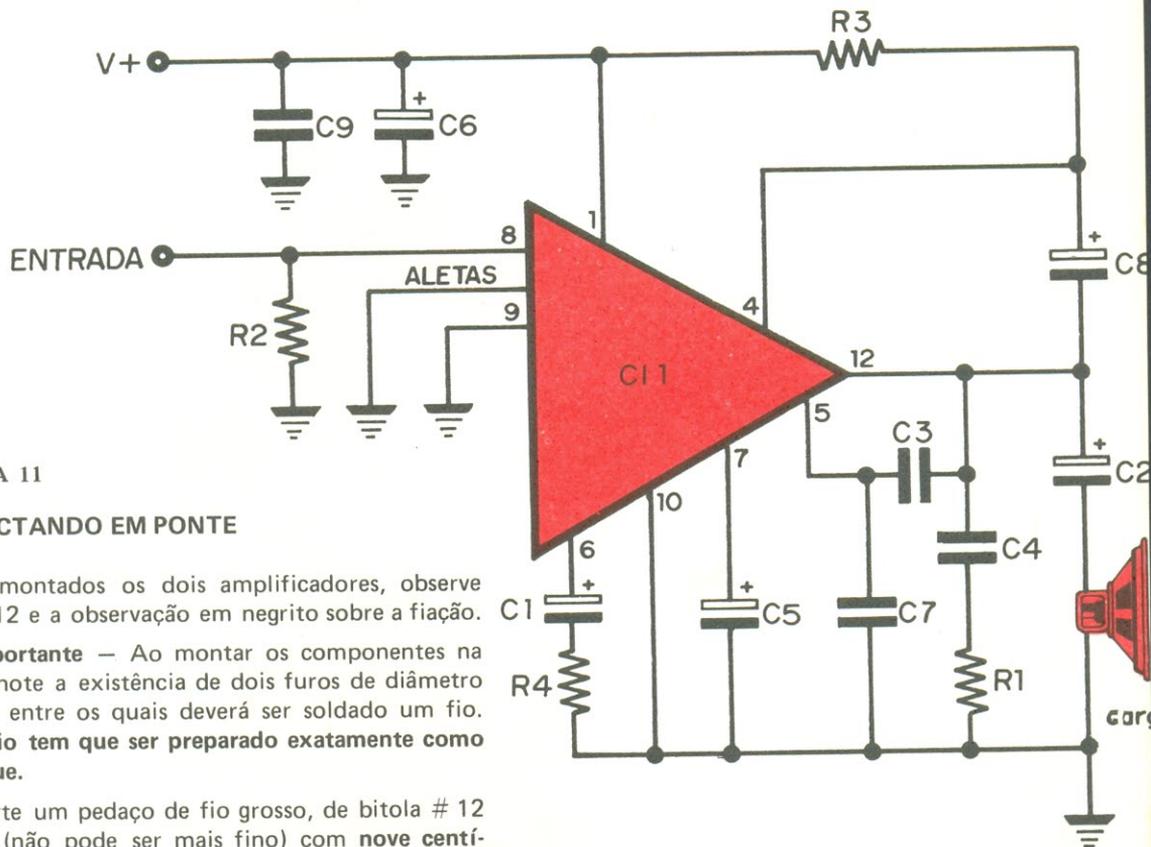


FIGURA 11

### CONECTANDO EM PONTE

Já montados os dois amplificadores, observe a fig. 12 e a observação em **negrito** sobre a fiação.

**Importante** — Ao montar os componentes na placa note a existência de dois furos de diâmetro maior, entre os quais deverá ser soldado um fio. **Esse fio tem que ser preparado exatamente como se segue.**

Corte um pedaço de fio grosso, de bitola # 12 AWG (não pode ser mais fino) com **nove centímetros** de comprimento, exatamente.

“Descasque” as duas pontas, retirando **seis milímetros** da capa plástica isolante.

Enfie, pelo lado dos componentes, as pontas nos dois furos e solde.

**ATENÇÃO:** o fio **NÃO** pode ser cortado menor ou achatado contra a placa. É **obrigatório** que forme um **arco**, elevando-se a uns 12 ou 15 mm, sobre a placa de fiação impressa. Qualquer oscilação de RF que se apresente a saída do amplificador poderá ser devida a não ser respeitada esta indicação, devendo ser, caso aconteçam oscilações, dada nova atenção a este fio.

Note bem: o amplificador **não** apresenta problema de oscilação, sendo estas precauções com o fio terra devidas a medições feitas por mim em condições de oscilação **propositadamente provocadas** com a retirada do capacitor de “bypass,” de 0,47  $\mu$ F. Note, também, que este capacitor **tem que ser, obrigatoriamente, de poliéster metalizado**. Oscilações de RF são perceptíveis com o uso de osciloscópio, mas podem ser detectadas pelo aquecimento (anormal) dos dissipadores quando não existir sinal e pela tensão da fonte de alimentação

(se não estabilizada) que tenderá a cair ao nível mínimo, como quando existe sinal máximo.

Os protótipos montados e provados por mim não apresentam estas oscilações em qualquer hipótese, a qualquer nível de sinal, com ou sem carga à saída e a qualquer tensão de alimentação (as recomendadas) entre 6 e 16 V CC.

### LIGAÇÃO À FONTE

Caso venha a utilizar a fonte de alimentação apresentada é muito importante separá-la, pelo menos, por 30 cm do amplificador “bridge”, para evitar indução de “ronco” do transformador de alimentação no circuito.

A colocação de todo o amplificador conectado em ponte em uma caixa metálica, ligada ao terra do “jack” de entrada é recomendável para evitar “ronco”.

Os cabos de alimentação devem ser grossos, principalmente quando a fonte estiver distante do amplificador.

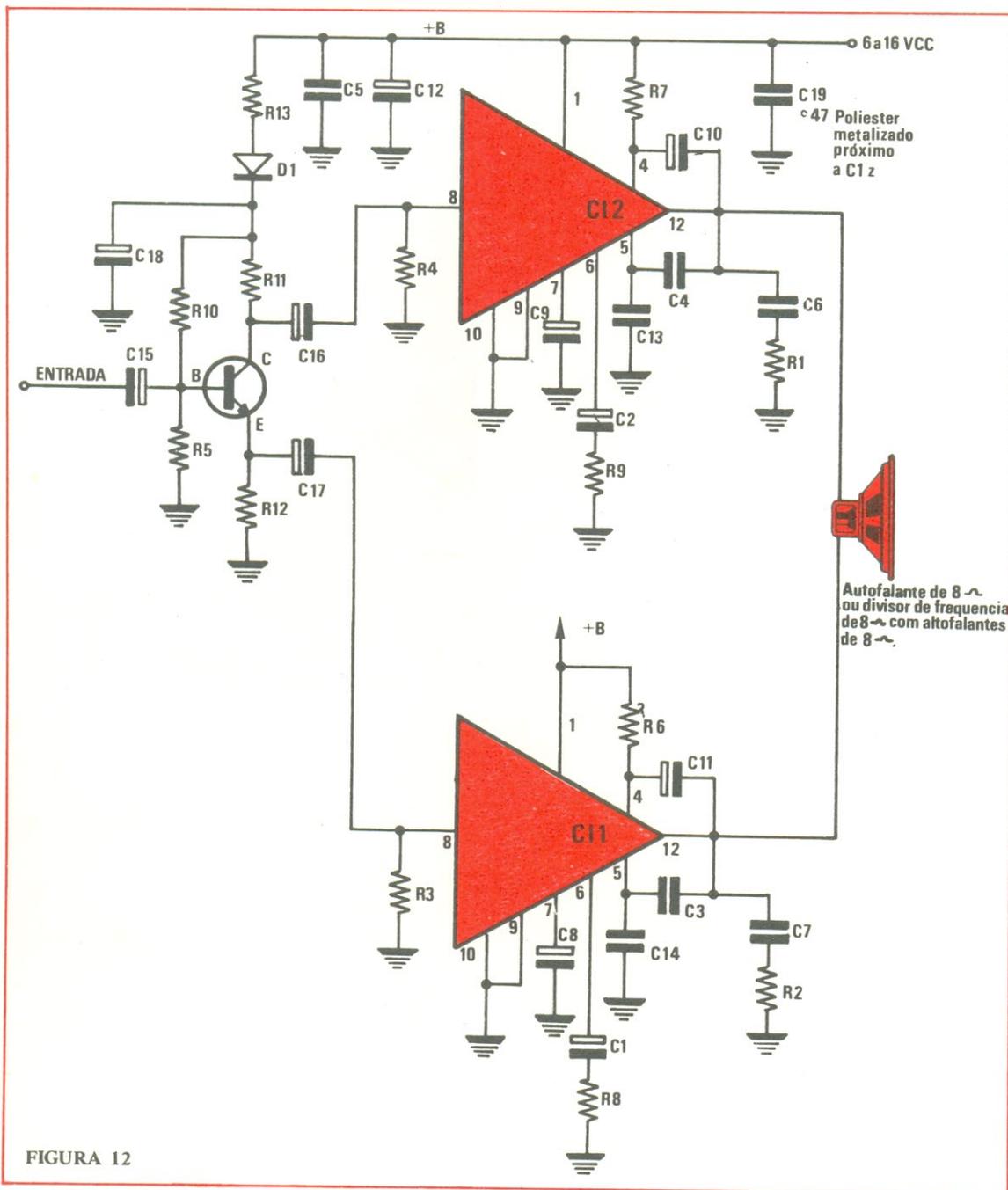


FIGURA 12

**CONCLUSÃO**

Apresentei a você um exemplo de conexão de dois amplificadores iguais em ponte (bridge). Este exemplo foi apoiado em testes exaustivos e os resultados compensam, **desde que sejam cuidadosamente obedecidas as instruções para a montagem.** Não existem ajustes a fazer, daí ser o teste indicado a própria conexão do sistema a um altofalante

e sua entrada ligada a uma fonte de programa de aproximadamente 50 mV para máxima excitação, sendo preferível que essa fonte de programa seja ajustável e que permita níveis mais altos que os 50 mV citados, para a devida folga de operação. Poderão ser usados geradores de áudio e osciloscópio para as medições, que deverão confirmar os resultados aqui publicados.

## RELAÇÃO DE COMPONENTES

(para dois amplificadores TBA 810DAS conectados em ponte).

C11, C12 – TBA 810DAS

D1 – 1N914

Q1 – BC208C

R1, R2 – 1  $\Omega$

R3, R4 – 100 k $\Omega$

R5 – 100 k $\Omega$  @ 1/4 W

R6, R7, R13 – 100  $\Omega$

R8, R9 – 56  $\Omega$

R10 – 1 M $\Omega$  @ 1/4 W

R11, R12 – 10 V @ 1/4 W

C1, C2 – 500  $\mu$ F @ 8 V

C3, C4 – 820 pF (modificável: ver "Amplificador de Potência de Áudio com Circuito Integrado TBA 810DAS" – Revista Nº 2)

C5, C6, C7 – 0,1  $\mu$ F (schiko ou poliéster metalizado)

C8, C9, C10, C11 – 100  $\mu$ F / 40 V

C12 – 220  $\mu$ F @ 40 V

C13, C14 – 5 600 pF

C15 – 4,7  $\mu$ F @ 35 V

C16, C17 – 1  $\mu$ F @ 35 V (tântalo)

C18 – 500  $\mu$ F @ 25 V ou 470  $\mu$ F @ 25 V

C19 – 0,47  $\mu$ F (poliéster metalizado obrigatoriamente)

4 dissipadores (ver texto)

4 parafusos "1/8 x 1/4"

2 parafusos 1/8 x 1/4"

2 parafusos 1/8 x 3/8"

12 porcas "1/8"

Pasta de silicone de boa procedência

Solda

Cola branca ou epoxi rápida.

## FONTE DE ALIMENTAÇÃO (opcional, ver texto)

1 transformador de alimentação primário 110 V; 12-0 12 V @ 1 A – secundário

2 diodos SKE 1/TV

1 capacitor eletrolítico 2 500  $\mu$ F @ 35 V

**NOTA:** Resistores de 1/2 W, 5% de tolerância, salvo especificação em contrário.

Normalmente não será necessária medição alguma, pois o dispositivo não é crítico. Recomendo apenas fazê-lo se desejar conhecer melhor o amplificador. Dois conjuntos destes amplificadores em ponte poderão ser usados com sucesso em seu automóvel, para som estereofônico, com potência bastante razoável e superior à da maioria dos aparelhos comerciais existentes, por custo muito inferior e para sua satisfação com mais uma montagem bem sucedida e com o novo som. A sugestão do emprego de vários conjuntos destes amplificadores conectados em ponte, em lugar de divisores passivos de frequências apresentada no decorrer do artigo, é também interessante, mas apenas pode-

rá ser realizada por técnico competente. Será apresentada futuramente matéria sobre este assunto. Não se esqueça de usar altofalantes de 8  $\Omega$  para cada par amplificador em ponte! Divisores de frequências, se utilizados, deverão ser também de 8  $\Omega$ , bem como os altofalantes a estes conectados. **Coloque os altofalantes sempre em fase**, para perfeita estereofonia. Para isto, os mesmos bornes dos altofalantes devem ser conectados nos mesmos pontos dos circuitos para o canal direito e para o canal esquerdo. Veja a 3ª lição Curso de Áudio, se tiver dúvidas a este respeito.

O diagrama do amplificador completo, conectado em ponte está na fig. 12.

# MEDIÇÃO DE

# E CONTROLE DE IGNIÇÃO

# POR OPTOELETRÔNICA



# COMBUSTÍVEL

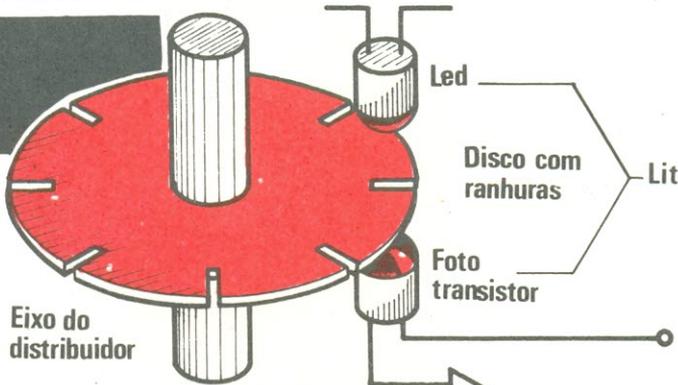


FIGURA 1

Os dispositivos optoeletrônicos — tanto os emissores como os sensores de luz — tem muitas aplicações familiares a todo mundo, como por exemplo, em calculadoras de bolso (LEDs) e em sistemas automáticos de abertura de portas ou leitoras de cartões em computadores (fotodiodos e fototransistores).

Muito pouco conhecidas, porém, são as suas aplicações em controles automotivos, especificamente em medição de consumo de combustível e controle de ignição.

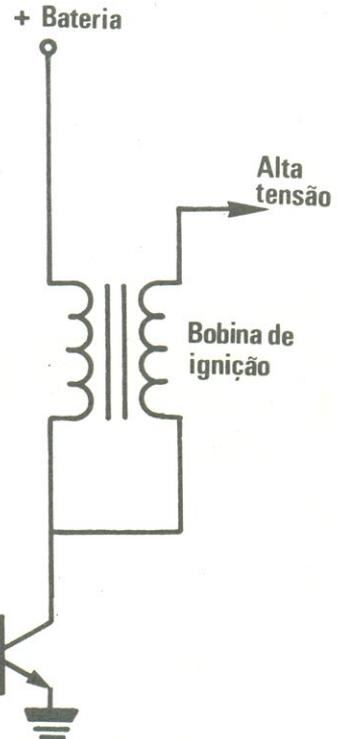
Duas configurações podem ser aplicadas nesses sistemas:

- transdutor de reflexão de luz
- transdutor de interrupção de luz

## LRT e LIT

O transdutor de reflexão de luz (Light Reflection Transducer — LRT) contém uma fonte de luz (um emissor de infravermelho de GaAs) e um fototransistor de silício. Os dois componentes apontam no mesmo sentido, de tal maneira, que o sensor só recebe energia luminosa do emissor quando um objeto refletor estiver bem perto de ambos.

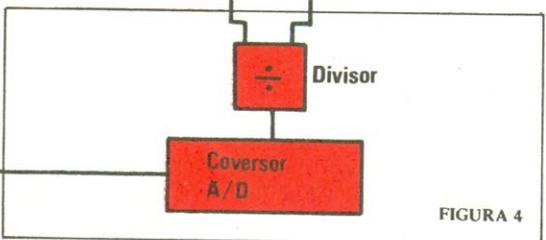
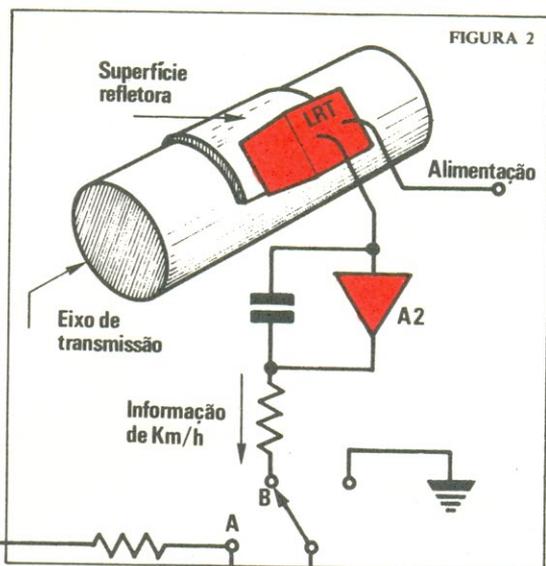
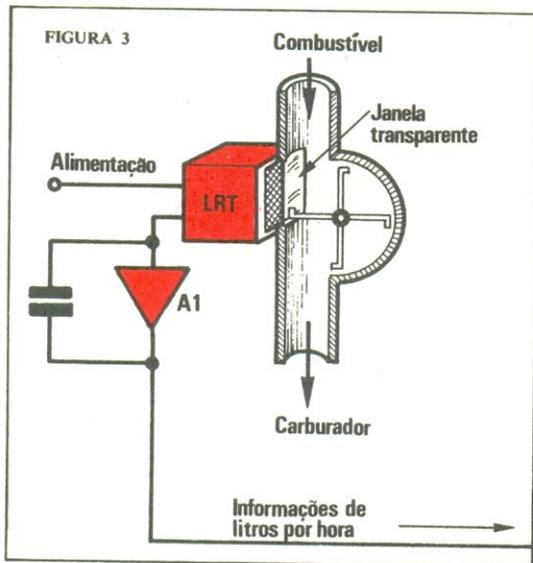
O transdutor de interrupção de luz (Light Interruption Transducer — LIT) consiste também de uma fonte de infravermelho e de um fototransistor, como sensor. Neste caso contudo, a fonte a-



ponta para o sensor e o dispositivo opera em conjunto com uma roda de ranhuras, rotativa, localizada entre a fonte e o sensor. Vê-se que o fototransistor só será iluminado quando a fonte for descoberta pelas ranhuras da roda.

## USANDO OS DOIS COMPONENTES

Pode-se considerar o LIT, atualmente, como a melhor técnica utilizada em ignições eletrônicas. As ignições convencionais aproveitam o próprio platinado do veículo. Um transistor de potência é usado como condutor da corrente e tais sistemas proporcionam uma vida mais longa ao platinado, pela redução do faiscamento e da corrente que passa por ele. Todavia, o platinado ainda está sujeito ao desgaste mecânico, à vibração e à flutuação, em alta velocidade.



Esses problemas ocasionaram um avanço em direção às ignições totalmente eletrônicas. Pensou-se primeiramente em utilizar uma peça magnética rotativa aliada a um ímã permanente fixo, para gerar a informação da posição do virabrequim. Isto significa realmente uma grande melhoria em relação aos platinados, mas foram introduzidos atrasos da ordem  $175 \mu s$ , que reduziram a precisão deste sensor magnético, em altas velocidades.

Por outro lado, se acrescentarmos um disco com ranhuras ao eixo do distribuidor, com um LED em um dos lados deste disco e um fototransistor no outro, os problemas do platinado e do sensor magnético podem ser eliminados.

O disco tem um número de ranhuras igual ao número de cilindros do veículo. Quando gira, ele expõe o fototransistor ao LED, em sincronismo com a rotação do motor. O fototransistor, ligado aos mesmos dispositivos de potência utilizados em sistemas convencionais, possibilita uma ignição eletrônica toda em estado sólido, sem as imprecisões causadas pelos atrasos. (fig.1 )

Para se substituir um velocímetro de grande precisão, um conjunto igual ao da figura 2 é o

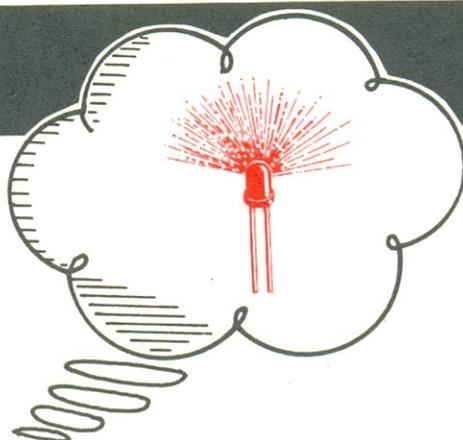
recomendado. Neste sistema o LRT capta a velocidade radial do eixo de transmissão e pode ser calibrado para fornecer uma indicação de km/h. Temos então, como resultado, um velocímetro tão ou mais preciso que os atuais.

Na fig. 3, um LRT "lê" a velocidade circular de uma roda de pás, movida pelo combustível que corre pela tubulação. Sendo maior a quantidade de combustível usado, mais rápido será o seu fluxo pela tubulação e em conseqüência, mais velozmente girará a roda de pás. O sinal, nestas condições, é proporcional à quantidade de litros de gasolina por hora.

Com essas informações a disposição (litro por hora, km/h e rpm) podemos obter, através de um processamento posterior do sinal, indicações de quilômetros por litro ou litros por quilometro. Um veículo usando os sistemas das figuras 1 e 3, incluindo condicionamento do sinal (fig. 4) e um "display" com LEDs, vai fornecer ao motorista uma indicação instantânea do consumo de combustível. Em sua forma definitiva a mais bem empregada, esse sistema deverá informar a quilometragem que ainda poderia ser percorrida pelo veículo, a cada diferente velocidade.

# NÃO ESTÁ NOS LIVROS!

# Sugestões da Nova Eletrônica



CLÁUDIO CESAR DIAS BAPTISTA

## MELHORANDO A LINEARIDADE DOS POTENCIÔMETROS DA GUITARRA

Vários leitores tem me consultado a respeito do problema que encontraram nos controles de sua guitarra, para obter maior progressividade nos mesmos, tanto no controle de volume quanto no de tonalidade.

Na maioria das guitarras e contrabaixos, principalmente os de fabricação nacional, os controles se apresentam como na figura 1.

Ligando sua guitarra a um amplificador e soldando, por tentativas quanto aos valores, resistores nos pontos indicados na figura 2, você poderá obter uma progressividade maior nos controles.

Para o potenciômetro de volume, tente valores de resistores ao redor de 10 k $\Omega$ .

Para o potenciômetro de tonalidade, tente valores ao redor de 56 k $\Omega$ .

Cuidado! Só faça as tentativas se os potenciômetros de sua guitarra estiverem ligados como na figura 1!!!

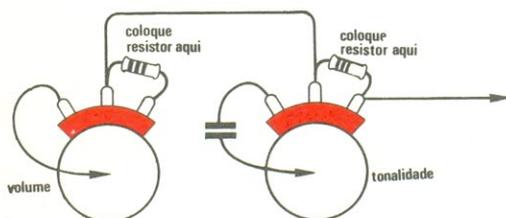
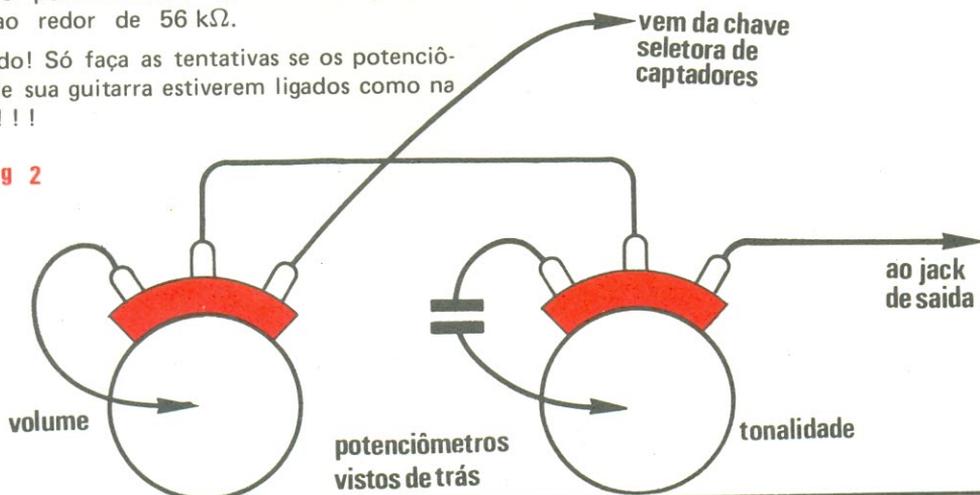
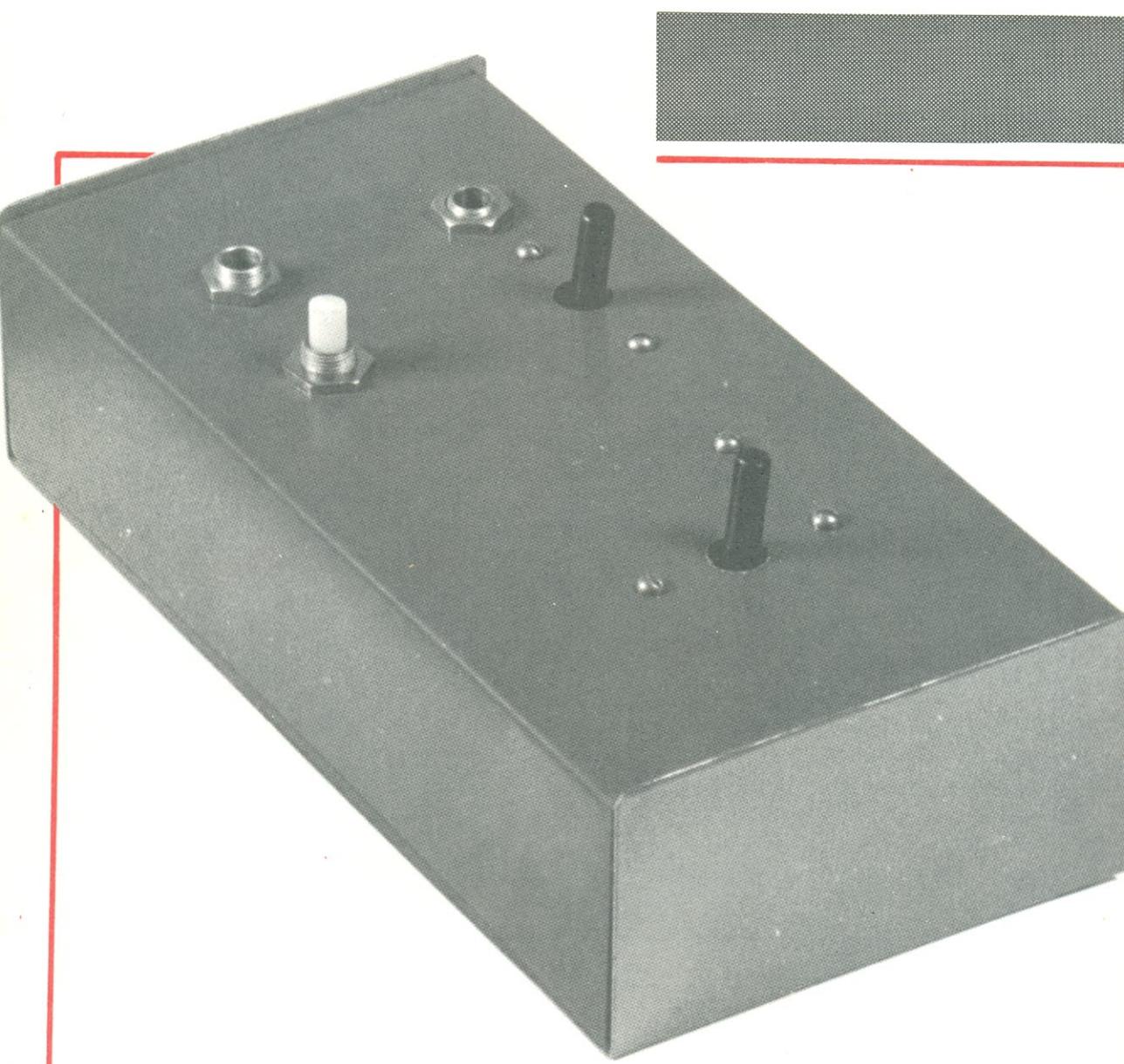


fig 1

fig 2





# DISTORCEDOR

## R VIII

CLÁUDIO CÉSAR DIAS BAPTISTA

“ESTE É O OITAVO DE UMA SÉRIE DE DISTORCEDORES POR MIM APERFEIÇOADA, ESPECIALMENTE PROJETADA PARA OS MUTANTES, DESDE O INÍCIO DE SUA CARREIRA. COMO OS SETE QUE O PROCEDERAM, FOI EXAUSTIVAMENTE TESTADO EM USO PROFISSIONAL, PELOS PRÓPRIOS MUTANTES, SENDO ESTE MESMO DISTORCEDOR O RESPONSÁVEL PELOS SONS DE GUITARRA DE MEU IRMÃO SÉRGIO NA MAIOR PARTE DOS DISCOS LANÇADOS PELOS MUTANTES.

• 3º MÓDULO DO SINTETIZADOR

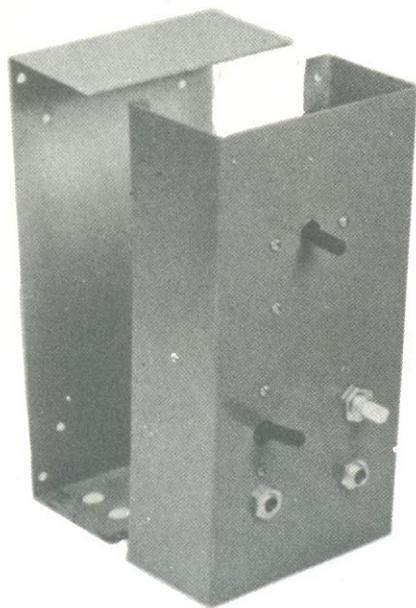
• MELHORA O PHASER

P A R T E 1 de 2

R V I I                    E M                    B R E V E                    N A

## Filcres Importação Representações Ltda.

RUA AURORA 165 - CEP 01209 - CAIXA POSTAL 18767  
TEL. 2214451 - 2213993 - 2216760 - SAO PAULO.



Aproximadamente desde a época do maior sucesso dos "Ventures", anteriores aos Beatles e primeira escola dos Mutantes, o som das guitarras elétricas, propositadamente distorcido, aparecia na maior parte das músicas norte-americanas "para ouvir e dançar".

Desse tempo em diante, a distorção do som das guitarras passou a ser assunto de pesquisa caseira no mundo todo, onde guitarristas e técnicos ou híbridos guitarristas - técnicos lutavam para conseguir a espécie de distorção que mais lhes agradava.

O distorcedor era encarado pela maioria dos técnicos de som como uma maldição, pois seu objetivo era justamente o inverso do maior objetivo desses técnicos! Quantas discussões enfrentamos, eu e os Mutantes, nas gravadoras e em toda parte! - "Ou colocam a distorção ou não sai o LP!" Esta frase foi realmente pronunciada durante a gravação do primeiro LP. Vencemos e o LP saiu com a distorção. . . Isto aconteceu com o primeiro distorcedor da série que culminou com o aparelho apresentado neste artigo.

# DISTORCEDOR

Em parte, os técnicos tinham razão — meu primeiro distorcedor produzia ruídos de RF que prejudicavam a gravação. Os de hoje são livres destes problemas.

Mas, o que vem a ser, exatamente, um distorcedor ?

Deixando de lado minúcias teóricas sobre a palavra distorção e suas aplicações, o distorcedor é um aparelho usado para modificar o som de, principalmente, uma guitarra elétrica, servindo também para qualquer instrumento eletrificado.

A modificação principal que o distorcedor produz é no timbre do som, isto é, modifica, ampliando, o conteúdo harmônico desse som. Isto quer dizer que, na prática, torna o som mais ou menos puro de uma guitarra, em um som mais vibrante, mais rico, mais aspirado, mais parecido agora com um som de violino que com o de violão.

A segunda modificação importante produzida pelo distorcedor é o prolongamento da nota emitida pela guitarra, o que permite ao guitarrista mais versatilidade na execução. Tecnicamente, ele modifica o "envelope dinâmico" de uma nota. (A junção dos termos é minha mas creio estar correta).

Prolongando-se a nota e acrescentando-se harmônicos, o resultado é um som contínuo, semelhante ao produzido pelo violoncelo, violino, etc. e que, conforme o tipo de distorcedor utilizado, pode ser mais ou menos áspero, mais ou menos "sujo", "embrulhado", "contínuo", "redondo", etc.

elétrico vindo de uma guitarra e injetando-o em transistor, em nível acima do limite admitido por este para uma reprodução linear.

O sinal, que originalmente seria como na fig. 1, apareceria, à saída do transistor, igual ao da figura 2A ou 2B, geralmente, mais como na 2A que na 2B.

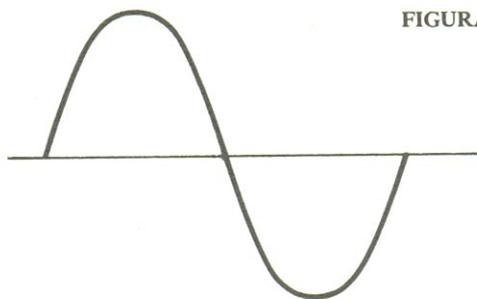


FIGURA 1

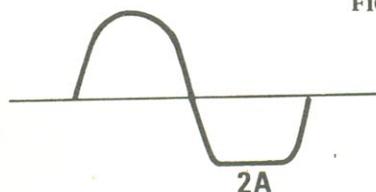
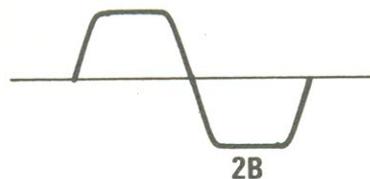
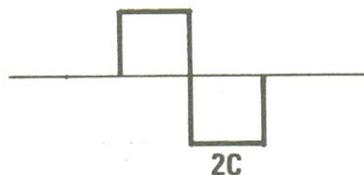


FIGURA 2

2A



2B



2C

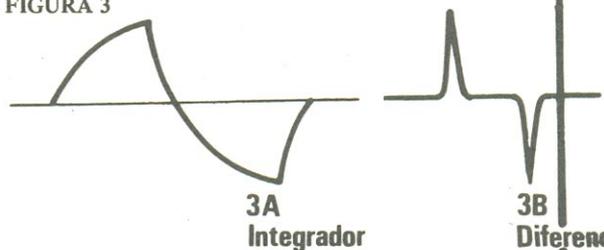
## TIPOS DE DISTORÇÃO

Basicamente, há dois tipos de distorcedores o "Fuzz" e o "overdriver" (ou como deseje chamá-los). Existem também "distorcedores-osciladores" e outros, cujas características tratarei em artigos futuros.

O "Fuzz" originou-se da tentativa de obter, com dois transistores, por exemplo, o som distorcido que um amplificador valvulado produz ao ser excitado próximo do ou ao máximo nível. Tentativa apenas, mas que originou novo e muito útil efeito — a distorção "Fuzz".

Consegue-se a distorção "Fuzz" (não deve ser traduzido) pré-amplificando-se brutalmente o sinal

FIGURA 3



3A  
Integrador

3B  
Diferencia

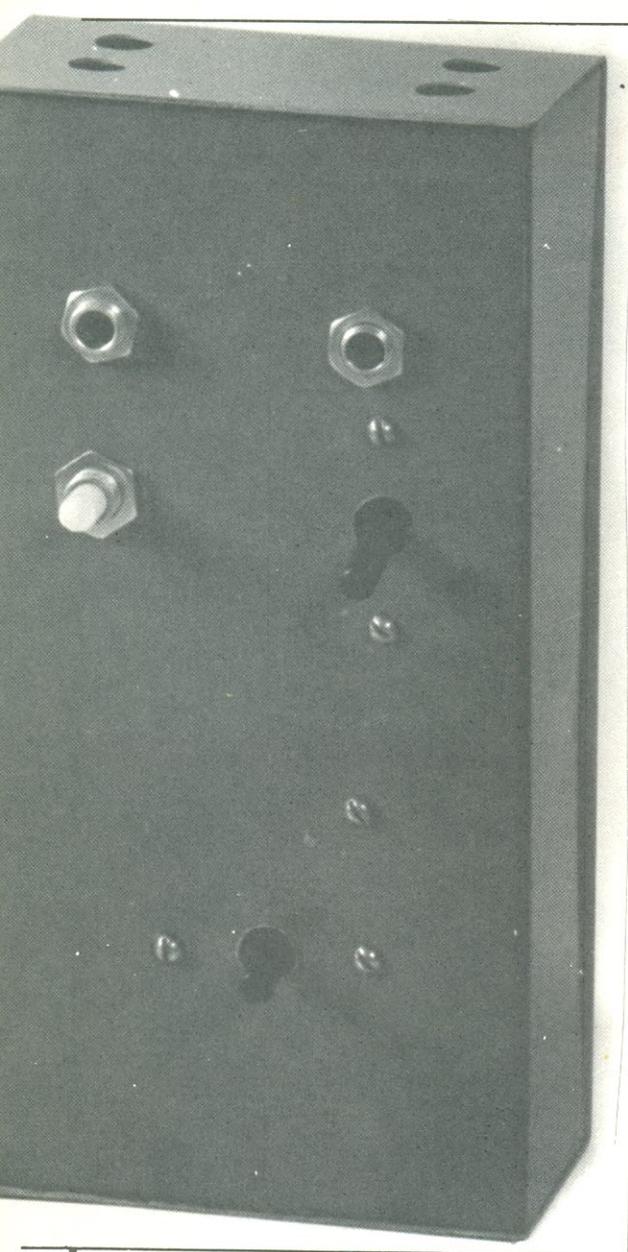


FIGURA 4



O achatamento da forma de onda visto na fig. 2A e na 2B é o que produz os harmônicos.

Para conseguir-se maior achatamento ainda e um sinal mais simétrico é suficiente ligar à saída do aparelho um sistema cujo "coração" é composto de 2 diodos conectados um ao inverso do outro. Obtem-se então a forma de onda, quadrada, da figura 2C.

Todas estas formas de onda são exageradamente achatadas para que o som saia "limpo", apesar de enriquecido em harmônicos. Daí o nome "Fuzz" dado a distorcedores que produzem este tipo de achatamento, ou "ceifamento".

Com o uso de filtros, à saída do distorcedor, modifica-se a forma de onda quadrada, "integran-

do" ou "diferenciando", como nas figs. 3A e 3B. O "som" da figura 3A é mais grave e consegue-se com capacitores em paralelo à terra, na saída; o "som" da figura 3B é mais agudo e consegue-se com capacitores em série à saída.

A falta de limpeza ou a "sujeira" do som destes distorcedores é utilíssima, mas, apenas em determinadas aplicações musicais, principalmente para solos.

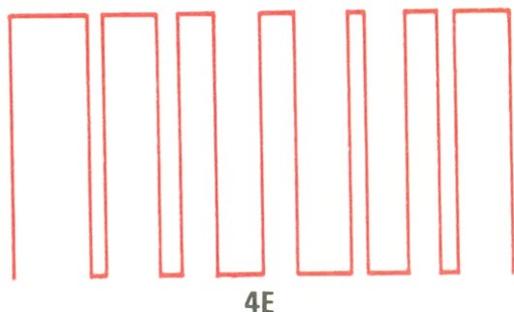
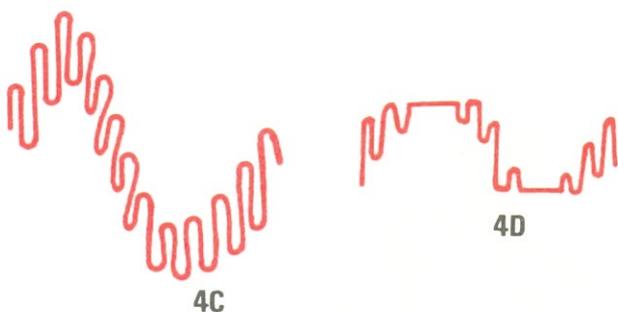
Os filtros à saída **não** resolvem o problema da "sujeira" (quando esta for problema).

Pode-se conseguir, usando-se filtros à **entrada** do distorcedor "Fuzz", um som muito mais limpo, que não "embrulha" os acordes, onde as cordas graves não embaralham o som das agudas quando tocadas em conjunto, mas há um limite — o som vai se tornando cada vez menos grave, mais agudo e menos contínuo. Atingindo o limite, só conseguimos sons mais "limpos" com outro tipo de distorcedor (o "overdriver") ou usando-se um captador de som independente para cada corda e um distorcedor para cada captador, num total de seis distorcedores tipo Fuzz por guitarra. Esta quantidade não é exagerada e a maioria das guitarras que construí artesanalmente para meus irmãos e amigos, contém seis distorcedores e seis captadores independentes, além dos captadores convencionais e do "captador milagroso" — (futura "dica" para você).

Voltando à terra. . .

O distorcedor "overdriver" é um meio termo entre o Fuzz e o Sustainer, pois prolonga as notas com este último e distorce (menos) como o Fuzz. Um bom distorcedor "overdriver" não se consegue sem muita pesquisa, que dura às vezes vários meses — publicarei brevemente dois circuitos de minha

# DISTORCEDOR



autoria e que são usados pelos Mutantes. Cuidado, pois, com publicações apressadas, que possivelmente aparecerão nas revistas brasileiras após este artigo, sobre "overdrivers"!... Espere pelo circuito da Nova Eletrônica e não se arrependerá. As diferenças na forma de onda e no som produzido serão explicadas na época.

O **distorcedor** que apresento a você aqui **não é** um "overdriver" e não é interessante ainda que o seja. **Como distorcedor básico, o Fuzz é mais versátil e útil que o overdriver.** Este, pois, é um "Fuzz"... mas não simplesmente "um" "Fuzz" — É "o" Fuzz! É o "R-VIII".

## O DISTORCEDOR "R-VIII"

O "R-VIII" produz o som "Fuzz" muito **pro** longado, suficiente para tornar-se contínuo se houver um pouco apenas de realimentação acústica. (Som do amplificador retornando às cordas).

## SUAS CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS SÃO:

- \* timbre claro e firme em todas as cordas
- \* Sustenção (prolongamento) máxima, inclusive nas primeiras cordas.
- \* Resposta excelente e nítida à palhetada.
- \* Ausência de RF e ruídos desde que obedecidas as instruções para montagem.
- \* **Não embrulha as notas**, podendo ser usado para acordes na máxima medida em que um distorcedor "Fuzz" pode fazê-lo.
- \* Colocado antes do Phaser, já publicado na Nova Eletrônica nº 3, permite mostrar com

muito maior clareza o efeito "phasing", principalmente nos agudos, onde se faz sentir a falta do efeito conseguido com phasers ou flangers mais sofisticados.

- \* Pode ser acoplado ao Sintetizador para instrumentos musicais e vozes, ou ser usado como simples pedal independente.

## SEGREDO DO NÃO EMBRULHAMENTO DAS NOTAS EM DISTORCEDORES DO TIPO FUZZ

O embrulhamento ou excessiva **intermodulação** entre as notas emitidas pelas cordas agudas e as emitidas pelas cordas graves de uma guitarra, quando tocadas simultaneamente, ou em acordes, deve-se a que, sobrepondo-se o sinal elétrico vindo da captação da corda grave, fig. 4A, com aquele da corda aguda, fig. 4B, obtem-se um sinal composto, fig. 4C, que, passando pelo distorcedor, é ceifado, fig. 4D, perdendo-se parte do sinal agudo e criando-se um som rouco e indefinido que, sendo útil para muitas finalidades, não é, sempre, o desejado.

Para resolver o problema, de forma simples, prática e eficaz, basta colocar um capacitor em série com a entrada do distorcedor, entre este e a guitarra. O valor exato depende da experiência prática **auditiva**, mais que de cálculos teóricos. Em nosso distorcedor, R VIII, este capacitor pode ser ligado e desligado por você, por meio de uma chave, obtendo então o som mais grave e embrulhado (mas nunca demasiadamente embrulhado!) ou o som mais agudo e puro.

O resultado da colocação do capacitor é visto na fig. 4E.

(Conclui no próximo número)

# GUIA DE ABREVIATURAS

- ADP (automatic data processing) – processamento automático de dados
- ADPE (automatic data processing equipment) – equipamento de processamento automático de dados
- ADPS (automatic data processing system) – sistema automático de processamento de dados
- AED (automated engineering design system) – sistema automatizado de projeto de engenharia
- AESOP (an evolutionary system for on-line processing) – um sistema evolutivo para processamento em linha singela
- ALGOL (ALGORithmic Language) – linguagem algorítmica
- ALTRAN (a language for symbolic algebraic manipulation in FORTRAN) – uma linguagem para manipulação simbólica de álgebra em FORTRAN
- AMTRAN (automatic mathematical translation) – translação matemática automática
- AOSP (automatic operating and scheduling program) – programa automático de operação e listagem
- APL/360 (a programming language on the 360) – uma linguagem de programação no 360
- APT (automatically programmed tools) – máquinas-ferramenta programadas automaticamente
- ASA (American Standards Association) – Associação Americana de Padronização
- ASR (automatic send-receive set) – montagem automática envia-recebe
- BASIC (beginner's all-purpose symbolic instruction code) – código de instrução simbólica genérica inicial
- BCD (binary coded decimal) – decimal codificado em binário
- BOS (basic operating system) – sistema de operação básica
- COBOL (COmmon Business Language) – linguagem comercial comum
- CODASYL (COncference on DATA SYstems Languages) – conferência em linguagens de sistema de dados
- COGO (COordinated GeOmetry) – geometria coordenada
- COM (computer-output microfilm) – microfilme de saída de computador
- CORAL (abbreviation for graphical communications control language) – linguagem de controle de comunicações gráficas
- CPM (cards per minute) – cartões por minuto
- CPM (critical path method) – método do caminho crítico
- cps (characters per second) – caracteres por segundo
- DA (data acquisition) – aquisição de dados
- DASD (direct access storage devices) – acesso direto aos dispositivos de armazenagem
- DCCU (data-communications control unit) – unidade de controle de comunicação de dados
- DATAKOM (data communications) – comunicações de dados
- DDA (digital differential analyser) – analisador diferencial digital
- DDT (debugging package) – conjunto para teste de programas
- dup (duplication) – duplicação

# GUIA DE ABREVIATURAS

- EAM (electrical accounting machines) – máquinas elétricas de contabilidade
- EBCDIC (expanded binary coded decimal interchange)
- EDSAC (electronic discrete sequential automatic computer) – computador seqüencial automático discreto eletrônico
- EDVAC (electronic discrete variable automatic computer) – computador variável automático discreto eletrônico
- ENIAC (electronic numerical integrator and calculator) – integrador e calculador numérico eletrônico
- EOF (end-of-file) – fim do arquivo
- FORMAC (formula manipulator compiler) – compilador manipulador de fórmula
- FORTRAN (FORMula TRANslator) – tradutor de fórmula
- GIGO (garbage in-garbage out)
- GPSS (general purpose simulation system) – sistema simulador de uso geral
- IAR (instruction adress register) – registro de endereço de instrução
- I/O (input/output) – entrada/saída
- IOCS (input/output control system) – sistema de controle de entrada/saída
- IPL (information processing language) – linguagem de processamento de informações
- IPL (initial program loading) – carga do programa inicial
- ISO (International Standards Organization) – Organização Internacional de Padronizações
- JCL (job control language) – linguagem de controle de tarefa
- KSR (keyboard send-recv) – teclado envia-recebe
- KWIC (key word in context) – palavra-chave no contexto
- LISP (LISt Processing) – processamento de lista
- LP (linear programming) – programação linear
- LPM (lines per minute) – linhas por minuto
- LSC (least significant character)
- LSD (least significant digit)
- MAC (multiple access computer) – computador de múltiplo acesso
- MICR (magnetic ink character recognition) – reconhecimento de caractere a tinta magnética
- MIS (management information system)
- MODEM (MOdulator DEModulator) – modulador-demodulador
- MSC (most significant character)
- MSD (most significant digit)
- N/C (numerical-control) – controle numérico
- OS (operating system) – sistema operacional
- PCM (punches card machine, pulse code modulation) – máquina de perfurações de cartão, modulação por código de pulsos.
- PL (programming language) – linguagem de programação
- RJE (remote job entry) – entrada remota de tarefa
- RWD (rewind) – rebobinar
- SDA (source-data automation) – automatização na fonte de dados

## TBA 810 DAS

### RELAÇÃO DE COMPONENTES

C11 – TBA-810DAS  
R1 – 1  $\Omega$   
R2 – 100 k $\Omega$   
R3 – 1 k $\Omega$   
R4 – 56  $\Omega$

Na revista Nova Eletrônica nº 2., artigo "TBA 810DAS", na relação de componentes, a página 157, o valor do resistor R3 está impresso como "R3 – 1 k"

Deve ser lido  
"R3-100  $\Omega$ "

## PRESCALER ECL

A lógica ECL apresenta um atraso típico 2  $\mu$ s para portas e 3 a 6  $\mu$ s para operações temáticas. E os contadores, registradores e flops" ECL podem operar com frequência ordem de 200 MHz, em média. Não consider

Um tempo de subida típico para uma c minada família ECL é de 200 mV por  $\mu$ s. comparação, o tempo para a lógica Schc

Ainda na revista 2, página 130, no artigo "Prescaler ECL", onde se lê us (microsegundos), leia-se ns (nanossegundos).

## CURSO DE AUDIO

FIGURA 1

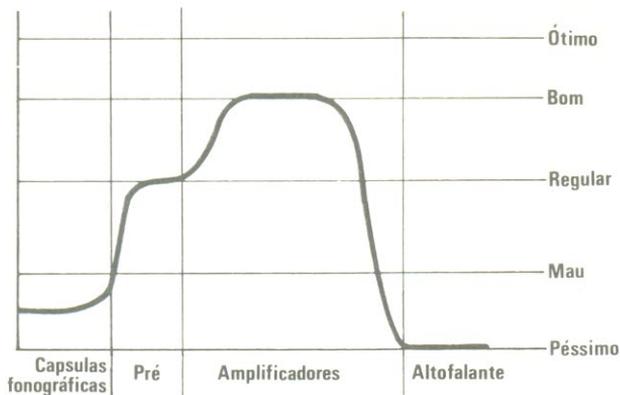
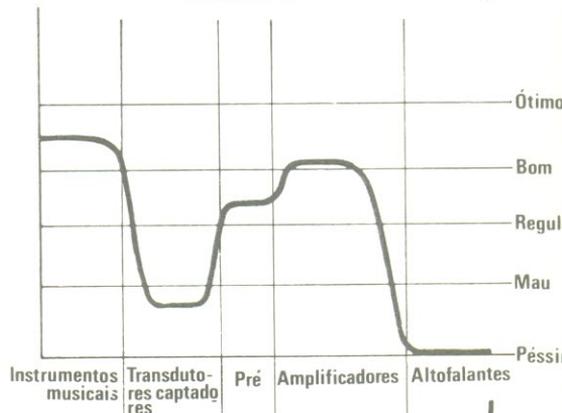
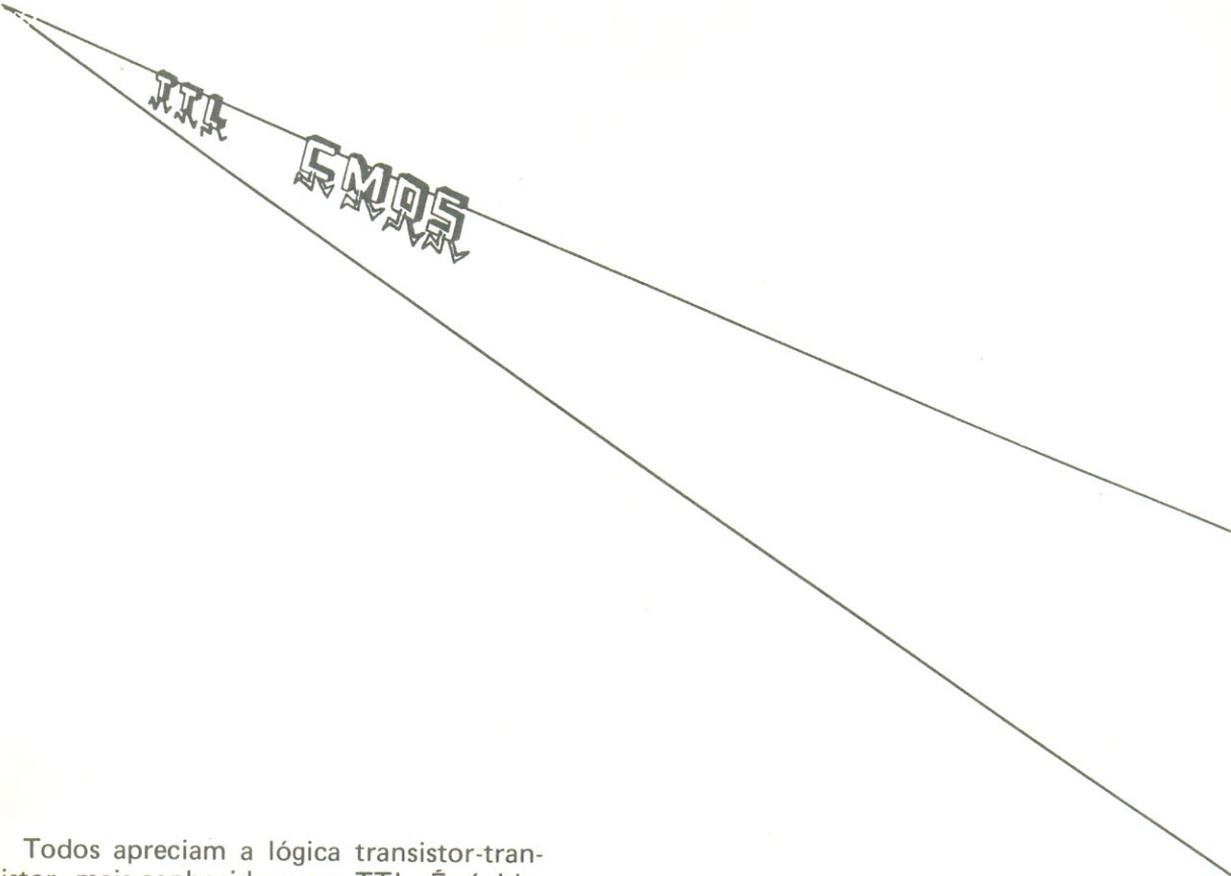


FIGURA 2





TTL

EMOS

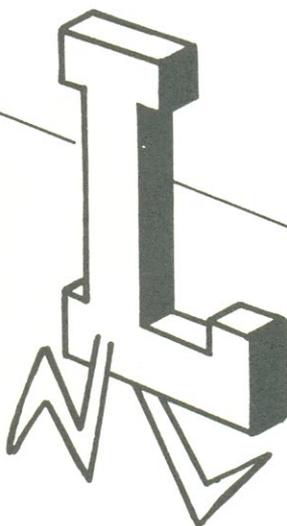
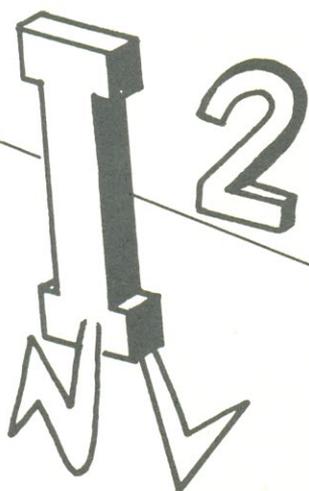
Todos apreciam a lógica transistor-transistor, mais conhecida como TTL. É rápida, barata, facilmente encontrável e... tem uma grande dissipação em potência. Não muita, quando comparada às antigas válvulas, porém demais para circuitos integrados, especialmente em relação aos semicondutores de óxido metálico. Aliás, estes últimos, pertencentes à lógica MOS, são também apreciados, justamente pelo seu baixo consumo. Mas, normalmente, não são tão rápidos, nem tão baratos quanto os da lógica TTL.

Isto significa que os circuitos integrados LSI (Large Scale Integration — integração em larga escala) dissipam demasiada potência (TTL) ou não possuem a rapidez necessária a muitas aplicações (MOS). E se as vantagens dessas duas lógicas pudessem ser reunidas em uma única? Portas rápidas, baratas, de baixo consumo — é o que nos oferece a lógica  $I^2L$  ou lógica de injeção integrada (Integrated Injection Logic). Vamos ver como ela consegue abranger tais características.

TERRY STEEDEN

# APRESENTANDO

# A LÓGICA



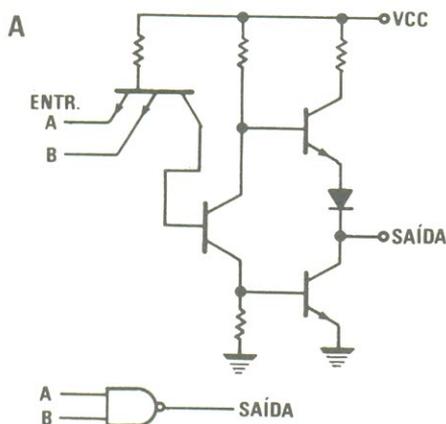


Figura 1

Portas lógicas. O diagrama esquemático conceitual de uma porta TTL típica está representado em A. A função lógica equivalente com tecnologia I<sup>2</sup>L aparece em B. Note que a porta TTL possui diversos resistores como parte de sua estrutura, ao passo que a porta I<sup>2</sup>L usa transistores, exclusivamente. Como resultado, há muito menos dissipação em potência, devido à ausência de perdas resistivas ( $R \cdot I^2$ ).

## PORTAS TTL CONVENCIONAIS X PORTA I<sup>2</sup>L

O que é que determina o consumo nos circuitos TTL? A presença de resistores, principalmente, que se traduz como perdas resistivas. A solução aparente é remover esses componentes.

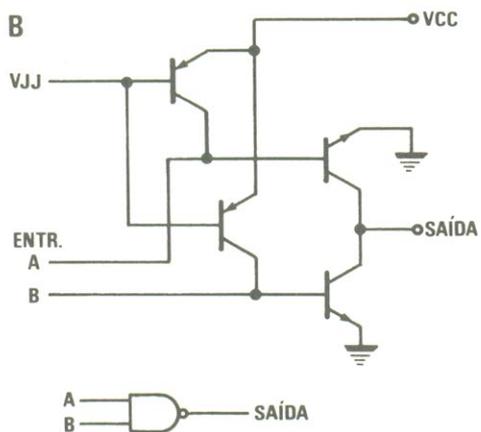
A figura 1A representa um diagrama esquemático de uma porta TTL convencional, enquanto na fig. 1B temos uma porta I<sup>2</sup>L. Ambas executam a mesma função, sendo que I<sup>2</sup>L o faz sem resistores.

O custo é um outro fator a considerar. A fig. 2A é uma possível configuração de uma distribuição normal em I<sup>2</sup>L, com um transistor PNP e um NPN conectados por um "jumper" e separados por uma isolação difundida. Com todas estas junções, o fabricante precisa usar sete máscaras para produzir o circuito, que é similar aos TTL. A fig. 2B mostra o mesmo circuito, com os transistores "imersos". A base do PNP foi ligada à terra e o NPN foi invertido (invertendo-se as funções do emissor e do coletor). Não há necessidade do "jumper", pois as duas porções P estão agora em um só bloco. Muito importante é o fato que apenas quatro máscaras são exigidas agora. Podemos enxergar três razões que causam a redução de custos nesta lógica. **Primeira**, máscaras menos complicadas e redução de

processamento, devido à "imersão". **Segunda**, as tecnologias TTL e MOS já existentes podem ser usadas para a fabricação dos circuitos I<sup>2</sup>L, mantendo reduzidos os gastos de pesquisa e desenvolvimento. **Terceira**, o processo de "imersão" economiza espaço, permitindo um maior número de portas por unidade de área e portanto, diminuindo o custo por circuito (a propósito, I<sup>2</sup>L é conhecida também como lógica de transistores imersos).

A velocidade de operação destas portas e o pino V<sub>JJ</sub> estão intimamente relacionados. V<sub>JJ</sub> é um novo pino de alimentação, incluído nos circuitos I<sup>2</sup>L, além do já conhecido V<sub>CC</sub>, onde são aplicados os 5 volts CC.

Este novo pino é uma entrada de tensão que determina a velocidade de operação do circuito. Observe, pela fig. 3, que quanto menor for a potência apresentada a uma porta I<sup>2</sup>L teórica, mais baixa será a velocidade obtida na porta. Basicamente, podemos obter maior velocidade à custa de maior potência, controlada no pino V<sub>JJ</sub>. Ajusta-se a velocidade através de um resistor limitador ligado em V<sub>JJ</sub>, que vai controlar a corrente fornecida. Conhecendo-se tensão e corrente, a lei de Ohm pode fornecer o valor para este resistor. Futuramente, o resistor poderá ser previsto internamente.



Veja (fig. 3) como a lógica  $I^2L$  se comporta em relação às lógicas CMOS e Schottky de baixa potência (LS). É bem visível a economia de potência que ela proporciona, mesmo se operada nas mesmas freqüências. Diminuindo-se a freqüência de operação (ou velocidade) das portas  $I^2L$ , a economia será maior ainda.

Que outras observações poderiam ser adicionadas ao nosso conhecimento básico de  $I^2L$ ? De acordo com a firma Signetics, que mais produziu e desenvolveu esta lógica, sua produção de  $I^2L$  nos próximos dois anos será dirigida de maneira tal a torná-la compatível com os níveis TTL. Isto é facil-

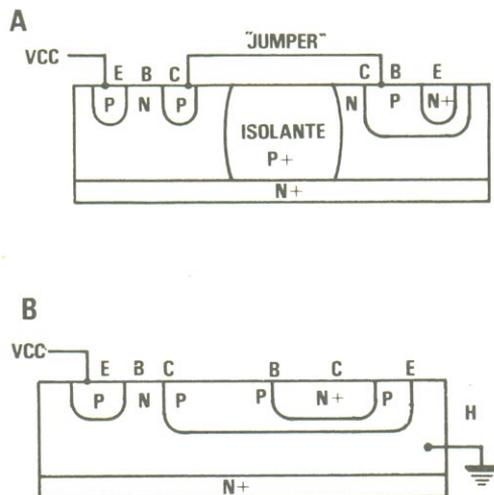


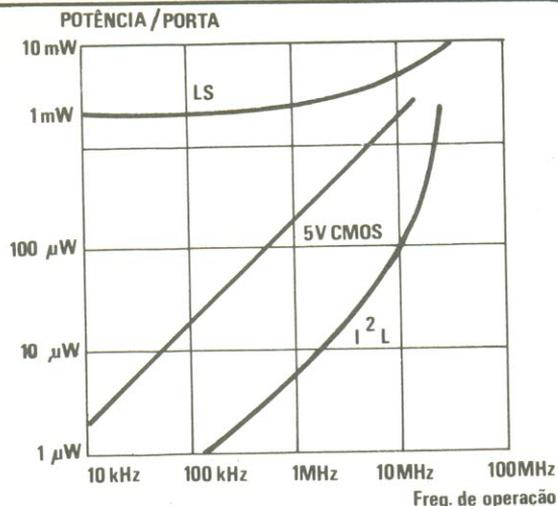
Figura 2

Redução dos custos de fabricação. A porta  $I^2L$  pode ser construída com uma distribuição na pastilha similar às portas TTL, como é visto em A. Entretanto, a constituição física da lógica  $I^2L$  permite a "imersão" dos dois transistores, produzindo uma configuração igual à de B, um artifício que simplifica o processamento do silício e reduz os custos de fabricação.

Figura 3

Velocidade x potência. Este gráfico indica a típica relação do consumo com a freqüência de operação, para três famílias lógicas. LS designa portas Schottky de baixa potência. A curva 5V CMOS é típica para estes dispositivos (CMOS), quando alimentados por 5 Vcc. A curva para  $I^2L$  permanece abaixo das outras durante todo o seu percurso, o que implica maior eficiência.

(Traduzido do número de Agosto de 1976 da Revista "Byte" - The Small Systems Journal).



mente compreendido quando se sabe que TTL apresenta de 0 a 0,8 Vcc, no estado lógico 0, e de 2,4 a 5 Vcc, no estado lógico 1, o que perfaz uma diferença de 5 volts entre níveis. E, por outro lado, a lógica I<sup>2</sup>L usará uma diferença de apenas 0,6 Vcc entre o estado "baixo" e o estado "alto". Portanto, vê-se que para compatibilizar I<sup>2</sup>L com TTL é preciso um "interface", ou circuito adaptador, para levar os níveis da primeira aos da segunda. Passados mais dois anos, este "interface" será abandonado e serão introduzidos então sistemas I<sup>2</sup>L "puros".

A mesma companhia advertiu ainda que a nova lógica não se destina a substituir TTL e C MOS, mas sim a preencher o "vácuo" existente na faixa de operação de 2 a 20 MHz.

Circuitos I<sup>2</sup>L com tensão de operação maior estão sendo produzidos, para utilização conjunta com a lógica C MOS.

## EXEMPLOS PRÁTICOS

Finalmente, o que tudo isto, significa para nós, os futuros utilizadores desta lógica, se for levado à prática? Vejamos um exemplo real:

Em um integrado I<sup>2</sup>L da Signetics, nota-se que a dimensão de uma única porta é de 1,5 mil<sup>2</sup> (1 mil — 1 milésimo de polegada).

Toda a pastilha do integrado mede apenas 125 mil<sup>2</sup>, sendo 90 mil<sup>2</sup> ocupados pelos circuitos I<sup>2</sup>L. O restante consiste de circuitos TTL para "interface". No que se refere à potência, a parte I<sup>2</sup>L deste integrado requer 200 mW a 10 MHz. Na mesma frequência, a porção TTL, bem menor, exige 220 mW. Quando sistemas I<sup>2</sup>L completos se tornarem viáveis, teremos um consumo da ordem de miliampères em sistemas que necessitam de vários ampères, se projetados com TTL.

Em resumo, I<sup>2</sup>L é uma lógica de alta densidade, que pode ser feita com a tecnologia e o processamento existentes; que

tem baixo consumo e alta velocidade de operação; que pode ser ajustada à velocidade de operação dos circuitos TTL, dispositivos I/O, ou das memórias RAM, ROM ou PROM. Suas saídas são em "coletor aberto", configuração muito útil para conexões "WIRED OR" ou circuitos de barras de dados (data bus circuitry).

A nova lógica I<sup>2</sup>L é uma tecnologia avançada e muito interessante, e será uma conquista cada vez mais significativa para o campo da eletrônica.

## NOTICIÁRIO

CLÁUDIO CÉSAR DIAS BAPTISTA

### MUSICMAN

Uma Nova empresa vem crescendo nos Estados Unidos, tendo por detrás um grande nome em instrumentos musicais. É a "Musicman", que traz novas bossas de Leo Fender, o pai da guitarra elétrica. Novos amplificadores para guitarras, híbridos, que associam as vantagens dos circuitos integrados na pré-amplificação, com as (discutíveis) vantagens do sistema valvulado na parte de potência, estão sendo produzidos. Aliados a altofalantes "Gauss", um dos dois, senão os melhores altofalantes para instrumentos musicais, os amplificadores "Musicman", que tive oportunidade de ouvir e curtir em casa de meu amigo Raphael, (o iniciador do movimento que culminou com os Mutantes), são realmente uma nova força a disposição do guitarrista exigente.

Novos instrumentos eletrificados, de cordas, guitarras, contrabaixos, etc., são também produzidos pela Musicman e tem incluídos em seu interior pequenos pré-amplificadores, que realizam as funções de controle de volume e tonalidade, bem como o casamento de impedância com os amplificadores e a relação sinal-ruído.

Parabéns a Musicman !

(continua).

# NOTICÁRIO

As notícias que levamos a conhecimento de nossos leitores nos foram enviadas pelo nosso correspondente em N. York, GUIDO FORGNONI.

Esta secção terá o maior prazer em divulgar noticiários das empresas nacionais ligadas à eletrônica, de entidades particulares ou oficiais, estabelecimentos de ensino, importadores e comerciantes de componentes, etc. Para tanto, deverão nos fornecer o material, por escrito, através da C. Postal 30 141 — 01000 — S. Paulo. Reservamo-nos, no entanto, o direito de divulgar ou não a matéria que recebermos, bem como a resumí-la no que julgarmos ser de maior interesse para enquadramento no espaço disponível. Este serviço é feito inteiramente sem ônus para a fonte informadora.

## CHRYSLER

A Chrysler norte-americana desistiu dos Display com LEDs para uso em uma nova geração de relógios digitais e optou pelos displays fluorescentes a vácuo, fornecidos pela FUTABA, uma produtora Japonesa. Uma ordem inicial de 50.000 peças de displays de 3 1/2 dígitos, 0,3 polegadas na cor azul-verde foi emitida e a empresa americana planeja aumentar a procura para aproximadamente meio milhão de unidades em 1978. A Chrysler também selecionou a NATIONAL SEMICONDUCTOR e a AMERICAN MICROSYSTEMS como fornecedores de circuitos lógicos para novos relógios digitais, para serem incluídos nos últimos modelos de carro de 1977.

## NOVIDADE EM PIANOS ELETRÔNICOS

Um novo circuito MOS para pianos eletrônicos foi desenvolvido pela General Instruments, nos EUA, e deverá estar disponível no mercado americano a partir de abril.

O microcircuito, designado AY-1-1320, detecta a **velocidade** com que cada tecla do piano é pressionada e gera um sinal correspondente para os circuitos de som. Em seu interior, existem 12 circuitos independentes geradores de frequência, um para cada nota em uma oitava. Um instrumento de cinco oitavas necessitaria, portanto de 5 destes integrados.

Seus fabricantes afirmam que um piano eletrônico que inclua estes CIs de 40 pinos irá custar menos de 200 dólares, e vai gerar sons mais próximos aos dos pianos não-eletrificados.

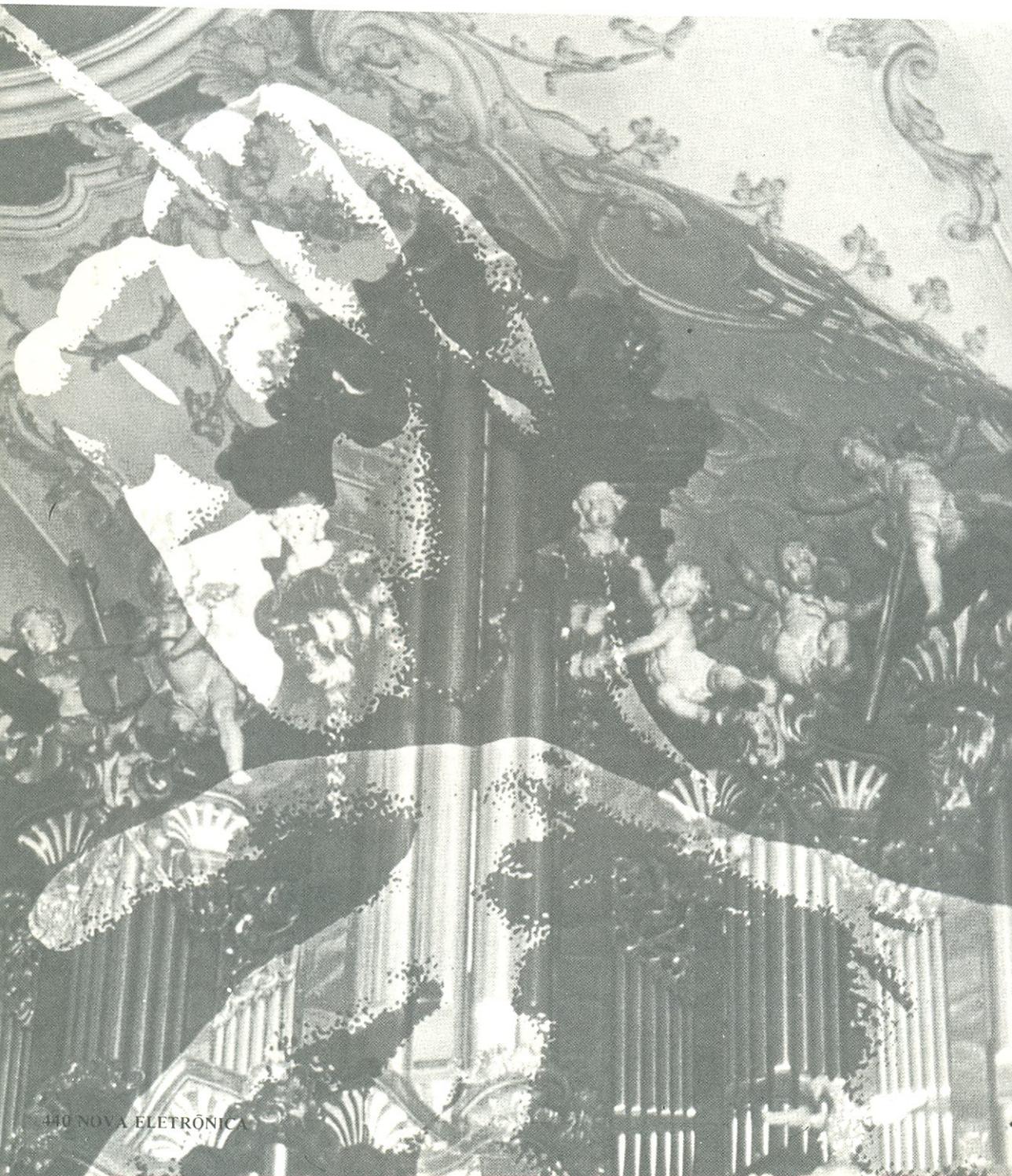
(continuação) C.C.D.B.

Em carta recebida a 10 de março de 1977, tive o prazer de ser informado diretamente pelo Sr. Joseph E. Masucci, de sua promoção ao cargo de Diretor de Marketing para todas as divisões da CETEC CORPORATION, inclusive para a América Latina e a Divisão de Áudio da CETEC, que é responsável pelos excelentes altofalantes GAUSS, a que me referi no Curso de Áudio da Nova Eletrônica.

## MUTANTES

O já internacional conjunto MUTANTES, nascido em São Paulo e exportado para o Rio de Janeiro, está de partida novamente a Europa, mais precisamente para Milão, Itália, onde se apresentará durante seis meses ou mais. Notícias de lá serão enviadas com exclusividade para a Nova Eletrônica, pelo Sérgio, líder do conjunto.

Novos equipamentos de som, movimentos musicais, tudo chegará a nós por seu intermédio, para colocar-nos em dia com o que há de mais recente na Europa. Aguardem!



# CURSO DE ÁUDIO

LIÇÃO 3

CLÁUDIO CÉSAR DIAS BATISTA

## RESUMO DAS LIÇÕES DADAS

Os artigos do curso de áudio serão inteligíveis pelo leitor totalmente leigo no assunto.

Coloque-se em atitude receptiva, sem julgar, ao ler pela primeira vez: "VIVA" a leitura. Depois, faça seu julgamento e aproveite o que achar correto.

Existem **pontos-chave** nos sistemas de áudio que, por serem intrinsecamente imperfeitos em demasia, precisam de toda a atenção e cuidado, ou resultarão sempre em elo mais fraco na cadeia de elementos que formam o sistema.

Os elos mais fracos são os transdutores, especialmente os altofalantes — ver curvas de qualidade.

Um altofalante deve ser o mais aperfeiçoado possível para chegar perto, em qualidade, dos mais vulgares equipamentos eletrônicos que compõe qualquer sistema de áudio. Uma das mais importantes diferenças entre os altofalantes nacionais e os importados é o fio da bobina móvel que, nestes, é "achatado". Enquanto isso não for realizado aqui, em grande escala, nossos altofalantes jamais igualarão aqueles.

Definições sobre a natureza do som, velocidade do som, frequência, superfícies irradiantes versus frequência, superfícies, comprimento de onda, psico-acústica, experimento, apelo aos fabricantes para que usem fio "chato".

Apelo aos fabricantes de altofalantes para que publiquem dados concretos sobre

o Nível de Intensidade Sonora de seus produtos.

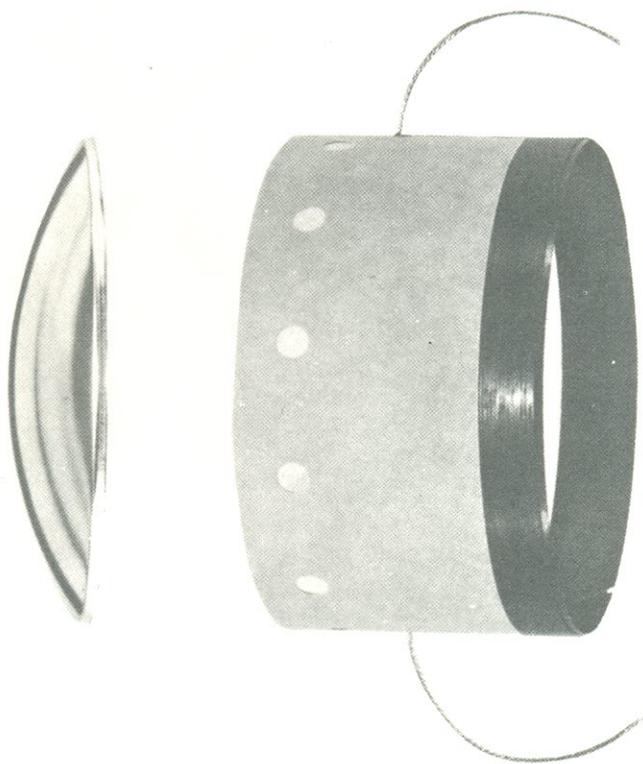
Definição de NIS ou SPL – SPL Meter.

Fase, pressão, velocidade das partículas do ar, gradiente de pressão, deslocamento das partículas.

Comparação de listas de especificações aparentemente corretas com lista corretamente publicada.

## INTRODUÇÃO

É costume dos cientistas e sua "corte" partirem do particular para o geral. Assim, baseados neste sistema, são escritos a maioria dos livros didáticos. O resultado, geralmente, é que o estudante se "enche" de



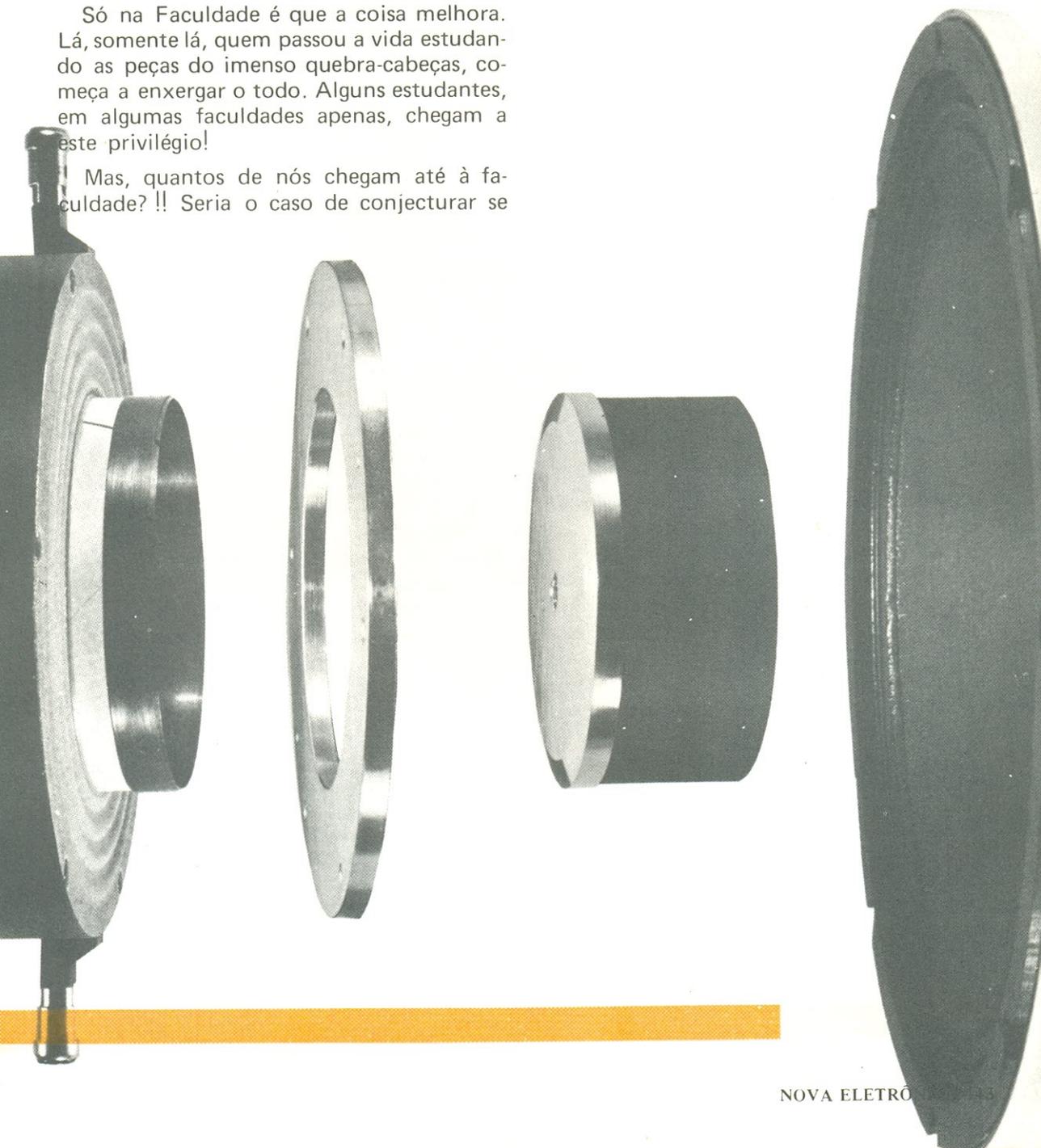
aprender detalhes daquilo que ainda não "viu" inteiro, de estudar partes de um todo que desconhece e, como consequência, abandona ou faz mal feito o estudo. Eu, particularmente, preferia passar o tempo em que cabulava aulas desse tipo, quando no Ginásio, construindo e fazendo voar aeromodelos ou aprendendo a fazer telescópios astronômicos no Planetário do Ibirapuera, na saudosa "AAA".

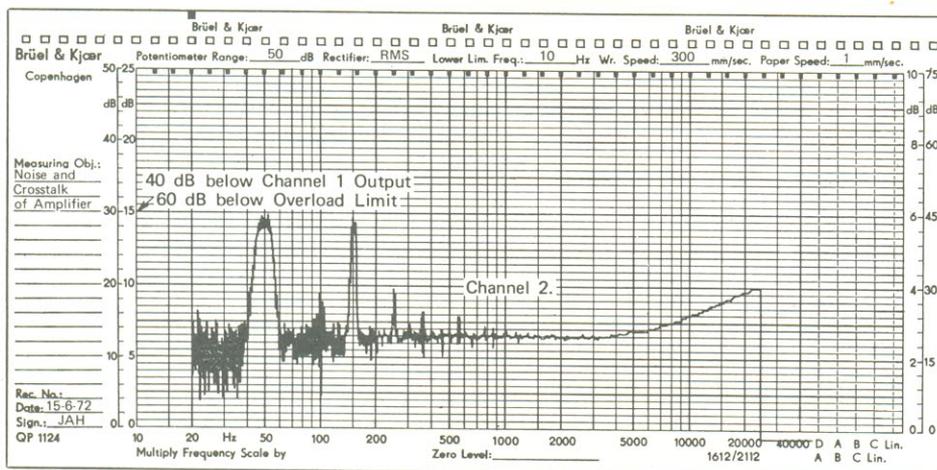
Só na Faculdade é que a coisa melhora. Lá, somente lá, quem passou a vida estudando as peças do imenso quebra-cabeças, começa a enxergar o todo. Alguns estudantes, em algumas faculdades apenas, chegam a este privilégio!

Mas, quantos de nós chegam até à faculdade? !! Seria o caso de conjecturar se

esta atual forma de ensino seria uma das mais fortes causas da crescente babel entre os homens!

O sistema inverso de ensino é, em geral, superior. Partindo do geral para o particular, mantêm-se os objetivos, a filosofia da "coisa" em mente e, com isto, a devida





proporção entre as partes. Sabendo-se que o quebra-cabeças formara a figura do Pato Donald, será muito mais fácil perceber as diversas partes de seu corpo, separadas.

Esta série de lições pretende juntar ambos os sistemas. Enquanto vai dando o esboço geral do assunto e mantendo claros os objetivos, detém-se sobre os detalhes mais interessantes que forem sendo encontrados pelo caminho. Prefiro esta forma de apresentação por ser a linguagem humana muito limitada em sua linearidade e em sua relativa incapacidade de produzir a compreensão global e instantânea.

Passo, pois, a discorrer sobre um sistema completo, muito conhecido de todos, que a todos interessa e toca apenas em seus pontos-chave para ir "clareando" os detalhes para você. Este é o **sistema de reprodução estereofônica**. Prefiro escolher como objetivo ou "geral" o sistema estereofônico ao invés do tri, quadra ou plurifônico, por ser atualmente o estereofônico aquele mais difundido e que mais carga de interesse contém para a maioria. Chegarei, futuramente, a tri, quadra e plurifonia.

Para o estudante mais ávido, indico o livro, bastante compreensível, de Saul Sorin, "Estereofonia Prática", da Enciclopedia Moderna de Eletronica, número oito da Coleção Radiorama, Littec Ediciones, Argentina. Pode ser encontrado na LITEC (R. Sta. Ifigenia, 180, São Paulo, SP). Para os

mais avançados, o livro de Alec Nisbett, da BBC, indicado em minha primeira lição do Curso de Áudio, será também interessante. Eis uma introdução à estereofonia — adiante voltarei em mais detalhes ao assunto. Segue-se, nesta lição ainda, a continuação da exposição clássica sobre o Som e suas variáveis.

## SOM ESTEREOFÔNICO

A não ser em condições ambientais excepcionais, supercontroladas, o "som estereofônico" não atinge seu objetivo, mesmo com o uso do mais sofisticado equipamento de reprodução. A reprodução estereofônica pretende colocar à frente do ouvinte, uma cópia fiel, exata, daquilo que foi originalmente gravado. É preciso ficar muito claro em sua mente que esse objetivo original tem sido abandonado pelos técnicos que controlam o condicionamento de cada evento da gravação e reprodução do som, desde a fonte original desse som, até seu ouvido. Uma concepção mais modesta e que é mais aceita atualmente é a de que a "reprodução" sonora estereofônica não tem que ser absolutamente fiel ao original mas, apenas "aceitável como se fosse uma **outra** audição ao vivo, com características diferentes, mas **possíveis, naturais**".

— "Que é que produz estas **outras** condições?" (você me perguntaria).

O som estereofônico, gravado ao ar livre, e reproduzido ao ar livre, ou se gravado em camara perfeitamente anecóica e aí mesmo reproduzido **pode**, teoricamente, para o ouvinte corretamente localizado e usando-se equipamento reprodutor de qualidade tão excepcional que não produza distorções perceptíveis, fazer chegar a seus ouvidos as vibrações sonoras que serão interpretadas como exata reprodução do original e impossíveis de serem distinguidas daquele. Foram tentados e com sucesso experimentos nesse sentido (ver livro "Curso Esse de Alta Fidelidade", sugerido na primeira lição deste curso); mas creio que muita coisa foi deixada por conta da adaptabilidade do ouvido humano (ainda neste caso) e da sugestão.

Em condições diferentes das duas que enunciei, a não ser quando, pelo menos, a reprodução, seja feita em camara anecóica

ou ao ar livre, começaremos a distinguir a reprodução do original à medida em que existir som chegando a nossos ouvidos, não apenas diretamente da fonte sonora reprodutora, mas também das reflexões deste som reproduzido, feitas nas paredes e objetos da sala de reprodução. As próprias reflexões e reverberações existentes no ambiente original da gravação são difíceis de gravar fielmente devido às características dos microfones.

Como música clássica em geral, a música sacra em especial e a música popular em muitos casos deve ser, por costume e por preferência dos próprios músicos, executada em ambientes com determinadas e específicas características de reverberação e como, em nenhuma residência ou estúdio convencionais as dimensões e construção do recinto dão possibilidade de se eliminar a refle-



xão sonora por completo, posso afirmar a você que, dificilmente em toda sua vida, mesmo que seja um técnico profissional em gravação ou reprodução de som, terá ouvido ou ouvirá uma reprodução estereofônica idêntica ao original. Ao contrário do que se tem afirmado, mesmo uma reprodução estereofônica feita no ambiente original da gravação não será idêntica ao original devido à diferente forma de propagação do som e reflexão vinda, por exemplo, dos diversos instrumentos que compõe uma orquestra sinfônica em comparação com a que vem do par de caixas acústicas que compõe o sistema estereofônico de reprodução. Também não será idêntica devido à soma das reflexões gravadas no original às novas reflexões durante a reprodução.

Sistemas de mais de duas caixas acústicas, com três canais ou quatro, são tentados, às vezes com sucesso relativo, para recriar pelo menos uma reverberação fictícia, mais aproximada à que esperaríamos que fosse a original. Você verá, nas próximas lições, a importância do ambiente em relação à reprodução e os "compromissos" normalmente aceitos.

Pessoalmente sou de opinião que devemos forçar ao extremo o aperfeiçoamento da técnica de gravação e reprodução sonora, no sentido da obtenção do som o mais perfeitamente possível igual ao original, isto nos níveis de pesquisa avançada. Toda uma revolução nos princípios básicos da gravação e reprodução virá mudar todos os componentes da cadeia, isto é, a gravação e reprodução virão a ser totalmente eletrônicas, sem peças móveis, utilizando-se princípios da técnica digital, por exemplo (os gravadores e toca-discos convencionais desaparecerão). Os altofalantes convencionais serão substituídos por sistemas que permitam a reprodução "holográfica", ou seja, cada vibração será reproduzida no espaço tridimensional vinda do ponto original mesmo e não de duas caixas separadas. Isto virá a ser possível (talvez e apenas



por minha particular especulação) com o uso de batimentos ultra-sônicos e sistema de varredura tridimensional, em campo acústico não linear (esta última idéia é minha, particular, apenas para ilustrar uma possibilidade).

Enquanto o futuro não chega, tentamos compreender melhor e utilizar o sistema estereofônico atual. Você deve ter em mente que um sistema estereofônico mal "regulado" (o que é fácil acontecer devido à sua maior complexidade) é pior que um sistema monofônico. Também uma caixa com vários altofalantes, mal projetada e alimentada, será pior que uma caixa de som com um só altofalante "full-range". Tudo se passa como com a TV em cores versus a TV branco e preto. À primeira vista, para quem jamais viu TV em cores, a surpresa causa uma forte impressão. Esta impressão, a prazo mais ou menos curto, ou até imediatamente, por mais forte que seja, poderá ser desagradável! Esta sensação se deve a que novos fatores foram introduzidos e estes, mal ajustados, são prejudiciais à imagem que, embora mais inteligível por conter

mais informação, torna-se menos natural. Realmente, um televisor colorido mal "regulado" é "pio" que um branco e preto! Mas, bem ajustado, que maravilha! Quanta coisa nova podemos agora perceber e com que maior aproximação do original!

O mesmo se dá com a estereofonia. É necessário conhecimento maior, mais ajustes, mais trabalho e estudo para conseguir bons resultados.

**ATENÇÃO:** Apesar de não se reproduzir com perfeição o original, vale a pena o esforço aplicado na construção ou aplicação do sistema estereofônico: ele supera, hoje em dia, em média, o sistema monofônico.

## TEORIA DA REPRODUÇÃO ESTEREOFÔNICA

A idéia básica da estereofonia é criar um campo de som à frente do ouvinte, aproximadamente igual a um campo original, ou que dê a impressão de ser um som "possível", ao "vivo".

Normalmente, esse objetivo é conseguido, na reprodução, com o uso de duas caixas de altofalantes, cada uma recebendo um sinal diferente, isto é, cada uma produzindo um som diferente. Não cada uma reproduzindo um instrumento diferente

ou som completamente diferente; não apenas isto, mas uma qualidade ou informação diferente do mesmo instrumento ou grupo de instrumentos.

Supondo um som ou um sinal idêntico, sendo reproduzido por ambas as caixas, este parecerá estar vindo de um ponto situado entre as duas. Quando vem de uma só caixa, obviamente parecerá estar vindo daquela caixa. Outras direções, são simuladas por diferentes proporções do mesmo som, vindas das duas caixas.

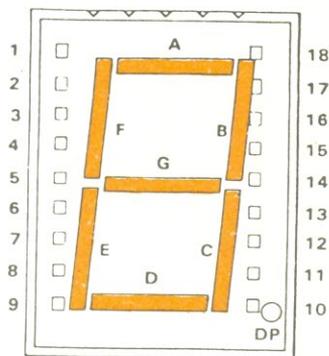
Usa-se chamar a caixa de altofalantes da esquerda como reprodutora do sinal "A" e a caixa da direita do sinal "B".

É necessário que, pelo menos, os altofalantes da esquerda ao serem estimulados pelo mesmo sinal que os da direita, movam-se para a frente ao mesmo tempo que os da direita, isto é, **que estejam em "FASE"** — ou nada parecido com "estereofonia" será obtido a ambas as caixas reproduzirem o mesmo som, mas sim, um som de direção indefinida e tonalidade irreal. Um som para, que seja reproduzido **no centro**, entre as duas caixas, portanto, deve sair o mais exatamente igual de ambas as caixas e os altofalantes devem trabalhar juntos, no mesmo sentido, para a frente e para trás, ao mesmo tempo.



*(Conclui no próximo número)*

# COMPONENTES



PINO	FND800 / FND807
1	OMITIDO
2	SEGMENTO A
3	SEGMENTO F
4	CATODO COMUM/ANODO COMUM
5	SEGMENTO E
6	CATODO COMUM/ANODO COMUM
7	SEM CONEXÃO
8	OMITIDO
9	OMITIDO
10	PONTO DECIMAL
11	SEGMENTO D
12	CATODO COMUM/ANODO COMUM
13	SEGMENTO C
14	SEGMENTO G
15	SEGMENTO B
16	OMITIDO
17	CATODO COMUM/ANODO COMUM
18	OMITIDO

## FND 800 – FND 807

### DESCRIÇÃO GERAL

O FND 800 e o FND 807 são "displays" vermelhos de GaAsP, dígito simples de sete segmentos, cujo caracter possui a altura nominal de 20,3 mm (0,8"). O FND 800 tem a configuração de catodo comum. O FND 807 apresenta a configuração de anodo comum. São recomendados para o uso onde seja necessária uma visibilidade de até cerca de nove metros do display. Cada dígito tem um código de luminosidade (05, 06, 07...) que permite a montagem de conjuntos com casamento perfeito.

- Requisito de baixa corrente, tipicamente 5 mA por segmento
- Baixa tensão de tipicamente 1,7 V<sub>F</sub>
- Ponto decimal no canto inferior direito
- Ponto de sobre-carga (overflow) no canto superior esquerdo com o dígito montado invertido.
- Relação de contraste com a lente de cobertura integral aumentada
- Montagem horizontal típica de 25,4 mm (1").
- Catodo comum ou anodo comum.

# FND 800

# FND 870

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS E RADIANTES:  $T_A = 25^\circ\text{C}$

Símbolo	PARÂMETRO	MIN.	TIP.	MAX.	UNID.	CONDIÇÕES
$I_O$	Intensidade Luminosa Axial, cada segmento	240	600	-	$\mu\text{cd}$	$I_F = 20\text{ mA}$
$V_F$	Tensão Direta	1,5	1,7	2,0	V	$I_F = 20\text{ mA}$
$BV_R$	Tensão Reversa de Ruptura	3,0	12	-	V	$I_R = 1,0\text{ mA}$
$\theta_{1/2}$	Ângulo de Visibilidade a Meia Intensidade	-	$\pm 25$	-	gráu	
$L_O$	Média de Luminosidade do Segmento	-	35	-	ftL	$I_F = 20\text{ mA}$
$\lambda_{pk}$	Comprimento de Onda de Pico	-	650	-	nm	$I_F = 20\text{ mA}$
$\Delta I_O$	Casamento de Intensidade, Segmento a Segmento	-	$\pm 33$	-	%	$I_F = 20\text{ mA}$
	Casamento de Intensidade Na Classe Um de Intensidades	-	$\pm 20$	-	%	$I_F = 20\text{ mA}$ em todo o conjunto dos segm.

## LIMITES ABSOLUTAMENTE MÁXIMOS

### Temperatura e umidade máximas

Temperatura de junção

$-25^\circ\text{C}$  a  $+85^\circ\text{C}$

Temperatura de armazenamento

$-25^\circ\text{C}$  a  $+85^\circ\text{C}$

Temperatura de soldagem (5 segundos)

$260^\circ\text{C}$

Umidade relativa @  $65^\circ\text{C}$

98%

### Tensões e Correntes máximas

$V_R$  Tensão reversa

3,0 V

$I_F$  (Avg) Corrente direta média por segmento ou ponto decimal

25 mA

Acréscimo a partir de  $25^\circ\text{C}$  na temperatura ambiente

$0,3\text{ mA}/^\circ\text{C}$

$I_p$  Corrente de pico por segmento ou ponto decimal (pulso com largura de  $100\ \mu\text{s}$ ) 1 000 pps,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

200 mA

## Tabela de equivalência de foto produtos

DISPOSITIVO	FABRICANTE	TIPO DE DISPOSITIVO	EQUIVALENTE FAIRCHILD	CÓDIGO
BP 101	Siemens	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B, C
BPX 25	Philips	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	A
BPX 29	Philips	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 510	A
BPX 37	Pro Electron	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
BPX 38 (1 a 3)	Pro Electron	TO-18, foto trans. plano	FPT 510	B
BPX 43 (1 a 4)	Pro Electron	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 520	B
BPX 58	Pro Electron	TO-18, c/ lente foto trans.	FPT 500	B

# FOTO PRODUTOS

DISPOSITIVO	FABRICANTE	TIPO DE DISPOSITIVO	EQUIVALENTE FAIRCHILD	CÓDIGO
BPX 59	Pro Electron	TO-18, c/ lente, foto Darlington	FPT 560	B
BPX 70	Philips	Lente plástica esférica, foto trans.	FPT 100	C, B
BPX 70C	Philips	Lente plástica esférica, foto trans.	FPT 100	C, B
BPX 70D	Philips	Lente plástica esférica, foto trans.	FPT 100	C, B
BPX 70E	Philips	Lente plástica esférica, foto trans.	FPT 100	C, B
BPX 72	Philips	Lente plástica esférica, foto trans.	FPT 120	C, B
BPX 72C	Philips	Lente plástica esférica, foto trans.	FPT 120	C, B
BPX 72D	Philips	Lente plástica esférica, foto trans.	FPT 120	C, B
BPX 72E	Philips	Lente plástica esférica, foto trans.	FPT 120	C, B
CL 100	Central Lab	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	B, C
CL 110	Central Lab	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	E
CL 110A	Central Lab	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	E
CL 110B	Central Lab	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	E
CLT 2010	Clairex	TO-18, foto trans. plano	FPT 510	B
CLT 2020	Clairex	TO-18, foto trans. plano	FPT 510	B
CLT 2030	Clairex	TO-18, foto trans. plano	FPT 530	B
CLT 2065	Clairex	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 520	B
CLT 2130	Clairex	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 520	B
CLT 2140	Clairex	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
CLT2150	Clairex	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 520	B
CLT 2160	Clairex	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 520	B
CNY 22	Philips	Acoplador, saída trans.	FCD 825 B	C
CNY 23	Philips	Acoplador, saída trans.	FCD 825 B	C
CNY 42	Philips	Acoplador, saída trans.	FCD 825 B	C
CNY 43	Philips	Acoplador, saída trans.	FCD 825 B	C
CNY 47	Philips	Acoplador, saída trans.	FCD 825 B	A
CNY 47A	Philips	Acoplador, saída trans.	FCD 825 B	A
COY 10	Pro Electron	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	B
COY 11B	Philips	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 510	A
COY 11C	Philips	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 510	A
COY 13	Pro Electron	Acopladores, saída trans.	2N26	B
COY 14	Pro Electron	Acopladores, saída trans.	2N26	B
COY 15	Pro Electron	Acopladores, saída trans.	2N26	B
EE 100	EEP	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 560	
EP 2	EEP	Acoplador, saída trans.	4N26	
EPY 621	EEP	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	
EPY 621I	EEP	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	
EPY 621II	EEP	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	
GG 686	General Sensors	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 540	B
GLE 503	Sharp	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	B, C
GS 600	General Sensors	TO-18, trans. c/ lente plana	FPT 510	B
GS 603	General Sensors	TO-18, trans. c/ lente plana	FPT 510	B
GS 606	General Sensors	TO-18, trans. c/ lente plana	FPT 530	B

# FOTO PRODUTOS

DISPOSITIVO	FABRICANTE	TIPO DE DISPOSITIVO	EQUIVALENTE FAIRCHILD	CÓDIGO
GS 609	General Sensors	TO-18, trans. c/ lente plana	FPT 530	B
GS 610	General Sensors	TO-18, trans. c/ lente plana	FPT 530	B
GS 612	General Sensors	TO-18, trans. c/ lente	FPT 500	B
GS 670	General Sensors	TO-18, c/ lente	FPT 500	B
GS 680	General Sensors	TO-18, trans. c/ lente	FPT 520	B
GS 683	General Sensors	TO-18, trans. c/ lente	FPT 520	B
H11A1	General Electric	Acoplador, saída trans.	H11A1	A
H11A2	General Electric	Acoplador, saída trans.	H11A2	A
H11A3	General Electric	Acoplador, saída trans.	H11A3	A
H11A4	General Electric	Acoplador, saída trans.	H11A4	A
H11A5	General Electric	Acoplador, saída trans.	FCD 810	A
H11B1	General Electric	Acoplador, saída Darlington	H11B1	A
H11B2	General Electric	Acoplador, saída Darlington	H11B2	A
IL 1	Litronix	Acoplador, saída trans.	IL 1	A
IL 5	Litronix	Acoplador, saída trans.	IL 5	A
IL 12	Litronix	Acoplador, saída trans.	IL 12	A
IL 15	Litronix	Acoplador, saída trans.	IL 15	A
IL 16	Litronix	Acoplador, saída trans.	FCD 820 A	B
IL 74	Litronix	Acoplador, saída trans.	IL 74	A
ILA 30	Litronix	Acoplador, saída Darlington	FCD 850 B	A
ILA 55	Litronix	Acoplador, saída Darlington	FCD 855 B	A
ILCA2-30	Litronix	Acoplador, saída Darlington	FCD 850 B	A
ILCA2-55	Litronix	Acoplador, saída Darlington	FCD 855 B	A
IRL 40	Litronix	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 100	B, C
L1461	General Electric	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
L1462	General Electric	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
L1463	General Electric	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
L14A502	General Electric	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
L14C1	General Electric	TO-18, plano, foto trans.	FPT 510	B
L14C2	General Electric	TO-18, plano, foto trans.	FPT 510	B
L14F	General Electric	TO-18, c/ lente, foto Darlington	FPT 560	B
LD24	Siemens	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	E
LPT 100	Litronix	Plástico, lente esférica, foto trans.	FPT 100	A
LPT 100A	Litronix	Plástico, lente esférica, foto trans.	FPT 100A	A
LPT 100B	Litronix	Plástico, lente esférica, foto trans.	FPT 100B	A
LPT 110	Litronix	Plástico, lente plana, foto trans.	FPT 110	A
LPT 110A	Litronix	Plástico, lente plana, foto trans.	FPT 110A	A
LPT 110B	Litronix	Plástico, c/ lente plana, foto trans.	FPT 110B	A
M7-161	Monsanto	Plástico, c/ lente esférica, foto trans.	FPT 100	A
M7-162	Monsanto	Plástico, c/ lente esférica, foto trans.	FPT 100	B
M7-163	Monsanto	Plástico, c/ lente esférica, foto trans.	FPT 100	B
M7-164	Monsanto	Plástico, c/ lente esférica, foto trans.	FPT 100	B
M7-165	Monsanto	Plástico, c/ lente esférica, foto trans.	FPT 100	B

# FOTO PRODUTOS

DISPOSITIVO	FABRICANTE	TIPO DE DISPOSITIVO	EQUIVALENTE FAIRCHILD	CÓDIGO
M7-181	Monsanto	Plástico, c/ lente plana, foto trans.	FPT 110	A
M7-182	Monsanto	Plástico, c/ lente plana, foto trans.	FPT 110	B
M7-183	Monsanto	Plástico, c/ lente plana, foto trans.	FPT 120	B
M7-184	Monsanto	Plástico, c/ lente plana, foto trans.	FPT 136	B
MCA 230	Monsanto	Acoplador, saída Darlington	FCD 850 A	A
MCA 231	Monsanto	Acoplador, saída Darlington	FCD 865 A	A
MCA 255	Monsanto	Acoplador, saída Darlington	FCD 855 A	A
MCT 2	Monsanto	Acoplador, saída trans.	MCT 2	A
MCT 2E	Monsanto	Acoplador, saída trans.	MCT 2E	A
MCT 26	Monsanto	Acoplador, saída trans.	MCT 26	A
ME 7021	Monsanto	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 104	B, C
ME 7022	Monsanto	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 104	B, C
ME 7023	Monsanto	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 104	B, C
ME 7024	Monsanto	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 104	B, C
MLED 930	Motorola	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	A
MOC 1000	Motorola	Acoplador, saída trans.	MOC 1000	A
MOC 1001	Motorola	Acoplador, saída trans.	MOC 1001	A
MOC 1002	Motorola	Acoplador, saída trans.	MOC 1002	A
MOC 1003	Motorola	Acoplador, saída trans.	MOC 1003	A
MOC 1100	Motorola	Acoplador, saída Darlington	4N30	A
MOC 1200	Motorola	Acoplador, saída Darlington	4N30	A
MRD 300	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500 A	A
MRD 310	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500 A	A
MRD 810	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 510 A	A
MRD 3050	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	A
MRD 3051	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
MRD 3052	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
MRD 3053	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
MRD 3054	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
MRD 3055	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	A
MRD 3056	Motorola	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	A
MT 1	Monsanto	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	A
MT 2	Monsanto	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	A
OP 131	Optron	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	B
OP 300	Optron	TO-18, c/ lente, foto Darlington	FPT 560	B
OP 301	Optron	TO-18, c/ lente, foto Darlington	FPT 560	B
OP 302	Optron	TO-18, c/ lente, foto Darlington	FPT 560	B
OP 303	Optron	TO-18, c/ lente, foto Darlington	FPT 560	B
OP 304	Optron	TO-18, c/ lente, foto Darlington	FPT 560	B
OP 305	Optron	TO-18, c/ lente, foto Darlington	FPT 560	B
OP 700	Optron	DO-33, lente plana, foto trans.	FPT 101	A
OP 701	Optron	DO-33, lente plana, foto trans.	FPT 101	B
OP 702	Optron	DO-33, lente plana, foto trans.	FPT 101	B

# FOTO PRODUTOS

DISPOSITIVO	FABRICANTE	TIPO DE DISPOSITIVO	EQUIVALENTE FAIRCHILD	CÓDIGO
OP 703	Optron	DO-33, lente plana, foto trans.	FPT 101	B
OP 704	Optron	DO-33, lente plana, foto trans.	FPT 101	B
OP 705	Optron	DO-33, lente plana, foto trans.	FPT 101	B
OP 790	Optron	DO-33, lente plana, diodo	FPT 102	A
OP 800	Optron	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	A
OP 801	Optron	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
OP 802	Optron	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B
OP 803	Optron	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500 A	B
OP 804	Optron	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500 A	B
OP 805	Optron	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 520	A
SGSP 21	SGS	TO-18, c/ lente, foto trans.	FPT 500	B, C
SPST 300	Sensor Tech	TO-18, c/ lente, foto diodo	FPT 540	B
SPST 310	Sensor Tech	TO-18, c/ lente, foto diodo	FPT 520	B
SSL 4	General Electric	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	A
SSL 34	General Electric	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	B
SSL 54	General Electric	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	B
STPT 100	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente esférica	FPT 100	A
STPT 100A	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente esférica	FPT 100 A	A
STPT 100B	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente esférica	FPT 100 B	A
STPT 110	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente plana	FPT 110	A
STPT 110A	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente plana	FPT 110 A	A
STPT 110B	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente plana	FPT 110 B	A
STPT 120	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente esférica	FPT 120	A
STPT 120A	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente esférica	FPT 120 A	A
STPT 120B	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente esférica	FPT 120 B	A
STPT 130	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente plana	FPT 130	A
STPT 130A	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente plana	FPT 130 A	A
STPT 130B	Sensor Tech	Plástico, foto trans. c/ lente plana	FPT 130 B	A
TIL 31	Texas Instrument	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	B
TIL 32	Texas Instrument	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 104	B, C
TIL 33	Texas Instrument	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 510	B
TIL 34	Texas Instrument	Diodo emissor de luz infra-vermelha	FPE 500	B
TIL 65	Texas Instrument	Plástico, c/ lente esférica, foto trans.	FPT 100	B, C
TIL 66	Texas Instrument	Plástico, c/ lente plana, foto trans.	FPT 110	B, C
TIL 67	Texas Instrument	Plástico, foto trans. c/ lente esférica	FPT 120	B, C
TIL 81	Texas Instrument	TO-18, foto trans. c/ lente	FPT 500	A
TIL 99	Texas Instrument	TO-18, foto trans. c/ lente plano	FPT 510	A
TIL 111	Texas Instrument	Acoplador, saída trans.	TIL 111	A
TIL 112	Texas Instrument	Acopladores, saída trans.	TIL 112	A
TIL 113	Texas Instrument	Acopladores, saída Darlington	TIL 113	A
TIL 114	Texas Instrument	Acopladores, saída trans.	TIL 114	A
TIL 115	Texas Instrument	Acopladores, saída trans.	TIL 115	A
TIL 116	Texas Instrument	Acopladores, saída trans.	TIL 116	A
TIL 117	Texas Instrument	Acopladores, saída trans.	TIL 117	A

## FOTO PRODUTOS

DISPOSITIVO	FABRICANTE	TIPO DE DISPOSITIVO	Equivalente Fairchild	CÓDIGO
TIL 118	Texas Instrument	Acopladores, saída trans.	TIL 118	A
TIL 119	Texas Instrument	Acopladores, saída Darlington	TIL 119	A
TIL 613, 614	Texas Instrument	Plásticos, esférico, DO-33	FPT 101	B, C
615, 616		lentes planas	FPT 500	B
ZM 110	Ferranti	TO-18, c/ lente, foto trans.		
1N2175	Texas Instrument	Foto diodo, DO-33, lente plana	FPT 102	E
4N25	Industry	Acoplador, saída trans.	4N25	A
4N26	Industry	Acoplador, saída trans.	4N26	A
4N27	Industry	Acoplador, saída trans.	4N27	A
4N28	Industry	Acoplador, saída trans.	4N28	A
4N29	Industry	Acoplador, saída trans.	4N29	A
4N30	Industry	Acoplador, saída trans.	4N30	A
4N31	Industry	Acoplador, saída trans.	4N31	A
4N32	Industry	Acoplador, saída trans.	4N32	A
4N33	Industry	Acoplador, saída trans.	4N33	A
4N35	Industry	Acoplador, saída trans.	4N35	A
4N36	Industry	Acoplador, saída trans.	4N36	A
4N37	Industry	Acoplador, saída trans.	4N37	A

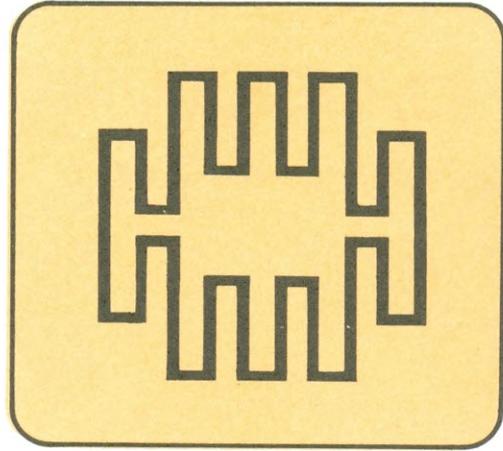
### A TABELA DE EQUIVALÊNCIA DE FOTO-PRODUTOS

Esta útil tabela de equivalência de foto-dispositivos está em ordem pela referência do fabricante para a qual há um direto ou similar equivalente Fairchild.

O código que aparece na última coluna da direita define o grau adaptação entre o dispositivo Fairchild e o de outra procedência. Esse código é o seguinte:

- A — o dispositivo Fairchild é elétrica e mecanicamente equivalente
- B — diferença elétrica mínima
- C — diferença mecânica mínima
- D — diferença elétrica significativa
- E — diferença mecânica significativa

# CONVERSANDO



## ATUAÇÃO DOS FETs EM RF

Vamos tratar, nesta última parte, de aplicações mais específicas dos transistores de efeito de campo. Interessa-nos agora o FET em circuitos de rádio frequência e os motivos que o tornam ideal para tais circuitos.

### FETs de UHF em amplificadores de 450 MHz, configuração "porta comum".

Os FETs de alto desempenho podem ser usados com vantagens em amplificadores de UHF, devido à sua faixa dinâmica, baixo ruído e excelente isolamento reversa, quando usados como elementos ativos. Circuitos empregando uma configuração "porta comum", com o dreno e o supridorio sintonizados, não requerem neutralização, pois a isolamento reversa é função da capacitância dreno-supridorio e da condutância de saída. Sendo esta capacitância muito baixa, conclui-se que a realimentação através do transistor será desprezível.

O amplificador da fig. 22 trabalha na frequência central de 450 MHz, com uma largura de faixa de 6 MHz, a 3 dB. É compatível com sistemas de 50  $\Omega$ .

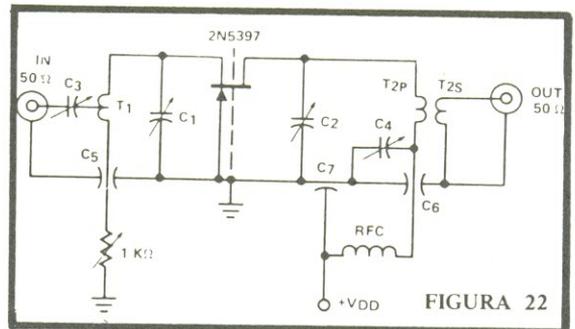
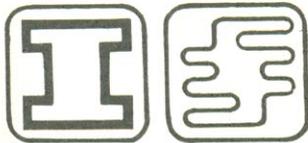


FIGURA 22

Pode ser usado em receptores, com excelentes características de isolamento reversa, que reduzem a irradiação do oscilador local à antena. Encontra aplicações em comunicações aéreas ou terrestres (aeronáutica, polícia, bombeiros), em UHF de TV, radioamadorismo e várias outras.

# SOBRE TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO



conclusão

## DOBRADORES DE FREQUÊNCIA

A curva de transferência dos FETs aproxima-se das curvas da lei quadrática, o que quer dizer que os mesmos produzem uma razoável segunda harmônica do sinal de entrada, enquanto que as harmônicas de ordem superior são desprezíveis. Esta particularidade torna o transistor de efeito de campo ideal para circuitos dobradores de frequência.

No passado, muitos multiplicadores de frequência em estado sólido empregaram diodos Schottky (ou hot-carrier) em circuitos de onda completa, balanceados. Mas estes circuitos alcançavam uma eficiência máxima de multiplicação de apenas 8%. Além do mais, tais diodos possuem curvas de transferência exponenciais, o que torna obrigatório o uso de vários filtros (traps) sucessivos, a fim de suprimir as harmônicas superiores e manter a pureza da forma de onda na saída.

Ao contrário, um circuito multiplicador utilizando FET requer apenas um filtro para supressão de harmônicas e pode operar com eficiência de até 100%.

O multiplicador da fig. 23 usa dois FETs "casados" como amplificadores "porta-comum". Usa-se esta configuração porque a impedância de porta-comum" ( $g_{ig}$ ) dos transistores pode ser "casada",

aproximadamente, com a impedância do secundários dos transformadores de banda larga disponíveis no mercado.

O circuito de sintonia série C8L2 forma um "trap" (filtro) que aumenta a rejeição de harmônicas de terceira ordem para mais de 70 dB. Mesmo sem este filtro, a rejeição seria de 50 dB.

## FETs de junção (JFETs) em amplificadores de UHF de banda super larga

Os transistores de efeito de campo, tipo junção, podem ser utilizados como elementos ativos em amplificadores de banda larga, com múltiplas oitavas, distribuídos. Sua aplicação nestes casos

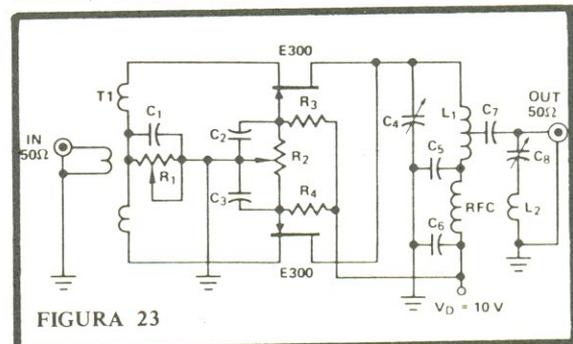


FIGURA 23



teve o mesmo sucesso de projetos anteriores, com válvulas e transistores bipolares, que alcançavam variam décadas de largura de faixa.

O projeto de amplificadores distribuídos envolve basicamente a configuração escolhida para a linhas de atraso de transmissão de entrada e saída. Existem várias opções, porém a mais simples é a da fig. 24, que oferece um ótimo atraso em grupo, ao longo de uma maior área de banda passante.

### “Dual” FETs em preamplificadores de baixo ruído

Os “dual” FETs (FETs duplos) encapsulados em plástico (epoxy) são muito adequados para amplificadores VHF em cascata e acoplamento direto, por causa de sua estabilidade e alto ganho, aliados ao seu baixo ruído (menos de 1,5 dB).

Uma outra vantagem de se trabalhar com esses amplificadores deve-se à possibilidade de estabelecer o ganho pela ação de AFC (controle automático de frequência), se a segunda porta (o estágio de saída) for usado como controle. Esta característica, combinadas às anteriores, vai refletir em circuitos de JFETs que ultrapassam o desempenho de amplificadores com MOS FETs convencionais de portas duplas, devido à substancial redução de ruído.

O circuito da fig. 25 é um amplificador de FI de baixo ruído (< 1,5 dB) e alto ganho (> 20 dB), operando a 30 MHz, com sistemas de 50 Ω.

### FETs em filtros ativos balanceados

Os filtros demonstram características superiores quando empregam JFETs de alta frequência e alto desempenho, ao invés de diodos Schottky ou transistores bipolares. Veja, na fig. 26, um filtro ativo típico utilizando FETs. A curva de transferência aproximada da lei quadrática, da qual já falamos, e que é inerente aos transistores de efeito de campo, assegura uma boa eliminação da intermodulação.

A porta ligada à terra forma uma conexão estável, enquanto a aplicação do sinal externo com o do oscilador local aos supridouros dos transistores simplifica o “casamento” de impedâncias.

### Conclusão

Percorremos, nestes três artigos, as características físicas e de confecção dos transistores de efeito

de campo, vimos seus dois típicos básicos, o JFET e o MOSFET, assim como seus parâmetros mais importantes. Tudo isto foi complementado com algumas aplicações gerais e específicas, escolhidas entre as muitas onde os FETs são a melhor opção.

Naturalmente, nossa abordagem do assunto não foi tão profunda quanto a de um livro, pois o objetivo foi interessar, sem cansar, ao amador em eletrônica, ao estudante e ao profissional experimentado. Esperamos, pois, ter atingido o objetivo.

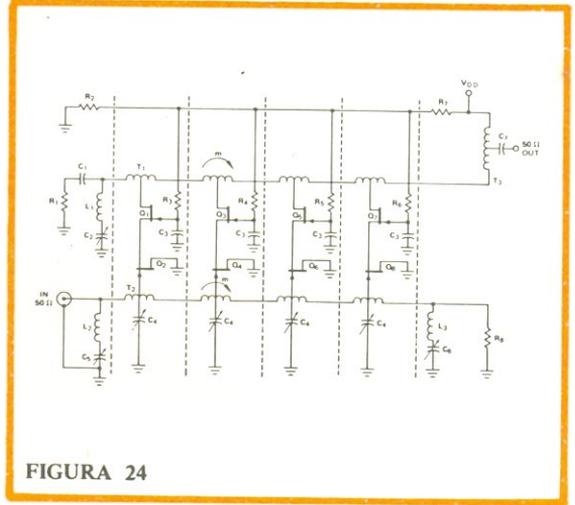


FIGURA 24

FIGURA 25

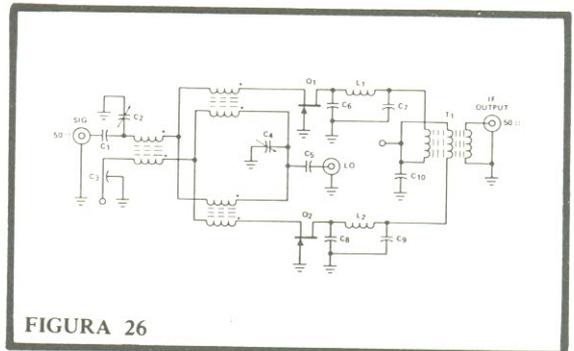
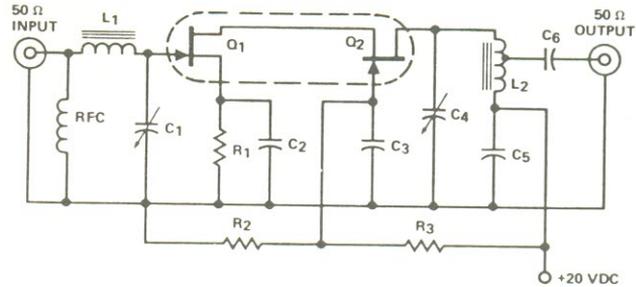
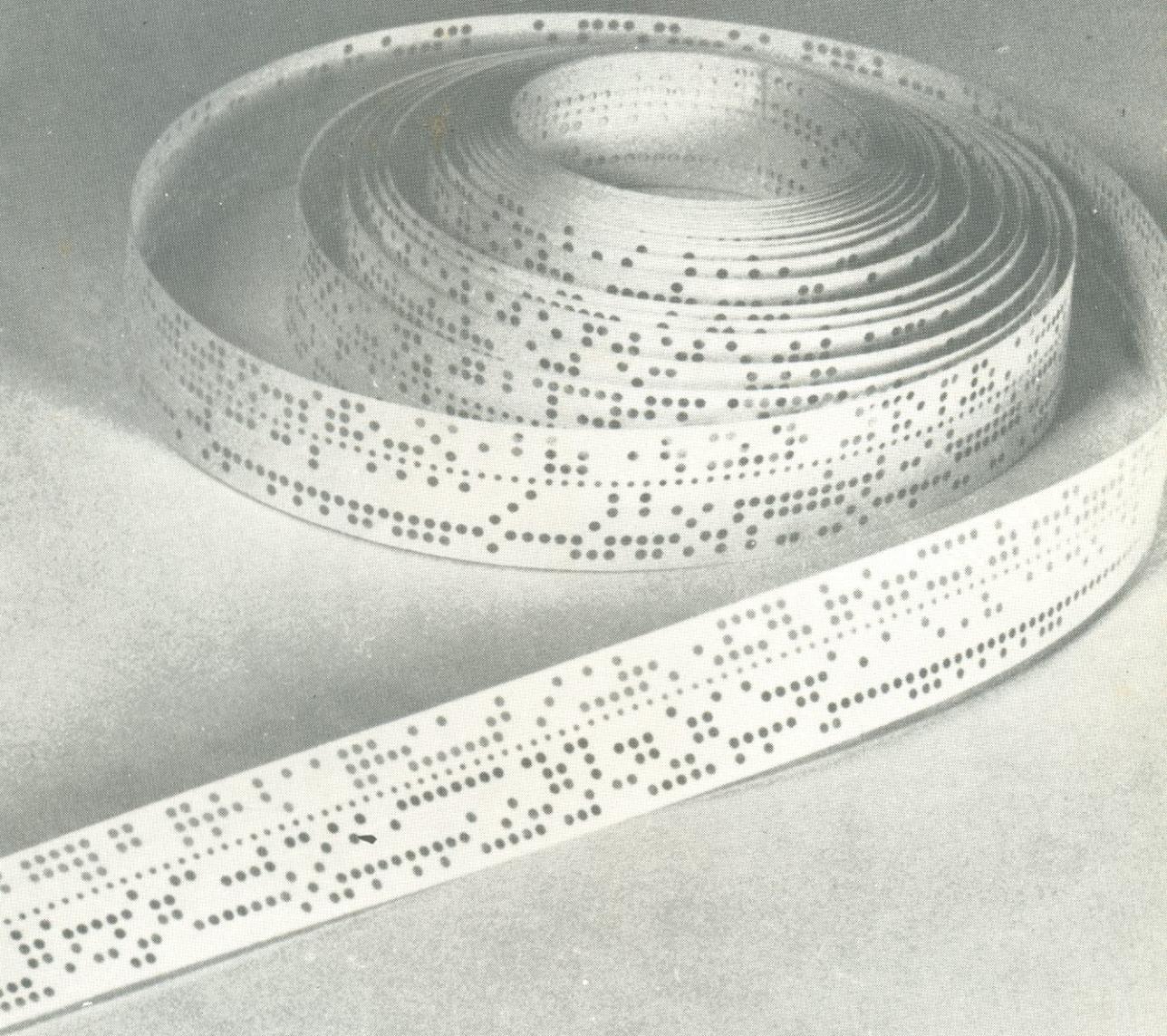
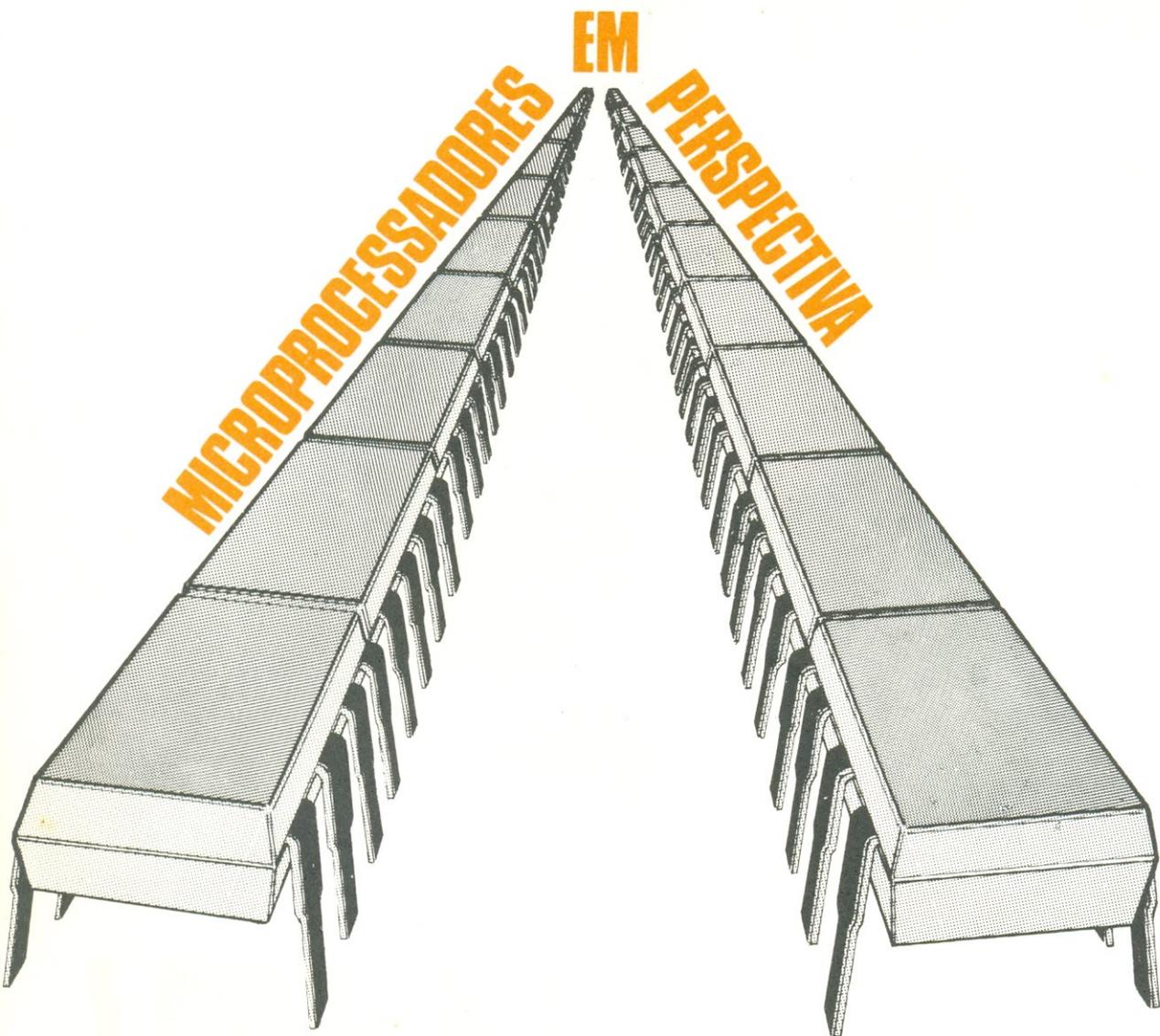


FIGURA 26

# SUPLEMENTO



**Revista  
BYTE**



### O CP 1600, DA GENERAL INSTRUMENTS,

Recentemente desenvolvido, é um microprocessador MOS — LSI, de 16 bits, contido em um único encapsulamento de 40 pinos. Sua arquitetura é de terceira geração e a estrutura de "bus" é compatível com TTL e permite acesso direto à memória (DMA) para transferidores de dados de alta velocidade.

O baixo preço do CP 1600, aliado a uma documentação clara e concisa, o tornam uma escolha interessante para os amadores.

# O QUE HÁ DE **NOVO** EM MICROCOMPUTADORES ?

■ O MICROPROCESSADOR

# CP 1600 !

ROBERT BAKER

(Traduzido do nº de março de 1976 da Revista  
"Byte" — The Small Systems Journal).

# A Figura 1

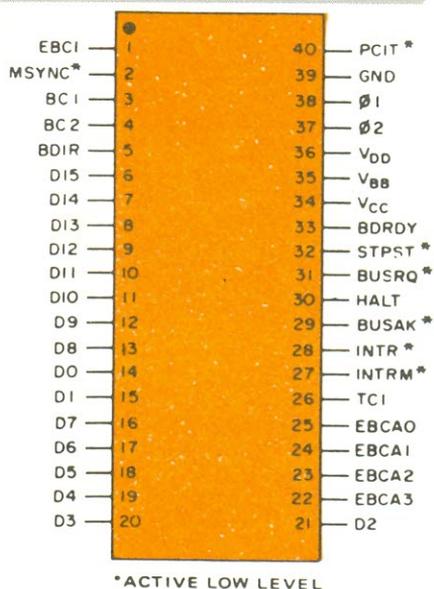
dá a identificação dos pinos no encapsulamento. Na fig. 2, temos o diagrama de blocos do CP 1600. Vê-se que ele tem à disposição 8 registros de 16 bits (R0 a R7) de alta velocidade, dos quais R6 é usado como "stack pointer" (SP) e R7, como contador de programa (PC). O "stack pointer" endereça indiretamente uma área de armazenagem dinâmica do tipo "last in, first out", conhecida como "stack". É usada para reter a interrupção (interrupt), assim como as subrotinas existentes dos endereços de retorno e também, dados gerais. Com isso, dispomos de uma ilimitada capacidade de "stack" e de "interrupt" existente auto-identificante ou de possibilidades de subrotinas, utilizando uma memória RAM externa.

Um oscilador bifásico de 5 MHz fornece um microciclo de apenas 400 ns. Desta forma, as operações registro a registro levam 3,6  $\mu$ s, somente, enquanto as operações entre memória e registro e de entrada/saída requerem apenas 4,8  $\mu$ s. O tempo necessário para a execução de uma instrução inteira situa-se entre 1,6 e 1,8  $\mu$ s. Os quatro modos de endereçamento (imediate, direto, indireto e relativo) com um comprimento de palavra de 16 bits, possibilitam o endereçamento direto de 64 k bytes ou 32 k de palavras de memória ou de dispositivos periféricos. Como uma única estrutura de barra de endereçamento é usada, tanto a memória como os periféricos residem no mesmo endereço. Somente com o sistema já definido no usuário é que as localizações de endereços irão diferenciar a memória dos dispositivos de entrada/saída. Isso elimina a necessidade de enviar instruções especiais a estes dispositivos, pois os dados de entrada/saída são manipulados como dados de memória, usando qualquer das 87 instruções contidas na tabela I.

O formato de uma palavra de instrução consiste de 10 bits, localizados nas posições dos bits menos significantes de uma palavra de 16 bits do processador. Os 6 bits restantes (mais significantes) de cada palavra fornecida ao processador como **palavra de instrução**, são ignorados pela lógica interna do microcontrolador. Portanto, pode-se usar uma ROM de 10 bits, ao invés de duas com 8 bits, onde se deseja maior eficiência de memória.

A instrução BEXT (branch on external condition) permite que até 16 sinais digitais passem por uma operação de amostragem feita pelo programa,

FIGURA 1



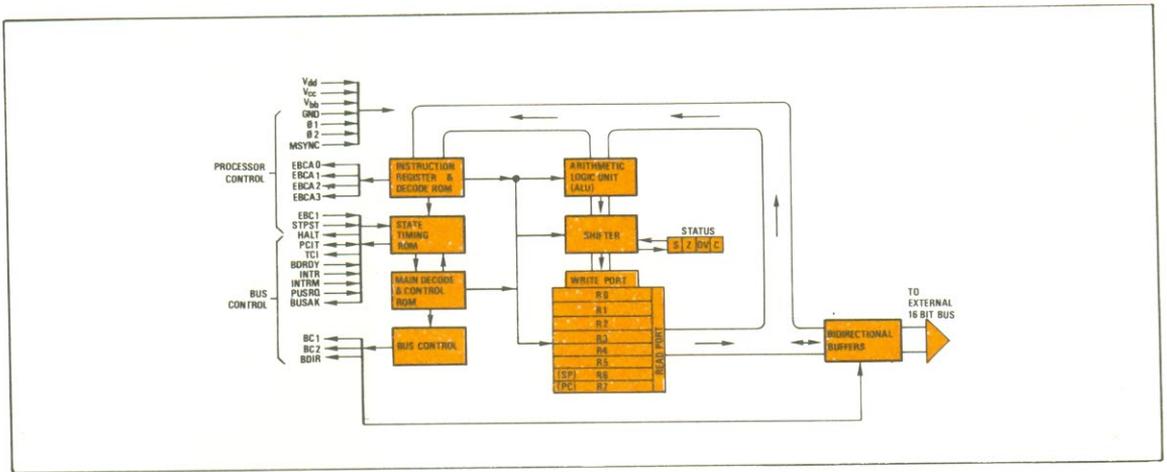
através de um programa secundário, executado se o teste for verdadeiro.

Durante todas as operações lógicas e aritméticas na CPU, os bits indicadores de status da unidade lógica aritmética (ALU) são empregados para verificar e gravar quatro características do resultado. Estes bits são o "carry out" da ALU, excesso de capacidade aritmética da ALU (OV), resultado zero (Z) na saída do "shifter" e detecção de sinal (S) na saída do "shifter".

## APLICAÇÕES DO CP 1600

Em pequenos sistemas que usam apenas uns poucos circuitos de memória, em "interfaces" de periféricos limitados, e/ou em casos de mínima capacidade de expansão, o CP 1600 pode ser utilizado diretamente, sem "buffers". Os bits superiores do endereçamento podem ser aplicados na seleção de sinais, diretamente no integrado, para eliminar a exigência de decodificação binária da porção superior do campo de endereçamento. Isto cria uma localização de memória não contígua, mas teremos bastante espaço disponível para utilizar esta técnica.

Em sistemas de memória maiores, melhor será usar "buffers" bipolares para os "bus" bidirecionais, pois assim tornar-se-á possível sofisticar os "interfaces" dos periféricos e aumentar a capacidade de expansão do sistema. Na fig. 3, está representado um sistema CP 1600 típico que prevê "buffers" adequados para a barra (bus) I/O.



## A DOCUMENTAÇÃO

do sistema de microprocessadores série 1600 pode ser conseguida diretamente na General Instruments e fornece informações completas sobre este integrado, incluindo tempos, programação e configurações do sistema. Com boas ilustrações, são dados exemplos de várias aplicações, incluindo o controle de "start/stop" da CPU, sistemas "interrupt", terminais básicos de entrada/saída e "interfaces" I/O. Em outras seções, o manual apresenta os módulos disponíveis da série 1600 (com diagramas esquemáticos) e o "software on line".

Figura 2

Diagrama de blocos do CP 1600. Utiliza uma arquitetura de registro geral, com dois dos oito registros disponíveis dedicados às funções de "stack pointer" e de contador de programa.

Figura 3

Diagrama de blocos de um sistema utilizando o CP 1600. O objetivo é ilustrar como este microprocessador pode ser combinado com outros componentes para formar um sistema de computador. Um registro externo de endereçamento é necessário para demultiplexar a informação de endereço, que é compartilhada na mesma barra de 16 bits com transferidores de dados comuns.

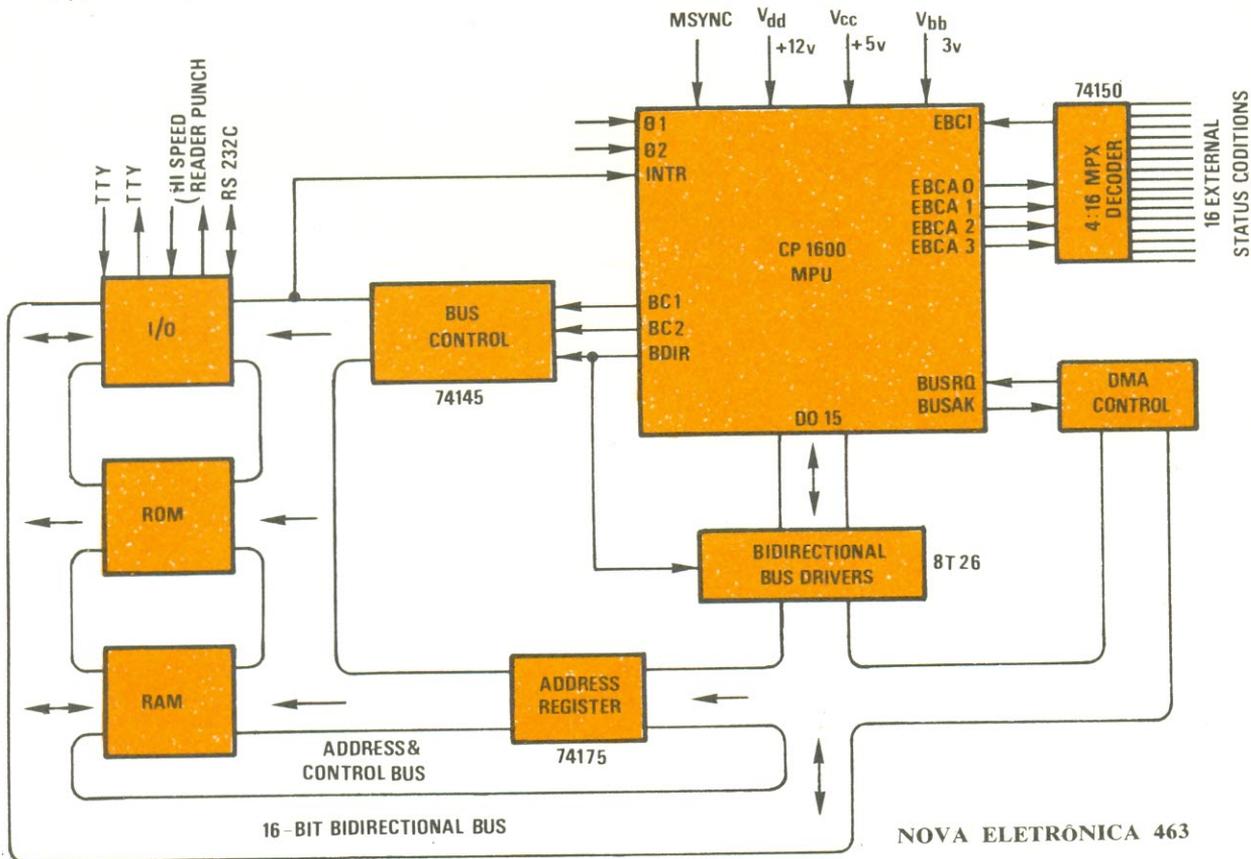


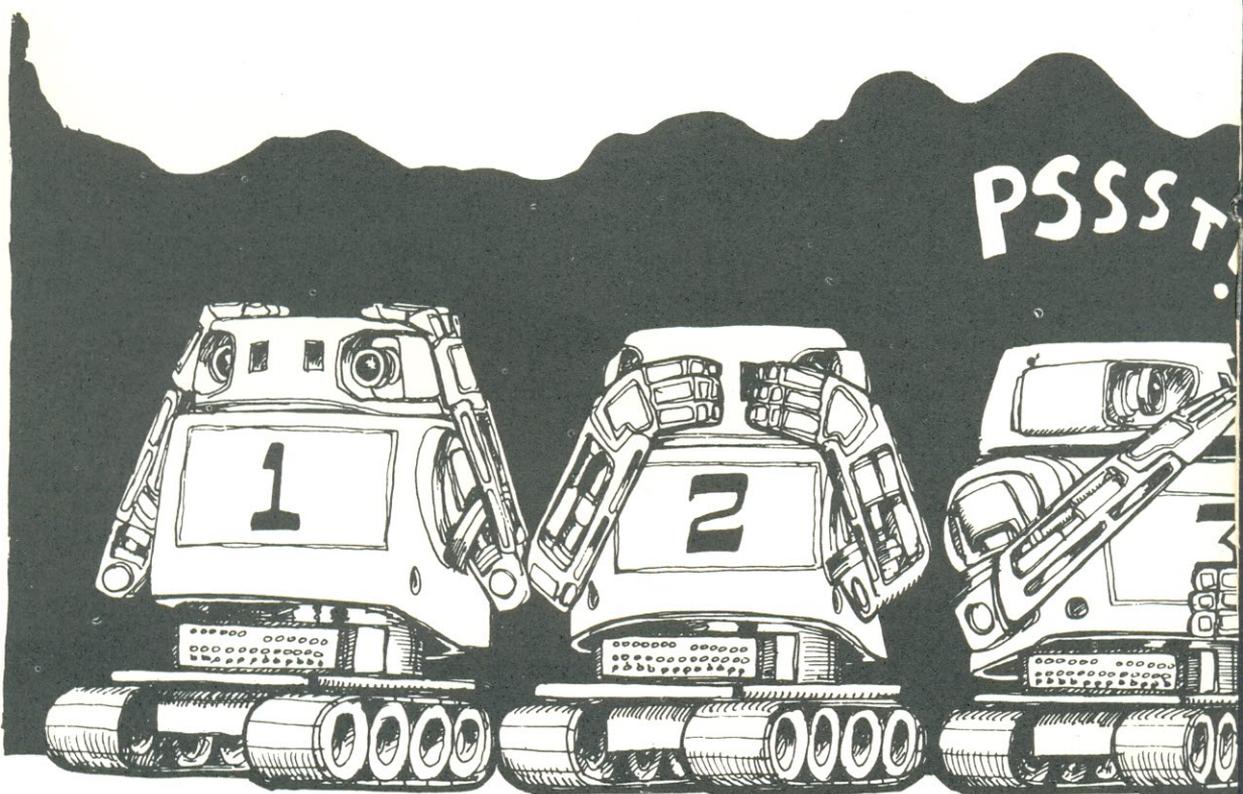
TABELA I		MNEMONICS	OPERATION	MICROCYCLES Dir. Indr. Imm. Stack	COMMENTS
External Reference Instructions	Arithmetic & Logic	ADD SUB CMP AND XOR	ADD SUBtract CoMPare logical AND eXclusive OR	10 8 8 11 10 8 8 11 10 8 8 11 10 8 8 11 10 8 8 11	Result not saved
	I/O	MVO MVI	MoVe Out MoVe in	11 9 9 9 10 8 8 11	
Internal Register Instructions	Register to Register	ADDR SUBR CMPR ANDR XORR MOVR	ADD contents of Registers SUBtract contents of Register COMParE Registers by subtr. logical AND Registers eXclusive OR Registers MOVe Register	6 6 6 6 6 6	Add one cycle if Register 6 or 7 Result not saved
	Single Register	CLRR TSTR JR INCR DECR COMR NEGR ADCR GSDW NOP SIN RSDW PULR PSHR	CLeaR Register TeST Register Jump to address in Register INCRement Register DECRe ment Register COMPLement Register NEGate Register ADd Carry Bit to Register Get Status Word No OPeration Software INterrupt Return Status Word PULLfrom stack to Register PuSH Register to stack	6 6 7 6 6 6 6 6 6 6 6 6 11 9	XORR with itself, except PC - (RRR) One's Complement Two's Complement Two Words Pulse to PCIT pin PULR MV@R6 PSHR MVO@R6
	Register Shift	SLL RLC SLLC SLR SAR RRC SARC SWAP	Shift Logical Left Rotate Left thru Carry Shift Logical Left thru Carry Shift Logical Right Shift Arithmetic Right Rotate Right Thru Carry Shift Arithmetic Right thru Carry SWAP 8 bit bytes	6 6 6 6 6 6 6 6	one or two position shift capability. Add two cycles for 2 position shift 2 position = SW AP twice
Control Instructions	HLT SDBD EIS DIS TCI CLRC SETC	HaLT Set Double Byte Data Enable Interrupt System Disable Interrupt System Terminate Current Interrupt CLeaR Carry to zero SET Carry to one	4 4 4 4 4 4 4	Must precede external reference to double byte data Not Interruptible	
Jump Instructions	J JE JD JSR JSRE JSRD	Jump Jump, Enable, Interrupt Jump, Disable Interrupt Jump, Save Return Jump, Save Return & Enable Jump, Save Return & Disable Interrupt	12 12 12 12 12 12	Return Address saved in R4, 5 or 6	
Conditional Branch Instructions	B BC, BLGE BNC, BLLT BOV BNOV BPL BMI BZE, BEQ BNZE, BNEQ BLT BGE BLE BGT BUSC BESC BEXT	unconditional Branch Branch on Carry, C=1 Branch on No Carry, C=0 Branch on OVerflow, OV=0 Branch on No OVerflow, OV=0 Branch on PLus, S=0 Branch on Minus, S=1 Branch on ZERo or EQual Branch if Not ZERo or Not EQual Branch if Less Than Branch if Greater than or Equal Branch if Less than or Equal Branch if Greater Than Branch if Sign ≠ Carry Branch if Sign = Carry Branch if External condition is True	7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7	Displacement in PC+1 PC ← PC ± Displacement Add 2 cycles if test condition is true Z=1 Z=0 SVOV=1 SVOV=0 Z V (SVOV)=1 Z V (SVOV)=0 C ∨ S=1 C ∨ S=0 4 LSB of Instruction are de coded to select 1 of 16 external conditions	

Sumário das instruções do CP 1600. Aqui estão reunidas as abreviações usadas pelo fabricante, os tempos e comentários sobre as operações. As instruções estão agrupadas em diversas categorias, na coluna da extrema esquerda da tabela.

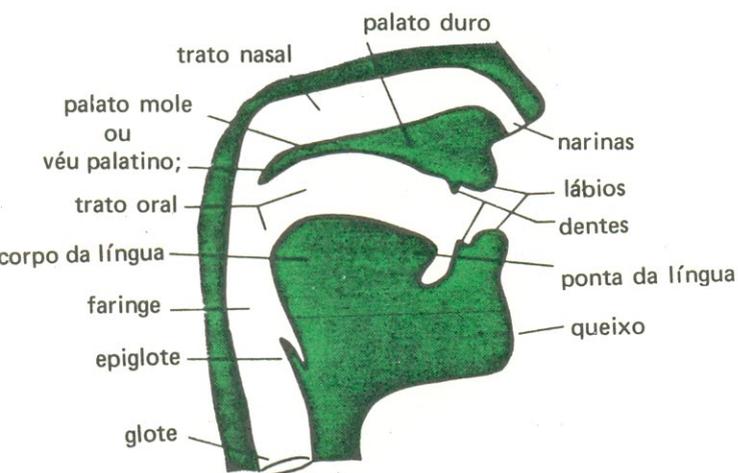
1 MICROCYCLE - 2 CLOCK CYCLES

# AMIGOS, HUMANOS OUÇAM-ME!

SIMULAÇÃO ELETRÔNICA DA VOZ HUMANA



# E ROBOS PATRICIOS



**Figura 1:** O trato vocal humano. Numa descrição sumária, o trato vocal humano pode ser comparado a um tubo com aproximadamente 17,4 cm de comprimento, cujas características de ressonância variam de acordo com as modificações que o movimento dos músculos provoca na conformação geral do trato. A região superior é subdividida em ramos nasal e oral, entre os quais o véu palatino atua como válvula flexível de controle das ressonâncias nasais em determinadas emissões. Um modelo eletrônico deste conjunto de órgãos naturais desempenha funções aproximadamente paralelas às do trato.

Você conseguiu fazer funcionar seu microcomputador e convida os amigos para exibí-los o novo brinquedo. Pede ao Carlos para sentar-se e datilografar seu nome no teclado. Assim que ele o faz, um altofalante na estante troveja um caloroso "Oi, Carlos!". Carlos dá então início a um jogo de Jornada nas Estrelas e, enquanto ele espia ao redor, através da galáxia, à procura de invasores, cada novo acontecimento alarmante é anunciado pelo computador da nave em tom de advertência: "Escudo de força fraco!", "Avaria de torpedo no convés inferior!".

O dispositivo que torna isso possível é um periférico cujas aplicações são realmente ilimitadas: o sintetizador de fala. Este artigo descreve como é como funciona um sintetizador de fala e fornece um esboço geral da maneira de controlá-lo mediante um microcomputador. Examinaremos resu-

midamente a estrutura da fala humana, para ver como ela pode ser gerada por um dispositivo controlado por computador.

Como é possível gerar artificialmente os sons da fala, sob o controle de computadores? Vejamos algumas das alternativas. A mais simples de todas: com um DAC (conversor digital-analógico) suficientemente rápido é possível gerar qualquer som desejado. Um conversor DA de 7 ou 8 bits pode produzir som de boa qualidade, ao passo que com valores da ordem aproximada de 4 ou 5 bits o ruído de quantização começa a ser incômodo. A produção desse ruído se deve ao fato de que, com 5 bits de informação, é possível representar apenas 32 degraus ou níveis discretos de tensão na saída analógica do conversor. Assim, em lugar de uma tensão crescente segundo uma curva de inclinação suave, obteremos uma série de degraus abruptos,

como mostra a figura 2. Quanto à velocidade do DAC, um índice de 8.000 a 10.000 conversões por segundo (1), é suficiente para uma fala de ótima qualidade. Com índices de amostragem inferiores a 6 kHz, a qualidade da fala começa a sofrer grande deterioração, decorrente da inadequada resposta de frequência.

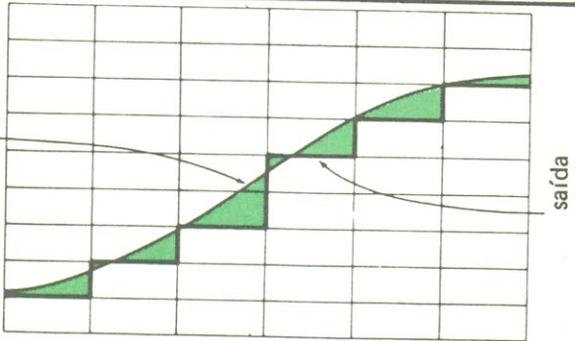


Figura 2: Erros de quantização do DAC. A variação do sinal obtido à saída de um computador (na ausência total de filtragem) se faz através de saltos bruscos, ou degraus. Essa descontinuidade dá origem aos erros de quantização, representados conceitualmente pelas áreas sombreadas, no gráfico, entre a curva de variação contínua da função analógica e a sucessão de valores discretos fornecida pelo computador. Quanto menor for a precisão das conversões digital-analógica, mais acentuado será o problema.

Praticamente qualquer microprocessador pode facilmente manipular os índices de informação acima prescritos, para manter em operação o DAC. A próxima questão é: de onde virão as amostras? Uma forma de obtê-las seria efetuar a amostragem do sinal de uma fala verdadeira, através de um conversor analógico-digital (ADC) funcionando com a mesma frequência de amostragem. Teríamos então um sistema de gravação complicado e dispendioso, porém extremamente flexível. Cada segundo de duração da fala requer de 8.000 a 10.000 bytes de armazenagem. Se quisermos apenas umas poucas palavras ou frases curtas, podemos armazenar as amostras em uma ou duas memórias ROM e transferí-las sequencialmente ao DAC. Um sistema deste tipo encontra-se esquematizado na figura 3.

Porém, se desejarmos mais do que um ou dois segundos de duração da fala de saída, a capacidade de armazenamento exigida da ROM torna-se logo impraticável. O que pode ser feito para reduzir a armazenagem? Muitas palavras parecem ser formadas de partes que podem ser recombinadas de vários modos para compor outras palavras. Isto poderia permitir uma apreciável economia de capacidade de memória? O som de uma dada vogal consiste normalmente de diversas repetições de segmentos praticamente idênticos de uma determinada forma de onda. O período de repetição cor-

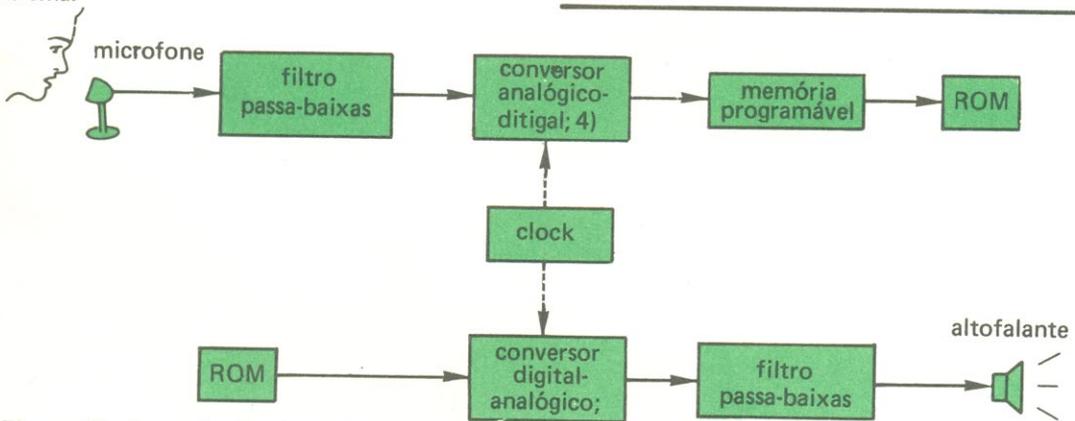


Figura 3) Reprodução de formas de onda a partir do armazenamento em uma ROM. Uma forma de obter uma saída vocal controlada digitalmente consiste em digitalizar e armazenar uma passagem da fala humana. No caso de produtos comerciais, como calculadoras falantes, o pequeno vocabulário requerido torna viável esta forma de projeto, principalmente se uma única ROM, produzida em larga escala, puder ser empregada no produto final. Na utilização experimental a ROM

não é necessária, podendo ser substituída, durante as experiências, pela memória programável. Provavelmente, este é o meio mais barato de se adicionar a faculdade da fala a um computador. Todavia, exigências concernentes à capacidade de memória limitam seu emprego a aplicações que envolvam apenas um pequeno vocabulário. A qualidade do resultado depende do índice da amostragem e da precisão dos conversores (AD e DA).

responde à frequência fundamental, ou altura, da fala. Esse tipo de forma de onda é mostrado na figura 4. Dentro de certos limites, um som razoa-



**Figura 4:** Forma de onda típica de uma vogal. Uma vogal é, em princípio, uma passagem sonora de características repetitivas, prolongadamente sustentada. O som das vogais é produzido fisiologicamente pelas ressonâncias do trato vocal. Na versão sintética, o som é controlado eletronicamente pelos filtros formantes, que produzem o equivalente daquelas ressonâncias.

velmente aceitável pode ser produzido armazenando-se somente um desses ciclos. O som da vogal será obtido pela repetição desse ciclo de forma de onda, ao longo da duração da vogal desejada. É claro que, assim, a altura permanecerá absolutamente constante durante todo o intervalo. Isto fará com que a vogal soe de modo bastante inatural (especialmente quando a duração for longa), porque, quando ela é pronunciada naturalmente, o período de repetição sofre ligeiras flutuações e nunca é absolutamente constante. Na fala natural a altura está quase sempre mudando, seja por oscilações lentas, seja por varreduras bruscas entre valores diferentes. É interessante notar que essa agitação e mudança da frequência fundamental tem efeito direto sobre a percepção do discurso oral, em consequência da estrutura de harmônicos do sinal da fala. Na verdade, o principal ingrediente de uma fala sintética de boa qualidade, é talvez a cópia exata e realística da estrutura de frequências da fala natural.

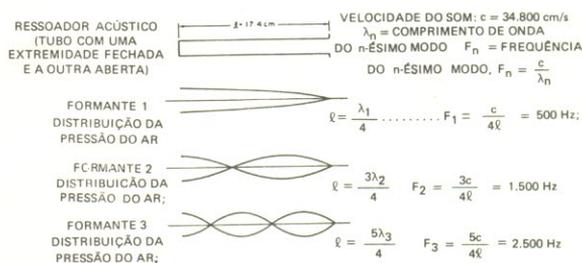
A obtenção de variações graduais da altura, ao longo de sentenças inteiras, exigiria a armazenagem de uma quantidade verdadeiramente absurda de diferentes ciclos de formas de onda, o que seria também inexecutável. Destas considerações quanto à natureza cíclica das vogais, passemos ao exame mais detalhado da estrutura do sinal da fala e à exploração de possibilidades mais sofisticadas para a geração da fala sintética.

## COMO FALAMOS ?

O trato vocal humano é constituído por um tubo cheio de ar, com 16 a 18 cm de comprimen-

to, em conjunto com várias estruturas conjugadas, que influenciam o comportamento do ar no interior do tubo, fazendo-o responder de diferentes modos (ver figura 1). O tubo começa nas cordas vocais, ou glote, onde o fluxo de ar ascendente dos pulmões é fracionado, pela vibração das cordas vocais, numa sequência de pulsações bruscas de ar. Cada vez que a glote se fecha, cortando o pulso excitador com uma linha de descida rápida, o ar na parte superior do tubo vibra ou ressoa durante alguns milésimos de segundo. A glote então abre-se e o fluxo de ar recomeça, criando condições para o próximo ciclo.

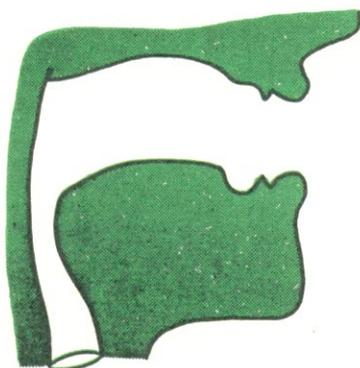
O comprimento dessa coluna de ar vibrante é a distância da glote fechada para cima, ao longo do comprimento da língua e terminando nos lábios, onde se dá o acoplamento entre as vibrações do ar interior e o ar exterior circundante. Se considerarmos agora a resposta de frequência dessa coluna de ar, veremos que ela vibra em vários modos ou frequências de ressonância, correspondentes a diferentes múltiplos do quarto de comprimento de onda acústica. Existe uma acentuada ressonância ou pico de energia numa frequência tal que o comprimento do tubo é igual a um quarto do comprimento de onda; um outro pico de energia localiza-se numa frequência em que o comprimento do tubo é igual a três quartos do comprimento de



**Figura 5:** Ressonâncias de um tubo. Ignore temporariamente o complicado formato do trato vocal e considere-o sob a forma simplificada de um tubo de 17,4 cm de comprimento. A aplicação das equações da física às ondas acústicas no ar permite determinar ressonâncias em vários modos ou frequências naturais. As ondas estacionárias ao longo do tubo, para cada uma dessas frequências de ressonância, são identificadas como formante 1, formante 2 e formante 3. No trato vocal real, uma geometria mais complicada e variável no tempo altera as frequências de ressonância à medida em que o som é criado.

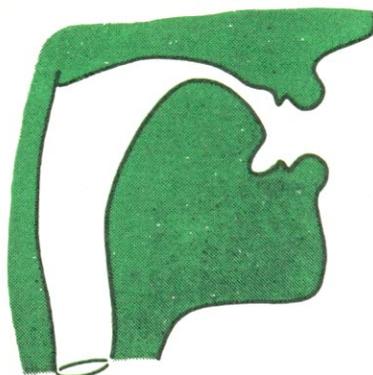
onda; e assim por diante, em todos os múltiplos ímpares do quarto do comprimento de onda. Se um tubo de 17,4 cm de comprimento tivesse um diâmetro constante de um extremo a outro, esses picos de energia estariam localizados nas frequências de ressonância de 500 Hz, 1.500 Hz, 2.500 Hz, 3.500 Hz, e assim por diante. Tais frequências de ressonância são denominadas **frequências formantes da fala**. A figura 5 mostra um ressoador acústico simples (tubo fechado) e as equações que descrevem seu comportamento físico.

O trato vocal humano, porém, não é um tubo de diâmetro constante de um extremo a outro. Desde que o tubo não tenha um formato constante, as ressonâncias não são fixadas a intervalos regulares como no exemplo acima, podendo deslocar-se para cima ou para baixo, de acordo com o contorno interior do tubo. Quando movemos a língua para baixo, para dizer "ah", como ilustra a figura 6, sua parte posterior é empurrada para trás, contra



**Figura 6:** "ah" como em "father". O trato vocal foi mostrado esquematicamente na figura 1. Aqui, uma figura semelhante mostra como o trato se modifica para a emissão do som da vogal "ah". A cavidade nasal é fechada e a cavidade oral alarga-se com a abertura da boca.

as paredes da garganta, enquanto que na parte frontal da boca o tamanho da abertura aumenta. O efeito desta particular mudança da conformação do tubo vocal é um aumento de algumas centenas de Hz na primeira frequência de ressonância, ou formante 1 ( $F_1$ ), e uma ligeira redução da frequência formante 2 ( $F_2$ ). Se, ao contrário, movermos a língua para a frente e para cima, para dizer "ee", como mostra a figura 7, o tubo fica mais estreito na frente, logo atrás dos dentes, ao



**Figura 7:** "ee" como em "heed". Ao contrário do que foi mostrado na figura 6, quando o som da vogal "ee" é produzido, a abertura da boca tende a estreitar-se, restringido a extremidade superior do trato vocal. Isto abaixa a frequência do primeiro modo ressonante e eleva as frequências do segundo e do terceiro. De acordo com a tabela 1, o som da vogal "ee" apresenta o menor valor de  $F_1$  e os mais elevados para  $F_2$  e  $F_3$ .

passo que a parte posterior se alarga, pois a língua é afastada das paredes da garganta, deixando nessa região uma grande cavidade ressonante. Isto provoca uma acentuada queda de  $F_1$ , que pode baixar a 200 ou 250 Hz, e uma elevação de  $F_2$ , cujo valor pode chegar a atingir 2.200 ou 2.300 Hz.

Temos agora informação suficiente para compor o circuito da parte referente ao trato oral de um sintetizador básico de frequências formantes. Depois da discussão deste circuito, prosseguiremos no caminho adotado, descrevendo as propriedades adicionais do mecanismo da fala e compondo as demais partes do circuito sintetizador.

## UM CIRCUITO SINTETIZADOR DE FALA

Para começar, precisamos de uma seqüência de pulsos de excitação, denominada **fonte sonora**, que desempenhe o papel dos pulsos de ar gerados pela glote. Podemos usar simplesmente uma onda senoidal retificada, como a da figura 8. Para a



**Figura 8:** Emissões sonoras geradas na glote. Os sons que apresentam altura definida são denominados **sonoros**. Na laringe natural, estes sons são gerados pelas cordas vocais e excitam o trato vocal a partir da glote. Na versão analógica eletrônica, essas emissões sonoras podem ser obtidas de um contador programável (para fixar a frequência) que gera uma onda senoidal com a frequência estabelecida. Essa onda senoidal, depois de retificada, constitui uma fonte sonora adequada para substituir os pulsos glotais nos simuladores eletrônicos da fala.

comutadores para fixar o nível de ganho do referido amplificador. Nas figuras 10, 13 e 15, deste artigo, essa mesma resistência sob controle digital é representada simbolicamente como um resistor com a indicação de um parâmetro, em substituição ao esquema de um amplificador operacional com comutadores analógicos.

### GERANDO SONS DE VOGAIS

O circuito do trato vocal até aqui descrito é suficiente para gerar o som de qualquer vogal, em qualquer língua humana. A maioria das vogais do inglês falado na América pode ser produzida por frequências formantes fixas, em regime estável. A tabela 1 mostra os valores dessas frequências formantes para diversas vogais. Uma palavra comum é indicada para identificar claramente o som de cada vogal. A presença de consoantes adjacentes pode ocasionalmente modificar os valores fornecidos.

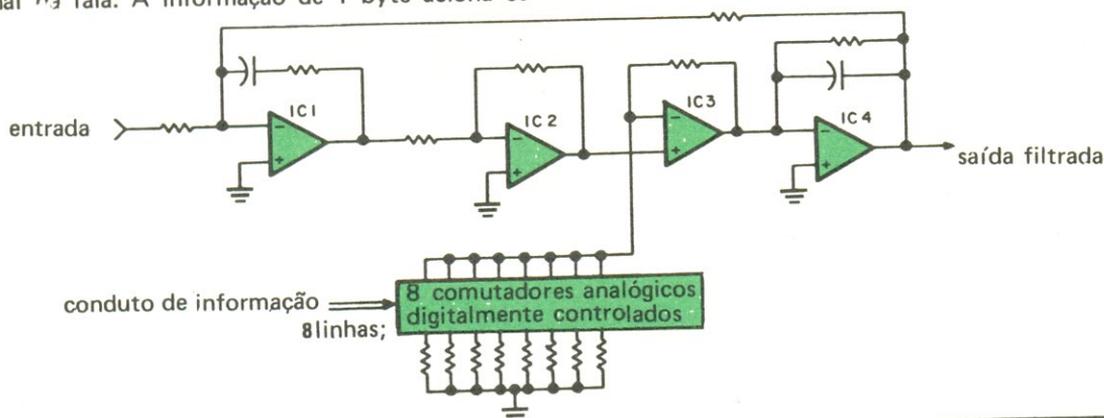
Um método alternativo para descrever as relações entre as formantes das vogais é a representação gráfica da figura 11, onde a cada particular vogal corresponde um ponto cujas coordenadas são os respectivos valores de  $F_1$  e  $F_2$ . A inclusão dos valores de  $F_3$  é perfeitamente dispensável,

**Figura 9:** Circuito típico de um ressonador formante. Um filtro passa-banda digitalmente controlado pode ser construído mediante o emprego de quatro amplificadores operacionais e oito comutadores analógicos digitalmente controlados. As características do filtro são estabelecidas pelos valores dos elementos resistivos e capacitivos e pela informação digital de controle. O amplificador operacional  $IC_3$  atua como amplificador de ganho controlado no elo de realimentação, fazendo variar a ressonância do filtro.

obtenção de diferentes qualidades de voz, o circuito deve ser modificado para gerar formas de onda com outras configurações.

Este pulso glotal é então introduzido numa cadeia de ressoadores, que representam as ressonâncias do trato vocal, geradoras das frequências formantes. Esses ressoadores podem ser simples amplificadores operacionais funcionando como filtros passa-banda, sintonizáveis para a faixa de cada respectiva frequência formante. A figura 9 mostra a concepção de um circuito ressonador típico, que preenche nossos requisitos. Os amplificadores  $IC_1$ ,  $IC_2$  e  $IC_4$  constituem efetivamente o filtro passa-faixa, enquanto que  $IC_3$  atua como elemento de resistência digitalmente controlada, permitindo a variação da frequência de ressonância do filtro. Vários destes circuitos ressoadores são então combinados, como indicado na figura 10, para formar o simulador do trato vocal. O controle de amplitude da fonte sonora, AV, é outra resistência digitalmente controlada, semelhante a  $IC_3$  da figura 9.

Esta configuração de amplificador de ganho controlado, é o meio pelo qual o computador digital exerce seu controle sobre os elementos do sinal da fala. A informação de 1 byte aciona os



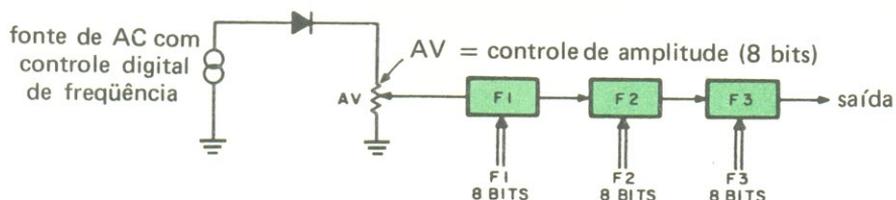


Figura 10: Uma versão rudimentar de um sintetizador de voz pode ser construída com o emprego de três filtros formantes, dispostos em série, com diferentes valores de ressonância, controlados por palavras digitais de 8 bits. A resistência indicada como AV é um circuito amplificador operacional

(ver IC<sub>3</sub> da figura 9) com um controle digital de ganho na entrada. É portanto um elemento programável, de ganho inferior à unidade, ou, em outras palavras, o equivalente eletronicamente controlado de um resistor variável. Esta notação é também utilizada nas figuras 13 e 15.

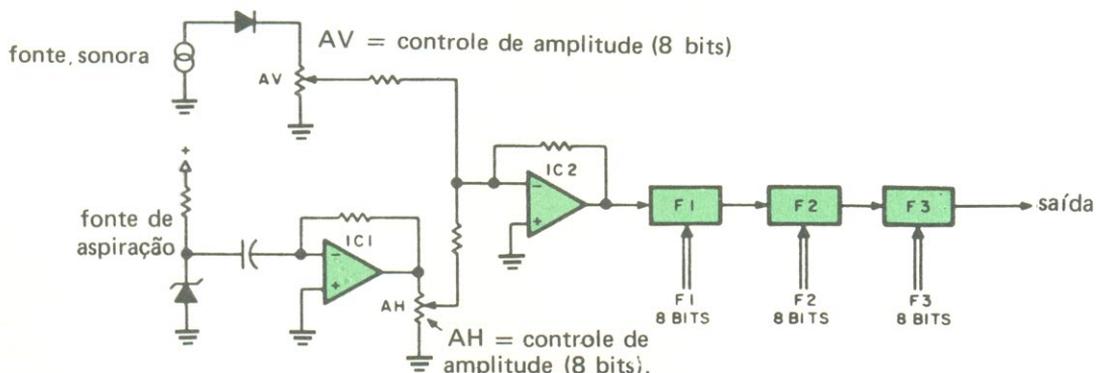


Figura 13: Sintetizador com gerador de ruído de aspiração. Nem todas as emissões são vogais. Adicionando-se ao circuito da figura 10 um gerador de ruído controlado digitalmente, é possível sintetizar os sons das consoantes conhecidas como "oclusivas". Neste circuito, as características amplitude - tempo do pulso de ruído são determina-

das por um controle de ganho programável AH (indicado simbolicamente como um resistor variável). A saída da fonte de ruído é misturada com a da fonte sonora e a sua soma analógica é encaminhada aos filtros formantes. O gerador de ruído é um diodo zener.

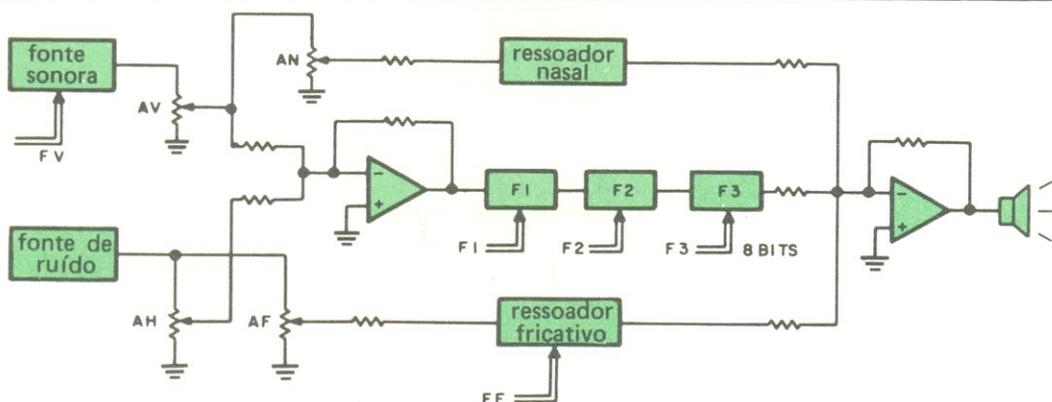
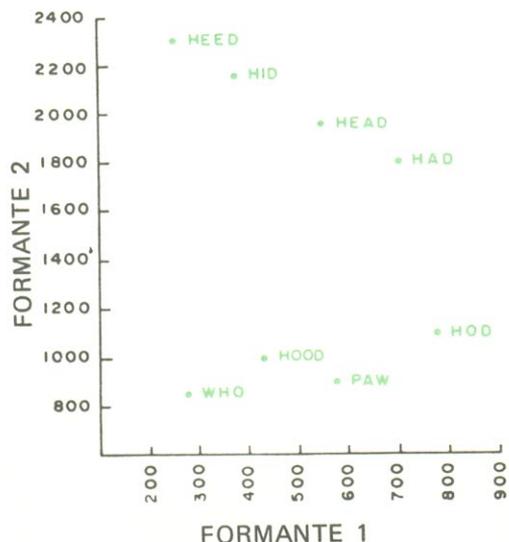


Figura 15: O sintetizador completo. O diagrama apresenta a organização de um sintetizador completo, que incorpora uma ampla variedade de parâmetros. A frequência e a amplitude sonoras são fi-

xadas pelos parâmetros FV e AV. Os pulsos de ruído das consoantes oclusivas são controlados pelo elemento de ganho programável AH. O ressoador fricativo com amplitude AF e frequência de resso-

nância FF é usado para gerar consoantes fricativas como "s" e "sh". Os sons das vogais são obtidos mediante o controle das frequências formantes F<sub>1</sub>, F<sub>2</sub> e F<sub>3</sub>. Um ressonador nasal com amplitude AN e frequência fixa é utilizado para introduzir uma componente variável de anasalação. O resultado dos sinais processados em cada um desses ramos é reunido num amplificador operacional final e empregado para excitar o altofalante de saída.



	F1	F2	F3
heed	250	2300	3000
hid	375	2150	2800
head	550	1950	2600
had	700	1800	2550
hod	775	1100	2500
paw	575	900	2450
hood	425	1000	2400
who	275	850	2400

**Tabela 1:** Vogais estáveis do idioma inglês. Os sons das vogais são formados mediante o ajuste das frequências formantes, no trato vocal humano, segundo os valores aqui apresentados. Estas indicações são aproximadas, pois na realidade os valores variam de uma pessoa para outra. Num sintetizador de fala baseado numa versão eletrônica no trato vocal, as frequências formantes são estabelecidas pelo controle digital de filtros com picos de ressonância ajustáveis.

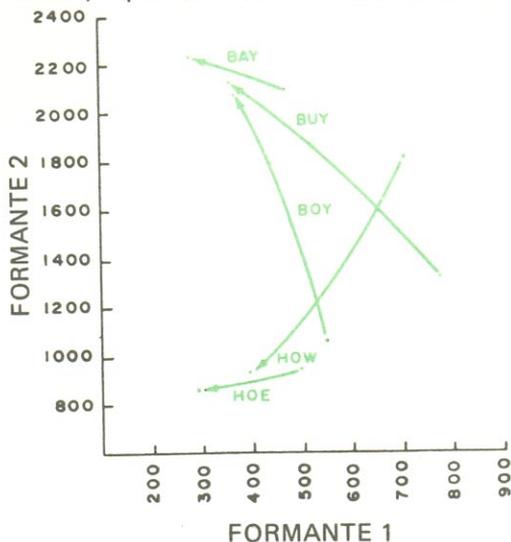
**Figura 11:** As vogais estáveis do inglês. As distinções entre os sons de diversas vogais podem ser ilustradas pela sua representação num gráfico bidimensional. Os valores ao longo dos eixos horizontal e vertical representam, respectivamente, as frequências das formantes 1 e 2. A posição correspondente à emissão de cada vogal pode ser determinada experimentalmente, pela localização dos picos de ressonância com um analisador de espectro de áudio.

dada a sua pequena variação que só é mais acentuada no caso das vogais em que F<sub>2</sub> apresenta valores muito elevados.

O gráfico F<sub>1</sub> – F<sub>2</sub> fornece um espaço conveniente para o estudo das influências de diferentes dialetos e idiomas. Em algumas regiões dos Estados Unidos, por exemplo, as vogais das palavras "hod" e "paw" têm a mesma pronúncia, que corresponde a um ponto situado acima e à direita de "paw", no gráfico. Da mesma forma, muitos habitantes dos estados do oeste americano pronunciam indistintamente os sons das vogais em "head" e "hid", aproximadamente a meio caminho entre os dois pontos do gráfico correspondentes a essas vogais.

Algumas vogais do inglês caracterizam-se pela ocorrência de rápidos deslocamentos (varreduras) no espaço das frequências formantes, ao contrário das mencionadas na tabela 1, que ocupam posições relativamente estáveis. Essas varreduras são produzidas pelo movimento rápido de mudança de posição da língua durante a emissão do som da vogal. As curvas da figura 12 indicam aproximadamente

essas variações contínuas de F<sub>1</sub> e F<sub>2</sub> para as vogais em "bay", "boy", "buy", "hoe" e "how". Tais variações ocorrem em intervalos de tempo de 150 a 250 ms, dependendo da velocidade da fala.



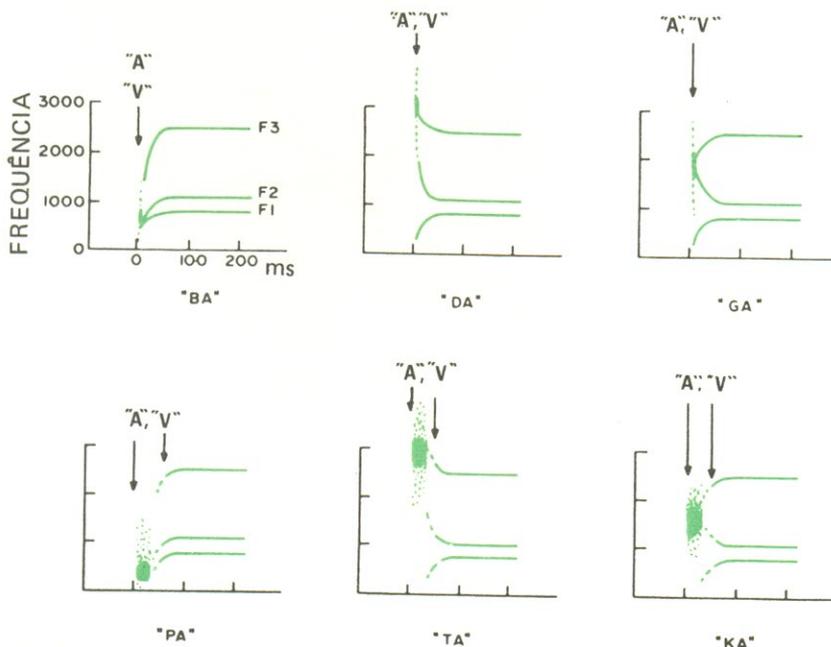
**Figura 12:** Ditongos ingleses. Um ditongo é o som formado pela suave transição do som de uma vogal para o de outra, durante a emissão. O tempo de mudança de um ponto para outro no espaço das formantes tem uma duração típica situada entre 150 e 250 ms. O gráfico indica os pontos iniciais e finais correspondentes aos sons de alguns ditongos comuns.

## SONS DAS CONSOANTES

Os sons das consoantes consistem principalmente de vários estalos, sibilos, chiados e interrupções impostas à coluna de ar vibrante pela ação de diversos componentes do trato vocal mostrado na figura 1. Vamos dividi-las em quatro categorias: 1) oclusivas, 2) líquidas, 3) nasais e 4) fricativas e africadas. Considerando inicialmente as consoantes oclusivas básicas: "p", "t", "k", "b", "d" e "g", a corrente de ar é obstruída ou interrompida momentaneamente em algum ponto ao longo do seu percurso: pelo fechamento dos lábios; pelo contato da ponta da língua com o palato duro, logo atrás dos dentes; ou pelo contato entre o corpo da língua e o palato mole ou véu palatino, junto à úvula. A rápida interrupção do fluxo de ar provoca um curto

período de silêncio ou quase silêncio, seguido de um pulso de ruído à medida que o ar irrompe e se precipita através da estreita abertura.

A variação da conformação do trato vocal, pela diferente colocação dessa passagem estreita, determina tanto a forma espectral do pulso de ruído, quanto a localização das formantes ao iniciar-se a emissão. O espectro do pulso de ruído e a rápida variação das frequências formantes à medida que o ponto  $F_1 - F_2$  se desloca para a posição correspondente à vogal seguinte, são ambos perceptíveis como indícios característicos da posição da língua quando a passagem fechada é reaberta. Basta adicionarmos ao circuito do trato vocal da figura 10 um gerador de ruído digitalmente controlado (para simular o ruído da explosão de ar no momento da reabertura da passagem), e poderemos então gerar todas as consoantes oclusivas, tão bem quanto as vogais. A figura 13 mostra o sintetizador de fala depois da adição desse gerador de ruído. O ruído de ruptura de um diodo zener é amplificado por IC1 e sua amplitude é regulada pela resistência AH, controlada digitalmente. O amplificador misturador IC2, à entrada dos ressoadores formantes, combina o sinal da fonte sonora (substituta da glote) e o ruído de aspiração, proveniente de IC1.



**Figura 14:** Padrões das consoantes oclusivas. Esta figura ilustra seis diferentes padrões de consoantes oclusivas. A abertura da passagem oclusa (início do pulso de ruído) ocorre no instante

assinalado com a letra "A" e o início da emissão sonora é assinalado com a letra "V". Notem-se as transições típicas das formantes da vogal, à medida que o regime estável é atingido.

Neste ponto é importante mencionarmos a gama de diferentes sons que é possível obter mediante pequenas variações da posição relativa, no tempo, dos parâmetros de controle. O aspecto de maior interesse é a relação cronológica entre o pulso do ruído de aspiração e um acentuado e rápido aumento da amplitude do sinal da fonte sonora (ver figura 14). Por exemplo: se o gerador de ruído for ajustado para emitir um pulso de ruído com a duração de 40 ms e, imediatamente após esse pulso,  $F_1$  executar uma brusca varredura ascendente de 300 para 775 Hz enquanto  $F_2$  executa a varredura descendente de 2.000 para 1.100 Hz, o som gerado corresponderá ao provocado pela brusca descida da ponta da língua após ter sido comprimida contra o céu da boca. Observe-se, todavia, que a saída das formantes permanece nula, até que a amplitude do sinal da fonte sonora seja aumentada. Se o aumento da amplitude ocorrer antes ou durante um curto pulso de ruído, o circuito gera o som "da"; ao passo que, se o aumento ocorrer depois de um pulso mais prolongado e durante as variações das frequências formantes, a saída soará como "ta". Esta mesma diferença de sequência cronológica caracteriza a distinção entre os sons "ba" e "pa", "ga" e "ka", bem como entre os de vários outros pares que examinaremos posteriormente. A figura 14 mostra os padrões de variação das frequências formantes necessários para produzir o som de todas as consoantes oclusivas, quando seguidas da vogal "ah". Quando estas consoantes forem seguidas por outra vogal, as formantes deverão deslocar-se para posições diferentes, correspondentes a essa vogal.

O que é importante notar a respeito das transições oclusivas é que os valores iniciais dos intervalos de varredura das formantes correspondem ao ponto de fechamento do trato vocal, ainda que essas varreduras possam ser parcialmente silenciosas nas oclusivas mudas: "p", "t" e "k", em que o aumento da amplitude do sinal de voz se verifica após o início da varredura.

O segundo grupo de consoantes compreende as líquidas: "w", "y", "r" e "l". Estes sons são realmente mais parecidos com vogais do que com quaisquer outras consoantes, exceto o fato de que o tempo de variação das formantes é decisivo na determinação da qualidade líquida. As consoantes "w" e "y" podem ser comparadas às vogais "oo" e "ee", respectivamente. A única diferença reside nas relações que envolvem o tempo. Se a vogal "oo" for imediatamente seguida pela vogal "ah", o aumento da velocidade das transições de  $F_1$  e  $F_2$  fará com que a pronúncia soe como "wa". Uma com-

paração entre as curvas de variação de  $F_1$  e  $F_2$  no tempo, em "wa", e o padrão das transições correspondentes a "ba", na figura 14, revela uma nova semelhança. O sentido das variações é basicamente o mesmo. Somente a velocidade de transição em "ba" é ainda maior do que em "wa". Observa-se portanto um paralelismo entre os sinais acústicos, que é devido ao aspecto comum da compressão dos lábios na pronúncia dos três sons considerados: "ua", "wa" e "ba". A consoante "y" pode ser da mesma forma comparada com a vogal "ee", para mostrar que a diferença entre "ia" e "ya" é apenas uma questão de diferentes velocidades de transição. A consoante "l" é geralmente marcada por um breve aumento de  $F_3$ , enquanto que em "r" verifica-se, em muitos casos, uma acentuada queda de  $F_3$ , que chega quase ao nível de  $F_2$ .

O terceiro grupo de consoantes é constituído pelas nasais: "m", "n" e "ng". Estas são muito semelhantes às oclusivas sonoras já mencionadas: "b", "d" e "g", respectivamente, exceto pela adição de uma "formante nasal". O modo mais fácil de obter esta nova formante é a inclusão de um ressoador adicional, sintonizado para aproximadamente 1.400 Hz e com uma largura de faixa razoavelmente ampla. Basta controlar a amplitude desse ressoador durante o período de "fechamento" para conseguir a qualidade nasal à saída do sintetizador.

O quarto conjunto de consoantes a ser considerado é o das fricativas: "s", "sh", "z", "zh", "f", "v" e "th"; com suas afins, as africadas: "ch" e "j". As africadas "ch" e "j" são formadas pelos padrões de "t" e "d" seguidos imediatamente pelas fricativas "sh" ou "zh", respectivamente, ou seja: "ch" = "t + sh" e "j" = "d + zh". O som "zh" é, de outro modo, raro em inglês. Um exemplo ocorre no caso da palavra "azure". As letras "th" representam dois sons diferentes, como os encontrados nas palavras "then" e "thin". Todas as fricativas caracterizam-se pela presença de um pulso de ruído de alta frequência, cuja duração varia entre 50 e 150 ms. A primeira subclassificação das fricativas baseia-se na amplitude sonora durante o pulso de ruído, a exemplo do que já foi visto com referência às oclusivas. Assim, "s", "sh", "f", "ch" e "th" (como em "thin") não são sonorizadas durante o pulso de ruído, enquanto que "z", "zh", "v", "j" e "th" (como em "then") apresentam elevada amplitude sonora. Quando uma fricativa muda é seguida por uma vogal, a emissão sonora inicia-se durante as varreduras das formantes para os valores correspondentes à vogal considerada, exatamente como no caso das oclusivas mudas. Dentro de cada uma das subclasses (mudas e sonoras) as diferentes

fricativas distinguem-se pelas características espectrais do pulso de ruído fricativo. Este ruído difere do descrito previamente para os pulsos oclusivos, pelo fato de não passar através da cadeia de ressoadores formantes, mas ser misturado diretamente à sua saída, depois de passar por um filtro unipolar que lhe dá a conformação espectral adequada. A tabela 2 fornece os ajustes do ressoador fricativo necessário para produzir as várias consoantes fricativas e africadas. Os valores da amplitude do ruído fricativo são indicados numa escala de 0 a 1.

### O SINTETIZADOR COMPLETO

O diagrama sistêmico do sintetizador completo para a obtenção de fala artificial está resumidamente esquematizado na figura 15. A informação contida neste artigo deve ser suficiente para permitir que o leitor dê início à realização de experiências com os circuitos necessários à produção da fala de saída. A construção de um sintetizador baseado neste modelo trará como resultado um dispositivo, controlado no tempo verdadeiro ("real time"), pelos seguintes parâmetros:

- AV = amplitude da fonte sonora, 8 bits
- FV = frequência da fonte sonora, 8 bits
- AH = amplitude da componente ruído de aspiração, 8 bits
- AN = amplitude da componente do ressoador nasal, 8 bits
- AF = amplitude da componente ruído fricativo 8 bits
- F1 = frequência do filtro da formante 1, 8 bits de controle
- F2 = frequência do filtro da formante 2, 8 bits de controle
- F3 = frequência do filtro da formante 3, 8 bits de controle
- FF = frequência do filtro ressoador fricativo, 8 bits de controle.

Este é o hardware básico de um sistema sintetizador de som. Para completá-lo é necessário determinar (mediante a teoria aqui exposta, aliada a leituras adicionais e à experiência com o hardware) um conjunto de detalhadas seqüências de tempo para o controle dos parâmetros. Será depois necessária a preparação do software adequado para permitir que o computador forneça as seqüências de tempo requeridas para o correto ajuste de cada som que se queira produzir. Sintetizadores comerciais são frequentemente acompanhados de

	Resonator Frequency (FF)	Fricative Amplitude (AF)
sh, zh	2500	.9
s, z	5000	.7
f, v	6500	.4
th	8000	.2

**Tabela 2:** Espectro fricativo. Um som fricativo é tipicamente um pulso de ruído de alta frequência. Os vários tipos de consoantes fricativas classificam-se de acordo com o perfil espectral do pulso. Para o modelo eletrônico aqui descrito, a tabela fornece os valores de frequência do ressoador e a amplitude fricativa correspondente aos sons indicados.

um conjunto predeterminado de "fonemas" acessíveis mediante o emprego de um código binário apropriado. A preparação e o registro de tais conjuntos de fonemas fogem às finalidades deste artigo introdutório, estando todavia ao alcance das disponibilidades normais de qualquer pesquisador interessado, no que diz respeito tanto ao custo quanto ao tempo de execução.

### BIBLIOGRAFIA

1. ERMAN, Lee (editor)  
IEEE Symposium on Speech Recognition, abril, 1974, Contributed Papers, IEEE Catalog N° 74CH0878-9 AE.
2. FLANAGAN, J. L. e RABINER, L. R. (editores)  
**Speech Synthesis**, Benchmark Papers in Acoustics, Dowden, Hutchinson & Ross, Inc, 1973.
3. LEHISTE, Ilse (editor)  
**Readings in Acoustic Phonetics**, MIT Press, 1967.
4. MOSCHYTZ, George S.  
**Linear Integrated Networks Design**, Van Nostrand, Nova Iorque, 1975.

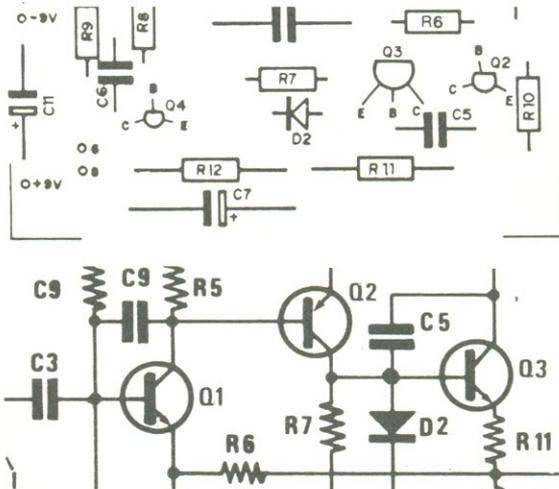
Extraído do número de agosto de 1976 da Revista "Byte - The Small Systems Journal"

- (1) O índice de amostragem, em conversões por segundo, ou amostras por segundo, é habitualmente expresso em Hz. Essa terminologia será adotada também neste artigo, embora constitua uma generalização (algo indevida) do conceito de ciclos por segundo.

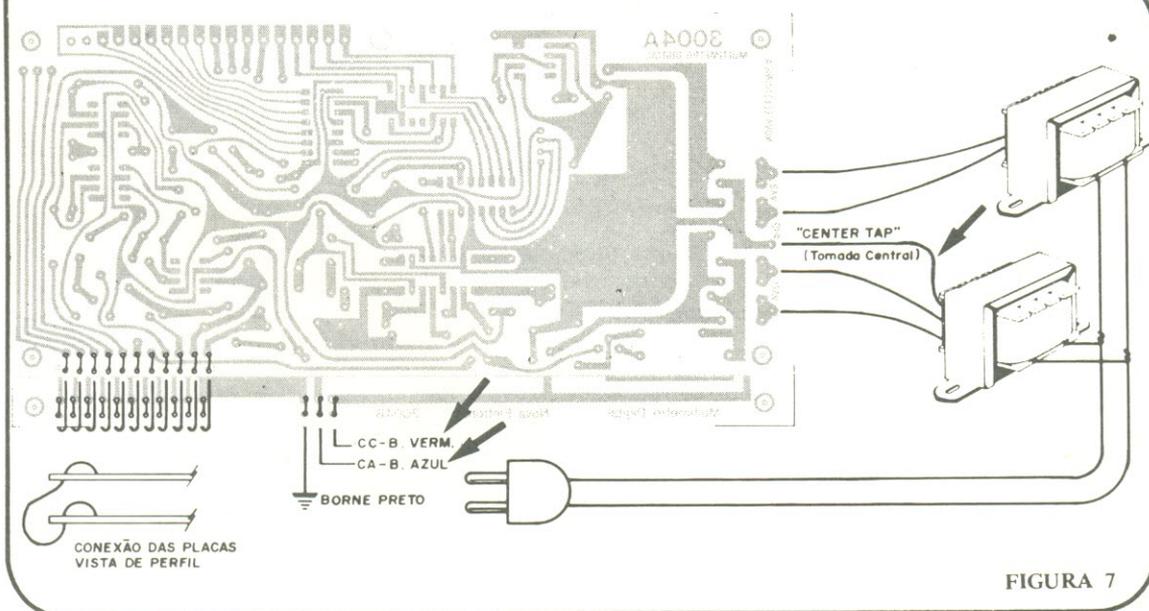
## Intercomunicador

No esquema da página 321, Figura 10 falta o ponto de conexão do diodo D2 com o transistor e o capacitor C5.

Na Fig. 1, pág. 313, o diodo D2 foi representado invertido. Sua montagem correta está representada ao lado. Esta correção é válida também para a placa do "kit" do aparelho.



## Multímetro Digital - Rev.2 - Pag.183



## Rev. N°3 - Pág.267

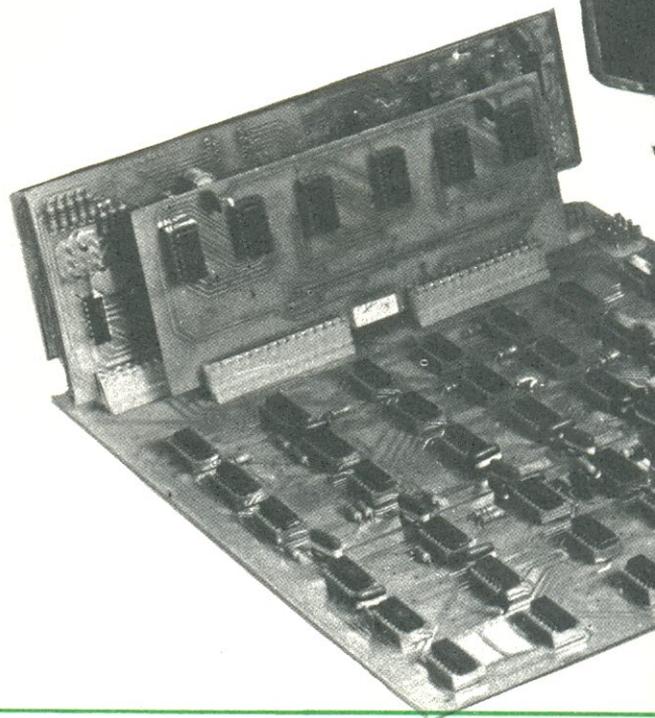
Na lista de material do Alarme, D5 e D6 são de 400mW e não 400mA.

# SISTEMA VIDEO

## TTV 3216

Pretendemos introduzir, em uma série de quatro artigos, um terminal de vídeo prático para ser montado em casa.

Este terminal se presta de imediato, a inúmeras finalidades, como anunciador em aeroportos ou rodoviárias (para avisar horários de partida de aviões ou ônibus), em vitrines de lojas, em bancos, em controles industriais, em transmissão de dados e, naturalmente, para fins didáticos.



# TERMINAL DE

## PARTE I



Pedimos a compreensão dos leitores pelo fato de dividirmos o texto do terminal por quatro. É plenamente justificável, pois este é um assunto razoavelmente complexo e extenso para ser tratado em apenas um ou dois números. Juntamente com o último artigo da série, o terminal de vídeo será lançado em forma de "kit".

## VANTAGENS DE UM TERMINAL DE VÍDEO

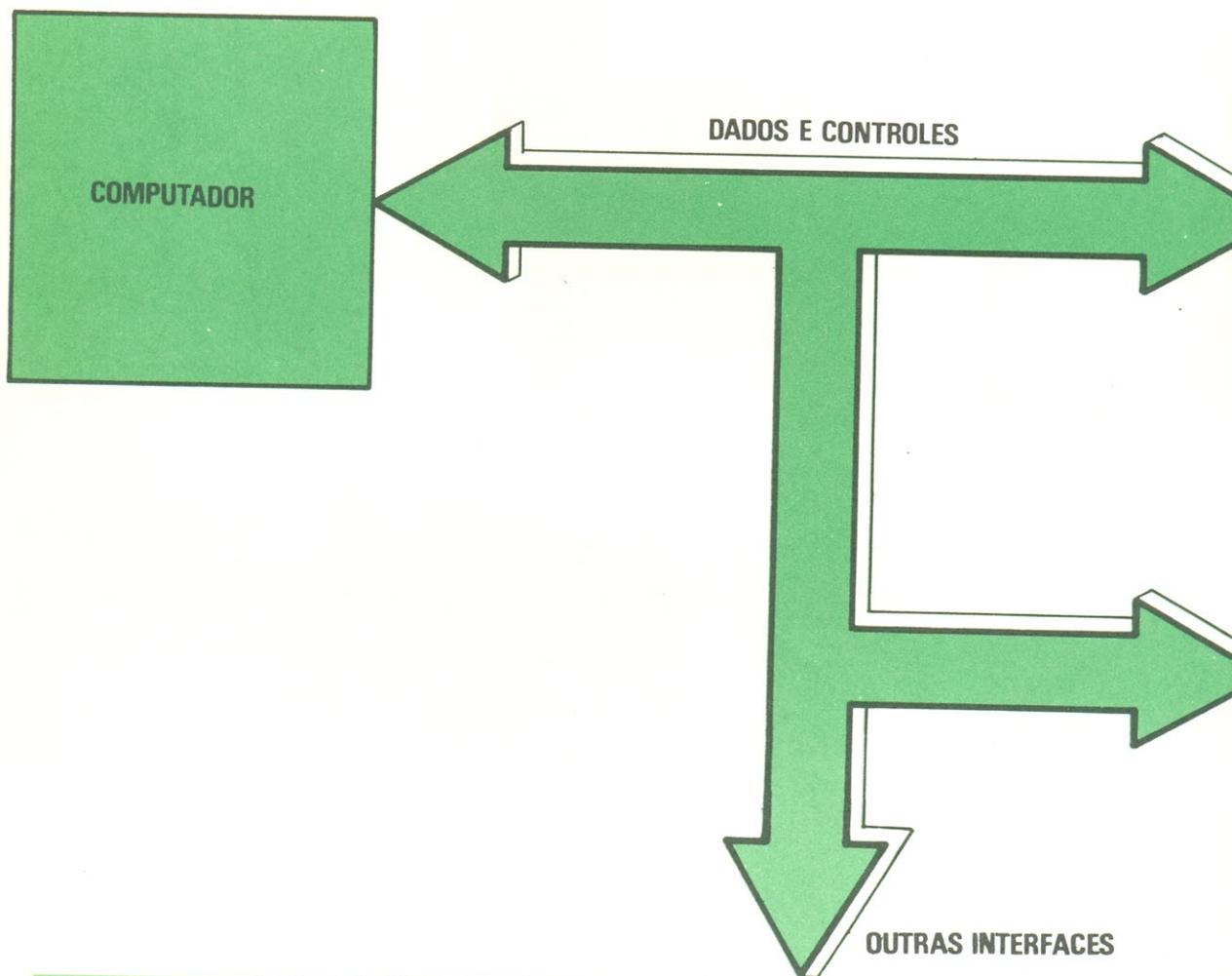
O terminal de vídeo é um periférico de grande utilidade nos processamentos digitais (fig. 1). Permite que os dados nas entradas ou saídas do computador sejam visualizados pelo vídeo, de uma TV. Esta maneira de manipular dados é altamente conveniente, já que o operador pode observar e mane-

jar facilmente um conjunto de dados durante os vários estágios do processamento.

Vejamos algumas de suas vantagens:

### 1 - Confiabilidade

O sistema vídeo, fora o teclado, é totalmente eletrônico. É sabido por todos que os componentes eletrônicos são menos sujeitos a defeitos que os mecânicos. Os outros periféricos, tais como teletipo, impressora, leitora de cartas, estão sempre precisando de manutenção aqui ou acolá. Com o terminal de vídeo, isso não acontece freqüentemente, devido à longa vida útil dos componentes eletrônicos.

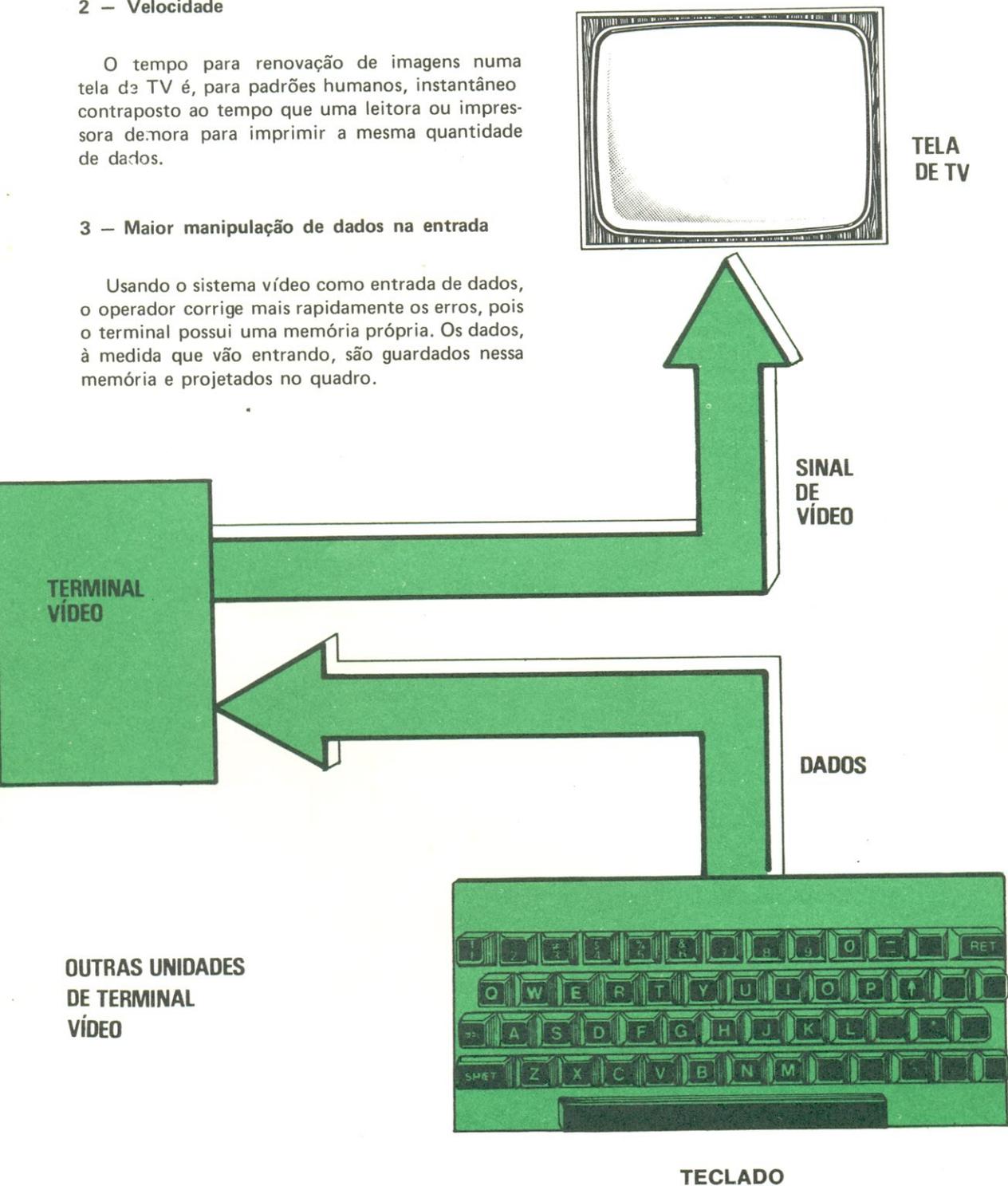


## 2 – Velocidade

O tempo para renovação de imagens numa tela de TV é, para padrões humanos, instantâneo contraposto ao tempo que uma leitora ou impressora demora para imprimir a mesma quantidade de dados.

## 3 – Maior manipulação de dados na entrada

Usando o sistema vídeo como entrada de dados, o operador corrige mais rapidamente os erros, pois o terminal possui uma memória própria. Os dados, à medida que vão entrando, são guardados nessa memória e projetados no quadro.



O sistema pode enviar caracter por caracter ao computador, ou com o uso de unidades opcionais, passa a enviar quadro por quadro.

#### 4 – Custo

O custo do terminal vídeo é bem inferior aos dos sistemas impressores convencionais. Com uma pequena adaptação, uma TV comum pode ser utilizada como tela, sem despesas de manutenção, de papéis ou fitas.

Este dispositivo é ideal para ser usado como terminal de console, onde todas as vantagens citadas são válidas. Uma outra aplicação é o sistema de "time-sharing", onde várias unidades podem ser conectadas a um computador central. Além disso, está sendo estudado pelos nossos técnicos uma maneira de ligar este terminal a um gravador cassete, que poderá memorizar as palavras a serem projetadas na tela.

#### SISTEMA TTV 3216

A unidade principal do nosso terminal de vídeo (fig. 2) pode projetar até 16 linhas de 32 caracte-

teres na tela, e baseia-se num gerador de caracteres alfa-numéricos de baixo custo. Combinado com um teclado, é um dos mais rápidos e eficientes meios de comunicação entre o usuário e sua máquina.

Todo o sistema TTV 3216 tem a capacidade de guardar e projetar duas páginas, de 16 linhas com 32 caracteres cada. É lógico que a tela só pode apresentar uma página por vez. Devido a isto, previu-se a possibilidade da passagem de uma página a outra, automática ou manualmente.

#### Formato dos caracteres

Achamos oportuno fazer uma ressalva, para uma ligeira explicação a respeito do formato dos caracteres que aparecem na tela do vídeo, antes de seguir com a apresentação do sistema em geral.

Cada caracter é apresentado num retângulo de 35 pontos, arranjados no formato 7 x 5. Existe, também, um espaçamento entre caracteres de 2 colunas, na horizontal, e de 3 linhas, na vertical. Logo, cada caracter ocupa 10 pontos na vertical e 7 pontos na horizontal, na área da tela. Isto pode ser visualizado na fig. 4.

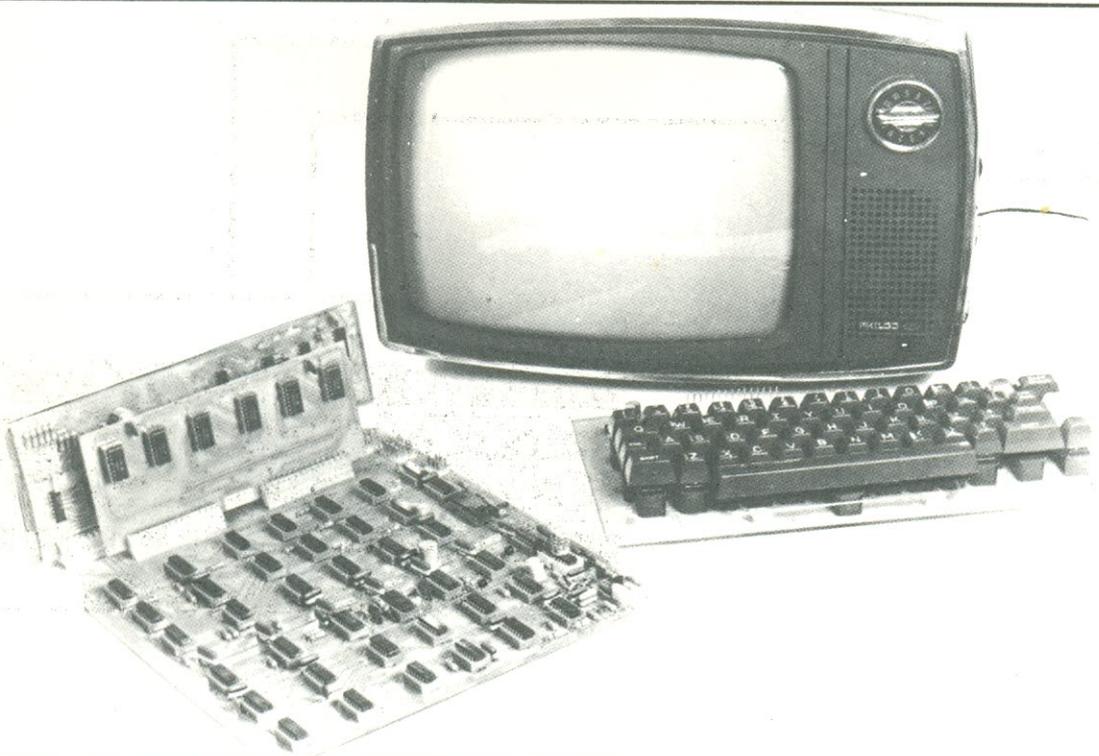
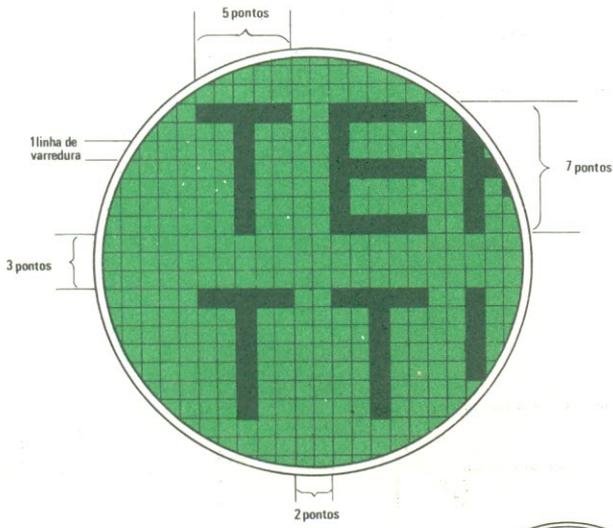


FIGURA 4



TERMINAL  
TTV 3216

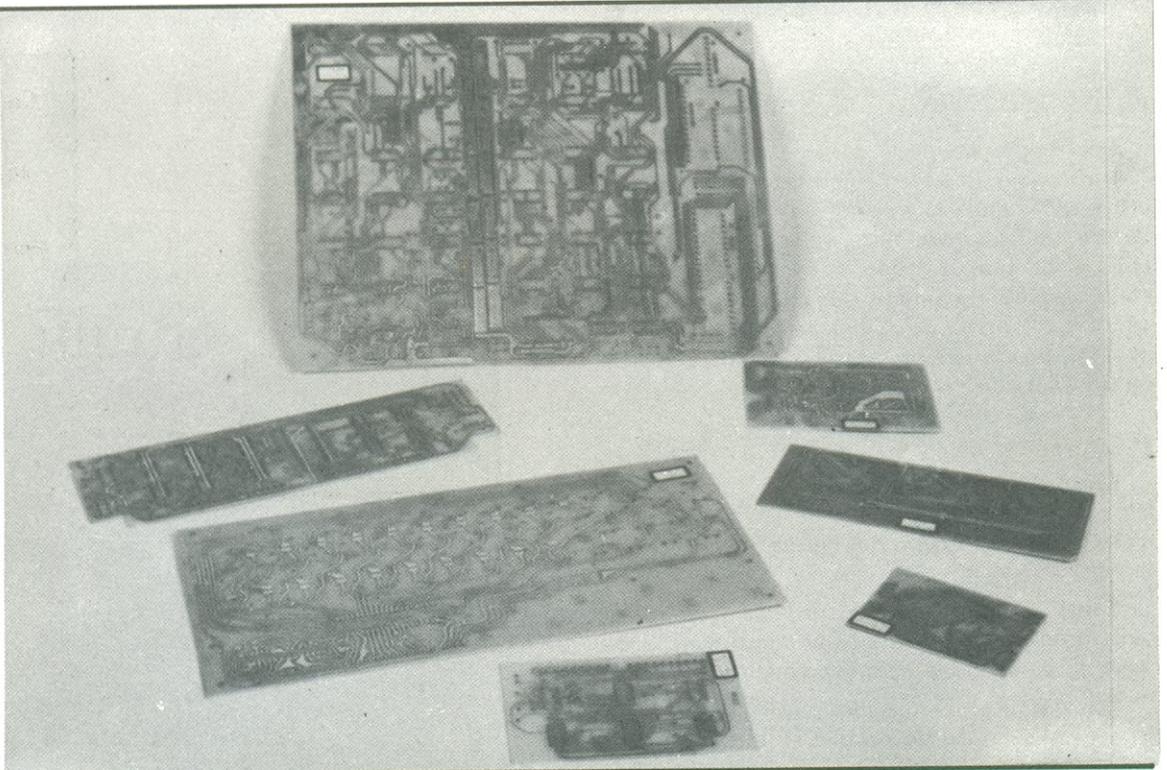


FIGURA 3

## VOLTANDO AO TERMINAL DE VÍDEO

Com a finalidade de tornar o sistema tão versátil quanto fosse possível, foram projetadas, ainda, algumas unidades opcionais, como:

### a) Controle automático do cursor

O cursor indica a posição, na tela e na memória, onde vai ser escrito o próximo caracter. O controle automático do cursor, então, habilita o operador a posicionar o cursor em qualquer posição da tela, através de um conjunto de comandos via teclado ou via computador. No caso de não utilização desta unidade, pode-se providenciar um controle manual, através de chaves externas, uma vez que previu-se tal possibilidade no projeto.

### b) Leitora de quadros

Possibilita ao usuário editar todas as informações contidas em um quadro, que são acumuladas, e podem ser enviadas para o computador ou outra unidade externa qualquer.

### c) Teclado TEC 56

Possui 56 chaves de duas posições e sua saída é codificada em ASCII. Feito especialmente para o sistema TTV 3216, para fornecer a entrada de dados.

### d) "Interface" série

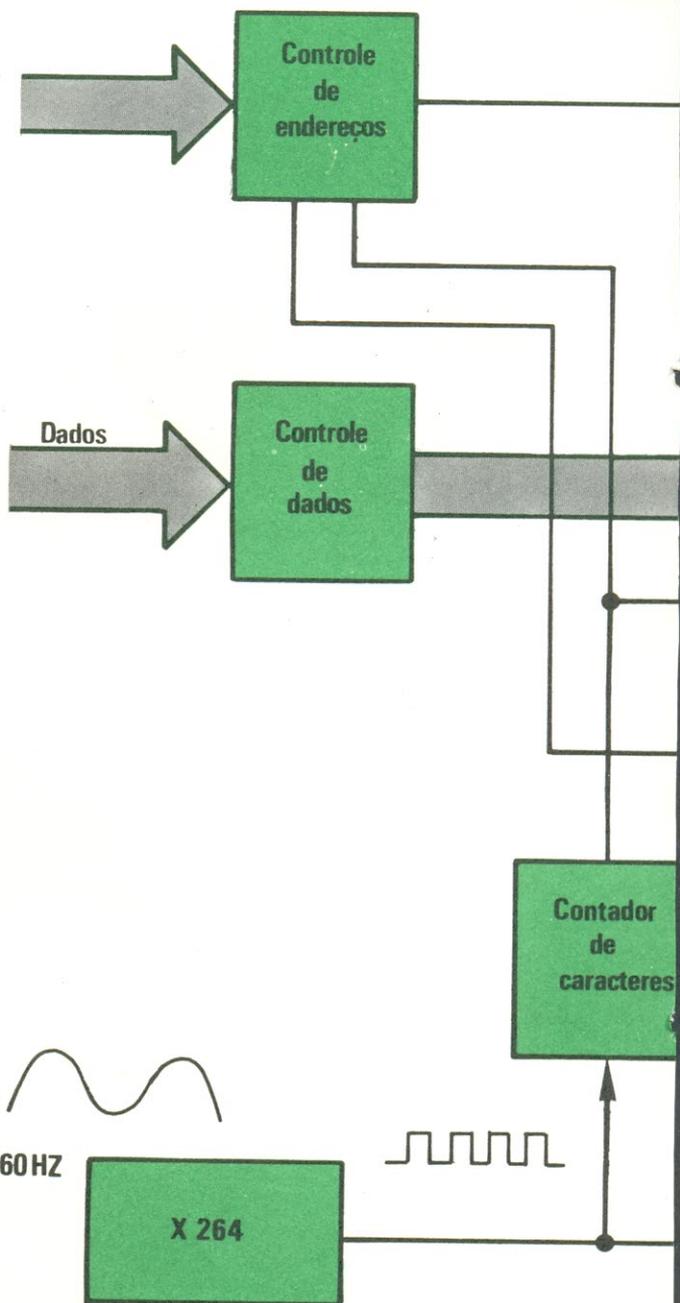
Conhecida, também, como UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter), esta unidade providencia entrada e saída de dados na forma seriada, podendo comunicar-se com leitoras/perfuradoras de fitas, teletipo, com fitas magnéticas, etc. É possível a comunicação com o computador, sendo que, neste caso, o mesmo deve também possuir um "interface" deste tipo, para receber ou enviar dados em formato seriado.

### e) "Interface" paralelo

É usado para a troca de dados no formato paralelo, geralmente entre o terminal e o computador, quando o usuário não pode ou não deseja utilizar "interfaces" série.

Todas as unidades descritas podem ser conectadas diretamente ao sistema principal. Este, entretanto, pode operar independentemente.

Os conectores foram todos previstos no sistema, com a única restrição de que só um dos "inter-



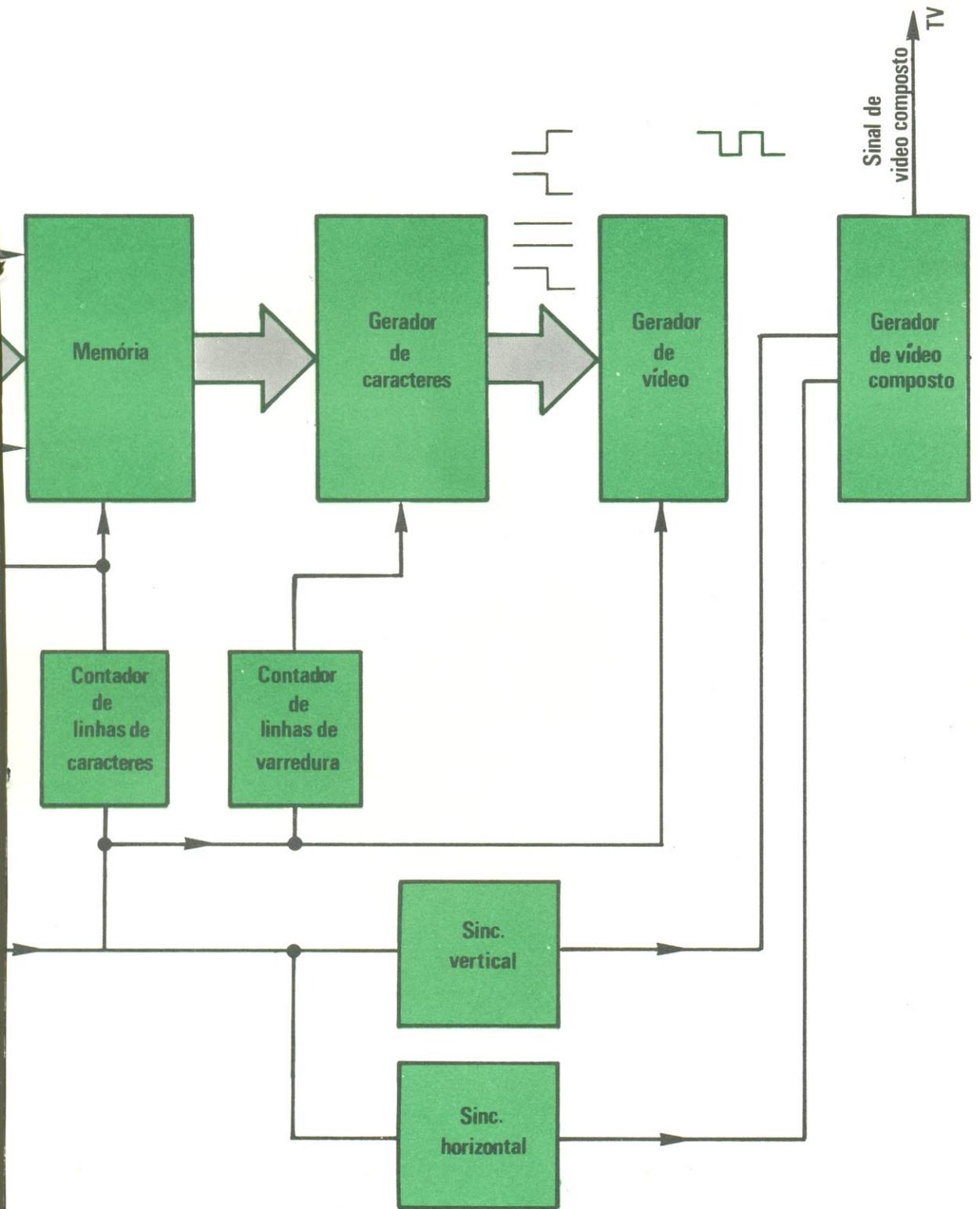


FIGURA 5

faces" pode ser utilizado de cada vez, pois há somente um conector para tal finalidade.

Por último, podemos dizer nesta exposição geral, que o terminal foi projetado utilizando-se portas lógicas TTL da série 74, que são bastante comuns e baratas. Os únicos componentes em MOS são a memória (RAM 2102) e o gerador de caracteres (2513). A unidade é apresentada em forma de "kit", poupando assim o trabalho de projetar placas de fiação impressa, por exemplo (fig. 2 e 3).

## DIAGRAMA DE BLOCOS

Para se montar o sistema sem erros e aproveitar ao máximo a sua capacidade, uma boa compreensão do seu funcionamento é essencial. Visando facilitar a análise, dividimos o circuito em vários blocos e vamos explicar a função de cada um deles. Mais tarde, o funcionamento será detalhado, integrado por integrado. Veja a fig. 5; o sistema TTV 3216 compõe-se de:

### Multiplicador de frequência

Em todos os aparelhos de TV, o sinal de vídeo é sempre acompanhado de pulsos de sincronismo vertical e horizontal. A função do multiplicador de frequência é fornecer a base do tempo para geração destes pulsos, assim como comandar o resto do sistema, para que os sinais de vídeo sejam gerados no instante correto.

Como os pulsos de sincronismo devem ter uma frequência que seja múltiplo de 60 Hz e como precisam estar sincronizados com a rede, o multi-

plicador é realimentado através de um "phase-locked loop", que mantém a frequência em 15840 Hz (264 x 60 Hz) e sempre em fase com a rede.

### Gerador de sincronismo horizontal e vertical

Fornecem pulsos de sincronismo necessários ao receptor de TV. Para maior precisão, estes pulsos são gerados digitalmente, utilizando o tempo do multiplicador de frequência como referência.

### Contador de linha de caracteres

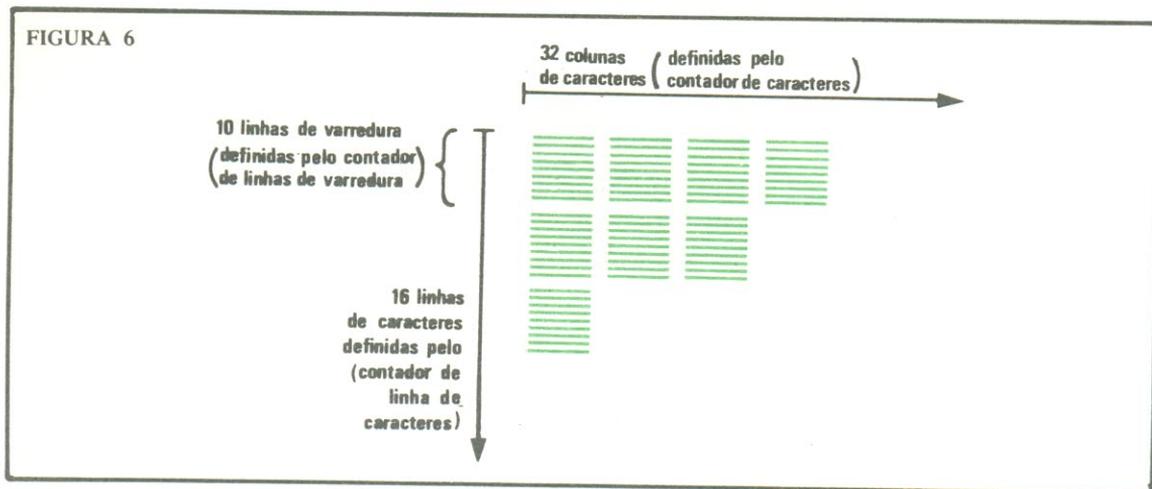
Já sabemos que os caracteres ficam dispostos em 16 linhas no quadro, chamadas **linhas de caracteres**. Cada uma dessas linhas, porém, é formada por 10 **linhas de varredura** da tela. Assim, o quadro inteiro vai ter  $10 \times 16 = 160$  linhas de varredura. A figura 6 ilustra melhor esta explicação. Este contador define qual das linhas de caracteres está sendo percorrida.

### Contador de linha de varredura

Define qual das 10 linhas de varredura, de uma linha de caracter, está sendo percorrida (fig. 6).

### Contador de caracteres

Determina qual dos caracteres, em uma coluna,



está sendo varrido. Como são 32 colunas de caracteres (veja fig. 6), este é um contador de 5 bits.

## Memória

A sua função é guardar todos os caracteres necessários para compor um quadro; através de um endereçamento correto, os caracteres codificados em ASCII são retirados da memória e enviados ao gerador de caracteres.

## Gerador de caracteres

Recebe dados da memória e gera o conjunto de pontos necessários para formar um caracter.

## Gerador de vídeo

Recebe os dados do gerador de caracteres, que estão em formato paralelo, e os transforma num sinal de vídeo, em formato seriado.

## Gerador de vídeo composto

Recebe os pulsos de sincronismo e o sinal de vídeo para compô-los em um sinal compatível com o receptor de TV.

## Controle de dados

Existem certas codificações em ASCII que correspondem a sinais de controle, e que não podem ser "impressos" na tela. Deve existir então um controle que impeça a entrada dos mesmos na memória, função exercida pelo controle de dados.

## Controle de endereço

Faz com que o dado a ser escrito entre na posição certa da memória, posição esta definida pelo cursor.

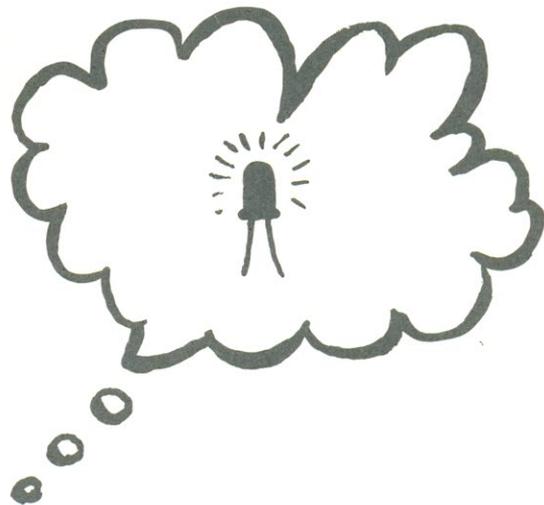
Uma vez explicada a função de cada parte, o funcionamento do conjunto torna-se mais claro. Vejamos tudo de novo, rapidamente: os 60 Hz da rede são multiplicados por 264 pelo multiplicador de frequência, que funciona como "clock" central para todo o sistema. Os pulsos de sincronismo

vertical e horizontal para o receptor de TV tem seus respectivos geradores. O contador de caracteres e o de linhas de caracteres fornecem à memória o endereço daquilo que vai ser projetado. A codificação ASCII do caracter vai para o gerador de caracteres, que a transforma num padrão adequado. As linhas de varredura são definidas pelo contador correspondente. O gerador de vídeo transforma o padrão fornecido pelo gerador de caracteres em um sinal de vídeo. O sinal de vídeo composto, que é enviado ao receptor de TV, forma-se no gerador respectivo, pela união do sinal de vídeo com os pulsos de sincronismo.

Para entrarmos com dados na memória (através do teclado, por exemplo), os dados de entrada são analisados primeiramente pelo controle de dados. Sendo identificados como caracter imprimível, o controle de endereço deposita-os na posição correta da memória. Se, por outro lado, os dados forem sinais de controle, são inibidos e não há mudança no conteúdo da memória.

Fizemos, nesta primeira parte, apenas um resumo das características e funcionamento do TTV 3216. Foram descritas somente as operações essenciais, mas que são suficientes, por enquanto, para se ter uma visão geral do sistema.

No próximo número, percorreremos todo o circuito do terminal de vídeo, com explanações mais detalhadas e aprofundadas, seguindo o diagrama esquemático que será publicado.



O terminal de vídeo acoplado ao PROLOGICA1 é boa decisão!



**CURSO**



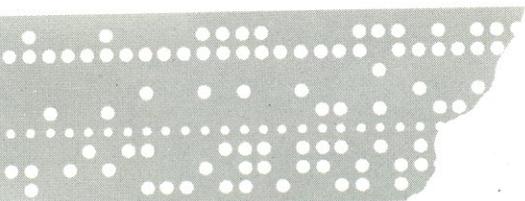
# PROGRAMAÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

A partir da lição 4 nosso Curso de Programação de Microcomputadores se dividirá em 3 partes:

**PROCESSADOR:** aprofundaremos nosso conhecimento do processador estudado

**PROGRAMA:** um programa exemplo com cada lição  
permitirá assimilar os nossos conceitos vistos na parte **PROCESSADOR**.

**COMPUTAÇÃO:** nesta parte veremos  
em cada lição uma técnica de programação.



# PROCESSADOR

## INSTRUÇÕES DO GRUPO ARITMÉTICO

Nesta parte da lição 4: processador, detalharemos o funcionamento de nosso microprocessador. As lições 1 a 3 formam a base para compreensão de todo o curso. Na lição 3 foram dadas todas as instruções do 8080. A partir desta lição, vamos detalhar o funcionamento destas instruções.

Veremos agora o grupo das instruções aritméticas. Por que começamos pelas instruções aritméticas? Porque são as mais fáceis de compreender, aquelas que, afinal de contas, todos nós sabemos fazer, as velhas e conhecidas 4 operações. Nesta parte da lição veremos as instruções. Na parte PROGRAMA veremos um exemplo que tornará mais clara a teoria aqui exposta.

### ARITMÉTICA DE 8 BITS

Na figura 1 está representado um byte ou posição de memória do nosso computador. Lembrem-se: um byte tem 8 bits e cada bit pode representar o algarismo binário 0 ou 1.

0	0	1	0	1	1	0	1	← conteúdo
7	6	5	4	3	2	1	0	← numeração dos bits

45 decimal  
055 octal  
2D hexadecimal

Fig. 1 – Um byte de 8 bits

Quais números podemos colocar neste byte? Números binários de 0 a 255. Vejam a tabela publicada na lição 2. Ali estão os números de 0 a 128 em decimal e em binário. Esta é a forma mais simples de aproveitar os 8 bits de nosso byte.

Porém, temos um problema. Desta forma só podemos representar números positivos. Como representar os negativos? Teremos que usar um

bit de nosso byte para representar o sinal. Usamos para isso o bit 7. O valor 1 representa o sinal negativo e o valor 0 representa o sinal positivo.

Todos os computadores utilizam uma representação especial para os números binários negativos. Chama-se **notação de complemento**. O número binário é representado pelo valor que, somado a ele, daria o máximo possível de um byte mais um. No caso de nosso byte de 8 bits, isto significa que um número negativo é representado pelo valor positivo equivalente a 256 menos este número. Veja o exemplo da figura 2.

Na figura 3, representamos a numeração binária completa para o caso de um byte de 3 bits. Representamos também uma parte da tabela da numeração binária para 8 bits. À esquerda da re-

número a representar: -3  
complemento:  $256 - 3 = 253$   
representação binária de -3: 1111 1101

Fig. 2 – Exemplo da notação de complemento

0	0	0	0	0	
1	0	0	1	1	
2	0	1	0	2	
3	0	1	1	3	
4	1	0	0	-4	Tabela para 3 bits
5	1	0	1	-3	
6	1	1	0	-2	
7	1	1	1	-1	

0	0000	0000	0	
1	0000	0001	1	
.	.	.	.	
.	.	.	.	
.	.	.	.	
126	0111	1110	126	
127	0111	1111	127	
128	1000	0000	-128	Tabela para 8 bits
129	1000	0001	-127	

.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
254	1 1 1 1	1 1 1 0	-2
255	1 1 1 1	1 1 1 1	-1

Fig. 3 – Notação de complemento

presentação binária está o valor decimal positivo e à direita o valor decimal para a numeração em notação de complemento, com os positivos e os negativos. Estas tabelas ajudarão a entender melhor o mecanismo da notação de complemento. No entanto, não se preocupe em entendê-lo profundamente. Afinal de contas, o computador está aqui para fazer as contas por nós.

Qual a vantagem desta notação sobre a notação usual de sinal + valor? Uma primeira vantagem é que nesta notação só existe um valor zero, é o zero positivo. Outra vantagem é que as contas com notação de complemento são extremamente simples, o que simplifica os circuitos do processador. Para somar dois números algebricamente, basta somá-los de acordo com as regras da numeração binária, **incluindo na soma o sinal**. O resultado terá o sinal correto. Experimente fazer operações com números nesta notação.

Na notação de complemento, só podemos representar números positivos de 0 a 127 e números negativos de -1 a -128.

É com estes números que trabalha o processador 8080.

## ARITMÉTICA DE 16 BITS.

As instruções do 8080 permitem fazer cálculos com números de 8 bits. Podemos fazer todo tipo de operação com estes números, seja para imprimir resultados, seja para cálculos internos do programa. Na lição anterior, usamos um número de 8 bit contido em um registrador para contar o número de vezes em que o computador devia repetir um trecho do programa.

Mas o 8080 tem endereços que podem ir até 65535. São representados por números de 16 bits. Como calcular endereços se nossa aritmética só trabalha com 8 bits?

Para isto, temos instruções especiais que fazem cálculos com números de 16 bits. Estes números estão contidos em um par de registradores. Trabalhando com 8 bits, usamos os registradores B, C, D, E, H e L. Trabalhando com 16 bits, passamos a usar estes registradores em pares, como se fossem registradores de 16 bits: (B,C), (D,E), (H,L).

Além de facilitar cálculos com endereços, as instruções que operam com 16 bits permitem o uso de números maiores que 255. Permitem ainda, através de um artifício que veremos em outra lição, o posicionamento rápido de 16 linhas de i/o.

## OS OPERANDOS

Onde estão os operandos com os quais efetuaremos nossos cálculos? Podem estar em 3 lugares diferentes: registrador, memória ou programa.

**Registrador:** os operandos podem estar em um dos 6 registradores: B, C, D, E, H e L ou no acumulador. Se forem operandos de 16 bits, ocuparão um par de registradores. Podem ter sido colocadas no registrador a partir de outro registrador, ou da memória, ou por uma operação de i/o. Na próxima lição veremos as instruções que efetuam transferência de registrador a registrador ou de registrador a memória.

**Memória:** um operando pode estar em qualquer lugar da memória. Como operar com ele? Basta que o seu endereço esteja no par de registradores (H, L). Instruções que especificam operação com a memória automaticamente obtêm o byte no endereço dado por (H, L). Lembrem-se: chamamos a este mecanismo de endereçamento indireto.

**Programa:** O operando pode estar especificado na própria instrução do programa. Chamamos este modo de endereçamento imediato. Não há cálculo de endereço: o operando está na instrução. Este modo é usado quando o operando é constante. Uma vez que não vai mudar, por que reservar memória ou gastar um registrador para este dado fixo? O dado já fica "embutido" no programa.

## OS RESULTADOS

Os resultados das instruções aritméticas vão em geral para o acumulador. É com ele que são efetuadas as operações aritméticas. Em alguns

casos, os resultados ficam no registrador especificado. É o caso das instruções que incrementam e decrementam registradores.

Além do resultado da operação, são muito importantes os valores dos indicadores após a operação. Quase todas as instruções aritméticas posicionam os indicadores após terem sido efetuadas. Indicam se o resultado foi zero ou não, negativo ou não, se houve vai um, se houve vai um decimal e qual a paridade (ver lições 2 e 3).

## SOMA E SUBTRAÇÃO

Temos 2 tipos de instruções de soma. A soma simples, soma um operando ao acumulador. A soma com vai um efetua a mesma operação e acrescenta ainda o valor do bit carry. Este bit sendo um indicador de vai um, a soma com vai um permite fazer somas de vários bytes sucessivamente.

Analogamente, temos a subtração simples, operando com o acumulador, e a subtração com vai um. Neste caso, aliás, o vai um é impropriamente chamado. Deveria ser o "empresta um".

Os resultados destas instruções sempre ficam no acumulador. Na figura 4 estão representadas

	registrador	memória	imediatos
Soma	ADD r	ADD M	ADi d
Soma com vai um	ADC r	ADC M	ACi d
Subtração	SUB r	SUB M	SUi d
Subtração com vai um	SBB r	SBB M	SBi d

Fig. 4 – Instruções aritméticas básicas

estas instruções, que são as instruções aritméticas básicas. A letra "r" representa um registrador que contém o operando. A letra "M" representa a memória (endereço (H,L)). A letra d representa um dado que ficará na instrução.

## INCREMENTOS E DECREMENTOS

Duas instruções especiais efetuam o incremento ou o decremento de um operando, registrador ou

memória. O efeito é o mesmo que somar 1 ao operando ou subtrair 1 do operando. O resultado fica no próprio registrador ou na memória indicada, e não no acumulador.

Estas instruções são extremamente úteis para controlar a execução repetitiva de um trecho de programa ("loop"). Veja ainda o programa da lição 3.

As instruções de incremento e decremento estão na figura 5.

	registrador	memória
incrementar	INR r	INR M
decrementar	DCR r	DCR M

Fig. 5 – Incremento e Decremento

## ARITMÉTICA DE 16 BITS

Três instruções trabalham com um par de registradores.

Veja a figura 6.

Podemos especificar um dos três pares de registradores: (B,C), (D,E) ou (H,L). Podemos ainda especificar o registrador SP, stack pointer, que tem 16 bits. O uso do registrador SP ficará mais claro

Incrementar par de registradores	INX p
Decrementar par de registradores	DCX p
Somar par de registradores a (H, L)	DAD p

p pode ser:	B	par (B,C)
	D	par (D,E)
	H	par (H,L)
	SP	stack pointer (indicador da pilha)

Fig. 6 – Aritmética de 16 bits.

na lição que tratará das chamadas de subrotinas.

Podemos incrementar ou decrementar um par de registradores. Suponhamos por exemplo que (H,L) tem o endereço de uma lista de operandos na memória. Para passar de um operando ao seguinte, basta usar a instrução INX H. Com isto trabalhamos com vetores, matrizes, . . .

A instrução DAD soma 16 bits ao par (H,L), Caso particular: DAD H soma (H,L) ao próprio (H,L). Ou seja, dobra o valor de (H,L).

## ROTAÇÕES

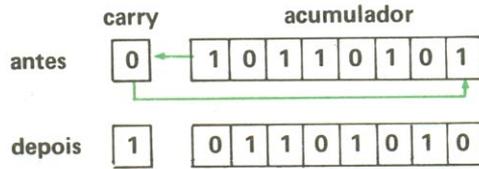
Como isolar um determinado bit dentro de um byte para testar seu valor? Com as instruções de rotação, que deslocam o conteúdo do acumulador para a direita ou para a esquerda.

Consideramos estas instruções, instruções aritméticas porque deslocar um número binário para a esquerda ou para a direita nada mais é que multiplicá-lo ou dividí-lo por 2. Todavia, é preciso ter um cuidado, os deslocamentos do 8080 são rotações: o bit que sai de um lado entra do outro lado.

Podemos rodar o acumulador para a direita ou para a esquerda. Podemos incluir na rotação o vai um. Todos os bits do acumulador participam da rotação. Veja a figura 7 com seus exemplos. Acompanhe-os cuidadosamente.

Observe como um bit pode ser deslocado várias posições por instruções sucessivas até ficar no

**RAL rodar acumulador e vai um para a esquerda**



**RAR rodar acumulador e vai um para a direita**

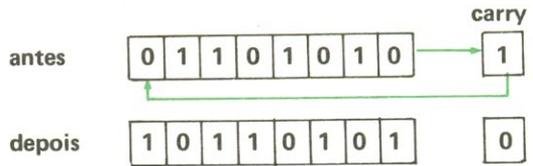


Fig. 7 - Rotações

CARRY. Observe que podemos manipular o conteúdo do acumulador à vontade.

## O BIT CARRY

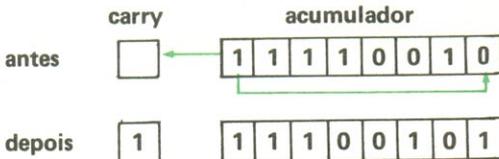
As instruções aritméticas, com exceção de INR, DCR, INX e DCX, posicionam o bit de vai um. Se o bit estiver ligado depois da instrução (valor 1), isto significa que houve um vai um do bit 7 do acumulador. Portanto, "estourou" a capacidade do acumulador.

É importante testar este bit após instruções de cálculo. Temos ainda duas instruções especiais para posicionar o bit CARRY: STC e CMC. A primeira dá ao CARRY o valor 1, sempre. A segunda inverte o valor do CARRY. Se fôr 1, passa a ser 0; se for 0 passa a ser 1. Figura 8.

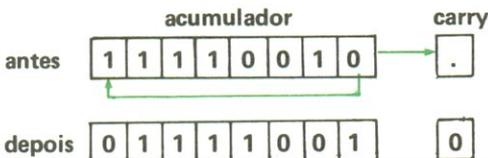
## ESPECIAIS

Duas instruções permitem manipulações particulares com o acumulador: DAA e CMA.

**RLC rodar o acumulador para a esquerda**



**RRC rodar o acumulador para a direita**



**STC fazer carry = 1**

**CMC inverter CARRY**

Fig. 8 - Instruções para o bit CARRY

A instrução CMA complementa o conteúdo do acumulador. Cada um dos bits do acumulador é invertido.

A instrução DAA é uma das mais complexas do 8080. É também uma das mais poderosas, justificando a aceitação universal deste processador. Esta instrução ajusta o acumulador de forma que seus 2 meios bytes (esquerda e direita) formem um número decimal. Deve ser usada depois de uma soma binária. Faz com que esta soma seja uma soma de dois algarismos decimais. É graças a isto que operações com números decimais são possíveis e fáceis de fazer no 8080.

Funciona assim: se os 4 bits da direita do acu-

mulador representam um número maior que 9, ou se estiver posicionado o bit Auxiliary Carry, o acumulador é incrementado de 6. Em seguida, se os 4 bits da esquerda representam um número maior que 9, ou se estiver posicionado o bit CARRY, estes 4 bits são incrementados de 6. É a única instrução que usa o Auxiliary Carry. Veja seu funcionamento na fig. 9.

Vimos nesta lição 4, parte PROCESSADOR, as instruções do grupo aritmético. Nas próximas lições estudaremos as operações de movimento, o grupo lógico, a transferência de controle e finalmente as operações de i/O e interrupções. Estude agora a lição 4 / PROGRAMA, para assimilar as noções adquiridas.

**CMA** Complementar acumulador  
**DAA** Ajuste decimal

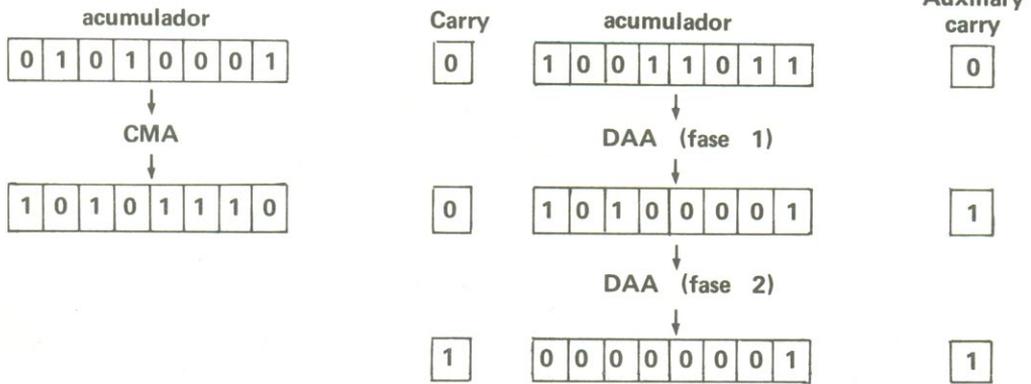


Fig. 9 - Instruções especiais

## PROGRAMA

Nesta parte da lição 4 veremos um programa exemplo. O programa é uma aplicação das instruções estudadas na parte PROCESSADOR. Todavia, não espere encontrar um programa que use todas as instruções dadas. Isto seria impraticável e constituiria um exemplo pouco real. O programa que veremos nesta lição, assim como os programas das lições seguintes, será um programa que resolve um problema comum em programação. Reco-

mendamos que guarde estes programas para aproveitá-los em seu uso de microprocessadores: programas menores podem ser combinados de forma a criar programas maiores. Veremos em detalhe como fazer isto na lição que tratará do conceito importante de **rotinas e programação modular**.

Para aproveitar ao máximo o programa exemplo dado, siga as instruções da fig. 10.

1. Leia o texto da lição, procure entender bem o problema proposto e sua solução.

2. Leia uma primeira vez o programa.

3. Faça o "teste de mesa": represente em um pedaço de papel os registradores do computador.

Acompanhe agora o programa, instrução por instrução, anotando a cada passo o conteúdo dos registradores e as posições de memória envolvidas, como se você fosse o computador.

4. Agora, com o programa bem entendido, tente achar outras soluções. Procure verificar se é possível resolver o problema com menos instruções, ou usando menos posições de memória.

Fig. 10 – Como estudar um programa.

## O PROBLEMA PROPOSTO

Vocês observaram que nas instruções aritméticas dadas não figura a multiplicação. Isto é comum em computadores de pequeno porte. Por que não temos esta instrução disponível? Porque ela pode ser facilmente realizada por um programa de multiplicação. Se num programa maior eu quero multiplicar, basta encaixar o programa de multiplicação.

Isto ilustra bem a potência fantástica do computador. Se me falta uma instrução, eu posso obtê-la combinando outras. As possibilidades do computador são matematicamente infinitas. Aí está a diferença entre um computador e uma máquina de calcular. Esta pode ter muitas funções matemáticas disponíveis nas teclas: multiplicação, raiz quadrada, . . . Porém, esta limitada a estas funções, não pode ganhar funções novas. Ao contrário, o computador tem um conjunto básico de instruções que podem ser combinadas em programas para se conseguir funções tão complexas quanto quisermos, muito além da capacidade de uma máquina de calcular.

## A SOLUÇÃO

A multiplicação de dois números de 8 bits pode ser realizada de duas maneiras: somas repetidas ou uso de deslocamentos.

Somar repetidamente é o método mais simples, mas mais lento, de multiplicar. Por exemplo,  $24 \times 32$  pode ser gerado somando o número 32 ao acumulador (inicialmente zerado) 24 vezes.

Usando deslocamentos temos uma multiplicação mais rápida. Deslocar um byte para a esquerda de um bit equivale a multiplicá-lo por 2. O processo dado na fig. 11 produzirá o produto, em 2 bytes, da multiplicação de um número de um byte por outro número de um byte.

Acompanhe na fig. 12 o processo dado, para calcular o produto de dois bytes:

a) Teste o bit menos significativo do multiplicador. Se for zero, vá ao passo b. Se for um, some o multiplicando ao byte mais significativo do resultado.

b) Desloque o produto inteiro (2 bytes) de um bit para a direita.

c) Repita os passos a e b até esgotar os 8 bits do multiplicador.

Fig. 11 – Multiplicação por deslocamento

Passo 1:

o bit 0 do multiplicador é 0, deslocamos os 16 bits do resultado de um bit para a direita;

Passo 2:

o bit 1 do multiplicador é 0, deslocamos os 16 bits do resultado de um bit para a direita;

Passo 3:

o bit 2 do multiplicador é 1, somamos o multiplicando ao byte de alta ordem do produto e deslocamos os 16 bits do resultado de um bit para a direita;

Passo 4:

o bit 3 do multiplicador é 1, somamos o multiplicando ao byte de alta ordem do produto e deslocamos os 16 bits do resultado de um bit para a direita;

Multiplicador: 0011 1100 (60)  
 Multiplicando: 0010 1010 (42)

Passo		Produto			
1	a	0000	0000	0000	0000
	b	0000	0000	0000	0000
2	a	0000	0000	0000	0000
	b	0000	0000	0000	0000
3	a	0010	1010	0000	0000
	b	0001	0101	0000	0000
4	a	0011	1111	0000	0000
	b	0001	1111	1000	0000
5	a	0100	1001	1000	0000
	b	0010	0100	1100	0000
6	a	0100	1110	1100	0000
	b	0010	0111	0110	0000
7	a	0010	0111	0110	0000
	b	0001	0011	1011	0000
8	a	0001	0011	1011	0000
	b	0000	1001	1101	1000

produto = (2520)

**Fig. 12** – Exemplo de multiplicação

**Passo 5:**

o bit 4 do multiplicador é 1, somamos o multiplicando ao byte de alta ordem do produto e deslocamos os 16 bits do resultado de um bit para a direita;

**Passo 6:**

o bit 5 do multiplicador é 1, somamos o multiplicando ao byte de alta ordem do produto e deslocamos os 16 bits do resultado de um bit para a direita;

**Passo 7:**

o bit 6 do multiplicador é 0, deslocamos os 16 bits do produto de um bit para a direita;

**Passo 8:**

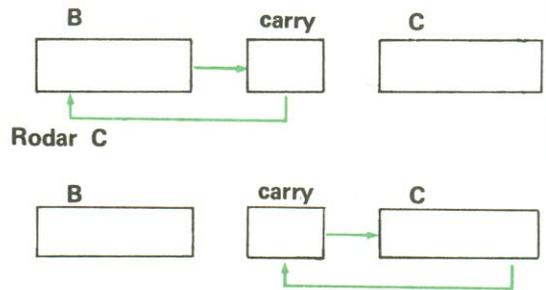
o bit 7 do multiplicador é 0, deslocamos os 16 bits do produto de um bit para a direita.

Neste ponto, obtemos o resultado correto.

## O PROGRAMA

O programa usa o registrador B para o byte mais significativo do produto e o registrador C para o byte menos significativo do produto. O deslocamento dos 16 bits é obtido com duas instruções RAR: rodar acumulador e vai para a direita. Veja o mecanismo na figura 13.

### Zerar carry e rodar B



**Fig. 13** – Deslocar 16 bits

O registrador D contém o multiplicando e o registrador C contém inicialmente o multiplicador.

Agora leia o programa da figura 14. Em seguida, faça o "Teste de mesa".

## CONSIDERAÇÕES

O Teste de mesa do programa deve ter lhe mostrado pelo menos dois fatos.

Primeiro, o programa funciona. É importante convencer-se disso acompanhando seu mecanismo. Não é imprescindível ter um computador disponível. No entanto, se tiver um dos modelos populares do 8080, tente passar este programa com vários dados.

Segundo fato, este programa não é muito complexo. São 13 instruções, ocupando 21 bytes.

**FIGURA 14**

```

MULT:   MVI   B,0    ; INICIALIZAR BYTE + SIGNIFIC. DO RESULTADO
        MVI   E,9    ; INICIALIZAR O CONTADOR DE BITS
MULT0:  MOV   A,C    ; RODAR O BIT MENOS SIGNIFIC. DO
        RAR   ; MULTIPLICANDO PARA O CARRY E DESLOCAR
        MOV   C,A    ; O BYTE DE BAIXA ORDEM DO RESULTADO
        DCR   E     ; DECREMENTAR O CONTADOR DE BITS
        JZ    FIM    ; SE CHEGOU A ZERO, FIM DO PROGRAMA
        MOV   A,B    ; SE O CARRY FOR UM, SOMAR O
        JNC  MULTI1 ; MULTIPLICANDO AO BYTE DE ALTA
        ADD   D     ; ORDEM DO RESULTADO
MULT1:  RAR   ; DESLOCAR O BYTE DE ALTA ORDEM DO
        MOV   B,A    ; RESULTADO
        JMP  MULT0  ; VOLTAR PARA TESTAR OUTRO BIT
FIM:
    
```

SYMBOL TABLE

```

$ 020025
MULT 020000
MULT0 020004
FIM 020025
MULT1 020020
    
```

```

006
000
036
011
171
037
117
035
312
025
040
170
322
020
040
202
037
107
303
004
040
034
    
```

Mas nele podem ser vistas algumas técnicas interessantes de programação. Observe o "loop" controlado por um contador no registrador E. Observe a técnica usada para deslocar 16 bits. Observe ainda um artifício muito elegante: o multiplicador vai progressivamente saindo do registrador C à medida que entra o resultado.

Se não estiver totalmente convencido do funcionamento do programa, faça o teste de mesa novamente, com outros dados iniciais.

Agora passe aos exercícios.

### SOLUÇÃO DOS EXERCÍCIOS DA LIÇÃO 3

- 1) Para imprimir a palavra COMPUTADOR, que tem 10 letras, o contador de letras, registrador B do programa dado, deve começar com o valor 10 (segundo instrução):

```
MVi B, 10
```

Por outro lado, devemos substituir a definição das letras na memória:

```
ÁREA: DB "COMPUTADOR"
```

- 2) Podemos ainda aproveitar o programa dado, com as seguintes alterações:

- a) o contador deve começar com o valor 5

```
MVi B, 5
```

- b) a instrução de saída deve ser substituída por uma instrução de entrada, por exemplo, do dispositivo 7

```
IN 7
```

- c) as 5 letras lidas recobrirão o que estiver em ÁREA. Podemos definir inicialmente ÁREA:

```
ÁREA: DB "XXXXX"
```

- 3) Na realidade, o programa contém dois erros. O erro mais evidente é que o programa foi feito para emitir 8 letras, quando a palavra "EXCESSO" só tem 7. A segunda instrução deve ser:

```
MVI B, 7
```

Lembre-se: o computador é uma máquina "burra". Se for instruído para emitir 8 letras, emitirá 8 letras, incluindo o byte que vem depois da última letra 'EXCESSO', o qual pode conter qualquer valor.

O segundo erro está na diferença de velocidade entre o processador e uma impressora ou um vídeo. O processador completará o loop e emitirá uma segunda letra em poucos microssegundos. Já o dispositivo de saída tem uma velocidade da ordem de 1/10 de segundo por letra. O processador deve então "esperar" que saia uma letra antes de emitir a letra seguinte. Como? Normalmente, os dispositivos de saída mandam um sinal (um bit de um byte) indicando que estão prontos a receber. No nosso programa, devemos substituir a instrução OUT 5 por:

```
TESTE: IN 4 ;testar o estado do dispositivo.
RCC ;isolar o bit 0 do byte de estado.
JC TESTE ;se estiver ligado, testar de novo o estado
OUT 5 ;caso contrário podemos emitir uma letra.
```

Na lição que tratará do INPUT/OUTPUT veremos mais exemplos deste mecanismo.

### EXERCÍCIOS PROPOSTOS DA LIÇÃO 4

- 1) Se devemos testar 8 bits do multiplicador, por que o contador (registrador E) começa com 9 e não com 8?
- 2) Tente escrever um programa que soma dois números de três bytes cada um.

## COMPUTAÇÃO

### O ASSEMBLER

Nesta parte da lição estudaremos rapidamente técnicas e ferramentas básicas de programação. Abordaremos em cada lição um tópico isolado. O que estudaremos é conhecido como "Ciência da

Computação, informática ou software. É a arte-ciência de programar, a alma do computador, ao contrário do hardware; que seria a parte física, os circuitos.

Um computador deve ser programado em sua linguagem. É a linguagem máquina. Com os exem-

plos vistos até agora, vocês devem ter notado que esta é uma tarefa tediosa e sujeita a erros. Veja o programa de multiplicação em octal. São 63 algarismos, para um programa simples. Imagine agora um programa de 1 000 ou 2 000 instruções. Imagine o que vai acontecer se um só algarismo estiver errado. Simplesmente o programa não vai funcionar ou, pior ainda, funcionará errado.

Apareceu logo, no desenvolvimento dos computadores, a ferramenta básica chamada **Assembler**. O que faz o Assembler? O Assembler é um programa que lê nosso programa escrito de forma mais "humana" (é a linguagem fonte) e o traduz para a linguagem da máquina. Por exemplo, podemos teclar o programa num dispositivo tipo teclado/impressora e à medida que entram as instruções o Assembler as traduz para linguagem máquina e guarda na memória. Terminado o programa, podemos agora executá-lo. Ou então gravar o programa traduzido (programa objeto) em uma fita para depois carregá-lo na memória. A tradução só precisa ser feita uma vez.

Observe que estamos usando o **próprio computador** para nos ajudar a programar.

Na figura 14 desta lição temos o nosso programa de multiplicação escrito em linguagem fonte. Chamamos a isto de programa "em Assembler". Observe o formato: na coluna da esquerda podem aparecer símbolos, seguidos de dois pontos. Na segunda coluna está o mnemônico de cada instrução, seguindo dos operandos. Finalmente, após um ponto e vírgula, comentários. Este formato é fixo e exigido pelo Assembler.

O Assembler ajuda a programação com 5 técnicas:

### 1. Mnemônicos

Não precisamos lembrar do valor octal de cada instrução. Escrevemos um mnemônico, por exemplo MVI (mover valor imediato) e o Assembler traduz isto para 006.

### 2. Operandos

Veja a segunda instrução: MVI E,9. Em octal, o número 9 é representado por 011. Com o Assembler, representamos os números por seu valor decimal, como estamos habituados a fazer. O Assembler converte este valor para octal. Os registradores também são indicados de forma simples por letras. No caso, movemos para o registrador E.

### 3. Endereços

Na instrução que termina o programa, JZ FIM, deveríamos ter escrito JZ 025. O endereço do fim do programa é 025 em octal. O Assembler nos permite escrever um símbolo qualquer, de nossa escolha, antes de uma instrução. Ele calcula o valor deste símbolo e substitui este valor em todos os lugares do programa onde aparecer este símbolo. Não precisamos nos preocupar com o cálculo de endereços.

### 4. Comentários

A direita de cada instrução, após um ponto e vírgula, o programador coloca comentários que explicam o desenrolar do programa. Estes comentários são opcionais. O Assembler nada faz com eles, simplesmente são impressos. Mas são importantíssimos para a compreensão do programa. Sem eles, analisar um programa, mesmo em linguagem fonte, é muito difícil.

### 5. Tabela de Símbolos

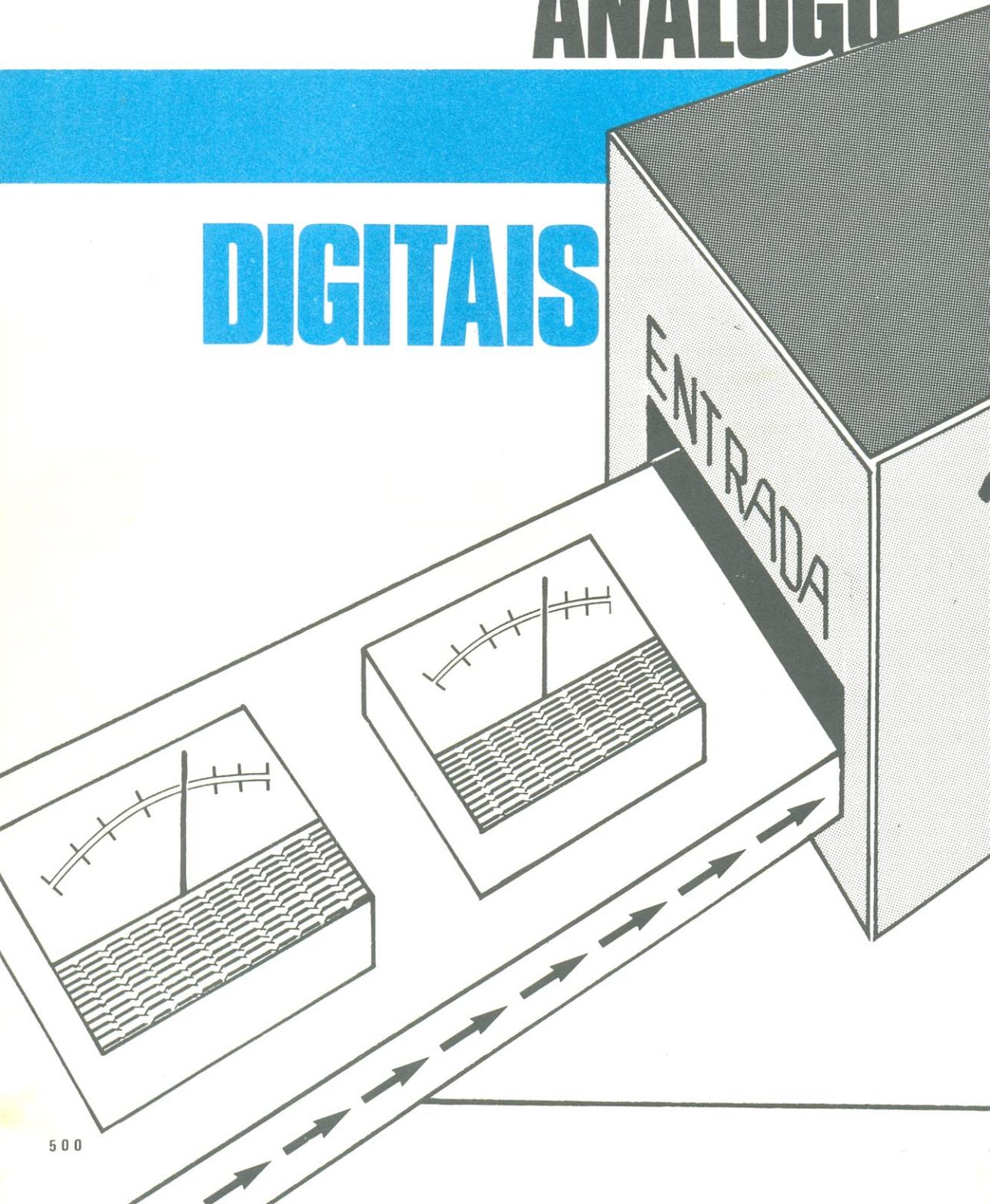
Ao fim da tradução do programa fonte, o Assembler imprime automaticamente uma tabela dos símbolos definidos. Em particular, o símbolo "\$" indica o ponto em que o Assembler parou de traduzir instruções. Para cada símbolo o Assembler dá seu endereço calculado. Note que o programa começou no endereço 20 000 em octal, porque parte da memória está ocupada pelo próprio Assembler.

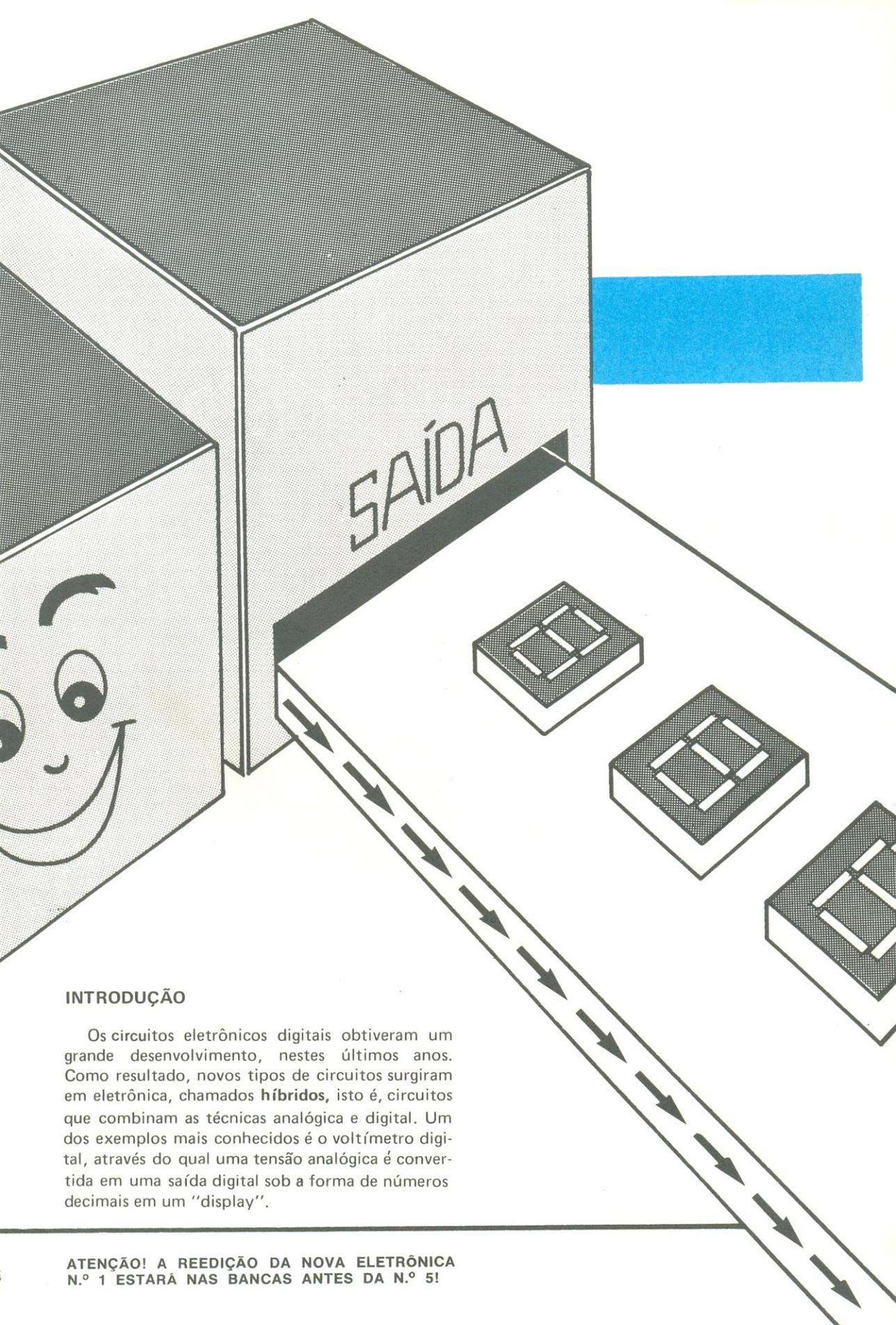
O Assembler é a primeira ferramenta para programação. Veremos outras nas próximas lições.

# ESTÁ CHEGANDO NOSSO CURSO DE DIGITAIS

# CONVERSORES ANÁLOGO

## DIGITAIS





## INTRODUÇÃO

Os circuitos eletrônicos digitais obtiveram um grande desenvolvimento, nestes últimos anos. Como resultado, novos tipos de circuitos surgiram em eletrônica, chamados **híbridos**, isto é, circuitos que combinam as técnicas analógica e digital. Um dos exemplos mais conhecidos é o voltímetro digital, através do qual uma tensão analógica é convertida em uma saída digital sob a forma de números decimais em um "display".

ATENÇÃO! A REEDIÇÃO DA NOVA ELETRÔNICA  
N.º 1 ESTARÁ NAS BANCAS ANTES DA N.º 5!

Mas, qual a razão de tal desenvolvimento? É que existem certas conveniências de se trabalhar com dados na forma digital, que fazem com que estes circuitos sejam superiores aos analógicos em características importantes. Explicando melhor: Em muitos circuitos analógicos convencionais, qualquer operação feita por um de seus estágios é sempre acompanhada pelos indesejáveis efeitos de distorção e ruído. Além disso, não são raros os casos em que os ajustes críticos estão envolvidos em seu perfeito funcionamento.

O uso de circuitos digitais elimina estes problemas. Como se sabe, tais circuitos operam de acordo com a lógica binária, onde existem apenas dois níveis lógicos: "0" e "1". Esses níveis lógicos correspondem, então, a dois níveis de tensão. Isto implica numa manipulação de sinais bem mais simples, sem distorção. O efeito de ruído é mínimo, pois, na prática, os dois níveis estão bastante distanciados, de tal maneira que somente ruídos com grande amplitude são capazes de alterar dados digitais. Por estas mesmas razões, os ajustes, normalmente, são bem menos críticos.

Por que, então, continuamos a utilizar circuitos analógicos? Por uma razão muito simples: a maioria dos transdutores que detectam fenômenos físicos, tais como temperatura, luminosidade, vibração, velocidade, apresentam sinais elétricos analógicos na saída ou só se adaptam a circuitos analógicos. Isto gerou, como consequência, o aparecimento dos circuitos híbridos dos quais já falamos, união dos circuitos analógicos imprescindíveis com os circuitos digitais que facilitam e melhoram o processamento dos sinais.

Chegando a este ponto, deduzimos que se faz necessário a utilização de um dispositivo que compatibilize as duas partes de tais circuitos, recebendo sinais analógicos e apresentando-os sob a forma digital. Este dispositivo é conhecido como conversor análogo - digital (CAD) e sua finalidade é fazer tal conversão para processamento do sinal (fig. 1). Na verdade, o voltímetro mencionado como exemplo nada mais é que um CAD que apresenta na saída números decimais codificados na forma binária. Tais números são depois codificados novamente, para os sete segmentos dos "displays".

O CAD opera fazendo corresponder uma determinada saída digital a cada tensão analógica situada entre dois níveis estabelecidos. Exemplificando, para uma conversão de um sinal de 0 a 7 volts, teremos, entre 0 e 1 V, a saída digital 000; entre 1 V e 2 V, a saída será 001; entre 2 V e 3 V, 010 e



Tab. 1

	MSB	2Bit	LSB
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

MSB - BIT MAIS SIGNIFICATIVO  
LSB - BIT MENOS SIGNIFICATIVO

FIGURA 1

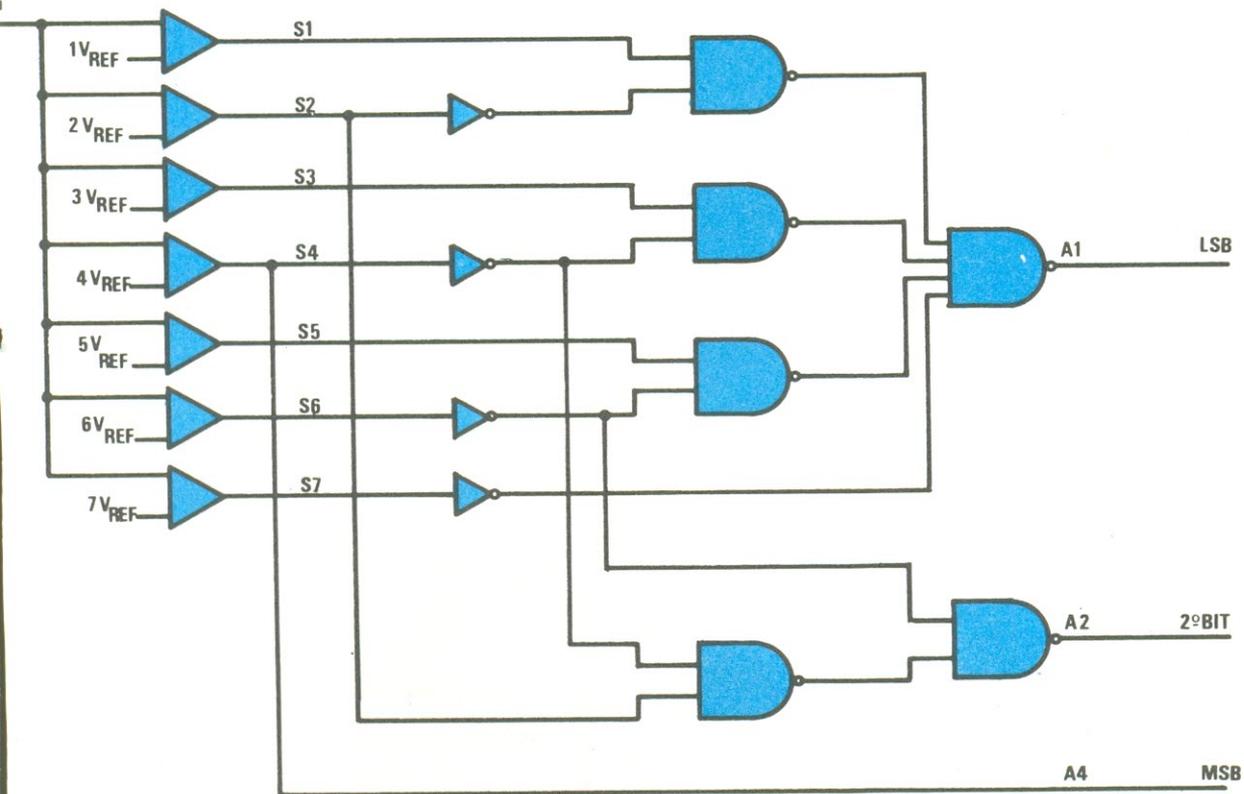
assim por diante (veja a tabela 1). Como se pode ver, isto é uma conversão a 3 bits (que é a quantidade de bits necessária para se chegar a 7, em numeração binária).

## ALGUNS MÉTODOS DE CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL

Existem vários sistemas para se efetuar tal conversão. Vamos examinar alguns deles, com vários graus de complexidade.

### Conversão paralela ou simultânea - fig. 2

Este método é o mais direto, e o seu princípio é o mais simples possível, não sendo, porém muito prática a sua realização, devido ao grande número de componentes envolvidos. Neste conversor, as



Um conversor paralelo com 3 bits de saída

FIGURA 2

tensões de entrada são comparadas a tensões de referência. As saídas dos comparadores são conectadas a uma unidade lógica, que faz as operações necessárias para produzir o equivalente do nível de tensão na entrada, em código binário. Como exemplo, apresentamos um CAD de 3 bits, baseado neste princípio, convertendo tensões de 0 a 7 volts (veja toda a operação na tabela 2).

A conversão paralela é bastante rápida, pois os atrasos de tempo são devidos apenas à soma dos atrasos dos comparadores e das portas lógicas. Mas existe uma grande inconveniência, já citada: para cada nível de referência usa-se um comparador; assim, no caso de um CAD de 10 bits (isto é, até 1024 volts), há necessidade de se utilizar 1023 comparadores, o que é inviável, devido ao custo resultante. Mesmo, assim, para conversões com pequeno número de bits, o sistema paralelo tem a

grande vantagem de ser rápido e logicamente simples, pois todas as operações são combinacionais, isto é, não dependem de valores obtidos anteriormente.

### Conversão por aproximação sucessiva - fig.3

Para entendermos este método, é melhor nos basearmos em um exemplo. Vamos supor um CAD com entrada de 0 a 7 volts e saída a 3 bits. Admitamos também que a comparação inicial da tensão de entrada seja feita com uma tensão de referência de 4 volts.

Se a tensão na entrada for maior que a referência, a saída do comparador será "1"; caso seja menor que a referência, a saída será "0", e qual quer destes dois resultados será registrado. Ao mesmo tempo, se a entrada resultou maior que a referência, a segunda comparação será efetuada

Nível	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	S <sub>7</sub>	A <sub>4</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>1</sub>
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
3	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0
5	1	1	1	1	1	0	0	1	0	1
6	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tab. 2, Tabela da Verdade para conversor de 3 bits.

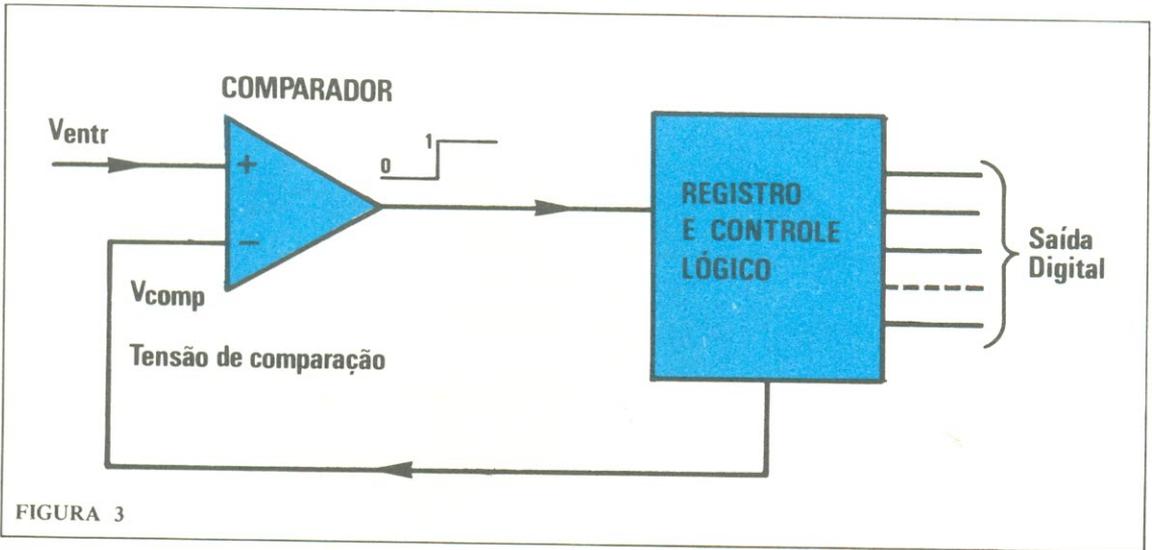


FIGURA 3

com 2 volts a mais como referência, isto é,  $4 + 2 = 6$  V; em caso contrário, com 2 volts a menos, ou  $4 - 2 = 2$  V.

O resultado desta segunda comparação também é registrado (maior, "1"; menor, "0"). A terceira é feita com a tensão de comparação anterior somada a 1 V (se o resultado anterior tiver sido "1") ou somada a -1 V (se o resultado anterior for "0").

Este processo é melhor entendido assim:

- a) Tensão de entrada  $\rightarrow 2,5$  V (fig. 4)  
Tensão de comparação  $\rightarrow 4$  V

- 1ª comparação: 4 V saída "0" MSB  
2ª comparação:  $4 - 2 = 2$  V saída "1" 2º bit

- 3ª comparação:  $2 - 1 = 1$  V saída "0" LSB

- b) Tensão de entrada  $\rightarrow 5,3$  V  
Tensão de comparação  $\rightarrow 4$  V  
1ª comparação: 4 V, saída "1" MSB  
2ª comparação:  $4 + 2 = 6$  V, saída "0" 2º bit  
3ª comparação:  $6 - 1 = 5$  V, saída "1" LSB

Como se vê, a tensão de comparação se aproxima sucessivamente do nível de entrada, daí o

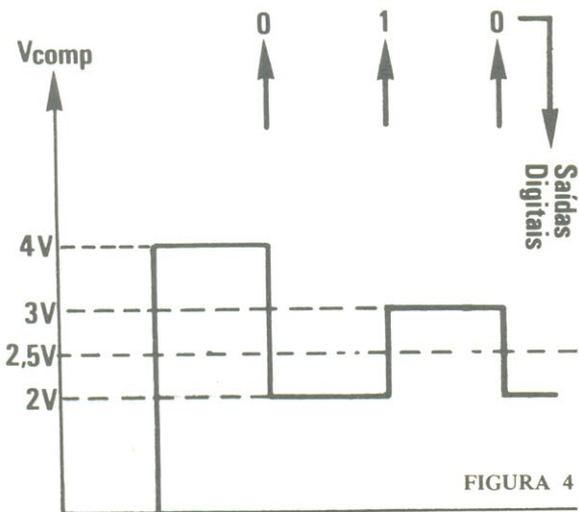


FIGURA 4

nome deste método. O exemplo dado teve como objetivo apenas esclarecer o funcionamento, pois este CAD é de 3 bits, somente, e não permite uma aproximação precisa. Por analogia, porém, podemos visualizar a operação de um conversor deste tipo, com um número maior de bits.

Este processo é mais lento que o paralelo, mas, em compensação, é bem mais barato. Entretanto, sua velocidade é ainda bastante boa, pois, a cada bit de saída corresponde um período de comparação, o que na maioria dos casos, atende aos requisitos dos equipamentos.

### Conversão por rampa (fig. 5)

Este sistema é simples e um dos mais econômicos. Seu funcionamento é também elementar: a tensão de comparação é uma rampa que inicia em zero e cresce linearmente com o tempo. Simultaneamente, um contador registra o tempo decorrido. Assim que a tensão de comparação atingir o nível da tensão de entrada, o comparador muda de "1" para "0", o contador para e a sua contagem será a própria saída digital.

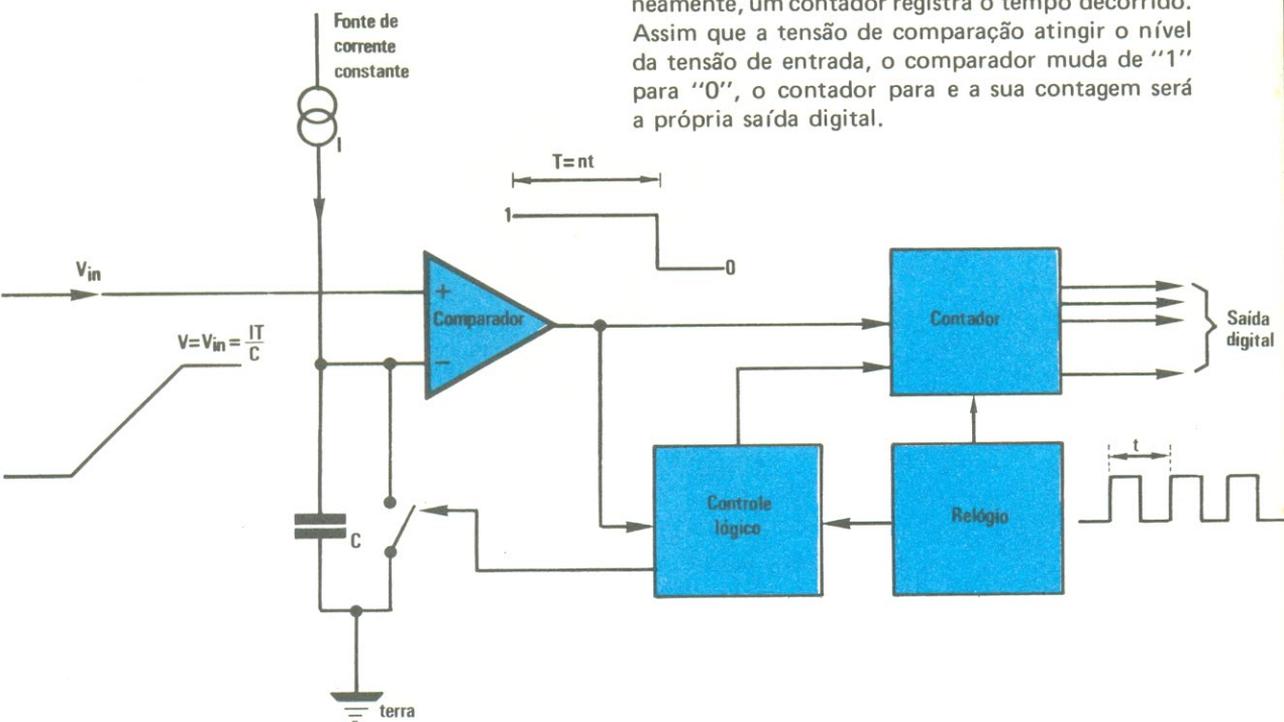
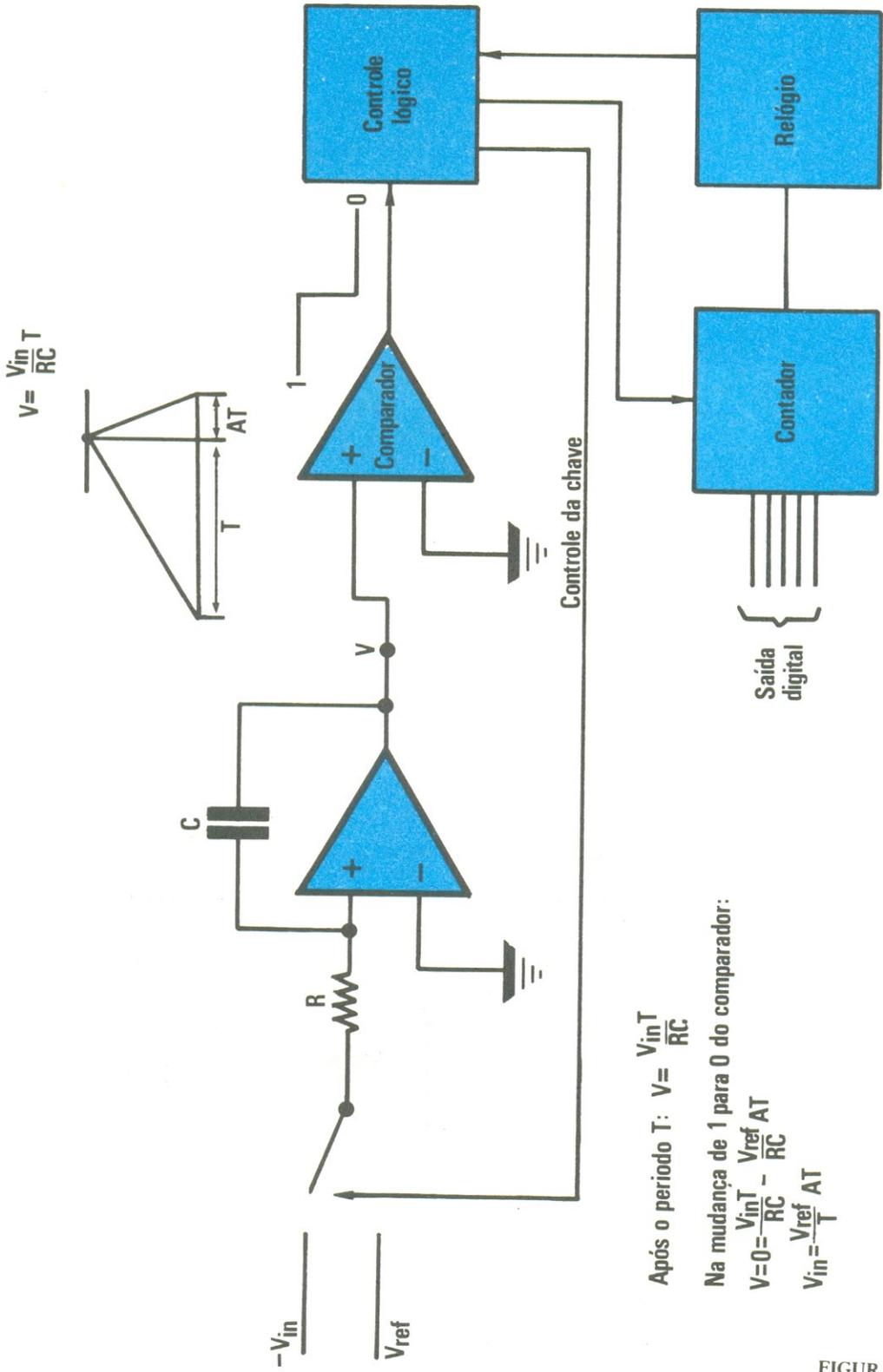


FIGURA 5



Após o período  $T$ :  $V = \frac{V_{in} T}{RC}$   
 Na mudança de 1 para 0 do comparador:  
 $V = 0 = \frac{V_{in} T}{RC} - \frac{V_{ref} AT}{RC}$   
 $V_{in} = \frac{V_{ref} AT}{T}$

FIGURA 6

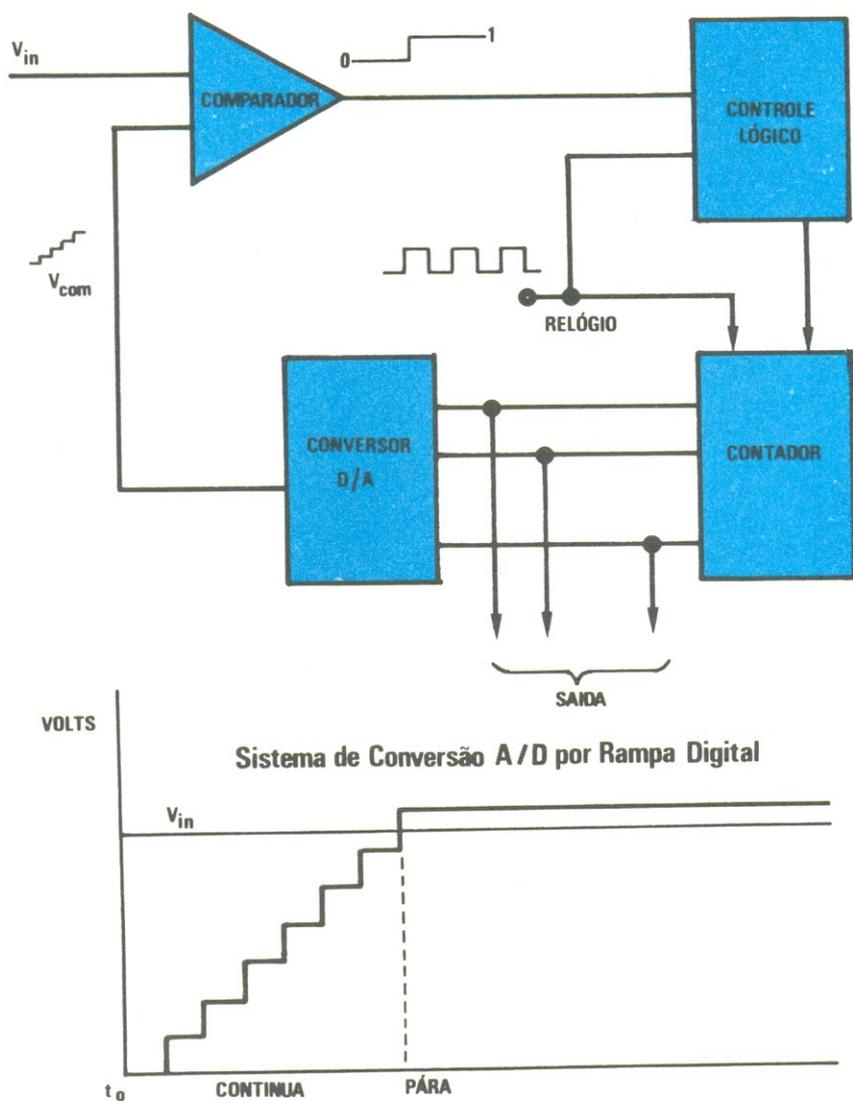


FIGURA 7

### Uma Conversão usando este Sistema

Pode-se dizer, então, que o conversor transforma a tensão de entrada em um período de tempo, que é registrado pelo contador. Por este motivo, este processo é bastante lento, comparado aos anteriores. Para uma conversão a 10 bits, seriam necessárias 1024 ( $2^{10}$ ) períodos de contagem. Assim, o conversor por rampa só é empregado onde não há exigência de rapidez, como nos voltímetros digitais.

Existe, ainda, um segundo método chamado

conversão por rampa dupla (fig. 6) que apresenta algumas vantagens adicionais. Esta conversão é feita integrando-se a tensão de entrada durante um período constante de tempo, definido por um determinado número de pulsos de um relógio (ou "clock"). Passado este período, a tensão de referência, com a polaridade contrária à de entrada, é aplicada ao integrador; o contador reinicia a contagem, parando quando o integrador chegar a zero. O resultado da contagem é o valor do sinal, con-

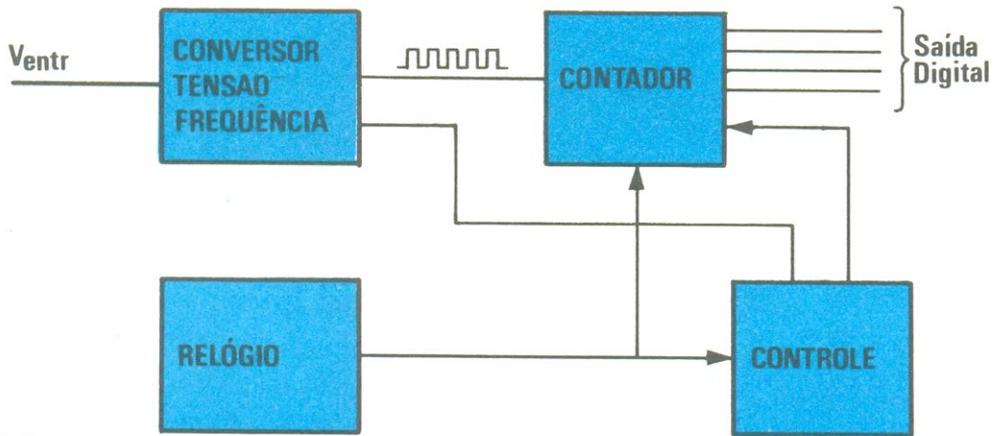


FIGURA 8

vertido em binário. O método proposto faz com que a conversão seja independente da frequência de "clock" e do valor do capacitor de integração, o que é bastante satisfatório.

#### Conversão por rampa digital

Essa conversão (fig. 7) é análoga à efetuada por rampa, a única diferença constituída de uma rampa gerada por um contador, ao invés de ser produzida linearmente. Disso resulta a vantagem que a frequência do relógio não influi no resultado da conversão, já que a rampa é formada em um conversor digital-analógico.

O funcionamento é semelhante ao da rampa simples: a comparação começa pelo zero, o contador é incrementado e a saída do conversor DA é dada em função do contador. Assim que o comparador mudar de "1" para "0", o contador parará e a saída será a sua contagem.

#### Conversão por frequência

Nos CDA de rampa, a conversão é feita com uma frequência constante e um período variável. É possível fazer esta mesma conversão mantendo o período constante e fazendo a frequência proporcional à tensão de entrada, contando-se o número de pulsos durante este período (veja fig. 8).

Tal processo, conhecido como conversão por frequência, é difícil de ser realizado, pois como utiliza um conversor tensão-frequência, que é um dispositivo analógico, não se consegue, geralmente, boa linearidade. Apesar disso, para algumas faixas

de tensão, consegue-se conversores deste tipo com boas características, onde podemos obter CADs de ótima qualidade. A fig. 9 mostra um dispositivo que emprega essa conversão. Vejamos seu funcionamento.

O amplificador operacional A1 está ligado como integrador e A2 está sempre saturado, em uma tensão positiva ou negativa ( $V_{sat}$ . ou  $-V_{sat}$ .). Supondo que A2 esteja em  $-V_{sat}$ , o transistor Q estará, então, cortado, e a tensão no ponto A vai a  $-\frac{V R_1}{R_1 + R_2}$ , devido ao divisor de tensão formado por  $R_1$  e  $R_2$ . Essa mesma tensão é aplicada ao ponto + de A2.

A tensão de entrada é integrada por A1, cuja saída é, portanto, proporcional àquela tensão e ao tempo de integração ( $V_1 = \frac{V_{ent.} T}{RC}$ ). Quando

a tensão de entrada chegar a  $\frac{-V R_1}{R_1 + R_2}$ , A2 vai mudar de estado e sua saída vai para  $V_{sat}$ . Em consequência, o transistor Q conduz e descarrega o capacitor C. O ponto A fica próximo de zero, por causa do diodo  $D_1$ , que mantém a tensão nesse nível.

Descarregado o capacitor, a saída de A1 vai a zero e A2 muda de estado novamente. Como resultado, no ponto A aparece novamente a tensão  $-V_{sat}$ , e o ciclo se repete.

Se o tempo de descarga do capacitor for bem

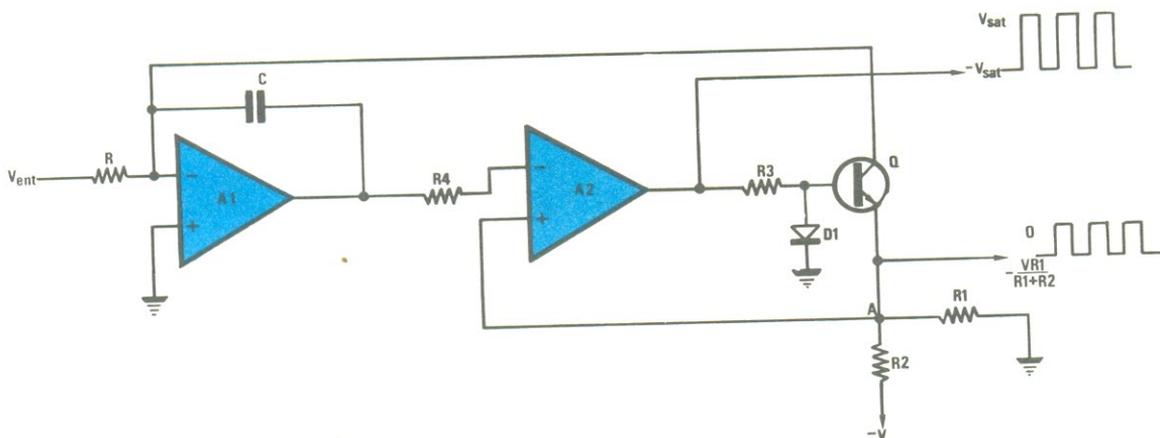


FIGURA 9

reduzido, temos o período de um ciclo praticamente igual a:

$$T = \frac{V \cdot R_1 \cdot R \cdot C}{V_{ent} \cdot (R_1 + R_2)}, \text{ pois } \frac{V_{ent}}{RC} =$$

$$= \frac{V R_1}{R_1 + R_2}$$

Sabe-se que  $T = \frac{1}{f}$ , portanto, temos:

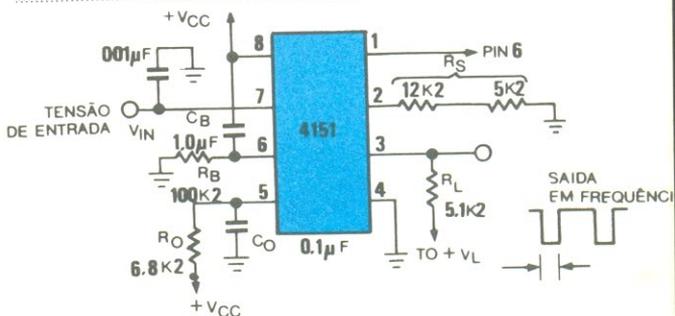
$$f = \frac{1}{T} = V_{ent} \cdot \frac{R_1 + R_2}{V \cdot R_1 \cdot R \cdot C}$$

Concluimos que a frequência é proporcional à tensão de entrada ( $V_{ent}$ ).

Com o desenvolvimento dos circuitos integrados, os conversores tensão-frequência tornaram-se bastante comuns. Uma testemunha disso é o novo integrado 4151, da Raytheon, cujo princípio de funcionamento é similar ao do circuito exposto, e que pode ser facilmente modificado para ser usado nas conversões análogo-digitais (fig. 10).

### CONCLUSÃO

Enfim, um conversor análogo-digital é um dispositivo indispensável, quando se deseja fazer um processamento digital, a partir de uma informação analógica. O voltímetro digital é apenas uma pequena amostra da grande utilidade desses dispositivos, pois os CDA são amplamente utilizados em telemetria digital, em processos controlados por computadores, medidas de precisão e outros tipos de medição onde a entrada é um sinal analógico.



Conversor tensão frequência usando 4151

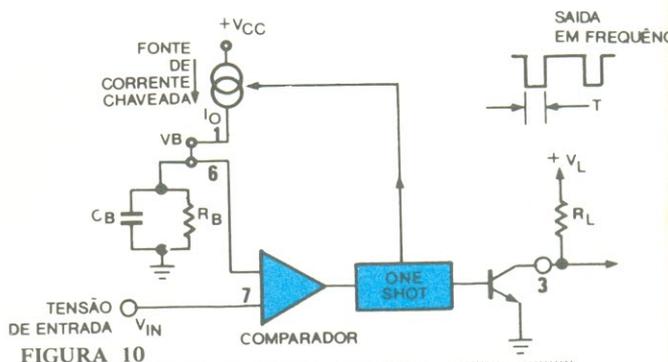


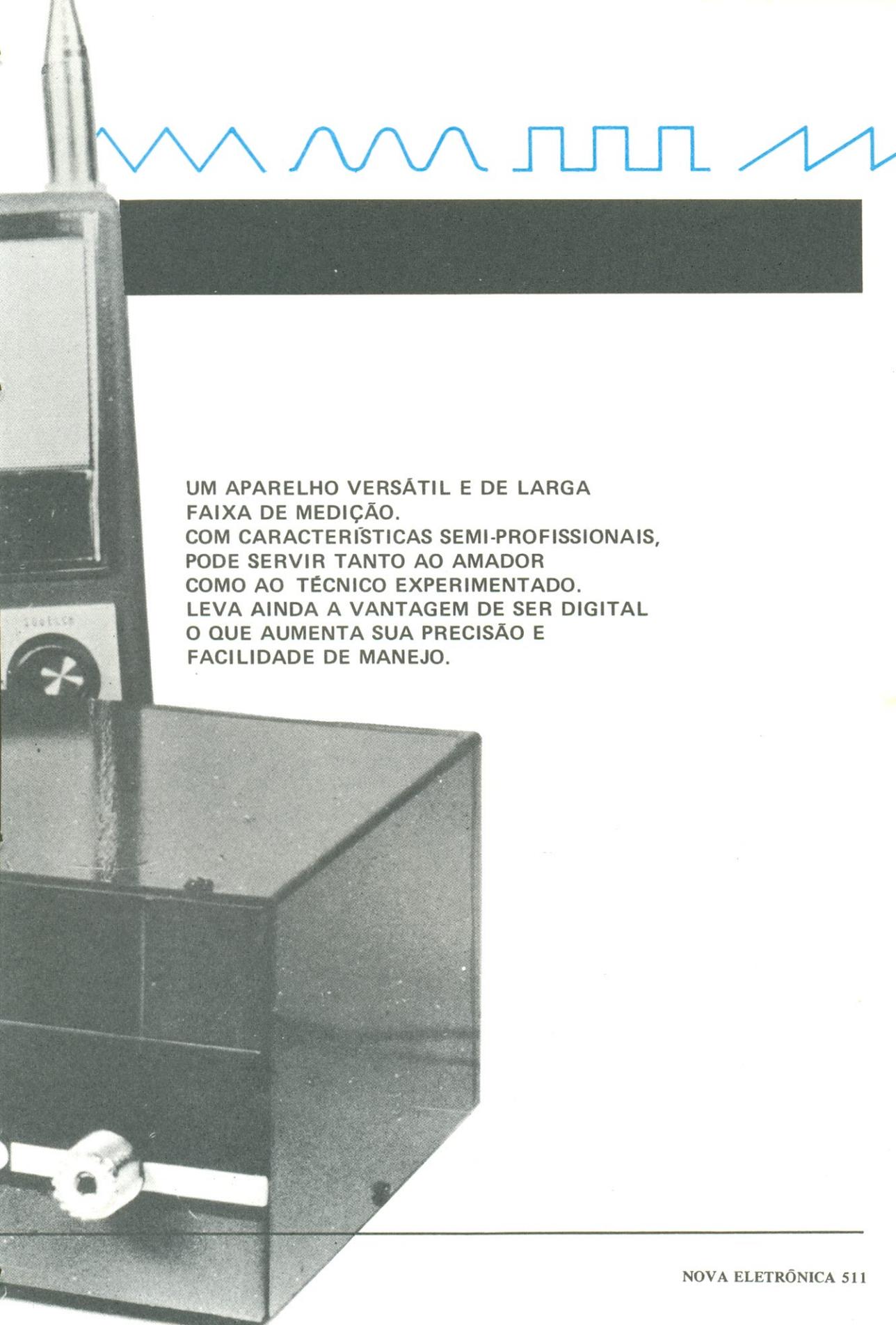
FIGURA 10

Com o avanço da área de LSI (integração em larga escala), já existem, no mercado nacional, integrados que executam a conversão AD com bastante precisão e num tempo razoável, como por exemplo, os CIs LD110/LD111, o LD130 e o 3751. Este último é capaz de fornecer uma saída de 12 bits, suficiente para satisfazer os casos mais exigentes.

# FREQUENCÍMETRO DIGITAL

PARTE 1 de 2





UM APARELHO VERSÁTIL E DE LARGA  
FAIXA DE MEDIÇÃO.  
COM CARACTERÍSTICAS SEMI-PROFISSIONAIS,  
PODE SERVIR TANTO AO AMADOR  
COMO AO TÉCNICO EXPERIMENTADO.  
LEVA AINDA A VANTAGEM DE SER DIGITAL  
O QUE AUMENTA SUA PRECISÃO E  
FACILIDADE DE MANEJO.

Em eletrônica lidamos com sinais elétricos, que avaliamos constantemente, para nos certificarmos que correspondem às nossas expectativas e, se não correspondem, para analisarmos os motivos da falha. A avaliação, todos sabemos, é feita medindo-se as grandezas que caracterizam os sinais. Assim, as informações que podemos ter a respeito de um sinal em uma determinada parte de um circuito são a **diferença de potencial** (ou tensão, em volts) entre os dois pontos por onde flue o mesmo, a **intensidade** com que passa por esses dois pontos (**intensidade da corrente**, em ampères) e se o sinal for repetitivo, a sua **freqüência**. É justamente aqui onde queríamos chegar. Enquanto **tensão e corrente** são facilmente avaliáveis, isto é, podem ser medidas com simplicidade e a baixo custo pelos "hobbystas" e amadores de eletrônica, o mesmo não acontece com a **freqüência**. Um osciloscópio ou um freqüencímetro de boa qualidade não são tão acessíveis quanto os multímetros.

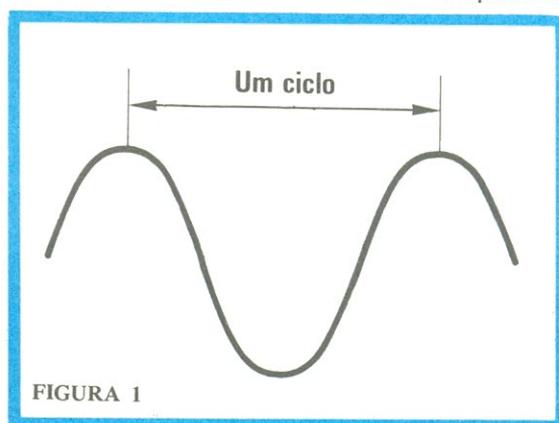
Para solucionar este problema, temos necessidade de um freqüencímetro relativamente barato e de grande precisão. Um instrumento que você mesmo possa montar e "por prá funcionar". E que, se você quiser, pode comprar em "kit", para evitar correias atrás de componentes.

Decidimos portanto, oferecer este nosso freqüencímetro. Vamos apresentá-lo:

Em primeiro lugar, ele "nasceu" digital. Quer dizer, seu mostrador não é formado por escalas e um ponteiro mas sim, por "displays" de LEDs, o que implica em um circuito totalmente diferente, digital. Tivemos muitas razões para fazê-lo digital. Pense bem: é mais fácil a leitura direta da freqüência, em números, do que tentar interpretar a posição de um ponteiro na escala do mostrador; é bem mais simples montar "displays" de LEDs sobre uma placa de circuito impresso, ao invés de suar para calibrar em Hertz, Kilohertz e Megahertz as

escalas de um galvanômetro que, muitas vezes, já é comprado ajustado em ampères ou volts; além disso, para essa calibração, seria indispensável um freqüencímetro muito bom, para servir de padrão. E, finalmente, é óbvio que escalas escritas dessa maneira, com nanquim e "letraset", não dariam grande precisão ao aparelho, mesmo que seu circuito fosse excelente.

Em segundo lugar, ele mede freqüência de qualquer tipo de forma de onda até 30 MHz. Adequado, portanto, para medições desde freqüências de áudio até RF. A leitura de toda essa faixa de freqüência



é contínua, ou seja, não existem chaves para mudança de escala. Seu único controle é o interruptor liga-desliga.

Pois bem, Após essa introdução, vamos encarar o freqüencímetro e suas diversas partes.

Vejamos, primeiramente, o que é a **freqüência** de um sinal. Na fig. 1, está representado um ciclo de um sinal senoidal. A freqüência é uma grandeza usada para especificar a quantidade de vezes que esse ciclo (ou de qualquer outra forma de onda repetitiva) se repete durante o tempo de um segundo. Assim, se um determinado sinal apresenta um ciclo em um segundo, diz-se que ele tem uma freqüência de 1 Hertz; sinais com 10 ciclos no mesmo período de 1 segundo, tem 10 Hertz de freqüência; com 1 000 ciclos no mesmo espaço de tempo, teremos 1 000 Hertz, e assim por

**FREQUENCIMETRO**

diante. Associado ao conceito de frequência, temos o período, que é o tempo gasto para um ciclo se completar. Um sinal de 1 Hertz tem, naturalmente, o período de 1 segundo. Já o de 1 000 Hertz, tem um período de 1 ms (milissegundo), pois mil ciclos tem que "caber" no espaço de 1 segundo, neste caso. Desta maneira, concluimos que o período é igual ao inverso da frequência. Assim:  $T = 1/f$

onde  $f$  = frequência

e  $T$  = período

exemplo: se  $f = 1\ 000$  Hz

$$\text{temos } T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1\ 000} = 0,001 \text{ s ou}$$

ou 1 ms

Visto isso, vamos agora raciocinar juntos: O que deve fazer um freqüencímetro digital para nos dar a leitura desses ciclos diretamente em Hertz? Ele tem que contar os ciclos que aparecem, dentro de um espaço fixo de tempo, e mostrar o resultado da contagem nos "displays".

Imagine, por exemplo que esse tempo fixo de contagem seja igual a 1 segundo. O instrumento recebe o sinal, conta os seus ciclos durante 1 segundo, pára, e "joga" o resultado para o mostrador. Podemos ler então a frequência diretamente em Hertz, isto é, o número de ciclos do sinal, por segundo.

Consideremos agora esse tempo, não mais igual a 1 segundo, mas sim igual a um décimo de segundo. Como dedução lógica, teremos uma contagem de ciclos dez vezes menor, pois o tempo disponível é um décimo do anterior. Isto deve ser previsto no "display", para podermos interpretar corretamente a leitura. Esta explicação é essencial para o entendimento de determinada parte do freqüencímetro e vai se encaixar no texto mais tarde. Por enquanto, basta entendê-la e guardá-la.

Vamos agora falar um pouco mais do nosso freqüencímetro. Na sua maior parte,

ele utiliza circuitos integrados da lógica TTL, muito comuns e que não apresentam problemas quanto à montagem. No restante do circuito, são empregados transistores de silício. O mostrador é formado por "displays" de LEDs, que também se tornaram bastante comuns.

Um freqüencímetro, para funcionar, necessita de uma base de tempo (para o tempo fixo de contagem, lembra-se?). No nosso caso, a base de tempo é conseguida aproveitando-se a frequência da rede (60 Hz); mas, para aqueles que desejarem ainda maior precisão de leitura, existe a possibilidade de se ligar um oscilador a cristal ao aparelho (este oscilador será um dispositivo opcional). A frequência da rede, entretanto, tem uma boa estabilidade, e poderá permitir leituras precisas o suficiente para a maioria das aplicações do freqüencímetro.

Na fig. 2, construímos um diagrama de blocos, para promovermos um contato inicial com os estágios do nosso medidor de frequência. O "coração" do aparelho é formado pelos blocos **contadores-decodificadores** — "displays", que efetuam a contagem dos ciclos do sinal e a apresentam no mostrador, de forma compreensível. Os blocos **ceifamento, amplificação e quadramento e divisor por 10** apenas "preparam" o sinal para os estágios seguintes. Observe que as **bases de tempo** influenciam três estágios do freqüencímetro. São elas as responsáveis pelo tempo fixo de contagem do aparelho de que já falamos. E, por último, há o bloco de **alimentação**, que faz operar todo o conjunto. Vamos ver cada um desses blocos mais detalhadamente:

## CEIFAMENTO, AMPLIFICAÇÃO E QUADRAMENTO DO SINAL

Como já dissemos, estes circuitos adaptam o sinal ao resto do sistema. Eles primeiramente ceifam o sinal de entrada, isto é, cortam seus picos para torná-lo adequado aos estágios de amplificação. Estes, amplifi-

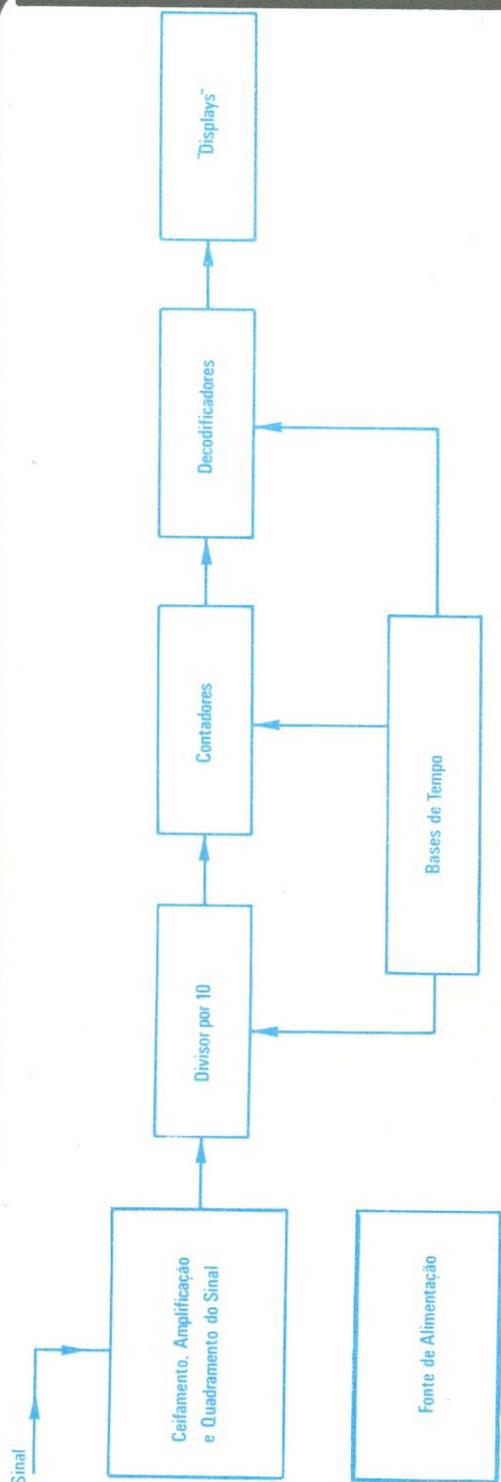


FIGURA 2

cam o sinal até o nível correto para os circuitos TTL. O primeiro estágio é formado por um transistor de efeito de campo (FET), para providenciar uma alta impedância de entrada para o freqüencímetro e tornar sua influência mínima, nos circuitos aonde for conectado (é o mesmo caso do voltímetro: quanto mais alta a impedância interna, menor será a corrente drenada do circuito e menor será a influência do aparelho no mesmo). Existe, por fim, o quadrado do sinal, necessário para que os integrados TTL interpretem corretamente a informação. É que estes integrados precisam de níveis de tensão bem definidos em suas entradas, para poder trabalhar (os níveis "0" e "1" da lógica digital binária). Assim, se uma senóide, por exemplo, for aplicada a um circuito TTL, pode deixá-lo "confuso", pois essa forma de onda apresenta vários níveis de tensão intermediários. Devemos usar então a forma de onda quadrada, com os níveis que a lógica TTL necessita (fig. 3). O "quadrador", portanto

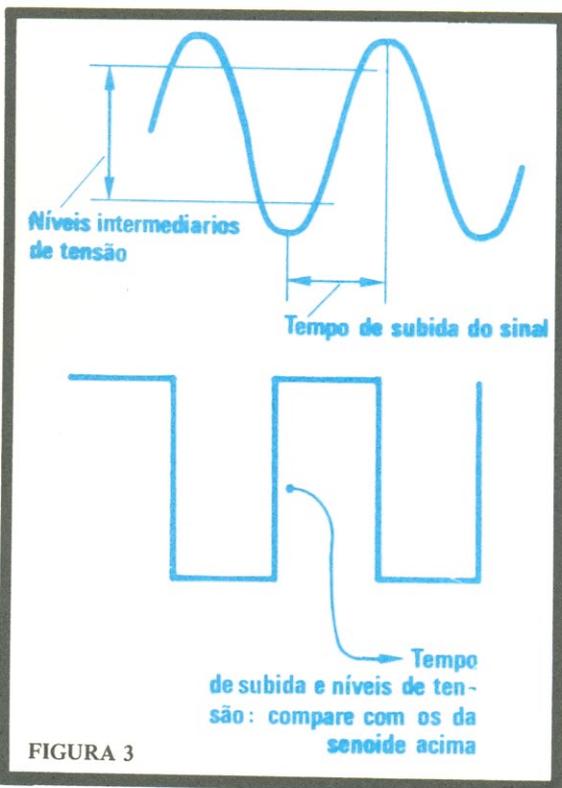


FIGURA 3

transforma toda forma de onda, na saída dos amplificadores, em onda quadrada. É um "Schmitt Trigger", que será explicado mais adiante.

## DIVISOR POR 10

Divide a frequência do sinal por dez, para adaptação à escala do aparelho. É um contador, trabalhando como divisor de frequência. Seu funcionamento é o mesmo dos divisores do bloco "bases de tempo".

## CONTADORES

São os dispositivos que contam os pulsos do sinal dentro de um espaço constante de tempo. Como usam lógica binária, o resultado da contagem (que são números decimais) aparece sob codificação binária em suas 4 saídas.

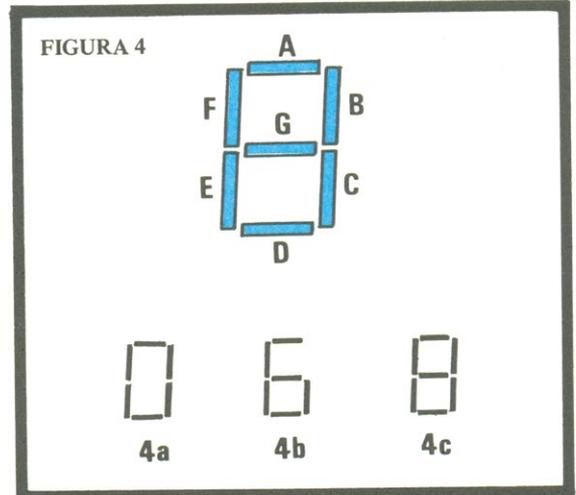
Os contadores, no nosso caso, vão de zero a nove na contagem; deste modo, as saídas para cada número serão

contagem	saídas do contador			
	S4	S3	S2	S1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

(Para quem tiver dúvidas a respeito de numeração binária, recomendamos a consulta de Nova Eletrônica nº 1, páginas 20, 21 e 22). Os níveis presentes em S1, S2, S3 e S4 são aplicados às entradas dos decodificadores.

## DECODIFICADORES E "DISPLAYS"

Os "displays" que formam os números que vemos no mostrador do freqüencímetro são divididos em sete partes ou segmentos, com os quais podemos "construir" os algarismos de 0 a 9 (fig. 4).



Convencionou-se identificar os segmentos com as letras de a até g. Por exemplo, se o número zero estiver representando no "display", teremos acesos os segmentos a, b, c, d, e, f; (fig. 4A) para que possamos ver "escrito" o número 6, acendem-se os segmentos a, c, d, e, f, g (fig. 4B); para o número 8, devem estar todos acesos, naturalmente (4C). O que se percebe agora, é que as saídas dos contadores não são compatíveis com os "displays" pois, nos primeiros existem apenas 4 terminais enquanto nos segundos, os terminais são em número de 7, e sob uma codificação completamente diferente.

Em conclusão: temos à disposição, na saída dos contadores, níveis de tensão que representam os algarismos de 0 a 9 em codificação binária. E, por outro lado, precisamos acender os "displays" com níveis de tensão distribuídos de outra maneira (pode-se dizer, codificados para sete segmentos).

Aqui entram em cena os decodificadores, para adaptar contadores aos "displays".

Em seu interior, o resultado da contagem é transformado para que nós possamos lê-lo, no mostrador.

### BASES DE TEMPO

Já dissemos que são as responsáveis pelo tempo fixo de contagem de ciclos do freqüencímetro. São produzidas por dois contadores, funcionando como divisores de freqüência, e também por várias portas NAND. Mas é melhor que falemos mais sobre elas quando introduzirmos o circuito prático do aparelho, ocasião em que serão entendidas facilmente.

### FONTE DE ALIMENTAÇÃO

É uma fonte estabilizada normal utili-

zando apenas um integrado para as funções de estabilização e proteção contra sobrecargas.

Vamos ficando nesta primeira parte. Seria muito cansativo abordarmos tudo relativo ao freqüencímetro agora e preferimos dar algum tempo a vocês, para que possam assimilar o que já foi apresentado. No próximo número veremos novamente todos os blocos do aparelho, desta vez seguindo o circuito prático completo, e daremos todas as "dicas" de montagem elétrica e mecânica. E o que é melhor, o "kit" do freqüencímetro estará sendo lançado, proporcionando uma realização imediata do projeto pelos leitores interessados.

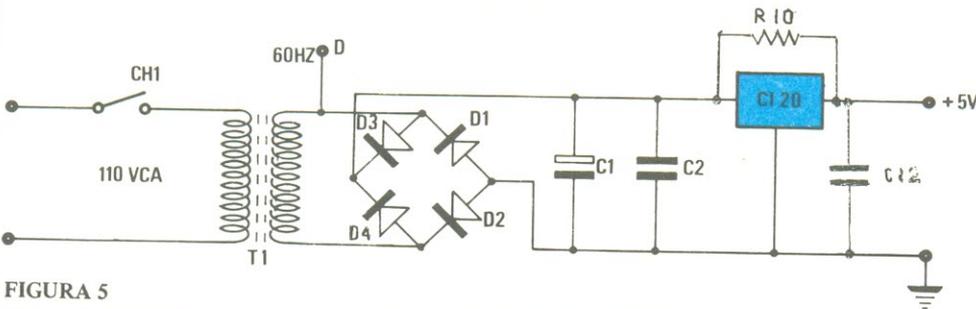
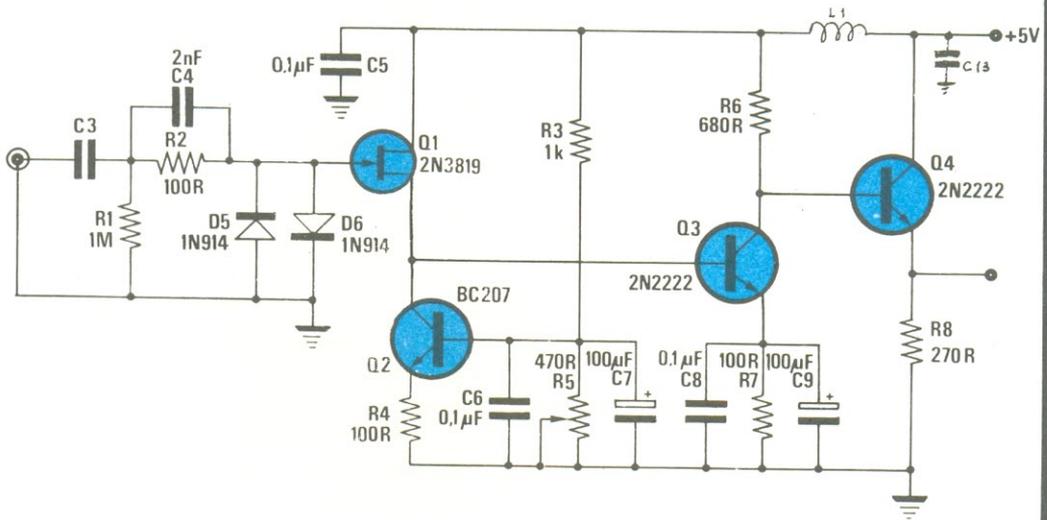


FIGURA 5

Fig.5,6 e 7 - Esquema completo do Freqüncímetro; será publicado novamente na Rev.5

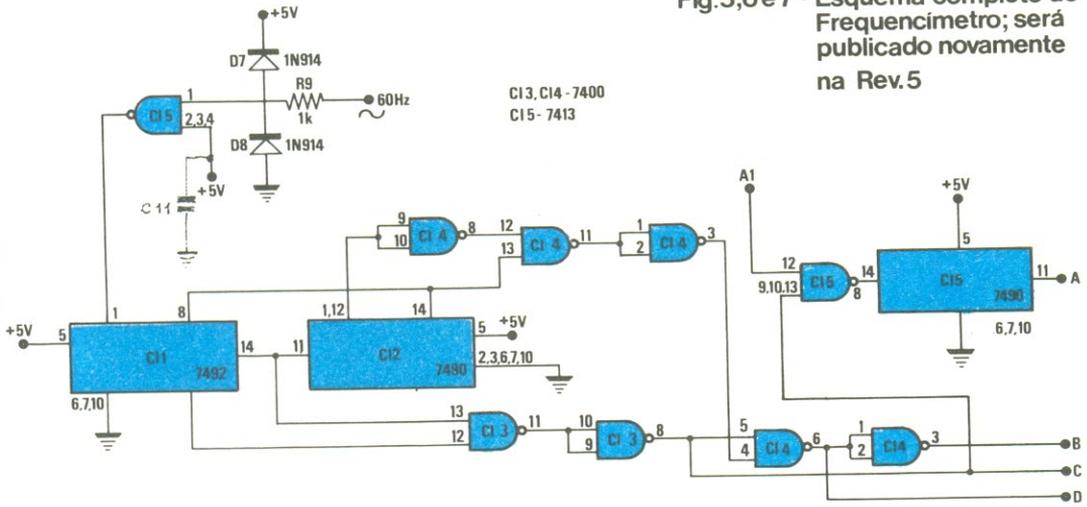


FIGURA 6

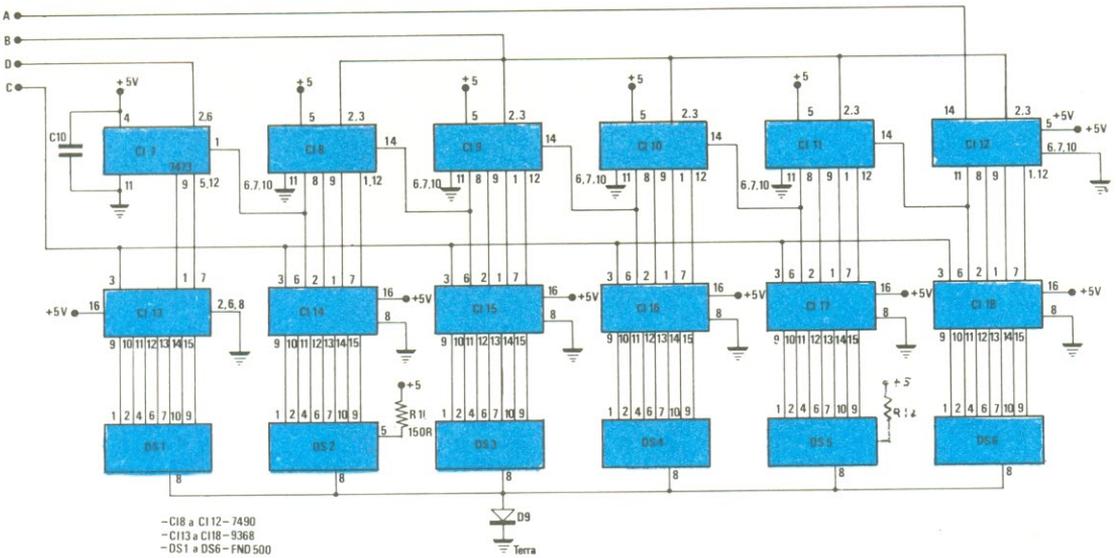


FIGURA 7

## “AFIRMAÇÕES DEFINITIVAS”

### FAMOSAS

### EM ELETRÔNICA

(Os conceitos de hoje podem tornar-se obsoletos, amanhã)

– “Nunca se conseguirá substituir os sinais de fumaça por um meio de comunicação mais rápido”.

Chefe Nuvem Branca

#### REVISTA “ENGINEER”

– “O telégrafo é a última palavra em comunicação eficiente”

em 1850

– “Com a válvula à vácuo, alcançamos o zenite do potencial de comunicação”

em 1920

– “Os transistores são o passo final das pesquisas para meios de comunicação eficientes e seguros”.

em 1950

– “Os circuitos integrados são a resposta definitiva! É impossível ir além de um conceito tão revolucionário!”

em 1960

---

Extraído de “Physics of Semiconductor Devices” – S. M. Sze

---