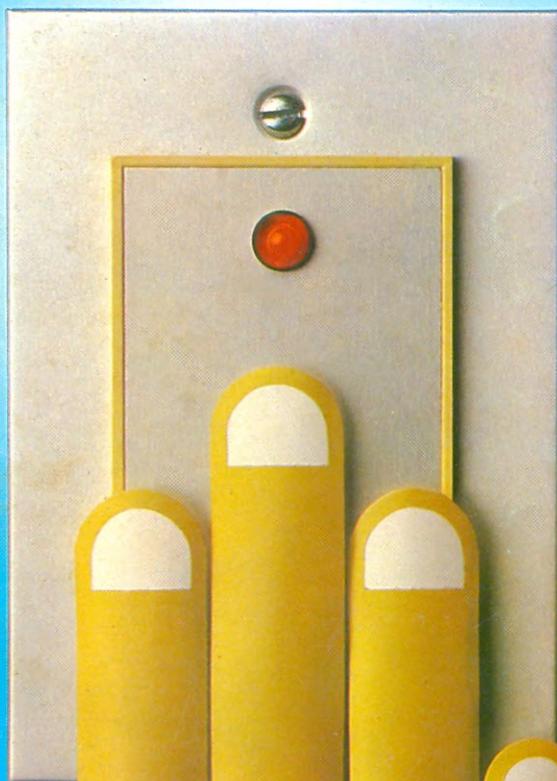


# NOVA ELETRONICA

ANO IX — Nº 105 — NOVEMBRO — Cr\$ 12.500

## CONTROLE DE LUMINOSIDADE AMBIENTE

comando por toque, memória, extensões eletrônicas



### PRÁTICA

*SISMO: fontes e amplificadores*

### INFORMAÇÃO

*Como anda o mercado de trabalho em eletrônica*

### BANCADA

*Como projetar sistemas digitais (1.ª parte: TTL)*

### BYTE

*Conheça a modulação PCM*

### CURSO

*Telefonia Básica  
8.º fascículo*

# NOVA ELETRONICA

## ÁUDIO

Discos ..... 10

Braços de toca-discos —  
conclusão ..... 12

Todas as dicas para o alinhamento da cápsula

## VÍDEO

TV Consultoria ..... 18

## PY/PX

Posto de Escuta ..... 24

Coluna de SWL ..... 26

Monte três receptores a diodo para ondas curtas, revivendo os tempos do rádio de galena

## BANCADA

Antologia do S566B ..... 30

As características técnicas do CI usado na montagem de capa desta edição

Como projetar sistemas digitais —  
1ª parte ..... 34

Num só artigo, inúmeras informações sobre circuitos lógicos, antes espalhadas por manuais

## PRÁTICA

Sistema modular de áudio —  
conclusão ..... 40

Completando o conjunto SISMO, apresentamos as fontes e os amplificadores de potência

Controle de luminosidade ambiente ..... 46

## INFORMAÇÃO

O mercado de trabalho em  
eletrônica ..... 52

Numa extensa reportagem e no editorial, a situação dos engenheiros e técnicos em eletrônica

## CAPA



O controle de luminosidade ambiente é um *dimmer* totalmente eletrônico, que opera pelo toque dos dedos e memoriza níveis luminosos. Tudo em uma montagem que emprega um CI dedicado nacional e uma placa que substitui diretamente os interruptores comuns.

## ENGENHARIA

Concepção de um analisador lógico nacional ..... 58

A tecnologia dos integrados CMOS —  
9ª parte ..... 64

Prancheta nacional ..... 70

## TELECOMUNICAÇÕES

Projeto de um radioenlace —  
conclusão ..... 72

## BYTE

Princípios da modulação PCM ..... 76

## ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Tiristores — 3ª parte ..... 82

## ASTRONÁUTICA & ESPAÇO

Notas da NASA e do INPE ..... 88

Radioastronomia em foco ..... 90

## CURSO

Telefonia Básica — 8º fascículo

## SEÇÕES

Cartas ..... 4

Notas nacionais ..... 6

Notas internacionais ..... 8

Livros & Revistas ..... 94

Classificados ..... 96

# Instalação e ajuste da cápsula no braço

Os detalhes de ajuste da cápsula, do *shell* e da agulha são explicados neste artigo que conclui a série sobre braços de toca-discos

J á vimos as influências que os tipos de suspensão, a geometria e construção dos braços e os ruídos mecânicos têm no desempenho de um toca-discos. Vimos também os cálculos referentes ao posicionamento correto da cápsula em um braço qualquer, segundo alguns parâmetros, como comprimento efetivo, pontos de tangência, ângulo de *offset* e outros. Muito embora tais cálculos não sejam complicados, podem tornar-se enfadonhos pela necessidade de se obter medidas precisas. E incorrem em erros devido a uma possível falta de precisão dos instrumentos de medida e pela escassez de dados fornecidos pelos fabricantes.

Tendo em vista esses fatos, é bastante difundido o uso de gabaritos que permitem tanto o alinhamento da cápsula como também verificar-se o ângulo de trilhagem vertical — VTA — do braço. O uso de gabarito é bastante simples, requerendo apenas um mínimo de paciência e uns poucos instrumentos, como chaves de fenda e alicate.

**Preparando-se o *shell*** — Vamos supor que seu *shell* se aproxima daquele considerado ideal: é pouco afetado por torções, feito em material rígido e permite que a cápsula possa ser vista em

sua quase totalidade, seja pelas laterais, por baixo ou por cima. É óbvio que estamos um pouco fora da realidade, pois praticamente não existe no mercado um *shell* que obedeça ao mesmo tempo a todas essas características. Mas isso não é razão para desespero.

A preparação do *shell* começa por uma “limpeza” do mesmo. Observamos, anteriormente, que os encaixes entre o braço e o suporte da cápsula devem ser o mais secos possível, bem como aqueles entre cápsula e suporte. Segundo essa idéia, iremos então retirar todos os anéis de plástico ou borracha existentes em encaixes ou proximidades de roscas — os principais são indicados na figura 1. Como conseqüência, teremos um maior grau de aperto nos encaixes e menor oscilação. Se, com a retirada dos anéis, certos encaixes — especialmente aquele entre *shell* e braço — tornarem-se muito folgados, a única saída viável é jogar o *shell* fora e comprar um novo.

O segundo passo será dado no sentido de melhorar o acoplamento mecânico entre *shell* e cápsula. A superfície de contato do *shell* com a cápsula pode ser recoberta com uma fina camada de massa de calafetar ou então de pasta de silicone (cola de aquário não serve!). A função dessa camada é aumentar a área de contato entre cápsu-

la e *shell*, de modo que, após todos os ajustes e apertos feitos, este conjunto passe a funcionar praticamente como uma só peça.

**Montagem da cápsula** — Uma vez preparado o *shell*, vamos instalar nele a cápsula. A figura 2 mostra a disposição dos pinos conectores de uma cápsula genérica. Não existe exatamente um padrão para ela, mas essa é a mais adotada comumente. Para evitar-se erros no momento da montagem, é prática adotar-se um código de cores para os pinos tanto do *shell* quanto da cápsula, conforme relaciona a Tabela 1.

Em certas situações, é particularmente útil saber como pode ser feita a conversão para mono de uma cápsula estéreo, para uso em braços comuns. No caso de coleções de discos antigos, é comum o colecionador possuir uma cápsula para discos de 78 rpm, outra para aqueles de 33.1/3 mono e outra para os estereofônicos ou equivalentes mais modernos. A conversão para mono propicia uma sensível diminuição de ruídos provenientes dos discos e um melhor rendimento do restante da aparelhagem.

Todas as operações a seguir deverão ser feitas sobre uma superfície plana, com o conjunto da agulha retirado da cápsula e o prato do toca-discos imobilizado por fita adesiva — não utilize os parafusos de imobilização usados durante o transporte do toca-discos. O motivo para a retirada da agulha é simples: basta lembrar que o preço de uma agulha nova costuma oscilar entre 65 e 80% do custo de uma cápsula nova.

Uma vez passada a massa sobre o *shell*, iremos posicionar a cápsula sobre o mesmo e colocar os parafusos, dando-lhes um ligeiro aperto, com o propósito de retirar o excesso de massa existente. Retirado o excesso, são conectados os cabinhos de áudio e em

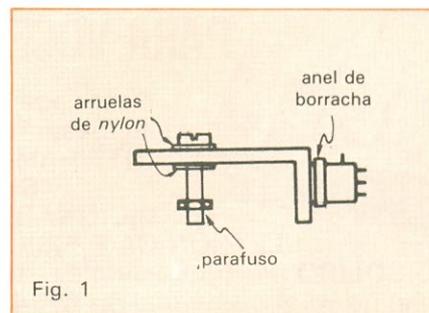


Fig. 1

Anéis do encaixe entre suporte da cápsula e braço.

seguida afrouxados os parafusos, de maneira que a cápsula possa se deslocar livremente sobre o *shell*, dentro do espaço permitido pelos rasgos dos parafusos. Ao final dessa operação, deve-se atentar para o fato de que o eixo longitudinal da cápsula precisa ser coincidente com o eixo do *shell*, como ilustra a figura 3.

**Balaceando o braço** — Recoloque a agulha e instale o conjunto cápsula/*shell* no braço; passe, então, para a próxima fase. Existem dois tipos básicos de braço no que se relaciona ao seu modo de balanceamento (equilíbrio) e à maneira de controlar o peso na agulha. A figura 4 mostra o primeiro tipo de braço. O contrapeso serve, inicialmente, para equilibrar o braço e, numa segunda fase, para controlar a pressão da agulha por meio de um determinado tipo de movimento. Na figura 5 observa-se que, além do contrapeso, existe um segundo peso que pode ser deslocado ao longo do braço: conforme sua posição, uma certa pressão será exercida pela agulha, e será maior quando o peso estiver mais próximo da cápsula.

Em ambos os casos, a operação de equilíbrio é idêntica. Estando o braço completamente montado — agulha, cápsula etc. —, desloque o contrapeso de maneira a fazer com que a outra extremidade comece a subir, como in-

dica a figura 6. Com certo cuidado, passe a rosquear ou deslocar o contrapeso, fazendo com que a outra extremidade comece a baixar. Num determinado momento, a tendência do braço será abaixar de vez; proceda então de maneira inversa, deslocando cuidadosamente o contrapeso. O equilíbrio terá sido alcançado no instante em que, qualquer que seja a posição e altura da cápsula, a tendência do braço ao ser solto seja de ficar na horizontal (fig. 7).

Idealmente, a altura entre a agulha e um disco colocado sobre o prato, após ter sido obtido o equilíbrio, deveria ser muito próxima de zero. Isso quer dizer que a agulha mal tocaria a superfície do disco. Nos braços dotados de ajuste de VTA é possível fazer isso. Mas, como existe grande possibilidade de seu aparelho não ser dotado desse ajuste, é importante que o braço esteja rigorosamente na horizontal. O gabarito da figura 8 o auxiliará a verificar isso. Uma vez que o braço está equilibrado, é conveniente respirar fundo, tomar um cafezinho, respirar novamente e juntar um bocadinho de paciência para passar à próxima etapa.

#### Alinhamento da cápsula com o gabarito

— Bem, o braço do seu toca-discos está equilibrado e o controle *anti-skating* no zero. Agora, copie o gabarito da revista e instale-o devidamente sobre o prato. Inicialmente, tome o ponto mais externo do gabarito, que, segundo a notação das fórmulas nas seções anteriores, é  $R_2$ . A ponta da agulha deverá repousar sobre ele. Olhando de cima, procure verificar se as paredes verticais da cápsula estão paralelas aos traços do gabarito. Caso não estejam, retire o *shell* e desloque suavemente a cápsula no sentido de deixar as laterais quase paralelas aos traços do gabarito. Torne a localizar a agulha sobre o gabarito, desta vez no ponto mais interno —  $R_1$ . Se as late-

rais não estiverem paralelas, repita o procedimento anterior. Lembre-se que as laterais da cápsula é que ficam paralelas ao gabarito, não o *shell*.

As várias operações de ajuste da posição da cápsula devem ser repetidas até que se obtenha nos pontos  $R_1$  e  $R_2$  um grau razoavelmente elevado de paralelismo. É possível que na primeira vez a cápsula esteja totalmente avançada para a frente, dentro do *shell*, para  $R_2$ ; e que para  $R_1$  esteja totalmente recuada. Ao final do ajuste, possivelmente a cápsula estará posicionada próxima do meio dos rasgos de parafusos do suporte, ligeiramente deslocada para a direita. Veja as figuras 9a, 9b e 9c.

Esse ajuste dificilmente fica correto quando feito às pressas. É preferível fazê-lo apenas uma vez com muita calma, do que executá-lo com pressa e várias vezes. A última operação realmente delicada é o aperto dos parafusos que fixam a cápsula ao *shell*. Com o máximo de cuidado, aperte os parafusos o suficiente para que a cápsula não se desloque. Ao sentir que começa a surgir certa pressão, ou melhor, certa resistência para mover o parafuso, passe para outro, espere surgir os primeiros sinais de resistência e então volte ao parafuso anterior. Dê um aperto um pouco mais forte e retorne ao outro parafuso. Vá agindo assim, alternadamente, até não ser mais possível maior grau de aperto.

Essa operação pode ser iniciada com o braço fixo e, após os primeiros apertos — suficientes para que a cápsula não se desloque facilmente —, o *shell* pode ser retirado e a operação completada nas mãos. Terminada a fixação, volte a conferir os pontos de tangência no gabarito. Estando tudo correto, pode ir para a etapa seguinte...

**Ajuste do VTA** — Na verdade, não se trata realmente de um ajuste, mas de uma verificação do *Vertical Tracking Angle*. Pode-se classificar três categorias de toca-discos segundo a possibilidade de ajuste do VTA:

a) VTA ajustável na torre do braço —

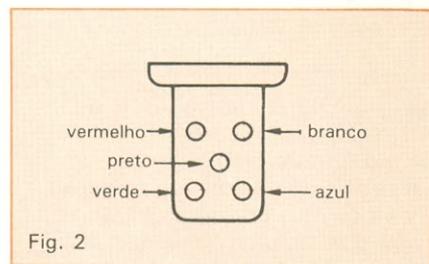


Fig. 2

Disposição dos pinos de conexão em uma cápsula qualquer.

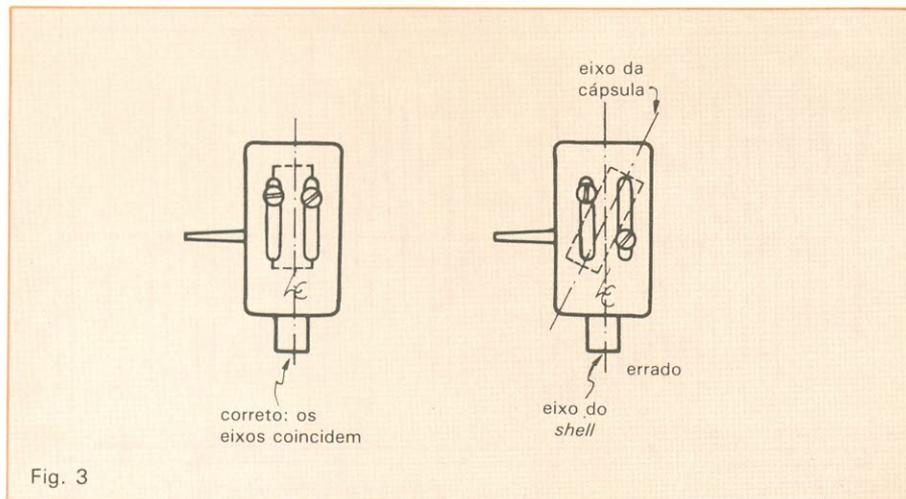


Fig. 3

Relação entre os eixos longitudinais da cápsula e do shell.

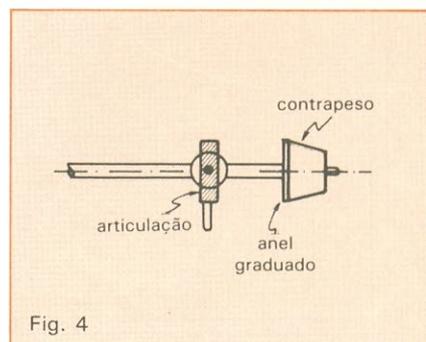


Fig. 4

Braço com contrapeso para equilíbrio e controle da pressão na agulha.

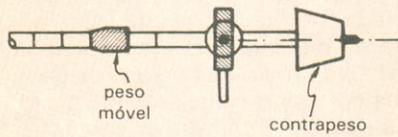


Fig. 5

Braço com um segundo peso, móvel, para controle da pressão na agulha.

Ainda raros no País. Existem no máximo dois modelos nacionais que permitem tal ajuste.

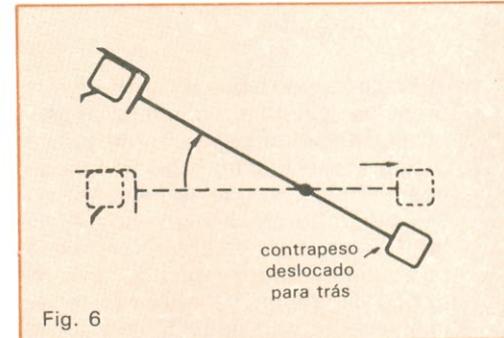
b) *Sem ajuste de VTA* — A maioria dos modelos existentes. Observa-se que alguns, estando o braço em equilíbrio, têm uma distância relativamente grande entre a ponta da agulha e a superfície do disco, às vezes superior a 1 cm. Em outros, esta distância é muito pequena ou próxima de zero. No primeiro caso, a altura entre a agulha e a superfície do prato, sem discos sobre ele, poderia ser algo por volta de 8 mm,

no segundo, estaria em torno de 3 ou 4 mm.

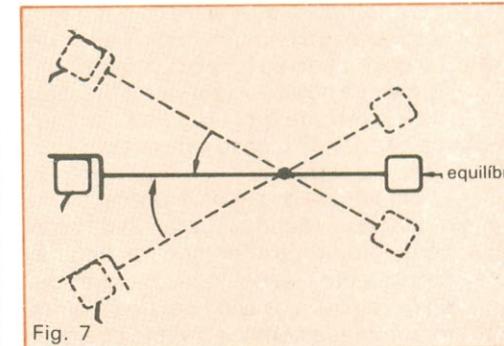
c) *Toca-discos automáticos* — Aqueles que podem tocar vários LPs em seguida. Como nestes casos é comum poder-se empilhar até 6 LPs, a altura do braço varia com o número de discos sobre o prato, o que, num cálculo simplificado, implicaria num mínimo de cerca de 2 cm, entre o prato e a agulha. Como não se ajusta o VTA para cada LP sobre o prato, pode-se perceber que, se o mesmo disco for tocado no início e no fim da pilha, seu som será ligeiramente ou muitíssimo diferente. Com um pouco de bom senso, esse tipo de toca-discos está caindo em desuso.

Para a verificação do VTA com o gabarito, basta prendê-lo a um sólido retangular qualquer — uma caixa de fósforos, por exemplo — e colocar a face impressa do gabarito atrás do *shell*, como na figura 10. Como as riscas do gabarito são rigorosamente perpendiculares, o *shell* deverá estar necessariamente paralelo a elas, se for possível fazer o ajuste. Caso contrário, apresentará uma leve inclinação.

Relativamente ao ajuste do ângulo de trilhagem vertical existem duas correntes de pensamento. Uma prega que



Começo da operação de equilíbrio: mover o contrapeso para trás.



O equilíbrio é atingido: o braço tende a ficar na horizontal.

**Instruções para aplicação do gabarito**

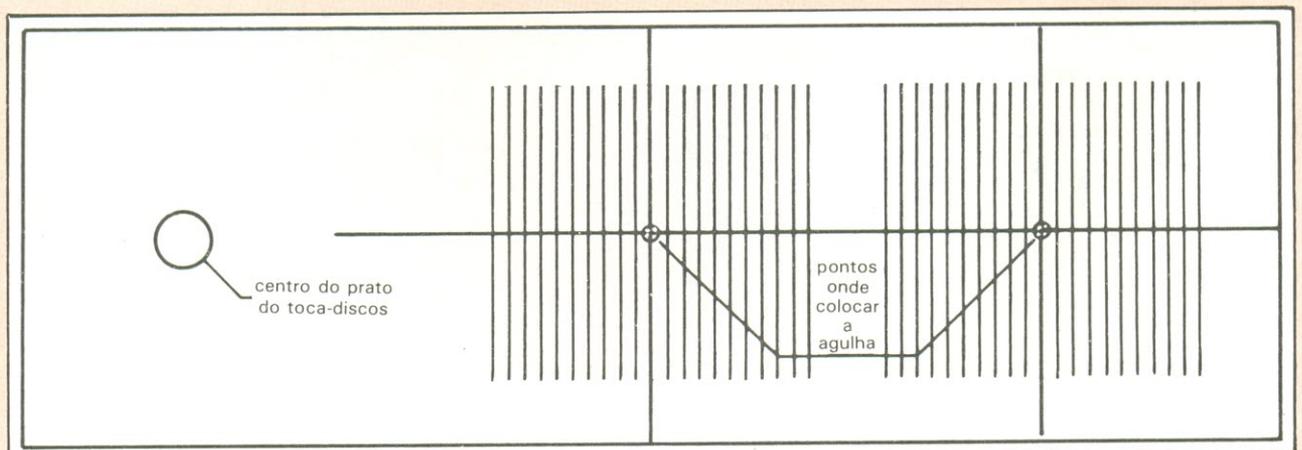
Ao copiar este gabarito, você deve ter cuidado em respeitar os contornos, pois sua linearidade é importante. Para fazer o orifício por onde

passará o pino central é aconselhável utilizar um estilete bastante afiado, ou então picotar com um alfinete toda a circunferência do círculo, evitando ao máximo desrespeitar suas dimensões.

Caso o papel usado para copiar o gabarito seja muito fino, cole-o a uma cartolina, utilizando-se de uma

cola que não contenha água, tipo Pritt (de bastão), recortando as bordas e o furo do pino central.

A seguir, ainda com um alfinete, perfure os dois pontos localizados dentro dos círculos pequenos, nos dois cruzamentos de linhas. Nesses pontos irá repousar a agulha durante a ajustagem da cápsula.



Gabarito ou padrão para o alinhamento da cápsula.

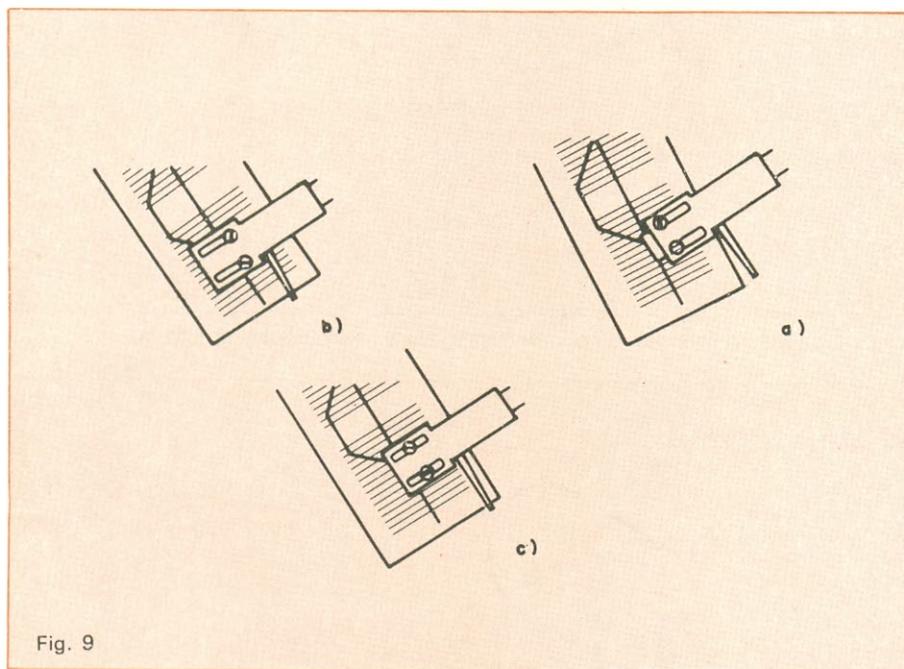
Fig. 8

Código de cores para os pinos do shell e da cápsula

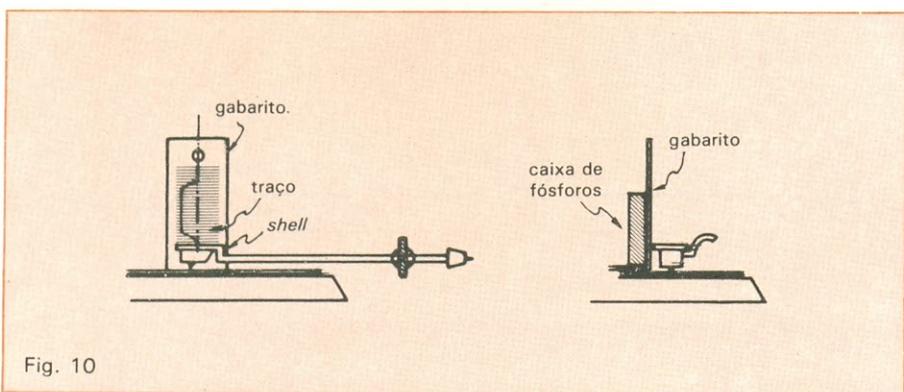
TABELA 1

terminais da cápsula		terminais do shell	
vermelho	canal direito	vermelho	canal direito
branco	canal esquerdo	branco	canal esquerdo
verde	terra canal direito	verde	terra canal direito
azul	terra canal esquerdo	azul	terra canal esquerdo
preto (*)	blindagem (shield)	preto	blindagem (shield)

(\*) Nem sempre este terminal existe, sendo a blindagem, no caso, acoplada a um dos terras.



Seqüência de ajuste da posição da cápsula.



Procedimento para verificação do VTA com o gabarito.

o disco deve ser tocado com o mesmo ângulo vertical com que foi cortada a matriz, ou seja, toda vez que fôssemos tocar um disco deveríamos reajustar a altura do braço. Não se pode afirmar que seja lá uma solução muito prática, mas tem sua dose de verdade, especialmente em equipamentos do estilo *state-of-art*, de alguns milhares de dólares, e para ouvidos muito bem-educados musicalmente.

A segunda corrente defende exatamente o contrário: o ângulo vertical não tem tanta importância durante a reprodução, desde que não ultrapasse valores predeterminados. Em modelos comerciais tal afirmação é bastante válida. A única exceção se refere aos toca-discos automáticos que possuem a "facilidade" de tocar até 6 ou 8 LPs consecutivamente. Neste aspecto, os valores do VTA ultrapassam razoavelmente os limites sensatos.

Muitas vezes, os estojos de cápsulas vêm acompanhados de kits de parafusos, porcas e pequenas peças metálicas ou plásticas, cuja finalidade é serem inseridos entre o shell e a cápsula, para alterar o ângulo de trilhagem. Embora a idéia básica seja válida, vai totalmente de encontro a tudo que foi dito até agora. Vimos que a superfície de contato entre cápsula e shell deve ser a maior possível. Logo, a inserção dessas peças entre ambas, além de diminuir a área, ainda põe a perder a rigidez mecânica do conjunto, podendo inclusive provocar outras vibrações parasitas que prejudicariam o desempenho da cápsula.

**Verificação do azimute** — As figuras 11a, 11b e 11c mostram as três alternativas para o azimute, sendo que 11a e 11c indicam azimute incorreto. As causas disso são várias. Citamos algumas delas a seguir:

- a) folga nos rolamentos ou articulações do braço;
- b) pequena folga no encaixe do shell com o braço;
- c) irregularidades na superfície de contato entre shell e cápsula;
- d) encaixe da agulha na cápsula com defeito de fabricação.

Com exceção do primeiro item, para o qual se aconselha a troca do braço (maiores detalhes nos artigos anteriores, relativos às implicações destas folgas), todos os demais podem ser corrigidos através de uma leve torção do shell no sentido contrário ao da inclinação do conjunto.

A detecção desse problema pode ser verificada por dois métodos distintos. Por meio de um gabarito construído, como mostra o esquema da figura 12, ou pela utilização de um pequeno espelho de dentista ou de máquina fotográfica. Mais exatamente, o espelho deve ter a imagem formada sobre a superfície e não abaixo, como ocorre nos espelhos comuns, para evitar o surgimento de distorções de imagens e reflexos espúrios.

O uso do gabarito é bastante simples. Uma vez montado, é posicionado em frente à cápsula. O azimute estará correto se as bordas do gabarito estiverem paralelas à superfície frontal do *shell*. Caso não ocorra tal paralelismo, o ajuste deve ser feito segundo o procedimento descrito há pouco.

Mais preciso é o método do espelho. Posiciona-se o espelho sob a agulha. O reflexo formado irá obedecer a uma das três posições mostradas na figura 11, sendo a correta aquela mostrada por 11b. Caso encontre alguma dificuldade na visualização de tal imagem, procure lembrar-se de como é feita a leitura em instrumentos de medida que contêm aquela faixa espelhada entre as escalas. O erro é menor quando se sobrepõe o ponteiro sobre sua imagem no espelho. Proceda da mesma maneira.

**O último ajuste** — O processo termina com o ajuste da pressão da agulha. O primeiro passo será dado no sentido de verificar se o braço, após todo esse manuseio, ainda se encontra equilibrado. Em caso negativo, torne a equilibrá-lo como descrito anteriormente. Estando o braço equilibrado, deve-se fazer coincidir o zero do anel graduado com a referência marcada no corpo do braço.

Esse anel, ilustrado na figura 13, tem movimentos independentes do contrapeso; ao movê-lo, evite tocar o peso. Isto no caso de seu braço ser do tipo mostrado na figura 5. Uma vez que haja coincidência entre o zero do anel e a referência no braço, basta girar o contrapeso no sentido horário, até o peso indicado pelo fabricante da agulha.

Sendo o braço do tipo indicado na figura 6, vá deslocando o peso ao longo do mesmo até chegar ao traço correspondente ao peso indicado pelo fabricante.

Em geral, para os braços representados na figura 5, as divisões são feitas em décimos de grama. E para aqueles representados pela figura 6, as divisões são feitas de 0,5 em 0,5 grama. Ajustada a "pressão" da agulha você deve regular o *anti-skating* para esse valor, para neutralizar o movimento do braço — a tendência deste é deslocar-se sozinho para o centro do prato.

Agora, após algumas horas — muito possivelmente empregadas na leitura e ajuste do braço —, o equipamento estará pronto para tocar. Relaxe e boa diversão. ●

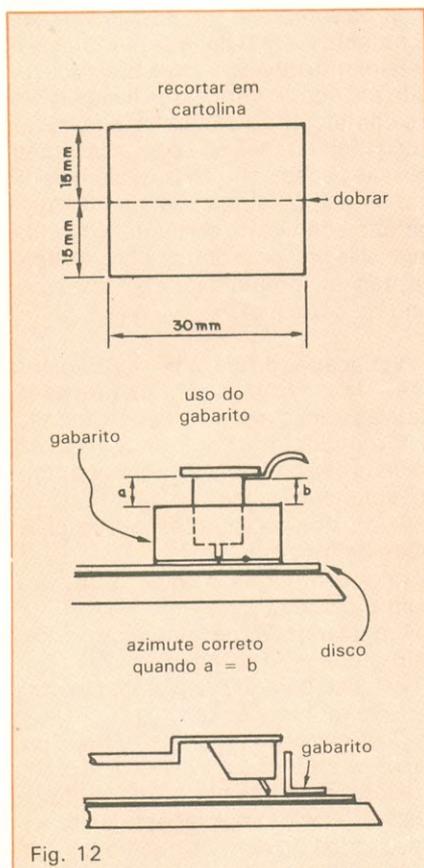


Fig. 12

Um gabarito, recortado em cartolina, pode servir para se verificar o azimute.

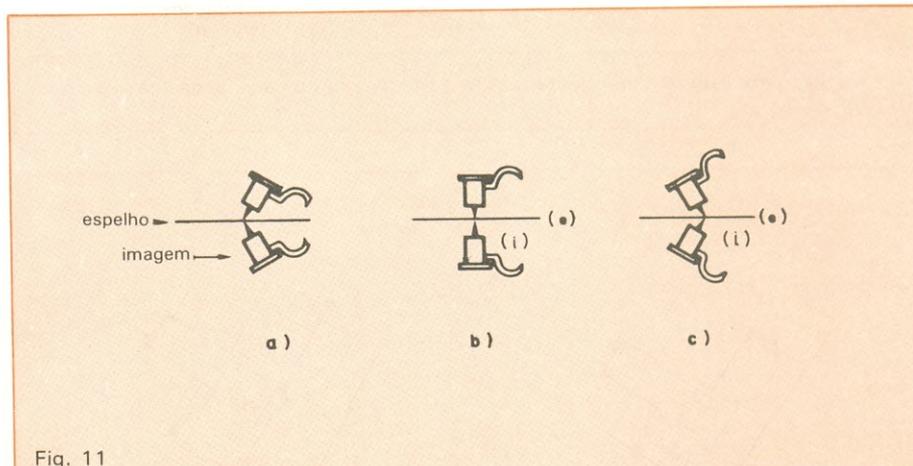


Fig. 11

Três situações do azimute: duas incorretas (a e c) e a posição correta (b).

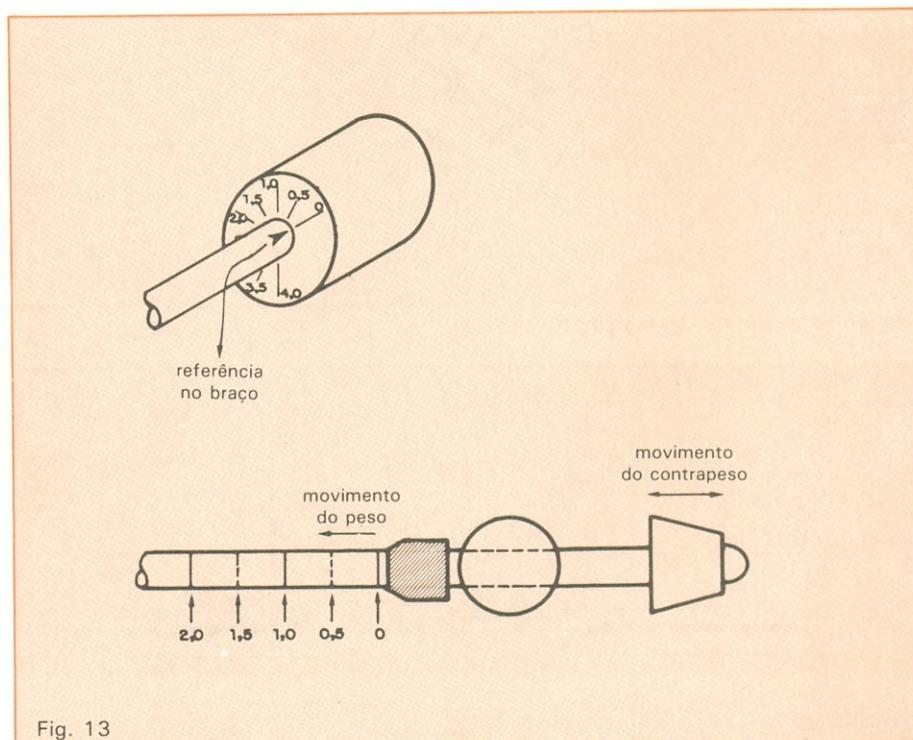


Fig. 13

O último ajuste é fazer coincidir o zero do anel com a marca no braço.

# Referência de croma com o integrado TBA 540

Para se extrair as informações de cor do sinal transmitido é preciso gerar no receptor uma referência coerente. Essa é a função do TBA 540, que faz ainda identificação PAL e ACC

**P**ara que seja possível a recuperação do sinal de croma enviado pela emissora de TV, o receptor necessita, antes de mais nada, gerar um sinal com frequência e fase rigorosamente idênticas às da portadora (subportadora) usada na transmissão.

Na estação, os sinais de croma — representados pelas informações R-Y e B-Y — são modulados sobre uma portadora de frequência igual a 3,575611 MHz. Esse processo de modulação é dito *em quadratura*, pois uma mesma frequência portadora é desmembrada em duas componentes: uma a  $0^\circ$ , ou portadora de referência, e outra defasada de  $90^\circ$ , da primeira, tal como ilustra a figura 1. Com isto, torna-se viável a modulação de dois sinais distintos sem que haja interação entre ambos. Como o ângulo de  $90^\circ$  é aquele que compõe os vértices de um quadrado, daí vem a denominação “em quadratura”.

A modulação de croma gera bandas laterais, que representam as componentes realmente transportadoras do sinal. Segundo esse conceito, a transmissão da portadora que deu origem às bandas laterais de croma, além de representar um gasto inútil de energia, produziria batimentos indesejáveis

com o sinal de luminância, dentro do espectro reservado a um canal de televisão. Por esses motivos, a portadora de croma, melhor especificada como subportadora de 3,58 MHz, é suprimida após a modulação, não sendo emitida.

O espectro de frequências de vídeo contém o sinal de luminância na faixa aproximada de 30 Hz a 4,2 MHz e, intercalado a ele, as bandas laterais do

sinal de croma. Esse conjunto forma o “pacote” de vídeo transmitido pelas emissoras.

No receptor, filtros seletivos se incumbem de retirar (*take-off*) a informação de croma do sinal de luminância, e filtros de armadilha (*trap*) se encarregam de impedir que o sinal de croma atinja os amplificadores de luminância (fig. 2). Chegamos então ao problema

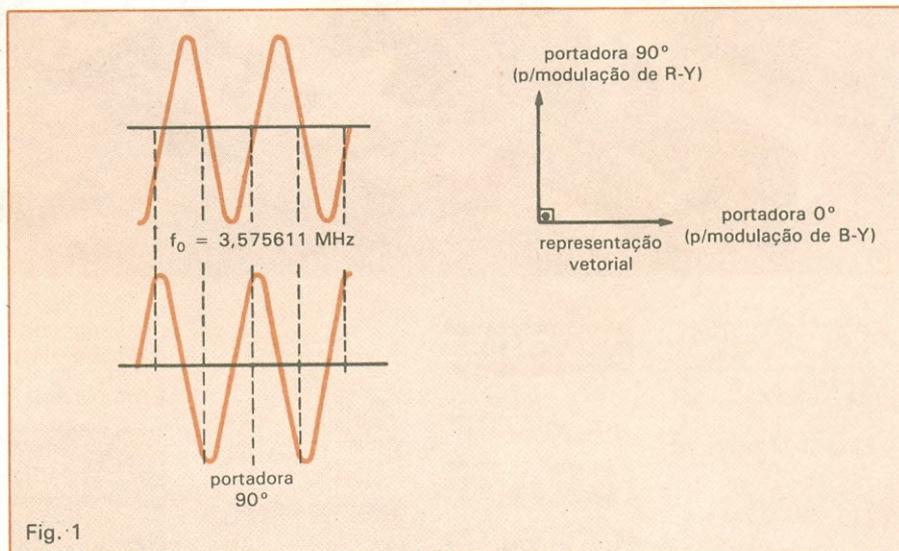


Fig. 1

Portadora de croma desmembrada em duas componentes.

que pretendemos abordar nesta matéria: como extrair, das bandas laterais do sinal de croma, as informações de R-Y e B-Y.

Existem aí dois aspectos a serem resolvidos pelo receptor, para que a operação de demodulação seja levada a efeito. Em primeiro lugar, não é possível demodular um sinal sem que a sua portadora esteja presente; portanto, a

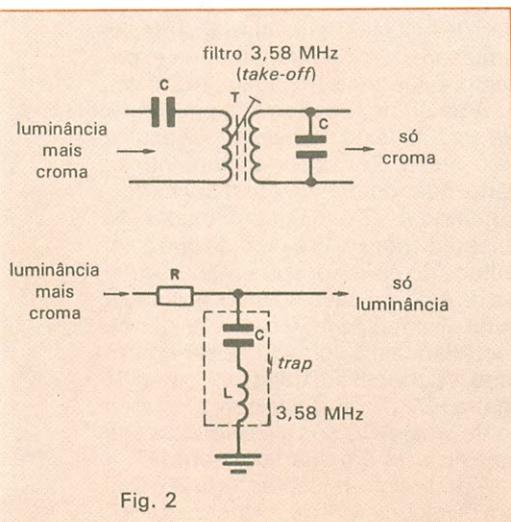


Fig. 2

Separação dos sinais de luminância e crominância.

primeira providência do receptor é gerar esta portadora (subportadora). Em segundo lugar, deve-se extrair duas informações distintas do sinal de croma (lembre-se da modulação em quadratura) e, para tanto, suas respectivas subportadoras precisam ser criadas com a mesma fase que deu origem à modulação: uma a  $0^\circ$  (referência) e outra a  $90^\circ$ .

Feito isso, teremos resolvido o impasse para recuperar as informações de croma. Mas ainda temos de nos lembrar que, de acordo com o sistema PAL, a subportadora a  $90^\circ$  deve sofrer inversões consecutivas linha a linha, sincronizadas com as inversões que foram produzidas na emissora, de modo a repô-las em sua fase original. Então, finalmente podemos afirmar que a demodulação de croma será obtida. Agora, perguntamos como o receptor terá condições de:

- 1) Recuperar a subportadora em sua frequência e fase corretas?
- 2) Produzir as alternâncias na componente a  $90^\circ$  em sincronismo com a emissora?

Obviamente, para o receptor reunir condições de executar essas tarefas, ele necessita pelo menos de uma amostra da subportadora que foi suprimida e de um sinal de sincronismo das

alternâncias do sistema PAL. Pois bem, esses dois requisitos estão contidos no sinal *burst*, que é enviado pela emissora. O *burst*, mostrado na figura 3, representa alguns ciclos da subportadora que foi suprimida, constituindo-se numa referência de frequência e fase para o receptor, ao mesmo tempo em que funciona como sinal de sincronismo PAL, pois contém ainda as inversões da portadora a  $90^\circ$ .

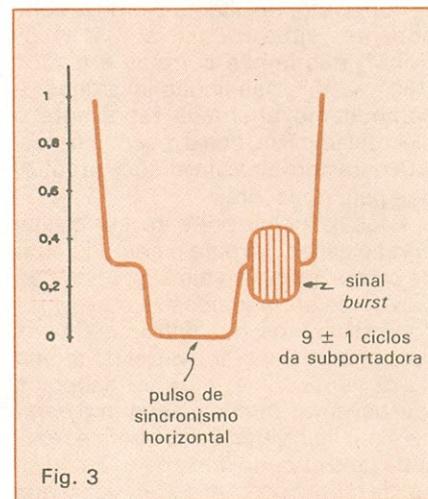
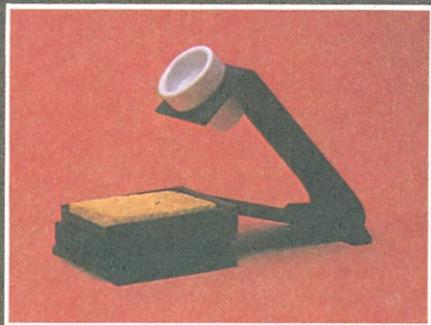
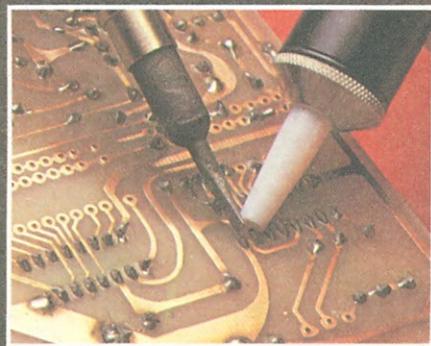


Fig. 3

Localização do sinal burst no pedestal de sincronismo.

# DESSOLDAR JÁ FOI PROBLEMA...



SUPORTE PARA FERROS DE SOLDA COM ESPONJA VEGETAL



MOD. MASTER



MOD. 101



MOD. 301



MOD. 201

## AGORA É SOLUÇÃO, COM OS SUGADORES DE SOLDA PROFISSIONAIS DA "AFR"

Bicos intercambiáveis com opção para bicos antiestáticos para MOS/LSI.

SOLICITE FOLHETO TÉCNICO



EQUIPAMENTOS E ACESSÓRIOS ELETRÔNICOS LTDA.

DEPTO. DE VENDAS: RUA CAMÉ, 710  
03121 - SÃO PAULO - SP  
TEL.: (011) 914-5667

Se adotarmos uma representação vetorial, tais conceitos serão facilmente compreendidos. O sinal *burst* é uma réplica em miniatura das subportadoras de croma, sendo formado também por duas componentes: uma fixa a  $180^\circ$  (o oposto de  $0^\circ$ ) — que irá fornecer a referência de frequência e fase ao receptor — e outra alternada, acompanhando as inversões linha a linha da componente a  $90^\circ$ . A figura 4 ajuda a entender melhor esse processo. Observe que o vetor resultante das duas componentes situa o *burst* a  $135^\circ$  ( $180^\circ - 45^\circ$ ) nas linhas corretas e a  $225^\circ$  ( $180^\circ + 45^\circ$ ) nas linhas invertidas. A componente alternada representa o sincronismo PAL que o receptor necessita para corrigir as inversões produzidas pela emissora.

É fácil concluir, portanto, que o sinal *burst* é essencial para o demodulador de croma, pois sem ele a recuperação das cores seria impossível.

Já dissemos que filtros seletivos conseguem separar o sinal de croma do de luminância, e agora sabemos que devemos também separar o *burst* do sinal de croma. Essa tarefa é realizada pelo circuito *burst gate*. Se ao sinal de croma somarmos um pulso que coincida exatamente com a localização do *burst*, este apresentará nível superior aos demais e poderá ser facilmente "ceifado", sendo extraído do conjunto, como demonstra a figura 5. É este sinal de *burst* isolado que irá ditar ao oscilador de croma quais serão as características do sinal regenerado.

Podemos distinguir, num demodulador de croma, duas etapas principais: o oscilador de referência, que irá recriar as portadoras, e os demoduladores de

croma propriamente ditos. Na NE n.º 97 (março/85), analisamos em detalhes o circuito integrado TBA 520 — um demodulador de croma. Agora vamos expor aos leitores o circuito integrado TBA 540, que desempenha a função de oscilador de referência de croma. Muitos receptores tricromáticos utilizam esta dupla de CIs em seu estágio de croma, motivo pelo qual acreditamos ser bastante proveitoso conhecê-lo.

**Apresentação do TBA 540** — Este integrado foi desenvolvido para operar como oscilador de referência de croma em receptores de TV em cores do sistema PAL. O oscilador é controlado por um cristal de quartzo conectado externamente ao integrado, e incorpora internamente controles automáticos de amplitude e fase, fornecendo um sinal de saída com a estabilidade suficiente para o demodulador de croma. Por meio de circuitos comparadores, que tomam como referência o sinal de *burst*, o TBA 540 fornece as informações de identificação PAL e ACC.

O sinal de ACC é uma informação de controle de ganho para os amplificadores de croma, que depende da amplitude do *burst*. Visa manter a amplitude do sinal de croma constante, independentemente da intensidade do sinal captado.

Obviamente, para amplitudes inferiores a um determinado nível que ainda permita uma demodulação eficiente, o sinal de ACC comanda o disparo do *killer* (matador), bloqueando os amplificadores de croma para evitar a presença de raios coloridos, conhecidos como "confetes". A atuação do circuito *killer* inibe a formação da imagem colorida, tornando-a monocromática.

A figura 6 apresenta um circuito típico de utilização do TBA 540. A entrada do *burst* é feita pelo pino 5 do CI, que apresenta uma impedância próxima de 1 kohm. O sinal de *burst* acoplado a essa entrada deve possuir uma amplitude típica de 1,5 Vpp, sendo que esta é controlada, por meio da realimentação exercida pelo ACC, de forma a mantê-la constante. O circuito L/C para acoplamento do *burst* tem por finalidade adequar a fase de entrada deste sinal, e também isolar a componente CC, uma vez que a entrada do integrado (pino 5) não necessita de polarização externa.

A figura 7 traz o circuito elétrico interno do TBA 540, onde podemos ver que são utilizados nada menos do que 57 transistores.

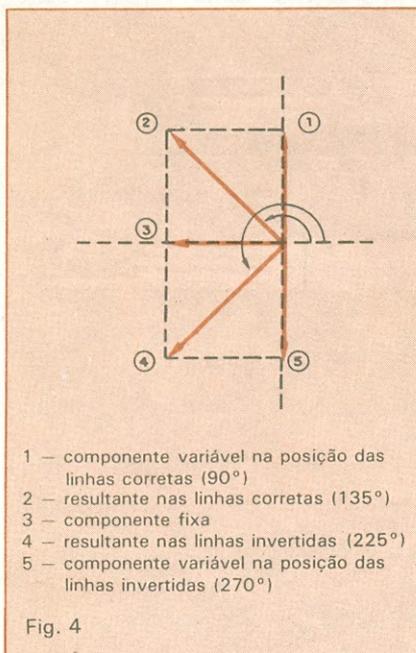
**Características elétricas** — A alimentação é aplicada aos pinos 3 (positivo) e 16 (negativo ou terra), sendo 12 V o seu valor típico de utilização e 13,2 V, o limite máximo que em hipó-

tese alguma deve ser ultrapassado, sob o risco de se destruir o integrado. Dentro destas condições, a corrente consumida pelo integrado fica em torno de 60 miliampères.

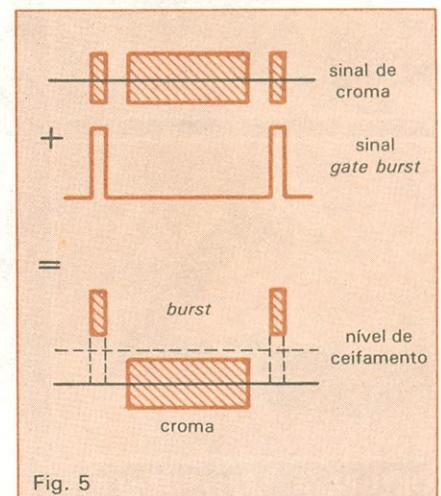
Conforme pode ser observado pelo diagrama interno, as saídas de ACC (*automatic color control*), pelo pino 9, e de *color killer*, pelo pino 7, são baseadas na mesma referência de tensão fornecida pelos transistores Q47 e Q49, na extremidade direita do diagrama. A tensão de ACC é retirada diretamente dos emissores desses transistores e, portanto, exibe baixa impedância de saída.

A saída de tensão varia em função da amplitude do sinal *burst* que alimenta o pino 5. E obedece ao seguinte critério: quando não há *burst* aplicado, a saída de ACC é máxima e igual a 4 V (ajustada por RV1); à medida que a amplitude do *burst* vai aumentando, a saída de ACC vai decrescendo. A variação total do sinal de ACC depende das características do circuito a ser controlado, e pode ser ajustada pelo potenciômetro RV2 (fig. 6). Esse comportamento do sinal ACC só vale quando a chave PAL está em sua fase correta.

A partir dos emissores de Q47 e Q49, um divisor de tensão formado por R70 e R71 alimenta a base de Q48, que representa a saída de sinal do *color killer* pelo pino 7. A essa saída (coletor aberto) deve ser ligado, externamente, um resistor *pull-up* ao + B, normalmente no valor de 10 k, para operar como carga de coletor do transistor. Assim, quando a tensão de ACC for pequena (sinal forte), o transistor Q48 estará cortado e o pino 7 exibirá uma tensão de 12 V. Para sinais mais fracos, a tensão de ACC vai se tornando maior, até que, tipicamente a 2,5 V, a base de Q48 é polarizada pelo divisor R70/R71, fazendo com que o transistor entre em condução. Isso reduz o potencial do coletor a aproximadamente 250 mV, situação



Composição vetorial do sinal *burst*.



Isolamento do *burst* do sinal de croma.



# Receptores a diodo para ondas curtas

Três circuitos baratos e fáceis de montar, formados apenas pelo estágio de sintonia e energizados pelos próprios sinais que recebem

**P**ublicuei, há tempos, nesta mesma revista, um artigo sobre irradiação secundária (n.º 94, dezembro de 1984), com base em dados fornecidos por J. Braunbeck, uma dessas pessoas que está sempre "metendo o bedelho" em assuntos menos comuns. Desta vez, estou apresentando um processo de recepção para ondas curtas baseado nos antigos rádios de galena.

Tradicionalmente, os receptores a galena eram usados para recepção em ondas médias e longas — estas não utilizadas aqui para radiodifusão. Com o advento das válvulas, os receptores de galena foram caindo no esquecimento. No entanto, um receptor utilizando um diodo semiconductor, em substituição à galena, pode trazer ótimas surpresas ao experimentador.

**Propagação em OC** — As ondas curtas chegam a pontos distantes, mesmo com pouca potência do transmissor, devido aos "saltos" que dá. As ondas eletromagnéticas, na faixa de ondas curtas, projetam-se ao longo da superfície da Terra, mas propagam-se também em direção à ionosfera. De lá são refletidas de volta à Terra, sob certas condições — permitindo que um transmissor da Austrália, por exemplo, seja ouvido no Brasil.

Através de estações de radiodifusão por ondas curtas, de potentes transmissores, não raro a onda refletida chega com a intensidade de uma estação local. Nessas condições, é possível a recepção de ondas curtas utilizando um simples receptor, constituído apenas por um circuito de sintonia (capacitor e bobina), detector e fones, sem qualquer alimentação.

**Três opções** — Um receptor a diodo (ou galena) para ondas curtas não precisa ser diferente daqueles normalmente usados em ondas médias. Obviamente, a bobina de sintonia deve ter menor número de espiras, a fim de entrar em ressonância nas frequências mais elevadas dessa faixa. Na figura 1 temos o primeiro circuito prático. Ele é composto por um capacitor variável, em série com a entrada da antena, e uma bobina com 15 espiras de fio n.º 21 esmaltado, enroladas sobre um tubo isolante de 2,5 cm de diâmetro. A cada três espiras há uma derivação, onde são efetuadas as ligações de antena e terra, por meio de pinos banana e bornes.

Tanto o ajuste de antena como o de terra são interdependentes; a melhor posição deverá ser determinada por experimentação. O diodo utilizado na detecção deve ser de germânio (apela-se

para a sucata...), de boa qualidade. Recomenda-se tentar vários tipos, até encontrar aquele que vai assegurar uma recepção de maior intensidade. O fone adotado é de cristal e, como ele exibe uma impedância praticamente infinita, foi incluído um resistor de 220 quilohms no circuito, em paralelo com o mesmo.

A antena não deve ser muito extensa. Algo entre 6 e 10 m será suficiente, de preferência na parte externa da casa, a fim de assegurar um funcionamento satisfatório. A ligação de terra nem sempre é necessária, mas é claro que um terra bem cuidado sempre melhora os resultados.

Um dos maiores problemas de um receptor a diodo como o que estamos sugerindo é a captação dos sinais e sua transferência para o diodo, que, depois de retificá-los (ou detectá-los), permite a audição nos fones. O circuito da figura 1 tem um desempenho razoável nas duas tarefas, mas existe uma solução ainda mais simples.

Se a antena fizer parte do circuito sintonizado, os resultados serão ainda melhores. Na figura 2 podemos ver um receptor que utiliza uma única espira de 60 a 100 cm de diâmetro, feita com fio esmaltado n.º 18, a qual atua simultaneamente como antena e bobina de sintonia. Nesse caso, é recomendável construir uma armação de madeira para servir de suporte para a antena, se bem que ela pode ser auto-sustentável. De qualquer modo, é preciso que a bobina possa ser girada, para evitar o efeito direcional. Esse segundo circuito dispensa a ligação de terra.

Há uma terceira solução para o receptor de ondas curtas a diodo: utilizam-se dois fios paralelos, curto-circuitados em um dos extremos (fig. 3). Na outra ponta dos fios surgirá uma onda eletromagnética, cujo comprimento de onda será 4 vezes a extensão dos mesmos. Assim, um sistema de 1/4 de onda, paralelo, como esse, poderá atuar como um circuito ressonante, muito utilizado em UHF.

O fio paralelo utilizado é a tradicional linha de 300 Ω, usada para a conexão de antenas de TV, com uma extensão de 4,8 metros, aproximadamente. O fio deve ficar esticado, na medida do possível, embora algumas curvas não causem maiores problemas. Com o circuito descrito será possível captar as faixas de 30 e 31 metros, onde abundam estações de ondas curtas do mundo todo.

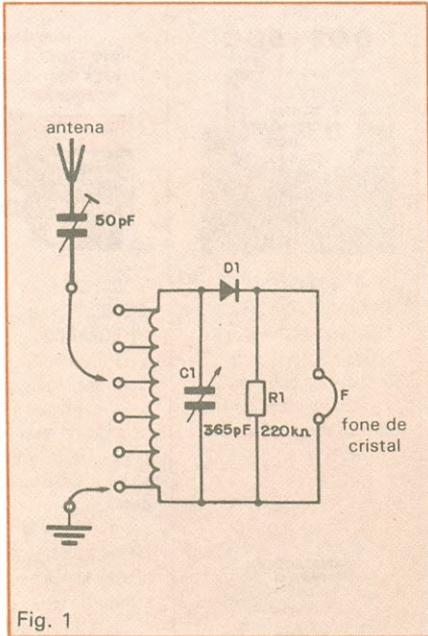


Fig. 1

Circuito para recepção de ondas curtas. O diodo de germânio substitui o antigo cristal de galena.

**Resultados possíveis** — A propagação das ondas curtas está sujeita a vários parâmetros e, assim, é impossível prever quais serão os resultados de recepção com esses circuitos. O desvanecimento sempre estará presente quando as condições forem propícias

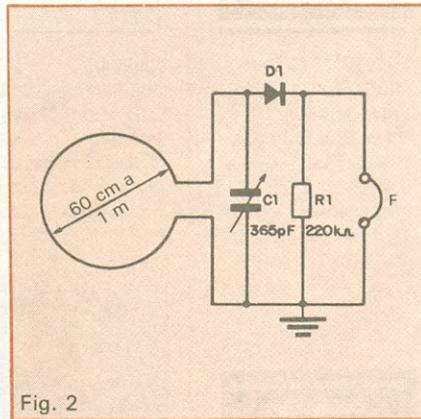


Fig. 2

Versão simplificada, onde uma espira atua como bobina e antena ao mesmo tempo.

para ele, bem como as interferências de estações próximas. Contudo, será possível captar diversas emissoras do Brasil e talvez da América do Sul. Gos-taria de receber informações dos leitores sobre os resultados obtidos, utilizando uma dessas três opções. ●

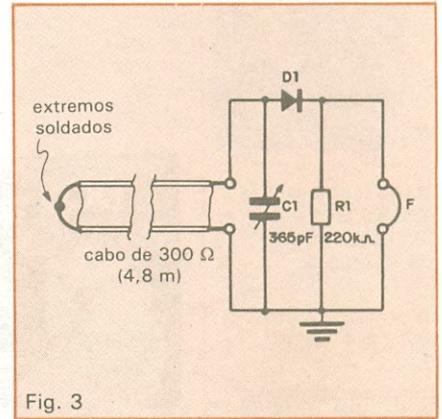
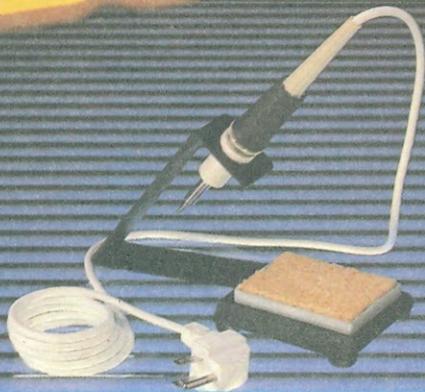


Fig. 3

Outra opção: o cabo paralelo de 300 Ω faz as vezes de bobina de sintonia e antena.

# Coseldon

SISTEMAS DE SOLDAGEM E  
DESSOLDAGEM TÃO PERFEITOS QUANTO O NOME.



**9300** - Ferro de soldar com temperatura controlada, duas versões: 370°C e 420°C. Ideal para todo tipo de soldagem de componentes eletrônicos. Leve e anatômico, elimina a fadiga em longas e contínuas jornadas de trabalho, conseqüentemente aumentando a produtividade.



**HOT VAC 4000** - Sistema de dessoldagem com bomba interna de vácuo e controle de temperatura (250°C a 530°C). É portátil e para diversas aplicações de retrabalhos e reparos em placas de Circuitos Impressos.

Vendas:



HITECH COMERCIAL E INDUSTRIAL LTDA.

Av. Eng. Luís Carlos Berrini, 801 - cj. 111/121  
Brooklin - 04571 - São Paulo - SP  
Fone: (PABX) (011) 533-9566 - Telex: (011) 53288  
FAX: (011) 61-3770

# Coseldon

Um produto fabricado pela



# S566B: controle de potência com circuito integrado

Conheça as características desse integrado, usado no Variador de Intensidade Luminosa da NE: entrada MOS, controle de potência por toque e memorização do ângulo de fase

O S566B é um controlador de potência integrado que tem uma característica inusitada: ele memoriza o ângulo de fase previamente ajustado. Suas características, com entrada MOS, permitem que se construa controladores acionados por toque, para comandar o funcionamento de motores, ventiladores, luzes e outros dispositivos. Um exemplo acessível de sua utilização é o Variador de Intensidade Luminosa, que está sendo apresentado como sugestão de montagem nesta mesma edição da NE.

Oferecido no mercado nacional pela Icotron, o S566B vem acondicionado numa cápsula de 8 pinos em duas linhas, mostrada na figura 1. Implementado com tecnologia PMOS, ele apro-

veita o efeito da resistência ôhmica do corpo humano para variar a tensão na sua porta de entrada, de altíssima impedância. Isso é feito através de um único sensor que, ao mesmo tempo, permite tanto ativar ou desativar o circuito como também variar o ângulo de disparo. Portanto, dispensa chaves mecânicas ou interruptores para o seu acionamento, mas o controle pode ser distribuído por vários pontos, estendendo-se o número de sensores ou botões ligados à entrada apropriada.

A duração do contato do dedo com o sensor é o que distingue as instruções para o CI. Sinais de entrada que durem menos de 60 ms não são levados em conta — o que determina sua alta imunidade a ruídos e sinais indesejáveis. Os toques entre 60 e 400 ms

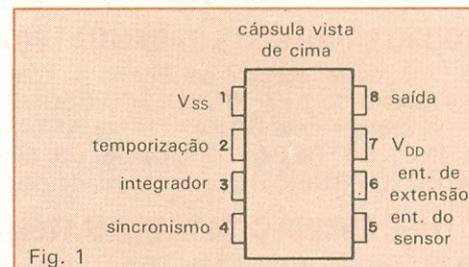
fazem a comutação simples *on/off*, isto é, ligado ou desligado, em função do estado precedente.

Se o sensor for tocado por períodos mais longos, maiores do que 400 ms, aí é que o ângulo de condução do dispositivo será variado, de modo contínuo. Os valores de controle vão de 30 a 150° em 7 s, continuando em seqüência enquanto o dedo permanecer sobre o sensor. Isso quer dizer que o dispositivo controlado vai passando gradativamente da mínima potência para a máxima possível, retrocedendo à condição anterior se desejado. Se o circuito for desativado, o integrado armazenará a condição do momento e partirá desse estado quando novamente ligado. Ou seja, a variação sempre começa a partir do último ângulo de disparo memorizado.

No caso de falha no fornecimento da alimentação, o estado de funcionamento anterior pode ser mantido durante 1 s. Se a interrupção demorar mais que 1 s, o circuito retornará à condição de desativado.

Quanto à entrada de extensão para outros sensores, proporciona somente o acionamento e desativação do circuito, mas não permite variar o ângulo de fase.

A aplicação prática do S566B pode ser observada na matéria da seção Prática, sobre o Variador de Intensidade Luminosa. Nas tabelas a seguir, temos as características elétricas deste integrado.



## Valores máximos sem proteção externa

		limite inferior	limite superior	unidade
tensão de alimentação	$V_{DD}$	-20	0,3	V
tensão de entrada nos pinos 1, 2, 3 e 8	$V_I$	-20	0,3	V
tensão de entrada nos pinos 4, 5 e 6	$V_I$	-20		V
corrente de entrada nos pinos 4, 5 e 6	$I_I$		800	$\mu A$
temperatura ambiente	$T_{amb}$	0	80	$^{\circ}C$
temperatura de armazenagem	$T_S$	-55	125	$^{\circ}C$

## Operação das entradas (potencial durante o meio ciclo positivo da rede)

função	entrada do sensor	entrada de extensão
em operação	L (baixa)	H (alta)
fora de operação	H	L

Obs.: O potencial durante o meio ciclo negativo não tem efeito.

Características elétricas para temperaturas de 0 a 180°C  
( $V_{SS} = 0$  V)

		condições de teste	limite inferior	típico	limite superior	unidade
tensão de alimentação	$V_{DD}$		-13	-15	-18	V
corrente de alimentação	$I_{DD}$	$V_{DD} = -15$ V; $T_{amb} = 25$ °C		1,0	14	mA
corrente se o sinal de sincronismo for esquecido	$I_{DD}$	$V_{DD} = -15$ V; $T_{amb} = 25$ °C		0,4	0,5	mA
corrente reversa de entrada	$I_I$	$V_I = V_{SS} - 10$ V; $T_{amb} = 25$ °C			3	μA
capacitância de entrada	$C_I$	$V_I = 0$ V; $f = 1$ MHz			5	pF
<i>Entrada do sensor</i>						
tensão de entrada alta (H)	$V_{IH}$	com resistor série de 10 MΩ, operando ligado à rede	$V_{SS} - 2$		$V_{SS} - 8$	V
tensão de entrada baixa (L)	$V_{IL}$		$V_{DD}$		35	V
corrente de entrada alta	$I_{IH}$					μA
transição de disparo	$t_{THL}$	sincronizada com 50/60 Hz		220 VCA		Hz
freqüência com sinal ativo	$f$			50/60		Hz
<i>Entrada de extensão</i>						
tensão de entrada alta	$V_{IH}$		$V_{SS} - 2$		$V_{SS} - 8$	V
tensão de entrada baixa	$V_{IL}$		$V_{DD}$		35	V
corrente de entrada alta	$I_{IH}$					μA
<i>Entrada de sincronismo</i>						
tensão de entrada alta	$V_{IH}$	com resistor série de 1,5 MΩ, operando ligado à rede	$V_{SS} - 2$		$V_{SS} - 8$	V
tensão de entrada baixa	$V_{IL}$		$V_{DD}$		240	V
corrente de entrada alta	$I_{IH}$					μA
transição de disparo	$t_{THL}$		220 VCA			Hz
freqüência	$f$			50/60		Hz
<i>saída</i>						
tensão de saída alta	$V_{QH}$	$V_{DD} = -15$ V; $I_Q = 2$ mA	$V_{SS} - 6$		$V_{SS}$	V
tensão de saída baixa	$V_{QL}$	$V_{DD} = -15$ V	$V_{DD}$		$V_{DD} + 0,3$	V
tempo de transição alta-baixa	$t_{HLQ}$				20	μs
tempo de transição baixa-alta	$t_{LHQ}$				20	μs
largura de pulso alto	$t_{QH}$			40		μs

Existem **TRÊS** boas razões  
para sua empresa  
veicular em

**NOVA ELETRONICA**

**1** O profissional qualificado da área de eletrônica é nosso leitor. A NE tem 10.000 assinaturas pagas, além da venda em banca, num total de 45.000 exemplares.

**2** A circulação é nacional, o que garante a visualização do seu anúncio por profissionais de outros estados.

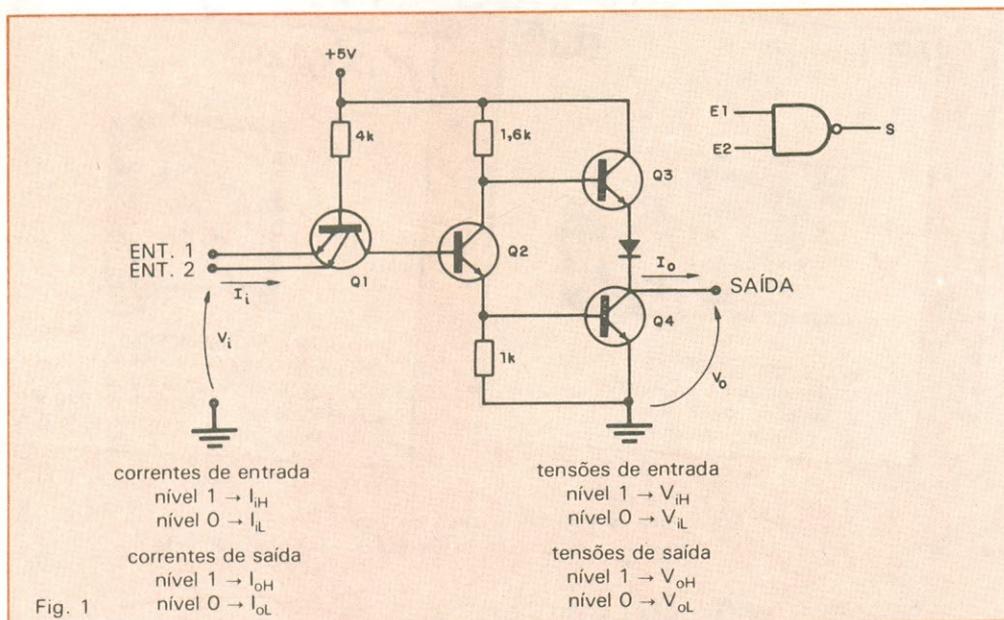
**3** Menor custo por mil, permitindo a sua empresa um melhor aproveitamento de verba e de espaço.

# Como projetar sistemas digitais

## (1ª parte: TTL)

**V**amos abordar aqui o projeto eletrônico digital de forma genérica, através de vários macetes práticos, sem preocupações com a parte lógica — isto é, sem sugerir circuitos, que podem ser obtidos em muitas outras fontes. Iremos nos concentrar, ao contrário, nas principais famílias lógicas em utilização, enfatizando suas diferenças, os problemas de interligação de elementos, os detalhes de alimentação e a disposição em placa. Veremos, primeiramente, as famílias do tronco TTL; na segunda parte, será a vez dos integrados CMOS.

**Conceitos básicos** — Introduzindo o tema, vamos utilizar como exemplo a porta TTL mais simples, do tipo NE, encapsulada de quatro em quatro nos CIs padronizados como 7400. Na figura 1 pode-se ver o símbolo lógico e a estrutura interna dessa porta, juntamente com a terminologia de tensões e correntes adotada em todos os manuais. Convém observar também as setas das correntes, que obedecem ao sentido real (ou positivo), exatamente como mostram os manuais dos fabricantes. Através de uma breve análise de sua operação, será mais fácil compreender o mecanismo dos níveis lógicos nos integrados TTL.



*Estrutura interna de uma porta NE, da subfamília TTL convencional.*

Supondo, de início, que nenhuma tensão esteja presente nas entradas da porta, o transistor Q1 não se comporta como tal, tendo sua junção base-coletor diretamente polarizada (lembre-se do modelo de Ebers-Moll). Desse modo, Q1 exibe corrente de base suficiente para saturar-se e fazer Q2 conduzir. Ao subir o potencial no resistor de 1 k $\Omega$  (resistor de emissor de Q2), o transistor Q4 vai à saturação e Q3, ao corte, impondo na saída a tensão de saturação de Q4 ( $V_{CEsat}$ ) — o que corresponde ao nível lógico 0. Por outro lado, se uma das entradas (ou ambas) for aterrada, Q1 vai conduzir, cortando Q2 e Q4 e dando condições para a polarização de Q3 — a saída, então, vai exibir o nível lógico 1.

Foram determinados valores-padrão para os limites desses níveis lógicos nas entradas; contudo, devido ao grande número de famílias existente, é mais conveniente consultar os manuais para informar-se sobre esses valores —  $V_{iHmin}$  e  $V_{iLmáx}$  — e assim trabalhar dentro das margens corretas de segurança. A título de ilustração, porém, os valores típicos para a linha TTL convencional seriam 2,4 V para  $V_{iHmin}$  e 0,8 V para  $V_{iLmáx}$ . São esses valores que limitam o *fan-out* de uma porta, como veremos.

**Conhecendo as subfamílias** — Como os circuitos TTL são considerados uma família lógica, vamos batizar suas variações de subfamílias, já que as características mecânicas (pinagem e encapsulamento) são as mesmas, mudando apenas as características elétricas de uma para outra. Tais diferenças resumem-se à velocidade de operação, consumo de potência e também à complexidade, para aplicações mais específicas. Vejamos cada uma delas em separado, rapidamente.

— *TTL convencional*: São os CIs mais facilmente encontrados e de melhor preço. Dispõem, ainda, de um grande número de fornecedores.

— *TTL baixa potência*: Neste caso, o consumo de potência foi minimizado em detrimento da velocidade. Seus integrados são identificados pela inclusão da letra “L” (de *low power*) entre o prefixo e o sufixo do número. Na prática, os integrados 74LXX são apenas versões comerciais de baixo consumo da linha 74XX tradicional, dissipando cerca de 10% desta última. Em contrapartida, são bastante lentos. Em suma, sua grande vantagem reside em exigir fontes de alimentação menores e mais baratas, mas em aplicações que não peçam altas velocidades de operação.

— *TTL alta velocidade*: Nessa subfamília, as considerações são exatamente o inverso da anterior — ou seja, a velocidade foi elevada, mas com sacrifício do consumo. Seus CIs são designados pela letra “H” entre o prefixo e o sufixo (74HXX), significando *high speed*. Atualmente, é pouquíssimo utilizada, tendo sido substituída pela linha Schottky.

— *TTL Schottky*: É a versão TTL que apresenta a melhor relação velocidade/consumo. Utiliza diodos rápidos, do tipo Schottky, em suas portas, influenciando a saturação dos transistores e, em consequência, reduzindo o tempo de armazenamento de cargas — fenômeno responsável pela diminuição da velocidade e também pela alta dissipação (esse tempo é definido como o período tomado pelo transistor para drenar o excesso de cargas da base, quando é levado ao corte). Sempre que a alta velocidade é essencial, dá-se preferência a essa subfamília, capaz de competir com a lógica ECL e outras de acoplamento pelo emissor — as quais são bastante rápidas, mas de utilização problemática (obtenção, fontes etc.).

— *TTL Schottky baixa potência*: Trata-se da mais recente e popular variação da grande família TTL. É suficientemente rápida, mas requer apenas 1/5 da potência da TTL convencional. Exibe um ótimo compromisso de valores para inúmeras aplicações, mas, devido à sua maior complexidade estrutural, tem preço superior às demais.

Com base nessa apresentação, conclui-se que há subfamílias que praticamente não precisam ser mais utilizadas. A linha 74LXX, por exemplo, pode (e deve) ser substituída pela família CMOS, com várias vantagens pa-

ra esta última. A versão 74HXX, por sua vez, foi essencialmente substituída pela 74SXX (Schottky). Portanto, do tronco TTL resta-nos a convencional, a Schottky normal e a Schottky de baixa potência. Na ocasião do projeto, deve-se levar em conta a disponibilidade dos componentes, seu custo e parâmetros elétricos. Exemplificando, o que vale mais a pena: um circuito com TTL convencional e uma fonte de 5 A, ou outro com TTL LS, usando uma fonte de apenas 1 A? É uma decisão que deve ser tomada depois de alguma pesquisa, levando todos aqueles fatores em consideração.

Para facilitar a identificação das subfamílias e a consulta às suas principais características, elas foram todas reunidas em três tabelas. Na Tabela 1 são apresentadas as características elétricas típicas das subfamílias, envolvendo o tempo de propagação e a potência dissipada em cada porta, além da frequência máxima de operação de cada uma. A Tabela 2 mostra o sistema de numeração (ou prefixos) dos CIs, pioneiramente adotado pela Texas e depois padronizado por todos os fabricantes. Observe que, além das letras inseridas após o prefixo, existem também dois prefixos diferentes (54 e 74), que determinam a faixa de temperaturas de operação (os CIs da linha 54 também são conhecidos como “versão militar”, devido ao seu melhor desempenho). Por fim, na Tabela 3 repetimos as informações de velocidade e consumo existentes na Tabela 1, mas agora de forma comparativa, de modo que o projetista possa avaliá-las diretamente.

**Fan-in e fan-out** — A interconexão de portas lógicas é um dos pontos mais importantes no projeto de circuitos digitais. A estrutura interna de cada subfamília impõe restrições ao número de portas que podem ser ligadas umas às outras. Para isso foram cunhados os termos *fan-in* e *fan-*

### Características elétricas das subfamílias TTL

Tabela 1

subfamília	tempo de propagação por porta (ns)	potência dissipada por porta (mW)	frequência máxima de operação (MHz)
TTL convencional	10	10	35
TTL alta velocidade	6	22	50
TTL baixa potência	33	1	3
TTL Schottky	3	19	125
TTL Schottky baixa potência	10	2	45

### Prefixos das subfamílias TTL

Tabela 2

subfamília	prefixo (-55°C a +125°C)	prefixo (0°C a +70°C)
TTL convencional	5400	7400
TTL alta velocidade	54H00	74H00
TTL baixa potência	54L00	74L00
TTL Schottky	54S00	74S00
TTL Schottky baixa potência	54LS00	74LS00

### Relação entre parâmetros da Tabela 1

Tabela 3

subfamília	velocidade	potência
TTL convencional	x1	x1
TTL alta velocidade	x2	x2
TTL baixa potência	x1/10	x1/10
TTL Schottky	x3,5	x2
TTL Schottky baixa potência	x1	x1/5

out, que não têm tradução direta para o português e precisam ser definidos. Assim, o *fan-out* de uma porta determina o número máximo de entradas que podem ser ligadas à sua saída. Para definir o *fan-in*, é preciso introduzir outra normalização padronizada pela indústria, que veio simplificar os projetos digitais: é o conceito de UL ou unidade de carga. Para as famílias TTL, estabeleceu-se o seguinte:

$$\begin{aligned}1 \text{ UL em nível lógico 1} &= 40 \mu\text{A} \\1 \text{ UL em nível lógico 0} &= 1,6 \text{ mA}\end{aligned}$$

Exemplificando, uma porta NE do tipo 7400, com  $I_{iL\text{máx}} = 1,6 \text{ mA}$  (veja a fig. 1), é especificada como tendo um fator de carga na entrada igual a 1 UL. *Fan-in*, então, é definido como uma carga padrão. Por outro lado, uma porta da linha 74LS00, com  $I_{iL\text{máx}} = 0,36 \text{ mA}$  e  $I_{iH} = 20 \mu\text{A}$ , tem como fator para o nível 0:

$$0,36 \text{ mA}/1,6 \text{ mA} = 0,225 \text{ UL}$$

E para o nível 1:

$$20 \mu\text{A}/40 \mu\text{A} = 0,5 \text{ UL}$$

Esses são exemplos abordando apenas o fator de carga de entrada. Para exemplificar o de saída, vamos considerar a mesma porta 7400, que “puxa” 16 mA no estado lógico 0 e fornece 800  $\mu\text{A}$  no estado lógico 1. Assim:

fator no nível 0  $\rightarrow 16 \text{ mA}/1,6 \text{ mA} = 10 \text{ UL}$

fator no nível 1  $\rightarrow 800 \mu\text{A}/40 \mu\text{A} = 20 \text{ UL}$

Voltando à porta 74LS00, que “puxa” 8 mA no nível 0 e fornece 400  $\mu\text{A}$  no nível 1, vamos ter:

fator no nível 0  $\rightarrow 8 \text{ mA}/1,6 \text{ mA} = 5 \text{ UL}$

fator no nível 1  $\rightarrow 400 \mu\text{A}/40 \mu\text{A} = 10 \text{ UL}$

As cargas relativas de entrada, em UL, e a capacidade de excitação das principais subfamílias TTL estão reunidas na Tabela 4. Como se pode ver, a normalização, feita em relação a valores fixos de corrente, facilita o projeto; de fato, com essa tabela é possível até mesmo determinar o *fan-out*, inclusive entre dispositivos de subfamílias diferentes. Assim, por exemplo, quantas entradas 74XX é possível acoplar a uma saída 74LSXX? Através da tabela, analisam-se separadamente os fatores dos níveis 1 e 0 e escolhe-se sempre o menor valor:

para o nível 1  $\rightarrow 10 \text{ UL}/1 \text{ UL} = 10 \text{ UL}$

para o nível 0  $\rightarrow 5 \text{ UL}/1 \text{ UL} = 5 \text{ UL}$

Conclui-se, portanto, que uma saída 74LSXX comporta apenas 5 entradas 74XX. Vê-se, desse modo, que os fatores *fan-in* e *fan-out* estão intimamente ligados; seus conceitos teóricos podem até ser esquecidos e o cálculo, efetuado apenas pela Tabela 4. Na prática, porém, esses valores podem variar entre fabricantes. É conveniente consultar sempre os manuais apropriados, para conferir.

Existem, também, certos circuitos lógicos com *fan-out* elevado: são os chamados *buffers*, que possuem saídas projetadas para fornecer (e “puxar”) correntes maiores. Nesses casos, não existem regras básicas, sendo necessário consultar os manuais dos fabricantes.

**Lógica de coletor aberto** — Um certo tipo de porta lógica tem seus transistores de saída com o coletor aberto — que permitem formar uma lógica especial, o chamado “OU de fio” (*wired OR*), juntando esses coletores abertos através de um resistor elevador (*pull-up*) externo. Esse resistor deve ser determinado com boa precisão, dentro de uma faixa de valores, a fim de não comprometer os estados lógicos de saída. Eis as fórmulas básicas:

$$R_{x\text{mín}} = \frac{V_{cc\text{máx}} - V_{oL}}{I_{oL} - N_{2(L)} \cdot 1,6 \text{ mA}}$$

$$R_{x\text{máx}} = \frac{V_{cc\text{mín}} - V_{oH}}{N_1 \cdot I_{oH} + N_{2(H)} \cdot 40 \mu\text{A}}$$

onde  $R_x$  é o resistor externo de *pull-up*;  $N_1$ , o número de saídas *wired OR*;  $N_2$ , o número de entradas a serem excitadas, em UL;  $I_{oH}$ , a corrente de saída em nível 1;  $I_{oL}$ , a corrente de *fan-out* de nível 0 do elemento excitador;  $V_{oL}$ , a tensão de nível 0 (0,5 V);  $V_{oH}$ , a tensão de nível 1 (2,4 V); e  $V_{cc}$ , a tensão da fonte de alimentação.

Vamos exemplificar, considerando 4 portas LS excitando outras 4 portas LS. Então, temos:

$$\begin{aligned} N_1 &= 4 & I_{oH} &= 100 \mu\text{A} & V_{oH} &= 2,4 \text{ V} \\ N_{2(H)} &= 4,0, 5 \text{ UL} = 2 \text{ UL} & I_{oL} &= 8 \text{ mA} & V_{oL} &= 0,5 \text{ V} \\ N_{2(L)} &= 4,0, 25 \text{ UL} = 1 \text{ L} \end{aligned}$$

$$R_{x\text{mín}} = \frac{5,25 - 0,5}{8 - 1,6} = 742 \Omega$$

$$R_{x\text{máx}} = \frac{4,75 - 2,4}{4 \cdot 100 + 2 \cdot 40} = 4,9 \text{ k}\Omega$$

Portanto, conclui-se que:

$$742 \Omega < R_x < 4,9 \text{ k}\Omega$$

Ou seja, os valores incluídos nessa faixa podem ser usados sem problemas. Note, porém, que quanto menor esse valor mais rápido fica o circuito; em contrapartida, maior é o consumo e a dissipação de potência.

**Lógica com 3º estado** — Para suprir as limitações inerentes à lógica de coletor aberto, que tem restrições quanto à velocidade, imunidade a ruídos e operação, foi criada a lógica de 3 estados — que se tornou uma poderosa ferramenta em muitas aplicações onde portas devem se “comunicar”, por meio de uma linha comum, partilhada, ou de um sistema de barramento. Uma de suas aplicações mais óbvias é em circuitos de microcomputador, onde o barramento é partilhado por vários dispositivos (tanto de saída como de entrada), que dividem o mesmo duto de informações.

O 3º estado pode ser considerado como um circuito aberto, simplesmente desconectado do sistema. Ele é controlado por uma das entradas do integrado; ao ser ativada, desliga a saída do circuito, tornando-a “transparente” ao que acontece na linha compartilhada.

**Alimentação de circuitos TTL** — Alimentar sistemas formados por integrados TTL sempre foi uma tarefa um tanto crítica, devido aos grandes níveis de corrente exigidos. É claro que com a linha 74LSXX o consumo de corrente cai em 80%, melhorando bastante o projeto de fontes. Por outro lado, o fato de pedir alimentação simples, de +5 V, simplifica em muito o projeto de alimentação. De qualquer forma, uma fonte bem calculada é

#### Parâmetros para interligação de portas TTL

Tabela 4

subfamília	carga de entrada		excitação de saída	
	nível 1	nível 0	nível 1	nível 0
7400	1 UL	1 UL	20 UL	10 UL
74H00	1,25 UL	1,25 UL	25 UL	12,5 UL
74S00	1,25 UL	1,25 UL	25 UL	12,5 UL
74LS00	0,5 UL	0,25 UL	10 UL	5 UL

essencial para circuitos TTL — levando-se em conta, principalmente, a regulação, a baixa impedância no sistema distribuidor de alimentação e o desacoplamento de transientes ou *spikes*.

A regulação da fonte, em geral, não apresenta maiores problemas, já que a máxima variação de  $\pm 250$  mV, que é o limite suportado pela lógica TTL, representa 5% da tensão de alimentação, valor bem superior ao exibido pelos reguladores lineares disponíveis. Quanto à distribuição da alimentação, é um problema que começa já na saída da fonte. Quando falamos em baixa impedância, há pouco, quisemos dizer que os fios de interligação da fonte devem ser o mais curtos possível, a fim de minimizar o efeito da indutância gerado por eles. Por fim, os transientes rápidos, conhecidos como *spikes*, estão relacionados com a geração de ruído na linha de alimentação, em geral pela própria porta. Esse ruído está sempre presente, devido à estrutura das saídas, na família TTL. Vejamos por quê.

Existe um momento, na saída *totem-pole* (veja a fig. 1), no qual um dos transistores ainda não está totalmente saturado e o outro, totalmente cortado. É o período de transição, onde ocorre uma drenagem súbita de corrente da linha de alimentação. Como essa linha sempre apresenta alguma indutância, temos então uma tensão na mesma, desenvolvida pelo processo  $L\Delta I/\Delta t$ . Para compensar tal efeito, deve-se incluir um capacitor exatamente nesse ponto físico, a fim de fornecer essa energia momentânea ao circuito, durante a transição.

Tais capacitores de desacoplamento são conhecidos, em inglês, como *despiking capacitors*. Normalmente, são capacitores cerâmicos, de disco, situados entre 0,01 e 0,1  $\mu\text{F}$ . Como o cálculo do valor exato desses componentes é extremamente complexo, nem sempre vale a pena efetuar-lo; assim, preferimos fornecer algumas regras básicas para uma determinação aproximada:

- Use um capacitor entre 0,01 e 0,1  $\mu\text{F}$  para cada CI de 4 portas.
- Use um capacitor entre 0,01 e 0,1  $\mu\text{F}$  para integrado MSI.
- Use capacitores individuais para todos os CIs espaçados mais de 8 cm.
- Inclua um capacitor de 10  $\mu\text{F}$  (de tântalo) no ponto da placa em que é aplicada a linha de +5 V.

Esses capacitores são essenciais para a boa operação dos circuitos TTL. Observe, também, que um capacitor de 1  $\mu\text{F}$  na linha de alimentação nunca será equivalente a 20 capacitores de 0,05  $\mu\text{F}$ , por exemplo, adequadamente distribuídos pela placa de circuito impresso. De qualquer modo, consulte sempre as notas de aplicação fornecidas pelos fabricantes — especialmente se utilizar as linhas TTL mais rápidas (74HXX e 74SXX).

**Entradas inativas** — Para garantir melhor imunidade a ruídos e maior velocidade de chaveamento, as entradas TTL sem utilização jamais devem ficar abertas, e sim fixadas num potencial entre 2,4 V e a máxima tensão permissível de entrada. Isto pode ser feito de duas formas diferentes. A primeira e mais comum consiste em ligar essas entradas à linha de alimentação (+  $V_{\text{CC}}$ ) — uma prática pouco recomendável nas entradas TTL com multiemissor, já que os transientes na alimentação podem exceder os 5,5 V (valor máximo admissível pela lógica TTL) e danificar o transistor de entrada. Nesse caso, é preferível usar um resistor limitador de 1 a 10  $\text{k}\Omega$  entre a entrada e a linha de alimentação.

Por outro lado, a maioria das entradas da linha 74LSXX apresentam uma tensão de ruptura superior a 15 V, podendo ser ligadas diretamente a +  $V_{\text{CC}}$ . A segunda forma consiste em conectar essas entradas à saída de uma porta não utilizada, que tenha sido forçada ao nível lógico 1. Uma última observação: no caso da linha 74LSXX, não se deve ligar entradas inativas de mesma função (E ou NE) à entrada em uso. Esse método, recomendado para a TTL convencional, eleva a capacitância de entrada da porta e reduz a imunidade a ruídos. A figura 2 ilustra a forma correta de se fazer essa ligação.

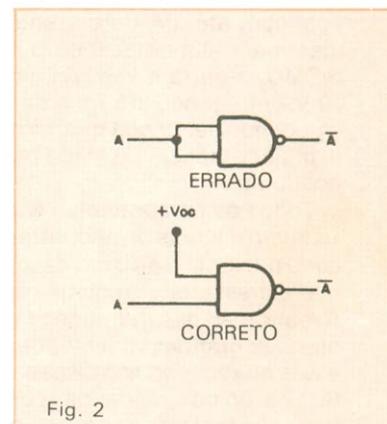


Fig. 2

Método adequado de se ligar as entradas inativas de uma porta 74LSXX.

# As unidades de potência



Completando o sistema modular, a opção entre dois amplificadores de potência e duas fontes de alimentação

**C**hegou a vez dos módulos de potência, encerrando a série do sistema modular de áudio. Agora são os dois estágios finais de amplificação, com potências diferentes, e as duas fontes, sendo uma fixa e outra variável. Dos dois amplificadores, um deles é capaz de fornecer cerca de 2 W, quando alimentado com 12 V, considerando-se um alto-falante de 8  $\Omega$ ; o outro entrega 7 W, desde que alimentado com 16 V e utilizando um alto-falante de 4  $\Omega$ . Quanto às fontes, uma delas fornece 12 V fixos, com até 1 A de corrente, sendo ideal para alimentar todo o conjunto SISMO; a outra é variável entre 1,2 e 25 V, entregando até 1,5 A de corrente e podendo ser usada quando se deseja maior potência de saída nos amplificadores.

Todos os componentes são de baixo custo e fáceis de encontrar no mercado nacional (salvo em caso de alguma "entressafra" no estoque das lojas). A realização das montagens não deve oferecer grandes dificuldades, já que esses quatro módulos dispensam ajustes; os únicos cuidados, como veremos, concentram-se na dissipação de potência e interligação dos módulos.

**Os amplificadores** — A idéia de propor dois amplificadores para o SISMO

teve o objetivo de aumentar a flexibilidade do sistema. Assim, enquanto o modelo de 2 W tem potência mais que suficiente para excitar as caixas acústicas de um pequeno sistema residencial, o de 7 W pode ser usado em sistemas maiores ou em sonorização ambiente; ou, ainda, em separado do restante do SISMO, como amplificador independente de uso geral, pois oferece uma boa gama de potências, de acordo com a alimentação.

O primeiro amplificador, batizado de

SISMO 5, aparece completo na figura 1. Utiliza o clássico integrado TBA 820, que realiza praticamente todas as funções do circuito, exigindo apenas um punhado de componentes passivos para funcionar. Entre suas características elétricas básicas, temos: alimentação entre 3 e 16 V, baixa corrente quiescente (12 mA, no máximo), boa rejeição de ripple, ausência de distorção de crossover, resposta entre 25 Hz e 20 kHz, ganho em malha aberta de 75 dB (a 1 kHz) e relação sinal/ruído de 70 dB (a

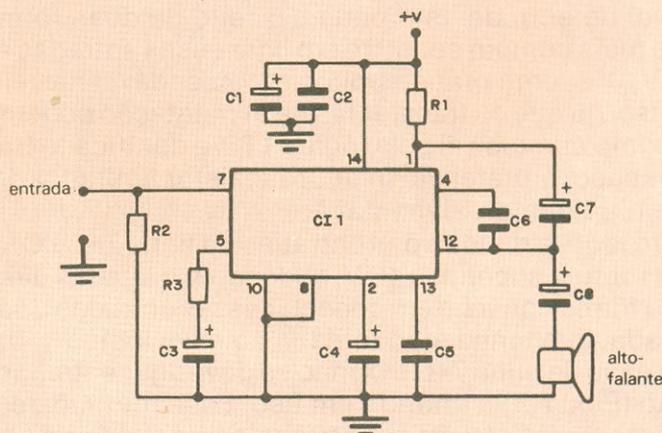


Fig. 1

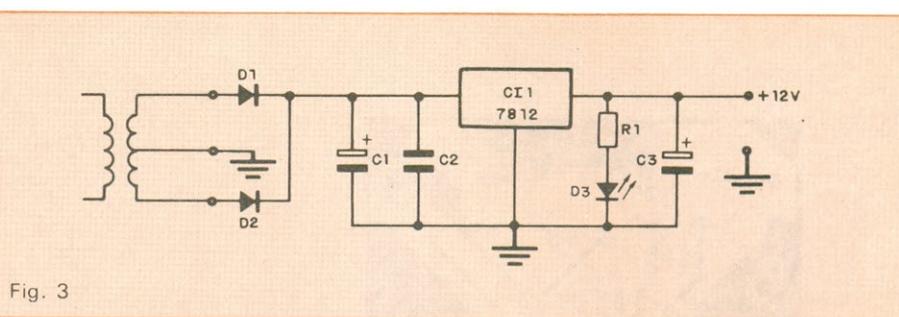
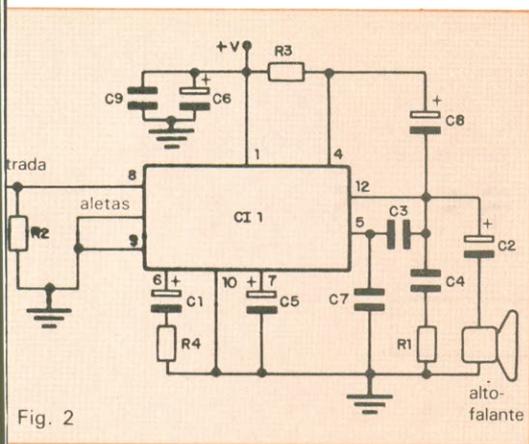


Fig. 3

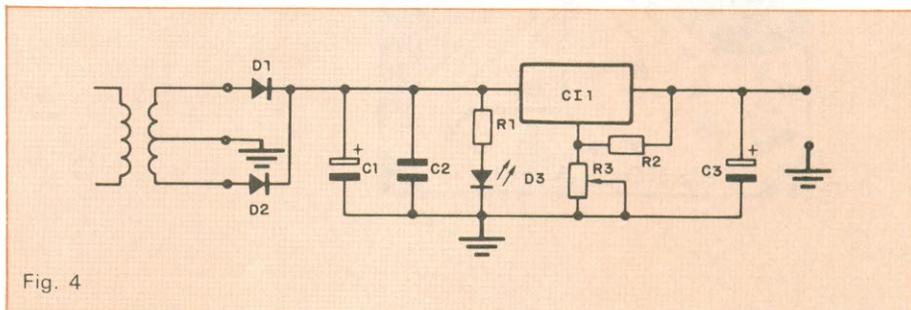


Fig. 4

1,2 W). Além disso, sua potência de saída depende da alimentação. Com os 12 V do sistema modular, por exemplo, ela é de 2 W, sobre uma carga de 8  $\Omega$ ; com 9 V/4  $\Omega$  temos 1,6 W e com 9 V/8  $\Omega$ , 1,2 W.

Quanto ao SISMO 6, o segundo amplificador, utiliza também um único CI, mas com características diferentes do anterior. É o TBA 810, num circuito que reproduz um antigo kit da *Nova Eletrônica*. Como em qualquer amplificador, sua potência máxima de saída vai depender da tensão de alimentação e da impedância do alto-falante. Os 7 W po-

dem ser obtidos, como dissemos, alimentando-o com 16 V e ligando a ele um falante de 4  $\Omega$ ; com os 12 V do SISMO, ele fornece cerca de 4,5 W, sempre com um alto-falante de 4  $\Omega$ , mas pode chegar aos 8 W, se alimentado com 18 V.

O circuito pode ser visto na figura 2. Sua sensibilidade máxima de entrada é de 220 mV, adaptada aos níveis dos outros módulos SISMO. O ganho, por sua vez, é determinado pelo resistor R4; em nosso caso, foi calculado para fornecer um ganho de 40 dB (100 vezes),

ESPECIAL

PROMOÇÃO!

ESPECIAL

# OSCIOSCÓPIO OS-10

Nunca foi tão fácil comprar o seu osciloscópio de alta qualidade por um preço especial e financiado em até 24 meses.

Ligue já para tel. (011) 241.1588 e fale com o Sr. Werner.



- 10 MHz, simples traço
- Trigger até 30 MHz
- Sensibilidade 20 V/cm a 2 mV/cm
- Impedância de entrada: 1 MOHM/28 pF
- Tela de 64,7 mm com retícula interna
- Ponta de prova direta
- Alimentação 110/240 VAC



ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.

Caixa Postal 21277 - CEP 04698 - SÃO PAULO - SP

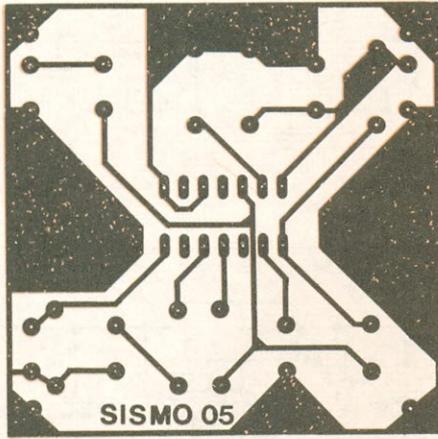


Fig. 5

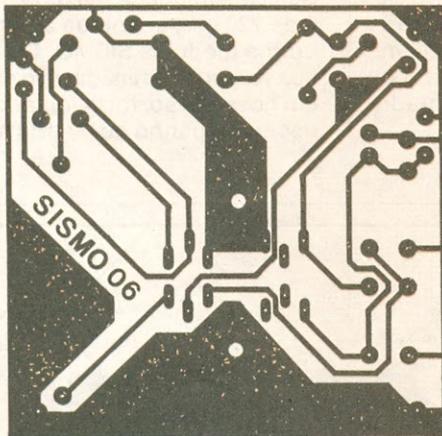
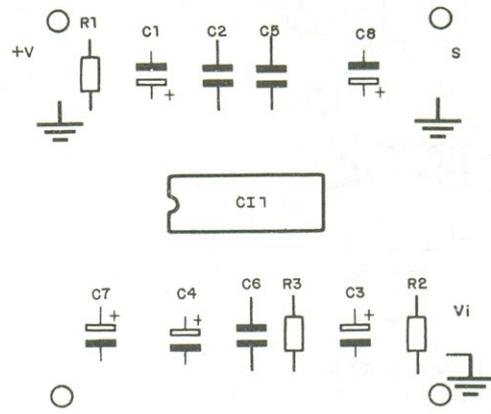


Fig. 6

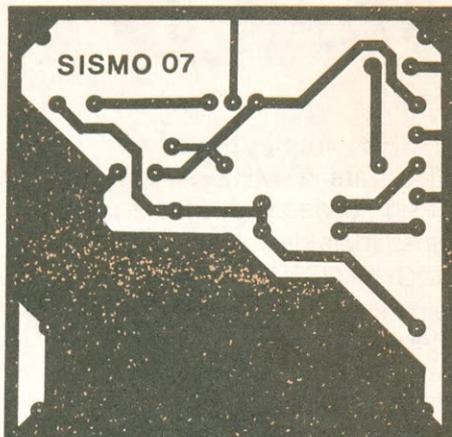
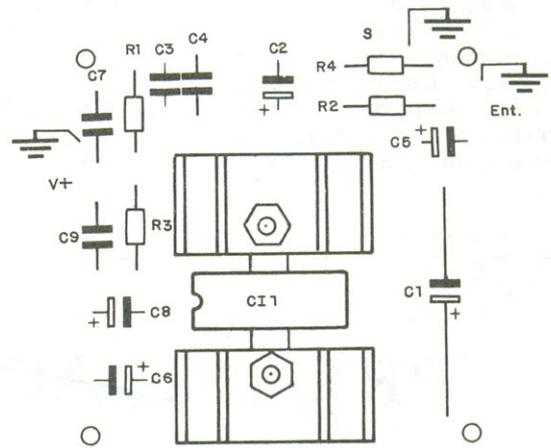
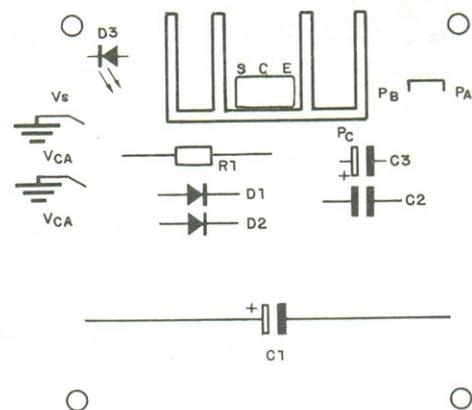


Fig. 7



e pode ser alterado, para outras aplicações. Outros componentes importantes são os capacitores C2 e C3, que limitam a resposta em frequência do amplificador — o primeiro em baixas e o segundo em altas frequências. Os valores indicados na relação de componentes são seguros e permitem uma boa resposta em frequência para cargas de 4 e 8 ohms.

**As fontes** — A primeira das fontes é o SISMO 7, que utiliza o conhecido regulador 7812, bastante acessível e de baixo custo (fig. 3). O circuito dispõe de um retificador com dois diodos, para transformadores com derivação central. Além disso, conta ainda com um capacitor de filtro, para evitar oscilações de alta frequência. Mais adiante, na parte referente aos testes, veremos mais detalhes sobre esse transformador.

A outra fonte, SISMO 8, tem configuração idêntica, com exceção do regulador, que é o LM 317 — o qual permite obter uma tensão ajustável na saída, segundo a fórmula:

$$V_s = 1,25 (1 + R_3/R_2)$$

Esse integrado possui proteção interna contra sobrecarga e limitação de corrente. Fornece, no máximo, 1,5 A de corrente — suficiente para várias configurações de montagem do SISMO. O

esquema dessa fonte pode ser visto na figura 4.

**Montagem** — Nas figuras 5 a 8 estão representados os traçados das 4 montagens abordadas neste artigo, todas no tamanho padrão de 5,5 x 5,5 cm e vistas em escala 1:1, por ambas as faces. A montagem não exige maiores cuidados, a não ser com a soldagem dos CIs e a polaridade dos capacitores eletrolíticos, devido à grande quantidade desses componentes.

No caso do amplificador de 7 W (SISMO 6), é recomendável fixar pequenos dissipadores às aletas laterais do integrado, aterrando-os através dos próprios parafusos de fixação — que devem ser de latão, para evitar a oxidação. O traçado da placa já prevê uma boa área para esse aterramento. Quanto às fontes, em ambas deve-se acoplar dissipador ao CI regulador — as placas prevêem espaço para isso. Na fonte ajustável (SISMO 8) poderá ser necessário utilizar dois dissipadores, fixados um contra o outro e separados apenas por uma camada de graxa de silicone, para melhorar a condução de calor.

**Testes e adaptações** — Nas quatro montagens, o primeiro teste é o mesmo: uma boa inspeção visual, checando a posição dos componentes, soldas frias e pontes de solda. Depois, nos amplificadores, basta ligar a alimentação

e um alto-falante e verificar a presença do zumbido característico de 60 Hz, ao se encostar o dedo no terminal “vivo” de entrada. Se o circuito não der sinal de vida, o remédio é fazer uma nova checagem e, em caso extremo, trocar o CI — que nos amplificadores é o único componente ativo. Pela correção dos traçados podemos responder, pois foram todos testados em nosso laboratório e os eventuais problemas de projeto, eliminados.

As potências de saída já foram mencionadas anteriormente, de acordo com a tensão de alimentação e a impedância da carga. Para o caso de tensões maiores que 12 V, será preciso elevar a isolação dos eletrolíticos de 16 para 25 V ou mais; os resistores não sofrem alterações na dissipação.

Portanto, falta apenas falar das conexões e adaptações nas fontes. A primeira delas, que é a fixa, deve ser ligada a um transformador de 15 + 15 V e 1,5 A, para que o regulador integrado funcione corretamente. De fato, como o CI exige pelo menos 15 V de entrada, se utilizarmos um transformador de apenas 13 V de saída, por exemplo, teremos 18 V de pico sobre o regulador — o que nos dá uma margem de apenas 3 V para a tensão de ripple, considerada baixa no caso de correntes elevadas. Não podemos esquecer, também, que, quando exigimos altas correntes do transformador, a tensão do

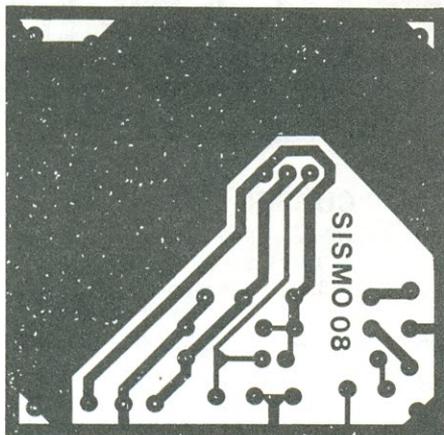
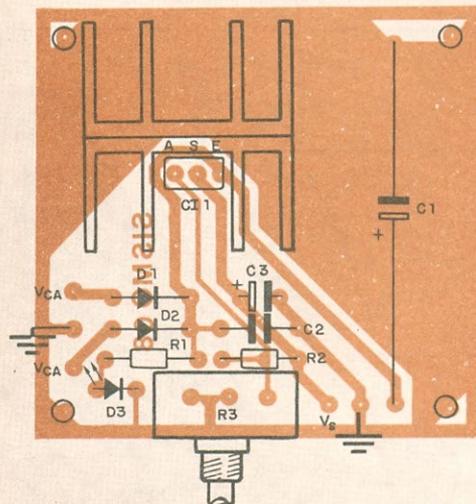


Fig. 8



## Relação de componentes

### AMPLIFICADOR DE 2 W

R1 - 56  $\Omega$   
 R2 - 100 k $\Omega$   
 R3 - 100  $\Omega$   
 (Todos de 1/8 W)  
 C1, C7 - 100  $\mu$ F/16 V (eletrolíticos, montagem unilateral)  
 C2 - 0,1  $\mu$ F (poliéster metalizado)  
 C3 - 100  $\mu$ F/6 V (eletrolítico, montagem unilateral)  
 C4 - 47  $\mu$ F/16 V (eletrolítico, montagem unilateral)  
 C5 - 0,22  $\mu$ F (poliéster metalizado)  
 C6 - 1 nF (poliéster metalizado)  
 C8 - 1 000  $\mu$ F/16 V (eletrolítico, montagem unilateral)  
 C11 - TBA 820L

### FONTE FIXA

R1 - 1,8 k $\Omega$  - 1/4 W  
 C1 - 2 200  $\mu$ F/25 V (eletrolítico, montagem axial)  
 C2 - 0,1  $\mu$ F (poliéster)  
 C3 - 10  $\mu$ F/25 V (tântalo)  
 D1, D2 - 1N4001  
 D3 - LED comum  
 C11 - 7812  
 Dissipador

### AMPLIFICADOR DE 7 W

R1 - 1  $\Omega$   
 R2 - 100 k $\Omega$   
 R3 - 1 k $\Omega$   
 R4 - 56  $\Omega$   
 C1 - 470  $\mu$ F/16 V (eletrolítico, montagem axial)  
 C2 - 1000  $\mu$ F/16 V (eletrolítico, montagem unilateral)  
 C3 - 820 pF (cerâmico, disco)  
 C4, C9 - 0,1  $\mu$ F (poliéster)  
 C5, C6, C8 - 100  $\mu$ F/16 (eletrolíticos, montagem unilateral)  
 C7 - 5,6 nF (poliéster metalizado)  
 C11 - TBA 810DAS ou TBA 810AP  
 Aletas dissipadoras  
 (Todos os resistores de 1/4 W)

### FONTE VARIÁVEL

R1 - 1,8 k $\Omega$  - 1/4 W  
 R2 - 240  $\Omega$  - 1/4 W  
 R3 - potenciômetro linear 4,7 k $\Omega$   
 C1 - 2 200  $\mu$ F/40 V (eletrolítico, montagem axial)  
 C2 - 0,1  $\mu$ F (poliéster)  
 C3 - 10  $\mu$ F/50 V (tântalo)  
 D1, D2 - 1N4001  
 D3 - LED comum  
 C11 - LM 317T  
 Dissipadores (ver texto)

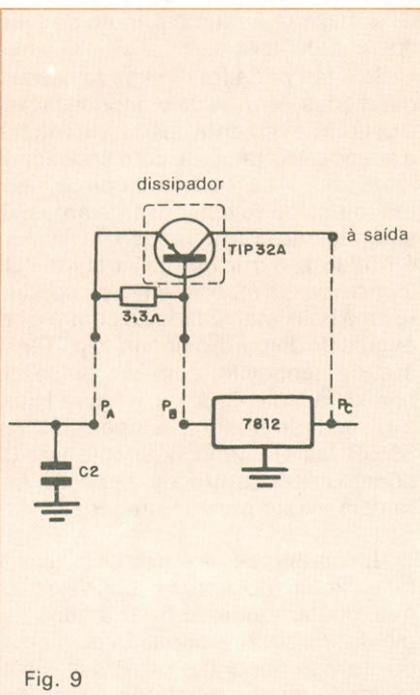


Fig. 9

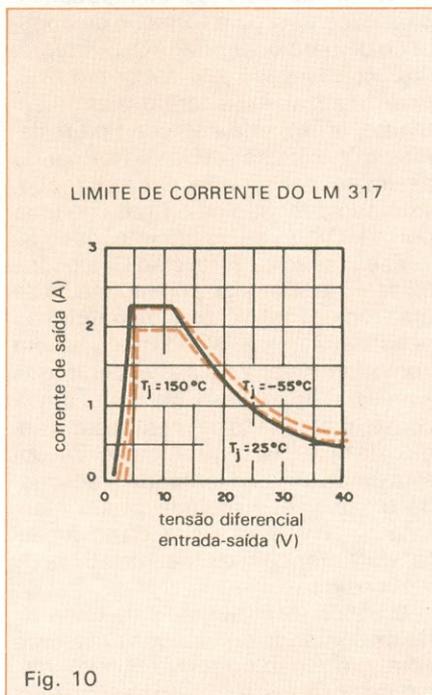


Fig. 10

# LIVROS PETIT

## » ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES.

Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odyssey.

Cr\$ 42.000 mais despesas postais.

## » MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE. Cr\$ 48.000 mais despesas postais.

## » ELETRÔNICA DIGITAL - Teoria e Aplicação

Cr\$ 38.000 mais despesas postais.

## » ELETRÔNICA BÁSICA - TEORIA E PRÁTICA

Cr\$ 20.000 mais despesas postais.

## » RÁDIO - TEORIA E TÉCNICAS DE CONSERTOS.

Mais FMs, Alta Fidelidade, Stereo, etc. Cr\$ 24.000 mais despesas postais.

## » TV A CORES - CONSERTOS

Cr\$ 18.000 mais despesas postais.

## » TV BRANCO E PRETO - CONSERTOS.

Cr\$ 16.000 mais despesas postais.

## » SILK SCREEN

P/ Eletrônica, camisetas, chaveiros, adesivos, etc. Cr\$ 20.000 mais despesas postais.

## » AUTOMÓVEIS - GUIA DE MANUTENÇÃO.

Cr\$ 38.000 mais despesas postais.

## » FOTOGRAFIA

Cr\$ 12.000 mais despesas postais ou gratuitamente se o seu pedido for acima de 68.000.

» Faça o seu pedido pelo Reembolso Postal.

PETIT EDITORA LTDA

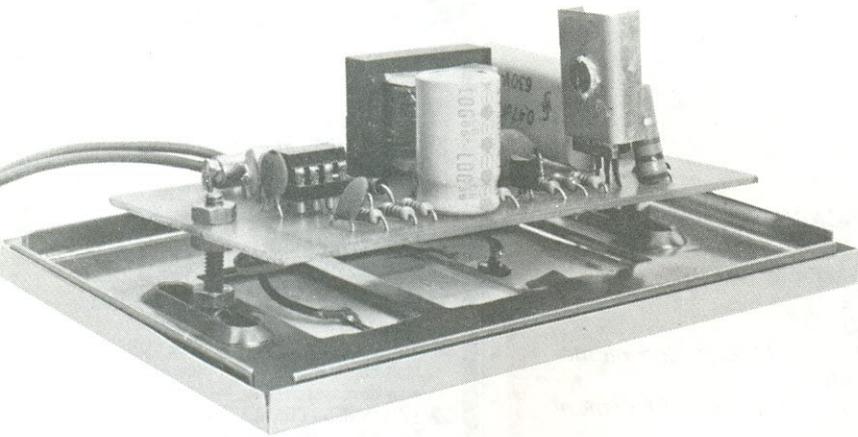
CAIXA POSTAL 8414 - SP - 01000

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

secundário tende a cair, por efeito das perdas. Sugerimos, assim, que seja utilizado um trafo com as características indicadas.

Mediante uma pequena alteração, a corrente máxima dessa fonte pode ser ampliada para até 2,5 A — no caso de alimentar um conjunto SISMO de grandes dimensões. Basta aproveitar o esquema da figura 9, que intercala um transistor de potência e um resistor no circuito original. Não se esqueça, porém, de considerar esse aumento de corrente na capacidade do transformador.

No caso da segunda fonte, devemos levar em conta a tensão máxima desejada na saída. Observe a figura 10, onde está reproduzida a curva de potência do CI regulador LM 317; por ela, pode-se determinar a corrente disponível na saída, a partir da tensão diferencial sobre o integrado — isto é, a diferença de potencial entre seus terminais de entrada e saída. Estipulando uma tensão máxima de saída e sabendo que a mínima tensão diferencial é de 3 V, fica fácil determinar a tensão de secundário do transformador (que também deve ter derivação central). Lembre-se de que, quanto maior a tensão de entrada, menor a corrente que o regulador poderá fornecer; basta analisar a figura 10 e confirmar esse fato. ●



# Um controle eletrônico para iluminação

Ajuste a seu gosto a luminosidade ambiente com este interruptor pelo toque, totalmente eletrônico, que memoriza níveis de iluminação

- Características**
- Controla todas as funções por toque
  - Varia gradualmente a luminosidade
  - Liga e desliga com um toque breve
  - Memoriza sempre o último nível luminoso
  - Sinalização por LED
  - Até 300 W em 110 V; até 600 W em 220 V
  - Projetado para caber em caixas de passagem de interruptores comuns
  - Opera em 110 e 220 V sem alterações



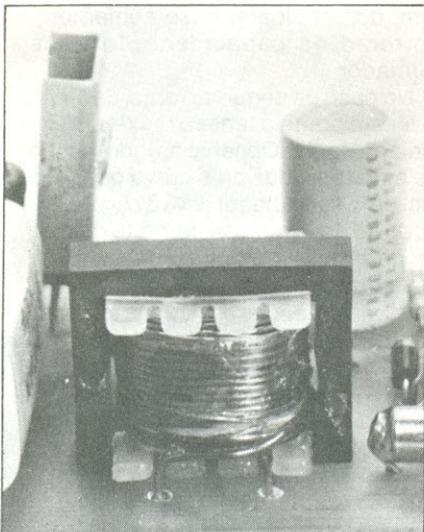
O circuito convencional de um controle de luminosidade (ou *dimmer*, como é popularmente conhecido) emprega um potenciômetro em substituição ao interruptor comum, a fim de variar a potência eficaz entregue a lâmpadas incandescentes, pela variação do ângulo de disparo de um TRIAC. O integrado S566B, lançado pela Icotron em 1980, pode realizar essa tarefa eletronicamente, através da detecção da resistência ôhmica dos dedos — formando assim um sensor que reage ao toque, variando a tensão de entrada de uma porta MOS de altíssima impedância.

Esse recurso oferece ao CI a possibilidade de controlar, por intermédio de uma lógica interna, o acionamento ou desativação imediata da carga, bem como variar a potência eficaz entregue à mesma. Além disso, ele conta ainda com a capacidade de memorizar o ângulo de fase fixado de antemão. Em outras palavras, se a lâmpada é desligada, digamos com metade de sua intensidade máxima, ao ser ligada novamente, vai voltar com os mesmos 50% de luminosidade.

O S566B foi projetado para interpretar os comandos recebidos de acordo com a duração do toque. Assim, mediante um breve toque no sensor (inferior a 0,4 s), o integrado desativa a carga ou vai ativá-la, assumindo o ângulo de disparo anterior. Caso o toque seja mais prolongado (superior a 0,4 s), o ângulo de fase vai variar de 30° a 150° continuamente, em períodos de 7 s. Uma vez retirado o dedo do sensor, o CI armazena o último ângulo de fase "percebido" por ele.

Se a lâmpada for desligada nessas condições, através de um toque breve, e depois novamente ligada, ela voltará a acender exatamente com esse ângulo de fase — e, portanto, com a mesma intensidade luminosa de antes. O sincronismo com a frequência da rede é obtido a partir de um circuito PLL (*phase-locked loop*) interno, que garante uma boa estabilidade ao controle do ângulo de disparo, acionando o TRIAC a cada semiciclo, com um pulso de aproximadamente 30  $\mu$ s. A figura 1 ilustra, resumidamente, a operação do S566B. Mais informações sobre esse CI podem ser encontradas na seção Antologia, neste mesmo número.

**Um parêntese** — Antes de apresentar o circuito do *dimmer* sensível ao toque, gostaríamos de fazer alguns comentários sobre a situação do mercado de componentes no Brasil. Esse mercado tem se mostrado altamente



Detalhe do choque que deve ser confeccionado pelo montador (veja texto).

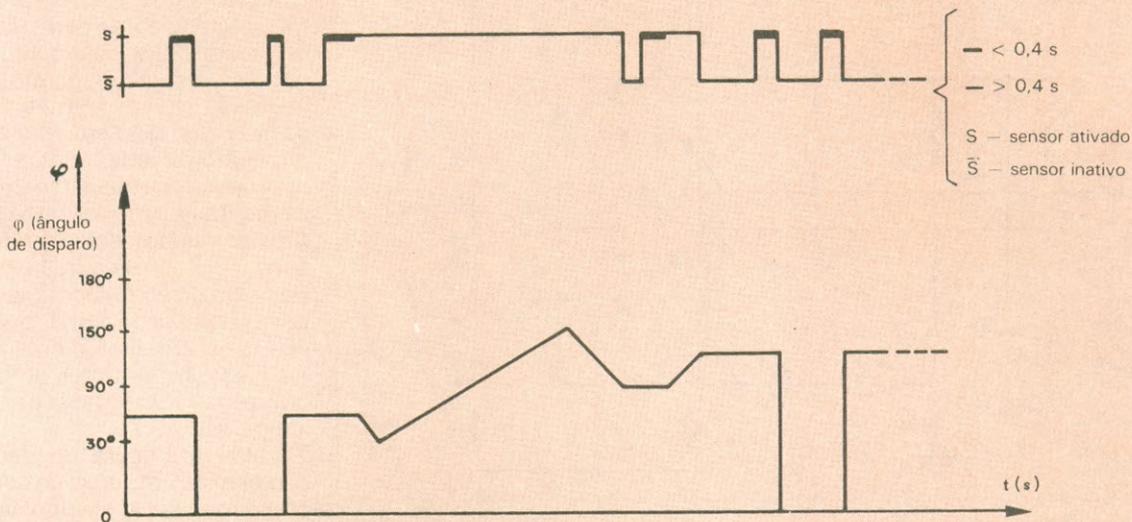


Fig. 1

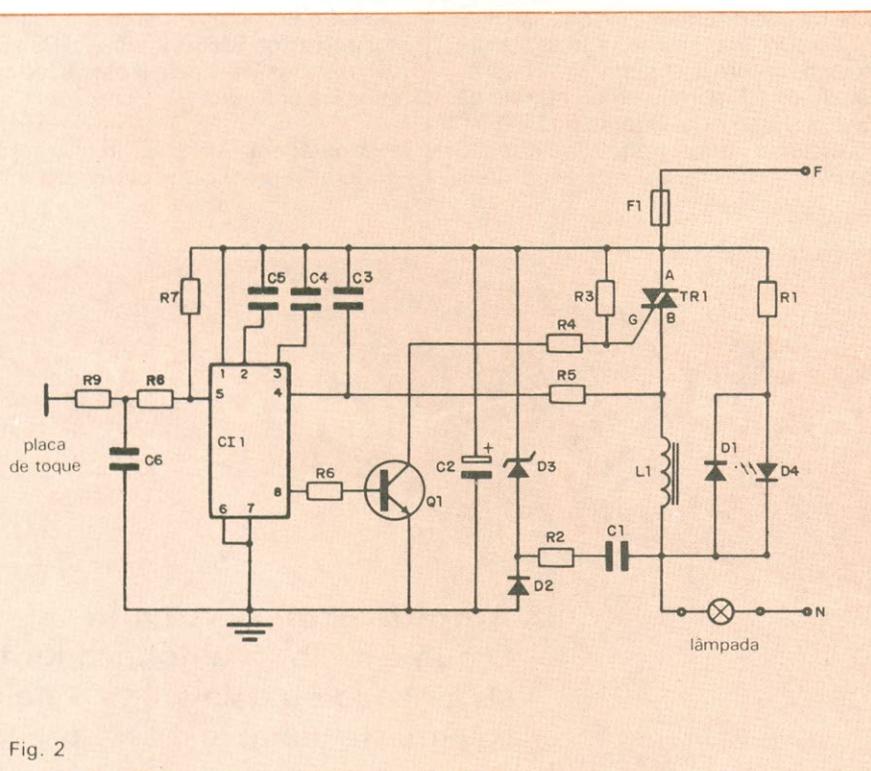


Fig. 2

instável e bastante defasado em relação ao desenvolvimento da eletrônica, especialmente quando se trata de vendas a varejo, para "hobistas" e montadores. Assim, é do conhecimento de todos que a indústria tem melhores condições para desenvolver seus produtos, devido às facilidades de importação ou compra direta de componentes. A realidade dos montadores, porém, é bem outra. Qualquer pessoa que se proponha a pôr em prática um determinado projeto quase sempre esbarra em problemas na aquisição de componen-

tes, até mesmo nacionais e de valores padronizados; no caso de CIs dedicados, então, a coisa piora ainda mais.

Em que situação fica, nesse caso, uma publicação como a *Nova Eletrônica*, que procura levar aos seus leitores, todos os meses, ao menos uma montagem inédita, tirando o máximo proveito das inovações do mercado? Não há dúvida que é difícil manter tal filosofia nessas condições, em que a venda de componentes é restrita ao pequeno comprador — uma tendência contrária à dos americanos, europeus

e japoneses, que o Brasil se dá ao luxo de exibir.

Em nossa constante procura de montagens criativas e úteis, fugindo do lugar-comum, topamos muitas vezes com esse problema, que nos forçou a abandonar ou adiar projetos. Nesta edição estamos sugerindo a montagem de um controlador de luminosidade utilizando um CI dedicado nacional, específico para essa aplicação: o S566B. Sem ele, o circuito seria muito maior, mais complexo e talvez não dispusesse dos mesmos recursos. Antes de publicar o circuito, pesquisamos o comércio paulista de componentes e nos certificamos de sua presença no mercado — sem a abundância que desejaríamos, porém.

Mesmo assim, resolvemos divulgar o circuito, acompanhado desta breve explanação, por acharmos que a constante inovação compensa a relativa escassez do componente. Em outras palavras, consideramos que os chamados "circuitos clássicos", eternamente republicados, se não oferecem dificuldades aos montadores, também não acrescentam muita coisa em termos de experiência e inovação. Além disso, a procura maior pelo CI poderá motivar um acréscimo de pedidos ao fabricante, tornando o integrado mais acessível.

**O circuito** — A figura 2 traz o esquema completo do controlador de luminosidade. Pode-se perceber, de imediato, a presença do TRIAC TR1 e componentes associados, formando o estágio responsável pelo acionamento da lâmpada. Para analisar melhor essa parte, vamos passar para a figura 3, onde foi isolada do conjunto.

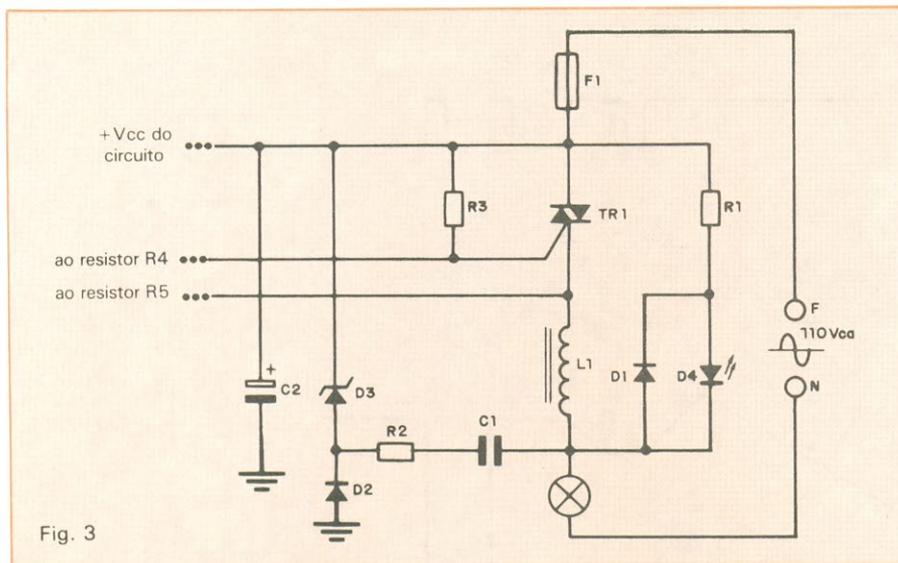


Fig. 3

Vê-se logo que o controle sobre a corrente de carga foi dado a TR1. A alimentação do CI é obtida através da malha composta por TR1, L1, C1, R2 e D3; assim, com a lâmpada apagada, toda a tensão da rede recai sobre TR1 e L1 e permanece uma corrente de manutenção do zener D3, limitada por R2 e desacoplada por C1. Devido a tal configuração, o circuito nunca poderá entregar toda a tensão da rede à carga —

pois com tensões inferiores a 26 V sobre TR1/L1, o zener D3 ficará impossibilitado de manter o potencial de alimentação do CI.

A função do choque L1, que não passa de uma bobina enrolada sobre um núcleo de ferrite, é suprimir a interferência de RF gerada pelo controle de fase do integrado. Quanto ao LED D4, foi incluído para permitir a localização do *dimmer* no escuro, já que sua inten-

sidade luminosa é inversamente proporcional, à da lâmpada.

Salientamos, por fim, que o circuito foi projetado para operar tanto em 110 como em 220 V, sem qualquer alteração nos componentes ou traçado do impresso. No caso de 110 V, ele precisa ser polarizado em relação à fase e ao neutro da rede (veja as figs. 2 e 3), para operar adequadamente. Como essa montagem foi projetada para substituir completamente os interruptores convencionais de parede, essa forma de polarização foi adotada para atender às normas da ABNT, que mandam ligar o neutro diretamente à lâmpada e a fase no interruptor, a fim de evitar choques acidentais na troca de lâmpadas.

Voltando à figura 2, podemos acrescentar mais uma série de detalhes. Em primeiro lugar, o sincronismo interno com a rede, necessário ao funcionamento de CI1, é obtido através de L1 e R5, aplicando-se uma tensão ao pino 4 do mesmo. Além disso, os capacitores C4 e C5 complementam o regulador interno do S566B, enquanto R8 e R9 são responsáveis pela isolamento do circuito de entrada.

**Montagem** — Nosso projeto para o circuito impresso do controlador, utili-

## Em dezembro na Nova Eletrônica:

- \* **Controle remoto com 4 canais**  
Um sistema inédito, utilizando circuitos PLL e o TDA 7000, ideal para o comando de motores e máquinas à distância
- \* **Como projetar sistemas digitais — II**  
Depois dos integrados TTL, é a vez dos CMOS: dicas de utilização, interconexão e manuseio

- \* **Amplificação a válvula**  
O que é melhor: amplificador transistorizado ou a válvula? A polêmica persiste até hoje e esse artigo vai contar tudo a respeito
- \* **Diodos "especiais"**  
Uma nova série, abordando todos os diodos menos conhecidos, desde o zener até o Schottky
- \* **E mais:**  
Último fascículo de Telefonia Básica, índice geral de 1985 e todas as seções mensais

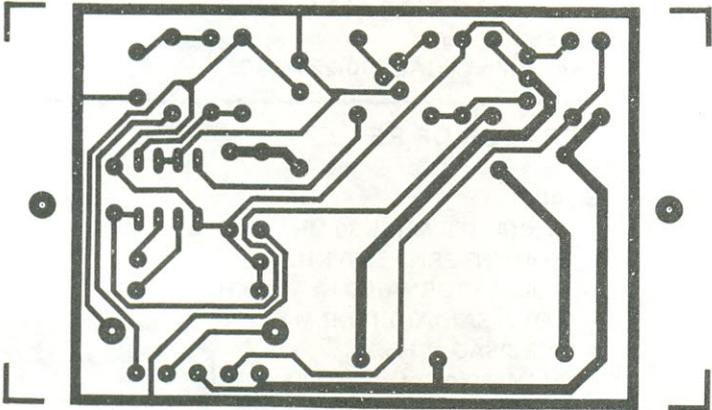
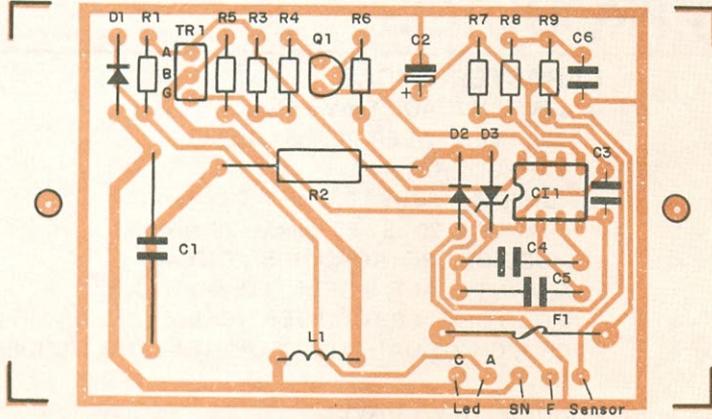


Fig. 4

zado e testado em nosso protótipo, aparece na figura 4, visto por ambas as faces, em tamanho natural. Como se pode ver, suas dimensões (aproximadamente 9 x 5 cm) foram calculadas de modo a adaptá-lo a qualquer caixa de passagem padronizada. Todos os componentes podem ser alojados nessa placa, com exceção do LED indicador, que deve ficar visível, fixado no próprio espelho do interruptor.

Como placa sensível ao toque, selecionamos um interruptor comercial com superfície externa metálica (veja a foto no início do artigo). Simplesmente retiramos o "miolo" mecânico do interruptor e aproveitamos seu espelho e placa de acionamento, revestida de alumínio.

O choque L1 deve ser confeccionado pelo próprio montador, com 70 voltas de fio de cobre n.º 20, esmaltado, sobre uma pequena fôrma plástica — que, em nosso caso, tem 2 cm de comprimento e uma abertura central de 1,5 x 1,8 cm. Esse carretel, com a bobina já enrolada sobre ele, deve ser introduzido num pequeno núcleo de ferrite de três colunas; esse tipo de núcleo pode ser facilmente encontrado em lojas especializadas em transformadores, sendo comercializado sempre em duas metades em forma de "E". A foto interna do artigo mostra esse componente já montado, em primeiro plano, sobre a placa. Em nosso caso, fixamos as duas metades do núcleo com uma cola especial, de secagem rápida. Na prática, qualquer solução próxima à nossa deverá servir perfeitamente, já que esse choque não é um elemento muito crítico.

O TRIAC TR1, se for utilizado com dissipador, como em nosso protótipo, poderá controlar sem problemas lâmpadas incandescentes de até 300 W,

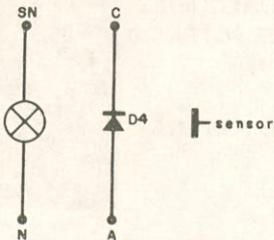


Fig. 5

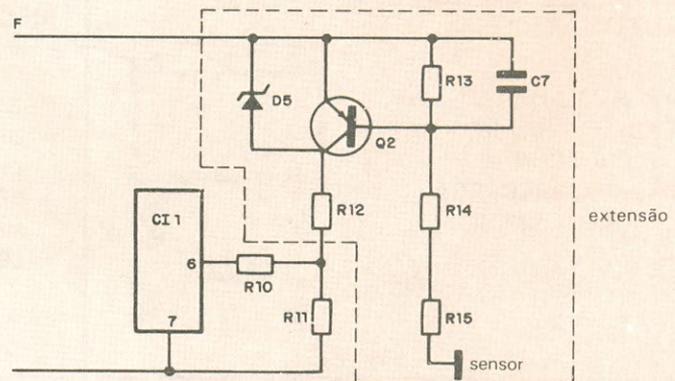


Fig. 6

- |                     |                        |
|---------------------|------------------------|
| R10 — 470 kΩ        | R14, R15 — 4,7 MΩ      |
| R11 — 220 kΩ        | C7 — 1 nF (poliéster)  |
| R12 — 27 kΩ/2 W     | D5 — zener 15 V/400 mW |
| R13 — 1 MΩ a 4,7 MΩ | Q2 — BC308             |

## Relação de componentes

### RESISTORES

R1 — 15 k $\Omega$ , 1 W  
R2 — 820  $\Omega$ , 5 W (resistor de fio)  
R3 — 22 k $\Omega$   
R4 — 1 k $\Omega$   
R5 — 1,5 M $\Omega$   
R6 — 58  $\Omega$   
R7, R8, R9 — 4,7 M $\Omega$   
Todos de 1/8 W, 5%, exceto onde especificado

### CAPACITORES

C1 — 0,47  $\mu$ F/630 V (poliéster)  
C2 — 470  $\mu$ F/25 V (eletrolítico)  
C3, C6 — 470 pF (cerâmico disco)  
C4, C5 — 0,047  $\mu$ F/250 V (poliéster metálico)

### SEMICONDUCTORES

C11 — S566B (Icotron)  
Q1 — BC237  
TR1 — TIC 216D  
D1, D2 — 1N4004  
D3 — zener de 15 V, 400mW  
D4 — LED vermelho comum

### DIVERSOS

F1 — fusível pequeno de 3 A  
L1 — veja texto  
Placa de circuito impresso  
Placa metálica para o sensor de toque  
Moldura para o LED

em 110 V, e até 600 W, em 220 V. Recomendamos que a montagem seja efetuada sobre uma placa de fibra de vidro, que assegura um melhor desempenho do circuito por mais tempo. Se for possível, aconselhamos ainda que seja aplicada uma máscara verde isolante sobre a face cobreada da placa; como alternativa a esse processo industrial, pode-se apelar para uma solução doméstica, isolando as pistas

da placa com esmalte para unhas. Isto, é claro, depois de certificar-se de que o circuito está funcionando perfeitamente.

A figura 5 traz o mapa das conexões externas do *dimmer*. Como se pode ver, são apenas três: o LED indicador, a placa de toque e a rede, juntamente com a carga. A placa sugerida já vem com furos de fixação, que devem coincidir com a furação da maioria dos espelhos

comerciais para interruptores. A face dos componentes deve ficar voltada para dentro da caixa de passagem — motivo pelo qual o lado cobreado precisa ser isolado com verniz. Não esqueça, também, de fixar a placa através de espaçadores, para garantir sua total isolação.

**Adaptações** — Para aqueles que desejam controlar um ponto de luz através de dois ou mais interruptores, o S566B prevê, por meio de seu pino 6, a instalação de extensões eletrônicas, para o caso de controle de lâmpadas em grandes ambientes ou corredores longos, por exemplo. Apenas um detalhe: as extensões também funcionam pelo toque, mas permitem apenas ligar e desligar a carga, ficando desprovidas do controle gradual de iluminação.

O circuito da extensão eletrônica está representado na figura 6. Observe que essa adaptação vai exigir algumas alterações no traçado do circuito impresso. Assim, será preciso eliminar a ligação entre os pinos 6 e 7 de C11 e incluir o divisor resistivo formado por R10 e R11, a fim de “dosar” a tensão aplicada ao pino 6. É aconselhável que essas providências sejam tomadas antes da confecção da placa, para evitar dores de cabeça e componentes “pendurados”

# C&K 100% Nacional!

É isso aí!

Agora no BRASIL você dispõe do Tradicional Padrão Tecnológico C & K somado à confiabilidade de Atendimento ALFATRONIC.

**ALFATRONIC S.A.**

Av. Rebouças, nº 1498 Cep 05402 São Paulo — S.P.  
Fone (011) 852-8277 Telex (011) 24.317 ALFABR

# Mercado de trabalho começa a reagir no setor eletrônico

---

A crise econômica já está passando; algumas empresas voltaram a contratar, mas os técnicos e engenheiros continuam enfrentando dificuldades para encontrar um emprego e receber um salário decente

---

**O**s milhares de jovens que, anualmente, procuram as escolas de engenharia ou as escolas técnicas continuam vendo na área de eletrônica a fascinante oportunidade de combinar garantia de emprego com salário compensador. Afinal, a eletrônica é, para muitos, o desfecho de um sonho dourado — o campo para onde convergem todas as tecnologias e que, num futuro próximo, estenderá os seus tentáculos para todos os setores da atividade humana.

A realidade, como sempre, é uma eterna derrubadora de mitos. Enquanto o futuro não chega, milhares de profissionais recém-formados são lançados anualmente no mercado de trabalho, onde aprendem a conviver com o cotidiano cru e nu do desemprego e dos salários aviltados. A eletrônica, evidentemente, não consegue ficar à margem das crises econômicas que o país atravessa: o seu mercado de trabalho amplia-se quando a economia como um todo vai bem e retrai-se nos períodos de recessão. Em parte, tal vulnerabilidade advém da grande dependência do setor em relação à eletrônica de consumo — 56% do mercado brasileiro —, o que o torna particularmente sensível às sucessivas quedas do poder aquisitivo da população. O setor

profissional que, nos países avançados, funciona como uma espécie de “estabilizador” da indústria eletroeletrônica não cumpre este papel no Brasil. Aqui, ele está apoiado sobretudo na indústria de equipamentos para telecomunicações (46% do mercado) — um segmento sujeito às oscilações da política de investimentos do poder público, o seu principal cliente.

Com efeito, nos últimos anos, as conseqüências da recessão econômica sobre ambos “puxaram” para baixo o desempenho global da indústria eletroeletrônica, com conseqüências diretas sobre o nível de emprego e o padrão salarial de seus profissionais. O pior momento foi o ano de 1981, quando o setor despencou numa verdadeira queda livre, com uma *performance* negativa global de aproximadamente 7%. Entre os setores mais afetados, estiveram a eletrônica de consumo e as telecomunicações, que registraram decréscimos de produção de 3% e 11%, respectivamente.

Na verdade, apenas a informática atravessou ileso a “tempestade”. Mais que isso: conseguiu manter inalterada sua taxa de expansão de cerca de 30% ao ano. Este desempenho significou, inegavelmente, uma ampliação do mercado de trabalho para engenheiros e

técnicos eletrônicos, mas não foi capaz de, sozinho, reverter a onda de desemprego e de rebaixamento salarial que atingiu aqueles profissionais. A informática, afinal, ainda não conquistou a hegemonia da eletrônica profissional no Brasil, respondendo, no momento, por apenas 37% do mercado.

Sem uma tábua de salvação, a partir de 1981, milhares de engenheiros eletrônicos tiveram que amargar longos períodos de desemprego. Seu número exato, contudo, é impossível de ser calculado, pois as entidades representativas desses profissionais, como o Sindicato dos Engenheiros do Estado de São Paulo, ou os órgãos de fiscalização, como o Conselho Regional de Engenharia e Arquitetura — CREA — não dispõem de dados precisos sobre o assunto. Mas, o que se sabe é que de um total de cerca de 220 mil engenheiros credenciados no Brasil em 1983, aproximadamente 20 mil perderam os seus empregos ou, no caso dos recém-formados, demoraram mais tempo do que o normal (em média 6 meses) para se engajarem no mercado de trabalho.

No caso dos técnicos, os dados relativos a desemprego são igualmente precários. Mas, segundo informações da RAIS — Relação Anual de Informa-

ções Sociais —, do Ministério do Trabalho, é possível traçar um perfil mais delineado que o dos engenheiros. De um total de 17 666 técnicos em eletricidade, telecomunicações e eletrônica existentes no Estado de São Paulo em 1979, o número aumentou para 20 807 em 1983. Houve, portanto, apesar da crise, uma pequena ampliação dos postos de trabalho. Mas, se considerarmos que as escolas técnicas paulistas concederam diplomas a 21 mil novos técnicos no mesmo período, é forçoso reconhecer que o número de novos empregos criados esteve muito abaixo do desejável.

Hoje, no entanto, as coisas começam a mudar. Apesar da ausência crônica de informações, lideranças sindicais, empresários e agências de emprego admitem estar havendo desde o início de 1984 uma reversão positiva no nível de emprego de engenheiros e técnicos eletrônicos. Trata-se, contudo, de uma tendência ainda tímida e, por isso mesmo, incapaz de anular as seqüelas deixadas pelo período de crise. Uma delas salta aos olhos e mereceria uma atenção particular dos setores responsáveis da sociedade pela influência nefasta que pode ter no futuro do nosso desenvolvimento tecnológico: a transferência, para outras atividades, de aproximadamente 15% do total de engenheiros existentes no país, conforme estimativa do sindicato da categoria em São Paulo. Esse desvio ocupacional que, no caso dos técnicos, admite-se seja muito maior, pode ser considerado um luxo muito caro para um país como o Brasil, que ainda não conseguiu ultrapassar a marca de dois engenheiros para cada mil habitantes, quando na maioria dos países desenvolvidos esta relação é de pelo menos 8 x 1 000.

**Situação dos engenheiros** — Uma das principais características do momento atual — de retomada do nível de emprego — é a cautela das empresas, determinada sobretudo pela ausência de uma política clara de crescimento industrial. Se algumas delas, por exemplo a SID, que atua na área de informática e de componentes, prometem realizar vultosos investimentos nos próximos cinco anos, outras, como a Itaucom ou a Elebra, preferem não apostar no escuro. Esperam que o governo se defina sobre, por exemplo, a questão de reserva de mercado para a microeletrônica, antes de alçar vãos



*Iria, da Masapa: "Os experientes têm mais chances"*

*Telles, do Sindicato: "Queda de 70% no poder aquisitivo dos engenheiros".*



na direção de projetos mais ousados. As cobranças estendem-se também às anunciadas alterações na política de funcionamento da zona franca de Manaus e ao fim das restrições aos investimentos oficiais (uma reivindicação feita principalmente pelos fabricantes de equipamentos para telecomunicações).

Há muitas outras expectativas pelo caminho, mas estes exemplos bastam para delinear o comportamento do mercado de trabalho. Na verdade, muito mais interessadas na reposição de seu pessoal do que na ampliação efetiva da quantidade de postos de trabalho, as empresas tendem a uma postura mais seletiva, a fim de otimizar os seus gastos com recursos humanos. Em vez do profissional altamente especializado dos anos 70, a preferência hoje recai sobre os mais ecléticos e criativos, geralmente capazes de desempenhar bem a sua função em mais de uma área. Segundo Iria de Fátima Steidle, gerente de produção da Masapa — uma das mais conhecidas agências de emprego para profissionais de nível superior de São Paulo —, embora procurem encontrar profissionais mais com-

pletos, as empresas continuam pouco dispostas a investir na preparação de seus quadros técnicos. "O maior interesse" — diz ela — "é para o profissional já 'pronto', com uma boa formação escolar e com experiência profissional comprovada".

Este comodismo das empresas, para Iria Steidle, decorre em grande parte da elevada oferta de profissionais que continua existindo no mercado. O desemprego, afinal, ainda não acabou. Os dados, contudo, são precários também neste caso. O Sindicato dos Engenheiros do Estado de São Paulo não sabe ao certo sequer o número de engenheiros que compõem a categoria. Muito menos quantos destes integram o setor de engenharia eletrônica. De qualquer modo, de um total aproximado de 100 mil engenheiros em atividade no Estado, a entidade supõe que pelo menos 10% continua a procura de um emprego. E, se considerarmos que a recessão industrial ocorreu de forma generalizada, podemos tomar este índice como referência para todas as áreas da engenharia, a eletrônica, inclusive. "É preciso ressaltar, no entanto, que a metade deste contingente de desem-

## Quanto vale um profissional de eletrônica

### QUADRO 1

ÁREA E CARGO		
	BASE SALARIAL (Cr\$)	
<b>INSTALAÇÕES INDUSTRIAIS</b>		
Engenheiro-chefe de projetos	4.560.000	a 6.400.000
Engenheiro de projetos	3.780.000	5.200.000
Técnico industrial	2.300.000	3.100.000
Projetista de instalações elétricas	2.000.000	2.800.000
Desenhista de instalações elétricas	1.480.000	2.000.000
<b>DESENVOLVIMENTO DO PRODUTO</b>		
Engenheiro-chefe de projetos de novos produtos	4.000.000	5.400.000
Engenheiro de produtos	3.500.000	4.900.000
Técnico de laboratório/produtos	1.930.000	2.000.000
<b>PROJETOS</b>		
Engenheiro-chefe /sala projetos	4.000.000	5.670.000
Projetista de sistemas elétricos	1.800.000	2.400.000
<b>PROCESSOS</b>		
Engenheiro-chefe de processos	3.975.000	5.500.000
Engenheiro de processos	3.580.000	5.000.000
Técnico de processos	2.350.000	3.300.000
<b>ENGENHARIA DE FÁBRICA</b>		
Engenheiro industrial	4.400.000	6.200.000
Engenheiro de segurança	2.800.000	4.000.000
<b>MANUTENÇÃO GERAL</b>		
Engenheiro-chefe de manutenção geral	4.000.000	5.700.000
Técnico-chefe de manutenção geral	2.300.000	3.200.000
Engenheiro de manutenção geral	2.750.000	3.870.000
<b>MANUTENÇÃO ELÉTRICA</b>		
Engenheiro-chefe de manutenção elétrica	3.370.000	4.700.000
Técnico-chefe de manutenção elétrica	2.300.000	3.300.000
Engenheiro de manutenção elétrica	2.670.000	3.750.000
Encarregado de manutenção elétrica	2.160.000	3.000.000
Eletrotécnico	1.620.000	2.200.000
<b>INSTRUMENTAÇÃO</b>		
Engenheiro-chefe de instrumentação	3.900.000	5.500.000
Encarregado de instrumentação	2.600.000	3.750.000
Instrumentista	1.700.000	2.430.000
<b>CONTROLE DE QUALIDADE</b>		
Engenheiro-chefe de controle de qualidade	3.900.000	5.400.000
Técnico-chefe de controle de qualidade	2.400.000	3.300.000
Encarregado de controle de qualidade	1.950.000	2.800.000
Técnico eletrônico	1.650.000	2.310.000
Técnico eletricitista	1.380.000	1.950.000
<b>VENDAS</b>		
Engenheiro/assessoria técnica/vendas	3.850.000	5.370.000
Engenheiro de vendas	3.400.000	4.700.000
Vendedor técnico	2.500.000	3.400.000
<b>ASSISTÊNCIA TÉCNICA</b>		
Técnico em eletrônica	1.370.000	1.920.000
Técnico de rádio	1.350.000	1.880.000
Técnico de TV	1.500.000	2.100.000
<b>CONSTRUÇÃO CIVIL</b>		
Projetista de instalações elétricas	1.650.000	2.300.000
Desenhista de instalações elétricas	1.350.000	1.800.000

Fonte: Masapa Seleção Profissional

Nota: Segundo a Masapa, as faixas salariais constantes desta tabela — válidas para o terceiro trimestre de 85 — precisam ser encaradas com muito cuidado, pois indicam simplesmente bases salariais para a contratação de profissionais no

mercado de trabalho segundo o que eles próprios declararam em suas fichas de solicitação de emprego. Não devem ser confundidas, portanto, com a média de salário por função que estava sendo paga pelas empresas na ocasião da pesquisa.

pregados é constituída de recém-formados, que normalmente demoram alguns meses até serem absorvidos pelo mercado de trabalho” — pondera Luiz Henrique Telles, diretor do sindicato.

Além da taxa de desemprego que continua existindo, os engenheiros do setor eletroeletrônico são obrigados a arcar com uma outra herança do passado: o achatamento salarial. Embora tenham se tornado mais seletivas, as empresas não têm sido igualmente pródigas em matéria de padrão salarial (veja o Quadro 1). Em um cálculo elaborado pelo Sindicato dos Engenheiros, a categoria sofreu uma depressão salarial de 60% a 70% no período compreendido pelos anos de 79 a 85.

**Situação dos técnicos** — Sem dispor de uma entidade sindical que os represente nos Estados ou em nível federal — as associações existentes não podem cumprir esta função do ponto de vista legal —, os técnicos se debatem com problemas ainda mais complexos que os seus colegas de nível superior. A começar pela celeuma que tem sido causada pelo decreto n.º 90.922, de fevereiro deste ano, e que, após longos anos de espera, regulamentou sua profissão. Discordando da amplitude do decreto, os engenheiros, através de seus sindicatos estaduais e de sua federação nacional, conseguiram suspender a sua aplicação, entrando com um recurso no Supremo Tribunal Federal. Trocando em miúdos, a posição dos engenheiros está centrada em um ponto: a recusa de que os técnicos passem a se responsabilizar por projetos e peritagens. Em



Tassinari, do CREA: “Procuramos esclarecer os técnicos sobre o que eles podem fazer”.

## Técnico ou profissional de segunda classe?

*O desvio ocupacional apresentado pelos cursos técnicos no Brasil é bastante alto. Concretamente, isto significa que uma boa parte dos técnicos que anualmente são formados pelas escolas brasileiras jamais vai exercer a sua profissão. Alguns, desencorajados pela própria formação deficiente que receberam; outros, pelas dificuldades em se conseguir um espaço no mercado de trabalho. Há um grupo, porém, que prefere prosseguir os estudos, cursando engenharia, simplesmente porque a carreira de técnico não lhe oferece perspectivas atraentes de evolução profissional. Trata-se de um problema muito conhecido de nossas autoridades de ensino e também de nossos industriais, mas que até agora não foi objeto de nenhuma medida séria para a sua solução. Em parte talvez devido à própria dificuldade que educadores e homens de empresa têm para trabalhar juntos no Brasil.*

*Com o objetivo de discutir mais uma vez este assunto, a NE ouviu um destes ex-técnicos — José Rubens Palma —, hoje engenheiro eletrônico formado pela FEI e trabalhando na SID Informática. Palma fez o curso técnico na Escola "Professor Everaldo Passos", em São José dos Campos. Estagiou na Cosipa, em Cubatão, e lá mesmo começou a trabalhar como técnico, na manutenção de computadores. Sua experiência profissional, contudo, durou pouco: ao final de um ano pediu suas contas na Cosipa e foi cursar a FEI. "Percebi" — diz ele — "que como técnico eu jamais pode-*

*ria atingir os melhores cargos da empresa; a tendência era estacionar a partir de um certo ponto". A este problema, relativo ao organograma da empresa, Palma adiciona um outro, segundo ele, muito mais importante: "O tolhimento da iniciativa dos técnicos, geralmente impedidos de adotar uma postura mais ousada em seu próprio trabalho".*

*Na opinião de Palma, uma das causas desse "rebaixamento" da função do técnico é a discriminação de que são alvo por parte de engenheiros, que, ocupando posições de mando nas empresas, não conseguem entender corretamente a função do técnico. "O agravante nesta história" — afirma — "é que esta discriminação de um profissional pelo outro acabou sendo incorporada por muitas empresas, onde o técnico é tratado como profissional de segunda classe: bate cartão e é obrigado a cumprir horário rigoroso, enquanto o engenheiro é dispensado de tudo isso".*

*Outra violência contra os técnicos, assinala Palma, é promovida por empresários inescrupulosos que, aproveitando-se do achatamento salarial dos engenheiros, contrata-os para desempenhar funções de técnicos. "Ambos os profissionais saem perdendo neste caso" — diz ele. "Os primeiros, porque ganham menos; os outros, porque ficam sem emprego. Só o empresário inescrupuloso é que leva vantagem, porque acaba tendo um profissional de alto nível, pagando menos do que ele deveria ganhar" — conclui.*

especial, dois tipos de projetos mencionados explicitamente pelo decreto: edificação de até 80 m<sup>2</sup> e instalações elétricas com demanda de energia de até 800 kVA.

Certo ou errado, o problema é que os técnicos não dispõem do mesmo poder de fogo dos engenheiros. Desta forma, numa briga dessas, como em muitas outras que envolveram disputa de espaço profissional, a tendência é levar a pior. Até porque o CREA, órgão fiscalizador do exercício profissional de engenheiros e técnicos,

é constituído em sua maioria pelos primeiros e, por coincidência ou não, no caso do decreto n.º 90.922, preferiu cercar fileira ao lado deles. "Nossa posição, contudo, não é de crítica; é mais de esclarecimento sobre as funções que, neste caso, os técnicos não estão habilitados a desempenhar" — justifica Arnaldo Augusto Tassinari, presidente interino da Câmara de Elétrica do CREA/SP.

Na realidade é preciso reconhecer que as dificuldades enfrentadas pelos técnicos no Brasil vão muito além da

simples regulamentação do seu exercício profissional. Assim, mesmo que por uma hipótese acabem levando vantagem na disputa com os engenheiros, essa vitória pouco representará face ao desemprego crônico que afeta a categoria. Igualmente sem solução ficará o delicado problema representado pela formação profissional deficiente que a maioria dos técnicos recebe nas escolas. Mais exatamente, o descompasso entre o que efetivamente sabem fazer e o que o mercado de trabalho espera deles. Muito ilustrativos a este respeito são os resultados de uma pesquisa realizada pelo Departamento Regional do SENAI em São Paulo, no ano passado, com um grupo de 255 empresas do Estado. Limitado a técnicos de eletrônica, telecomunicações e eletrotécnica, o trabalho chega a uma conclusão interessante: a existência de uma demanda qualitativa de profissionais, apesar do grande número de formandos que saem das escolas anualmente em São Paulo (4 200, aproximadamente). Isso se comprova pelo fato de 3/4 das empresas ouvidas terem se manifestado descontentes com o preparo atual dos técnicos. Suas queixas são dirigidas principalmente a três áreas fundamentais: conhecimentos tecnológicos, práticas operacionais e conhecimentos gerais.

Se as empresas reclamam dos profissionais que o mercado lhes oferece, estes, por sua vez, teriam razões de sobra para pagar com a mesma moeda (veja boxe). Da parte dos empregadores, afinal, também não faltam distorções. Uma delas é o aviltamento salarial: hoje é possível, por exemplo, contratar um técnico de eletrônica por até menos que seis salários mínimos (veja Quadro 1). Outro "desvio" costumeiro do mercado de trabalho é transformar o técnico em um substituto do engenheiro, simplesmente para se pagar menos. Essa distorção, aliás, continua se manifestando mesmo neste momento de recuperação do nível de emprego, conforme admite Iria Steidle, da Masapa.

**Sistema escolar** — A proliferação de escolas técnicas e de engenharia, sem condições mínimas de funcionamento, durante os anos 70, costuma ser lembrada como uma das causas do desemprego de engenheiros e técnicos — estes, ainda, com o agravante de apresentarem um alto desvio ocupacional, pelo simples fato de que muitos

## Declínio das formaturas nos cursos de engenharia

Quadro 2

ANOS DE FORMATURA	1980	1981	1982	1983	1984(*)	1985(*)	1986(*)	1987(*)	1988(*)
<b>Modalidades</b>									
<b>CIVIL:</b>									
Civis	2.702	2.457	2.097	2.046	2.900	2.850	2.650	2.550	2.050
Sanitaristas	--	--	34	50	50	80	90	90	70
Tecnólogos civis	209	292	320	278	230	230	230	220	220
<b>ELÉTRICA:</b>									
Eletricistas	915	1.346	784	987	1.200	1.200	1.300	1.200	1.300
Eletrônicos	504	536	515	563	660	660	660	660	660
Industriais/eletricistas	--	74	40	49	70	70	70	70	70
Tecnólogos eletricistas	109	150	138	187	150	200	200	190	170
Produção/eletricistas	39	78	11	29	30	25	40	40	40
<b>MECÂNICA-METALURGIA:</b>									
Mecânicos	1.356	1.352	1.274	1.594	1.500	1.700	1.700	1.700	1.500
Metalúrgicos	133	243	138	249	150	160	190	150	210
Navais	42	28	33	37	35	35	40	40	40
Aeronáuticos	30	33	27	45	60	30	30	45	50
Industriais/mecânicos	80	205	367	362	360	425	480	450	350
Produção/mecânicos	105	166	188	224	220	240	500	380	200
Tecnólogos mecânicos	960	735	888	659	460	425	420	410	470
<b>GEOLOGIA E MINAS:</b>									
Engenharia de minas	24	13	10	10	15	10	10	10	15
<b>MATERIAIS:</b>									
Materiais	33	53	9	37	50	50	50	50	50
Químicos	267	378	399	280	320	380	420	450	450
Alimentos	70	40	55	67	120	120	120	120	120
Industriais/químicos	--	13	15	21	40	50	60	60	45
Produção/materiais	--	10	18	19	40	30	30	30	30
Produção/químicos	--	12	17	25	30	30	30	30	30
Tecnólogos químicos	30	35	25	11	20	20	20	20	20
<b>AGRIMENSURA:</b>									
Agrimensores	56	43	46	31	40	50	50	50	40
Cartógrafos	--	--	29	22	30	30	30	25	25
<b>OUTROS:</b>									
Engenheiros de produção	323	227	238	239	220	150	300	100	130
Infra-estrutura aeronáutica	20	22	9	11	20	20	30	10	15
Tecnólogos proc. dados	104	115	122	139	180	180	180	190	200
<b>TOTAL</b>	<b>8.111</b>	<b>8.656</b>	<b>7.846</b>	<b>8.269</b>	<b>9.100</b>	<b>9.450</b>	<b>9.930</b>	<b>9.340</b>	<b>8.570</b>

Fonte: Sindicato dos Engenheiros do Estado de S. Paulo

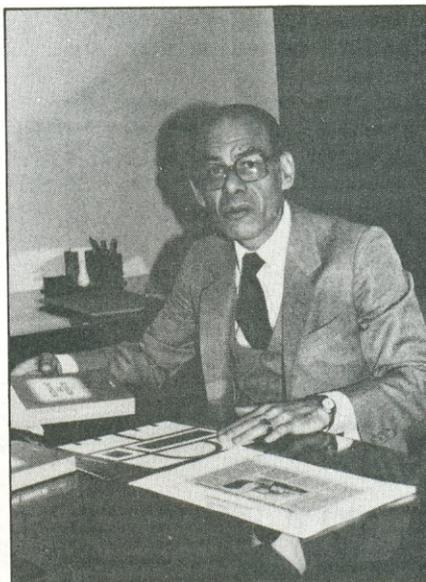
NOTA: A subdivisão desta relação baseia-se na Resolução n.º 284 de 24/08/82 do sistema CONFEA/CREA e não inclui Agronomia.

(\*) Números estimados baseados nas matrículas.

dos que concluem as escolas não se sentem em condições de enfrentar o mercado de trabalho. Na área de engenharia, a preocupação das autoridades chegou a ponto de justificar uma intervenção legal, através de um decreto-lei que, por um período (até dezembro de 82), impediu a abertura de novas escolas. No caso das escolas técnicas, onde o acompanhamento por parte das autoridades educacionais sempre foi mais flexível, na maioria das vezes limitado ao cumprimento do currículo mínimo, a situação foi e continua sendo dramática. Uma boa parte delas não dispõe sequer de laboratórios aparelhados e equipamentos compatíveis com a necessidade de formação de um técnico — e, em particular, de um técnico em eletrônica.

Por esta razão, a crise parece ter desempenhado um papel corretivo nesse campo, pelo menos do ponto de vista quantitativo. Em relação às escolas técnicas, não há dados disponíveis, embora seja de amplo conhecimento que, a partir de 1981, muitas delas fecharam suas portas pelo simples fato de não existirem alunos interessados em número suficiente. Já no caso das escolas de engenharia, se não houve a suspensão das atividades de muitas escolas, é possível constatar um decréscimo do número de vagas oferecidas, de acordo com uma pesquisa realizada pelo Sindicato dos Engenheiros do Estado de São Paulo junto a 37 escolas de engenharia e tecnologia do Estado de São Paulo (Quadro 2).

Do ponto de vista da qualidade, é evidente que a crise não trouxe nenhum resultado benéfico. Mantém-se, portanto, a já antiga distinção entre as escolas tradicionais, cujos formandos costumam ter a preferência até mesmo para conseguir um estágio, e as escolas mais recentes, sem um nome consolidado, geralmente responsáveis pela maioria dos futuros desempregados. Entre as escolas técnicas, o fenômeno é o mesmo: quem é formado pela Escola Técnica Federal, por exemplo, seguramente vai ter menos dificuldade para encontrar estágio ou emprego do que aquela pessoa que cursou uma escola do interior. “Dos 151 alunos que concluirão este ano o curso técnico de eletrônica, 116 já estão estagiando. A tendência é que muitos deles, após o período de estágio, encontrem trabalho na mesma empresa onde estagiaram” — confirma Iracema de Jesus Januário, do Serviço de Integra-



Leonel, do CIE-E: “O caminho é a conscientização das empresas”.

ção Escola-Empresa da Escola Técnica Federal de São Paulo.

Embora seja o nome da escola o que acaba contando, na maioria dos casos, é preciso reconhecer que a qualidade do profissional por ela formado depende — ou deveria depender — de um outro fator: o estágio obrigatório de 1 440 horas para os engenheiros e 720 horas para os técnicos. Este período pode ser decisivo na formação de um profissional, desde que, obviamente, ele consiga escapar das muitas distorções que costuma sofrer — como, por exemplo, o tolhimento de suas iniciações ou a sua transformação em mão-de-obra barata. O próprio CIE-E — Centro de Integração Empresa-Escola —, a mais importante entidade de intermediação de estágios do Brasil, reconhece a existência desse problema, e de um outro, também grave, representado pela resistência de muitas empresas em acolher estagiários.

Para a entidade, a saída, no entanto, não está em tornar obrigatória a concessão de estágios por parte das empresas, da mesma forma que desaconselha a sua institucionalização como um pré-emprego, com registro em carteira (do estagiário) e salário estabelecido em contrato. “Conforme define o decreto 87.497, que o regulamentou, o estágio é uma complementação da formação escolar. Ir além disso significa desvirtuá-lo” — argumenta Leonel Ramos de Oliveira, vice-presidente executivo do CIE-E. Para conquistar as

empresas com vistas a que elas cumpram com a sua parte na formação profissional, Ramos de Oliveira só vê uma saída: a conscientização. É este, aliás, o objetivo da campanha que o CIE-E vem desenvolvendo desde 1982, sob o lema “Parceria Educação-Trabalho”.

**O futuro** — Apesar das incertezas que continuam envolvendo o setor eletroeletrônico, o mais provável é que ele volte a crescer, inicialmente a taxas modestas, mas o suficiente para eliminar a sua capacidade ociosa num tempo relativamente curto, e preparar-se para uma nova arrancada. É esta pelo menos a expectativa da ABINEE — Associação Brasileira da Indústria Eletro-Eletrônica —, com base na expansão das vendas do setor verificada no primeiro semestre de 85.

O ritmo deste crescimento pode ser mais ou menos acelerado em função de diversos fatores de ordem econômica e das diretrizes da política industrial. A eles está ligada, em última instância, a saúde do setor eletroeletrônico e, conseqüentemente, também o destino dos engenheiros e técnicos eletrônicos. Ansiosas a voltar a crescer a todo vapor, as empresas parecem dispostas a intensificar as contratações tão logo as promessas governamentais de pôr um fim na recessão se materializem em medidas concretas. Este interesse, que, por sinal, ficou mais claro com o bom desempenho do setor em 85, já era constatado há quase um ano e meio, quando da coleta dos dados da pesquisa realizada pelo Departamento Regional do SENAI-SP. Naquela ocasião, ainda mal saídas da crise, cerca de 20% das empresas pesquisadas manifestaram a intenção de ampliar os seus quadros de engenheiros e técnicos até 1986. Deste grupo, aproximadamente 50% correspondia a empresas de informática, seguidas de longe pelas fabricantes de componentes eletrônicos, responsáveis por 12% do total.

Quanto ao perfil do profissional a ser contratado nos próximos dois anos, as informações apontam para uma alteração do ideal de hoje, ou seja, o eclético. Provavelmente tendo em vista a retomada plena do crescimento econômico, as empresas abrangidas pela pesquisa do SENAI inclinam-se novamente para os profissionais especializados, que podem custar relativamente mais caro (necessitam ser contratados em maior número), mas se adequam melhor a altos níveis de produção. ●

# Concepção de um analisador lógico nacional

A Escola Politécnica da USP está desenvolvendo um analisador lógico (o AL-03B), destinado a testes e depurações de equipamentos de informática

**P**rover instrumentação própria para desenvolvimento e manutenção de sistemas complexos baseados em pastilhas com integração em larga escala tem sido um dos desafios da indústria de equipamentos de medição e teste. Microprocessadores e sistemas digitais, em geral, registram uma intensificação de sua complexidade, apresentando fluxo de dados e temporização cada vez mais sofisticados; em consequência, tem-se observado problemas cada vez maiores na depuração circuital (*hardware*), programacional (*software*) e na integração circuital/programacional, exigindo instrumentos de medida mais adequados a essa realidade. Nota-se que os aparelhos de caracterização elétrica mais comuns (osciloscópios, voltímetros digitais e freqüencímetros) não são adequados para a isolamento completa desses problemas, uma vez que tais aparelhos possibilitam apenas a verificação de uma única linha ou nó do circuito, impedindo a visualização do estado global do sistema.

Surge daí a necessidade de um equipamento multinodal (*bus oriented*). Os analisadores lógicos foram as primeiras ferramentas especificamente projetadas para análise, monitoração e armazenamento de informações digitais de vários nós ou linhas por períodos

consecutivos, permitindo assim a visualização do fluxo de dados num sistema digital.

Existem, a princípio, dois grandes grupos de analisadores lógicos: de tempo e de estado. Os analisadores lógicos de tempo se prestam principalmente à análise de *hardware*; operam no domínio do tempo e efetuam o armazenamento de dados de uma forma assíncrona. Podem ser definidos como osciloscópios de armazenamento digital multicanais, com resolução de dois níveis de tensão (10). Os dados armazenados são normalmente apresentados em diagramas de tempo (fig. 1) e, a partir deles, pode-se observar problemas relativos à temporização do sistema.

Já os analisadores lógicos de estado são usados principalmente na análise de *software*. São instrumentos que captam uma seqüência de palavras digitais e exibem-na em um formato tabular (fig. 2), exatamente da forma que um sistema síncrono a interpreta. Pela observação dessas tabelas pode-se verificar um fluxo de dados tal qual ele ocorreu no sistema sob teste (9).

Os primeiros analisadores lógicos foram os de tempo, que surgiram no início da década de 70. Logo após vieram os analisadores lógicos de estado. À medida que os sistemas a serem testados tornaram-se mais complexos,

constatou-se a necessidade de recursos mais sofisticados, bem como a utilização dos dois equipamentos simultaneamente. Começaram, então, a ser desenvolvidos analisadores lógicos de tempo e de estado, integrados num único instrumento (13).

Esse processo aconteceu muito rapidamente (pode-se dizer, segundo alguns autores, que os analisadores lógicos já estão na quarta ou na quinta geração, em apenas uma década de existência), resultando numa falta de consenso sobre quais recursos são realmente necessários para um aparelho padrão e, também, numa falta de padronização de nomes e características.

O aumento de recursos tornou os aparelhos mais flexíveis, porém de operação mais difícil. Deve-se, então, tornar a operação dos analisadores lógicos a mais simples possível, de forma a minimizar o tempo de aprendizado e facilitar seu uso. No entanto, é necessário que isto não implique a redução da flexibilidade, o que restringiria suas aplicações. Dessa forma, a escolha de um analisador lógico deve ser efetuada com extremo cuidado, adequando convenientemente suas características às necessidades do usuário (11). No futuro poderão surgir analisadores ainda mais sofisticados, como os de detecção automática de falhas, através, por exemplo, da análise de "assinaturas".

Outra tendência é o surgimento de estações de trabalho, onde serão integrados sistemas de desenvolvimento, emuladores, analisadores lógicos e osciloscópios digitais. A simples integração desses dois últimos instrumentos pode ser muito proveitosa, pois todas as facilidades de disparo do analisador lógico são aliadas aos recursos do osciloscópio digital.

**Diagrama de blocos** — Os itens seguintes descrevem alguns dos blocos funcionais típicos de um analisador lógico. Como se pode ver na figura 3, existem cinco blocos básicos: circuito de entrada, lógica de disparo, memória, base de tempo e controle do instrumento.

**Circuito de entrada** — Para que haja a possibilidade de se analisar sinais

\* Alunos quartanistas da área de eletrônica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo e estagiários do Laboratório de Subsistemas Integráveis (LSI).

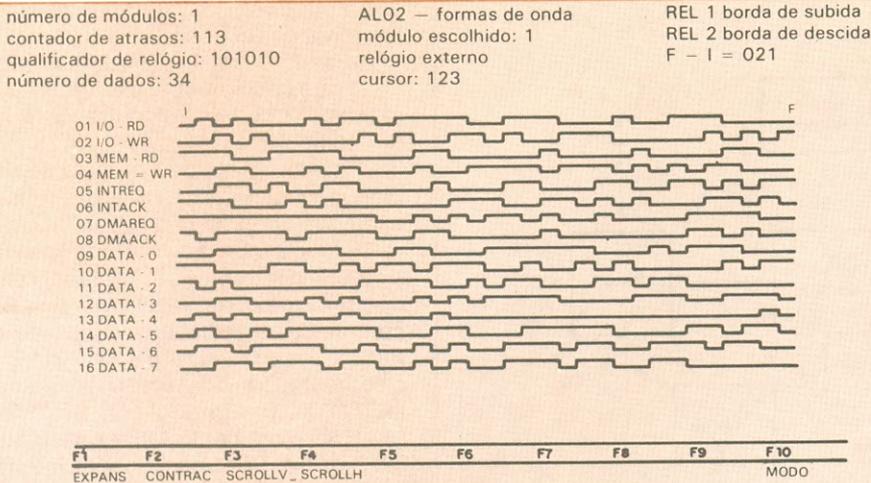


Diagrama exibido por um analisador lógico de tempo.

ENDEREÇO	BINÁRIO				HEXA				OCTAL
100	0111	0001	1100	0100	0010	1101	71C42D	31342053	
101	1111	1100	0100	0000	1010	1011	FC40AB	77040253	
102	0001	1000	1110	0010	1111	1101	18E2FD	06161375	
103	0101	1011	0101	1000	0000	0011	585803	26654003	
104	0001	1000	0100	0000	0010	1011	184028	06040053	
105	1001	1000	0101	0011	0000	1001	985309	46051411	
106	0100	0100	0110	0100	0111	0011	546473	25062163	
107	0111	0011	0100	0000	0111	0111	734077	34640167	
108	1011	0000	1100	0000	1011	0111	B0C0B7	54140267	
109	1111	0010	0100	0000	0011	0011	F24033	74440063	
10A	1011	0011	1000	1000	1011	1010	B386BA	54704272	
10B	1011	0101	0010	0000	0001	0011	B52013	55220023	
10C	1111	0111	1000	0010	1111	0111	F782F7	75701367	
10D	0010	0011	1000	0000	0011	0110	238036	10700066	
10E	1111	0001	1110	0011	0101	1111	F1E35F	74361537	
10F	1111	0011	1001	0010	0111	0011	F39273	74711163	

Fig. 2

Tabela montada por um analisador de estado.

de diversas famílias lógicas, há necessidade de um circuito que faça a interface entre os sinais de entrada e os circuitos do analisador lógico. Além disso, o circuito de entrada deve minimizar o efeito de qualquer tipo de interferência (ruídos, reflexões, diafonias etc).

**Lógica de disparo** — É na lógica de disparo que residem os mais importantes recursos de um analisador lógico. Suas atribuições são localizar e isolar problemas do circuito sob teste. Desse modo, quanto mais recursos forem oferecidos pela lógica de disparo, mais complexos serão os problemas detectáveis pelo analisador lógico.

**Memória** — A memória assume uma função muito importante em todos os analisadores lógicos. Ela deve armazenar os dados capturados e ser suficientemente rápida para acompanhar a taxa de captura de dados utilizada.

**Base de tempo** — Tem a finalidade de gerar os sinais responsáveis pela sincronização e temporização do circuito de entrada, lógica de disparo e memória.

**Controle do instrumento** — Os analisadores lógicos possuem muitas características que podem ser utilizadas de maneira bastante flexível. A fim de fazer melhor uso de suas potencialidades, o controle do instrumento é efetuado através de um sistema a microprocessador, que permite ao usuário a utilização de todos os recursos da máquina, de maneira simples e eficiente.

**Características dos analisadores lógicos** — Eis os principais termos relacionados com esses instrumentos:

**Memória de aquisição** — Sua função é a de armazenar dados de entrada. É interessante que esta memória tenha uma profundidade razoável, para que se possa, por exemplo, realizar a captura de rotinas longas de um programa sob teste, sem que seja preciso fazer o partilhamento das mesmas, facilitando assim a sua análise. A largura dessa memória está diretamente ligada ao número de canais de entrada do analisador lógico. Assim pode-se ter aparelhos com 64 canais de entrada e com uma profundidade de 1 024 palavras. A

memória de referência possui o mesmo tamanho da memória de aquisição. Nessa memória, podem-se armazenar os dados da memória de aquisição para posterior comparação com novos dados capturados.

**Nível de limiar ajustável** — Significa poder ajustar o nível acima do qual o sinal de entrada é interpretado com um "1" lógico ou abaixo do qual é entendido como o "0" lógico, podendo-se assim variar a interpretação do sinal de entrada, para as diversas famílias lógicas existentes.

**Relógios e qualificadores** — Na análise programacional usa-se a captura síncrona de dados. Assim, é necessário que o analisador lógico possua entradas para sinais de relógio externo. Nos equipamentos que possuem mais de uma entrada de relógio, podem-se efetuar operações lógicas entre essas entradas. Já na análise circuital, é necessária uma captura assíncrona de dados com uma frequência de cinco a dez vezes maior que a dos sinais a serem monitorados (5), (21). Para isso, os analisadores lógicos possuem um gerador de relógio interno com frequência definível pelo usuário.

Os qualificadores de relógio são sinais que entram no analisador lógico e controlam a captura, ou seja, a captura só será permitida no caso de os qualificadores de relógio serem iguais a um padrão preestabelecido.

**Funções de disparo** — Durante a aquisição de dados existem certas condições especificadas pelo usuário que devem ser satisfeitas, para que o analisador lógico faça a captura nos instantes desejados. O conjunto dessas condições é conhecido como **seqüência de disparo**, que é dividida em níveis de disparo. Cada nível de disparo corresponde a uma palavra que deve ser reconhecida. Ao reconhecer a palavra do nível corrente, o analisador lógico deve assumir certas ações, que são chamadas de **funções de disparo**. Assim, por exemplo:

**Função avance:** ao reconhecer uma palavra, o analisador lógico deve avançar para o próximo nível.

**Função finalize:** o analisador deve finalizar a seqüência de disparo.

**Função reinicialize:** deve-se recomençar a seqüência de disparo no primeiro nível.

**Função desvio:** o analisador deve desviar a seqüência de disparo para um nível predeterminado definível pelo usuário.

As funções de disparo são implementadas no bloco de lógica de disparo (fig. 3).

**Captura de glitches** — Um *glitch* pode ser definido como qualquer sinal indesejável que "cruza" pelo menos duas vezes o nível de limiar, entre dois ciclos

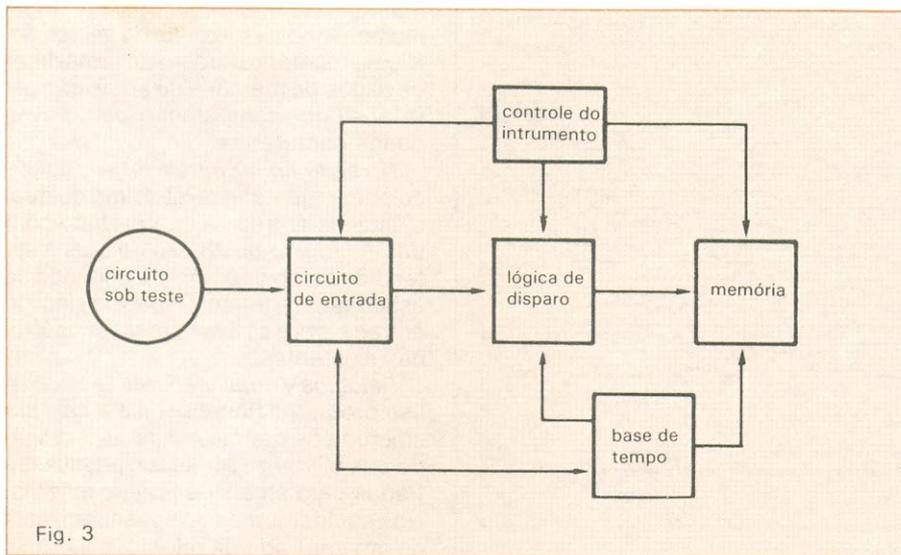


Fig. 3

Diagrama de blocos de um analisador lógico.

consecutivos de captura. Os analisadores lógicos que capturam *glitches* podem mostrá-lo nos diagramas de tempo de uma maneira diferenciada das transições comuns de sinal (10), (21).

**O analisador lógico AL-03B** — Face à criação de novos produtos pela indústria nacional de informática, surgiu a necessidade de um instrumento voltado à depuração e teste desses produtos. Em resposta a essa necessidade, o Laboratório de Subsistemas Integráveis da Escola Politécnica (LSI/EPUSP) tem mantido uma linha de desenvolvimento de analisadores lógicos, sendo o pioneiro no projeto e implementação de tais sistemas no Brasil (6). Dentro dessa linha de equipamentos, o modelo mais recente é o AL-03B, que está atualmente em fase de desenvolvimento (2).

O analisador lógico AL-03B dispõe de poderosos recursos para depuração circuitual e programacional, permitindo a análise de estado e tempo. O analisador aceita até quatro cartões de aquisição e análise de dados, usando qualquer combinação dos seguintes cartões:

- 8 canais de entrada, com frequência de captura de até 50 MHz. Permite a captura de *glitches* e tem uma profundidade de memória de aquisição de 1 024 palavras.
- 16 canais, com frequência de captura de até 15 MHz. Permite a demultiplexação de vias de dados e tem uma profundidade de memória de aquisição de 1 024 palavras.

As principais características do AL-03B são as seguintes:

- É possível que os cartões que estão operando sincronicamente disparem os cartões que estão efetuando captura assíncrona ou vice-versa, para auxi-

liar a depuração de problemas ligados à integração circuitual/programacional.

- Permite a análise de estados através de um reconhecedor de eventos com quatro níveis seqüenciais. Cada nível especifica um evento ligado a uma opção de ESPERE, REINICIALIZA ou DISPARE. É possível o controle de armazenamento em cada nível.

- Exibição dos dados capturados em tabelas de estado ou diagramas de tempo.

- Comunicação com o usuário através de um vídeo de 9" e um teclado no painel frontal com auxílio de *menus* orientados.

- Possibilidade de efetuar várias aquisições repetidas, sem necessidade de o usuário reiniciar manualmente a análise.

- Funções de comparação e busca de dados.

- Memória não volátil que permite armazenar *setups*.

- Possibilidade de "desmontagem"

das instruções dos microprocessadores mais populares.

As características mais comuns dos analisadores lógicos existentes no mercado podem ser encontradas na referência (3).

O AL-03B (1) pode ser dividido em blocos funcionais básicos, possuindo cada qual uma função específica (fig. 4). O vídeo e o teclado têm a função de executar a interface com o usuário. Já o sistema de controle tem, por função, controlar e gerenciar todo o fluxo de informações do AL-03B. É composto, basicamente, por um microprocessador MC 68000, um controlador de vídeo MC 6845 e um controlador de teclado 8279, da Intel. Possui, também, interface paralela e serial RS 232C. A interligação entre o sistema de controle e o módulo de análise lógica é efetuada através de um barramento que obedece ao padrão VME (12), (38).

O módulo de análise lógica pode ser considerado como o "coração" do AL-03B. Dele dependem todas as características de disparo e nele reside a possibilidade de efetuar um rastreamento seletivo. Ele também é o responsável por toda a interface elétrica com o sistema sob teste. O módulo de análise lógica pode ser decomposto nos blocos ilustrados pela figura 5.

Na base de tempo entram os relógios e qualificadores externos. A partir desses sinais é efetuado um processamento digital que visa obter o sinal de relógio que comandará o início de cada ciclo de captura de dados, além de fornecer o relógio interno e selecionar sua frequência, quando em operação assíncrona. Logo na entrada há um bloco que efetua a seleção da borda ativa dos relógios. Um outro bloco executa operações lógicas entre os qualificadores, resultando num único sinal de qualificação. Os relógios (já com a borda ativa selecionada), o sinal de

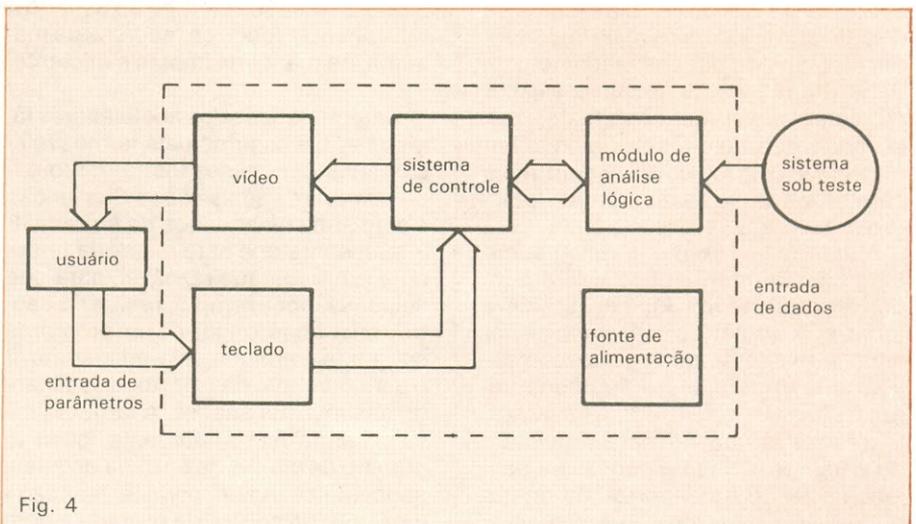


Fig. 4

Blocos funcionais básicos do AL-03B.

qualificação e o relógio interno entram num bloco que efetua a lógica entre relógios, gerando sinais de captura.

O módulo de aquisição de dados é responsável pela amostragem e armazenamento de dados, executando também a interface elétrica entre os dados a serem capturados e o restante do módulo de análise lógica. O circuito de entrada recebe os dados do sistema sob teste, eliminando eventuais ruídos e mantendo-os estáveis por um ciclo de captura. Esses dados são armazenados na memória de aquisição.

Os recursos que possibilitam o rastreamento seletivo estão contidos no seqüenciador de disparo, sendo por isto o bloco de maior importância do módulo de análise lógica. O contador de níveis, em conjunto com o contador de eventos, determina o estado interno do seqüenciador. A memória de funções especifica o tipo de seqüência a ser executada, enquanto o detector de eventos (evento é uma palavra válida para o nível de disparo corrente) é responsável pela indicação da chegada de um evento válido. A memória de eventos mostra quantas vezes o mesmo deve estar presente em um determinado nível.

A lógica de disparo efetua o processamento dessas informações, a fim de atualizar o estado interno do seqüenciador e verificar o fim da seqüência de disparo. Finalmente, o contador de atraso encarrega-se de contar o número de ciclos de captura a serem efetuados após o último nível de disparo. O

fluxo de uma seqüência típica de disparo pode ser visto na figura 6.

O circuito de controle tem por finalidade gerar os sinais necessários para que haja um funcionamento harmônico de todos os subsistemas que compõem o módulo de análise lógica. Deve também fazer a interface com o sistema de controle a microprocessador.

**Implementação física** — Após um profundo estudo de características de analisadores lógicos comerciais, optou-se pela construção de um analisador que fosse modular, possuindo diversos cartões de aquisição e análise com diferentes características e que pudessem ser livremente combinados pelo usuário (22), (23), (24), (25), (26), (27), (28), (29), (30), (31), (32). A escolha de uma arquitetura modular permite que, com o surgimento de circuitos integrados mais rápidos e densos, novos cartões de aquisição e análise, com maiores recursos, sejam implementados.

Uma vez que a operação do AL-03B processa-se em frequências elevadas, tornou-se necessário minimizar os tempos de atraso, a fim de alcançar tais frequências. Apresentaram-se, então, três tecnologias para implementação dos circuitos eletrônicos: ECL (37), TTL *Schottky* (34) e TTL *Advanced Schottky* (35), (36). Os itens que influenciaram a escolha foram velocidade, consumo, custo, disponibilidade e familiaridade com a tecnologia. Analisando todos estes itens, a escolha recaiu sobre a família TTL *Advanced Schottky*.

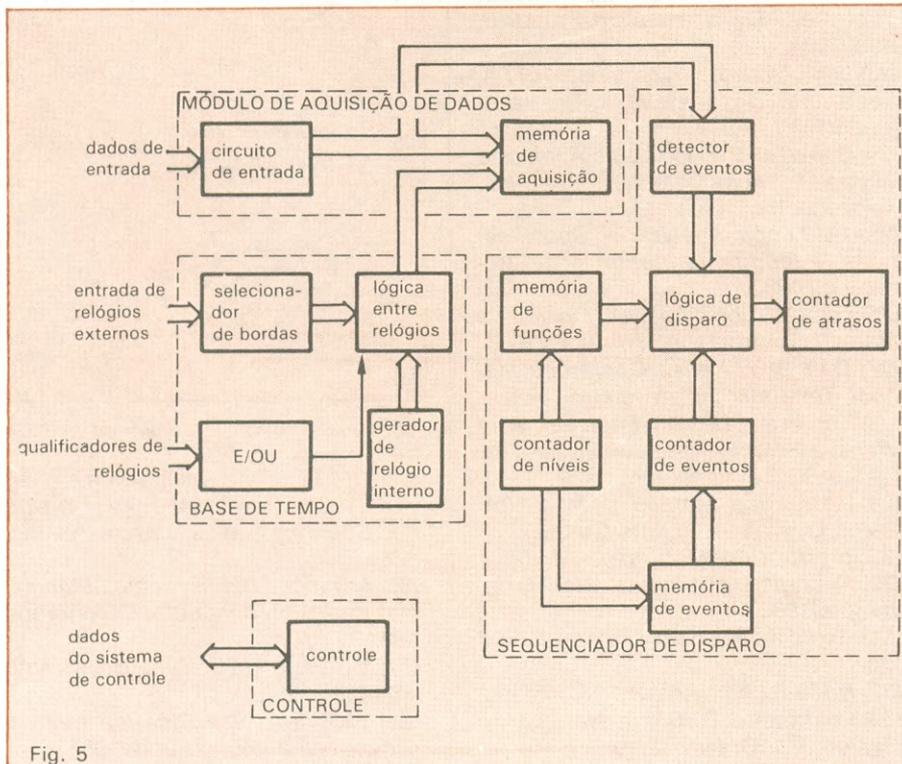


Fig. 5

Diagrama de blocos do módulo de análise lógica.

## DICIONÁRIO DE INFORMÁTICA 4.ª EDIÇÃO por SUCESU

O presente Dicionário tem por finalidade transformar-se em instrumento útil a todos aqueles que tenham qualquer relacionamento com a informática ou que, por suas atividades profissionais ou culturais sejam levados a se aprofundar em quaisquer das aplicações do computador. Cr\$ 135.000

### NOVIDADES EM ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

HIGH-FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES - Chrissy	Cr\$ 620.000
ELECTRONIC AND SWITCHING CIRCUITS - Bozic	Cr\$ 270.000
DATA COMMUNICATIONS, NET- WORKS AND SYSTEMS - Bartee	Cr\$ 640.000
ELECTRONICALLY HEARING: COMPUTER SPEECH RECOGNITION Cater	Cr\$ 224.000
ELECTRONIC PROTOTYPE CONSTRUCTION - Kasten	Cr\$ 288.000
UNDERSTANDING IC OPERATIONAL AMPLIFIERS - 2nd Edition - Melen/Garland	Cr\$ 145.000
ELECTRONICS AND MICROCOM- PUTER CIRCUITS - 146 PRACTICAL PROJECTS - Tokheim	Cr\$ 160.000
THE PRACTICAL GUIDE TO THE IBM-PC/AT - Foster	Cr\$ 320.000
IBM PC/XT - BASIC PROGRAMMING AND APPLICATIONS - Nashelsky/ Boylestad	Cr\$ 240.000
8088 ASSEMBLER LANGUAGE PROGRAMMING: THE IBM PC - Willen/Krantz	Cr\$ 260.000
BASIC SUBROUTINES FOR THE IBM PC AND PCjr - Porter/Rezmer	Cr\$ 240.000
INTRODUCING PC-DOS AND MS-DOS - A GUIDE FOR BEGIN- NING AND ADVANCED USERS - Sheldon	Cr\$ 304.000
GRAPHICS PROGRAMMING IN BASIC FOR THE IBM-PC/XT AND PC-AT - Grice	Cr\$ 288.000
ADVANCED IBM PC GRAPHICS - STATE OF THE ART - Hyman	Cr\$ 351.000
HOW TO REPAIR AND MAINTAIN YOUR OWN IBM/XT - P.S.P.	Cr\$ 480.000
DISCOVERING MS-DOS - O'Day	Cr\$ 256.000
RS-232 MADE EASY: CONNECTING COMPUTERS, PRINTERS, TERMI- NAL AND MODEMS - Seyer	Cr\$ 352.000
EXPANDING AND MAINTAINING YOUR APPLE COMPUTER - Morrison	Cr\$ 272.000
A BIT OF APPLESOFT BASIC - Critchfield/Dwyer	Cr\$ 207.000
PROGRAMMING & INTERFACING THE 6502, WITH EXPERIMENTS - De Jong	Cr\$ 287.000
ADVANCED 6502 INTERFACING - Holland	Cr\$ 223.200
PRINCIPLES OF CMOS VLSI DESIGN - A SYSTEMS PERSPECTIVE - Weste/Eshraghian	Cr\$ 640.000
APPLICATION PROTOTYPING - A REQUIREMENTS DEFINITION STRATEGY FOR THE 80s - Boar	Cr\$ 480.000
<b>MANUAIS DA APPLE COMPUTER, INC.</b>	
PRODOS TECHNICAL REFERENCE MANUAL - Include Disk	Cr\$ 480.000
APPLESOFT TUTORIAL - Include disk	Cr\$ 480.000
BASIC PROGRAMMING WITH PRODOS - Include Disk	Cr\$ 480.000
APPLESOFT BASIC PROGRAMMER'S REFERENCE MANUAL	Cr\$ 368.000

# LITEC

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

Outro inconveniente que resulta da alta frequência de operação é o surgimento de problemas de interligações entre os componentes, uma vez que elas começam a se comportar como linhas de transmissão, obrigando a utilização de técnicas apropriadas a circuitos de alta frequência (15), (16), (17), (18), (19), (20), (39).

**Conclusões** — Atualmente estão em andamento os testes de hardware do AL-03B e a implementação de seu sistema operacional. Em fase final de testes, encontra-se uma versão preliminar de estudos (AL-03A), que tem apresentado resultados amplamente satisfatórios, evidenciando assim a possibilidade da construção de um aparelho, utilizando tecnologia genuinamente nacional, que atenda à reais necessidades de nossa indústria de informática.

**Bibliografia**

(1) Korps, A., Jr.; Souza, C. L. *Descrição Preliminar de Hardware do AL-03B*, LSI/EPUSP, 1985.  
 (2) Miracca, B. B.; Fidalgo, C. J. C., *Manual de Operação do Analisador Lógico AL-03B*, LSI/EPUSP, 1985.  
 (3) Korps, A., Jr.; Beda, C. A. F.; Souza, C. L., *Analisadores Lógicos: Características e Utilização*, LSI/EPUSP, 1984.  
 (4) Korps, A., Jr.; Souza, C. L. *Descrição de Hardware do AL-03A*, LSI/EPUSP, setembro/1984.  
 (5) Dittman, P.; Glasby, D.; Benenati, C., *Logic Analyzers Simplify System Integration Tasks*, Computer Design, março/1981.  
 (6) Hasegawa, L. N.; Costa, S. S., *Analisador Lógico AL-02, Versão Final*, LSI/EPUSP, 1983.  
 (7) Small, C. H., *Analyzers*, EDN, 9 de fevereiro de 1984.  
 (8) Haag, G. A., *A Logic State Analyzers for Evaluating Complex State Flow*, Hewlett-Packard Journal, 1978.  
 (9) Smith, J. H., *A Logic State Analyzer for Microprocessor System*, Hewlett-Packard Journal, 1977.  
 (10) Scharrer, J. A.; Wickliff, R. G., Jr.; Martin, W. D., *Interactive Logic State and Timing Analyzers for Tracking Down Problems in Digital Systems*, Hewlett-Packard Journal.  
 (11) Riezenman, M., *Logic Analyzers Spurred by Microprocessor, Move On to Foster Track*, Electronic Design, 25 de novembro de 1982.

(12) Balph, T., *VMEbus, A  $\mu$ P Bus for the Future*, Digital Design, agosto/1982.  
 (13) Brock, G., *Logic Analyzers Conquer LSI Complexity*, Computer Design, janeiro/1981.  
 (14) Greer, W. T., Jr., *Speed up Power Down for Bipolar Logic*, Computer Design, novembro/1984.  
 (15) De Falco, J. A., *Reflection and Crosstalk in Logic Circuit Interconnections*, IEEE Spectrum, julho/1970.  
 (16) Southard, R. K., *Interconnection System Approaches for Minimizing Data Transmission Problems*, Computer Design, março/1981.  
 (17) Davidson, M., *Understanding the High Speed Digital Logic Signal*, Computer Design, novembro/1981.  
 (18) Montgomery, D., *Borrowing R. F. Techniques for Digital Design*, Computer Design, maio/1982.  
 (19) Balakrishnan, R. V., *Eliminating Crosstalk over Long Distance Busing*, Computer Design, março/1982.  
 (20) Bain, M.; Durigan, H. J.; Lindenojm, V.; Sato, Y., *Um Novo Cabo para Transmissão de Dados — Desenvolvimento e Aplicações*.  
 (21) Milne, R., *Logic Analyzers Mount a Three-pronged Attack on Hardware and Software Debugging*, Electronic Design, 15 de setembro de 1983.  
 (22) *Models 1630 A/D/G Logic Analyzer*, Technical Data, Hewlett-Packard, abril/1984.  
 (23) *Logic State Analyzer Model 1611 A*, Technical Data, Hewlett-Packard, junho/1981.  
 (24) *Sony/Tek 318/338 Logic Analyzers — Specifications Ordering Information*, Tektronix Inc., 1983.  
 (25) *1240 Logic Analyzer — Specifications Ordering Information* — Tektronix Inc., 1983.  
 (26) *The 1240 Logic Analyzer Operator's Manual*, Tektronix Inc., outubro/1983.  
 (27) *DAS 9100 Series Operator's Manual*, Tektronix Inc., fevereiro/1982.  
 (28) *For Every Design Engineer Who Wants a Friendlier Logic Analyzer*, TEK DAS 9100, Tektronix Inc., 1982.  
 (29) *Instruction Manual LAM 4850A*, Dolch Logic Instruments GmbH.  
 (30) *Instruction Manual LAM 3250*, Dolch Logic Instruments GmbH, dezembro/1980.  
 (31) *Gould K-205 Logic Analyzer*, Gould Inc.  
 (32) *K 105-D Logic Analyzer*, Gould Inc.  
 (33) Peatman, J. B., *Digital Hardware e Design*, MacGraw-Hill, 1982.  
 (34) *The TTL Data Book*, Texas Instruments Inc., 1976.  
 (35) *The TTL Data Book*, volume 3, *Advanced Low Power Schottky — Advanced Schottky*, Texas Instruments Inc., 1984.  
 (36) *Advanced Bipolar Logic Databook*, National Semiconductor Corporation, 1982.  
 (37) *Motorola MECL Data Book*, Motorola Inc., 1982.  
 (38) *VME Bus Specification Manual*, Signetics/Philips, outubro/1981.  
 (39) Mariotto, P. A., *Ondas e Linhas*, Guanabara Dois, 1981.

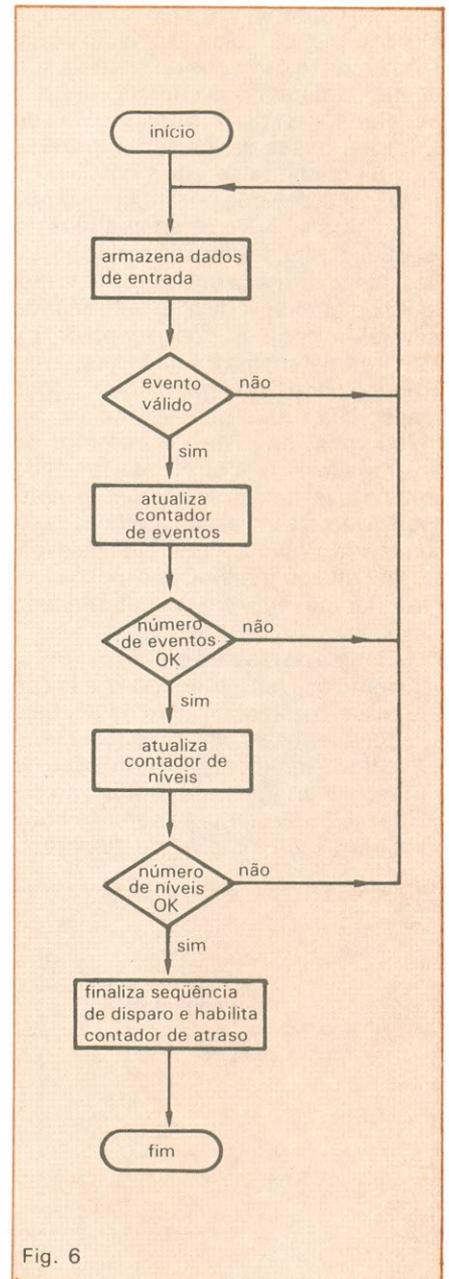


Fig. 6

Seqüência típica de disparo do AL-03B.

# O que determina o consumo de potência nos CMOS

---

Esta família de integrados registra várias formas típicas de consumo de potência; aqui, o estudo de cada uma delas, bem como do papel desempenhado pelo fator frequência

---

**J**á tivemos a oportunidade de mostrar rapidamente a dependência do consumo de potência da família CMOS em função da frequência. Vamos retornar agora ao assunto, analisando-o com maior profundidade. O consumo de potência numa família CMOS pode ser dividido nos seguintes componentes:

a) Potência quiescente, que é consumida pela porta lógica quando não temos sinais aplicados às suas entradas.

b) Cargas e descargas das capacitâncias parasitárias internas, que ocorrem por meio dos dispositivos TEC-MOS, produzindo o efeito joule responsável pelo consumo de potência.

c) Transientes de corrente quando ambos os transistores, de canal N e canal P, conduzem simultaneamente durante as transições. Como estas conduções dependem da inclinação das transições de entrada, temos que estabelecer algumas condições para estes sinais.

d) Cargas e descargas das capacitâncias de carga externa do circuito.

Consideremos de início a potência quiescente. Normalmente, ela é de cinco a sete ordens de grandeza inferior à potência consumida por um CI de função equivalente da família LTT *Schottky* de baixa potência. Embora

seja pequena, a potência quiescente CMOS pode chegar teoricamente a zero, uma vez que nas portas CMOS não há trajetos de corrente contínua para a terra. Todavia, o grau de domínio da tecnologia no tratamento das superfícies e os custos envolvidos, bem como a própria natureza dos semicondutores, acabam permitindo a ocorrência de um pequeno fluxo de corrente de fuga, não somente através dos TEC-MOS cortados, mas, também, por meio das junções reversamente polarizadas do CI. Esta corrente de fuga decorre principalmente das inversões superficiais de população e dos portadores de carga gerados termicamente nas zonas de depleção. Com o aumento da temperatura de operação do CI, registra-se um aumento exponencial desses portadores indesejáveis, ampliando desta forma a corrente de fuga.

Para todos os CMOS, esta corrente de fuga é especificada como  $I_{cc}$ . É, portanto, a corrente CC que flui da tensão de alimentação  $V_{cc}$  para a terra quando todas as entradas dos CIs são mantidas constantes em 0 volt ou em  $+V_{cc}$ , e todas as saídas estão em valor constante e dispõem apenas de cargas capacitivas.

Denominemos este estado de operação quiescente. Na figura 1, reprodu-

zimos a seção transversal de um inversor CMOS cavidade P, sem considerarmos os circuitos de proteção. De qualquer modo, podemos observar a existência dos diodos  $D_1$ , inversão de canal P-substrato;  $D_2$ , dreno TEC-MOS canal P-substrato;  $D_3$ , cavidade P-substrato;  $D_4$ , dreno TEC-MOS canal N; e  $D_5$ , inversão de canal N substrato, que geram zonas de depleção associadas às correntes de fuga. Também ocorre na cavidade P a formação de TEC-MOS canal N parasitários, que geram correntes de fuga superficiais. Na figura 2, ilustramos o efeito de todas estas correntes de fuga em relação ao circuito. Observe ainda que um bom controle da qualidade da superfície pode eliminar os TEC-MOS parasitários  $T_3$  e  $T_4$ , além de reduzir consideravelmente as correntes  $I_2, I_3, I_4$  — ou seja, os principais componentes de  $I_{cc}$ .

Como exemplo de consumo de potência quiescente, podemos considerar a família CMOS de alto desempenho, produzida pela National (MM54HC/MM74HC). Nessa família, está especificado o  $I_{cc}$  médio para as temperaturas de 25°C, 85°C e 125°C, considerando-se diferentes níveis de complexidade de circuitos. Estes dados estão apresentados na Tabela 1.

Para se obter a potência quiescente

de um CMOS dessa família, basta multiplicar  $I_{cc}$  pela tensão de alimentação, que, no caso da Tabela 1, resulta, respectivamente, em 0,12 mW, 0,24 mW e 0,48 mW, para uma temperatura de 85°C e 6 V de alimentação.

### Capacitâncias parasitárias — As

demais componentes de consumo-dissipação de potência resultam da chamada potência dinâmica. A carga e descarga das capacitâncias internas são similares à carga e descarga das capacitâncias externas, exceto pelo fato de que as capacitâncias parasitárias internas pertencem à pastilha e à car-

caça do CI. Considerando, por exemplo, dois circuitos inversores em cascata, sem a presença de circuitos de proteção, apresentamos na figura 3 as principais capacitâncias parasitárias nodais. As capacitâncias  $C_1$  e  $C_2$  são aquelas associadas à superposição da área de porta e às regiões de fonte e canal dos TEC-MOS canal P e canal N, respectivamente. A capacitância  $C_3$  é resultante da superposição da área de porta e região de dreno para ambos os transistores do inversor, sendo conhecida como capacitância de Miller. Finalmente, as capacitâncias  $C_4$  e  $C_5$  são aquelas associadas às funções de dreno de cada TEC-MOS, com relação à terra e a  $+V_{cc}$ , e adicionadas às capacitâncias das tiras metálicas de interconexão sobre a cavidade P e sobre o substrato N. Deste modo, a capacitância interna total vista pelo inversor um, alimentando o inversor dois, é dada por:

$$C_{t1} = C_1 + C_2 + 4C_3 + C_4 + C_5$$

Na relação acima, adotamos  $4C_3$ , porque estamos computando  $C_3$  nos dois inversores (no caso, poderíamos considerar apenas um dos  $C_3$  e ter  $2C_3$  na fórmula), e temos dupla transição entre os terminais de  $C_3$  (por exemplo, com a entrada passando de 0 a  $+V_{cc}$  e a saída passando de  $+V_{cc}$  a 0). Posto isso, no circuito equivalente, quando a entrada passa instantaneamente de  $+V_{cc}$  a 0, a saída passa de 0 a  $+V_{cc}$ . Assim temos  $T_1$  conduzindo e  $T_2$  cortado. A potência média num ciclo em  $T_1$  é dada por:

$$P_{\text{médio}T_1} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{cc} - V_s) i_c dt$$

Nessa expressão,  $V_s$  é a tensão de saída e  $i_c$  a corrente que circula por  $T_2$  e carrega  $C_t$ . Esta situação está demonstrada no circuito da figura 4. Num capacitor podemos escrever que:  $i_c = C_t dv_s/dt$  e, desse modo:

$$P_{\text{médio}T_1} = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{cc} - V_s) C_t \frac{dv_s}{dt} dt$$

Substituindo a variável  $t$  pela variável  $V_s$ , devemos considerar que no intervalo  $T$  a tensão de saída passará de 0 a  $+V_{cc}$ . Dessa forma, obtemos:

$$P_{\text{médio}T_1} = \frac{1}{T} \int_0^{+V_{cc}} C_t (V_{cc} - V_s) dv_s$$

Integrando, obtemos:

$$P_{\text{médio}T_1} = \frac{C_t}{2T} V_{cc}^2$$

Na transição inversa, com a entrada passando **instantaneamente** de 0 a  $+V_{cc}$ , a saída passa de  $+V_{cc}$  a 0, com

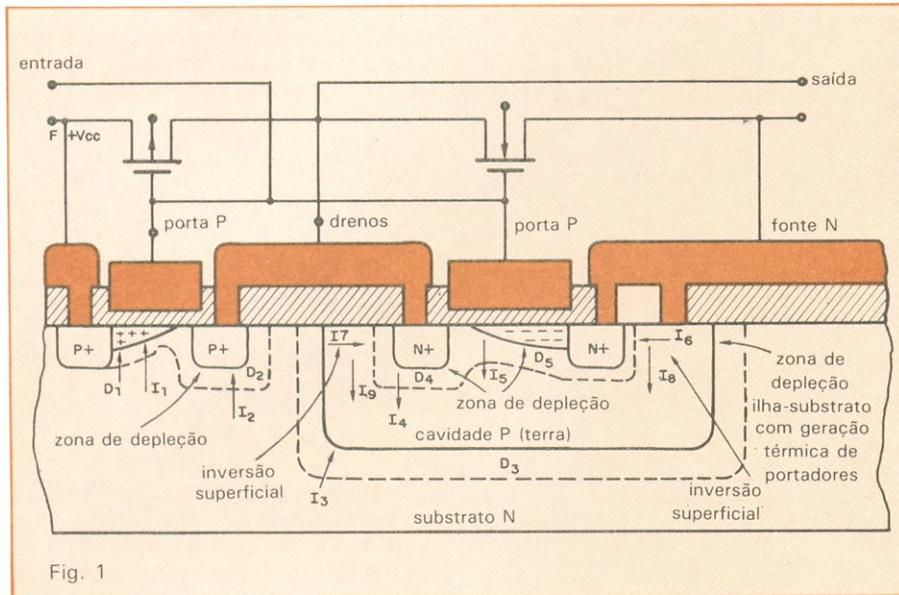


Fig. 1

Seção transversal de um inversor CMOS com correntes de fuga.

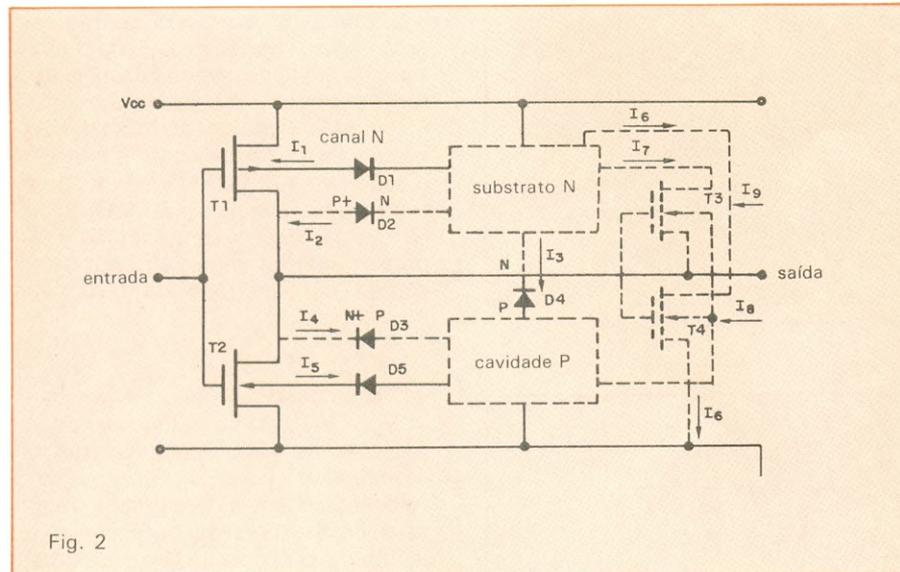


Fig. 2

Representação em circuitos dos principais elementos parasitários e das principais correntes de fuga.

### Correntes de fuga em diferentes temperaturas (família MM54HC/74HC)

Tabela 1

Temperatura ambiente	Porta simples	Acopladores	Intr. Média Escala
25°C	2,0 µA	4,0 µA	8,0 µA
85°C	20 µA	40 µA	80 µA
125°C	40 µA	80 µA	160 µA

Tensão de alimentação 6 V

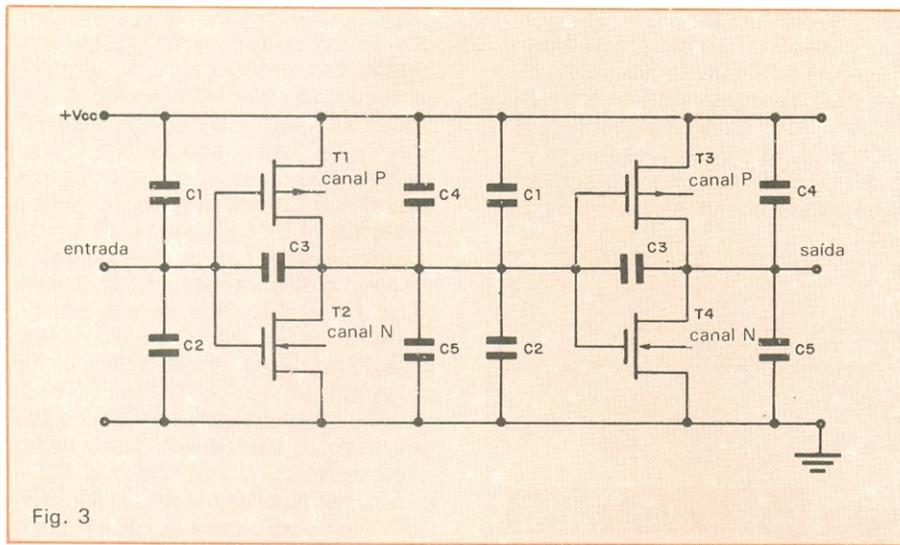


Fig. 3

Capacitâncias parasitárias em inversores CMOS (em cascata).

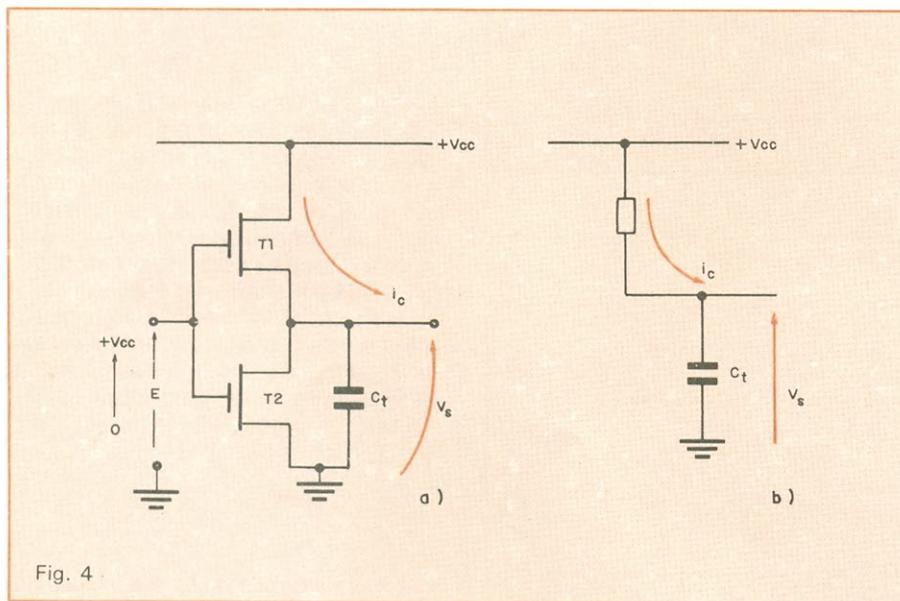


Fig. 4

Circuito inversor CMOS na carga de \$C\_t\$; a) circuito em termos de \$T\_1, T\_2\$ e \$C\_t\$; b) circuito equivalente.

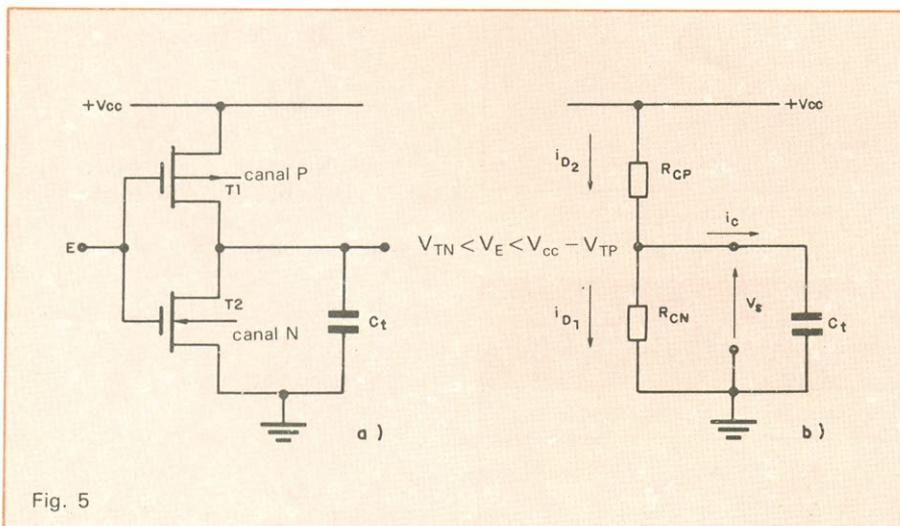


Fig. 5

a) Circuito inversor CMOS; b) circuito equivalente quando ambos os TEC-MOS conduzem.

\$T\_2\$ conduzindo e \$T\_1\$ cortado. Nesse caso, a potência média dissipada em \$T\_2\$ é dada por:

$$P_{\text{médior}_{T_2}} = \frac{1}{T} \int_0^T C_t V_s \frac{dv_s}{dt} dt$$

pois a corrente de descarga do capacitor a menos do sinal é a mesma que circula pelo transistor \$T\_2\$.

Substituindo-se \$t\$ por \$V\_s\$, tendo em conta que para \$t = 0, V\_s = +V\_{cc}\$ e para \$t = T, V\_s = 0\$, obtemos:

$$P_{\text{médior}_{T_2}} = \frac{1}{T} \int_{+V_{cc}}^0 C_t V_s dv_s$$

OU

$$P_{\text{médior}_{T_2}} = \frac{C_t}{2T} + V_{cc}^2$$

Tendo em conta que \$f = 1/T\$, a potência total nos transistores é dada por:

$$P = C_t V_{cc}^2 f$$

**Transientes de corrente** — Na dedução da expressão acima, consideramos transições instantâneas no sinal de entrada. Caso isto não ocorra, ambos os transistores conduzirão durante a transição, introduzindo na fonte um impulso de corrente e aumentando a potência dissipada. Trata-se da transição tipo C. Sabemos que os transistores de efeito de campo possuem uma tensão de transição \$V\_T\$, onde ocorre a inversão de população do canal, e provoca uma condução significativa no dispositivo. Admitindo uma tensão de transição \$V\_{TN}\$ para o TEC-MOS canal N, e uma tensão de transição \$-V\_{TP}\$ para o canal P, teremos ambos os transistores em condução quando ocorrer:

$$V_{cc} \geq V_{TN} - (-V_{TP}) = V_{TN} + V_{TP}$$

Nesse caso, e quando \$V\_{TN} < V\_E < V\_{cc} - V\_{TP}\$, o circuito do inversor fica reduzido ao circuito equivalente demonstrado na figura 5b. Equacionando-se o problema no presente caso, chega-se a uma expressão com um termo idêntico à potência de \$C\_t\$ e outro termo proporcional ao cubo de \$V\_{cc}\$. Trata-se de um termo pequeno em relação ao de \$C\_t\$, se as transições de entrada forem rápidas em relação às transições de saída.

Além disso, como ambos os termos ocorrem em todos os ciclos, eles são proporcionais à frequência, caso as transições de entrada e saída forem razoavelmente inferiores ao período de recorrência do sinal. Daí surge a idéia de combinar o efeito de \$C\_t\$ com o das transições, definindo-se uma capacitância interna equivalente para a dissipação de potência.

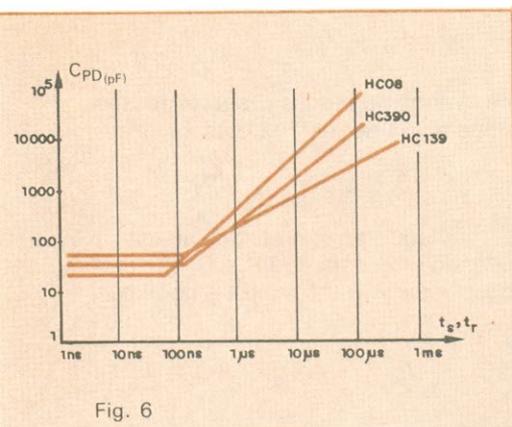


Fig. 6

Comparação do comportamento de  $C_{PD}$  em função dos tempos de subida e descida das entradas para os CIs indicados.

Desse modo, a potência dissipada sem carga num CI CMOS:

$$P_d = C_{PD} V_{cc}^2 f + I_{cc} V_{cc}$$

onde  $C_{PD}$  é a capacitância equivalente da potência dissipada.

Devemos observar que, no caso de os tempos de subida e descida do sinal de entrada tornarem-se cada vez mais longos, a potência dissipada em função da corrente de chaveamento vai tornar-se sempre mais dependente do

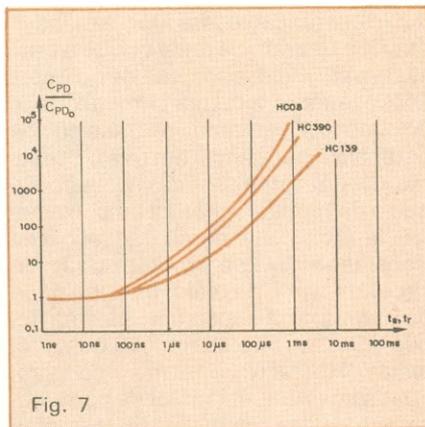


Fig. 7

$C_{PD}$  normalizado efetivo para tempos de subida e descida de entrada lentos:  $t_d = t_s$ .

tempo em que os transistores do inversor CMOS permanecerem simultaneamente ativos. Dessa forma,  $C_{PD}$  afasta-se cada vez mais do valor fornecido pelo manual. Na figura 6, está demonstrado o comportamento de  $C_{PD}$  em função dos tempos de transição do sinal de entrada para os CIs MM54HC/MM74HC08, MM54HC/MM74HC139 e MM54HC/MM.

Para uma boa comparação entre as três curvas, elas foram divididas pelo valor de  $C_{PD}$  do CI específico, corres-

pondente a transições rápidas de entrada. Esse valor é representado por  $C_{PD0}$ , que é normalmente fornecido pelos manuais. Já na figura 7, constatamos que  $C_{PD}$  fica constante para tempos de subida e descida de entrada até 20 ns, após o que sobe, tendo uma inclinação de 1, aproximadamente linear. Evidentemente, os CIs apresentam diferentes comportamentos para  $C_{PD}$ , devido à natureza de suas constituições internas.

Um ponto importante dessa discussão é que entradas não utilizadas, que não estejam em tensão de entrada estabelecida, ou ainda em  $V_{cc}$  ou em 0 volt, podem eventualmente ocasionar um aumento drástico no consumo de potência, pela mesma razão que determinam tempos de transição lentos na entrada. Se uma tensão de entrada estiver entre os valores  $V_{TN}$  e  $V_{cc} - V_{TN}$ , os TEC-MOS canal N e P estarão conduzindo um mais do que o outro, gerando um trajeto de corrente CC significativa para a terra.

Resta examinar a contribuição da capacitância parasitária externa e da capacitância de carga para a dissipação da potência. Tal como  $C_t$ , a capacitância de carga produz uma dissipação de potência dada por:

$$P_c = C_c V_{cc}^2 f$$

## Fontes Chaveadas

SOLUÇÃO ECONÔMICA E CONFIÁVEL PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO EM EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS MODERNOS

- Sistemas totalmente desenvolvidos e fabricados no Brasil
- Alta confiabilidade (1 ano de garantia) e estabilidade
- Volume e peso mínimos
- Modelos de linha: 35 — 70 — 150 — 400 w
- Sob encomenda modelos especiais, sem requisitos de quantidades
- Apresentação em: "open frame", diferentes tipos de gabinetes e para rack 19"
- Nossos modelos tem: rendimento maior: 70%, proteção de curto-circuito em todas as saídas, proteção de sobrecarga por limitação de potência, proteção de sobretensão tipo "crowbar", frequência de chaveamento superior a 22 kHz (não produz interferências em monitores de vídeo), filtros supressores de interferência, proteção contra transientes de linha, seleção de tensão 110/220 V por jumper. Ampla faixa de variação de tensão e frequência de entrada.

CONSULTE O NOSSO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA PARA MODELOS ESPECIAIS

**Electroamar**

ELECTRO CAMAR Indústria, Comércio, Importação e Exportação Ltda.  
Rua Padre José de Anchieta, 1055 (S. Amaro)  
PBX (011) 521-8400 — Telex 011-38404 ELCR  
CEP 04742 São Paulo, SP  
Fabricado por Halltec do Brasil Ind. e Com. Ltda.

## COMPUTAÇÃO ELETRÔNICA !



NÃO PERCA TEMPO! SOLICITE INFORMAÇÕES AINDA HOJE! GRÁTIS

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

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

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

● CONSULTE-NOS SOBRE OS PLANOS DE FINANCIAMENTO DE MICROCOMPUTADORES.

CURSO POR CORRESPONDÊNCIA

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

Nome .....  
Endereço .....  
Bairro .....  
CEP ..... Cidade ..... Estado .....

NE-105

Nesse ponto, é necessário chamar a atenção para o fato de que, se nem todas as saídas de um CI chaveiam na mesma frequência, como é o caso de contadores, o consumo de potência deve ser calculado de acordo com a potência consumida em cada saída. Desse modo, temos:

$$P_c = V_{cc}^2 (C_{c1} f_1 + C_{c2} f_2 + \dots + C_{cn} f_n)$$

Concluindo, a potência total num integrado CMOS pode ser calculada por:

$$P_c = (C_{PD} + C_c) V_{cc}^2 f + V_{cc} I_c$$

Resumindo o que foi discutido quanto aos blocos inversores CMOS simples, temos uma potência consumida variando entre 0 e 5 mW, quando variamos as frequências das transições entre 0 e 5 MHz. Cada um dos componentes de frequência pode ser facilmente determinado: a corrente quiescente  $I_{cc}$  é fornecida normalmente pelo manual. A potência devida à carga e descarga das capacitâncias internas e parasitárias e a potência resultante da condução momentânea dos transistores, durante a transição, são normalmente fundidas entre si, gerando a capacitância equivalente  $C_{PD}$ . Grosso modo, estas potências são proporcionais à frequência e ao quadrado da tensão de alimentação. Finalmente, a potência relativa à capacitância de carga e às capacitâncias parasitárias externas também são proporcionais à frequência e ao quadrado da tensão de alimentação.

**Consumo de potência** — Na figura 8, apresentamos uma série de gráficos, ilustrando o consumo típico de potência em função da frequência das famílias de circuitos digitais (considerando uma tensão de alimentação de +5 V). Atente para o fato de que, além do baixíssimo consumo de potência quiescente, a família CMOS permite a operação com baterias e fontes não reguladas. Isto porque a tensão de alimentação contínua nessa família pode variar entre 3 e 15 V, afetando com esta variação apenas o tempo de propagação dos sinais e os tempos de transição. Todavia, sem proteção de limite máximo de corrente externa, não é conveniente ultrapassar, mesmo momentaneamente, o limite especificado para  $V_{cc\text{máx}}$ , para não provocar a destruição do circuito.

Atualmente, a família mais habilitada a concorrer com a CMOS em termos de velocidade e potência é a LTT Schottky de baixa potência. Por isso, vamos estabelecer algumas comparações com esta família. Na figura 9, apresentamos gráficos que ilustram o aumento da corrente média de alimen-

tação em função da frequência. Observe que a frequência onde ocorre a transição para maior consumo de potência CMOS aumenta com a complexidade do circuito. Chamamos de transição de potência a frequência em que o consumo CMOS torna-se mais elevado do que o da família Schottky de baixa potência. O aumento dessa frequência de transição devido à complexidade do circuito resulta da maior possibilidade de o circuito não operar na máxima frequência. Observe na figura 9 que a família 54HC/74HC consome uma quantidade ligeiramente maior de corrente, em virtude das dimensões mais amplas dos acopladores de saída.

Para melhor estudarmos o aumento da frequência de transição de potência, consideramos integrados equivalentes, fabricados com as tecnologias CMOS e LTT Schottky de baixa potência. Na Tabela 2, apresentamos o CI genérico, composto de diferentes blocos de consumo de potência equivalente que, todavia, operam em diferentes potências. No caso da família CMOS, a potência quiescente  $P_q$  é desprezível, de modo que podemos considerar a potência total dada por:

$$P_t = P_1 + \frac{P_1}{2} \frac{P_1}{4} \dots \frac{P_1}{2^{n-1}}$$

se tivermos  $n$  blocos. A expressão acima pode ainda ser escrita como:

$$P_{t\text{CMOS}} \leq 2 P_1$$

Já no caso do LTT Schottky de baixa potência, o consumo total é dado por:

$$P_{t\text{LTT}} = n P_q + P_1 + \frac{P_1}{2} \dots \frac{P_1}{2^{n-1}}$$

se tivermos  $n$  blocos. Esta expressão pode ainda ser escrita como:

$$P_{t\text{LTT}} \leq n P_q + 2 P_2$$

Igualando as expressões acima — e tendo em conta que  $P_1$  e  $P_2$  são proporcionais à frequência — podemos escrever:

$$2 C_{\text{CMOS}} V_{cc}^2 f_T = n P_q + 2 C_{\text{LTT}} V_{cc}^2 f_T$$

e daí:

$$f_T = \frac{n P_q}{2 V_{cc}^2 (C_{\text{CMOS}} - C_{\text{LTT}})}$$

Na expressão, verificamos que só temos cruzamento se  $C_{\text{CMOS}} \geq C_{\text{LTT}}$ . Se isso ocorrer, é possível verificar que a frequência de transição aumenta com o número de estágios que operam em menor frequência.

Estudemos alguns exemplos práticos de redução de potência consumida, considerando inicialmente transceptores CMOS versus LTT/LS. Na figura 10, há um gráfico ilustrando esse consumo de potência em função da frequência. Até uma frequência de transição de 10 MHz, o transceptor CMOS 74HC243 consome muito menor potência do que seu equivalente LTT/LS. Observe-se que o ciclo de ativação do CI raramente atinge 10 MHz, operando normalmente na faixa de quilohertz. A potência consumida no CMOS é função linear das contribuições individuais de cada um dos transceptores.

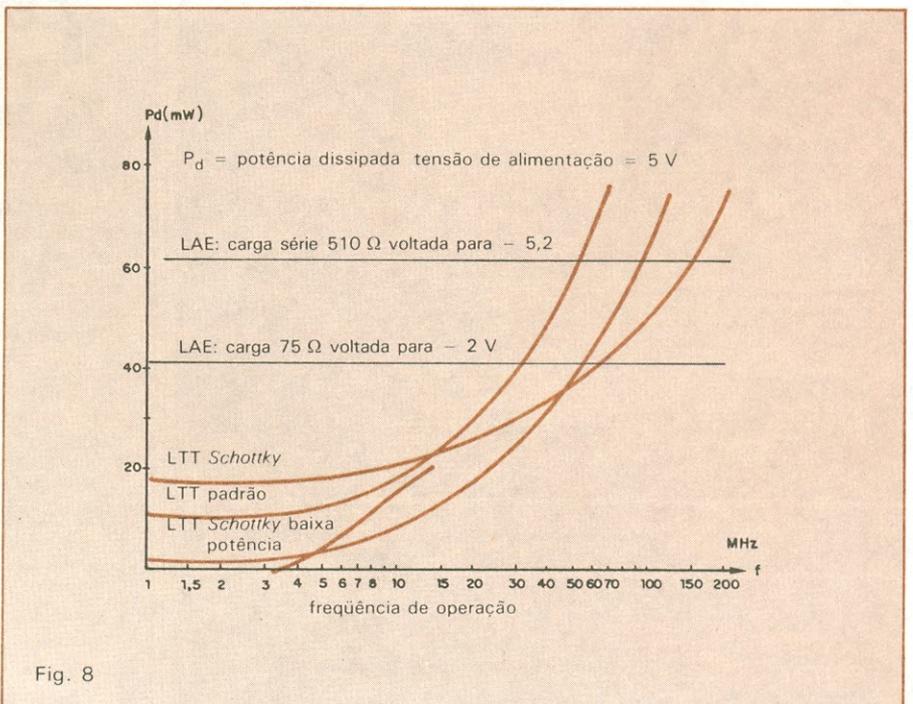


Fig. 8

Consumo de potência para diferentes famílias de circuitos integrados digitais.

No LTT/LS, todavia, a potência depende da operação CC de todo o CI até 1 MHz. Além disso, o excesso de potência torna-se proporcional ao número de transistores chaveados.

Na Tabela 3, temos um exemplo típico de economia de potência dos CMOS em comparação aos LTT/LS. Estão sendo considerados, no caso, seis biestáveis tipo D, que dividem a frequência de 8 MHz até 125 kHz. No primeiro estágio do divisor, onde a frequência é maior, o CMOS HCT consome uma potência 40% menor do que o LTT/LS. A diferença é ainda mais dramática com a redução da frequência.

Como consideração final, vale a pena registrar que o limite de dissipação de potência de um CI é determinado pela carcaça utilizada em seu encapsulamento. Tanto carcaças plásticas como cerâmicas podem dissipar até 500 mW. Este limite é raramente alcançado em típicas aplicações de alta velocidade. Contudo, como algumas famílias CMOS — a MM54C/MM74HC, por exemplo — têm grande capacidade de fornecer e drenar correntes, pode ocorrer que, em algumas condições, seja atingido o valor de 500 mW. Observe que esse valor máximo deve ser reduzido de 12 mW/°C, a partir de 65°C, para as carcaças plásticas, e de 100°C, para as carcaças cerâmicas. Com isso, a máxima dissipação de potência em 70°C é dada por  $500 - 12(70 - 65) = 440$  mW. Para as carcaças plásticas, a máxima temperatura ambiente permitida é 85°C, e para as carcaças de cerâmica, 125°C.

## Bibliografia

*Compêndio de Microeletrônica — Livro 1 — Processos e Tecnologias* — J. A. Zuffo — Ed. Guanabara Dois, 1984, págs. 194-203.

*54C/74C Family Characteristics* — T. P. Redfen, Application Note AN-90 — National Semiconductor.

*HC-CMOS Power Dissipation* — K. Karakotsios — AN-303 — National Semiconductor, junho de 1983.

*Power-supply Considerations for CMOS/MOS Devices* — H. L. Pujol — ICAB — 6576 RCA, 1980.

*CMOS, The Ideal Logic Family* — S. Calebotta, AN-77 — National Semiconductor.

*Fast CMOS Logic Bids for TTL Sockets in Most Systems* — R. E. Funk — *Electronics*, 5 de abril de 1984, págs. 134-137.

## Consumo de potência com base na frequência

Tabela 2

Bloco operando na frequência $f/16$ $P = P_1/16$	Bloco operando na frequência $f/32$ $P = P_1/32$	Bloco operando na frequência $f/16$ $P = P_2/16 + P_q$	Bloco operando na frequência $f/32$ $P = P_2/32 + P_q$
Bloco operando na frequência $f/4$ $P = P_1/4$	Bloco operando na frequência $f/8$ $P = P_1/8$	Bloco operando na frequência $f/4$ $P = P_2/4 + P_q$	Bloco operando na frequência $f/8$ $P = P_2/8 + P_q$
Bloco operando na frequência $f$ $P = P_1$	Bloco operando na frequência $f/2$ $P = P_1/2$	Bloco operando na frequência $f$ $P = P_2 + P_q$	Bloco operando na frequência $f/2$ $P = P_2/2 + P_q$

## Consumo de potência de biestáveis equivalentes CMOS e LTT/LS (74HC74 x 74LS74)

Tabela 3

	CI-1		CI-2		CI-3		Economia total
Número do estágio	1 ÷ 2	2 ÷ 2	3 ÷ 2	4 ÷ 2	5 ÷ 2	6 ÷ 2	
Frequência de entrada	8	4	2	1	0,5	0,25	MHz
74LS74 (mW)	22,0	18,0	16,0	14,0	13,0	12,0	Total: 95 mW
74HC74 (mW)	16,0	8,0	4,0	2,0	1,0	0,5	Total: 31,5 mW
Taxa de redução CMOS/LTT/LS	27,6%	55%	75%	86%	92%	96%	Porcentagem total 68%

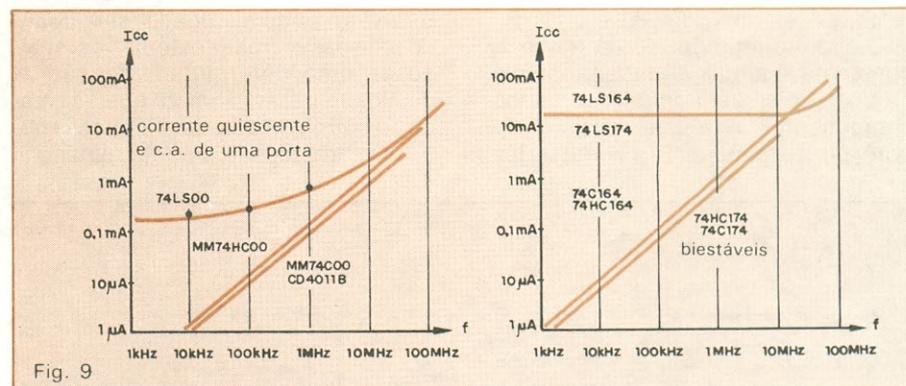


Fig. 9

Corrente de alimentação em função da frequência: a) por porta simples; b) CI mais complexo.

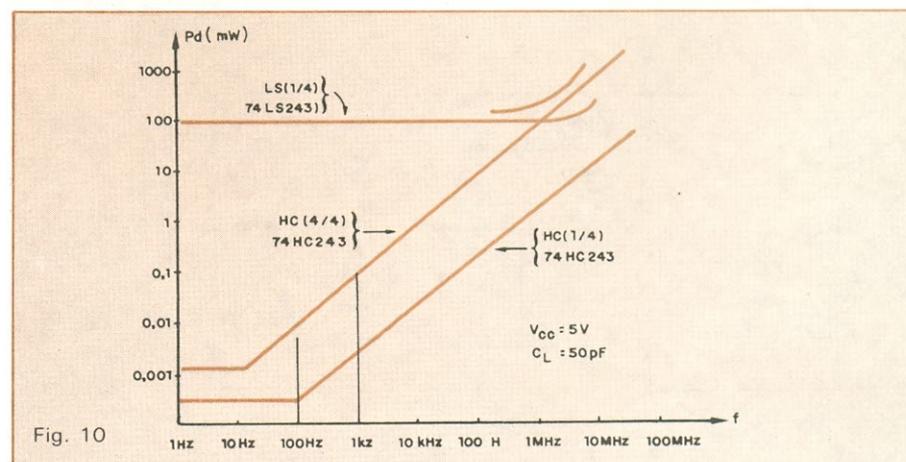


Fig. 10

A dissipação de potência da pastilha 74HC243 CMOS varia sua frequência de chaveamento.

# Carregador de baterias com 555

**L**endo o artigo “Um carregador automático de baterias”, de autoria do eng.º Nélio Ormond Braga, publicado no n.º 93 (novembro de 84), fiquei interessado, pois estava precisando de um circuito semelhante. Mas, ao analisar o circuito, achei-o um tanto complicado e, assim, resolvi reprojeter parte dele — mais especificamente, a parte referente ao detector de nível.

O circuito reproduzido na figura 1, apresenta algumas vantagens sobre o original, pois, além de utilizar menos componentes, não usa transistor de potência, nem aumenta a conta de luz

(a não ser quando a bateria está sendo carregada). Ele é baseado no temporizador 555, formado basicamente por dois comparadores, cujas saídas são ligadas a um *flip-flop*, sendo um deles à entrada *set* e o outro, à entrada *reset* do mesmo. Esses mesmos comparadores têm duas entradas, uma delas ligada a um divisor resistivo interno e a outra disponível externamente. Assim, o *flip-flop* pode ser ligado (*set*), quando uma das entradas externas cai abaixo de uma determinada tensão, e desligado (*reset*), sempre que a entrada do outro comparador ultrapassa outro nível de tensão predeterminado.

Utilizei a entrada de um dos comparadores para ativar o *flip-flop* (e o carregador) quando a tensão da bateria cai além de um certo limite, com ajuste do potenciômetro P1; e a entrada do outro comparador, para desativá-lo quando a tensão passa de um limite estabelecido pelo potenciômetro P2. Assim, P1 tem a função de ligar o carregador, sempre que a tensão da bateria cair a 12 V, e P2, de desligá-lo, quando a tensão alcança os 14 V.

A tensão de referência interna dos comparadores é mantida constante alimentando-se o 555 através de um regulador de tensão. A saída normal do temporizador (pino 3) é usada para ativar os LEDs ligado/desligado, enquanto o relé é acionado por um transistor — controlado pela saída normalmente usada para a descarga do capacitor (pino 7), em circuitos de temporização. A corrente drenada da bateria, quando não está sendo carregada, é bastante reduzida, sendo usada, em sua maior parte, para manter aceso o LED sinalizador.

Para quem gosta de circuitos com um número mínimo de componentes, existe uma outra versão que desenvolvi (fig. 2), que mantém uma tensão estabilizada nas entradas do 555 e varia a tensão de alimentação do mesmo. Nesse caso, os comparadores são disparados pela variação da tensão de referência, obtida do divisor resistivo interno — que, por sua vez, está conectado ao pino de alimentação do 555. Este é alimentado diretamente pela tensão da bateria sob carga. O ajuste dessa versão é feito através de P2, para ligar o carregador com 12 V, e de P1, para desligá-lo em 14 V.

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, de Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de no máximo duas páginas. Em cada edição divulgaremos uma das várias idéias recebidas.

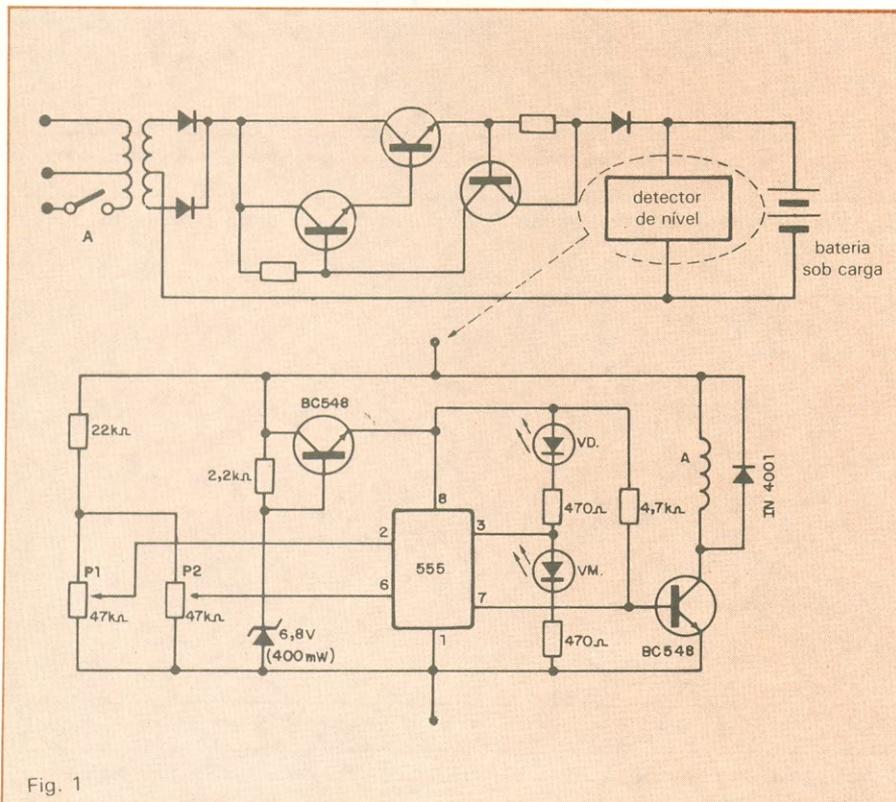


Fig. 1

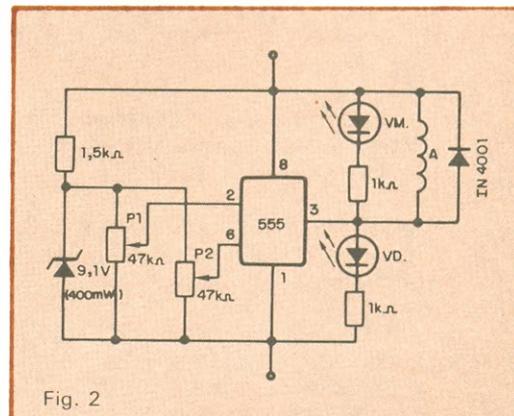


Fig. 2

# As fontes de ruído e como fazer para dimensioná-lo

Sinais indesejáveis, ou ruídos, podem ocorrer com a mensagem final do sistema. Calculá-los requer considerar suas várias fontes

O ruído, de uma maneira geral, é todo sinal indesejável, com forma de onda aleatória ou manifestações estranhas que aparecem no final do sistema junto com a mensagem transmitida. Quando transmitimos diversos canais de voz por um radioenlace, além do sinal de voz também irá aparecer um ruído total que é a soma das contribuições de cada potência de ruído provocada pelos equipamentos de rádio e pelo meio de propagação. O ruído total, de acordo com as fontes que o geram, é classificado em: ruído térmico variável, ruído térmico fixo, ruído interferente e ruído de eco.

A partir dos níveis de potências, é possível determinar também os seguintes parâmetros: ruído total e relação sinal/ruído total.

**Ruído térmico variável (RTV)** — É provocado por fontes externas ao equipamento de rádio, posicionadas no percurso compreendido entre as duas antenas. A intensidade do RTV depende, em grande parte, das condições de propagação do sinal de RF e da atenuação sofrida por este no espaço. Além das fontes de ruído existentes no espaço livre, também há outras fontes que podem contribuir com uma parcela significativa, que são: guias de on-

das, circuito de derivação, filtros, transição e antenas. A potência do RTV aumenta inversamente ao nível do sinal de RF recebido. O nível da potência do RTV é determinado através das equações 12 e 13.

$$S/R = V/S - PL \quad (12)$$

Onde:

S/R = relação sinal/ruído, do ruído térmico variável, em dB;

V/S = valor do sistema, em dB, calculado através da equação 11;

PL = perda líquida, em dB, calculada através da equação 10.

Uma vez determinada a relação S/R, entrando-se com esse valor na equação 13, determinamos a potência do ruído térmico variável (Pr) em PWOP.

$$Pr \text{ (PWOP)} = \text{antilog} \left( \frac{90 - S/R}{10} \right) \quad (13)$$

No enlace Mirante-Teodoro (fig. 10) temos V/S = 137 dB e PL = 63 dB. Substituindo esses valores na equação 13:

$$S/R = (137 \text{ dB}) - (63 + 5) \text{ dB} = 69 \text{ dB}$$

Entrando-se com o valor da relação S/R na equação 13, vamos encontrar uma potência de ruído, provocada pelo ruído térmico variável, de:

$$Pr \text{ (PWOP)} = \text{antilog} \left( \frac{90 - 69}{10} \right) =$$

$$= \text{antilog } 2,1 \rightarrow Pr = 125,9 \text{ PWOP}$$

No enlace Rosana-Euclides, operando na faixa de VHF/UHF (fig. 21), temos V/S = 165 dB e PL = 106,3 dB. Baseado nestes dados, temos uma relação S/R = 58,7 dB, que corresponde a uma potência de ruído de:

$$Pr \text{ (PWOP)} = \text{antilog} \left( \frac{90 - 58,7}{10} \right) = \\ = \text{antilog } 3,13 \rightarrow Pr = 1349 \text{ PWOP}$$

**Ruído térmico fixo (RTF)** — O ruído térmico fixo, ao contrário do variável, é gerado dentro do equipamento de rádio, tanto do lado do TX como do lado do RX. O ruído térmico básico divide-se em dois tipos: por intermodulação e ruído térmico propriamente dito. O ruído por intermodulação, ao contrário dos demais tipos, depende diretamente do número de canais telefônicos aplicados na entrada do TX. Ele é provocado pela não linearidade dos circuitos do TX e RX, principalmente dos circuitos da BB e do MODEM. Grande parte desse ruído deve-se à não linearidade do modulador e demodulador (MODEM), principalmente quando esse último opera além da região linear da curva S.

Quando os circuitos citados não são perfeitamente lineares, aparece dentro de cada canal uma potência de ruído

causada pelo batimento ou heterodinação entre frequências de voz dos canais que estão operando através do mesmo sistema. Como vemos, o ruído por intermodulação aumenta em função do número de canais de voz em operação e da não linearidade do sistema de rádio. Daí podemos concluir que a pior condição, quanto à intermodulação, ocorre quando todos os canais de voz que o sistema suporta estão operando ao mesmo tempo.

Por sua vez, o ruído térmico propriamente dito é gerado nos amplificadores de FI e BB, principalmente neste último, devido ao aumento de temperatura. Além destes circuitos, também os osciladores de RF, principalmente os osciladores controlados a cristal, geram ruído — apesar de oferecerem boa estabilidade de frequência, introduzem muito ruído no sistema.

O ruído térmico fixo é, em grande parte, provocado por agitação térmica das cargas elétricas em virtude do aumento de temperatura. Por exemplo, quando há uma circulação de corrente por um resistor ou um elemento ativo qualquer, ocorre um aumento de

temperatura e, em conseqüência, há um movimento desordenado da carga no interior do mesmo, liberando energia térmica, que tende a aumentar com a subida da temperatura. O ruído térmico fixo cresce em função do aumento da temperatura a que o equipamento de rádio está submetido, ou seja, da temperatura externa ao equipamento. Para se reduzir o efeito da variação térmica de operação, as salas onde os equipamentos operam são providas de sistemas de ar condicionado, com o objetivo de manter a temperatura do recinto estabilizada dentro de uma variação mínima em torno de um valor pré-fixado.

Por outro lado, o nível do RIF depende diretamente da qualidade operacional do equipamento de rádio (TX e RX) em si, e independe se este está ou não funcionando a plena carga, isto é, do número de canais de voz em operação. O valor do RIF é fornecido pelo fabricante do equipamento, no manual de dados técnicos do mesmo. No caso do equipamento de rádio para a faixa de SHF (fig. 10), a potência devida ao ruído térmico fixo é de 90 PWOP, e, nos

equipamentos que operam na faixa de VHF/UHF (fig. 20), é de 250 PWOP. Através da equação 14, podemos converter a potência do ruído, expressa em PWOP, em nível de potência expresso em dBmop, ou seja:

$$NR \text{ (dBmop)} = 10 \log Pr - 90 \quad (14)$$

Onde:

NR = nível da potência de ruído, em dBmop;

Pr = potência do ruído, em PWOP.

Assim, uma potência de 250 PWOP corresponde a:

$$NR = 10 \log 250 - 90 \rightarrow 23,97 - 90 \rightarrow -66,03 \text{ dBmop}$$

O mesmo procedimento é usado para converter a potência de ruído em PWOP em dBmop como ilustram as tabelas 7 e 8.

**Ruído interferente** — O ruído interferente é gerado por diversas fontes, entre as quais a mais importante é o ruído de co-canal. O ruído de co-canal é definido como sendo a interferência que um canal de RF pode causar em receptores que estão operando em frequências próximas à do canal interferente. O ruído de co-canal é mais comum em regiões muito congestionadas, onde há entroncamentos de diversas rotas e, em conseqüência, diversos transmissores e receptores operam em canais de RF adjacentes. Conclusão: o ruído de co-canal é provocado por batimento entre os canais de RF que estão operando em frequências adjacentes. As frequências resultantes do batimento irão aparecer dentro do espectro da BB na forma de ruído, como mostram as figuras 24 e 25. O ruído interferente de co-canal aumenta em função do número de canais de RF em operação na mesma região e é inversamente proporcional à seletividade do filtro de RF presente na entrada do receptor. A maior ou menor incidência do ruído de co-canal depende da elaboração do plano de frequência, como já vimos.

Os demais tipos de ruído interferente, provocados por outras fontes, devem ser levados em consideração durante a elaboração do projeto de radioenlace, com o objetivo de mantê-los dentro de um valor mínimo possível. Isto pode ser conseguido localizando-se as estações longe destas fontes geradoras e usando-se antenas altamente diretivas, a fim de evitar-se receber sinais espúrios destas fontes. No enlace

### Resumo do ruído na faixa de SHF

Tabela 7

descrição do ruído	abreviação usada	potência do ruído em PWOP	Nível do ruído em dBmop
relação sinal/ruído variável	S/R = V/S - PL	69 dB	—
ruído térmico variável	RTV	125,9	- 68,99
ruído térmico fixo	RTF	90,0	- 70,45
ruído interferente	RIT	10,0	- 80,0
ruído de eco	RE	5,0	- 83,0
ruído total	RTO	230,9	- 66,36
relação sinal/ruído total	S/RTO	66,4 dB	—

### Resumo do ruído na faixa de VHF/UHF

Tabela 8

descrição do ruído	abreviação usada	potência do ruído em PWOP	Nível do ruído em dBmop
relação sinal/ruído	S/R = V/S - PL	58,7 dB	—
ruído térmico variável	RTV	1 349	- 58,7
ruído térmico fixo	RTF	250	- 66,0
ruído total	RTO	1 599	- 57,96
relação sinal/ruído total	S/R	58 dB	—

Mirante-Teodoro temos uma potência de ruído interferente de 10 PWOP; no enlace operando na faixa de VHF/UHF tal tipo de ruído não é considerado.

**Ruído de eco** — O ruído de eco divide-se em duas partes. Uma é produzida pela reflexão que o sinal transmitido sofre ao longo do percurso: parte do sinal transmitido atinge a antena receptora diretamente e a outra parte do sinal chega após ter percorrido diversas vias. O sinal que sofreu reflexão irá atingir a antena receptora defasado, ou seja, com retardo (eco) em relação ao sinal que propagou-se diretamente. O ruído de eco aparece dentro da BB na forma de ruído.

A outra parte do ruído é originária dos pontos de conexão dos guias de ondas, devido ao descasamento que existe nessas ligações. Os pontos de conexão mais comuns ficam na saída do TX e na antena. O ruído de eco também pode originar-se nos próprios guias de ondas, devido aos diferentes tempos de propagação, o que ocorre com o sinal confinado no seu interior. No enlace de SHF da figura 10, o ruído de eco é estimado em 5 PWOP; no en-

lace de VHF/UHF não é considerado.

**Ruído total (RTO)** — O ruído total é uma somatória de todas as potências de ruído presentes no final do sistema, ou seja:

$$RTO = RVT + RTF + RIT + RE \quad (15)$$

No enlace Mirante-Teodoro, temos os seguintes dados (ver Tabela 7):

$$RVT = 125,9 \text{ PWOP}$$

$$RTF = 90 \text{ PWOP}$$

$$RE = 5 \text{ PWOP}$$

$$RIT = 10 \text{ PWOP}$$

Aplicando-se a equação 15 para esse enlace:

$$RTO = 125,9 + 90 + 5 + 10 = 230,9 \text{ PWOP}$$

No caso do enlace Euclides-Rosana, o ruído total é de 1 599 PWOP, como se vê na Tabela 8.

**Relação sinal/ruído total (S/R)** — A relação sinal/ruído é definida como a relação da potência de um tom de referência (sinal) e a potência do ruído total que existe dentro do canal de voz

medido no final do sistema. Essa relação nos dá uma idéia de quantos dB a potência do ruído total está abaixo da potência do sinal de referência, como indica a figura 25. Como nível de referência é usado um tom de teste com frequência de 800 Hz, com forma de onda senoidal e nível de potência de 1 mW (0 dBm), aplicado na origem (central IU ou em um ponto de nível equivalente) correspondente a um canal de voz. A relação sinal/ruído em um radioenlace é determinada por meio da equação 16.

$$S/R = 10 \log \frac{P_o}{RTO} \rightarrow$$

$$\rightarrow 10 \log P_o - 10 \log RTO \quad (16)$$

Onde:

S/R = relação entre a potência do sinal de referência ( $P_o$ ) e a potência do ruído total (RTO), em dB;

$P_o$  = potência do sinal de referência, em mW, sendo que 1 mW corresponde a  $10^{-9}$  W;

RTO = potência do ruído total, em PWOP.

No enlace Mirante-Teodoro temos uma relação sinal/ruído de:

$$S/R = 10 \log 10^{-9} \text{ PWOP} - 10 \log 230,9 \text{ PWOP} = 90 - 23,63 = 66 \text{ dB}$$

Isto significa que o ruído total presente no final do sistema de rádio está 66 dB abaixo do nível de referência de 1 mW que simula o canal de voz.

No enlace Euclides-Rosana, os dados são os seguintes:

$$P_o = 1 \text{ mW} \rightarrow 10^{-9} \text{ W e } RTO = 1 \ 349 \text{ PWOP}$$

$$S/R = 10 \log 10^{-9} - 10 \log 1 \ 599 = 90 - 32 = 58 \text{ dB}$$

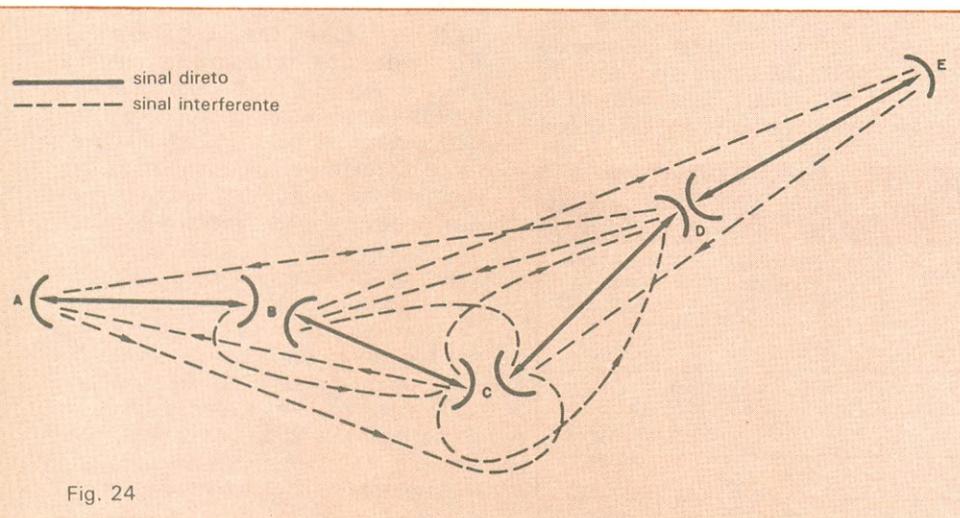


Fig. 24

Ruído interferente de co-canal, causado pelo batimento com frequências vizinhas.

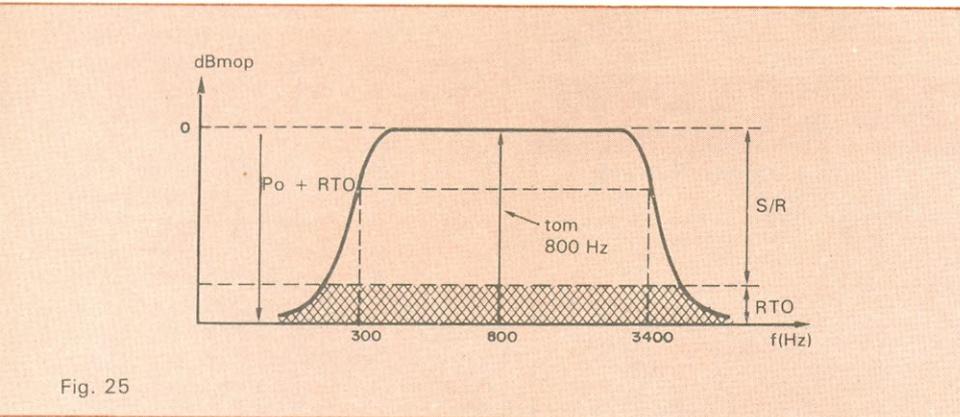


Fig. 25

Espectro da relação sinal/ruído dentro do canal de voz.

## Bibliografia

- Planejamento e Cálculo de Radioenlaces*, Siemens, publicação EPU.
- Sistemas de Radiovisibilidade*, Prof. Ovidio C. Machado Barradas e Gilberto Silva.
- Manual de Projeto*, Telebrás, Norma 223-5150-01/01.
- Curso de Sistema de Rádio*, S/A Philips do Brasil — Divisão Inbelsa, autores diversos.
- Noções sobre Sistemas de Radioenlace*, S/A Philips do Brasil — Divisão Inbelsa, Prof. Armel Picquenard.

O autor agradece aos engenheiros Caetano Viviano e Juvenil José de Barros Cobra e ao técnico José Homero Brasil Costa, do Departamento de Engenharia da TELESP (TGT-4), pela ajuda decisiva que deram na publicação deste artigo.

# PCM: a transmissão telefônica por pulsos codificados

O sistema PCM de telefonia fundamenta-se na multiplexação no tempo dos sinais — previamente convertidos para a forma digital — a serem transmitidos

O primeiro sistema telefônico, desenvolvido por Graham Bell, consistia num meio de duas pessoas se comunicarem através de transdutores eletromagnéticos interligados por um par de fios. A partir daí, procurou-se aperfeiçoar o sistema, de tal maneira que pudesse atender satisfatoriamente ao maior número de usuários. Foram melhoradas, gradativamente, tanto as condições de inteligibilidade dos aparelhos telefônicos em si, quanto os meios de transmissão aos quais seriam ligados.

Um sistema típico de telefonia está representado na figura 1. No caso de um usuário da central telefônica "A" desejar fazer uma ligação, informará, através de uma codificação numérica composta de 6 ou 7 algarismos, a qual telefone quer ser conectado. Pelos dois ou três primeiros algarismos (prefixo), identifica-se a central a que pertence o assinante requisitado, por exemplo a "B". E, utilizando um par de fios, a central "A" passará a "B" os quatro algarismos restantes. A central de comutação "B" selecionará o par de fios correspondente ao usuário chamado e mandará, caso a linha esteja livre, um aviso de chamada (fará tocar a campainha do aparelho).

Pelo sistema exposto, devemos ter um par de fios para cada usuário e um

certo número de fios interligando as centrais. O número de fios que ligam duas centrais é determinado em função da probabilidade de ligações simultâneas entre elas, quantidade esta bem inferior à de usuários, pois é muito pouco provável que todos os assinantes de uma central requisitem a todos os de outra central ao mesmo tempo.

Caso um usuário de "A" deseje falar com um de "B" e, no momento, não existir nenhum par de fios disponível entre as centrais, "A" pode chamar a "C" e esta se interligar à central "B", completando assim a ligação. Neste caso, a central "C" atuou como um elemento de transição. Também há a possibilidade de se fazer ligações somente através de centrais intermediárias que, no caso, funcionariam como de transição, como é a central "D", no exemplo mostrado.

Com o aumento do número de usuários, surge a necessidade de novas centrais de comunicação, designadas por novos prefixos, o que acarreta aumento do número de pares de fios de interligação. O sistema PCM (*Pulse Code Multiplex*) foi desenvolvido a fim de que se pudesse aumentar o número de ligações entre centrais sem implicar a instalação de novos cabos.

O princípio do sistema PCM é um

processo no qual mais de um usuário utiliza um par de fios que interliga duas centrais ao mesmo tempo. Isto é, consiste na multiplexação de um canal telefônico. O sistema empregado pelo PCM é o da multiplexação no tempo, baseado no teorema da amostragem: para se transmitir uma informação basta que se envie uma amostra da mesma a cada intervalo de tempo, que no destino será possível recuperar novamente o sinal. A única limitação do teorema da amostragem é que a frequência em que se mostra o sinal deve ser maior que o dobro da maior frequência contida no sinal.

Vemos, na figura 2, um sinal genérico  $a(t)$  amostrado, no intervalo de tempo  $\tau$ , a cada período  $T$ . Chamemos  $a^*(t)$  ao  $a(t)$  amostrado. A recuperação do sinal é obtida através do valor médio de  $a^*(t)$ . O valor médio de uma função é a integral desta num período, dividido pelo seu período. No nosso caso, conforme a figura 2a, a integral de  $a^*(t)$  em um período corresponde à área do retângulo de altura igual ao valor de  $a(t)$  naquele instante e de base igual à largura de pulso  $\tau$ , o que resulta em  $a(t) \times \tau$ ; dividindo pelo período  $T$ , obtemos o valor médio de  $a^*(t)$ . Portanto, se mantivermos  $\tau$  e  $T$  constantes, o valor médio do  $a^*(t)$ , a menos de um fator de escala, será igual a  $a(t)$ . Portanto, o sistema físico necessário à recuperação do  $a(t)$ , a partir do  $a^*(t)$ , é simplesmente um filtro passa-baixas.

O sistema de amostrar a amplitude de uma função no tempo é chamado PAM (*Pulse Amplitude Modulation* ou modulação por amplitude de pulso). A partir desse sistema, pode-se utilizar o mesmo par de fios para transmitir mais de um sinal de voz, como mostra a figura 2b. Para transmitir os três sinais ao mesmo tempo, todos eles são amostrados em cada período  $T$ , sendo as amostras tomadas com largura  $\tau$ , o que significa que os três são amostrados da mesma forma, só que atrasados um em relação ao outro. Desse modo, os três sinais amostrados podem ser transmitidos por um único par de fios.

Um sistema capaz de fazer esse tipo de multiplexação pode ser visto na figura 3. Consiste em duas chaves síncronas, uma em cada ponta do meio de transmissão, que fazem a ligação simultânea, em cada instante, do canal transmissor e do canal receptor correspondente. Esse processo já torna viável usar um par de fios para enviar vários sinais ao mesmo tempo, mas ain-

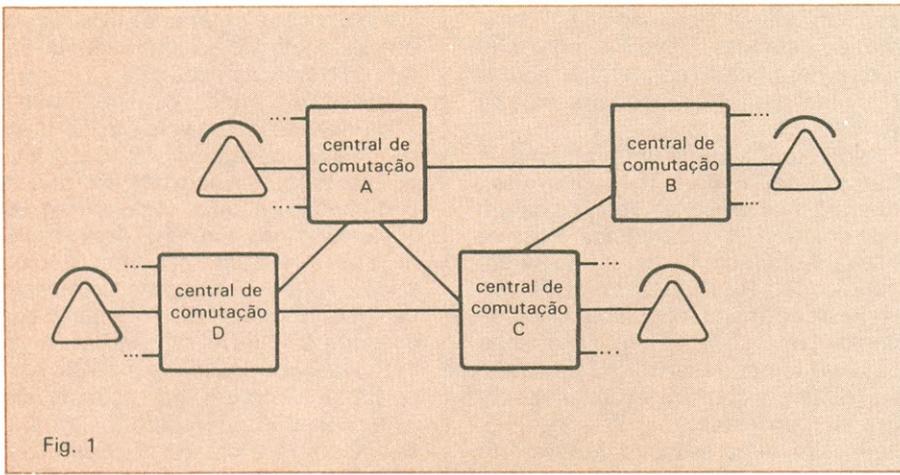


Fig. 1

Sistema de telefonia convencional com quatro centrais de comutação.

da apresenta algumas desvantagens. Se dois pulsos adjacentes de amplitudes muito diferentes forem transmitidos, com certeza, devido às características da linha, ocorrerá distorção na amplitude, piorando a qualidade de transmissão dos sinais.

A solução encontrada foi a de converter os pulsos em sinais digitais por intermédio de um conversor analógico/digital. Assim, na linha de transmissão, passam a existir somente seqüências de presenças (uns ou marcas) ou ausências (zeros ou espaços), que formam um sinal bem mais fácil de ser recuperado.

Para analisar este processo de conversão, vamos tomar um conversor A/D de 4 bits. No caso, temos 16 combinações possíveis, ou uma quantização em 16 níveis, conforme a Tabela 1. A figura 4 representa a função de transferência nível de quantização versus tensão, para um sinal limitado entre 0 e 1 volt, passado por um conversor A/D de 4 bits. Se colocássemos 0,5 volt na entrada desse conversor, a seqüência de bits na saída seria 1 000, ou seja, o número 8.

Por essa concepção, no entanto, só teremos um nível de quantização de intervalo em intervalo de tensão, que, no nosso exemplo, é de 1/16 volt (0,0625 volt). Se quisermos representar a tensão de 0,53 volt, teremos de escolher entre o nível de quantização 8 (0,5 volt) e o 9 (0,5625 volt), o que acarretará um erro de quantização. No sistema PCM, ao invés de 4 bits, o conversor é de 8 bits, o que já diminui o erro em questão, pois temos 256 níveis de quantização. Mas, como o sinal de voz é simétrico, ou seja, compõe-se de tensão positiva e negativa, os níveis de quantização de 0 a 127 representam os sinais positivos e os de 128 a 255 representam os negativos.

Na quantização, incorremos ainda num outro problema importante, que pode ser chamado de erro propor-

cional. Para explicá-lo, voltemos ao sistema de 4 bits e façamos a conversão de um sinal de 0,9 volt, cujo erro proporcional será de um nível de quantização (0,0625 volt) dividido por 0,9 volt e multiplicado por 100, resultando em 6,9%. No entanto, aplicando o mesmo raciocínio para a conversão de 0,1 volt, obteríamos um erro proporcional de 62,5%, o que demonstra que, quanto menor a tensão a ser convertida, maior é o erro proporcional.

Analisemos agora a voz, que é composta na maior parte do tempo por sinais de baixa amplitude e, esporadicamente, por sinais de alta amplitude — o que nos leva a ver que são exatamente os sinais de baixa amplitude que carregam a maior parte da informação. Esse fato nos obriga a fazer uma conversão comprimida, tal como está representada na figura 5. A correção é feita da seguinte forma: ao invés de usarmos a curva característica 5a para formar os níveis de quantização que representarão a voz, usaremos a curva 5b, que, em comparação à 5a, nos permite um número maior de níveis de quantização para as pequenas tensões e menor número de níveis de quantização para as tensões maiores. Dessa forma, obtém-se um erro proporcional constante em função do nível de tensão do sinal. Na prática, a curva 5b é aproximada pela curva 5c, devido à dificuldade física que seria construir um sistema para fornecer tal curva. A curva 5c é constituída de segmentos de retas e normalizada para o sistema de telefonia.

Agora já podemos construir o diagrama de blocos de um canal PCM, como mostra a figura 6. Amostra-se o canal, passa-se por um conversor A/D compressor e envia-se através da linha de transmissão. Na recepção tem-se o conversor D/A descompressor, que desfaz a compressão, apresentando na saída o sinal amostrado original, o qual é finalmente filtrado por um FPB.

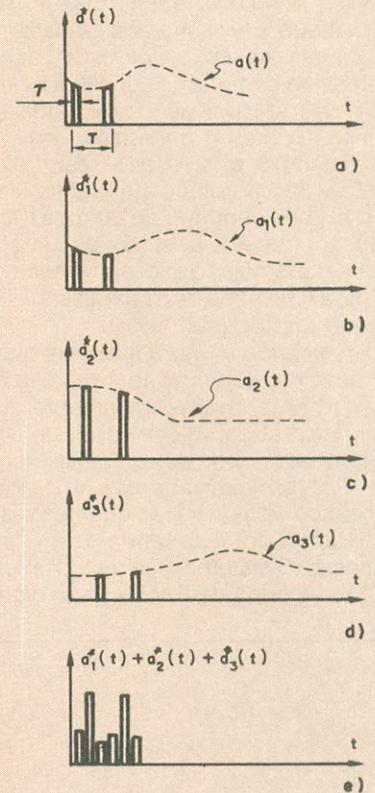


Fig. 2

Amostragem de sinais com pulsos de amplitude variável.



Fig. 3

Um sistema para transmissão de sinais por amostragem.

Dissemos, há pouco, que a curva de compressão era normalizada; na realidade, todas as características do PCM são normalizadas. A norma utilizada no Brasil determina que o PCM deverá ter a capacidade de transmitir 32 canais. Ou seja, 32 canais num dos sentidos, utilizando um par de fios, e 32 no outro, com mais um par de fios. Isso permite a transmissão de até 32 sinais de voz ao mesmo tempo, por apenas dois pares de fios, conforme a figura 7, que é um esquema simplificado do canal PCM.

A freqüência de amostragem de um sistema PCM é normalizada em 8 kHz (lembre-se de que o sinal máximo trans-

mitido num canal de voz de telefonia é de 3 400 Hz). Portanto, temos um período  $T$  de  $1/8\ 000$  de segundo e, em cada período, necessitamos mostrar os 32 canais. Assim, o  $\tau$  de cada canal é de  $t/32$  de segundo, ou  $8\ 000 \times 32$  pulsos de PAM por segundo. Cada um desses pulsos é quantizado em 256 níveis, ou 8 bits, o que resulta em  $8\ 000 \times 32 \times 8$  pulsos digitais na linha (2 048 kbits/segundo de taxa de transmissão). Essa é, sem dúvida, uma taxa de transmissão excessivamente alta para uma linha de transmissão do tipo par de fios telefônicos.

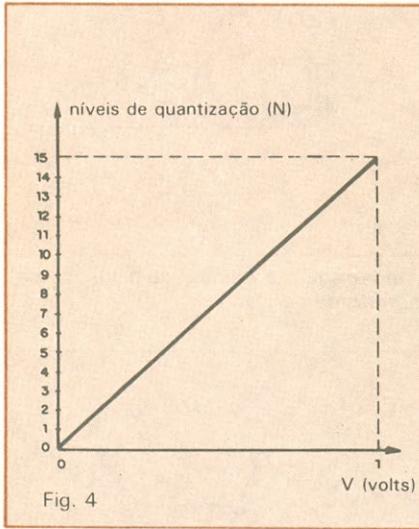
Analisando a figura 8, vemos que a solução do problema abordado no parágrafo anterior é relativamente simples. Na prática, coloca-se um sistema regenerador após certo comprimento de fio (aproximadamente 1 km), repetindo-se a operação quantas vezes a distância entre as centrais tornar necessário. O sistema regenerador supervisiona a linha de transmissão, verifi-

cando a existência ou não do bit, já distorcido pela atenuação da linha, mas ainda identificável como tal, e recupera o sinal digital, evitando que este se perca.

No entanto, surge um problema de identificação, para o regenerador, quando há a presença de mais de um bit com nível "1" em seguida. Evita-se essa dificuldade, transmitindo-se em codificação RZ (*Return to Zero*), que consiste em mandar os bits de valor "1" como nível de tensão alto, em apenas 50% do tempo reservado à transmissão destes, e como nível de tensão zero no tempo restante (fig. 9). Consegue-se, assim, separar 2 bits de nível "1" consecutivos.

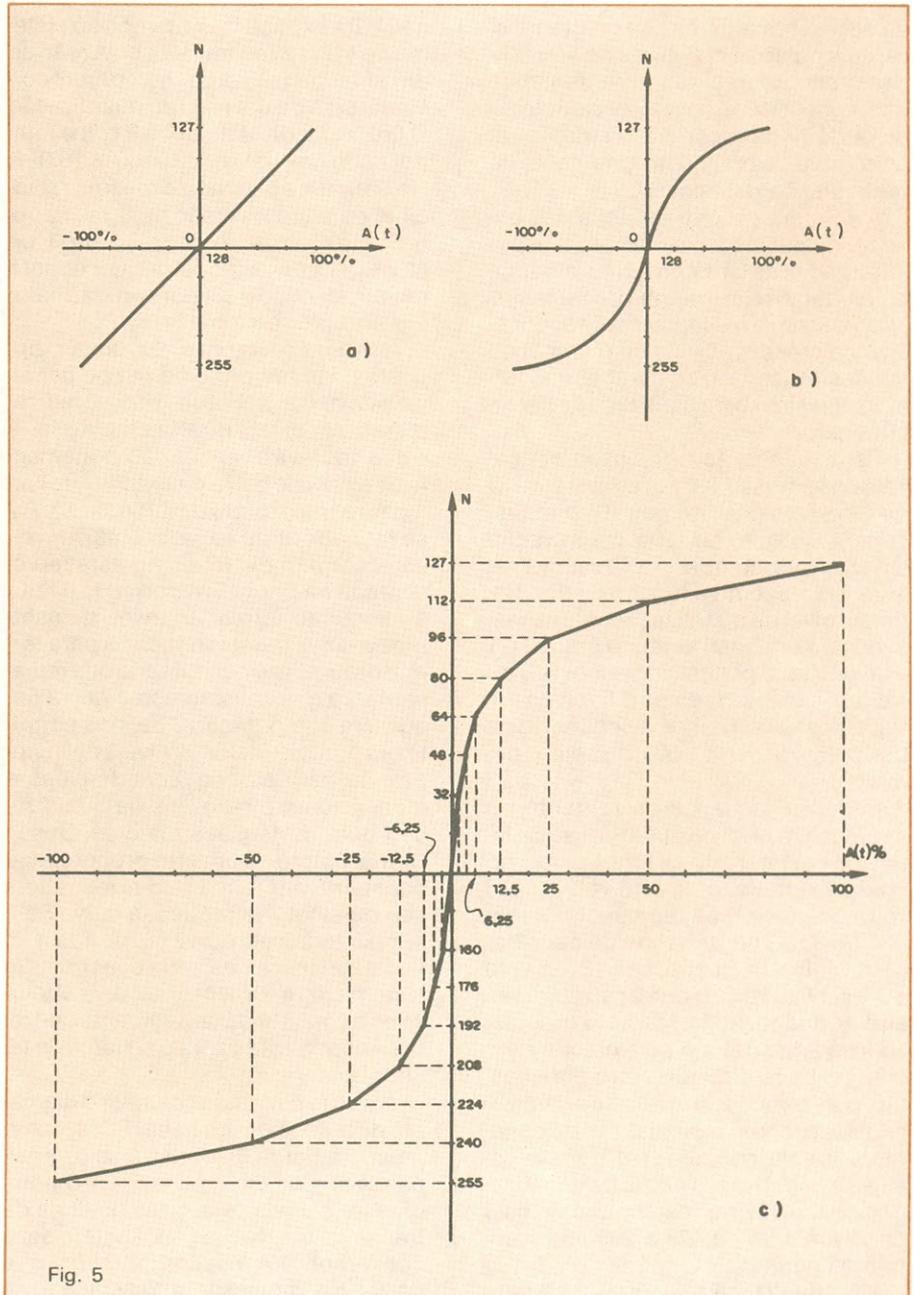
Na concepção anterior temos uma outra dificuldade a ser transposta. É o fato de o sinal apresentar uma componente CC associada, o que dificulta a identificação dos níveis devido à dependência do próprio nível CC. Elimina-se esse problema com um novo tipo de codificação de linha, o AMI (*Alternate Mark Inversion*), que consiste em transmitir os bits "1" alternadamente como sendo  $+V$  e  $-V$ , como pode ser visto na figura 10, onde fica fácil verificar que o valor médio (nível CC) agora é nulo.

Resta ainda um último problema importante. É comum vários canais não serem usados num dado instante, o que acarreta a presença de uma sequência muito grande de bits com o va-



Curva de conversão dos níveis de quantização em tensões.

Conversão decimal/binária para 4 bits	
Tabela 1	
0000	0
0001	1
0010	2
0011	3
0100	4
0101	5
0110	6
0111	7
1000	8
1001	9
1010	10
1011	11
1100	12
1101	13
1110	14
1111	15



Curvas para conversão linear (a), conversão comprimida (b) e conversão comprimida em segmentos de retas (c), para 8 bits.

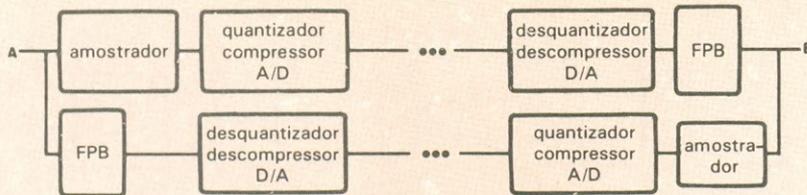


Fig. 6

Diagrama de blocos de um canal PCM completo, com transmissão e recepção.

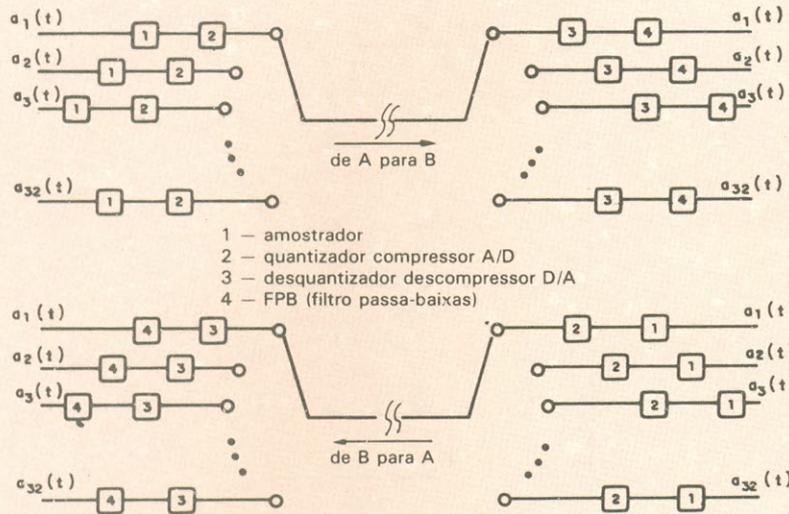


Fig. 7

Esquema simplificado de funcionamento do canal PCM.

Este é mais um dos 9 selos que você deve colecionar para receber a capa do Curso de Telefonia.



Basta recortá-lo e fixá-lo no cupom fornecido juntamente com o 1.º fascículo.

# SCHRACK

A QUALIDADE DA MELHOR TECNOLOGIA

## Relé ZF

O menor e o mais confiável de sua categoria

Para circuito impresso

Tamanho natural

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

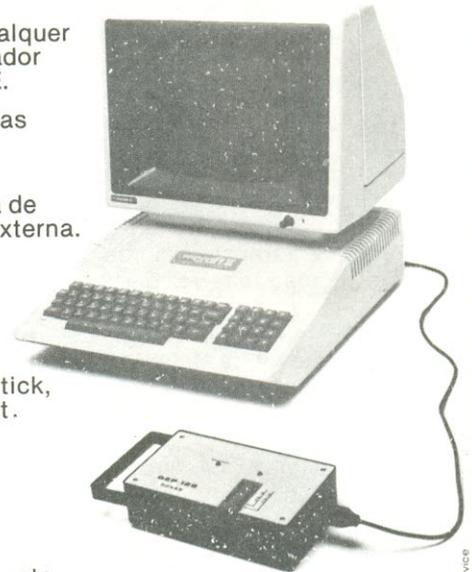
SCHRACK DO BRASIL EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.



VENDAS: ITAPEVICERICA DA SERRA a SP - Av. Eduardo R. Daher, 723 a Centro a Tel.: (011) 495-2944  
RIO DE JANEIRO a RJ - Rua Uruguay, 393 a Sobreloja 102 a Tijuca a Tel.: (021) 268-2586  
CORRESP.: ITAPEVICERICA DA SERRA a SP - Caixa Postal 02 a CEP 06850 a Telex: (011) 33226 SCHR BR

## GRAVADOR de EPROM GEP-128

- Programador Gravador de EPROMs.
- Opera com qualquer microcomputador padrão APPLE.
- Grava memórias 2716, 2732, 2764 e 27128
- Não necessita de alimentação externa.
- Soquete TEXTTOOL de 28 pinos.
- Acoplado no conector Joystick, não ocupa slot.
- Baixo Custo.
- Facilidade de operação.
- Acompanha manual e disquete com programa monitor.



COMPACTO  
19 x 11 x 5 cm



Rua Dr. Djalma Pinheiro Franco, 971  
Tel.: (011) 562-7433 - Telex 31004 - MIAP BR  
Jardim Prudência - 04378 - São Paulo - SP

**Assinando Nova Eletrônica, você vai garantir todos os fascículos de Telefonia Básica.**

**Faça ou renove já sua assinatura. Nesta mesma edição você pode encontrar um cupom com todas as informações necessárias.**

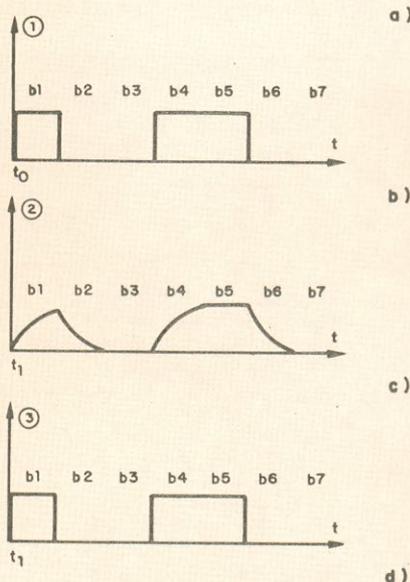
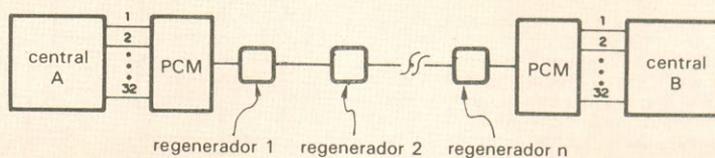


Fig. 8

Telefonia com PCM usando regeneradores (a) e curvas mostrando como atua a regeneração (b, c, d).

lor zero na linha, tornando difícil identificar o instante exato (posição) em que aparece um bit de valor "1" (há perda de sincronismo). A correção desse defeito se faz com outro sistema de codificação, o HDB 3 (High Density Bipolar 3).

O HDB 3 é composto por quatro regras. A primeira regra é o princípio do AMI, ou seja, dois bits "1" são transmitidos com polaridades invertidas. A segunda determina a transmissão dos bits de valor zero com tensão zero. A terceira regra é a transmissão de um bit "1" de violação toda vez que houver quatro bits de valor zero seguidos, conforme a regra 4. A quarta regra determina que este bit de violação será colocado no lugar do quarto bit zero com sua polaridade em função do último bit de valor "1", como segue: se o último bit de valor "1" não era um bit de violação, então o bit de violação será colocado com a mesma polaridade deste último, e, caso contrário, com polaridade oposta. Devido a essa violação da regra da polaridade, o bit, ou sequência de bits de violação, pode ser eliminado da seguinte forma: a partir da primeira violação do código de polaridade, todos os bits com nível "1" são eliminados até que nova violação ocorra, como ilustra a figura 11.

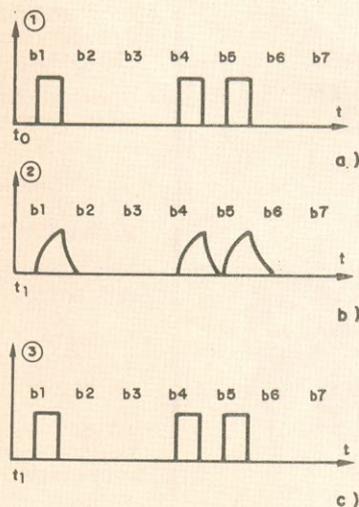


Fig. 9

Transmissão do sinal PCM com codificação RZ (a), na entrada do regenerador (b) e na saída deste (c).

Na recepção aparece uma outra dificuldade. O receptor necessita identificar o canal do qual provêm os 8 bits recebidos (sincronizar a chave do receptor). Assim, dos 32 canais disponíveis, um será utilizado como o canal de

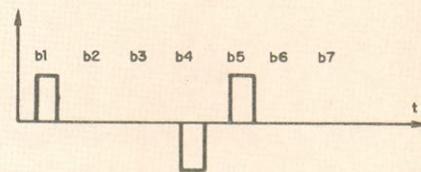


Fig. 10

Sinal PCM codificado em AMI: com bits "1" alternados em +V e -V.

sincronismo; ao invés de enviarmos um sinal de voz, transmitiremos sempre a mesma seqüência de bits, o que significará o início do grupo dos 31 canais restantes. Desta forma, saberemos que o primeiro conjunto de 8 bits que aparecer após o sinal de sincronismo pertencerá ao canal 1, e assim por diante até o canal 31. Na realidade, apenas 30 canais são utilizados para transmitir sinais de voz, pois é preciso mais um canal, o de número 16, para transmitir informações entre o sistema. É o chamado canal de alarme. Desta análise resulta a figura 12, onde está representado o pacote ou grupo composto pelos 32 canais.

Para encerrar, vamos identificar as vantagens do sistema PCM. A primeira é óbvia: multiplica por trinta a capa-

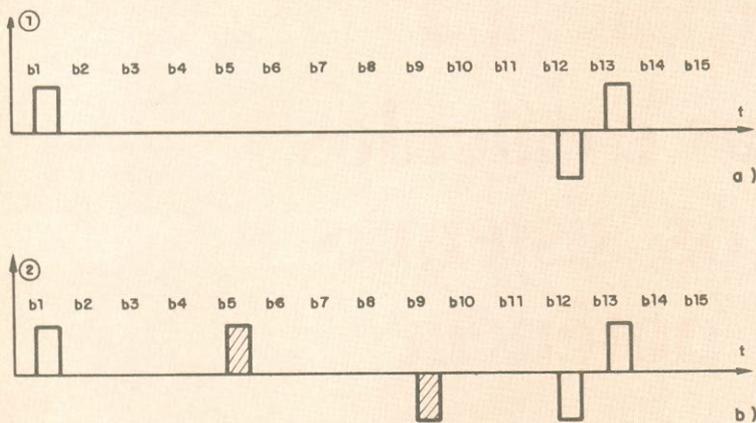


Fig. 11

Signal codificado em HDB-3, no qual um bit de violação é mandado para quatro zeros seguidos (b).

cidade de transmissão de um par de fios. Outra grande vantagem é o fato de que a atenuação do sinal de voz, no percurso em que é mandado em PCM, é nula e independente da distância, pois a transmissão é de forma amostrada e quantizada. A desvantagem do PCM é a necessidade de regeneradores ao longo da linha, o que, sem dúvida, encarece o sistema e o inviabiliza para distâncias muito longas (acima de 15 km).

Para aqueles que ainda não se satisfizeram, a base teórica sobre PCM pode ser encontrada na maioria dos livros sobre sistemas de comunicações. Mas as informações mais detalhadas, infelizmente, só são encontradas em publicações específicas dos usuários do sistema, como a Telesp, a Embratel e a Telebrás, ou em publicações dos fabricantes, como Philips ou NEC, as quais são pouco acessíveis para quem não está ligado diretamente ao ramo. ●

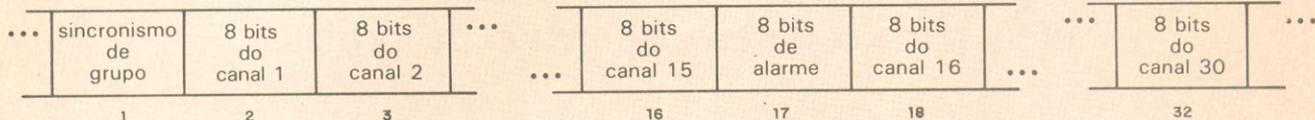


Fig. 12

Pacote de transmissão do sistema PCM com 32 canais por par de fios.



## SUGADOR DE SOLDA Patenteado SS-15



- BEM MAIS LEVE só 45 gramas
- MAIOR SEGURANÇA
- MAIOR VOLUME DE SUÇÃO ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ

Imprescindível na remoção de qualquer componente da placa de circuito impresso. Deixa furos e terminais limpos para novas montagens.

### FURADOR DE PLACAS

Fura com maior simplicidade e perfeição, placas de circuito impresso.



Manual  
Mais fácil  
do que grampear papel

### SUPORTE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO



REGULÁVEL

#### A 3ª MÃO

Mantém a placa firme, facilitando montagens, soldagens, consertos, testes, experiências, etc.

### CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO

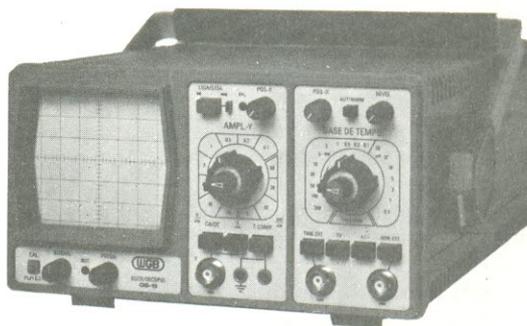
Composto de: cortador de placa - perfurador de placa - caneta com tinta - placa virgem - percloroeto de ferro - vasilhame p/ corrosão - instruções p/ uso.

GRÁTIS curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso.  
Aos sábados - Centro de S. Paulo  
Informações Tel.: 221-1728

CETEISA - Centro Técnico Indl. Sto Amaro Ltda  
Rua Barão de Duprat, 312 - Sto Amaro - S. Paulo  
Tels.: 548-4262 e 522-1384 - Cep. 04743

## OS-10

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



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



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

# Tabelas e cálculos para os sistemas de potência

A aplicação dos tiristores é complementada, nesta parte da série, com tabelas e gráficos úteis para o desenvolvimento de projetos

**N**os artigos anteriores, mostramos as características principais de funcionamento e também de utilização dos tiristores. Foram apresentados desenvolvimentos comparativos entre circuitos com diodos e com tiristores, verificando equivalências para projeto e a utilização de computador como ferramenta para cálculo de circuitos.

Continuaremos, agora, a apresentar as aplicações práticas dos tiristores e ainda algumas tabelas e gráficos eficientes para o desenvolvimento de projetos. Para a ilustração do artigo, será visto um outro sistema muito utilizado na prática em termos industriais: os chamados contadores estáticos.

Os contadores estáticos são elementos empregados para chaveamento de potências elevadas, da mesma forma que os contadores eletromecânicos usados em quase todas as aplicações industriais, porém com grande vantagem em termos de número de manobras e custo.

Basicamente, os contadores estáticos são compostos por dois SCRs em antiparalelo, como mostra a figura 1. Assim, quando ocorre o disparo dos SCRs, sempre há condução, qualquer que seja o sentido da tensão sobre o conjunto. Esse tipo de montagem é de

tal forma utilizado que hoje em dia já existem integrados especiais dedicados a essa função, o que torna cada vez mais vantajoso o uso desses elementos em termos industriais.

As desvantagens desse subsistema já são evidentes para os mais acostumados a trabalhar com circuitos tiristorizados. Observe pela figura 2 que, quando ocorre o pulso de disparo, praticamente no mesmo instante acontece o disparo da tensão sobre a carga. Porém, ao retirarmos o sinal de controle, existe um atraso menor que meio ciclo de rede para que novamente o sistema entre em seu estado de partida.

Para os circuitos de corrente alternada, isso não é tão importante, já que os contadores eletromagnéticos encontrados nos meios industriais normalmente demoram, para mudar de estado, cerca de 30 a 60 milissegundos, desde o instante em que impomos a tensão sobre a bobina de comando até o momento em que a tensão sobre a carga seja estabilizada. Note que esse tempo é muito maior do que a metade do ciclo da rede, que corresponde, no sistema de transmissão de energia utilizado no Brasil, a 8 milissegundos; este tempo é o máximo possível e só ocorre no desarme.

Essa desvantagem, que não parece

tão importante, pode ser fundamental em casos de corrente contínua, onde não existem transições com zero. Portanto, uma vez disparado, nunca mais ocorre o desarme, a não ser que um dispositivo externo qualquer faça com que o circuito fique novamente aberto, inibindo a passagem da corrente nos seus terminais.

Esses casos são opostos: no primeiro, o efeito é praticamente desprezível e, no segundo, o circuito não pode funcionar. Existem ainda casos intermediários, que normalmente passam despercebidos, mas causam transtornos aos projetistas desse tipo de equipamento. São situações nas quais temos frequências muito baixas, que ampliam

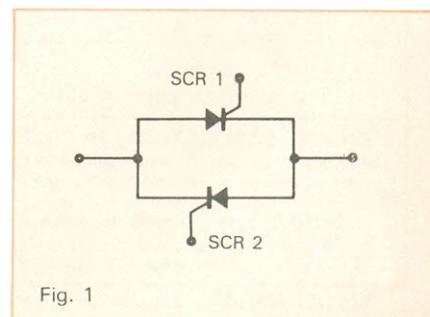


Fig. 1

Contador estático com dois SCRs em antiparalelo.

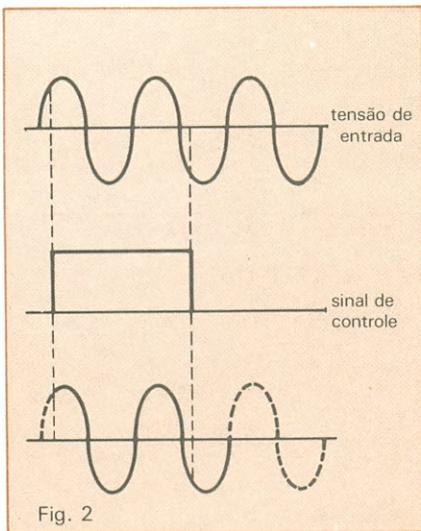


Fig. 2  
Disparo da tensão sobre a carga em função do sinal de controle.

cada vez mais o tempo de desarme, atrapalhando o funcionamento e limitando as aplicações dos circuitos.

O leitor pode pensar que as baixas frequências normalmente não são encontradas no Brasil, pois, como a distribuição é de 60 Hz, praticamente todas as aplicações estão nesta frequência de trabalho. Todavia, um exemplo típico é a utilização de contadores estáticos para a ligação de resistências rotóricas de motores em anel. Neste caso, quando a velocidade do rotor está próxima da velocidade de sincronismo, surgem efeitos de baixa frequência, pois a frequência no rotor é muito baixa e, portanto, o tempo de desarme desses contadores é muito alto, chegando a 0,5 segundo.

Há outra desvantagem que limita o uso desse tipo de circuito na indústria. É que devemos projetar o circuito para os transitórios, porque o tempo necessário para ocorrer a fusão das junções internas do tiristor é muito baixo, enquanto que no caso dos contadores eletromecânicos o tempo é muito

maior que o do transitório. Portanto, quando o transitório ocorre, o circuito não sofre consequências, ao passo que nos contadores estáticos qualquer transitório fora dos limites é fatal.

A figura 3 apresenta um circuito com optoacoplamento para o disparo dos tiristores. Este tipo de circuito é muito empregado, já que pode ser disparado por potências muito baixas e, portanto, interligado a circuitos digitais sem grandes estudos. Com o optoacoplamento não ocorre a passagem de sinais espúrios causados pelos elementos de potência, que provocam mudanças de estado não esperadas nos circuitos digitais.

Na figura 4 são mostrados circuitos de disparo com circuitos integrados, que facilitam demais o uso desses dispositivos. A figura 5 ilustra as características desses integrados e suas principais limitações. E a figura 6 contém os gráficos das diversas grandezas envolvidas no disparo, utilizando, agora, carga indutiva, o que atrapalha bastante o uso deste circuito, pois ocorrem transitórios de tensão no desligamento que devem ser considerados no projeto.

O projeto de sistemas de potência, como já dissemos, pode ser muito complexo e, em casos como os apresentados aqui, às vezes chegamos a necessitar do auxílio dos computadores para obter resultados precisos. Felizmente isso já nos é facilitado, pois existe uma quantidade enorme de literatura a respeito.

Para que o leitor possa ficar familiarizado com os dados de projeto que normalmente a literatura apresenta, vamos mostrar algumas características principais e fórmulas para cálculos de circuitos encontrados na prática.

A série de gráficos visa facilitar a pesquisa sobre os mesmos, organizando-os na ordem de definição do projeto. Encontra-se o valor da corrente média eficaz em relação à de pico, pa-

ra tensão senoidal de meia-onda e onda completa. Em casos de carga indutiva, observa-se que a corrente tem forma de pulsos retangulares.

A seguir vêm os formulários e tabelas comparativas de vários circuitos, definindo todas as variáveis necessárias ao projeto de circuitos de potência.

Os três primeiros gráficos apresentam a variação das correntes eficaz e média com o ângulo de condução do SCR, tomando por base o valor da corrente de pico. Sendo que:

- $I_{pk}$  — corrente de pico;
- $I_m$  — corrente média;
- $I_{ef}$  — corrente eficaz;
- $\theta$  — ângulo de condução.

O primeiro gráfico contém a curva para a realização em meia-onda, o segundo para onda completa e o terceiro para onda quadrada.

Utilizando esses gráficos, podemos dimensionar o valor de corrente máxima do tiristor, sabendo o valor da corrente média ou eficaz. Alguns catálogos apresentam estes valores para que a escolha do SCR seja facilitada.

Os quadros subsequentes mostram, para diversos circuitos, o funcionamento e as variáveis envolvidas com relação ao ângulo de condução. Observe

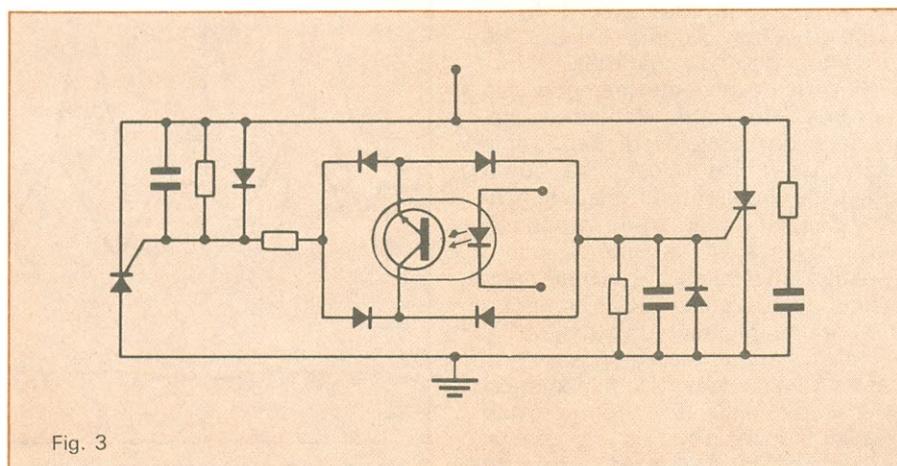


Fig. 3

Circuito com optoacoplamento para o disparo de tiristores.

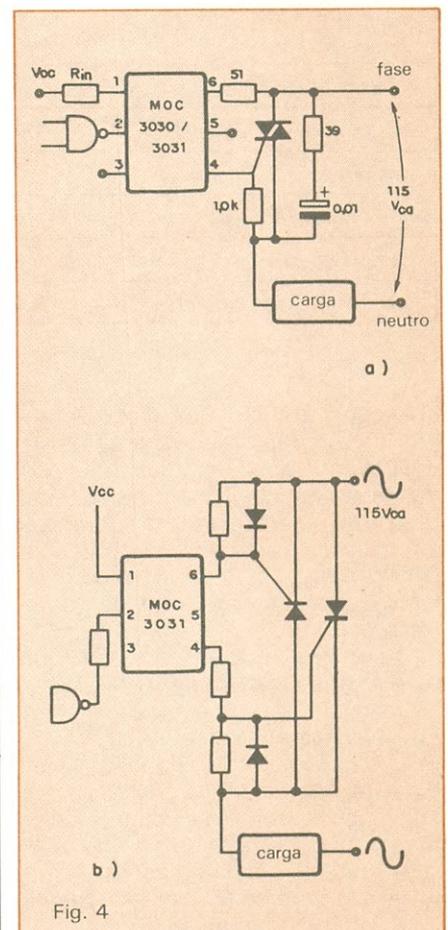


Fig. 4

Circuito de chaveamento com triac (a) e SCRs (b), combinados com optoacopladores.

parâmetro	símbolo	valor	unidade
<b>Emissão do diodo em infravermelho</b>			
tensão reversa	$V_R$	3,0	Volts
corrente direta – contínua	$I_F$	50	mA
dissipação de potência	$P_D$	120	mW
deriva acima de 25°C		1,33	mW/°C
<b>Valores máximos na saída do tiristor</b>			
tensão no terminal de saída	$V_{DRM}$	250	Volts
corrente $T_A = 25^\circ C$	$I_{T(RMS)}$	100	mA
no estado ligado $T_A = 85^\circ C$		50	mA
corrente de surto não repetitivo (PW = 10 ms)	$I_{TSM}$	1,2	A
dissipação de potência	$P_D$	300	mW
deriva acima de 25°C		4,0	mW/°C
<b>Valores máximos do dispositivo</b>			
tensão de isolamento (tensão de pico CA, 60 Hz, duração de 5 s)	$V_{ISO}$	7500	$V_{ca}$
dissipação de potência	$P_D$	330	mW
deriva acima de 25°C		4,4	mW/°C
temperatura da junção	$T_J$	- 40 to + 100	°C
faixa de operação térmica	$T_A$	- 40 to + 85	°C
temperatura de armazenagem	$T_{stg}$	- 40 to + 150	°C
temperatura de soldagem (10 s)	—	260	°C

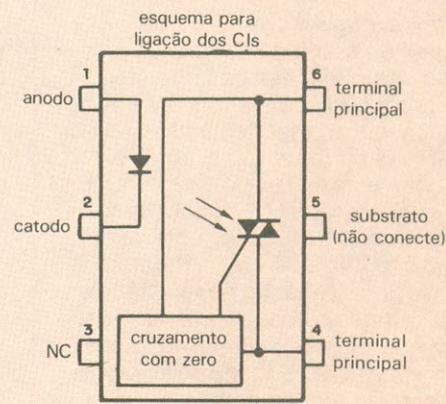


Fig. 5

Características de operação e pinagem dos integrados MOC 3030/3031.

que todos os circuitos são apresentados para carga resistiva e carga indutiva, que são as mais comuns nos meios industriais. Note também que, para os transformadores, devemos multiplicar os valores pela potência contínua na carga, para termos o valor da potência aparente do transformador.

Os valores de ripple são indicados para a variação na corrente de carga. Definição dos símbolos:  
 $E_a$  — tensão eficaz na carga;  
 $E_l$  — tensão média na linha;  
 $E_d$  — tensão média na carga;  
 $V_{rm}$  — tensão reversa de pico no SCR;  
 $V_{fbm}$  — tensão direta de pico no SCR;  
 $I_d$  — corrente média na carga;  
 $I_{fm}$  — corrente de pico instantânea;  
 $I_f$  — corrente média na carga;  
 $I_{RMS}$ ,  $I_{ef}$  — corrente eficaz.

Com as tabelas podemos dimensionar de maneira simples os circuitos

mais comuns e ter ainda uma melhor visualização das características de cada circuito.

Verifique que, para cargas indutivas, não temos variações da corrente na carga e, por isso, a corrente nos SCRs tem forma de onda quadrada.

Finalmente, podemos perceber que o uso de SCRs como elementos chaveadores de potência tem grande aplicação nos meios industriais e que o projeto de circuitos com estes elementos pode ser encarado de várias formas, desde as mais simples, como consulta em tabelas, até as mais complexas, como a utilização de computador para a simulação de circuitos.

Hoje em dia, devido à grande difusão destes elementos, existem tabelas de aplicação que auxiliam o projeto, não requisitando mais que simples consulta para a elaboração de projetos simples.

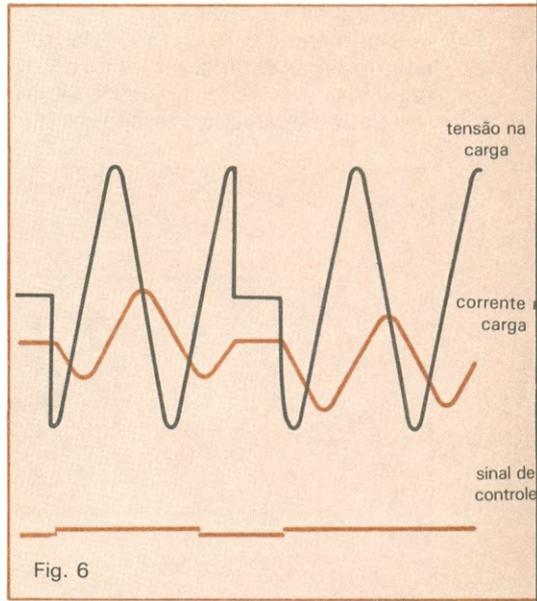
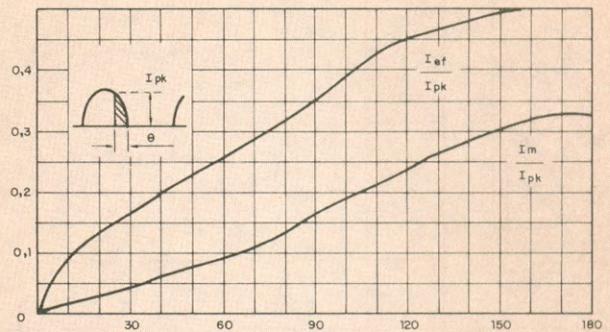


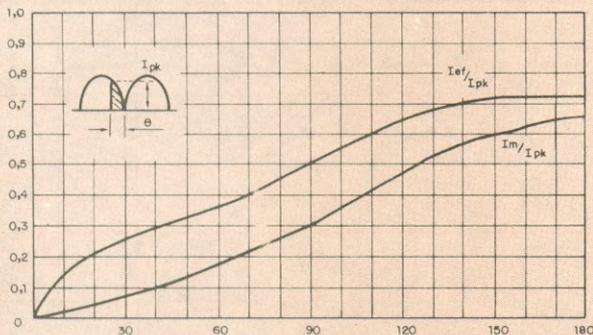
Fig. 6

Curvas da corrente e tensão no circuito de disparo com carga indutiva.

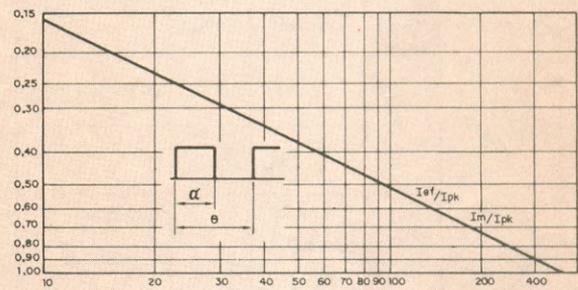
**Gráficos das relações entre as correntes, em função do ângulo de condução**



$\theta$  — ângulo de condução ( $^{\circ}$ )  
Tensão senoidal, meia-onda, carga resistiva.



$\theta$  — ângulo de condução ( $^{\circ}$ )  
Tensão senoidal, onda completa, carga resistiva.



$\alpha$  — ângulo de condução ( $^{\circ}$ )  
Meia-onda, carga indutiva.

**Tabelas com as relações mais importantes para os retificadores controlados**

circuito	ângulo de condução	valores de saída					valores da tensão retificada					capacidade do transformador		
		forma da tensão	$\frac{E_d}{E_i}$	$\frac{E_a}{E_i}$	fator de forma	ripple (%)	forma da corrente	$\frac{I_r}{I_m}$	$\frac{I_r}{I_d}$	$\frac{I_{RMS}}{I_d}$	$\frac{V_{fbm}}{E_i}$	$\frac{V_{rm}}{E_i}$	Prim. Pd	Sec. Pd
	30°		0,030	0,120	3,99	387		0,0426	1	3,99	1,41	1,41	133	133
	60°		0,109	0,302	2,78	258		0,0920	1	2,78	1,41	1,41	25,5	25,5
	90°		0,225	0,508	2,26	202		0,1590	1	2,26	1,41	1,41	10,0	10,0
	120°		0,338	0,635	1,88	159		0,2390	1	1,88	1,22	1,41	5,66	5,66
	150°		0,420	0,698	1,66	133		0,2970	1	1,66	0,71	1,41	3,96	3,96
	180°		0,450	0,707	1,57	121		0,3180	1	1,57	0	1,41	3,49	3,49

Retificador controlado, meia-onda, carga resistiva.

circuito	ângulo de condução	valores de saída					valores da tensão retificada					capacidade do transformador		
		forma da tensão	$\frac{E_d}{E_i}$	$\frac{E_r}{E_i}$	fator de forma	ripple (%)	forma da corrente	$\frac{I_f}{I_m}$	$\frac{I_r}{I_d}$	$\frac{I_{RMS}}{I_d}$	$\frac{V_{fbm}}{E_i}$	$\frac{V_{rm}}{E_i}$	Prim. Pd	Sec. Pd
	60°		0,060	0,170	2,82	264		0,095	1	2,82	1,41	0	47	47
	120°		0,226	0,445	1,97	170		0,184	1	1,97	1,41	0	8,82	8,82
	180°		0,450	0,707	1,57	124		0,318	1	1,57	1,41	0	3,49	3,49
	240°		0,676	0,900	1,20	88		0,578	1	1,23	1,22	0	1,97	1,97
	300°		0,840	0,985	1,17	61		0,594	1	1,17	0,71	0	1,39	1,39
	360°		0,900	1,000	1,11	48,0		0,636	1	1,11	0	0	1,23	1,23

Retificador controlado, onda completa, carga resistiva.

circuito	ângulo de condução	valores de saída					valores da tensão retificada					capacidade do transformador		
		forma da tensão	$\frac{E_d}{E_i}$	$\frac{E_r}{E_i}$	fator de forma	ripple (%)	forma da corrente	$\frac{I_f}{I_m}$	$\frac{I_r}{I_d}$	$\frac{I_{RMS}}{I_d}$	$\frac{V_{fbm}}{E_i}$	$\frac{V_{rm}}{E_i}$	Prim. Pd	Sec. Pd
	60°		0,060	0,170	2,82	0		0,167	1	2,45	1,41	0	6,70	6,70
	120°		0,226	0,445	1,97	0		0,333	1	1,73	1,41	0	2,68	2,68
	180°		0,450	0,707	1,57	0		0,500	1	1,41	1,41	0	1,57	1,57
	240°		0,676	0,900	1,33	0		0,667	1	1,22	1,22	0	1,21	1,21
	300°		0,840	0,988	1,17	0		0,833	1	1,11	0,71	0	1,07	1,07
	360°		0,900	1,000	1,11	0		1,000	1	1,00	0	0	1,11	1,11

Retificador controlado, onda completa, carga indutiva.

circuito	ângulo de condução	valores de saída					valores da tensão retificada					capacidade do transformador		
		forma da tensão	$\frac{E_d}{E_i}$	$\frac{E_r}{E_i}$	fator de forma	ripple (%)	forma da corrente	$\frac{I_f}{I_m}$	$\frac{I_r}{I_d}$	$\frac{I_{RMS}}{I_d}$	$\frac{V_{fbm}}{E_i}$	$\frac{V_{rm}}{E_i}$	Prim. Pd	Sec. Pd
	60°		0,060	0,170	2,82	264		0,045	0,5	1,98	1,41	0,71	47	47
	120°		0,226	0,445	1,97	170		0,092	0,5	1,39	1,41	1,23	8,82	8,82
	180°		0,450	0,707	1,57	124		0,159	0,5	1,11	1,41	1,41	3,49	3,49
	240°		0,676	0,900	1,33	88		0,239	0,5	0,938	1,23	1,41	1,97	1,97
	300°		0,840	0,985	1,17	61		0,297	0,5	0,832	0,71	1,41	1,39	1,39
	360°		0,900	1,000	1,11	48		0,318	0,5	0,786	0	1,41	1,24	1,24

Retificador controlado, onda completa, carga resistiva.

circuito	ângulo de condução	valores de saída					valores da tensão retificada					capacidade do transformador		
		forma da tensão	$\frac{E_d}{E_1}$	$\frac{E_a}{E_1}$	fator de forma	ripple (%)	forma da corrente	$\frac{I_f}{I_m}$	$\frac{I_f}{I_c}$	$\frac{I_{RMS}}{I_d}$	$\frac{V_{fbm}}{E_1}$	$\frac{V_{rm}}{E_1}$	Prim. Pd	Sec. Pd
	60°		0,060	0,170	2,82	0		0,084	0,5	1,730	1,414	1,414	6,41	6,41
	120°		0,226	0,445	1,97	0		0,167	0,5	1,220	1,414	1,414	2,53	3,53
	180°		0,450	0,707	1,57	0		0,250	0,5	1,000	1,414	1,414	1,57	1,57
	240°		0,670	0,900	1,33	0		0,333	0,5	0,866	1,230	1,414	1,21	1,21
	300°		0,840	0,985	1,17	0		0,417	0,5	0,775	0,707	1,414	1,09	1,09
	360°		0,900	1,000	1,11	0		0,500	0,5	0,707	0	1,414	1,11	1,11

Retificador controlado, onda completa, carga indutiva.

circuito	ângulo de condução	valores de saída					valores da tensão retificada					capacidade do transformador		
		forma da tensão	$\frac{E_d}{E_1}$	$\frac{E_a}{E_1}$	fator de forma	ripple (%)	forma da corrente	$\frac{I_f}{I_m}$	$\frac{I_f}{I_c}$	$\frac{I_{RMS}}{I_d}$	$\frac{V_{fbm}}{E_1}$	$\frac{V_{rm}}{E_1}$	Prim. Pd	Sec. Pd
	60°		0,030	0,850	2,82	264		0,043	0,5	1,980	0,71	0,71	47	66,4
	120°		0,113	0,223	1,97	170		0,092	0,5	1,390	0,71	1,23	8,82	12,5
	180°		0,225	0,354	1,57	121		0,159	0,5	1,110	0,71	1,41	3,49	4,94
	240°		0,338	0,450	1,33	88		0,239	0,5	0,938	0,62	1,41	1,97	2,79
	300°		0,420	0,493	1,17	61		0,297	0,5	0,832	0,36	1,41	1,39	1,97
	360°		0,450	0,500	1,11	48		0,318	0,5	0,786	0	1,41	1,24	1,75

Retificador controlado, onda completa com center-tap, carga resistiva.

circuito	ângulo de condução	valores de saída					valores da tensão retificada					capacidade do transformador		
		forma da tensão	$\frac{E_d}{E_1}$	$\frac{E_a}{E_1}$	fator de forma	ripple (%)	forma da corrente	$\frac{I_f}{I_m}$	$\frac{I_f}{I_c}$	$\frac{I_{RMS}}{I_d}$	$\frac{V_{fbm}}{E_1}$	$\frac{V_{rm}}{E_1}$	Prim. Pd	Sec. Pd
	60°		0,030	0,085	2,82	0		0,084	0,5	1,730	0,71	0,710	6,41	9,06
	120°		0,109	0,214	1,97	0		0,167	0,5	1,220	0,71	1,230	2,53	3,58
	180°		0,225	0,360	1,57	0		0,250	0,5	1,000	0,71	1,414	1,57	2,22
	240°		0,338	0,450	1,20	0		0,333	0,5	0,866	0,62	1,414	1,21	1,71
	300°		0,420	0,494	1,17	0		0,417	0,5	0,775	0,36	1,414	1,09	1,54
	360°		0,450	0,500	1,11	0		0,500	0,5	0,707	0	1,414	1,11	1,57

Retificador controlado, com center-tap, carga indutiva.

## Outro cometa artificial estuda o vento solar

Em julho último, um experimento científico internacional que visa determinar a interação entre o vento solar e a magnetosfera terrestre produziu o segundo cometa artificial do mundo — similar ao que foi “lançado” em dezembro de 1984. Essa foi a quarta e última etapa do experimento, batizado de AMPTE — *Active Magnetospheric Particle Tracer Explorers* (ou, aproximadamente, Analisadores de Partículas Magnetosféricas) —, resultado de um plano conjunto dos EUA, Alemanha Ocidental e Inglaterra.

O vento solar consiste de uma corrente de gás quente ionizado, que se expande a partir do Sol em todas as direções, a uma velocidade de aproximadamente 1,5 milhão de quilômetros por hora. A magnetosfera da Terra é uma envoltória de forças magnéticas e par-

tículas carregadas que circunda todo o planeta, estendendo-se por cerca de 60 mil quilômetros em direção ao Sol e pelo menos por 6 milhões de quilômetros na face escura do planeta — formando a chamada **cauda magnética**.

As três primeiras etapas do plano, a exemplo dessa última, envolveram a liberação de cargas de bário e lítio na atmosfera, a fim de verificar como essas substâncias sofreriam “erosão” pelo vento solar — e, assim, entender melhor a ação desse fenômeno e da própria capa magnética de nosso planeta. A primeira aconteceu em setembro de 1984, quando uma carga de lítio foi liberada diretamente do vento solar, na parte exterior da magnetosfera. Resultados preliminares dessa fase indicaram que menos de 1% do vento solar

tem acesso à magnetosfera.

Na segunda fase ocorreu um grande espetáculo visual, quando um satélite alemão criou uma nuvem de bário em uma das laterais da magnetosfera, a cerca de 100 mil quilômetros acima do Oceano Pacífico nas proximidades da costa do Peru. Os dados obtidos desse “cometa” revelaram que ele foi erodido muito mais rapidamente do que pensavam a princípio os pesquisadores. A colocação de duas cargas de lítio e duas de bário na região da cauda magnética foi o objetivo da terceira etapa, no início deste ano.

Desapontando os cientistas, o satélite americano empregado nessa missão não revelou sinais de íons na região — o que está levando a uma revisão sobre os atuais modelos empregados para explicar a magnetosfera. A quarta fase, por fim, deu origem ao segundo cometa artificial, com a liberação de mais duas cargas de bário a cerca de 100 mil quilômetros de altitude, novamente na lateral da magnetosfera.

Fonte: NASA

## Processador de imagens em projeto no INPE

Através de seu Departamento de Processamento de Imagens, o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais está desenvolvendo um sistema de vídeo baseado em um microcomputador nacional de 16 bits, com *software* próprio, para o processamento de imagens de satélites ambientais, microscopia e bancos de dados geográficos. Denominado SITIM — Sistema Interativo de Tratamento de Imagens —, ele é composto pelo micro, alguns periféricos e um terminal de vídeo. O instituto acredita que o equipamento possa ser útil a universidades, empresas de pesquisas minerais, indústrias eletrônicas, clínicas e órgãos públicos de planejamento que já disponham de computadores.

**Aplicações** — O armazenamento, de forma digitalizada, de cartas topográficas e fotografias enviadas por satélites é uma das principais aplicações do SITIM. Isso dá origem a um banco geográfico de dados, que pode conter, além das imagens, informações meteorológicas, ecológicas, econômicas e sociais, proporcionando a integração de dados geocodificados em um único sistema. Além disso, ele permite a combinação das informações e a utilização de cálculos matemáticos e estatísticos.

Juntamente com a técnica de sensoriamento remoto, o processador permite obter diretamente das imagens diversas informações acerca de agricultura, poluição, florestas, mapeamento geo-

lógico e urbanização, além de dados meteorológicos.

Em microscopia, o sistema pode substituir métodos manuais e cansativos de análise. Para isso, é preciso acoplar uma câmera de TV ao microscópio que vai realizar a análise. A imagem gerada é então convertida em dados digitais, que são armazenados na memória do terminal de vídeo — que, por sua vez, pode reproduzir na tela, ao ser requisitado, a imagem guardada. Essa imagem pode então ser interpretada pelo operador, com o auxílio do micro, que dispõe de uma série de recursos, como variação de contraste, associação de cores aos níveis de cinza, análise morfológica e gráficos — exatamente como um vídeo de tomografia computadorizada. Prevê-se a utilização do SITIM, nessa área, na classificação de cromossomos, dimensionamento de grãos em amostras de aço e análise de fibras para a produção de celulose, entre outras possibilidades.

As primeiras pesquisas sobre processamento de imagens ocorreram na década de 60, nos EUA, utilizando as fotos enviadas por satélites ambientais. O aperfeiçoamento da técnica, com a inclusão de microprocessadores, abriu o campo para a medicina, ótica, microscopia e robótica.

Fonte: INPE

# História e técnicas da radioastronomia

Um artigo básico, introdutório, que fornece um breve, mas completo, histórico e explica os princípios fundamentais dessa técnica

**É** bem possível que a astronomia tenha sido a primeira ciência especulada pela humanidade. Através da arqueologia foi possível obter fragmentos de informações sobre várias civilizações que se preocupavam com os astros. Em épocas mais recentes, tivemos a grande contribuição do mundo árabe, em estudos dos astros e sua posição no firmamento. Tanto isso é fato indiscutível que muitas das constelações e astros que conhecemos ainda portam nomes de origem árabe.

Com o advento do rádio, um grupo inquieto de estudiosos dedicou-se a pesquisar os céus, buscando captar sinais que, segundo acreditavam, eram emitidos por outros corpos celestes. Alguns procuravam sinais que evidenciassem a presença de vida inteligente, outros simplesmente desejavam, com a sensibilidade dos receptores, ir além dos limites permitidos pelos telescópios óticos. Todos esses esforços redundaram em uma aplicação prática da ciência, conhecida como radioastronomia.

**Histórico** — Talvez se possa dizer que a radioastronomia, do ponto de vista prático, começou na década de 30, quando o pioneiro Karl G. Jansky, trabalhando nos laboratórios da Bell Telephone, em Nova Jérsei, construiu várias antenas omnidirecionais para cap-

tar interferências ou sinais brancos. Logo pôde fazer a separação entre as interferências produzidas pelo ser humano (de origem elétrica, industriais e comerciais), as descargas elétricas de nuvens e outro tipo de interferência.

Esses outros sinais levaram à descoberta da camada "E", na parte mais alta da nossa atmosfera, e à captação de sinais eletromagnéticos (ondas de rádio) originários da superfície do Sol. As experiências eram efetuadas na faixa de 20,6 MHz e as antenas de Jansky lembravam o carrossel que a Philips possuía antes da 2ª Guerra Mundial, na Holanda. As antenas estavam montadas sobre um carro que deslizava em um círculo, permitindo esquadriñar grande parte do céu.

Jansky dividiu os sinais que recebia em três categorias: ruídos resultantes das tempestades locais; ruídos provenientes de tempestades distantes, refletidos pela ionosfera; e ruídos parasitas permanentes, tipo sibilante. Este último tipo foi de início considerado por Jansky e outros membros de sua equipe como desprezível. Julgava-se que este ruído era proveniente do Sol, mas uma observação sistemática veio provar que eram sinais que se originavam no firmamento, provenientes, muitas vezes, de direções que não se podia associar com o Sol.

Com a ajuda de um colega (Skellet) e alguns astrônomos tradicionais, cal-

culou que a fonte desses sinais estava situada no firmamento, em uma posição que hoje sabemos ser o centro da galáxia em que a Terra está situada. Esta descoberta não foi imediatamente valorizada. Em parte, havia dificuldades na recepção, porque os receptores, na maioria das vezes improvisados, não possuíam sensibilidade e seletividade suficientes para captar e selecionar os sinais desejados rejeitando os demais.

Com o advento de receptores novos e mais sensíveis, foi possível obter melhores sinais e Jansky determinou que os sinais provinham da direção de uma constelação, em nossa galáxia, denominada Sagitário. Em 27 de abril de 1933, Jansky anunciou oficialmente suas descobertas, dando nascimento à moderna ciência da radioastronomia.

Houve muito sensacionalismo. Alguns setores da imprensa fizeram muito alarde, aventurando opiniões de pessoas que diziam ser os sinais prova de civilizações em outros planetas. Outros afirmavam que os sinais eram provenientes da própria Terra. A alta administração da Bell, mostrando uma grande obtusidade, não deu importância aos trabalhos de Jansky e retirou-o do projeto — o que resultou em um período de estagnação, que durou até o princípio de 1940.

Nessa época, Grote Reber, um engenheiro de rádio por profissão, que tinha como passatempo a astronomia e o radioamadorismo, ficou fascinado pelas descobertas de Jansky. Em 1939, utilizando seus próprios recursos e criatividade, construiu uma antena móvel enorme, parabólica, no quintal de sua casa em Wheaton, Illinois. A antena parabólica permitia maior ganho em menor espaço, se comparada às antenas lineares utilizadas por Jansky.

Reber começou também a experimentar a recepção dos sinais do espaço na faixa dos 160 MHz — que, se bem não fossem tão intensos como em 20,6 MHz, devido à antena parabólica e aos modernos receptores de maior ganho

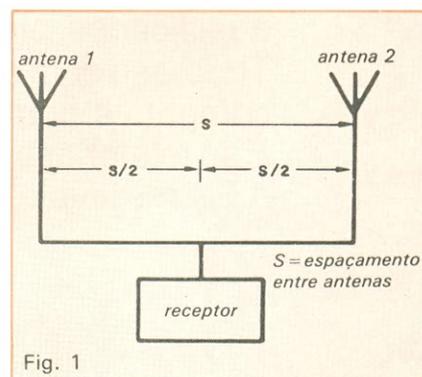


Fig. 1

Esquema da disposição de um interferômetro para radioastronomia.

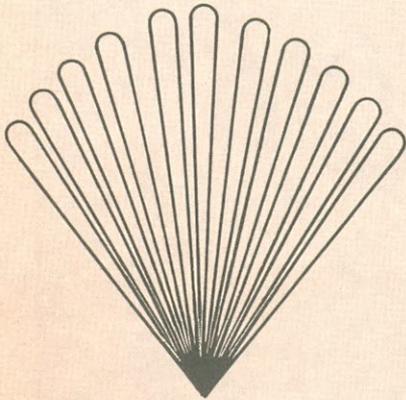


Fig. 2

*Diagrama polar ideal obtido pelos sinais provenientes de uma só fonte de sinais siderais, captados por interferometria.*

eram facilmente recebidos pelo pesquisador. Logo teve a recompensa por seus gastos e esforços: localizou uma região que não era o centro de nossa galáxia e que emitia sinais ou ruídos persistentes, próxima à constelação de Cygnos. Depois verificou que havia emissão de sinais ou ruídos em toda a Via Láctea.

Em 1940 Reber publicou um trabalho dizendo que nossa galáxia era uma fonte de sinais de rádio e, em 1942, produziu o primeiro radiomapa do firmamento. O conflito militar entre 1939 e 1945 diminuiu um pouco a atividade da radioastronomia para fins civis, mas com o desenvolvimento dos equipamentos de VHF e UHF para comunicações houve um novo impulso. Nessa época, Edward M. Purcell, da Universidade de Harvard, ganhou o Prêmio Nobel pela descoberta de uma técnica para monitorar os campos magnéticos vibratórios dos núcleos atômicos. Isto teve muita importância para a radioastronomia, pois Purcell sugeriu que as estrelas apresentavam grandes emissões dessa energia. Mais especificamente, os átomos do hidrogênio, que é a substância mais abundante no Universo, deveriam emitir radioenergia com um comprimento de onda de 21 centímetros, exatamente.

Em março de 1951, Purcell e outro colega seu, Harold Ewen, construíram um radiotelescópio para ondas de 21 centímetros e puderam captar os sinais que o próprio Purcell havia dito existirem, seis anos antes. Depois disso as coisas se precipitaram. Na Inglaterra, num local denominado Jodrell Bank, foi construída uma antena parabólica gigantesca, com cerca de 75 metros de diâmetro, graças ao entusiasmo e trabalho de Sir Bernard Lowell, que colocou a Inglaterra em posição pioneira na radioastronomia.

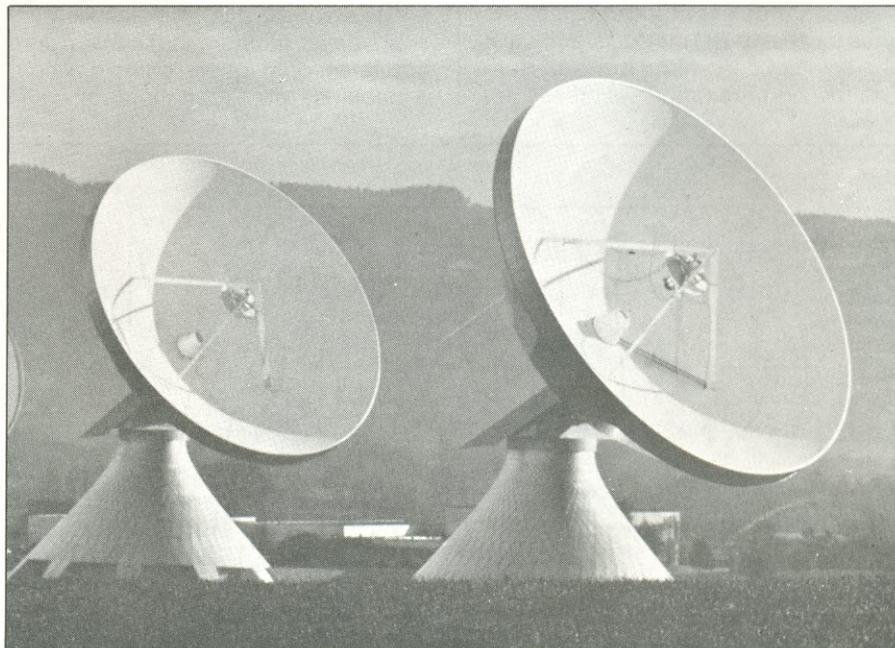
**Técnica** — A radioastronomia combina a antiga ciência da astronomia e a relativamente nova tecnologia eletrônica. Hoje é possível localizar, no firmamento, muito além da capacidade visual do mais poderoso telescópio óptico, a existência de corpos celestes que emitem ondas de rádio. Porém, a construção das antenas captadoras dos sinais enviados pelos astros não é simples, pois requerem grandes dimensões e um mecanismo de rotação complexo e preciso — sem falar nos receptores associados às antenas, que devem ter características muito apropriadas para poder captar a região desejada, considerando as distâncias envolvidas.

Os requisitos mínimos de um sistema para radioastronomia (ou seja, um radiotelescópio) são: alto ganho do receptor; largura de banda ampla; ruído inerente ao receptor o mais reduzido possível; antena com alta direcionalidade. Estes pontos são contraditórios entre si, obrigando a uma grande engenhosidade para se obter um receptor de alto ganho e faixa larga de recepção. Alto ganho e baixo ruído inerente são outros dois pontos controversos, enquanto a direcionalidade da antena opõe-se à largura da banda de recepção. Mas estes fatores foram compensados e atualmente é possível até ao amador possuir um razoável sistema de radiotelescópio.

Um fator que não é elétrico nem eletrônico, mas que coloca sério obstáculo no caminho de quem deseja construir um radiotelescópio é a questão da localização. Terreno amplo, situado em local que lhe permita uma visão

sem obstáculos da região do céu que pretende pesquisar é, sem dúvida, uma dificuldade que faz muitas pessoas desistirem logo de início da pretensão de se tornarem radioastrônomos. Os primeiros que se dedicaram a essa atividade eram especialistas em radiocomunicações e pertenciam, quase todos, à União Radiocientífica Internacional (URSI), que congrega até hoje a maioria dos interessados, além de promover congressos e publicar trabalhos. Foi a URSI que constituiu, em 1948, uma comissão sobre ruído extraterrestre; no mesmo ano, a União Astronômica Internacional (UAI) criou uma comissão análoga. Até 1950 não se considerou que fosse importante a pesquisa sobre ruído, do ponto de vista da radioastronomia; o nome da comissão mudou para Comissão de Radioastronomia e o órgão internacional das telecomunicações decidiu reservar bandas do espectro radioelétrico para as observações astronômicas.

**Novas técnicas e descobertas** — As primeiras descobertas realizadas pelos radioastrônomos basearam-se no princípio de funcionamento dos radares. Antenas utilizadas para equipamentos de radar foram montadas com seu eixo de rotação azimutal alinhado com o eixo da Terra. Com as descobertas angulares dos feixes situados entre  $1^\circ$  e  $10^\circ$ , as antenas foram orientadas para o Sol e a Via Láctea. Isto permitiu uma série de descobertas, tais como as altíssimas temperaturas da coroa solar e as emissões radioelétricas produzidas durante as erupções na superfície do Sol. Esses fenômenos, compro-



*Antenas parabólicas alinhadas, com vários ângulos de inclinação, equivalem a uma só antena com centenas de metros de diâmetro.*

vadamente relacionados com as mudanças que se produziam na ionosfera da Terra, despertaram o interesse dos especialistas de telecomunicações, geofísicos e astrónomos solares.

Nessa ocasião, foi comprovada a inconveniência de se utilizar ondas radioelétricas nos estudos astronômicos. Como a abertura angular do feixe (ou poder de resolução) de uma antena direcional ou telescópio é inversamente proporcional ao seu diâmetro (medido em comprimentos de onda), um radiotelescópio utilizado para um comprimento de onda de 50 centímetros, por exemplo, precisaria de um diâmetro 1 milhão de vezes maior que um telescópio para poder "apreciar" a mesma parcela do céu.

Na superfície da Terra as irregularidades da atmosfera reduzem o poder de resolução dos telescópios óticos a apenas 0,5 segundo de arco. Mesmo assim, para poder competir com a astronomia ótica na elaboração de mapas detalhados de corpos celestes, a radioastronomia deveria dispor de antenas com abertura de meio milhão de comprimento de onda, aproximadamente — isto é, com diâmetros de 5 mil km, para um comprimento de onda de 10 milímetros! Esse problema preocupou por mais de vinte anos os radioastrónomos. O encontro da solução permitiu também grandes progressos no projeto de antenas e técnicas relacionadas com a correção e redução de dados.

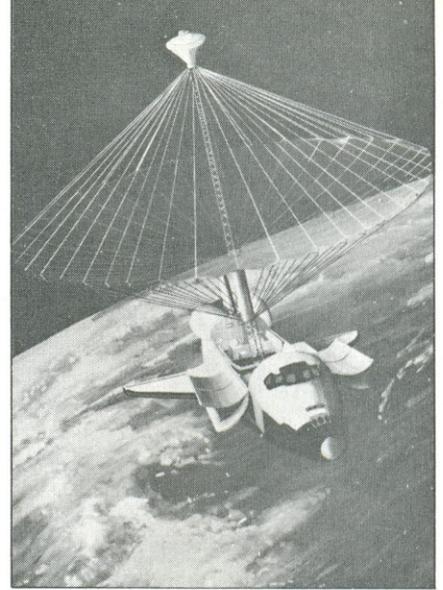
Uma das soluções que se apresentava era o aumento das dimensões da antena clássica de refletor parabólico. No caso de ser preciso um alto poder de resolução, a impossibilidade física de se construir estruturas móveis com mais de 100 ou 200 metros significava que só se poderia obter uma abertura que fosse muito ampla, expressa em

comprimentos de onda, se estes fossem muito pequenos.

Em tais comprimentos de onda, as pequenas modificações na forma do parabólico podem afetar a focalização efetiva da onda incidente, sendo portanto difícil resolver os problemas mecânicos. O maior e mais eficaz parabólico de um só elemento até agora construído é o refletor de 100 metros de diâmetro em Effelsberg, na República Federal da Alemanha. Essa enorme estrutura tem sua eficácia assegurada até o comprimento de onda de 1 centímetro, sendo sua abertura 10 mil vezes o comprimento de onda e seu poder de resolução, de meio minuto de arco. Naturalmente essa resolução é inferior à de qualquer telescópio ótico, sendo insuficiente no comprimento de onda de 21 centímetros, por exemplo, que é de grande interesse para os radioastrónomos. Este fato obrigou os radioastrónomos a desenvolver novos tipos de antenas para conseguir um alto poder de resolução.

O primeiro passo, depois do uso de redes de antenas direcionais ou refletores parabólicos, consistiu na técnica de duas trajetórias distintas. Na Austrália, uma dessas trajetórias chegava à antena depois de refletir na superfície do mar, técnica utilizada durante a guerra e bem conhecida em ótica. Na Inglaterra, a segunda trajetória foi obtida por intermédio de uma antena bastante afastada, horizontalmente, da primeira. Esse aperfeiçoamento permitiu descobrir que as rajadas radioelétricas do Sol encontram-se próximas das manchas solares e, o que é ainda mais importante, localizar outras poderosas fontes de radiação no céu.

Observou-se que a posição da primeira delas, identificada também com um telescópio ótico, coincidia com a nebulosa do Caranguejo, que são



Visão artística de uma antena que a NASA deverá colocar em órbita, através do ônibus espacial, operando por interferometria (foto NASA).

os restos de uma supernova que explodiu em 1504. Também foi descoberto que a direção de outras poderosas fontes radioelétricas coincidia com galáxias distantes e, sob o ponto de vista ótico, muito afastadas de nossa própria galáxia.

Foi quando surgiram novos tipos de antenas. Um desses projetos consistiu no desenvolvimento do interferômetro de duas antenas, que pode ser utilizado quando o sinal recebido não varia em função do tempo. Basicamente, o radiointerferômetro utiliza duas antenas idênticas, separadas por uma certa distância horizontal. Quando um sinal de rádio, emanado de uma só fonte, chega a duas antenas muito separadas, o sinal combinado de ambas surge como um gráfico de interferência. Um detalhe importante do sistema de radiointerferometria é que a resolução e sensibilidade aumentam com a separação das antenas entre si. As linhas de transmissão que vão desde a antena até o receptor devem ter comprimento e impedância idênticos.

Em Cambridge, na Inglaterra, foi utilizado um sistema desses, com uma antena fixa na direção leste-oeste e uma segunda antena móvel na direção sul-norte. A resolução do sistema era de aproximadamente 2 graus, em um comprimento de onda de 8 metros.

Na Austrália os progressos desenvolveram-se em outra direção. Em 1951 foi construída em Potts Hill, Sidney, uma rede direcional, em disposição linear, de antenas parabólicas. Com a combinação dessas antenas foi obtido o efeito de uma antena de 1 000 comprimentos de onda, e que permitiu uma resolução de 1/20 de grau no comprimento de onda de 20 centímetros. Isto permitiu que pela primeira vez fossem localizadas pequenas regiões so-

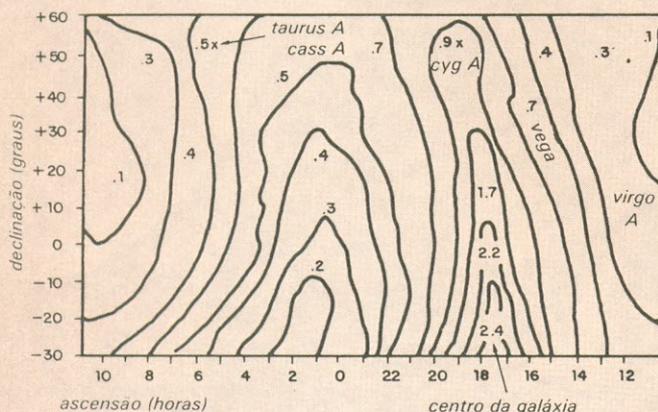


Fig. 3

Um típico radiomapa do céu, obtido por radiotelescopia. As indicações podem ser dadas diretamente em unidades de luminosidade.

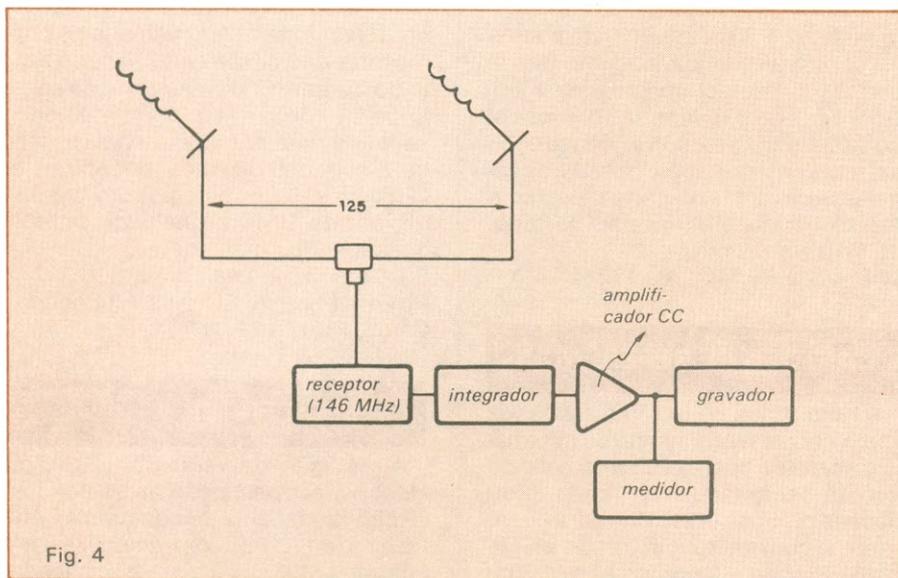


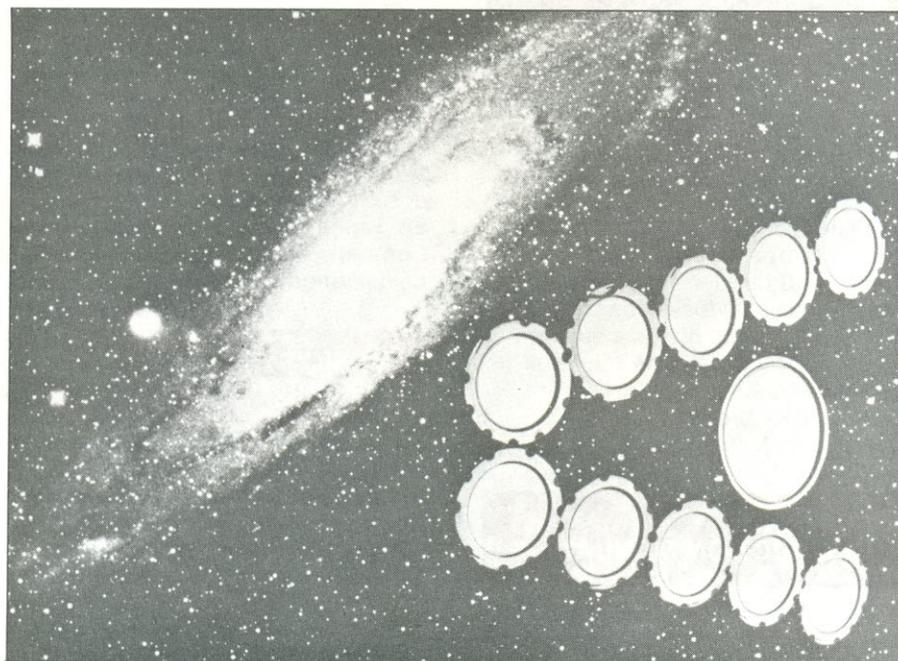
Diagrama de blocos de um radiointerferômetro operando em 146 MHz.

lares produtoras de intensa radiação. A primeira rede de antenas era na direção leste-oeste; depois foi construída uma segunda rede, na direção norte-sul, com o que se obteve resoluções de 1/15 de grau. Atualmente, a grande maioria dos radiotelescópios existentes utiliza-se das técnicas de Cambridge e da Austrália.

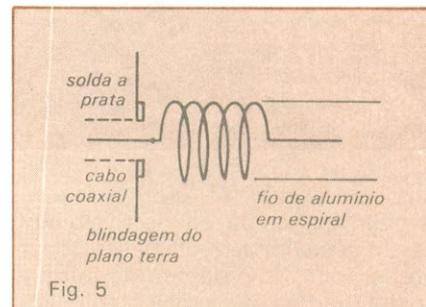
Com os radiotelescópios, foi possível observar a presença de hidrogênio frio, que emite na banda de 21 centí-

metros, e não pode ser detectada com telescópios óticos. Também foi possível, com o auxílio dos radiotelescópios, construir um mapa de nossa galáxia e conhecer exatamente sua estrutura. Outras descobertas, como a presença de nuvens de pó estelar, originadas em outras estrelas e planetas associados, trazem novas informações à indagação constante da humanidade: de onde viemos e para onde vamos?

As dimensões dos radiotelescópios



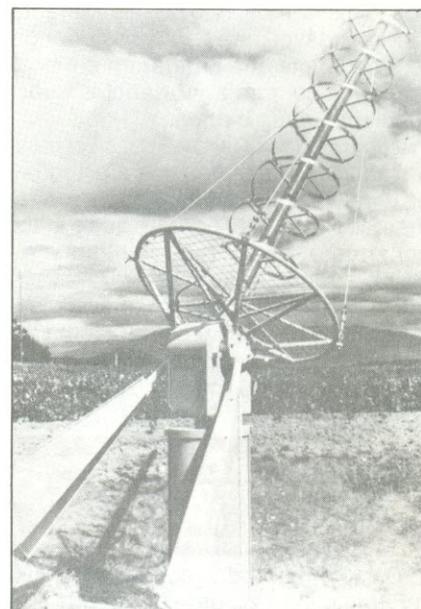
Sensores usados em satélites para medir vários tipos de radiação espacial (foto Siemens).



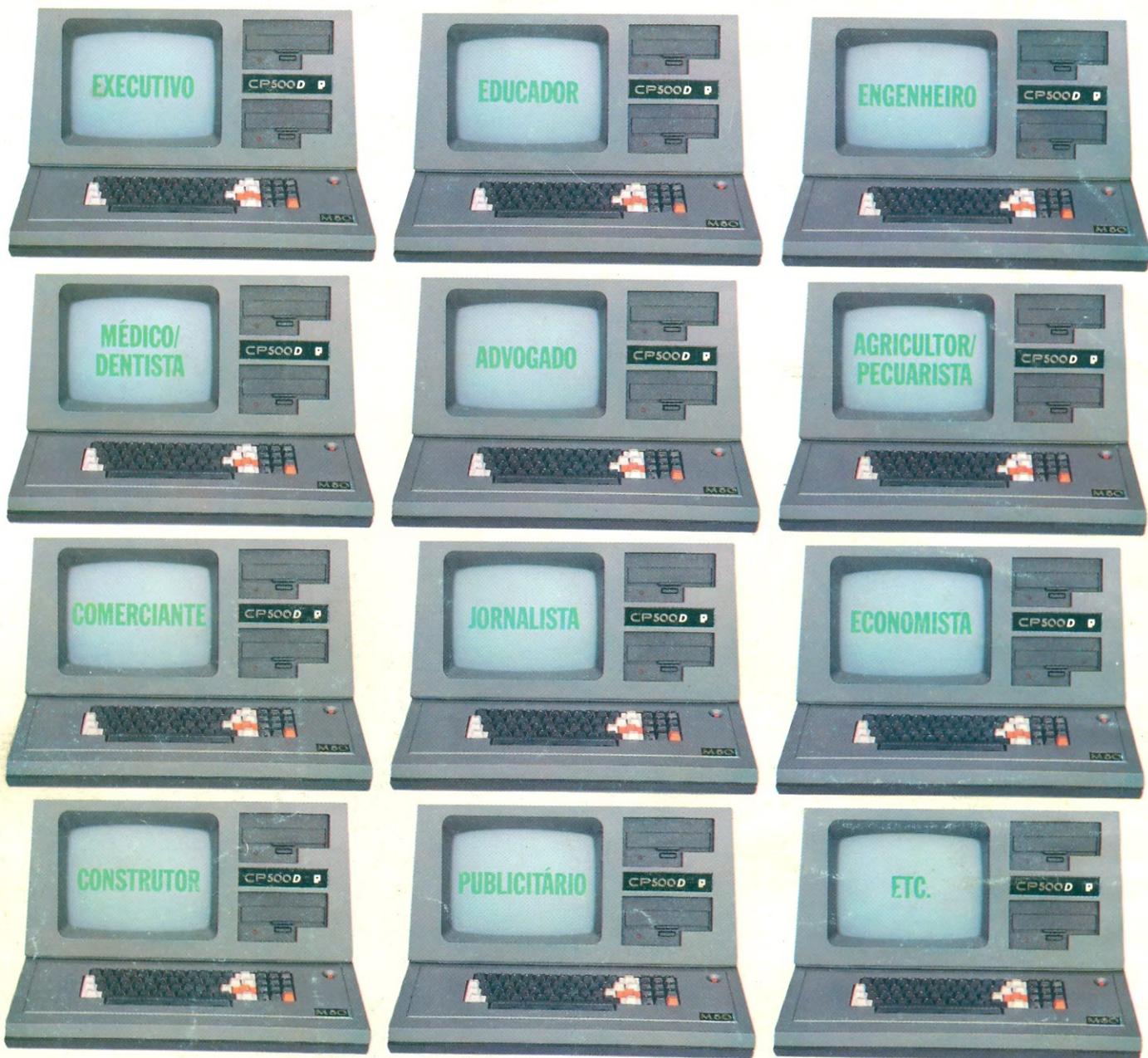
Detalhes elétricos de uma antena em hélice para 146 MHz.

aumentaram muito nos últimos anos. Sua resolução já alcança um segundo de grau e espera-se que, em breve, aumentando ainda mais seu poder de resolução, seja possível descobrir a exata origem dos quasares — corpos siderais que emitem sinais radioelétricos com grande regularidade. Um dos resultados paralelos da radioastronomia, na parte que concerne às antenas e aos receptores, foi a questão dos satélites e da recepção dos sinais emitidos pelos mesmos.

Breve, muito breve mesmo, no Brasil a recepção de sinais emitidos por satélites será coisa comum, graças à proliferação das antenas parabólicas. A radioastronomia contribuiu com a produção de novas técnicas de antenas e receptores de grande sensibilidade nas faixas dos 3 a 4 GHz.



Antena helicoidal para radioastronomia, também usada em alinhamento, com várias inclinações.



## CP500/M<sup>80</sup>, a grande solução.

### Garantia da maior biblioteca de programas aplicativos.

O CP 500/M<sup>80</sup> agora também é compatível com CP/M, o Sistema Operacional mais difundido no mundo. Isso significa que, somando o tradicional DOS 500 com o CP/M, você passa a dispor da maior biblioteca de programas aplicativos do mercado. Trata-se da solução inteligente e racional para o seu dia-a-dia, permitindo a você tirar vantagem de programas como

CalcStar\*, dBase II\*, WordStar\* e muitos outros, que vão agilizar tanto a sua vida quanto a da sua empresa: Folha de Pagamento, Controle de Estoque, Contas a Pagar/Receber, Administração Hospitalar, Cálculo Estrutural, Sistema de Balanceamento de Rações e outros programas específicos para o seu ramo de atividade.

O CP 500/M<sup>80</sup> possui saída paralela para

impressora, e você pode instalar facilmente uma porta RS232-C, que o coloca em contato com a Rede Internacional de Telemática, além do Videotexto, Cirandão, Aruanda etc. Conheça no seu revendedor mais próximo o CP 500/M<sup>80</sup>.

Um grande passo na informática, com a qualidade CP e a Tecnologia Prológica.

Características	Sistema Operacional	
	SO-08	DOS 500
Memória RAM	64 Kbytes	48 Kbytes
Memória ROM	2 Kbytes	16 Kbytes
Compatibilidade	CP/M*	TRS-DOS
Vídeo	80 colunas por 24 linhas	64 ou 32 colunas por 16 linhas

Vídeo 12" fósforo verde com controle de intensidade  
 Teclado profissional capacitivo com numérico reduzido  
 Interface para impressora paralela  
 Interface serial padrão RS232-C (opcional)  
 Frequência de Operação: 2 Mhz  
 Unidade de som com controle de volume  
 Opera com 1 ou 2 drives de face simples ou dupla

\* Marcas Registradas

