

NOVA ELETRONICA

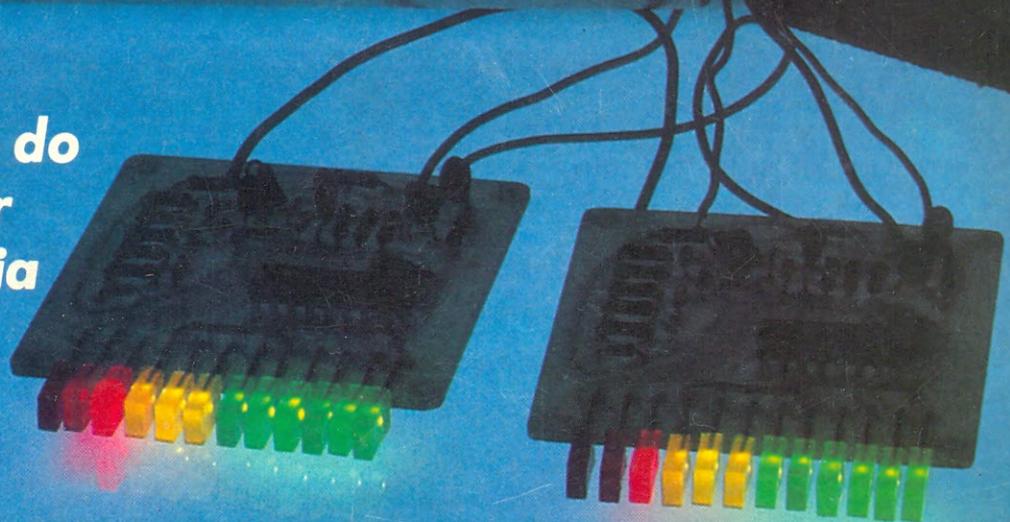
ANO VIII — Nº 85 — MARÇO/1984 — CR\$ 1.400

Nestor:
montagem
e testes

Por dentro
de um estúdio
de gravação

Quase tudo
sobre antenas
de TV e FM

**No som de casa ou do
carro, um indicador
modular de potência**



NOVA ELETRONICA

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Acionamento de tiristores
por ciclo integral _____ 10

PRÁTICA

Nestor - 2ª parte _____ 20

Toda a parte de montagem, com o projeto de uma placa e uma seqüência de testes infalível

Indicador de potência para áudio _____ 28

ENGENHARIA

Regulador delta para
sistema de operação contínua _____ 32

Prancheta do projetista
nacional _____ 31

internacional _____ 35

PRINCIPIANTE

Curso de corrente alternada
— 9ª lição _____ 36

Curso de TVPB & TVC
— 20ª lição _____ 42

A nova ponte de Wheatstone _____ 46

VÍDEO

TV-Consultoria _____ 50
Alinhamento, ajustes e calibrações

SEÇÕES

Cartas _____	4
Notas nacionais _____	6
Notas internacionais _____	8
Observatório _____	14
Astronáutica & Espaço _____	49
Galena _____	83
Livros _____	86
Classificados _____	94

CAPA



Um novo CI nacional simplificou o projeto e a montagem de indicadores de potência. E a NE apresenta uma sugestão de montagem modular, adaptável aos mais variados casos. Além disso, o Nestor já pode ser montado e testado, com o segundo artigo da série.

ÁUDIO

Anatomia de um estúdio
de gravação — 1ª parte _____ 54



Uma análise acústica e eletrônica dos estúdios, tendo por base o da Transamérica, em São Paulo, um dos mais recentes e bem equipados do país.

As caixas CCDB-BLITZ - 2ª parte _____ 60

Equalização com poucos recursos _____ 68

Discos _____ 70

BANCADA

Antenas para TV e FM - 1ª parte _____ 72

Os vários tipos de antena para vídeo e frequência modulada e suas características

Antologia do BF-494 e BF-495 _____ 78

BYTE

Projeto de computadores digitais
— conclusão _____ 80

Aplicativos _____ 84

TELECOMUNICAÇÕES

Radar: concepção e projeto
— 2ª parte _____ 88

A equação geral do radar

PY/PIX

Posto de Escuta _____ 92

Acionamento de SCRs em ciclo integral

Conheça e analise as vantagens deste método alternativo de disparo de tiristores, que pode inclusive ser adaptado a redes trifásicas

O controle da potência entregue a uma determinada carga pode ser feito através de dois processos:

- controle do ângulo de disparo, conhecido também como controle de fase;
- controle *on-off* por ciclo integral (*zero-switching*).

O controle de fase é normalmente empregado onde se deseja uma rápida resposta dinâmica ou, ainda, quando o fator de integração da carga não permite o emprego de outro processo. Temos, como casos típicos, o controle de intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes, de velocidade em motores DC, conversores de frequência etc.

A grande desvantagem desse processo de controle é a geração de interferência de RF, pois estamos introduzindo deformações no aspecto senoidal. Qualquer deformação da senóide significa a geração de RFI, que pode se estender até a faixa de dezenas a centenas de MHz. Outro aspecto negativo desse método é a presença do fator de potência ($\cos \varphi$) variável, pois é função do ângulo de disparo. Como sabemos, o fator de potência é a relação entre as fases de tensão e corrente num circuito de corrente alternada e, nesse processo, ocorre um intervalo de tempo onde existe tensão mas não corrente, resultando num baixo aproveitamento do sistema de distribuição da rede elétrica. Mes-

mo com o emprego de capacitores para correção do fator de potência, esse problema não será totalmente solucionado, pois precisaríamos de um valor de capacitor para cada ângulo de condução.

Controle de potência por ciclo integral

Em determinadas aplicações, onde não há necessidade de uma resposta dinâmica muito rápida, pode-se utilizar o sistema *on-off* por ciclo integral. Como o próprio nome diz, a idéia é trabalhar com o formato senoidal puro, onde a potência é controlada pelo controle do número de ciclos da rede entregues à carga. A figura 1 mostra o princípio de funcionamento do sistema.

Note que a potência é controlada através da relação entre T_{on} e T_{off} , isto é, do ciclo de trabalho. A inércia da carga deve ser suficientemente alta para integrar os "pacotes" energéticos, de modo que seja obtido o valor médio dos mesmos. Em geral, esse conceito é empregado nos controladores de temperatura de fornos, estufas, aquecedores etc.

Como vantagens, esse processo oferece:

- Não há geração de interferência (RFI), visto que a operação é sempre com o formato senoidal puro;
- Fator de potência ($\cos \varphi$) mais favorável, pois temos a corrente sempre em fase com a tensão (cargas resistivas);
- Maior expectativa de vida para os tiristores, já que a corrente inicial é

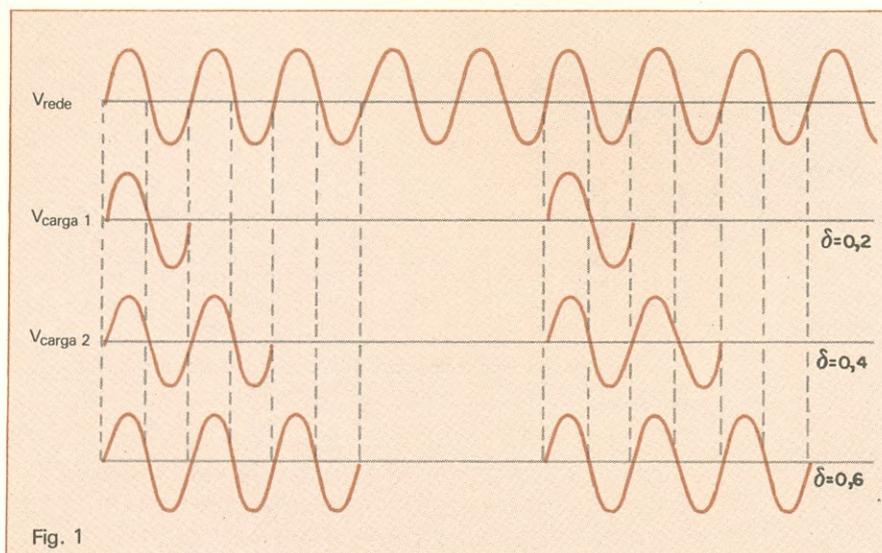


Fig. 1

Princípio do disparo por ciclo integral.

sempre pequena. Em outras palavras, podemos dizer que parâmetro di/dt é sempre pequeno, não exigindo grandes esforços dos componentes.

Circuito de acionamento

O circuito que aciona o tiristores deve ter uma lógica que permita dispará-los sempre na passagem pelo ze-

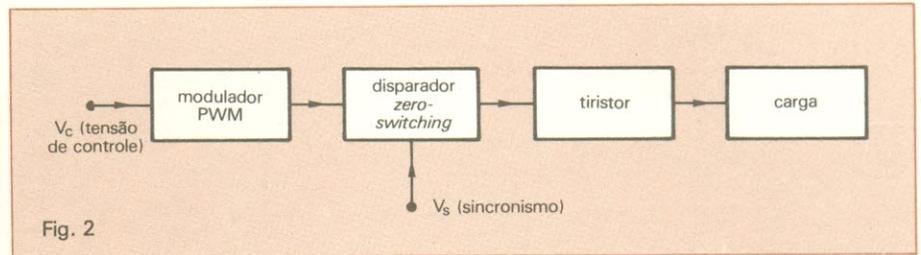


Fig. 2 Diagrama de blocos do sistema de acionamento proposto.

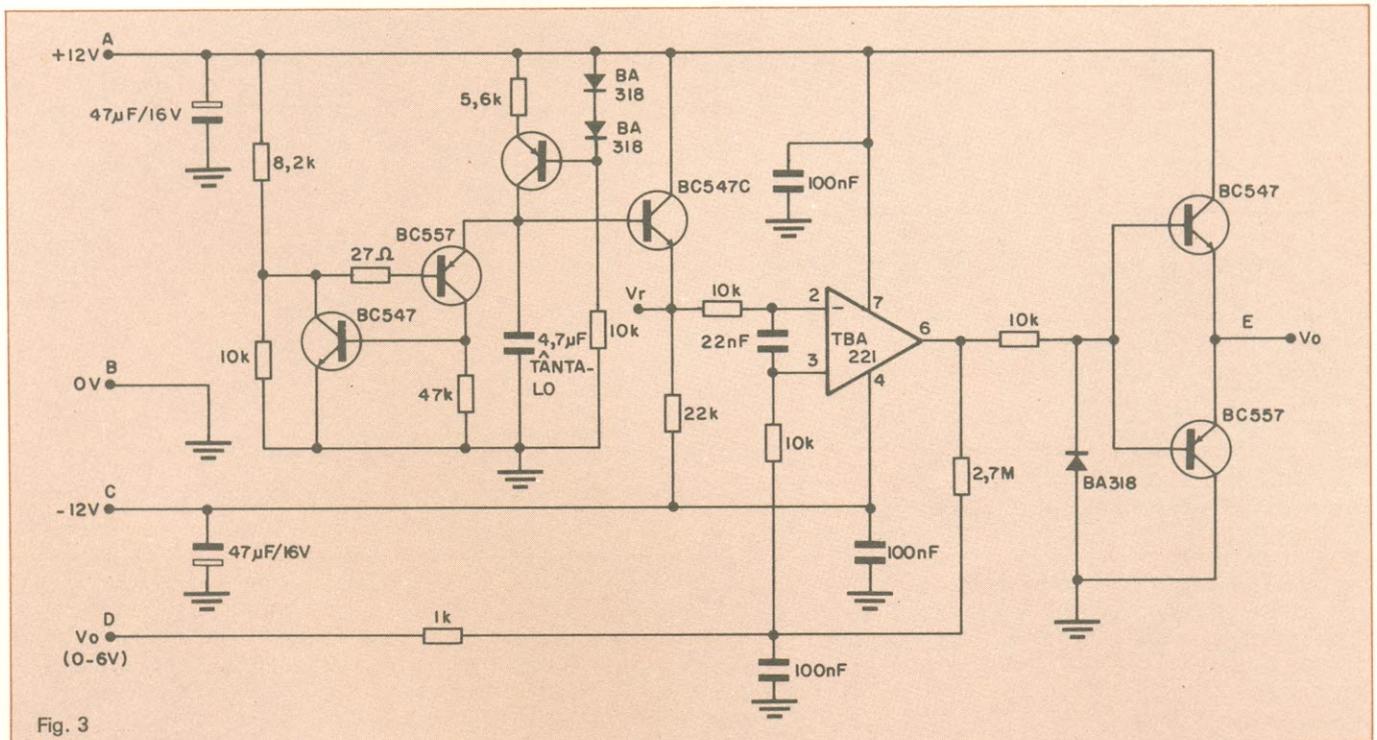


Fig. 3 Circuito elétrico completo do modulador PWM.

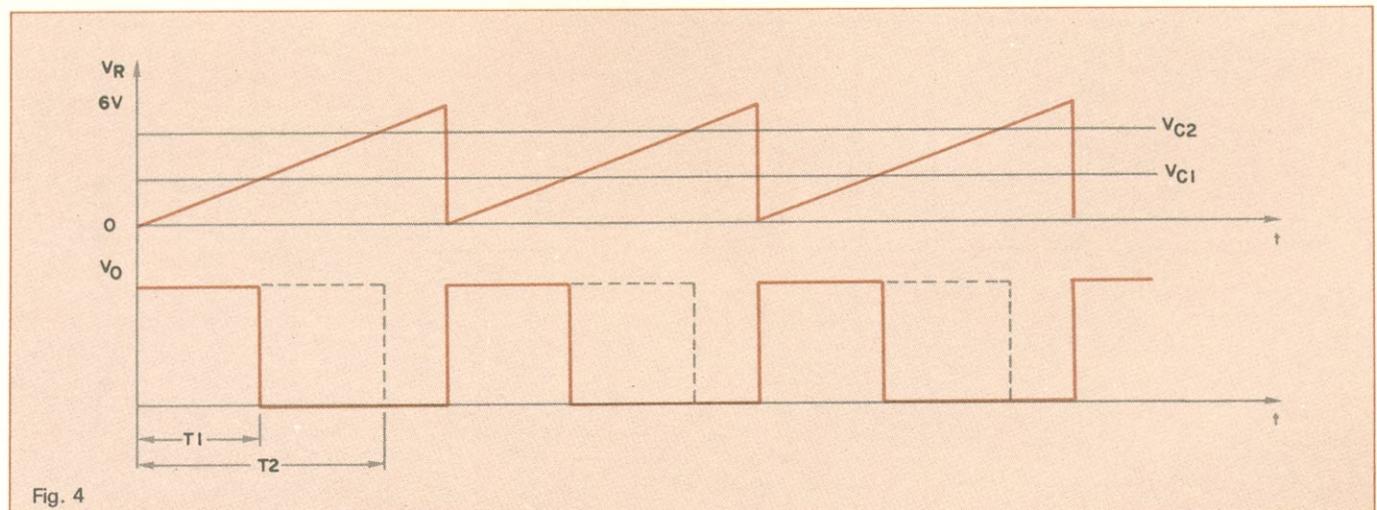


Fig. 4 Curvas de operação do modulador.

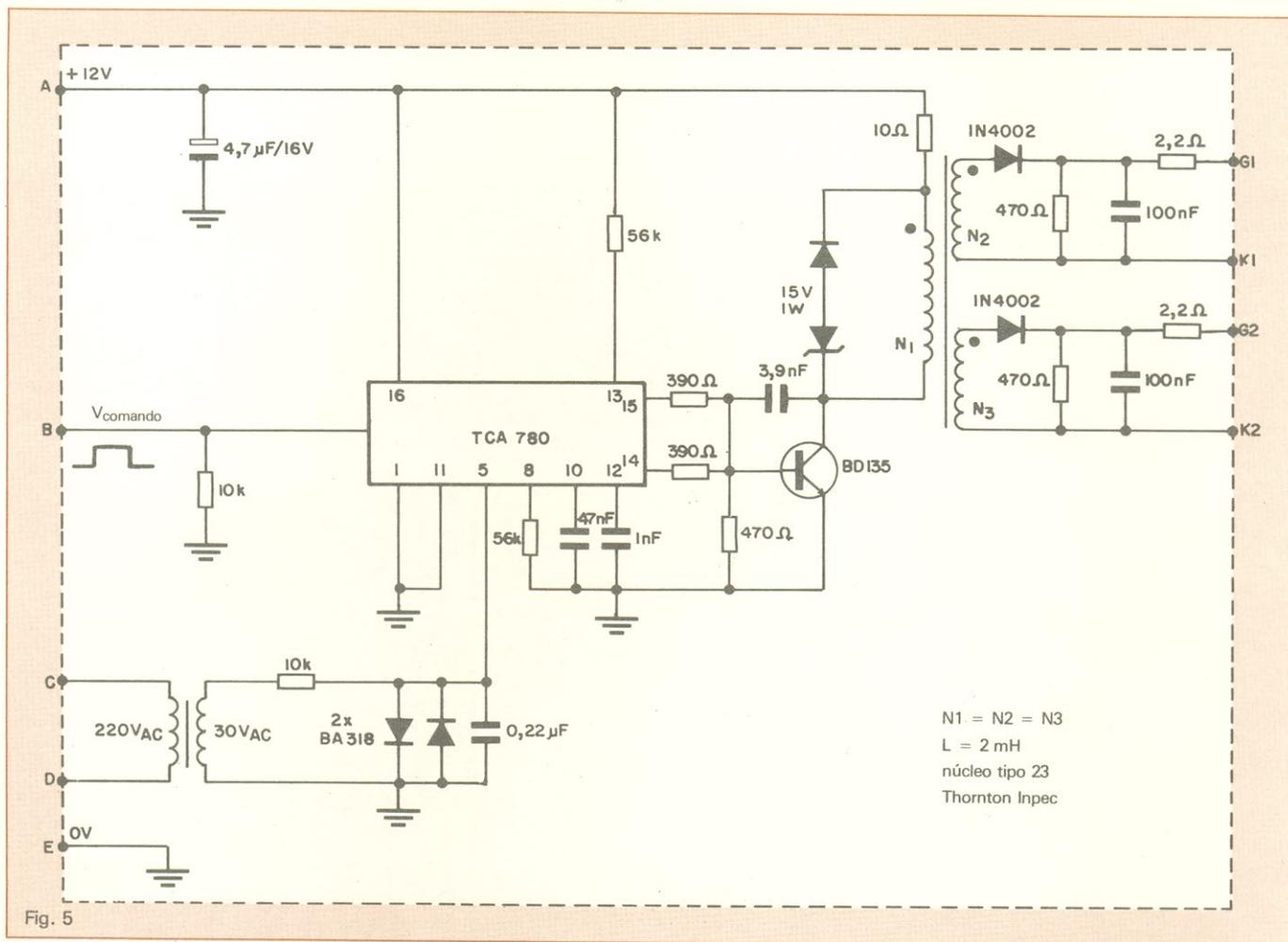


Fig. 5

Esquema do disparador zero-switching (comutação em zero).

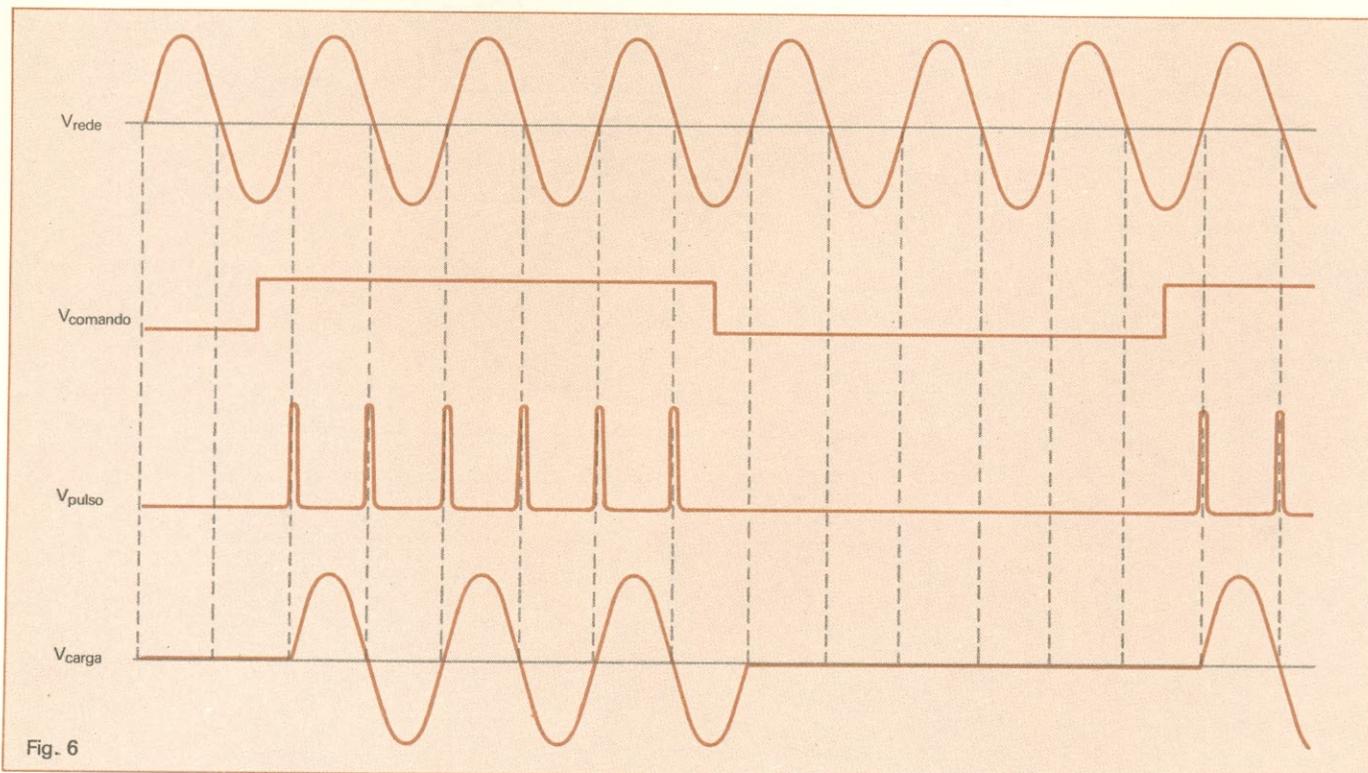


Fig. 6

Curvas que demonstram o princípio de operação do disparador.

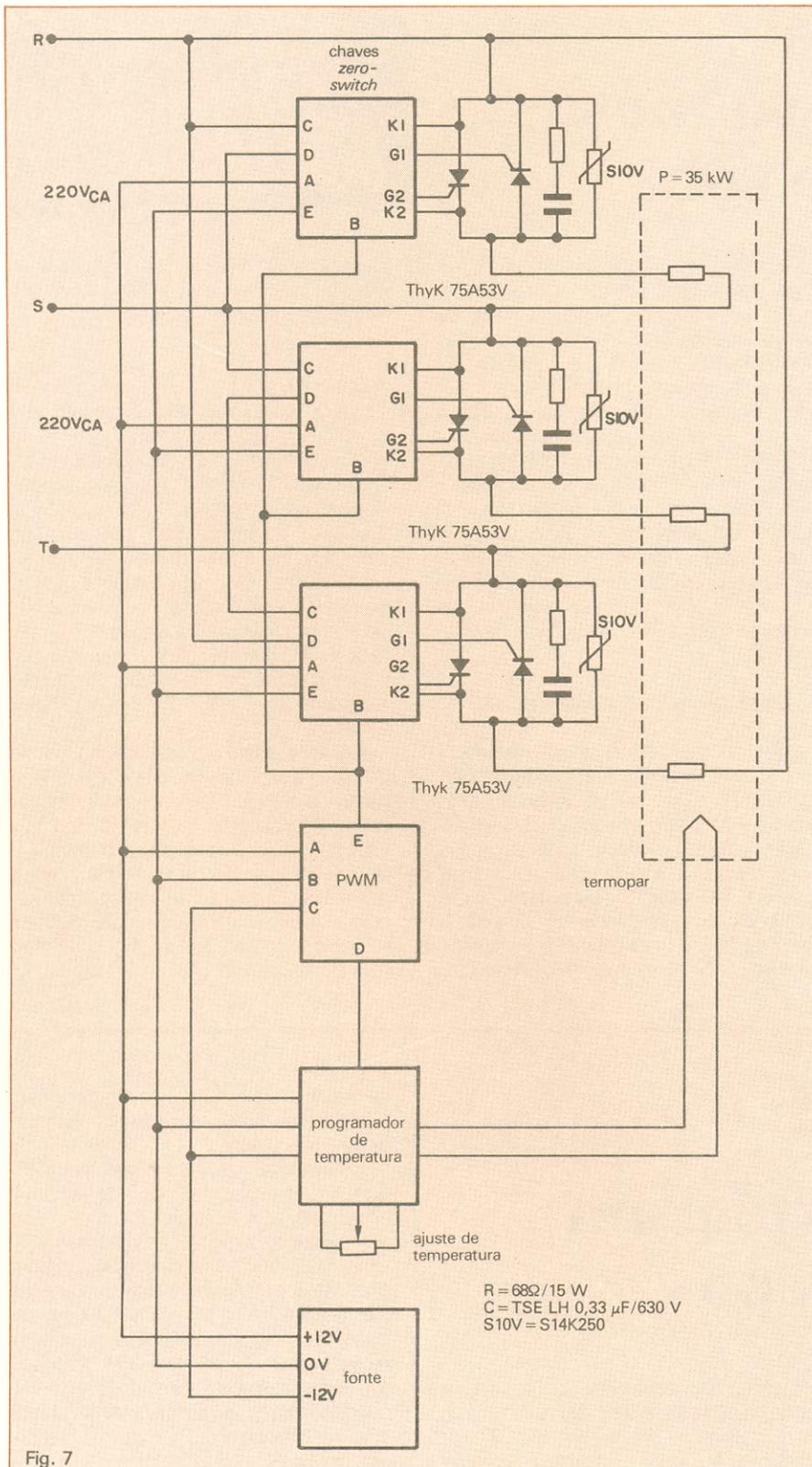


Fig. 7

Aplicação industrial do disparo por ciclo integral: um sistema trifásico de controle de temperatura.

ro, de modo que a carga receba o formato senoidal puro. Não é necessário nos preocuparmos com o desligamento em zero, já que isto é uma característica do tiristor, onde ocorre a comutação natural. A figura 2 mostra, em diagrama de blocos, o circuito de acionamento em ciclo integral.

O modulador PWM fornece pulsos cuja largura é proporcional à tensão de controle V_c . O sinal de controle deve ser obtido, por exemplo, de um programador de temperatura, que seria o sinal de correção para manter a temperatura constante.

Temos, na figura 3, o circuito elétrico do modulador. A modulação é feita comparando-se uma rampa linear com um nível oc , que é a tensão de controle. A figura 4 mostra o funcionamento do modulador.

Pode-se notar, pela figura, que a largura do pulso de saída é proporcional à tensão de controle V_c . Para o nível V_{c1} temos uma largura T_1 , enquanto que para V_{c2} , uma largura T_2 . Quando a tensão de controle for ligeiramente superior à amplitude da rampa, teremos sempre na saída um nível alto e, por outro lado, com uma tensão de controle nula, teremos sempre na saída um nível baixo. O período da rampa deve ser tal que caibam, nesse espaço de tempo, aproximadamente dez ciclos da rede.

O sinal de saída V_o vai comandar o disparador *zero switching*, que pode ser visto na figura 5. Esse disparador foi implementado com o integrado TCA 780. Mantendo-se o potencial do pino 11 do CI em zero, os pulsos e disparos são gerados nos cruzamentos pelo zero. O sinal de comando que o modulador fornece é aplicado no pino de inibição (6) do TCA 780, onde um nível alto permite a geração dos pulsos.

A figura 6 mostra o funcionamento do circuito. O sinal de sincronismo para o integrado é obtido através de um pequeno transformador, mantendo-se dessa forma a isolamento galvânica entre as partes de controle e rede.

O conjunto pode ser estendido para um sistema trifásico, bastando para isso a utilização de três módulos como mostra o diagrama da figura 7. A idéia aqui apresentada destina-se ao comando de temperatura de fornos, estufas etc.

* Dept.º de Aplicações Técnicas da Icotron

NESTOR, A BASE DE TODOS
OS COMPUTADORES — 2ª PARTE

Montagem do hardware



Prosseguindo na apresentação do computador da NE, passamos agora à parte de montagem e testes. São dados aqui, também, a lista completa de material e o projeto do circuito impresso

Como havíamos anunciado na edição anterior, eis aqui todas as informações necessárias para se montar o Nestor, além de uma seqüência rigorosa de testes de *hardware*, concebida para garantir a perfeita operação do micro. A parte referente ao *software* e às aplicações será apresentada na última parte da matéria, na NE n.º 86.

Se você já optou pela montagem de seu computador, aconselhamos que, antes de mais nada, leia cuidadosamente esta segunda parte e informe-se sobre todos os detalhes da montagem. Tenha o cuidado de verificar se na sua região é possível adquirir facilmente todos os componentes da lista de material e, só depois, comece a fazer suas compras. Tivemos o cuidado de projetar o Nestor utilizando apenas componentes de fácil obtenção no mercado nacional; poderá acontecer, no entanto, de você ter que encomendar alguma coisa às lojas de São Paulo ou Rio.

A seqüência de testes também foi formulada de modo a evitar ao máximo os problemas de operação do micro e a torná-la acessível mesmo aos montadores que não dispõem de instrumentos sofisticados de medida. Assim, uma vez montado e testado, qualquer "irmão" do Nestor deverá funcionar perfeitamente.

Informações iniciais

A montagem do Nestor será um pouco diferente das tradicionais, devido à maior complexidade e às caracte-

rísticas específicas de um circuito baseado num microprocessador. Assim, ao invés de ser montado todo de uma vez, o Nestor deve ir se formando aos poucos, numa seqüência combinada de montagem e testes. Aconselhamos você a seguir este nosso método, pois é quase certo que, se for pelo processo normal, terá algum problema ao fim da montagem — seja com curtos, pistas abertas, soldas frias — e será bastante difícil localizar a falha.

Desse modo, você verá que o computador estará sendo testado à medida que é montado, uma prática que permite isolar e sanar mais facilmente os defeitos. A seqüência poderá pare-

cer um tanto tediosa e mecânica, no início; mas lembre-se sempre do investimento feito e de como é compensador ter um equipamento funcionando depois de uma montagem — mesmo demorada.

Além disso, o sistema imaginado por nós utiliza apenas instrumentos simples de bancada, tornando-o acessível a todos os montadores. Mês que vem, quando publicaremos o programa monitor do micro, será dada outra bateria de testes, que permitirá analisar o comportamento dinâmico do Nestor — tal como a análise de formas de onda, por exemplo.

Uma última sugestão, para os mon-

Relação de componentes

SEMICONDUCTORES

CI1- Z80A (CPU de 4 MHz)
CI2-2716 ou 2516 (EPROM;
tempo de acesso = 350 ns)
CI3, CI4- 2114 (RAMs;
tempo de acesso = 350 ns)
CI5- 74LS138
CI6- 74LS174
CI7, CI8, CI11, CI12- 74LS75
CI9, CI10, CI13, CI14- 74LS126
CI15- 74LS04
CI16- 74LS02
CI17, CI18- 74LS08
Q1- BC 237 ou equivalente(6 ×)
Q2- BC 308 ou equivalente(8 ×)
D1- FDH 660 ou equivalente
D_{G1} a D_{G6} - NSN 7663 (*display*
âmbar) ou NSN 7673 (verde)

RESISTORES (todos de 1/8 W)

R1, R3(2 ×), R4(8 ×) - 1 kΩ
R2, R5(6 ×) - 10 kΩ
R6(8 ×) - 47Ω
R7(8 ×) - 3,3 kΩ
R8- 4,7 kΩ
R9- 330 Ω

CAPACITORES

C1, C2(2 ×) - 10 μF/15 V (tântalo)
C3, C4, C5- 0,1 μF (poliéster)

MISCELÂNEA

Mini-cristal para TV
em cores- 3,578 MHz
Teclas IPM (24 ×)
Soquetes para os CIs (um de 40 pinos, um de 24 pinos, 2 de 18 pinos, 6 de 16 pinos e 8 de 14 pinos)

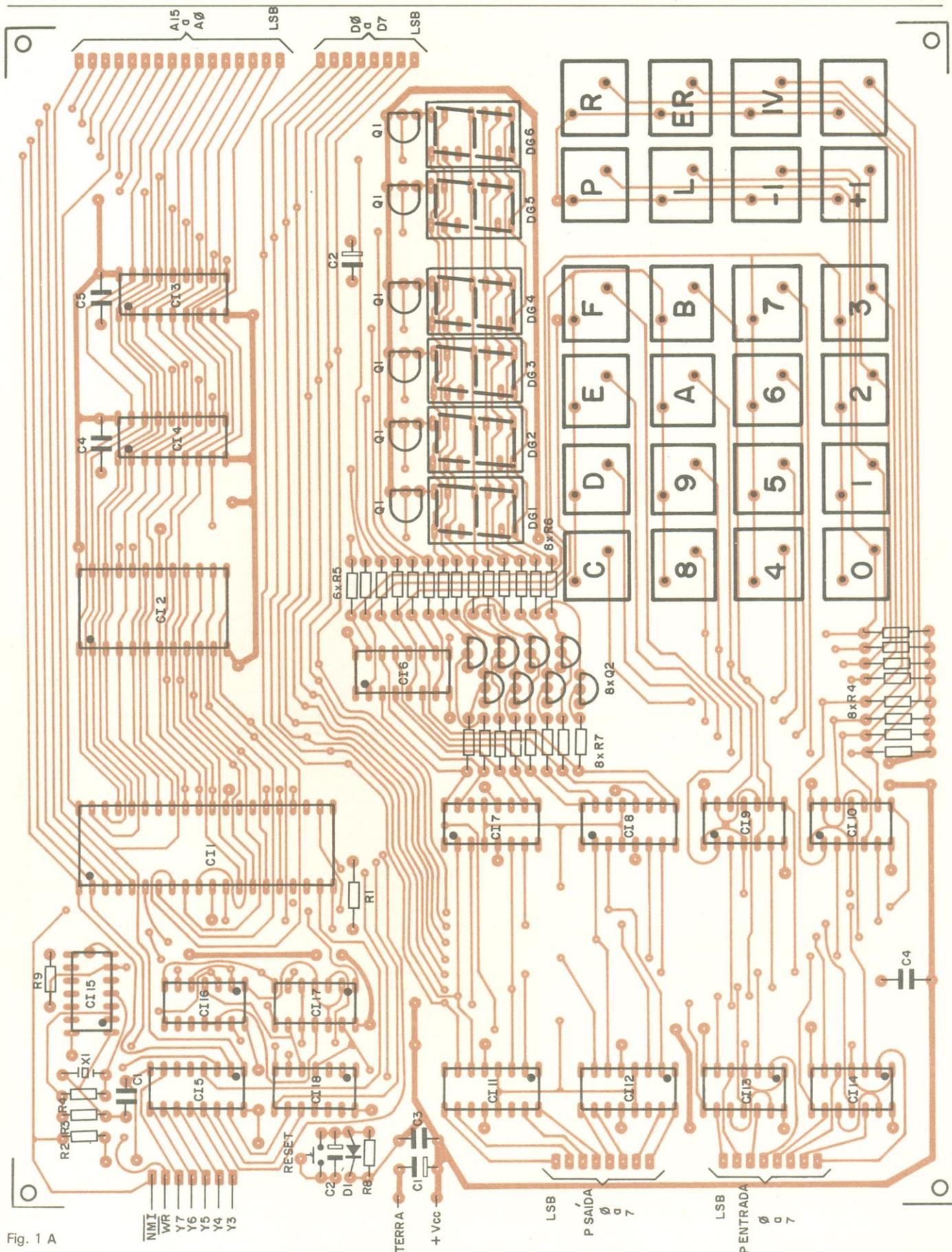


Fig. 1 A

A placa do Nestor é dupla face. Aqui ela aparece vista pelo lado dos componentes, com o traçado da outra face em transparência.

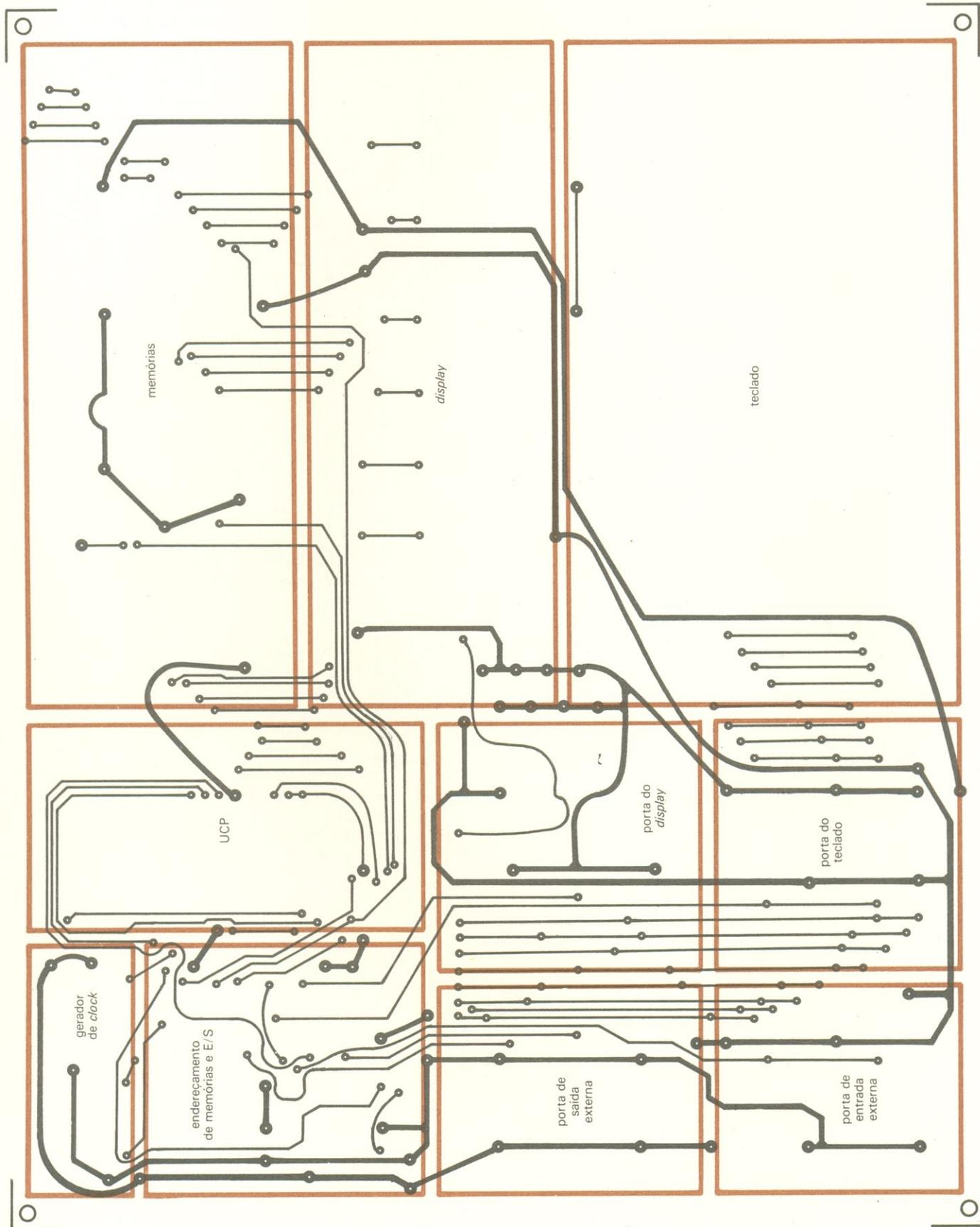


Fig. 1 B

Traçado da face dos componentes, com a sobreposição de uma máscara (opcional) indicando a localização dos vários estágios do Nestor.

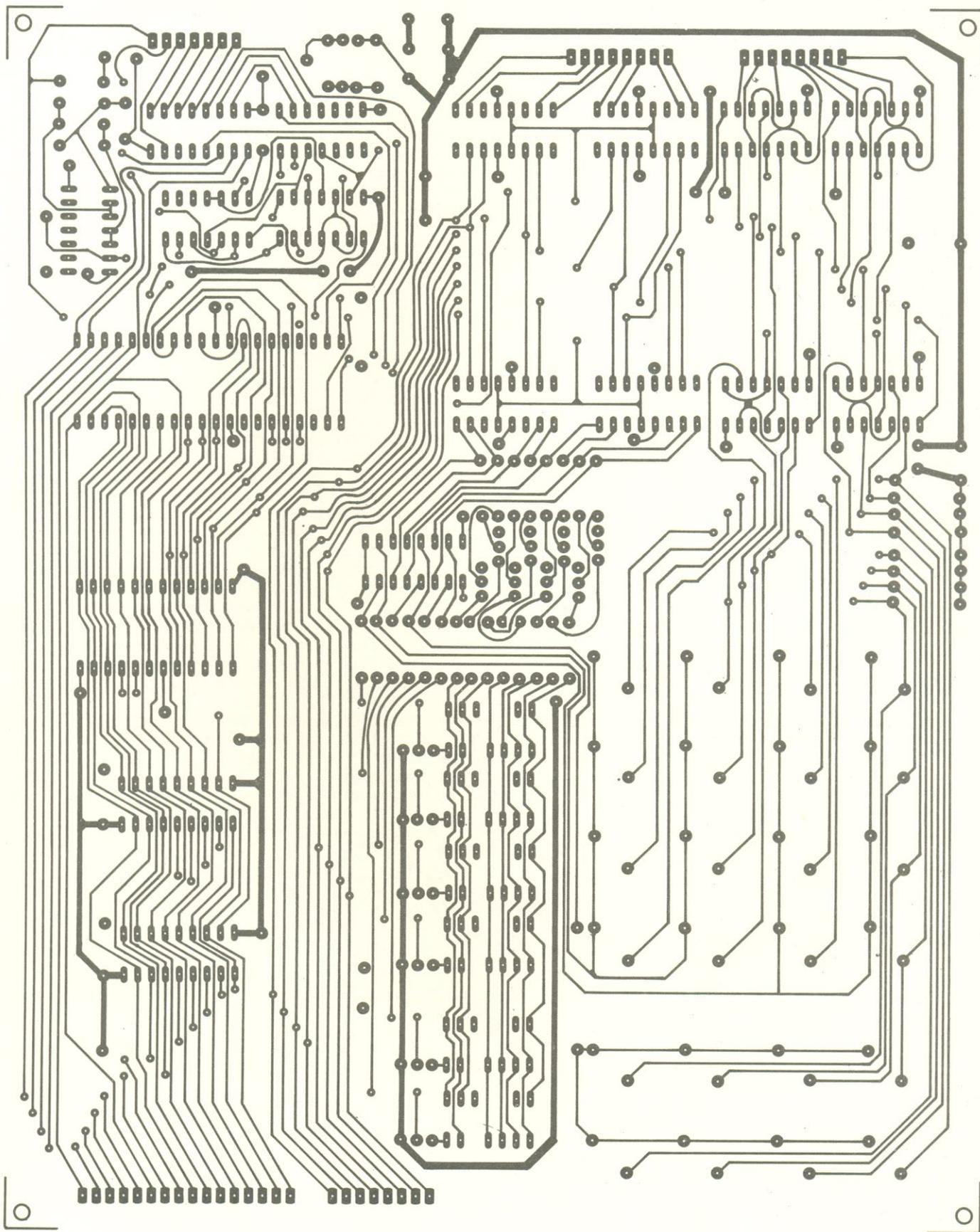


Fig. 1 C

Aqui aparece novamente a face oposta à dos componentes, mas agora na posição certa para ser copiada (a escala é 1:1).

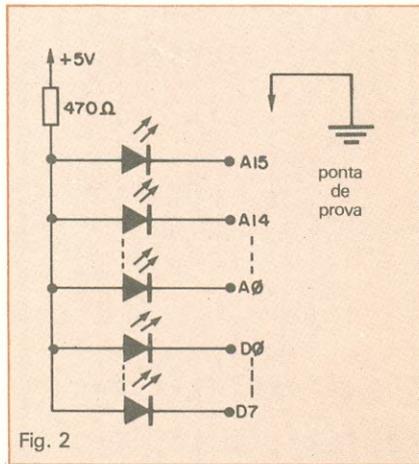


Fig. 2 Esquema da ponta de prova improvisada.

tadores mais experientes: essa montagem pode ser efetuada de duas maneiras; a primeira é a mais normal e utiliza o circuito impresso face dupla da figura 1. A segunda emprega o sistema conhecido como *wire-wrap*, pouco difundido no Brasil, mas que tem a vantagem de dispensar a confecção de uma placa complexa. A técnica convencional, porém, é mais barata, pois a segunda exige fios e pinça especiais para *wire-wrap*. Ademais, a placa impressa foi projetada de modo a dispensar furos metalizados (que foram substituídos por pontes que ligam uma face à outra).

De qualquer modo, em ambos os

casos, é praticamente indispensável o uso de soquetes para **todos** os integrados, pois os primeiros testes serão efetuados entre seus pinos, depois de soldados à placa (ou interligados por fios, no sistema *wire-wrap*). Esse teste inicial deverá comprovar a continuidade das pistas impressas e, por isso, é importante que os soquetes estejam presentes.

Montando o Nestor

Como já dissemos, a placa projetada possui face dupla, devido à grande quantidade de ligações necessárias nessa montagem. A placa, porém, poderá ser feita pelo processo convencional, dispensando os furos metalizados — em seu lugar, irão as pontes, pequenos pedaços de fio nu que atravessam a placa e são soldados pelos dois lados. Todos os componentes, com exceção de uns poucos (como veremos adiante), poderão ser soldados em apenas um dos lados, sem problemas.

Para aqueles que pretendem confeccionar a placa sem grandes condições técnicas, sugerimos que ela seja feita maior, com o mesmo traçado, mas ampliando a largura dos filetes e desafogando um pouco os espaçamentos entre eles. A confiabilidade da placa, assim, deverá aumentar.

Outra coisa: se você já possui, em sua "sucata", *displays* catodo comum

e/ou teclas de modelos diferentes dos utilizados em nosso protótipo, tudo bem; basta adaptar o traçado da placa às dimensões desses componentes. Ou, então, fazer uma placa separada para eles, ligada à principal através de cabos multiveias.

Com a placa na mão e feita uma primeira inspeção visual, dê o primeiro passo da montagem; solde todas as pontes aos locais não ocupados por componentes (guie-se pela figura 1). Ligue também, temporariamente, as pontes nos locais referentes aos capacitores (C1 a C5), aos resistores R8 e R9 e à rede de transistores Q2; mais tarde, quando esses componentes forem incluídos na placa, as pontes poderão ser retiradas (são esses os únicos componentes que devem ser soldados em ambas as faces da placa).

Monte, em seguida, todos os soquetes e prepare-se para testar as vias de dados e endereços da maneira indicada à frente (se tiver problemas para localizar essas vias, consulte a figura 4, na primeira parte da matéria). Lembre-se que essas pistas interligam a CPU com as memórias e portas e caminham juntas por toda a extensão da placa; assim, não basta efetuar uma simples verificação de continuidade, mas também a detecção de eventuais curto-circuitos.

Sugerimos, então, a montagem de uma ponta de prova improvisada, como a da figura 2, com LEDs acoplados

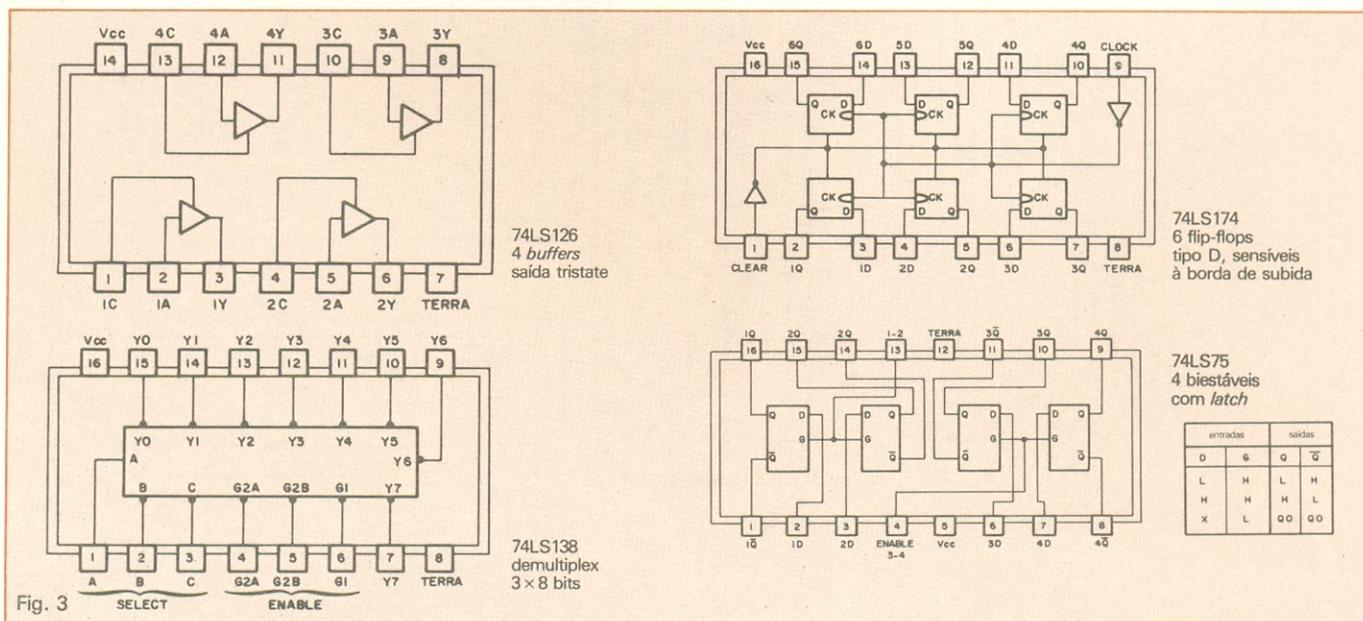


Fig. 3 Estrutura interna e pinagem de 4 dos CIs empregados na montagem do Nestor. Os demais são apenas conjuntos de portas simples.

entradas		saídas	
D	6	Q	\bar{Q}
L	H	L	H
H	H	H	L
X	L	00	00



Fig. 4 Exemplos do formato das palavras de dados.

ao barramento de dados e endereços e um pino metálico ligado à terra. Com ela, teste a continuidade e curtos ocasionais pela indicação dos diodos (no caso de curto-circuito, mais de um LED irá acender por vez).

Para ter plena certeza da integridade das linhas em toda sua extensão, lembre-se de checar cada uma em todos os pinos de soquetes pelos quais passam. Assim, por exemplo, seguindo pelo esquema a linha D0, é preciso verificá-la no pino 14 de CI1, no pino 9 de CI2, no 11 de CI4, no 3 de CI7, novamente no 3 em CI9, no 7 de CI11 e, por fim, no pino 8 de CI13; o mesmo procedimento vale para todas as outras linhas, sejam de dados ou endereços.

Uma vez concluída essa primeira etapa dos testes, você poderá ter certeza de que essas linhas estão em perfeito estado e poderá então passar às demais, como as de controle, do teclado/display e alimentação; nesses casos, porém, bastará um teste de continuidade com o multímetro, o que vai facilitar bastante o processo.

Passando aos integrados

Terminada essa parte, pode-se tratar dos testes com os CIs já montados em seus soquetes e alimentados. Para facilitar a vida do montador, reunimos na figura 3 quatro dos componentes empregados na montagem, com sua pinagem, estrutura interna e função. Os demais são CIs de 14 pinos contendo portas simples, facilmente encontráveis em manuais ou revistas.

Mas, vamos lá. Coloque nos soquetes os integrados referentes à portas de saída (CI6, CI7, CI8, CI11, CI12) e seu respectivo endereçamento (CI16, CI17, CI18); para facilitar a leitura na saída dessas portas, você já pode montar também o conjunto referente

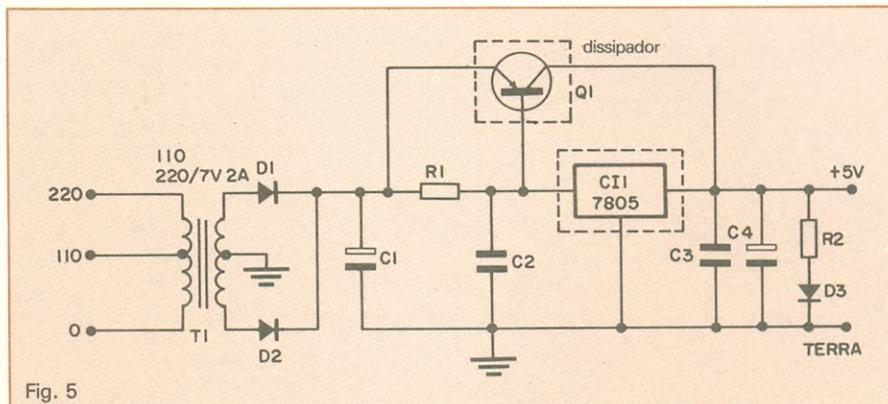


Fig. 5

Esquema da fonte sugerida para o Nestor, cuja capacidade já prevê expansões futuras.

ao *display*, ou seja, as redes de resistores R5, R6 e R7, as redes de transistores Q1 e Q2 e os visores D_{G1} a D_{G6}. Alimente o circuito, então, com +5 V (veja mais adiante, o adendo sobre a fonte de alimentação).

Todo o controle dessas portas deve ser feito através de uma simulação de sinais, aplicados diretamente aos pinos do Z-80A, e que são os seguintes: D0 a D7 (informação), A0, A1, A2, \overline{IORQ} e \overline{WR} (controle). Os níveis lógicos poderão ser obtidos diretamente do +Vcc e terra da fonte, através de fios.

A CPU tem acesso a essas portas através de uma instrução de E/S — OUT aa — onde "aa" é o endereço que vai ativar a porta. Tal instrução produz os sinais de \overline{IORQ} e \overline{WR} (ambos ativos em 0) e coloca "aa" na via de endereços.

As portas de saída estão mapeadas da seguinte maneira: a dos dígitos (CI6) com endereço 02H, a dos segmentos (CI7 e CI8) com 01H e a porta para uso externo (CI11 e CI12) com 04H. Estas duas últimas utilizam bistáveis tipo D sensíveis a nível, enquanto a primeira é sensível à borda de subida.

Para selecionar um dígito com um determinado caractere, no *display*, proceda da seguinte forma: simule, primeiramente, a instrução OUT 03 com A0 e A1 = 1, \overline{IORQ} e \overline{WR} = 0 e selecionando, por exemplo, o primeiro dígito da esquerda; para isso, coloque 01H na via de dados e, em seguida, simplesmente mude o nível lógico em \overline{IORQ} ou \overline{WR} para 1, para que os bistáveis retenham a informação. Nesse momento deverá acender, no primeiro visor da esquerda, apenas o segmento "a", já que o dado encontra-se nas

duas portas correspondentes (01H). Veja a figura 4.

Para formatar outro caractere no *display*, basta simular agora a instrução OUT 01, fazer apenas A0 = 1 e seguir o mesmo processo já visto, mandando informações diferentes pela linha de dados. Para os outros dígitos, ou mais de um dígito por vez, siga o mesmo esquema de testes, até que toda essa parte esteja funcionando bem.

Para a porta de uso externo faz-se a mesma coisa, só que simulando a instrução OUT 04 (A2 = 1) e medindo as

NÃO PERCA!

No próximo número, a Nova Eletrônica vai trazer o melhor brinde dos últimos tempos: uma completa tabela de equivalência de transistores, que inclui uma mini-ficha de identificação de cada componente.

Em abril, nas bancas.

Relação de componentes
(fonte)

- R1- 3,3 Ω - 1/2 W
- R2- 470 Ω - 1/4 W
- C1- 2200 μF/15 V
- C2,C3-0,1 μF (poliéster)
- C4- 10 μF/25 V (tântalo)
- D1,D2- SK3/02
- D3- LED vermelho comum
- Q1- TIP 34
- T1- transformador
- 110/220 V - 7V/2 A

saídas com um simples voltímetro, a fim de conferir a informação colocada.

Continuando...

Coloque agora nos soquetes os integrados referentes às portas de entrada (CI9, CI10) e solde a rede de resistores R4, além de todas as teclas. Para facilitar esse teste, retire CI6 para poder simular os sinais das colunas, na matriz do teclado.

Este teste exige a simulação da instrução IN aa, que ativa os pinos IORQ, RD e endereça a porta em "aa". No Nestor, a porta de teclado está mapeada com 01H e a de uso externo, com 02H; portanto, coloque a primeira coluna da matriz em nível 1, os pinos IORQ e RD em 0 e A0 em 1 e, ao apertar as teclas relativas a essa 1ª coluna, "meça" a informação nos pinos da CPU correspondentes à via de dados e compare-a com a tecla pressionada. O mesmo procedimento deve ser estendido depois às outras teclas, dessa e das demais colunas.

Faça o mesmo para a porta de uso externo, só que simulando a instrução IN 02 (A1 = 1) e aplicando níveis lógicos na entrada.

Chegou a vez do multiplexador (CI5), que deve também estar inserido em seu soquete, a partir de agora. Para testá-lo, você pode utilizar os pinos MREQ, A10, A11 e A12 do soquete da CPU. Comece fazendo MREQ = 0 e produzindo todas as 8 combinações possíveis com A10, A11 e A12 — com isso, apenas uma das saídas de CI5 estará ativada por vez (pinos Y0 a Y7), em nível 0. Atenção, porém, para as três exceções desse teste: as combinações 000 e 001 devem ser verificadas no pino 20 de CI2, enquanto a 010, nos pinos 8 de CI3 e CI4.

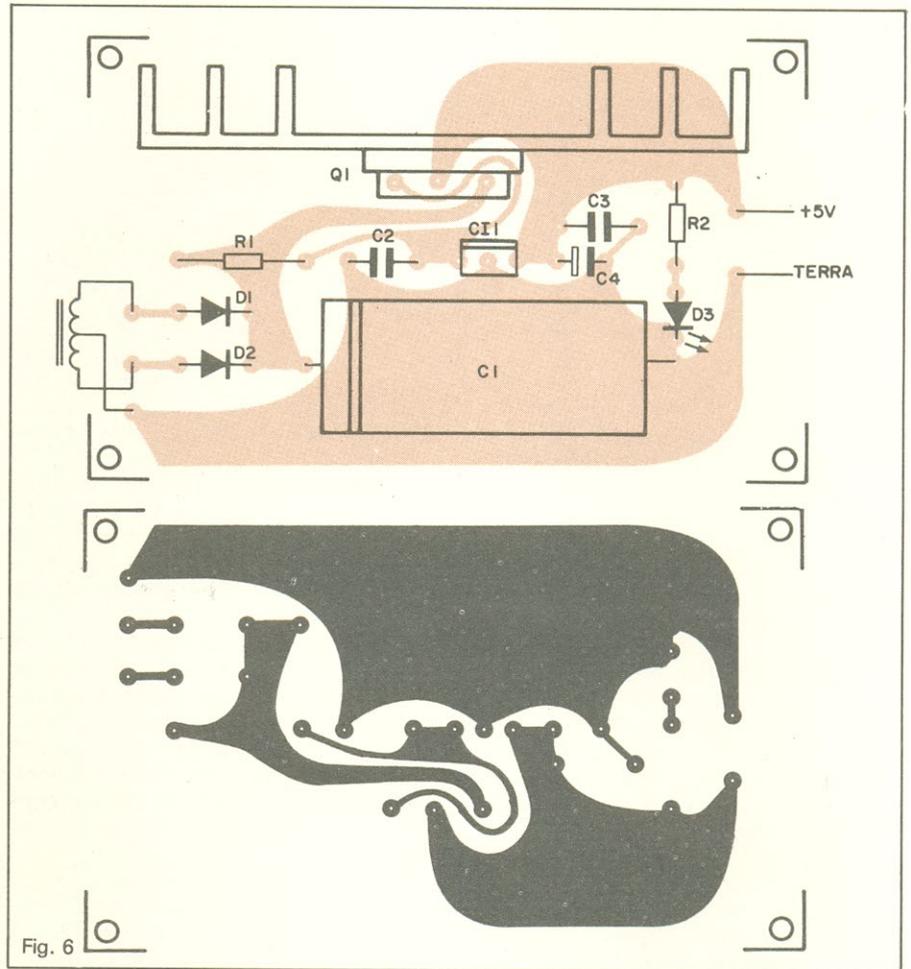


Fig. 6

Placa de circuito impresso da fonte, em tamanho natural. O transistor deve receber um dissipador.

Últimas observações

Encerrados esses testes, você já pode montar todo o restante do circuito, pois caso surja algum problema de hardware daí para a frente, ele será facilmente resolvido. Como já dissemos, a análise dinâmica do micro só será possível com o programa monitor gravado na EPROM. Veremos isso na próxima edição, onde o programa será publicado integralmente e mais uma seqüência de testes será feita. Daremos ainda todas as formas de onda mais importante do circuito, já com o programa rodando.

Uma fonte para o Nestor

Como você deve ter notado, não foi previsto espaço para uma fonte no circuito impresso do micro. De fato, é preferível que a etapa de alimentação ocu-

pe uma placa separada, devido às correntes relativamente elevadas que são necessárias a essa montagem. Na configuração básica em que foi apresentado, o Nestor drena uma corrente de 450 mA, aproximadamente, a +5V.

No entanto, se você ainda não possui uma fonte com essa capacidade de corrente, é preferível montar uma com 1 ou 2 ampères, prevendo expansões futuras, tais como memórias, interfaces e até um gravador de EPROM.

Sugerimos, por isso, o circuito clássico da figura 5, que pode inclusive ser aproveitado por aqueles que já dispõem de uma fonte comum, utilizando o regulador 7805; basta apenas acrescentar o transistor reforçador de corrente. Na figura 6 aparece a placa de circuito impresso desse mesmo circuito, em tamanho natural.

(Conclui no próximo número)

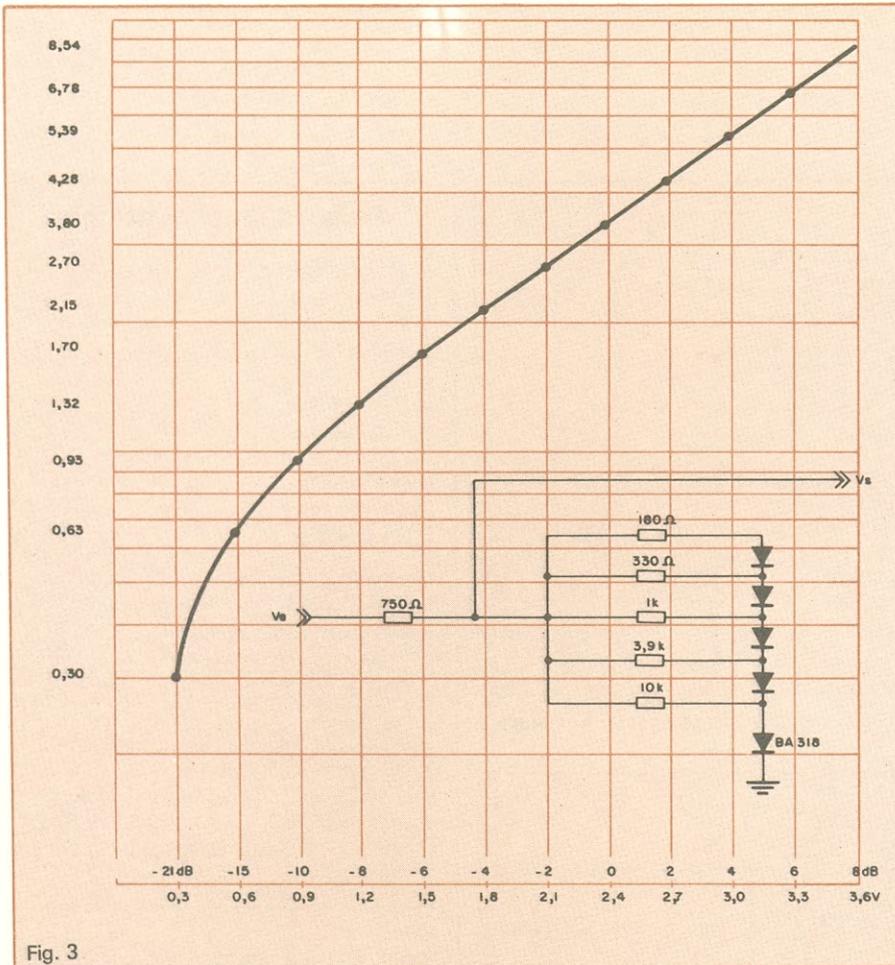


Fig. 3

Esquema e curva característica do compressor logarítmico empregado no indicador.

tímetros, inclusive com um número maior de LEDs, através da associação de vários integrados em cascata, como veremos ao final deste artigo.

Um indicador de potência

Com base na sugestão publicada no Boletim Técnico Informativo n.º 46 e 47, da Icotron ("VU meter com UAA 180"), estamos apresentando o circuito completo de um indicador de nível de potência (ou unidades de volume) para áudio. O circuito, que pode ser visto na figura 2, apresenta as vantagens de baixo custo, montagem simplificada e possibilidade de uso em sonorização de automóveis. Na figura aparece apenas um canal do VU, pois projetamos para ele uma placa modular, individual, que pode ser multipli-

cada à vontade, de acordo com o número de canais do sistema de som.

O circuito começa com um divisor de tensão, formado por R1 e R2, os quais devem ser calculados em função da potência máxima que o VU vai receber (veja, mais adiante, a parte referente a testes e calibração). Em seguida vêm D1 e Q1, o primeiro retificando o sinal de entrada e o segundo, montado como seguidor de emissor.

O sinal presente no emissor de Q1 vai carregar então o capacitor C1 por intermédio de D2, que também força C1 a se descarregar por R5; está formado assim um integrador, projetado para reter o sinal de entrada por um certo tempo, a fim de que possa ser visualizado na coluna de LEDs.

O transistor Q2 também é montado como seguidor e introduz o sinal sai-

do do integrador em um compressor linear-logarítmico, para converter a escala dos LEDs em decibéis — que é a forma convencional de indicação de potência. A curva desse compressor passivo aparece na figura 3, relacionando a compressão em dB com a tensão de entrada. Os primeiros dois diodos correspondem a -21 e -15 dB, enquanto os demais avançam de 2 em 2 dB, até o máximo de +8 dB, para uma potência mínima aplicada de 4,5 W em 8 ohms; essa marcação poderá ser aplicada diretamente ao painel do amplificador.

Para o UAA 180 foram adotadas, como referência mínima e máxima, respectivamente 0 e 3,6 V — esta última produzida por D8 e R13 — o que provoca uma comutação brusca nos LEDs.

Montagem

O circuito impresso que projetamos para o indicador de potência tem dimensões bastante reduzidas, possui face simples e prevê montagem tanto vertical quanto horizontal, com os LEDs sobressaindo de uma das laterais da placa (figura 4). Optamos, assim, por um sistema modular, que permite adaptar a montagem às mais variadas necessidades, ou seja, a sistemas mono, estéreo ou de multi-amplificação; basta simplesmente usar o número de placas exigido. Esse tipo de montagem sugere também aplicações industriais (com outro circuito, é claro), pois permite montar um grande número de indicadores em painéis e racks reduzidos.

A operação de montagem não apresenta pontos críticos, exceto talvez pela montagem dos LEDs, que deve ser feita de uma forma pouco convencional. O anodo de cada um deles deve ser dobrado para dentro e soldado à ilha correspondente, enquanto o catodo vai soldado diretamente na face cobreada. Na foto podemos ver uma placa já montada, com os LEDs em posição.

Testes e calibração

Para testar o circuito, basta alimentá-lo com 12 V, substituir R1 por um curto e fazer uma simulação do sinal

Valores de R1 segundo a potência e a impedância

Tabela 1

$Z_{(2)}$	$P_{(W)}$	4,5	8,5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	70	80	90	100	110
8		0	180	220	680	820	1k	1,2k	1,5k	1,8k	1,8k	1,8k	2,2k	2,2k	2,2k	2,7k	2,7k	3,3k	3,3k
4		0	0	180	220	560	680	820	1k	1k	1k	1k	1k	1,2k	1,5k	1,5k	1,8k	1,8k	2,2k

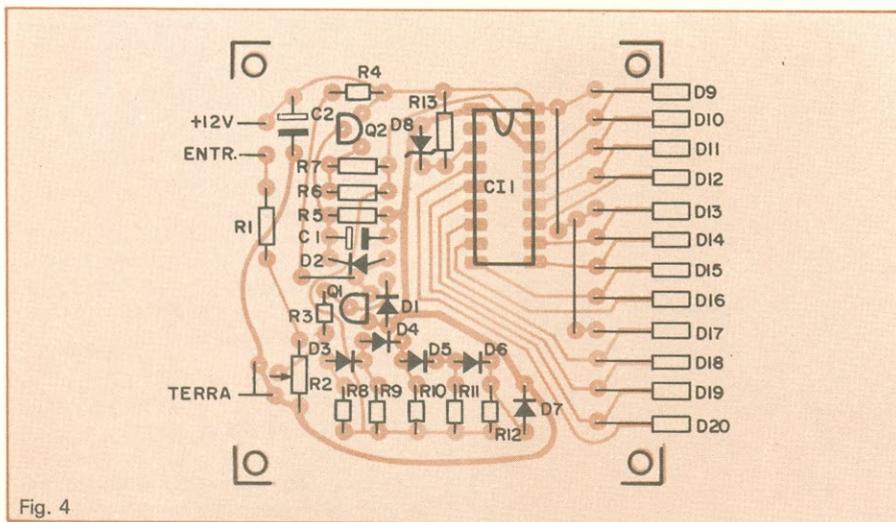


Fig. 4

Placa de circuito impresso do VU, vista pela face dos componentes, em tamanho natural.

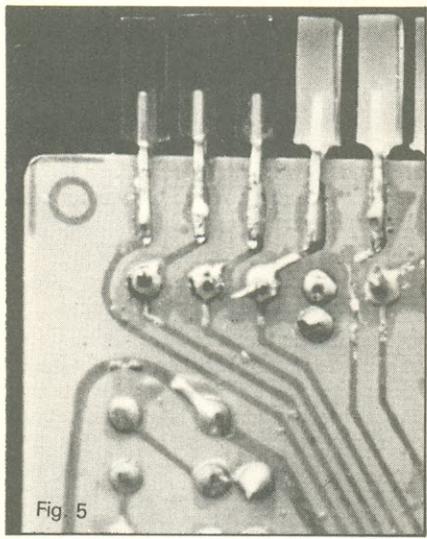


Fig. 5

Detalhe de soldagem dos LEDs à placa.

de entrada através de um potenciômetro de 1 kΩ, com as extremidades ligadas a + Vcc e à terra e o cursor, à entrada do circuito. Girando o cursor do potenciômetro para a esquerda e para a direita, a coluna de LEDs deve acender e apagar progressivamente, permitindo verificar o perfeito funcionamento do integrado e de todo o circuito.

Devido à sua simplicidade, o VU deve funcionar imediatamente, sem maiores problemas. Como se vê na figura 1, os 12 LEDs do circuito são agrupados em três quartetos; se um desses quartetos aparecer apagado durante o teste, é sinal de que um de seus LEDs está danificado ou com solda fria. Nesse caso, deve ser feita

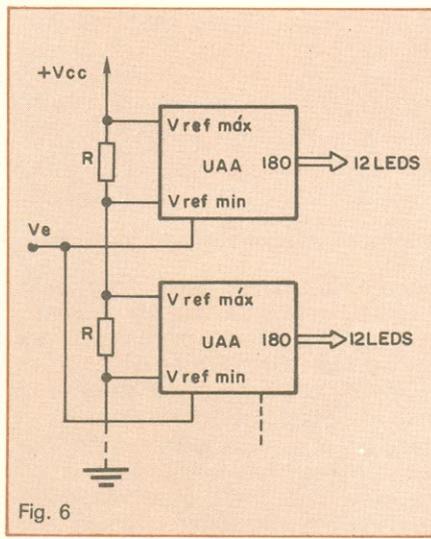


Fig. 6

Ligação em cascata para o UAA 180.

uma verificação cuidadosa no grupo atingido, em busca do problema.

Para o acerto de escala, de acordo com a potência e impedância de saída de seu equipamento, é preciso selecionar apenas o valor de R1 (o restante do circuito permanece inalterado), segundo os valores da Tabela 1. As resistências estão relacionadas de acordo com a potência, até 110 W, e para as impedâncias de saída de 4 e 8 ohms, o que cobre a maioria dos casos práticos.

Como se vê pela tabela, a "sensibilidade" do circuito é de 4,5 watts, isto é, o VU não responde a potências inferiores a essa, caso em que se pode dispensar R1 do circuito, substituindo-

Relação de componentes

- RESISTORES (todos de 1/8 W)
 R1- veja texto
 R2- trimpot 1 kΩ
 R3, R12- 10 kΩ
 R4- 4,7 kΩ
 R5- 330 kΩ
 R6, R7- 1,5 kΩ
 R8- 180Ω
 R9- 330Ω
 R10, R13- 1 kΩ
 R11- 3,9 kΩ
- CAPACITORES
 C1- 1 μF/16 V (eletrolítico)
 C2- 47 μF/16 V (eletrolítico)
- SEMICONdutoRES
 Q1- BC 557
 Q2- BC 547
 D1 a D7- BA 318 ou equivalente
 D8- zener 3,6 V/400 mW
 D9 a D20- LEDs retangulares dos tipos PL6162 (vermelho), PL6262 (verde) e PL6362 (amarelo) ou equivalentes

do-o por uma ligação direta. Para a impedância de 4Ω, a mínima potência admissível sobe para 8,5 W.

Calculado e incluído R1 no circuito, é só ligar um VU aos terminais de saída de cada canal de seu equipamento. Em nosso protótipo, utilizamos LEDs de três cores diferentes, para melhor visualização das faixas de nível do sinal. Assim, os diodos de luz verde indicavam a área segura de operação do equipamento; os amarelos, uma faixa de transição ou de tolerância; e os vermelhos, a zona de perigo, que tanto pode significar, na prática, o ponto em que o som começa a distorcer ou um nível desaconselhável à saúde dos alto-falantes.

Uma dica final

Para concluir, estamos apresentando, na figura 6, como é possível aproveitar o UAA 180 numa ligação em cascata, obtendo-se mais de 12 LEDs indicadores, até um total de 84. Nessa configuração, emprega-se uma malha resistiva, a fim de fixar a tensão de referência intercaladamente e estabelecer uma relação linear no circuito. ●

(Agradecemos à Icotron pelas informações fornecidas para a confecção deste artigo).

PRANCHETA NACIONAL

Seletor digital para 4 entradas analógicas

Existem no comércio certos integrados CMOS, como o 4051, 4052 etc., que tem a função específica de selecionar entradas ou saídas analógicas, mas nem sempre apresentam a versatilidade que procuramos. Comutar eletronicamente uma das quatro entradas de nosso pré-amplificador de áudio, por exemplo, substituindo a antiga e ruidosa chave mecânica, não é coisa fácil de implementar com tais CIs.

O jeito foi projetar e montar este circuito simples, que permite inclusive observar a mudança automática das entradas analógicas, através de LEDs, bastando pressionar confortavelmente uma chave *push-button*. Basta soltar essa chave para que o circuito pare na entrada de nossa escolha.

Operação

Os inversores 1 e 2 de CI1 (4049) funcionam como um oscilador de período 1,4. R2.C1 ($\cong 1$ s), ligado à entrada de *clock* do primeiro flip-flop de CI2 (4027). Este, por sua vez, encontra-se ligado em cascata com o segundo flip-flop do integrado, formando assim um contador de 2 bits.

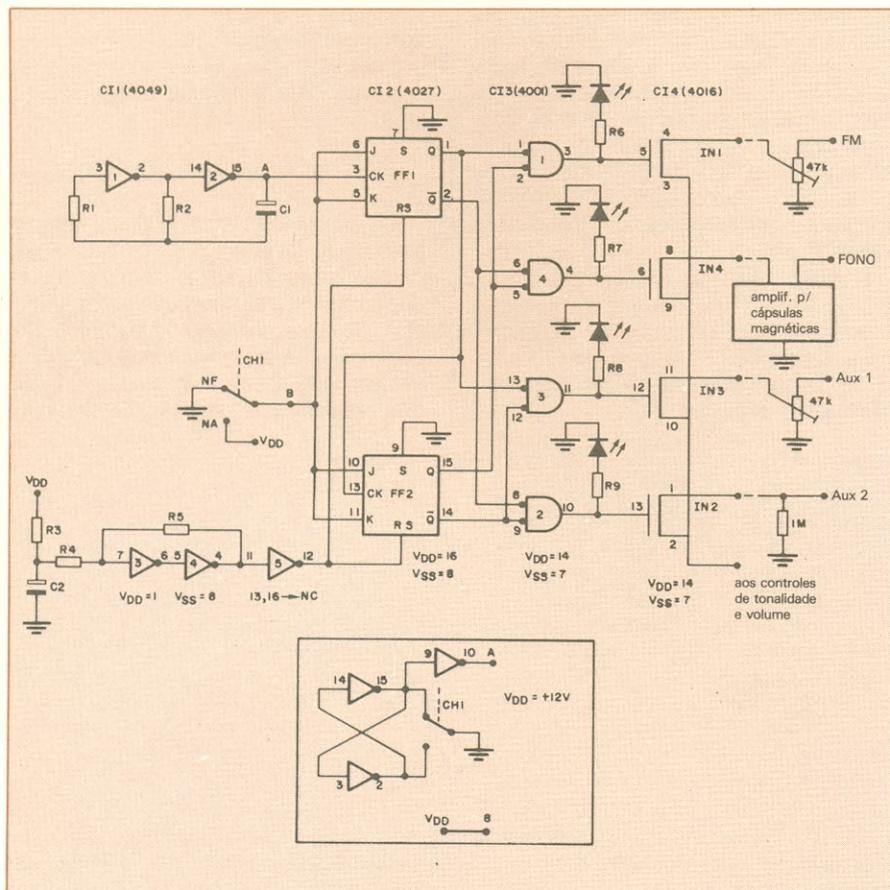
Os 2 bits são decodificados em 4 saídas discretas por CI3 (4001), que se comporta como um conjunto de 4 portas E com entradas negativas. Desse modo, apenas uma das saídas de CI3 terá nível alto por vez, de modo a ligar a chave analógica correspondente em CI4 (4016).

Os flip-flops não poderão contar os

pulsos do oscilador enquanto a chave S1 estiver em sua posição de repouso, já que esta mantém as entradas J e K dos mesmos em nível baixo, inibindo-os. Mas assim que atuarmos sobre S1, as entradas J e K irão para o nível 1 e, na primeira mudança de alto para baixo do pulso de *clock*, FF1 mudará de estado.

Os inversores 3, 4 e 5 de CI1, juntamente com C2, R3, R4 e R5, formam o circuito de *reset* dos flip-flops. Ao ligarmos a alimentação, o pulso de subida provocado por V_{DD} em R3 é retardado e devidamente quadrado pelos inversores, de forma que as entradas de *reset* permaneçam no nível alto por um curto período de tempo, forçando as saídas Q de ambos para o nível baixo — selecionando assim a porta 1 de CI3 e sua respectiva chave em CI4.

O pequeno quadro, na mesma figura, mostra que se S1 for passada para o circuito de *debouncing* apresentado, e este for acoplado ao ponto A do circuito principal (eliminando-se o oscilador) e o ponto B ligado a V_{DD}, pode-se fazer com que o circuito mude de uma entrada analógica a outra somente ao acionamento de S1. ●



Relação de componentes

- R1 - 1 MΩ
- R2 - 470 kΩ
- R3, R4 - 33 kΩ
- R5 - 330 kΩ
- R6 a R9 - 1,2 kΩ
- Todos os resistores são de 1/4 W
- C1 - 1 μF/63 V
- C2 - 4,7 μF/25 V
- CI1 - 4049 ou 4009
- CI2 - 4027
- CI3 - 4001
- CI4 - 4016 ou 4066
- S1 - chave de pressão A/ps sem trava, 2 pólos e 2 posições
- 4 LEDs vermelhos

Atenção: toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de duas páginas, no máximo; em cada edição divulgaremos uma entre as várias idéias que recebermos.

Regulador em delta estabiliza sistemas de operação contínua

Regulador magnético trifásico evita deslocamentos de fase e garante alimentação mesmo durante curto-circuitos, sobrecargas e falhas genéricas

Entre os sistemas de fornecimento de energia elétrica sem interrupção, um dos que mais merecem esse nome é seguramente o inversor por regulação em delta. Esse tipo de sistema responde muito bem a variações de tensão de linha, cargas desbalanceadas, mudanças repentinas na corrente de carga, curto-circuitos, sobrecargas e falhas de sub-sistemas, fornecendo energia estável a computadores e outras cargas críticas.

A regulação em delta — que é o principal aperfeiçoamento do processo — recebeu o nome da tradicional ligação em delta ou triângulo dos transformadores trifásicos. Os circuitos magnéticos atuais trabalham com três geradores de onda quadrada, convertendo potência CC não regulada em potência CA trifásica. Eles proporcionam inversores de alta potência, magneticamente controlados, e desempenho superior ao dos inversores comandados eletronicamente.

A regulação magnética é normalmente preferida em sistemas de alta potência pelo fato dos componentes magnéticos serem, em geral, mais simples, robustos e estáveis que os circuitos eletrônicos de controle por realimentação (veja o quadro "Maior complexidade nos conversores eletronicamente controlados"). É incontestável que os controles eletrônicos apresentam vantagens de tamanho e peso — mas, de qualquer forma, as baterias e outros sub-sistemas de reserva de energia já contribuem consi-

deravelmente para aumentar o peso e o tamanho desses sistemas.

É muito comum, ainda, que os inversores trifásicos, sejam eles magnéticos ou eletrônicos, demonstrem dificuldade em evitar deslocamentos de fase. Nos sistemas *Delta Magnetic*, da LorTec, uma rede de reatores saturantes transfere energia de fase para fase. A ação de balanceamento de energia resultante mantém as três senóides de saída corretamente defasadas, mesmo durante grandes desequilíbrios de carga, que normalmente chegariam a desregular os inversores tradicionais.

A mesma rede atua também como um "volante", ou seja, sua inércia mantém o nível da alimentação mesmo sob grandes flutuações da corrente de carga, além de evitar interrupções de tensão.

Como todos sabem, um sistema de fornecimento contínuo de energia contorna sobrecargas e falhas internas transferindo as cargas para outras fontes de alimentação. Pois a energia armazenada continuamente nessa rede fornece ao sistema tempo suficiente para identificar e contornar um defeito, antes que a carga seja desativada pela ausência de tensão na saída.

Três é melhor que um

Os sistemas da série *Delta Magnetic* podem fornecer de 15 a 125 kW às cargas mais variadas, contendo sub-sistemas de computação, comunicações, instrumentação ou controle. Como os reguladores estão situados nos estágios de saída, devem tolerar grandes variações de carga ou fator de po-

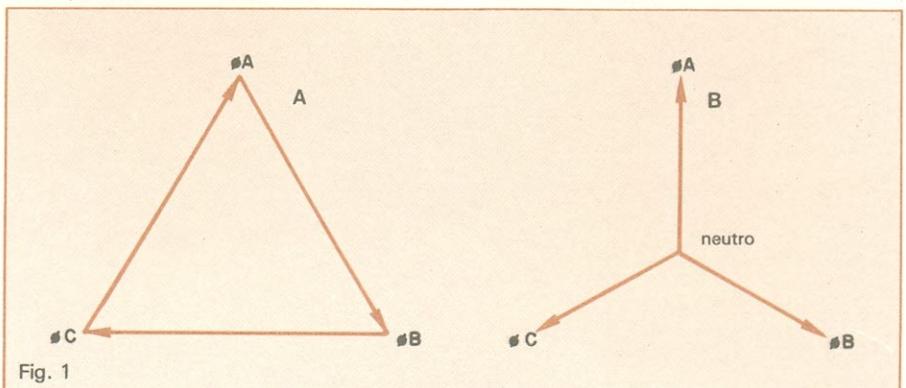


Fig. 1
Dois métodos — Comparação entre os dois métodos básicos de regulação trifásica: em delta (a) e em estrela (b).

tência, alterações de carga em fases isoladas e correntes de saída descontínuas em ambos os sentidos.

A regulação em delta foi a escolhida para esses casos pelo fato de ser, inerentemente, uma técnica trifásica de regulação de tensão, já que três fases proporcionam uma regulação mais suave e eficiente que uma única, desde que as três componentes sejam mantidas na defasagem correta. Caso contrário, as próprias fontes das várias cargas poderão desativar computadores ou outros equipamentos.

É sabido que muitos reguladores magnéticos são baseados em um dispositivo monofásico: o transformador ferro-ressonante ou de tensão constante. Nesses inversores de uma só fase, a entrada CC é convertida em uma onda quadrada, que depois é regulada e filtrada por um transformador e vários capacitores. O regulador

ferro-ressonante produz uma defasagem, entre a onda quadrada e a senóide de saída, que varia com a magnitude da carga e o fator de potência; isto, porém, não representa um grande problema nos sistemas monofásicos.

A adaptação para o sistema trifásico consiste simplesmente em se interconectar três inversores, mantendo as três ondas quadradas defasadas de 120°. Entretanto, quando as cargas tornam-se desbalanceadas, como costuma ocorrer em aplicações de alta potência, as três senóides e a saída do regulador apresentam defasagens diferentes. E essa diferença pode chegar ao ponto de distorcer a senóide e desregular a saída.

As abordagens ferro-ressonantes não conseguem evitar os deslocamentos de fase porque fazem a regulação das tensões existentes entre fases e o neutro — ou seja, a senóide

de cada fase e a ligação comum entre todas elas. O regulador em delta, ao contrário, controla as tensões entre fases, o que contribui para manter a relação correta das tensões entre fases e de fase a neutro:

$$V_{ff} = V_{fn} \cdot 1,732,$$

uma relação que só é verdadeira quando — e somente quando — os ângulos de fase são de 120°, precisamente.

A diferença conceitual entre as regulações fase-fase e fase-neutro pode ser melhor apreciada nos diagramas vetoriais da figura 1. As tensões entre fases estão equalizadas e na regulação em delta o diagrama forma um triângulo equilátero, com defasagens precisas de 120°; nesse caso, as tensões entre fase e neutro também encontram-se equalizadas. Convém observar, no entanto, que as tensões

Maior complexidade nos inversores eletronicamente controlados

Todos os modernos inversores possuem circuitos eletrônicos para converter uma entrada CC em formas de onda CA. Alguns deles, porém, regulam a saída alternada através de componentes magnéticos projetados para saturar a uma tensão determinada, enquanto outros controlam o gerador de forma de onda por meio de circuitos lógicos e realimentação.

A maioria dos inversores eletrônicos produzem as formas de onda alternadas com moduladores por largura de pulso ou sintetizadores por degraus. As senóides de saída, representadas pelas linhas coloridas nas figuras (a) e (b), são obtidas pela filtragem das formas de onda originais. Em ambos os casos, a amplitude das formas de onda originais não é controlada, pelo fato

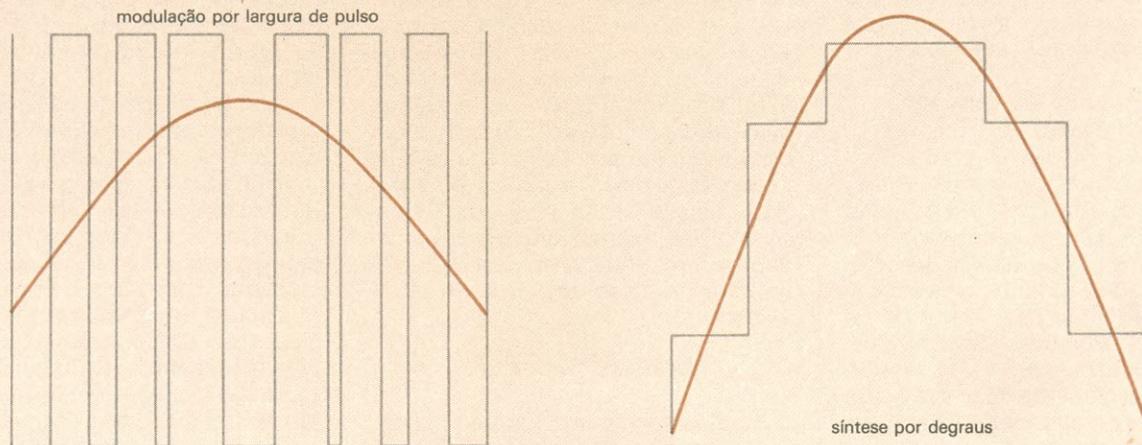
de ser função da entrada CC não regulada do inversor.

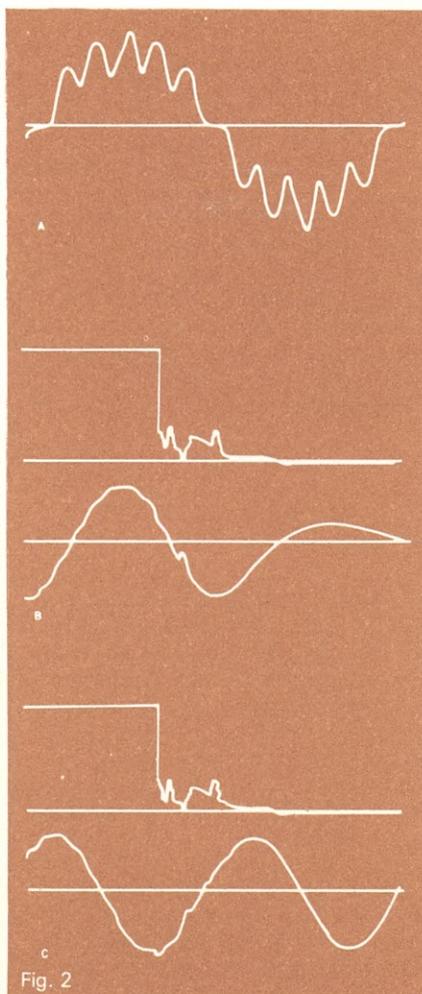
O sistema de modulação por largura de pulso corrige os erros de saída pela variação do ciclo de trabalho, que ele deve controlar não só para regular a saída, como também para produzir uma senóide com pouca distorção, sem recorrer a uma filtragem excessiva. As ondas em forma de degraus exigem menos filtragem que as moduladas por largura de pulso — o que é óbvio, dado o seu formato semelhante ao da própria senóide; suas outras funções, porém, são mais complexas.

Os inversores por degraus operam pela mudança de derivações em transformadores ou pela soma de várias ondas quadradas. Uma de suas versões corrige os erros de

saída pela variação do defasamento entre dois inversores; outra, altera a entrada do inversor através de um conversor CC/CC controlado por realimentação. Em ambos os casos, porém, são necessários dois circuitos de conversão, o que representa uma desvantagem.

Em suma, tanto os inversores por modulação de largura de pulso como os que atuam por degraus apresentam problemas. Os dois tipos são bastante complexos; nenhum dos dois possui proteção de circuito magnético contra eventuais curtos de saída; e dependem ambos de circuitos de controle para manter as correntes em níveis seguros. E, por fim, têm sua perfeita operação atrelada a condições adversas para os processos de malha fechada utilizados.





Formas de onda — Demonstração prática do efeito "volante" no regulador em delta. A energia armazenada internamente evita uma queda repentina na tensão de saída.

fase-neutro podem ser equalizadas mesmo com a variação dos ângulos de fase, o que não garante a regulação das tensões fase-fase.

Balaceando as tensões de saída

No inversor *Delta Magnetic*, os três geradores de onda quadrada estão acoplados por um transformador trifásico de isolamento, do tipo convencional, a uma rede de indutâncias e capacitâncias, projetada para regulação fase a fase e filtragem de senóides. Existem conexões em delta (a três fios) entre os circuitos de entrada e os primários do transformador e também entre a rede e os secundários de alta tensão do transformador. As três fa-

ses e o neutro, no barramento de saída, estão ligados em estrela.

Essa configuração de entrada melhora a proteção contra curto-circuitos, além de simplificar a filtragem das harmônicas ímpares nas formas de onda. Indutores lineares (não saturantes) são usados para limitar a corrente dos inversores a valores seguros, mesmo com a presença de curtos na saída. A ligação a três fios elimina também as harmônicas ímpares múltiplas de três (3.^a, 9.^a, 15.^a e assim por diante), que precisam ser muito bem filtradas pelos sistemas ferro-ressonantes, a fim de evitar distorções nas senóides de saída.

Os indutores da saída são todos reatores saturáveis apoiados por capacitores, que forçam a saturação em determinadas amplitudes senoidais. Três indutores e capacitores filtram a saída, enquanto outros três encarregam-se principalmente da regulação fase a fase. Cada um destes possui enrolamento duplo, acoplado a dois enrolamentos de transformador. A rede drena corrente aproximadamente senoidal, que varia linearmente com a tensão (figura 2a). Caso uma carga crescente tente reduzir a tensão de saída, por exemplo, a rede passará a "puxar" muito menos corrente, provocando uma queda de tensão nos indutores de entrada e levando a tensão de saída ao nível original. Assim, o inversor atua essencialmente como um regulador *shunt* trifásico.

O sistema adapta-se bem a cargas desbalanceadas, pelo fato da rede transferir energia de uma fase a outra, balanceando assim as tensões de saída e estabilizando as tensões entre fases. Assim, digamos, quando um típico sistema de 30 kW é testado com 100% de desbalanceamento nas cargas — o que equivale à plena carga em uma das fases e total ausência de carga nas outras duas — a tensão de saída em cada fase apresentou um desvio mínimo em relação aos valores nominais. Em contrapartida, os sistemas magnéticos e eletrônicos convencionais toleram apenas uma pequena parcela de desbalanceamento de carga — algo em torno de 20%, apenas.

O efeito "volante"

Já dissemos que a rede de indutores e capacitores armazena energia suficiente para atuar como uma espé-

cie de "volante" — o equivalente elétrico das grandes e pesadas rodas metálicas que estabilizam a rotação de geradores eletromecânicos. Em operação normal, a energia armazenada ajuda o inversor a manipular grandes correntes de carga e cargas que geram correntes pulsantes, descontínuas ou com presença de picos.

Mas a armazenagem de energia permite também ao sistema operar com um tempo de transferência "negativo" — isto é, o sistema é capaz de transferir uma carga antes que algum problema interrompa o fornecimento de corrente alternada. Normalmente, o tempo de transferência é especificado como aquele em que a saída é interrompida, enquanto a carga é transferida para uma outra fonte de energia. O valor típico desse período é de 4 ms; em outras palavras, o termo "fornecimento contínuo de energia" não se aplica tão bem aos sistemas convencionais, já que a saída permanece interrompida por quase 1/4 de ciclo, antes que a fonte alternativa entre em ação.

O processo delta, ao contrário, mantém a saída sempre ativa, mesmo com um curto-circuito no barramento de entrada dos inversores. Tais curtos, em geral, não só interrompem o fluxo de energia dos inversores à saída, como também invertem o fluxo da corrente. Assim, dos circuitos restantes do inversor tem que ser extraída a energia para suprir a falta no próprio sistema e na carga.

Nesses casos, o sistema delta é capaz de alimentar a carga, sem uma deterioração significativa da tensão de saída, por mais 11 ms ou 2/3 de ciclo, à plena carga (figura 2b). Esse recurso proporciona ao sistema tempo suficiente para detectar o curto e transferir a carga, antes que a saída caia a zero (figura 2c).

Tudo isso é obtido por meio de um projeto bastante confiável. Nele não existem circuitos eletrônicos de controle de tensão, sempre sujeitos a instabilidades e falhas. Os circuitos eletrônicos de entrada são protegidos pelos elementos magnéticos, confeccionados com ferro e cobre de boa qualidade. E todos os capacitores de saída são dotados de fusíveis, alarmes e elementos redundantes, a ponto de 25% deles terem que falhar para afetar significativamente a saída. ●

Circuito detetor de fase dispensa transformador

Detetores de fase síncronos com banda larga e entradas simples são de grande utilidade como filtros de rastreo, discriminadores de FM por travamento de fase e detetores síncronos. As entradas simples, porém, são normalmente obtidas com o auxílio de transformadores, cujas características costumam limitar a largura de faixa do detetor. Esse problema pode ser facilmente contornado utilizando-se amplificadores operacionais, ao invés do sistema convencional, baseado em acoplamento por transformador.

O circuito consiste de três operacionais, dois deles implementados como retificadores de pequenos sinais (A1 e A2), enquanto o terceiro atua simultaneamente como amplificador diferencial e filtro passa-baixas.

As duas tensões de entrada são obtidas pelas equações:

$$\begin{aligned} e_1(t) &= E_1 \cos \omega t \\ e_2(t) &= E_2(t) \cos [\omega t + \varphi(t)] \end{aligned}$$

onde $E_2(t)$ e $\varphi(t)$ variam lentamente se comparadas a ω , e E_1 é uma constante. A saída do terceiro operacional é o valor "passa-baixas" (ou médio) das saídas geradas pelos dois primeiros. Se E_1 for bem maior que E_2 , essa tensão final de saída torna-se:

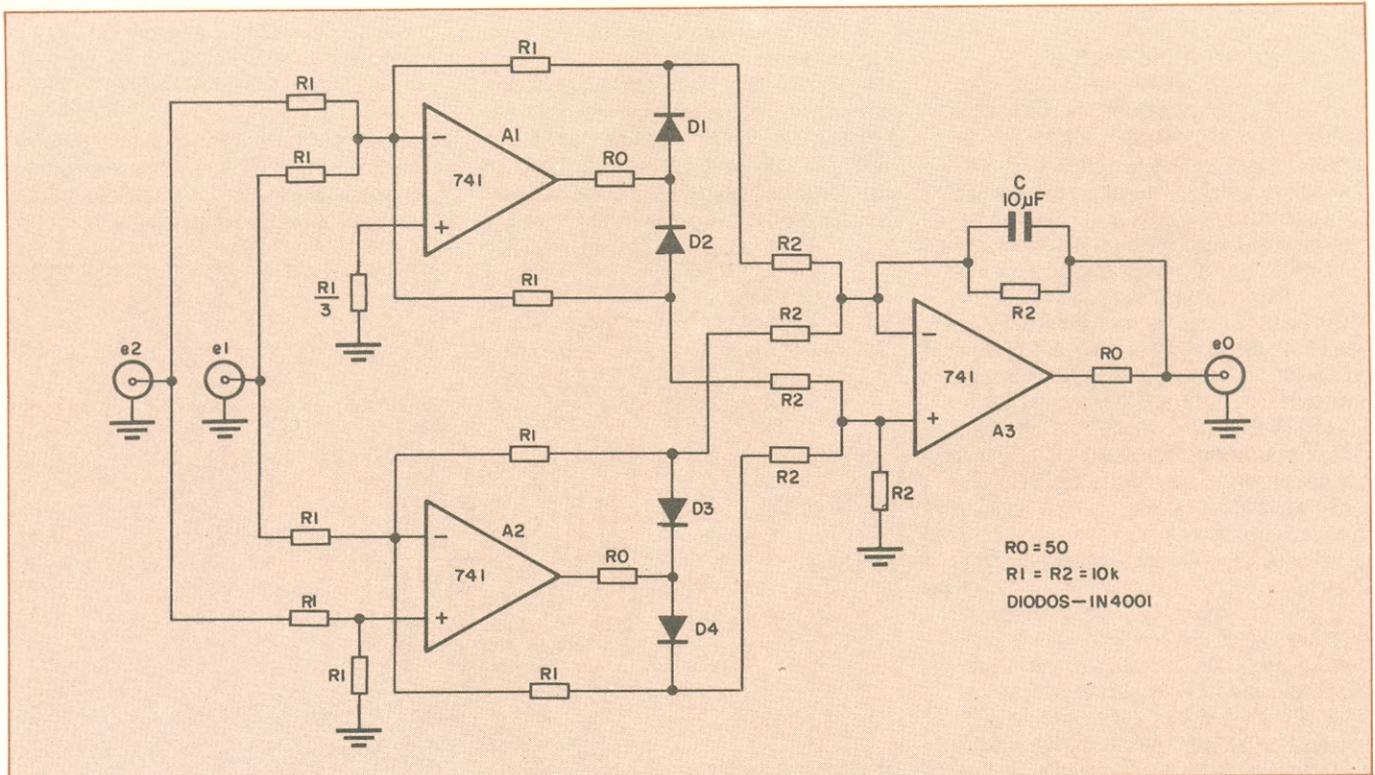
$$e_o \approx (2/\pi) E_2 \cos \varphi$$

Se $\varphi = 0$, o circuito atua como um detetor síncrono sensível à fase, cuja saída é sempre independente da amplitude de E_1 (tensão de referência), enquanto $E_1 > E_2$. Se E_2 for mantida

constante (e $E_1 > E_2$) e $\varphi = (\pi/2 + \psi)$, o circuito passará a funcionar como um detetor de fase com saída proporcional ao seno da defasagem ψ .

O circuito proposto opera satisfatoriamente na faixa dos 10 Hz até frequências superiores a 10 kHz. A limitação de alta frequência é imposta pela própria resposta dos operacionais (em baixos níveis de tensão), pela sua razão de rejeição — que depende da frequência — e pelas capacitâncias parasitas. Se forem adotados operacionais de melhor qualidade, com resposta em frequência mais ampla e maior taxa de resposta (*slew rate*), o circuito será capaz de abranger frequências desde 1 Hz a mais de 1 MHz.

© - Copyright Electronics International



Simplificado — Com apenas três operacionais, este circuito trabalha como detetor de fase com entradas simples, dispensando o uso de transformadores. Rendimento e resposta dependem diretamente dos operacionais empregados.

Princípio dos transformadores

Nesta lição, estudaremos o transformador, um dispositivo que transfere energia elétrica alternada de um circuito para outro, por intermédio da indutância mútua

O transformador é o componente mais importante dos sistemas de distribuição de energia elétrica. Ele também é amplamente usado na eletrônica. No processo de transformação, uma tensão CA pode ser elevada ou reduzida, dependendo de como o transformador é construído. Às vezes, porém, é a corrente que deve ser aumentada ou reduzida. Vamos ver como isso é possível.

Indutância mútua

O princípio no qual se baseia a ação do transformador é chamado indutância mútua, um fenômeno que foi discutido anteriormente, no capítulo sobre indutores, mas vamos rever rapidamente seus princípios físicos.

Lembre-se de que quando passa uma corrente através de um condutor, forma-se um campo magnético ao redor do mesmo. Se for usada corrente alternada, o campo magnético surge, aumenta e diminui de intensidade, reduz-se a zero, para depois se estabelecer no sentido oposto e desaparecer novamente, para cada ciclo da corrente aplicada. Assim, outro condutor colocado nesse campo magnético variável terá uma tensão induzida em si mesmo.

O transformador é um dispositivo que explora esse fenômeno. Os dois condutores são enrolados em bobinas e colocados próximos um ao outro, de maneira que uma bobina seja cortada pelas linhas de fluxo magnético da outra. A figura 1 mostra, de forma esquematizada, como isso é feito. A bobina L1 está ligada a uma fonte

de tensão alternada e, ao circular corrente por ela, forma-se um campo magnético variável. Durante meio ciclo, a corrente circula através de L₁ no sentido apresentado na figura, o que estabelece um pólo magnético norte na parte superior de L₁. Com o aumentar da corrente, o campo se expande para fora, cortando as espiras de L₂, induzindo uma tensão em L₂ que, por sua vez, faz com que passe uma corrente através do resistor de carga. Portanto, a corrente em L₁ faz com que passe corrente por L₂.

Ao fim do primeiro semiciclo, a corrente em L₁ cai a zero no instante em que a senoide de entrada passa por 180°. Conforme a corrente diminui, o campo em L₁ vai diminuindo também, assim como a corrente através de L₂.

No semiciclo seguinte, o sentido da corrente em L₁ se inverte, o que faz com que um campo magnético de polaridade inversa se expanda para fora dessa bobina: mais uma vez, este campo corta as espiras de L₂, induzindo uma tensão. Entretanto, devido à polaridade invertida do campo magnético, a polaridade da tensão induzida em L₂ também fica invertida, fazendo com que circule corrente para baixo pela resistência de carga. Desse modo, transfere-se energia de um circuito para outro, embora os dois circuitos estejam eletricamente isolados.

O circuito da figura 1 é um transformador simples. A bobina em que é aplicada a tensão alternada é chamada **enrolamento primário**. A corrente

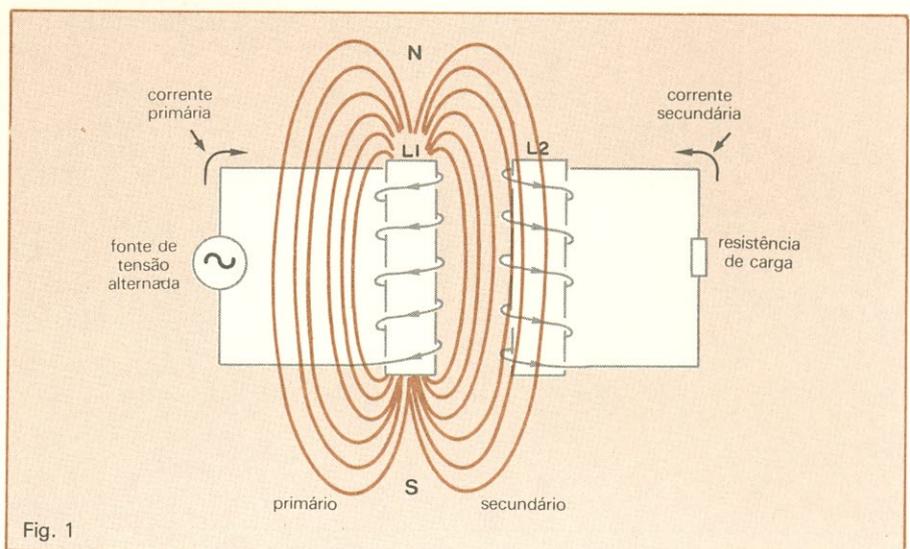


Fig. 1

Ação do transformador típico.

nesse enrolamento é obtida da fonte de tensão alternada, sendo denominada **corrente primária**. A bobina que sofre a indução é conhecida como **enrolamento secundário** e a corrente induzida, como **corrente secundária**.

O valor da tensão induzida no enrolamento secundário depende da indutância mútua entre as duas bobinas. Esta, por sua vez, tem seu valor determinado pelo grau de **acoplamento de fluxo** entre as duas bobinas. O acoplamento

de fluxo pode ser considerado como a porcentagem de linhas de fluxo do primário que corta o enrolamento secundário. Outra expressão que significa aproximadamente a mesma coisa é **coeficiente de acoplamento**, que é sempre um número entre 0 e 1. Ele só terá o valor máximo (= 1) se todas as linhas de fluxo primário cortarem a bobina do secundário. Na prática, contudo, as duas bobinas sempre estão posicionadas de tal maneira

que algumas das linhas de fluxo do primário não cortam o secundário; assim, o coeficiente de acoplamento é sempre menor que 1.

A figura 2 mostra como o valor da indutância mútua depende do acoplamento de fluxo do coeficiente de acoplamento. Na figura 2A, a bobina do secundário (L_2) é enrolada diretamente sobre a bobina do primário (L_1). Usando essa disposição, praticamente todas as linhas de fluxo produzidas pelo primário cortam o enrolamento secundário e o coeficiente de acoplamento fica muito próximo de 1.

Na figura 2B, o transformador consiste de duas bobinas. Aqui, somente poucas linhas de fluxo do primário cortam o secundário e, portanto, o coeficiente de acoplamento é bem menor que no exemplo anterior. Por fim, a figura 2C mostra que se os dois enrolamentos forem colocados suficientemente longe um do outro, não haverá acoplamento de fluxo entre eles. Neste caso, não existe indutância mútua e o coeficiente de acoplamento é 0. Embora este arranjo não tenha finalidade prática, ele mostra a importância do coeficiente de acoplamento.

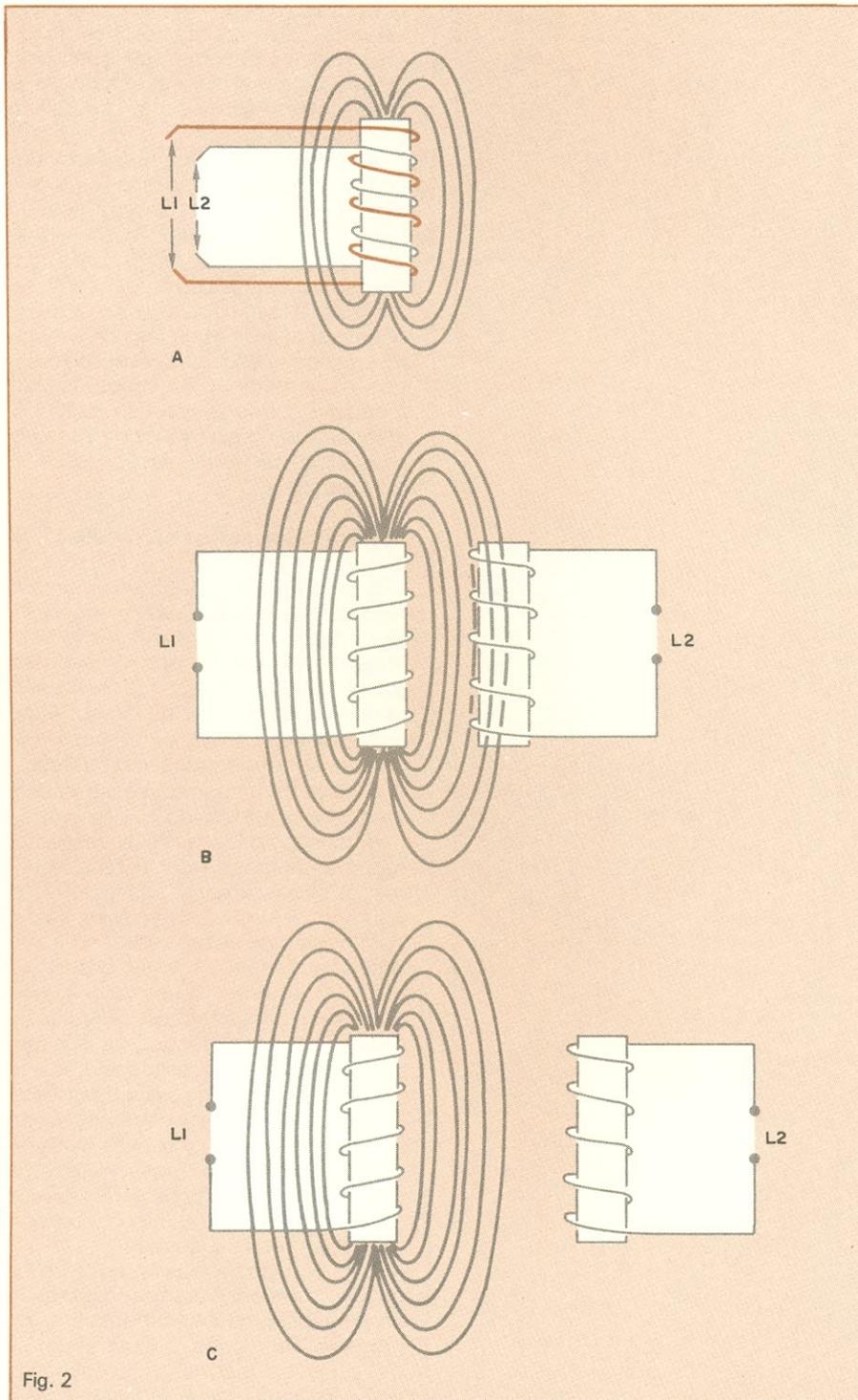
Ação do transformador

A figura 3 mostra a seqüência de eventos que constituem a ação do transformador. Quando a chave é fechada, a tensão do gerador é aplicada ao primário, onde começa a circular uma corrente; ela produz um campo magnético, que se expande para fora, cortando o secundário e induzindo uma tensão no mesmo. Se houver possibilidade, a tensão faz com que circule uma corrente no secundário. A energia é transferida do gerador para a carga, embora os dois circuitos não estejam ligados eletricamente.

Construção do transformador

As técnicas de construção usadas em transformadores podem variar bastante. Em uma subestação elétrica, usada em sistemas de distribuição de energia, eles podem chegar a ter o tamanho de uma pequena casa. Por outro lado, os transformadores de FI usados em rádios transistorizados podem ser menores que uma borracha. Embora haja uma grande diferença de tamanho de um modelo para outro, esses dois transformadores operam de acordo com o mesmo princípio básico: ambos têm bobinas de primário e secundário; em ambos, a energia é acoplada do primário ao secundário por indutância mútua.

O projeto do transformador é determinado pela freqüência, tensões e



A indução mútua depende do coeficiente de acoplamento.

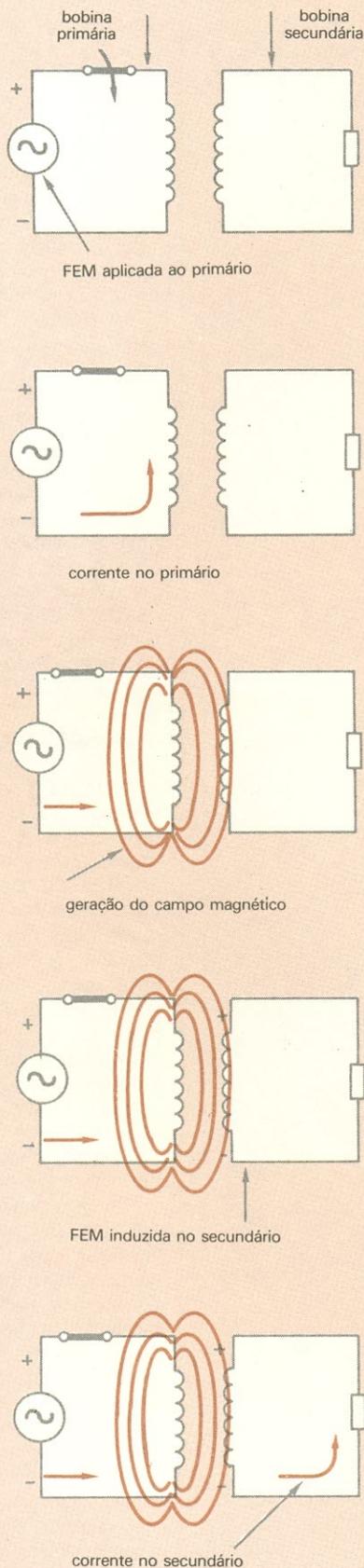


Fig. 3

Sequência de eventos na ação do transformador.

correntes envolvidas, além de diversos outros fatores. Um transformador de potência pode funcionar com 110 volts e 60 Hz, com 1 ampère de corrente. Por outro lado, um transformador de FI pode trabalhar com uma frequência de 455 kHz, com alguns milivolts e alguns microampères.

A figura 4 compara a construção de um transformador de núcleo de ferro com outro de núcleo de ar. O de núcleo de ferro costuma ser maior e mais pesado. O primário é enrolado em um braço do núcleo, enquanto o secundário é sobreposto diretamente no primário. Observe que o símbolo mostra as duas bobinas e as duas linhas entre elas, que representam o núcleo de ferro.

A construção do transformador com núcleo de ar é diferente, já que seu projeto prevê o uso em frequências muito mais altas. Como as perdas no núcleo de ferro aumentam com a frequência, os transformadores projetados para operar em altas frequências usam pouco ou nenhum ferro em seu núcleo. Ao invés disso, é usado um material não condutor, com a mesma permeabilidade do ar. O núcleo pode ser de cerâmica ou simplesmente um pequeno tubo de papelão ou plástico.

Transformador sem carga

Quando dizemos que um transformador está funcionando sem carga significa que o secundário do transformador está aberto, isto é, que não existe corrente no secundário. Mesmo assim, persiste alguma corrente no primário, porque este permanece ligado a uma fonte de tensão alternada.

A corrente no primário é determinada pela impedância do enrolamento e pela tensão aplicada. Visto que não é retirada energia do secundário, o primário funciona como um indutor. O primário de um transformador típico, com núcleo de ferro, pode ter uma indutância de vários henrys; dessa maneira, a corrente no primário é, normalmente, bastante baixa. Além da indutância, o enrolamento primário tem um certo valor de resistência, o que tende a limitar ainda mais a corrente.

A pequena corrente que circula no primário, sem carga, é chamada corrente de excitação. Ela deve, em primeiro lugar, passar pela resistência do primário. Essa resistência dissipa potência na forma de calor.

Em segundo lugar, a corrente de excitação mantém o campo magnético no núcleo. A reatância indutiva X_L do primário é muito maior que a resistência, o que faz a corrente de excitação estar atrasada quase 90° em relação à tensão aplicada. Conseqüentemente,

quando não passa corrente no secundário, o primário do transformador funciona como um simples indutor.

Operação com carga

A figura 5 mostra um transformador com um resistor de carga ligado ao enrolamento secundário. Quando circula corrente alternada no primário, é induzida uma corrente no secundário. Vejamos de que maneira a corrente secundária afeta a operação do transformador.

Na figura 5A, a polaridade da tensão aplicada é negativa no lado superior do primário e positiva no inferior. Isto força uma corrente a circular para baixo, através do enrolamento primário. Usando a regra da mão esquerda apresentada anteriormente, verificamos que a corrente desenvolve um campo magnético, com o sentido indicado na figura.

À medida que esse campo magnético se expande para fora, induz uma força contra-eletromotriz no enrolamento primário, que se opõe à força eletromotriz aplicada. Assim, enquanto a FEM aplicada força uma corrente a circular para baixo pelo primário, a FCEM tenta forçar a corrente para cima, através do mesmo enrolamento. O resultado final é uma pequena corrente que circula para baixo através do primário.

Observe que o secundário é enrolado diretamente por cima do primário. Portanto, o campo magnético em expansão causado pela corrente primária também corta o enrolamento secundário. Visto que o secundário está enrolado no mesmo sentido que o primário, a tensão induzida no secundário tem a mesma polaridade da FCEM presente no primário. Portanto, a corrente induzida no secundário circula no sentido indicado.

O fluxo de corrente no secundário estabelece o seu próprio campo magnético, conforme mostra a figura 5B. Usando a regra da mão esquerda, podemos verificar que o campo magnético tem a polaridade indicada. À medida que o campo magnético se expande, ele corta o enrolamento secundário, induzindo também uma FCEM, que tenta "forçar" a corrente pelo secundário para baixo, em oposição à corrente induzida.

O fluxo em expansão no secundário também corta as espiras do primário. Isto induz ainda uma outra FEM

no enrolamento primário, com o mesmo sentido da FCEM do secundário. Portanto, esta FEM tende a forçar uma corrente para baixo no primário. Acompanhando as várias forças eletromotrices em jogo, vemos que a FEM induzida no primário pelo secundário se opõe à FCEM originalmente desenvolvida no primário. Ou, em outras palavras, a corrente induzida no primário pelo secundário ajuda a corrente primária original. Isto faz com que a corrente no primário aumente.

Essa elevação na corrente primária é causada pela expansão do campo magnético do secundário. Quanto mais corrente circular no secundário, maior será o seu campo magnético; isto, por sua vez, aumenta a corrente no primário. Conseqüentemente, um aumento na corrente do secundário causa um aumento na corrente do primário.

Relações de transformação

Transformadores têm muitas aplicações; são usados, por exemplo, para aumentar ou reduzir tensões ou correntes; podem ser usados também para "casar" diferentes valores de impedância. De qualquer maneira, temos que pensar em uma relação de parâmetros. No primeiro caso, a relação se dá entre uma tensão de entrada e uma de saída; no segundo caso, a relação envolve correntes. E no último caso, a impedância de entrada relaciona-se com a de saída. Veremos que cada uma dessas relações é determinada pela relação de espiras dos enrolamentos do transformador.

Tensões — Os transformadores são freqüentemente usados para aumentar ou reduzir tensões. A tensão de rede mais comum é a de 110 V, 60 Hz. A maioria dos dispositivos eletrô-

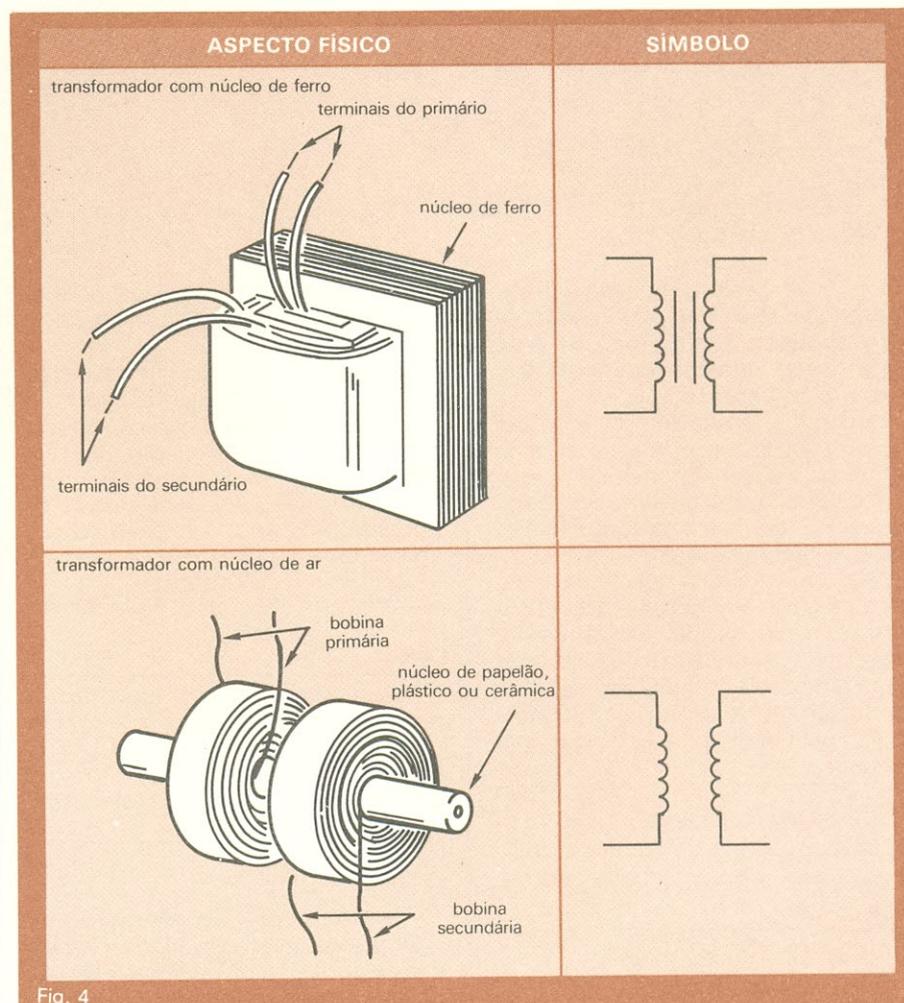


Fig. 4

Dois transformadores típicos e seus símbolos.

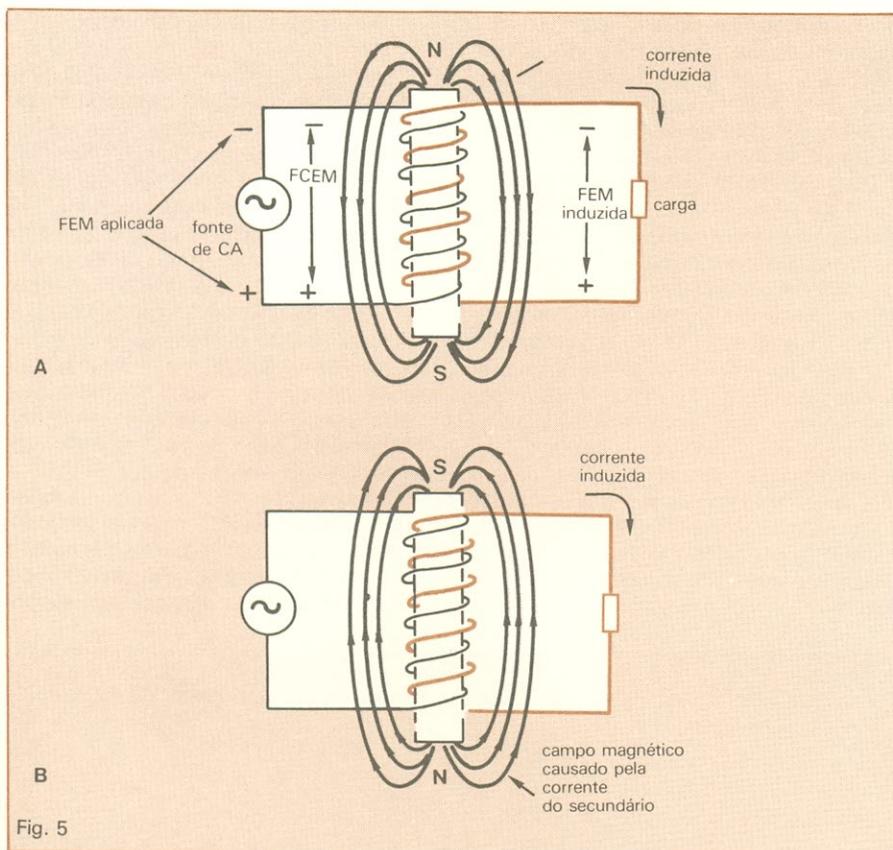


Fig. 5

Influência da indutância mútua.

nicos, porém, exige tensões mais baixas, enquanto alguns pedem tensões mais elevadas. Assim, o transformador é usado para converter os 110 V para o valor necessário.

Quando a tensão de saída ou secundária for maior que a de entrada ou primária, o transformador é chamado de **transformador elevador**. Caso contrário, ele é conhecido como **transformador abaixador**.

A figura 6 ilustra a relação de espiras de um transformador típico. O primário consiste de 1000 espiras de fio, enquanto o secundário tem 2000. A relação entre elas pode ser definida com o número de espiras do secundário (N_s) pelo número de espiras no primário (N_p):

$$\text{Relação de espiras} = \frac{N_s}{N_p}$$

Portanto, na figura 6, a relação de espiras vale:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{2000}{1000} = 2$$

Geralmente, isto é expresso como

uma relação de espiras "de 2 para 1", normalmente representada na forma 2:1.

Quando o secundário tem mais espiras que o primário, a tensão é aumentada na mesma proporção da relação de espiras. Por exemplo, se a relação de espiras for 2:1, a tensão no secundário será o dobro da tensão no primário. Portanto, a relação de tensões é igual à relação de espiras. Colocando em uma equação:

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{N_s}{N_p} = 2$$

Em alguns casos, é mais conveniente considerar a relação de espiras como sendo $\frac{N_p}{N_s}$. Nesse caso, a equação da relação de tensões passa a ser:

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

Podemos usar qualquer uma destas equações para encontrar a tensão do secundário, se forem conhecidas a relação de espiras e a tensão no pri-

mário. Usando a própria figura 6 como exemplo, vamos ter:

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{N_s}{N_p}$$

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{2000}{1000} = 2; E_p = 110 \text{ V}$$

$$E_s = 2 \times E_p = 2 \times 110 = 220 \text{ V}$$

Escolhendo uma relação de espiras apropriada, a tensão pode ser aumentada ou reduzida para qualquer valor desejado. As equações são válidas desde que o coeficiente de acoplamento seja elevado e as perdas no transformador sejam baixas. Um transformador prático tem um coeficiente de acoplamento próximo de 1 e uma eficiência de quase 100%. De fato, é um dos dispositivos de maior rendimento já fabricados pelo homem.

Potências — Se desprezarmos as perdas no transformador, a potência no secundário será igual à do primário. Portanto, no transformador ideal, a relação de potências é igual a 1. Embora o transformador possa aumentar uma tensão, ele não pode aumentar uma potência, pois não podemos tirar mais potências do secundário do que colocamos no primário. Portanto, quando o transformador aumenta uma tensão, ele reduz a corrente, de maneira que a potência na saída seja sempre equivalente à de entrada ($P_p = P_s$).

Correntes — Um transformador que aumenta a tensão deve, ao mesmo tempo, reduzir a corrente; caso contrário, ele estaria fornecendo mais potência no secundário do que teria recebido no primário. Isto pode ser provado deduzindo-se uma equação da relação de correntes. Lembremos que, desprezando as perdas, temos $P_p = P_s$. Lembremo-nos, ainda, que a fórmula da potência é $P = E \cdot I$. Portanto, a potência no primário é igual a $E_p \times I_p$, enquanto que no secundário equivale a $E_s \times I_s$. Assim, se $P_p = P_s$, temos:

$$E_p \times I_p = E_s \times I_s$$

A equação da relação de tensões é:

$$\frac{E_s}{E_p} = \frac{N_s}{N_p};$$

o que vai dar

$$E_s = \frac{N_s}{N_p} \times E_p$$

Colocando esta expressão no lugar de E_s na equação anterior, obtemos:

$$E_p \times I_p = \frac{N_s}{N_p} \times E_p \times I_s$$

Dividindo ambos os lados por E_p :

$$I_p = \frac{N_s}{N_p} \times I_s$$

Dividindo tudo por I_s , resulta em:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p}$$

Isto mostra que a relação de correntes é inversamente proporcional à relação de espiras.

Se, por exemplo, um transformador tiver uma relação de espiras de 4:1, significa que o secundário tem 4 vezes mais espiras que o primário. Portanto, a tensão aumenta. Se no primário tivermos 10 volts, no secundário teremos 40 volts. Entretanto, a corrente será reduzida, pois, de 1 ampère no primário, digamos, vamos ter somente 0,25 ampères no secundário. Resumindo, a tensão aumenta 4 vezes e a corrente é reduzida 4 vezes.

Um transformador também pode ser usado para aumentar a corrente;



Fig. 6

A relação de tensões é determinada pela relação de espiras.

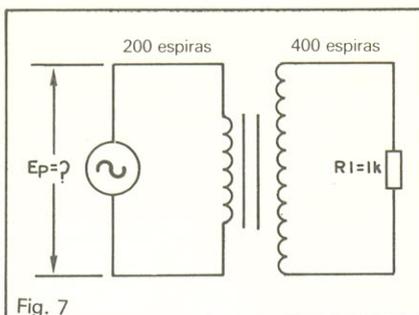


Fig. 7

Exemplo de cálculo em um transformador

para isso, entretanto, ele deve reduzir a tensão. Nesse caso, o primário deve ter mais espiras que o secundário.

Exemplos práticos

Uma vez entendido de que maneira podem ser usadas as fórmulas das relações de tensões e de correntes, podemos resolver uma grande variedade de problemas envolvendo transformadores. Consideremos, por exemplo, o circuito apresentado na figura 7. São dados os números de espiras e os valores de I_s e de R_l ; queremos encontrar E_p e I_p . Podemos determinar I_p imediatamente, visto que são dados I_s e a relação de espiras:

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_s}{N_p}$$

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{400}{200} = 2$$

$$I_p = 2 \times I_s = 2 \times 20 \text{ mA}$$

$$I_p = 40 \text{ mA}$$

Visto que conhecemos a relação de espiras, podemos encontrar E_p se conhecermos E_s :

$$E_s = I_s \times R_l$$

$$E_s = 20 \text{ mA} \times 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$E_s = 30 \text{ V}$$

Agora podemos encontrar E_p :

$$E_p = \frac{N_p}{N_s} \times E_s$$

$$E_p = \frac{200}{400} \times 30 = 15 \text{ V}$$

Relação de impedância

Na eletrônica, uma das aplicações mais importantes de um transformador é o "casamento" de impedância. Obtem-se uma máxima transferência de potência de um gerador para uma carga quando a impedância do primeiro é igual à da segunda. Se as impedâncias não forem iguais, pode-se perder muita potência.

Existem muitos casos na eletrônica em que a impedância da fonte de sinal (gerador) simplesmente não corresponde à da carga que ele deve acionar. Por exemplo, um estágio de amplificador com transistor poderia ter o máximo de eficiência ao alimentar

uma carga de 100 ohms. Entretanto, normalmente usa-se, com o amplificador, alto-falantes de 4 ou 8 ohms. Esse tipo de circuito resulta em uma perda de potência e uma operação ineficiente.

Felizmente, o transformador pode resolver esse problema de "casamento" de impedância, fazendo com que um valor de impedância "pareça" outro. No exemplo citado, um transformador pode ser colocado entre o amplificador e o alto-falante. Escolhendo-se a relação de espiras adequada, o transformador pode fazer com que o alto-falante "veja" uma impedância de 4 ohms no amplificador e este "empregue" uma carga de 100 ohms.

Já vimos que a relação de tensões ou de correntes em um transformador depende da relação de espiras. A relação de impedâncias não foge à regra, sendo igual à relação de espiras elevada ao quadrado:

$$\frac{Z_p}{Z_s} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2$$

Nessa expressão, Z_p é a impedância do circuito primário, Z_s é a do circuito secundário e $\frac{N_p}{N_s}$, a relação de espiras do primário para o secundário. Da expressão anterior podemos obter também:

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

A equação nessa forma pode ser utilizada para resolver o problema de adaptação de impedâncias discutido anteriormente. O problema é encontrar uma relação de espiras que "case" um gerador de 100 ohms (amplificador a transistor) com uma carga de 4 ohms (alto-falantes). Usando a fórmula:

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{100}{4}} = \sqrt{25}$$

$$\frac{N_p}{N_s} = 5$$

Portanto, a relação de espiras entre primários e secundários deve ser de 5:1. Então, se o número de espiras no primário for de 500, a quantidade de espiras no secundário deve ser 100. ●

Saída de vídeo e estágios de deflexão

Prosseguindo a análise da operação básica de cada um dos estágios do TV em cores, acompanharemos, nesta lição, o sinal de luminância até o amplificador de vídeo, que o prepara para excitar o cinescópio. Nesse caminho, o sinal deixa sua portadora, na armadilha de 3,58 MHz. Também abordaremos os circuitos responsáveis pela deflexão horizontal e vertical da imagem. É bom repisar que nosso estudo aponta apenas as características diferenciadas dos receptores em cores em relação aos branco e preto.

Armadilha de 3,58 MHz

A finalidade da armadilha de 3,58 MHz é eliminar a subportadora de cor presente no sinal Y (luminância), pois esta causaria uma indesejável granulação na imagem.

Para não afetar a resposta do amplificador de luminância, a armadilha é comandada pelo amplificador de crominância e, por isso, somente atua durante a recepção do sinal a cores.

Na figura 7A-X, temos o circuito da armadilha de 3,58 MHz do TV Philco Chassi 384, formado por C503, D501, L503, R509, R510 e C504.

O funcionamento do circuito da armadilha pode ser representado e melhor entendido com a ajuda dos circuitos equivalentes das figuras 7B-X e 7C-X. Durante a transmissão a cores, o diodo D501 fica polarizado reversamente e, portanto, é representado por uma chave aberta em 7B-X. Quando a transmissão é em branco e preto, o diodo funciona como uma chave fechada, pois é polarizado diretamente.

Amplificador e saída de vídeo

Este estágio amplifica o sinal de vídeo a um nível suficientemente alto para excitar o cinescópio. Já isento da subportadora de cor, capturada pela

armadilha de 3,58 MHz, tem o atraso necessário e nível CC restaurado.

Continuando a usar como exemplo o diagrama do TV Philco 384, temos na figura 8-X o circuito do amplificador de vídeo desse receptor. O transistor T502 opera como pré-amplificador para o sinal de luminância que recebe em sua base através de R508. Ligado ao transistor, observa-se o potenciômetro P501, que, em conjunto com +B8, C505 e R512, varia a polarização do emissor de T502, efetuando o controle do contraste.

No emissor de T502 também é retirado o sinal amplificado que, por intermédio de R516 e C509, é aplicado a T504, chamado de excitador de Y. Devido ao acoplamento ser feito por um capacitor, na base de T504 existe um circuito de restauração CC, formado por R18 e D502.

O sinal excitado, tirado sobre o resistor de emissor R21, é introduzido na saída Y, ou seja, na base de T505. Daí, a informação amplificada, que

aparece no coletor do transistor, passa por um circuito compensador de ganho em altas frequências, constituído por L504 e R526, e vai para os três potenciômetros de excitação dos catodos: P507, P508 e P509.

Deflexão vertical

O estágio de deflexão vertical num televisor em cores difere do convencional, usado para preto e branco, principalmente devido à exigência de uma maior corrente e também porque a centralização da imagem é feita eletronicamente e não por meio de ímãs de correção.

A finalidade do estágio, entretanto, continua a mesma que nos aparelhos monocromáticos. Isto é, formar as rampas de corrente lineares que, através da bobina yoke vertical, farão o sinal deslocar-se na tela.

A figura 9-X nos ajuda a entender como é feita a centralização da imagem na tela, através de um circuito

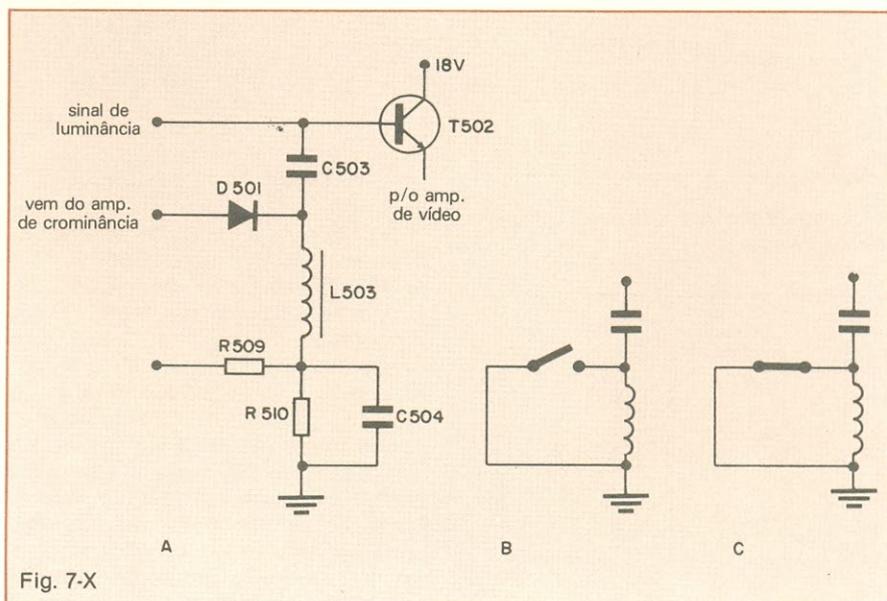


Fig. 7-X
Armadilha de 3,58 MHz, para eliminar a subportadora de cor.

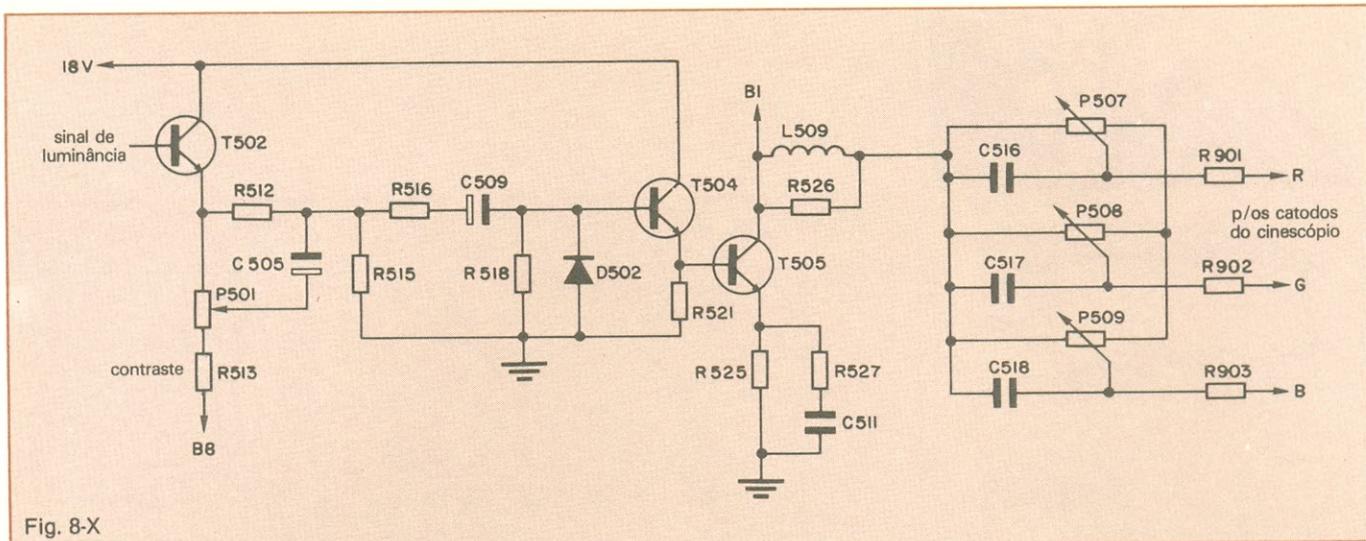


Fig. 8-X

Amplificador e saída de vídeo.

conjugado ao *yoke* vertical. O transformador de saída vertical possui um enrolamento secundário bifilar, ligado em paralelo, como mostra a figura 9A-X. Nesse enrolamento, num lado estão ligadas as bobinas defletoras diretamente e o outro, através de P1, está em série com a alimentação + B do horizontal.

Na figura 9B-X, temos o mesmo circuito rearranjado numa configuração equivalente. Quando o cursor do potenciômetro P1 estiver no centro, não haverá diferença de potencial CC entre os dois extremos do *yoke* (AB), por serem iguais os valores de cada lado de P1, com as resistências dos enrolamentos do secundário bifilar, ou seja:

$$R1 = R2 = RL1 = RL2$$

Ao variar o cursor de P1, desbalanceamos a igualdade descrita e passará a haver uma diferença de potencial entre A e B, a qual provocará uma cor-

rente CC através do *yoke*, deslocando, por sua vez, a imagem.

Deflexão horizontal

Apesar do funcionamento deste estágio ser igual ao de um receptor monocromático, inclui algumas exigências mais severas:

- A alta tensão é de aproximadamente 26 kV, com um consumo de corrente de até 15 mA, o que quer dizer quase 40 W de potência, contra 16 kV e 300 μ A (5 watts) em branco e preto.
- O estágio de saída deve fornecer potência adicional para o circuito de convergência. Os pulsos fornecidos devem ser bastante estáveis para obter o funcionamento satisfatório do circuito de convergência.
- Deve-se providenciar maior estabilidade da MAT com relação às alterações de brilho, para não afetar a con-

vergência e evitar variação no tamanho do quadro. À medida que a MAT é reduzida, a velocidade dos elétrons no feixe diminui e estes permanecem mais tempo no campo das bobinas de correção, afetando a convergência.

- Devido à MAT maior, há necessidade de uma proteção contra a irradiação de raios X.
- A tensão de foco deve manter sempre a mesma relação com a MAT. Se a MAT diminuir, a tensão de foco deve diminuir também, na mesma proporção.

Centralizador horizontal

O princípio de funcionamento do centralizador horizontal é similar ao vertical, ou seja, criando um nível CC ajustável através do *yoke*. Pode-se conseguir isso colocando em série com o *yoke* um diodo, tendo este por sua vez em paralelo, um potenciômetro.

Observando-se a figura 10-X, quando a corrente do *yoke* polarizar o diodo diretamente nada acontecerá, pois ele será praticamente um curto. Porém, quando a corrente do *yoke* circular em sentido contrário, o diodo estará aberto e a corrente passará pelo potenciômetro, provocando uma diferença de potencial entre os pontos A e B. O valor do potenciômetro, então, determinará o deslocamento da imagem, ao atuar sobre o nível médio da dente-de-serra horizontal.

Correção do efeito almofada

O efeito almofada (*pin-cushion*) é uma distorção na imagem, caracterizada por um encurvamento para dentro nas laterais e um alongamento nos vértices, causado pela face plana do tubo de raios catódicos.

Esse efeito pode ser compensado,

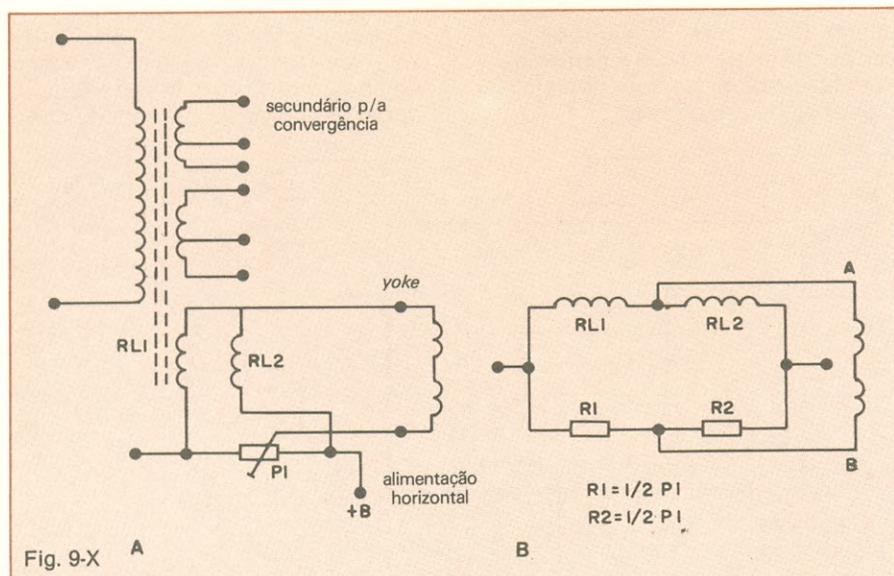
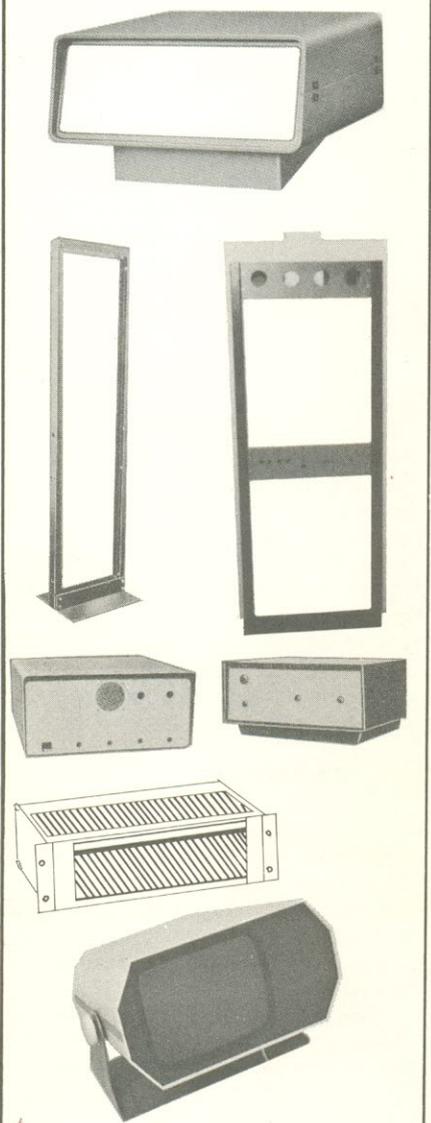


Fig. 9-X

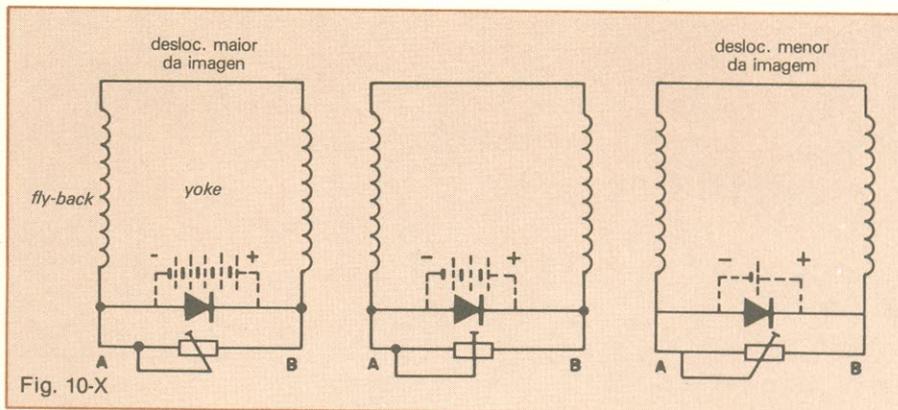
Centralizador vertical (A) e seu circuito equivalente (B).



A METALÚRGICA IRMÃOS FONTANA reveste aparelhos de telecomunicações, telefonia, rádio-difusão, eletro-medicina e terminais para computadores, com as melhores caixas, bastidores, racks, chassis, painéis, etc., e são fabricados em qualquer tipo de série e cor, ou de acordo com suas especificações. Executamos trabalhos especiais referentes ao ramo.

MF METALÚRGICA IRMÃOS FONTANA LTDA.

Rua Oswaldo Arouca, 695 - Vila Sta. Izabel - S. Paulo
Tels.: 271-1858 - 216-0466 - CEP 03363
C.G.C. 46.504.916/0001-80 Inscr. Est. 109.225.664

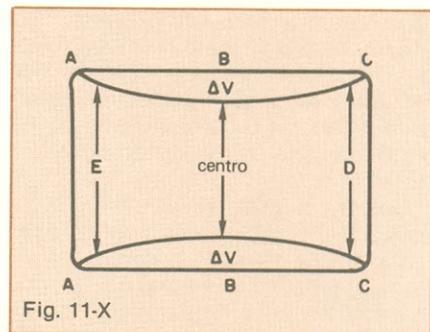


Funcionamento do centralizador horizontal.

nos receptores branco e preto, por meio do dimensionamento conveniente das bobinas defletoras e pelo uso de ímãs corretores. No cinescópio tricromático, com o sistema de máscara de sombra (*shadow mask*), outro processo deve ser usado, pois os feixes eletrônicos sofreriam desvios ou distorções nas suas trajetórias pré-determinadas, dos canhões até a superfície do tubo. Qualquer desvio indesejável causado pelos campos corretores resulta em perda da pureza.

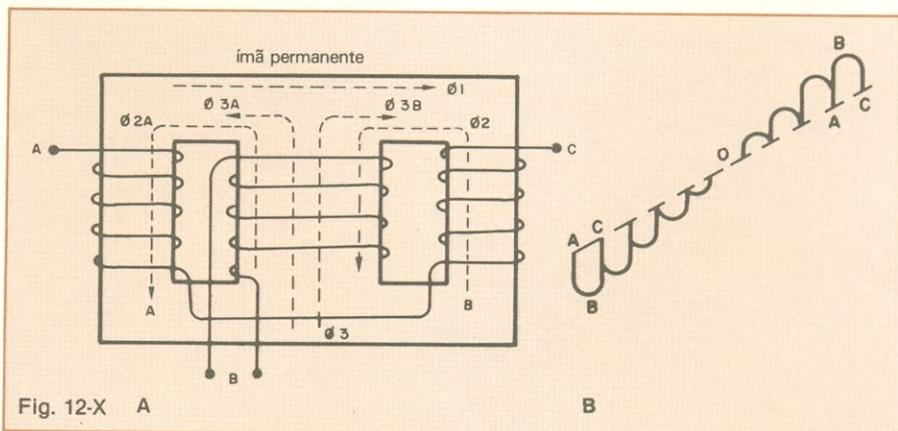
A correção do efeito almofada, então, é feita por intermédio de alterações apropriadas nas correntes de deflexão.

Tomando-se como exemplo a deformação mostrada na figura 11-X, que corresponde à deflexão vertical, vê-se que no centro da tela falta ΔV de deflexão em relação às extremidades esquerda e direita. Há necessidade de alterar a corrente de dente-de-serra vertical de tal forma que a deflexão seja reduzida no início e no fim relativamente ao centro da tela.



Deflexão vertical sem correção do efeito almofada.

Para tanto, é introduzida no enrolamento da bobina defletora vertical uma corrente em forma parabólica, originada no circuito horizontal, conforme a figura 12B-X ilustra. Note-se que essa corrente se desenvolve negativamente no início da deflexão, diminuindo gradativamente até o nível zero. A partir do zero, que corresponde ao centro da tela, ponto médio da deflexão vertical, a corrente de corre-



Transdutor para efeito almofada (A) e forma de onda de deflexão vertical (B).

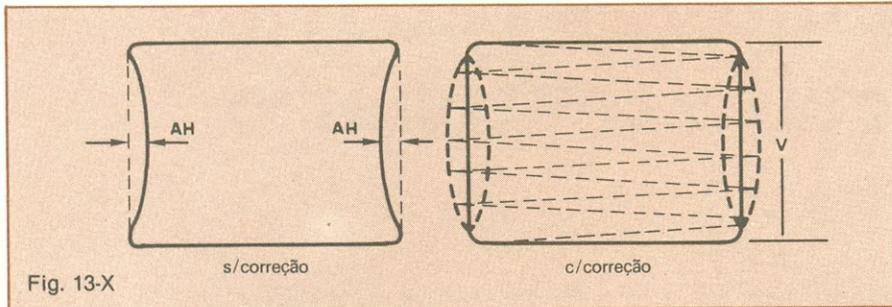


Fig. 13-X

Correção do efeito almofada na deflexão horizontal.

ção se desenvolve novamente, porém com valor positivo.

A influência da corrente horizontal sobre a vertical é conseguida por meio de um transformador especial, ilustrado na figura 12A-X, que recebe o nome de transdutor. Ele possui dois enrolamentos: um de comando e outro de trabalho. Seu núcleo é polarizado através de um ímã permanente que corresponde ao fluxo $\phi 1$.

O enrolamento de trabalho é dividi-

do em dois ramos, A e C, e neles circulam correntes iguais, porém de sentido oposto, produzindo fluxos também iguais e opostos que são os $\phi 2A$ e $\phi 2B$.

Dessa maneira, desde que não exista nenhuma corrente no enrolamento B, de comando, não é induzida tensão no mesmo.

Introduzindo-se uma corrente no enrolamento de comando, através do circuito vertical, é produzido um novo

fluxo $\phi 3$ nos enrolamentos A e C. Porém, como no enrolamento A se encontra a resultante $\phi 1 - \phi 2$, o núcleo A é menos saturado em relação ao núcleo B.

A saturação do núcleo é o mesmo que diminuir a indutância e, dessa forma, no enrolamento B circula uma parte da corrente pelo fluxo correspondente ao $\phi 3A$ (maior) - $\phi 3B$ (menor).

Semelhante efeito ocorre também quando a corrente do circuito vertical circula inversamente, gerando um fluxo igual ao $\phi 3B$ (maior) - $\phi 3B$ (menor).

O princípio de correção do efeito almofada no horizontal é mostrado na figura 13-X, sendo que neste caso o enrolamento de trabalho do transdutor é ligado ao circuito vertical e o de comando no circuito horizontal. ●

As informações contidas neste curso foram gentilmente cedidas pela **Phico Rádio e Televisão Ltda — Departamento de Serviço Nacional — Setor de Literatura Técnica.**



Escolas

CURSOS DE QUALIFICAÇÃO PROFISSIONAL

Caixa Postal 6997
CEP 01051 - São Paulo - SP

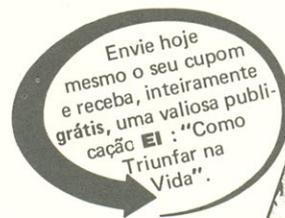
Internacionais

ELETRÔNICA . RÁDIO e TV



- O curso que lhe interessa precisa de uma boa garantia! As ESCOLAS INTERNACIONAIS, pioneiras em cursos por correspondência em todo o mundo desde 1891, investem permanentemente em novos métodos e técnicas, mantendo cursos 100% atualizados e vinculados ao desenvolvimento da ciência e da tecnologia modernas. Por isso garantem a formação de profissionais competentes e altamente remunerados.
- Não espere o amanhã! Venha beneficiar-se já destas e outras vantagens exclusivas que estão à sua disposição. Junte-se aos milhares de técnicos bem sucedidos que estudaram nas ESCOLAS INTERNACIONAIS.
- Adquira a confiança e a certeza de um futuro promissor, solicitando GRÁTIS o catálogo completo ilustrado. Preencha o cupom anexo e remeta-o ainda hoje às ESCOLAS INTERNACIONAIS.

Curso preparado pelos mais conceituados engenheiros de indústrias internacionais de grande porte, especialmente para o ensino à distância.



GRÁTIS

A teoria é acompanhada de 6 kits completos, para desenvolver a parte prática:

- kit 1 — Conjunto básico de eletrônica
- kit 2 — Jogo completo de ferramentas
- kit 3 — Multímetro de mesa, de categoria profissional
- kit 4 — Sintonizador AM/FM, Estéreo, transistorizado, de 4 faixas
- kit 5 — Gerador de sinais de Rádio Freqüência (RF)
- kit 6 — Receptor de televisão.



EI — ESCOLAS INTERNACIONAIS

Caixa Postal 6997
CEP 01051 - São Paulo - SP

- Envie-me, grátis e sem compromisso, o magnífico catálogo completo e ilustrado do curso de Eletrônica, Rádio e Televisão, com o livro **Como Triunfar na Vida.**

Nome _____
Rua _____ n.° _____
CEP _____ Cidade _____ Est. _____

■ Nossos cursos são controlados pelo National Home Study Council. (Entidade norte-americana para controle do ensino por correspondência).

Semicondutores renovam um circuito centenário

Concebida há mais de um século, a Ponte de Wheatstone, originalmente usada apenas na medida de resistências, aparece hoje revigorada pelos componentes de estado sólido

Modernos equipamentos que utilizam componentes semicondutores são, muitas vezes, ligados a velhas idéias. O circuito da figura 1, por exemplo, data de 1847 e foi construído por Sir Charles Wheatstone para fazer medidas precisas de resistência. Esse circuito ganhou, desde então, o nome de seu inventor e ficou conhecido como Ponte de Wheatstone, sendo usado, em sua forma original, com os componentes que foram sendo desenvolvidos ao longo do tempo, como válvulas, diodos semicondutores etc.

A peculiaridade da Ponte de Wheatstone é que, em determinadas condições, a diferença de potencial entre os pontos A e B é nula. Para sabermos qual é essa condição, observe a figura 2; trata-se do mesmo circuito, redesenhado para facilitar sua compreensão.

Suponha que uma bateria seja ligada entre os pontos X e Y. A diferença de potencial V_{AY} (entre os pontos A e Y) é igual à tensão sobre R_2 , que é dada pelo divisor de tensão do ramo R_1/R_2 :

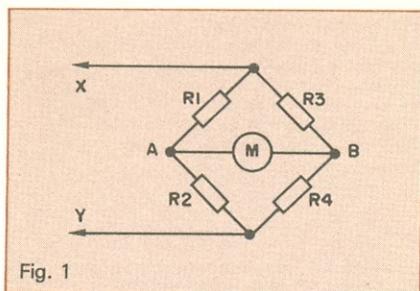


Fig. 1
Circuito básico da Ponte de Wheatstone.

$$V_{AY} = V \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

Analogamente, a diferença de potencial V_{BY} é dada por:

$$V_{BY} = V \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Para sabermos a diferença de potencial entre os pontos A e B, basta fazer:

$$V_{AB} = V_{AY} - V_{BY}$$

Dessa igualdade surge a *condição de nulo* da ponte:

$$V_{AB} = 0 \therefore V_{AY} = V_{BY}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

o que leva a

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

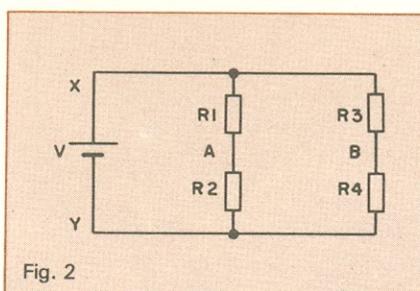


Fig. 2
Circuito redesenhado da ponte tradicional.

Ou seja, basta que a razão entre os resistores do primeiro ramo seja igual à razão entre os do segundo ramo, para que a condição de nulo seja satisfeita.

O medidor de resistência idealizado por Wheatstone utiliza três resistores conhecidos, sendo um deles variável, com um medidor (voltímetro) e entre os pontos A e B. O resistor desconhecido é colocado numa das posições da ponte e o cursor do resistor variável é deslocado até que o medidor acuse um nulo de tensão entre os pontos A e B. Assim, sabe-se quando a condição de nulo está satisfeita e determina-se o valor da resistência desconhecida por meio de um cálculo simples.

Não só para resistências

Logo os engenheiros e pesquisadores observaram que não servia apenas para medir resistências o circuito desenvolvido por Sir Wheatstone. Não demorou muito para surgir a ponte retificadora de diodos (figura 3), que na-

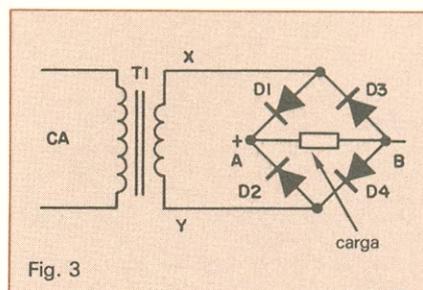


Fig. 3
A ponte retificadora de diodos.

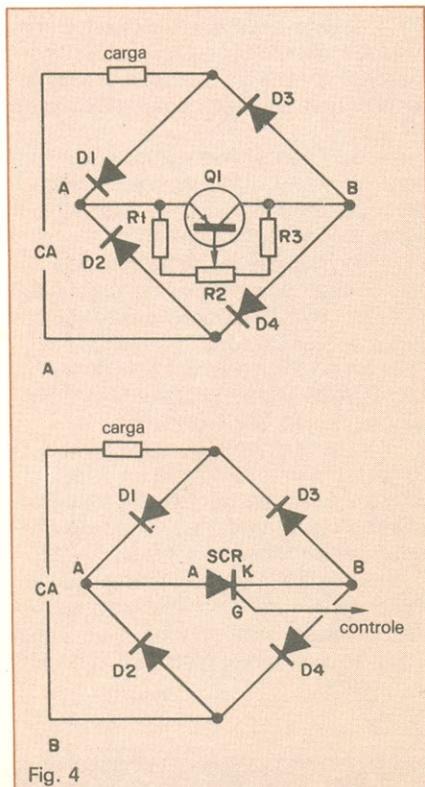


Fig. 4
Circuitos controladores de potência com um transistor PNP (A) e um tiristor (B) como elementos de controle.

da mais é que o circuito tradicional da ponte com diodos nas posições dos resistores, a carga entre os pontos A e B e o secundário de um transformador ligado aos pontos X e Y. Ao contrário, porém, da Ponte de Wheatstone, esta não foi idealizada para atingir a condição de nulo e sim para fazer com que a corrente que atravessa a carga flua num único sentido.

Quando a tensão V_{XY} for positiva, a corrente fluirá pelo diodo D_1 , carga e diodo D_4 ; e quando a tensão V_{XY} for negativa, a corrente passará pelo diodo D_2 , carga e pelo diodo D_3 . Em ambos os casos, a corrente de carga flui do ponto A para o ponto B.

Ainda com respeito à ponte de diodos, considere os circuitos das figuras 4A e 4B. A carga agora aparece fora da ponte e entre os pontos A e B são colocados dispositivos de controle de potência. A corrente que atravessa a carga nesses circuitos é alternada e o nível dessa corrente depende do potencial de base do transistor, em 4A, e do nível de tensão aplicado à porta do SCR, em 4B.

Com a utilização desses dois cir-

cuitos, consegue-se obter um efeito idêntico ao controle de potência feito por um TRIAC, ou seja, em ambos os semiciclos da senóide de entrada.

Imagine agora que você troque a polaridade das pilhas em seu rádio instantes antes de começar um Palmeiras e Corinthians, um Vasco e Flamengo, um Cruzeiro e Atlético ou a final da Copa do Mundo. Terrível, não? Além do rádio não funcionar, o circuito interno poderá ser afetado com a danificação de algum componente. É claro que não é um erro comum, mas em certos casos é conveniente adaptarmos ao circuito de alimentação de um aparelho um circuito **corretor de polaridade**. Esse circuito encontra-se na figura 5 e trata-se, mais uma vez, da ponte retificadora de diodos. Não importa a posição da pilha: a corrente através da carga só flui por um sentido no ramo da carga.

Oscilador também

Outra interessante aplicação dos circuitos em ponte com dispositivos semicondutores é mostrada na figura 6. Nesse circuito, as entradas inversora e não inversora de um amplificador operacional comum (pode ser o 741, por exemplo) são conectadas aos pontos A e B de uma ponte de Wien (modificações da Ponte de Wheatstone, com a introdução de capacitores ao circuito). O resultado é um simples e barato oscilador de áudio.

A frequência de oscilação do circuito é dada pela equação:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Para operar em, digamos, 1 kHz, basta fazer $R = 16 \text{ k}\Omega$ e $C = 10 \text{ nF}$. Outras combinações podem ser usadas, desde que a equação da frequência seja satisfeita.

Caso você deseje construir o circuito, aqui vão algumas dicas:

- use resistores de 1/4 ou 1/2 W;
- amplificador operacional do tipo 741 ou similar;
- capacitor cerâmico ou de filme plástico;
- fonte de tensão de 3 a 18 volts.

E até um amplificador

A ponte de Sir Wheatstone pode ainda virar um respeitável amplifica-

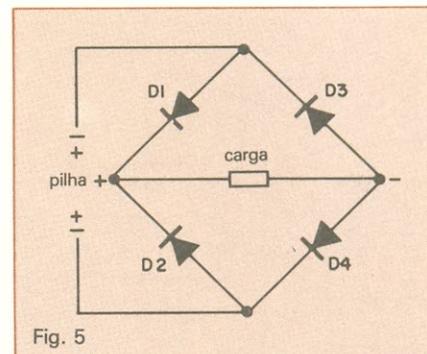


Fig. 5

Circuito corretor de polaridade, ainda com a ponte de diodos.

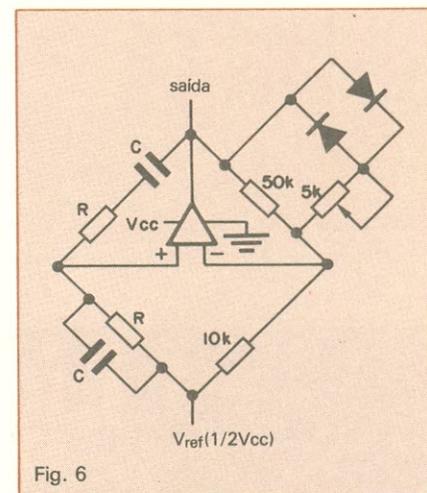


Fig. 6

Oscilador de áudio, utilizando ponte de Wien.

dor de potência, conforme ilustra a figura 7. Aqui a ligação em ponto não é tão evidente, mas, se você notar bem, verá que dois resistores de 1 ohm e dois estágios amplificadores formam os quatro elementos da ponte. O altofalante é colocado entre os pontos A e B da ponte.

O sinal de entrada é acoplado simultaneamente à entrada não inversora de um dos amplificadores, através de um capacitor de bloqueio de $10 \mu\text{F}$, e à entrada inversora de outro amplificador, através de um capacitor de bloqueio de $220 \mu\text{F}$, em série com um resistor de 1Ω . Usados em circuitos individuais, cada amplificador é capaz de fornecer uma potência de saída de 8 W, quando ligado a uma fonte contínua de 14,4 volts. Na configuração em ponte, esse par de amplificadores é capaz de fornecer uma potência de saída de 15 W.

Caso você também deseje construir este circuito, aqui vão as dicas:

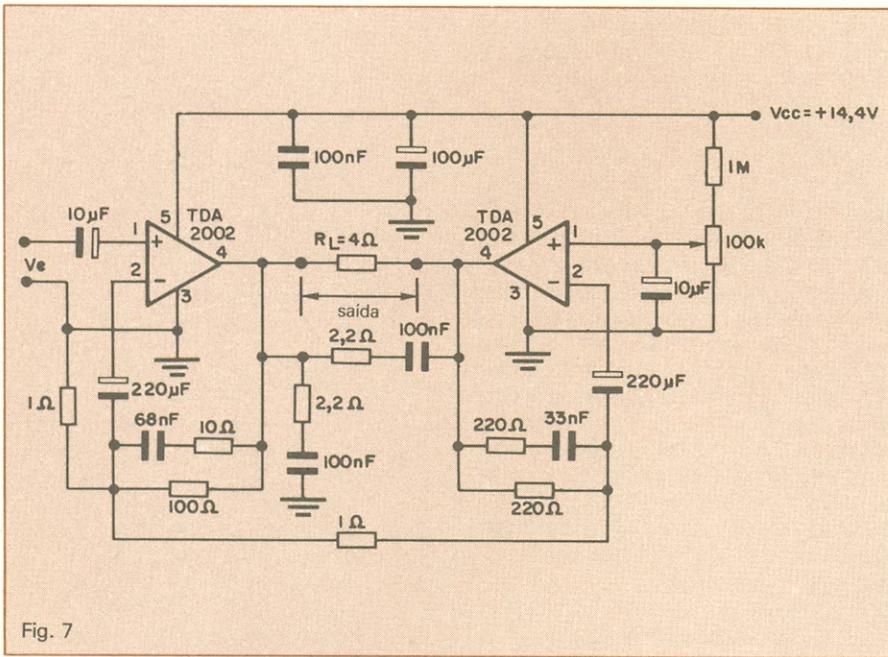


Fig. 7

Amplificador de áudio com ligação em ponte.

— exceto o potenciômetro de controle de balanceamento, todos os resistores utilizados no circuito devem ter potência de dissipação máxima de 1/2 W;

— os capacitores eletrolíticos podem ter baixa tensão de isolamento, recomendando-se apenas que seja superior ao valor da alimentação;

— os demais capacitores são todos cerâmicos ou de filme plástico;

— os amplificadores devem ser ligados a dissipadores convenientes;

— os amplificadores devem ser do tipo TDA 2002 ou equivalentes (monolíticos, classe B, de 8 watts);

— a fonte de tensão deve fornecer, no mínimo, uma potência de 30 watts, com uma tensão mínima de 8 volts e máxima de 18 volts; os picos de corrente podem chegar a 4,5 A.

Aqui estão algumas amostras de como aproveitar uma invenção do século passado em nossos dias; uma prova de que idéias realmente geniais não morrem.

Ligue para estes telefones que voce compra!



TRONCO: — 222-3444
 — 221-4180
 — 222-3247
 TELEX: (011) 24-038 MICP BR

CIRCUITOS INTEGRADOS

TRANSISTORES

TIRISTORES

DIODOS, ETC.

FALE COM: • JOÃO • NILSON • HUMBERTO
 • FRANCISCO • AMÉLIA • RODRIGUES

PRIORITY ELETRÔNICA COMERCIAL IMPORTADORA E EXPORTADORA LTDA
 RUA SANTA IFIGÊNIA, 497 — 3ª ANDAR — CONJ. 301 — CEP 01207 — SÃO PAULO — SP

VENDAS SÓ POR ATACADO

Alinhamento, ajustes e calibrações

Vamos focar, nesta edição, mais uma importante etapa do processo de reparação do TV em cores: todo o processo de ajuste do aparelho, envolvendo fonte, deflexão e imagem

Podemos considerar, de uma maneira geral, dois aspectos distintos quanto à manifestação de defeitos nos receptores de TV: o primeiro seria relativo ao surgimento espontâneo e repentino do problema, causado, por exemplo, pela “queima” de um componente, produzindo instantaneamente o sintoma dessa falha, seja pela falta de brilho, de sincronismo, ronco, queima do fusível ou qualquer outra forma evidente e clara do ocorrido. Uma segunda forma de manifestação, bem mais difícil de ser percebida, é aquela que se dá de forma gradual, evoluindo lentamente, pois não é provocada pela danificação total do componente; ela tem sua origem na alteração parcial e sistemática de apenas alguns dos parâmetros de certos componentes, que apesar de continuarem em funcionamento, o fazem de maneira errática, produzindo desajustes nos circuitos.

Por que meu TV não tem mais a mesma qualidade de imagem de quando era novo? O que se alterou... se ele nunca foi aberto? Esta é uma dúvida muito comum dos proprietários de televisores. Apesar do perfeito dimensionamento dos circuitos eletrônicos, os diversos componentes do receptor são continuamente atacados pela brusca variação de temperatura, cada vez que o TV é ligado ou desligado, sendo este um dos principais agentes causadores de problemas.

Assim como numa máquina cada engrenagem deve ser perfeitamente ajustada para desempenhar sua função, sem folga nem excesso, num receptor de TV cada um dos estágios foi

ajustado para produzir o seu máximo rendimento no circuito, desde o seletor de canais e amplificador de FI até os estágios de deflexão e a fonte de alimentação. A isto chamamos de alinhamento ou calibração do receptor.

Depois de um uso prolongado do aparelho, é admissível que esse alinhamento inicial sofra ligeiras deformações, provocadas pelas alterações naturais dos componentes (trimpots, capacitores, bobinas etc.) ou mesmo pela substituição de determinados componentes, que apresentam parâmetros diferentes dos originais.

Determinados alinhamentos **não são** recomendados às pequenas oficinas de manutenção, pois requerem instrumentação precisa e habilidade

para ser executados — é o caso típico do seletor de canais e do amplificador de FI. Vamos expor, a seguir, alguns dos principais ajustes que podem ser realizados sem grandes dificuldades na própria oficina.

Ajuste da fonte de alimentação

A quase totalidade dos aparelhos atuais trabalha com fontes de alimentação estabilizadas, cuja tensão de saída pode ser ajustada por um trimpot localizado no amplificador de erro. Este ajuste é muito simples e requer somente um voltímetro, que deve ser conectado entre o ponto de saída de tensão da fonte (garra positiva) e a

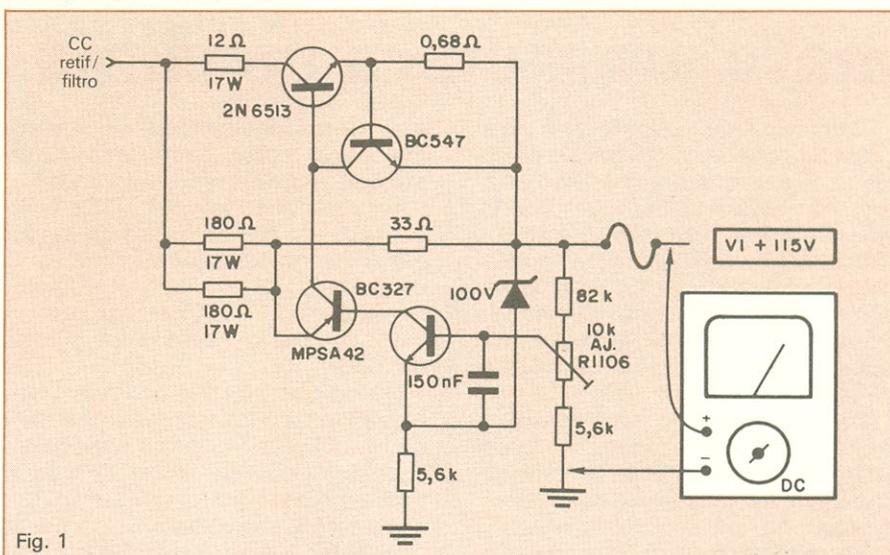


Fig. 1

Fonte regulada principal do TV Colorado CH-10/C18.

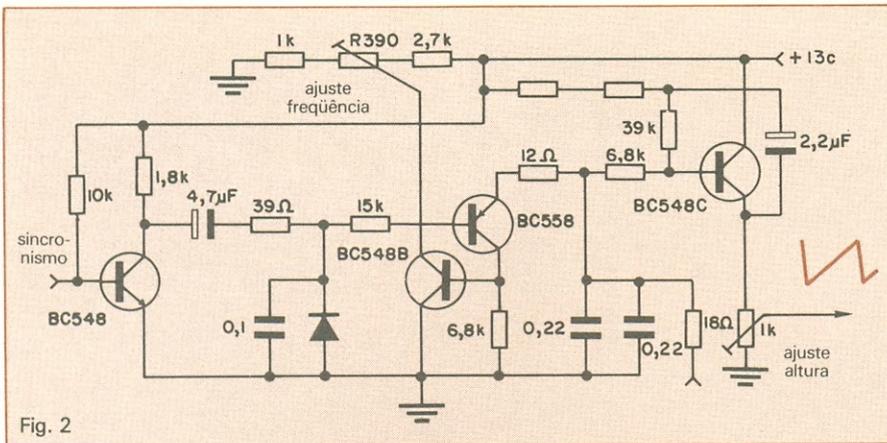


Fig. 2

Oscilador vertical do TVC Philips 20CT 3400.

terra (garra negativa). A tensão ajustada de acordo com o valor fornecido pelo esquema do aparelho ou impressa na própria placa do circuito deve ser facilmente obtida pela atuação do referido trimpot; caso contrário, torna-se evidente a presença de problemas no circuito (figura 1).

Dois cuidados devem ser observados, neste caso:

- Ao fixar a garra do instrumento ao ponto de medição, faça-o de maneira firme, evitando curtos-circuitos acidentais.
- Qualquer ajuste no circuito do receptor deve ser feito com o aparelho suficientemente aquecido, para o que se recomenda um período mínimo de 5 minutos após o TV ser ligado.

Circuitos de deflexão

Vertical — O estágio de deflexão vertical, dependendo do modelo de circuitos, pode apresentar até quatro tipos de ajustes:

- frequência ou fixador vertical;
- altura da imagem;
- linearidade da imagem;
- posição vertical da imagem.

O ajuste de frequência vertical ou fixador vertical tem a finalidade de posicionar a frequência livre do oscilador vertical num valor adequado, para que ela possa ser sincronizada pelos pulsos verticais. Em alguns receptores, dada a grande estabilidade alcançada por este circuito, esse ajuste fica localizado na tampa traseira ou até mesmo internamente, pois não requer constante atuação. A frequência vertical pode ser facilmente ajustada pela simples desconexão da alimentação dos pulsos de sincronismo, quando então o oscilador trabalha livremente; esta frequência livre é posicionada em um valor ligeiramente inferior a 60 Hz.

Quanto aos ajustes de altura e linearidade, a atuação deve ser de forma conjunta, isto é, um retoque na altura normalmente exige um retoque

na linearidade para se obter uma imagem sem deformações. O trimpot de altura controla a amplitude do sinal dente-de-serra com que o estágio de saída vertical é excitado (figura 2), enquanto que o trimpot da linearidade controla a dosagem da realimentação negativa que atua como corretora da distorção; para isso, uma amostra da corrente do *yoke* é forçada a realimentar o estágio de saída (figura 3).

Os trimpots de altura e linearidade são também inacessíveis ao usuário, pois não requerem atuação constante e normalmente permitem acesso fácil através da tampa traseira. O ajuste de altura possibilita o aparecimento, com relativa folga, da amplitude total da imagem sobre a tela; caso contrário, quando persiste uma faixa preta no topo ou na base da tela, apesar do ajuste estar no máximo, é sinal de algum problema nesse estágio.

Uma imagem estática na tela, como a do tipo xadrez ou círculo, por exemplo, fornecida por um gerador de vídeo, facilita os ajustes de invariáveis e alturas, uma vez que possibilita ao técnico uma visão conjunta de toda distribuição sobre a tela (figura 4).

Um último tipo de ajuste encontrado no estágio de deflexão vertical e exclusivamente nos receptores em cores é o denominado "posição". Esse ajuste tem a finalidade de posicionar corretamente a imagem no sentido vertical sobre a tela, ou seja, centralizá-la entre o topo e a base. Nos aparelhos preto e branco, a centralização da imagem é feita simplesmente pela ação de ímãs permanentes (anéis imantados) que circulam o canhão do cinescópio, deslocando o feixe de varredura e permitindo assim uma centralização vertical e horizontal simultânea.

Para os cinescópios tricromáticos, esse processo não pode ser utilizado, pois atuaria de forma distinta sobre cada um dos feixes, provocando uma desconvergência. O ajuste de posição

vertical, nesses casos, é realizado pelas próprias bobinas de deflexão vertical, sobrepondo-se ao sinal CA (dente-de-serra), um componente CC, o que permite elevar a distribuição de varredura sobre a tela (figura 5).

Ainda com relação a essa característica dos cinescópios tricromáticos, que possibilita a utilização de ímãs permanentes para correção da geometria da imagem, é oportuno lembrar aqui que nos circuitos de deflexão do TVC sempre encontramos o transformador de *pin-cushion*, encarregado de proporcionar uma interação entre as correntes de varredura horizontal e vertical que circulam pelo *yoke*, a fim de compensar a deformação da imagem na tela conhecida como "efeito almofada"; neste sentido, alguns modelos incluem ainda certos ajustes no circuito de *pin-cushion*, possibilitando uma correção mais precisa.

Alguns receptores incluem, ainda no estágio vertical, um controle que possibilita desativar as oscilações verticais (chave serviço), para que se produza uma única linha horizontal no centro da tela, com a finalidade de facilitar o ajuste de equilíbrio dos ca-

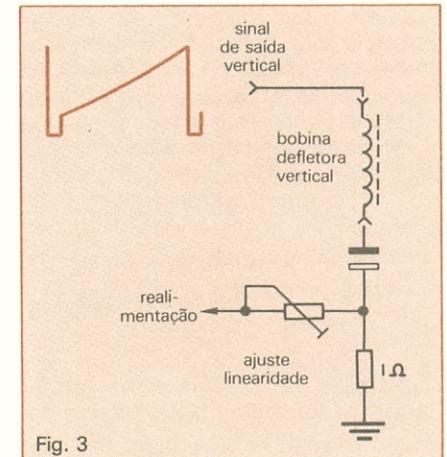


Fig. 3

Exemplo de realimentação vertical para correção da linearidade.

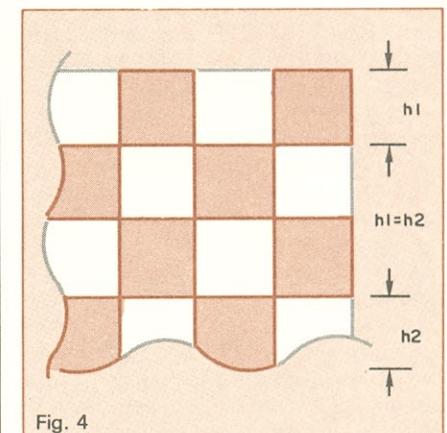


Fig. 4

Ajuste da linearidade vertical utilizando o padrão xadrez.

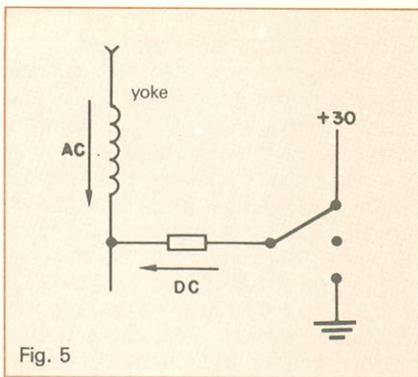


Fig. 5

Procedimento típico para centralização de imagem.

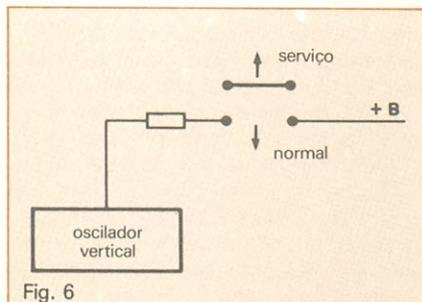


Fig. 6

Chave de serviço, que permite desacoplar o oscilador vertical do circuito.

nhões (ajuste de branco). Esta mesma chave de serviço reduz a excitação dos canhões, para evitar um excesso de brilho nessas condições (figura 6).

Horizontal — No estágio de deflexão horizontal, dependendo do circuito, podemos encontrar os seguintes ajustes:

- frequência ou fixador horizontal;
- largura horizontal;
- linearidade horizontal;
- fase

O ajuste da frequência ou fixação horizontal tem a finalidade de posicionar a frequência livre do oscilador horizontal num valor adequado, para que possa ser sincronizado pelos pulsos horizontais. Este tipo de ajuste é também realizado desconectando-se a alimentação do sinal de sincronismo horizontal, de forma a manter as oscilações livres, e pode ser ajustado pela própria observação da imagem, até se conseguir o melhor ponto de fixação.

Tanto para o oscilador vertical como para o horizontal, definimos como faixa de captura os limites máximos de desvio da frequência livre dessas oscilações que ainda possibilitam a sincronização. Quanto maior for a faixa de captura desses osciladores, melhor será a estabilidade do sincronismo da imagem; levando-se em conta que essas oscilações sofrem desvios naturais em sua frequência, provocadas pela alteração dos componentes com a temperatura, volto a repetir

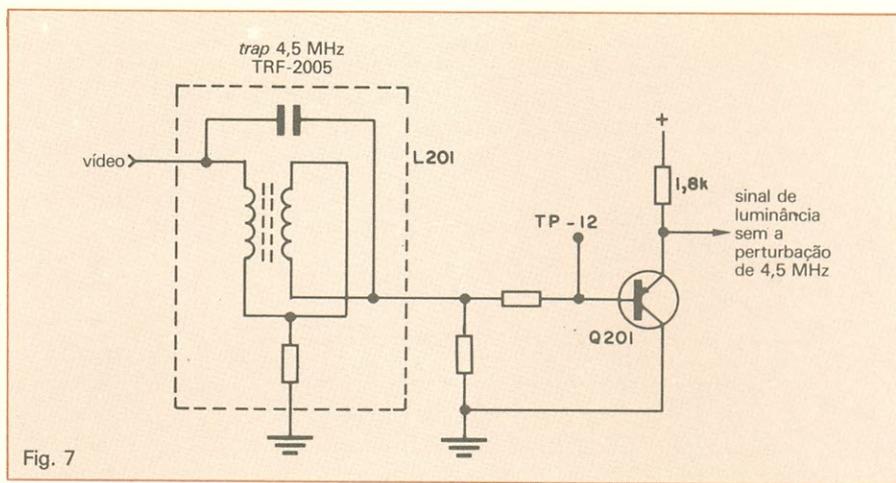


Fig. 7

Localização do trap de 4,5 MHz no TVC Toshiba TS-202 ET.

aqui que os ajustes no receptor somente devem ser realizados com o aparelho suficientemente aquecido, isto é, quando a temperatura interna atingir o seu valor próximo do equilíbrio. Qualquer ajuste feito com o aparelho "frio" sofrerá desvios depois do aquecimento.

Em virtude do estágio de saída horizontal proporcionar, além de deflexão, a geração do MAT, na grande maioria dos receptores a largura horizontal da imagem é fixada pelo fabricante num valor ótimo e não possibilita ajustes, salvo em alguns modelos que permitem pequenas alterações nesse circuito.

Quanto à linearidade horizontal, podemos encontrar em alguns modelos um ajuste para essa finalidade, sendo realizado por meio de bobinas acopladas a ímãs permanentes; esse ajuste possibilita distribuir linearmente a imagem no sentido horizontal.

Um último ajuste que pode ser encontrado nesse estágio é o ajuste da fase horizontal, que define o ponto de atuação do sincronismo horizontal, possibilitando centralizar o vídeo dentro da exploração de uma linha horizontal.

Outros dois ajustes importantes, que não mais fazem parte do circuito horizontal, mas estão relacionados ao MAT, são o ajuste de foco e o ajuste da tensão de *screen* do TRC. A tensão que alimenta as lentes eletrônicas do tubo é da ordem de alguns quilowatts, sendo obtida por meio de um divisor de tensão que aproveita uma ramificação da cascata multiplicadora (duplicador/triplicador). Essa tensão de foco é ajustada para o melhor ponto de focalização da imagem na tela, estando ela com um brilho médio; a desfocalização será tanto maior quanto maior for o brilho da imagem.

O ajuste de *screen* faz parte da polarização do TRC e é sempre atuado em conjunto com os ajustes de excitação

RGB, para obtenção do equilíbrio entre as três correntes de feixe (branco).

Saída de vídeo

No circuito de saída de vídeo ou amplificador RGB, o sinal de luminância é misturado ao sinal diferença de cor (R-Y/B-Y/G-Y) e entregue aos respectivos catodos do TRC. Para proporcionar uma boa distribuição matricial desses sinais e equilibrá-los para uma perfeita reprodução do branco, o amplificador RGB incorpora dois ajustes para cada um dos amplificadores: o ajuste de ganho (CA) e o ajuste de polarização (CC). O primeiro possibilita dosar a mistura do sinal diferença de cor com o sinal de luminância na proporção adequada, enquanto que o segundo permite o acerto do nível CC de saída de cada amplificador, estando relacionado ao ajuste de branco.

Esse ajuste, para os receptores que possuem chave de serviço, é realizado pelo equilíbrio entre as três linhas (RGB) sobrepostas no centro da tela, que devem reproduzir a cor branca. Para o ajuste de ganho CA do amplificador RGB, normalmente utilizamos a imagem padrão da escala de cinzas e, através desses controles, procura-se eliminar qualquer vestígio de coloração, em qualquer uma das barras. Para os receptores que não possuem a chave de serviço, a seqüência dos ajustes para equilíbrio de branco é realizada com uma imagem branca, produzida por um gerador de vídeo ou através de controles internos que satisfaçam essa condição.

Ajuste dos traps de 4,5 e 3,58 MHz

O sinal de FM em 4,5 MHz, que contém a informação de áudio, não deve atravessar os amplificadores de vídeo, pois, caso contrário, produzirá granulação característica na imagem do re-

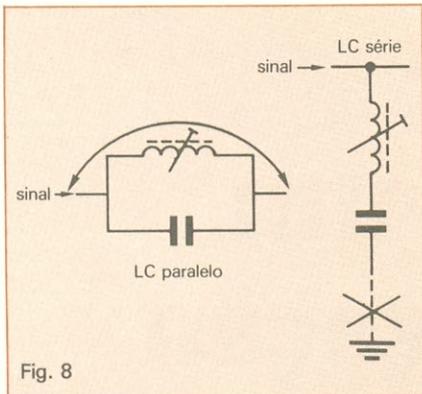


Fig. 8
Método de desativação dos traps, a fim de constatar su operação.

ceptor, tornando-a desagradável; para essa finalidade é intercalado, no percurso do sinal de vídeo, um circuito sintonizado que impede seu prosseguimento, chamado de trap ou armadilha. Para o correto desempenho, a frequência de ressonância desse trap é sintonizado exatamente em 4,5 MHz, a qual pode ser obtida pelo seguinte procedimento: sintonizar uma imagem com som e acromática (uma imagem colorida poderá trazer confusão para esse ajuste, em razão da presença do sinal de 3,58 MHz) e ajustar a sintonia fina de modo a acentuar li-

geiramente a interferência do som sobre o vídeo (granulações); observando a tela, atuar sobre o núcleo desse trap até o ponto de minimizar essas granulações. Corrigir então a sintonia fina para o melhor ponto e constatar a ausência das granulações (figura 7).

Analogamente ao sinal de 4,5 MHz (som), a informação de croma modulada em 3,58 MHz e que está presente à saída do detetor de vídeo deve ser, também, impedida de atravessar os circuitos de luminância, pois o seu efeito na tela é também perturbador, tornando a imagem desagradável. Essa informação de 3,58 MHz deve alimentar tão somente os amplificadores/decodificadores de croma, do que resultarão os sinais diferença de cor, numa faixa de frequência inferior a 1 MHz; somente esse sinal de croma decodificado, juntamente com o sinal de luminância (0 a 4 MHz — alta definição), é que deve ser reproduzido pelo cinescópio.

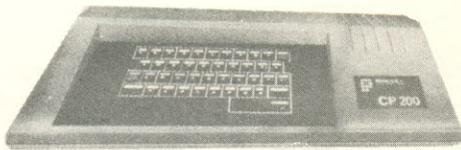
Para bloquear a entrada do sinal de

3,58 MHz ao amplificador de luminância, é utilizado um segundo trap agora sintonizado exatamente na frequência de 3,58 MHz, que pode ser obtida da seguinte maneira: sintonizar uma imagem cromática (colorida) e de preferência sem áudio (4,5 MHz), condição esta que pode ser obtida através de um gerador de vídeo com barras coloridas.

Em seguida, fechar totalmente o potenciômetro de saturação, ou seja, eliminar a cor na tela. Por meio da sintonia fina, fazer com que a perturbação do sinal de 3,58 MHz se torne intensificada na tela; atuar, então, lentamente sobre o núcleo desse trap, até minimizar o efeito.

Podemos constatar a atuação desses traps inibindo seu funcionamento. Para circuitos sintonizados LC paralelo, basta curto-circuitar o conjunto; para circuitos LC série, abrir o circuito como ilustra a figura 8. Nessa condição, as interferências na tela serão bastante visíveis.

Não deixe de visitar-nos, receber “aquele atendimento” especial e comprar pelos melhores preços: CI's, transistores, diodos kits, instrumentos e materiais em geral.



CP-200



CP-300



CP-500

A **Sele-Tronix** tem também computadores pessoais que ajudam e divertem toda a família.

- Você mesmo programa
- Preço igual ao de um televisor

Comece hoje a falar a linguagem do amanhã

A partir de agora os computadores fazem parte de sua família

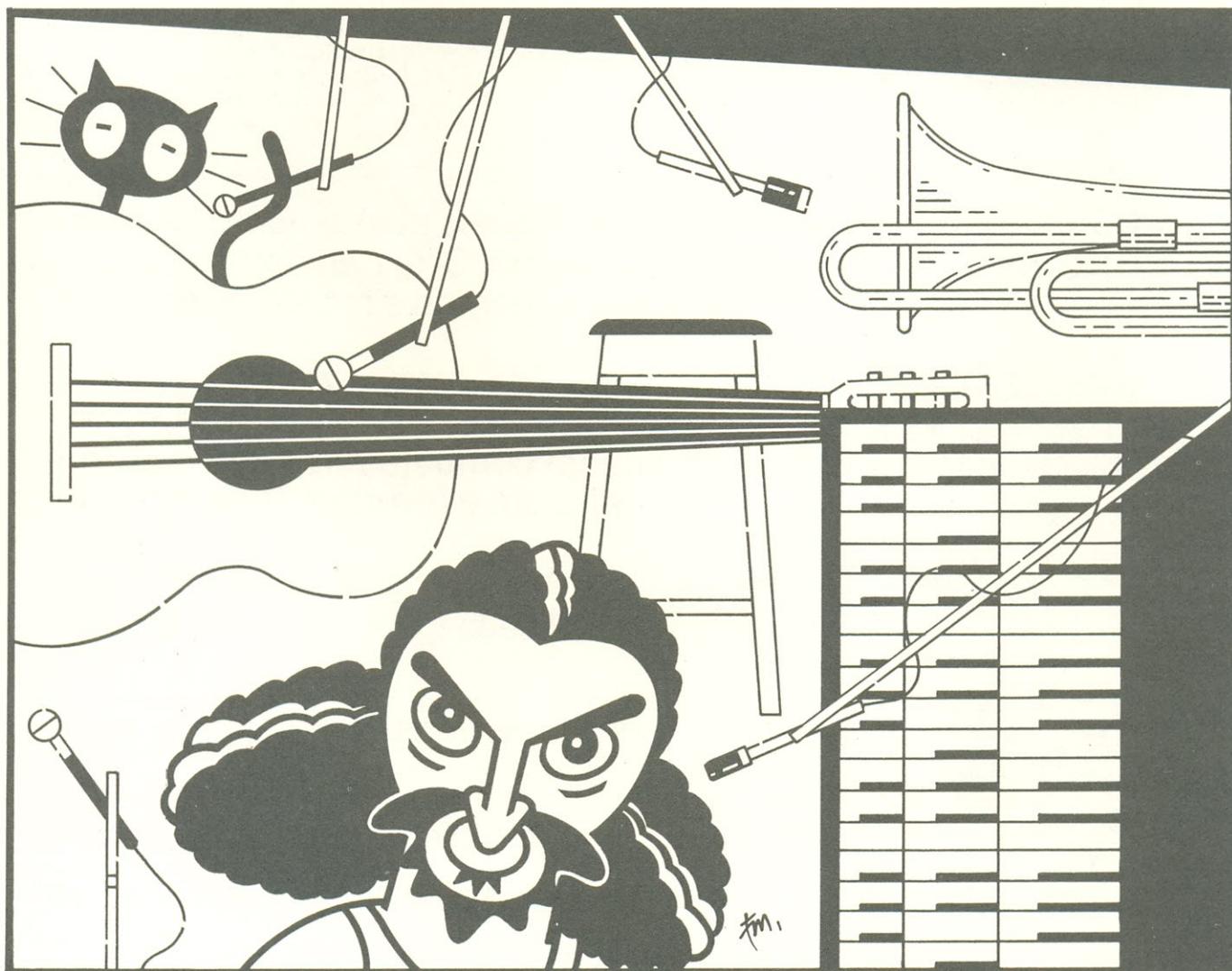
Representantes da **FILCRES** no Rio

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

1ª PARTE — ACÚSTICA AMBIENTAL

Anatomia de um estúdio de gravação

Foi inaugurado, há pouco tempo, o novo Estúdio Transamérica, um dos mais modernos do continente em sua classe. Eis aqui uma análise de sua estrutura, que pode ser estendida a todos os estúdios mais recentes





Vista da sala de controle, com seus equipamentos.



Estúdio ou sala morta, totalmente absorvente em sua acústica.

Quando se fala em mesa de som, a maioria das pessoas logo imagina um móvel com dimensões consideráveis, revestido de aço escovado ou alumínio e recheado por um sem número de equipamentos de áudio, de vídeo, fôvão, geladeira... Em realidade, poucas pessoas têm uma idéia clara do que venha a ser uma mesa de som (que nem de longe se parece com o *display* descrito acima). E uma parcela ainda menor consegue imaginar um estúdio de gravação. Ele não se limita exclusivamente ao projeto de duas ou três salas com características físicas bem definidas ou de ambiente onde o artista possa sentir-se à vontade. O projeto vai bem além disso.

Os primeiros cuidados

A consideração inicial, nesse tipo de projeto, é o isolamento do edifício a vibrações mecânicas às quais ele possa estar sujeito. Sua localização geográfica irá implicar em maiores ou menores cuidados neste aspecto. Por exemplo, se o estúdio for localizar-se fora dos limites da cidade, poderá haver um certo relaxamento nos cuidados referentes ao seu isolamento mecânico do solo. No entanto, se o mesmo edifício deve ser erguido dentro da cidade, torna-se necessário maior rigor de projeto, no que se relaciona a esse problema. Dentro da área urbana, o edifício estará sujeito a vibrações transmitidas através do solo, ori-

ginadas por britadeiras, martelos pneumáticos, passagem de caminhões, tráfego pesado ou até por aviões, que provocam turbulência no ar e solo e outros fenômenos fáceis de serem reconhecidos. Assim, é necessário isolar fisicamente o prédio do solo onde está assentado.

Dentre as várias técnicas existentes para isso, a mais empregada denomina-se *box-within-a-box*, literalmente "caixa dentro de caixa" (figura 1). Ela consiste na construção de dois edifícios distintos, sendo um deles interno ao outro. A "caixa" externa irá abrigar os escritórios, almoxarifados e outras dependências necessárias ao funcionamento do conjunto. O edifício interno abrigará as salas de controle e de gravação. O único ponto em comum entre os dois prédios são os alicerces. Uma vez que estes são erguidos, o bloco interno passa a ser apoiado sobre coxins de borracha sintética (Neoprene), que irão funcionar à guisa de amortecedores. As vibrações transmitidas através do solo e dos alicerces, ao chegar nesses amortecedores, serão bastante atenuadas. E a energia restante, não dispersada pelos coxins, não será suficiente para fazer vibrar o bloco apoiado nos amortecedores, devido à sua grande massa. Como resultado, frequências fundamentais ou harmônicas não terão qualquer tipo de influência nos sons produzidos dentro desse edifício todo especial.

Uma segunda precaução deve ser tomada quando o estúdio se localiza dentro dos limites urbanos. Ele deve produzir um isolamento bastante efi-

ciente contra ondas eletromagnéticas, que podem afetar seriamente o funcionamento de várias máquinas operando dentro do estúdio — os gravadores, por exemplo. Para isso, o bloco deve funcionar de maneira idêntica a uma gaiola de Faraday; quer dizer, deve bloquear inteiramente a entrada de qualquer tipo de onda eletromagnética: radiofrequência, sinais de radar, de TV, microondas e ruídos causados pela rede elétrica.

O isolamento do estúdio que mostramos aqui, da Rádio Transamérica de São Paulo, foi feito envolvendo-se o bloco interno, em todo seu volume, com chapas de cobre com a espessura de aproximadamente um milímetro. Entre as chapas que envolvem o edifício não existem frestas, nem mesmo aquelas dos pontos de fixação das chapas ao concreto, pois isto poria a perder todo o isolamento. A grande espessura das chapas é explicada pelo fato do estúdio estar situado nas proximidades de uma antena transmissora de FM. Segundo um dos envolvidos no projeto, a blindagem revelou-se eficiente a ponto de rádio algum conseguir captar qualquer estação após ter passado o limite da blindagem.

Como curiosidade, todas as precauções com ambos os tipos de isolamento — mecânico e eletromagnético — foram consideradas ao extremo, pois além do estúdio localizar-se quase que embaixo de uma antena transmissora, é situado também nas imediações de uma ladeira e, ainda por cima, sob rota de aviões. Em resumo, não seria sensato pôr a perder um in-

*Walter Ullmann é técnico em eletrônica pelo Mackenzie e cursa engenharia mecânica na Unicamp. Em áudio, é autodidata.

vestimento em construção civil e aparelhagem, que não pode ser chamado de desprezível, por uma pequena economia de material ou projeto.

Dentro do estúdio

O que chamamos de estúdio, na verdade, é um conjunto de três salas distintas (figura 2). A primeira é a sala de controle, onde estão situados todos os aparelhos eletrônicos: console de mixagem, gravadores de áudio, processadores de sinal. Desta sala pode-se observar o que ocorre nas outras por meio de visores, não existindo comunicação direta entre elas, mas apenas aquela permitida pelo visor e sistema de interface. Uma de suas particularidades é ter uma arquitetura de tal modo calculada, que a densidade média de energia acústica é igual para todas as frequências, não sendo muito relevante a posição do ouvinte em seu interior. Mas, o que quer dizer tudo isso?

Uma vez que o técnico de gravação ou de som (que opera os equipamentos) e o produtor (que coordena a gravação) não podem ocupar exatamente o mesmo local dentro da sala (lembram-se da Física? Dois corpos não podem ocupar o mesmo lugar no espaço ao mesmo tempo...), então, ambos devem, ao menos, ouvir a mesma coisa simultaneamente, do mesmo modo. Ou seja, no mesmo volume, com os mesmos graves, médios, agudos e... suspiros.

A dispersão homogênea do som dentro desta sala é conseguida utilizando-se superfícies refletoras ou ab-

sorventes, de modo que, ao menos teoricamente, nunca haja mais de uma reflexão do som direto dentro da sala (figura 3). A não reflexão das ondas sonoras evita que ocorra a "coloração" de alguma faixa de frequências. A própria geometria da sala é responsável por isso, pois não permite a formação de ondas estacionárias. Os painéis refletoras são dispostos de tal maneira que, logo após o som ter sido refletido em algum lugar (a superfície metálica de algum dos aparelhos, por exemplo), é absorvido por um painel, de maneira a não retornar para o ambiente. A principal função desses painéis absorventes ou *traps* é auxiliar na distribuição do som dentro da sala de controle.

Absorção controlada

Os painéis absorventes podem ser de dois tipos. Um deles absorve com a mesma eficiência toda uma gama de frequências. Na média para todas as frequências dentro da faixa de atuação, ele apresenta o mesmo coeficiente de absorção. Este tipo de filtro ou *trap* é denominado **passa-faixa**. Disposto dentro de um ambiente, não permite reflexão de qualquer som cuja frequência esteja dentro de sua faixa de atuação.

O **filtro sintonizado** ou **trap sintonizado** já funciona um pouco diferente. Seu cálculo é feito de modo a ter um baixo coeficiente de absorção para determinadas frequências e um coeficiente elevado para uma frequência específica. Algo semelhante aos *notch-filters*, usados para eliminar a

onda portadora em transmissões de rádio; em FM, por exemplo, onde a portadora tem frequência de 19 kHz, o filtro elimina uma faixa de frequências muito estreita em torno desse ponto. No caso do *trap*, vamos supor que a frequência indesejada seja de 90 Hz, e que deve ser atenuada em cerca de 10 vezes, iniciando-se o corte em 70 Hz e terminando em 100 Hz. Assim, nessas frequências-limite, o coeficiente do filtro deverá ser de 2 vezes e para as demais — acima ou abaixo — podemos considerar a absorção desprezi-



Reverberação controlada na sala isolada.

vel com esse filtro; eliminamos o que não desejávamos, sem prejudicar o resto do espectro. Um pouco mais adiante veremos uma aplicação bastante específica desses filtros.

A segunda sala

É o estúdio propriamente dito. Sua principal característica é ser acusticamente absorvente em sua totalidade. É também chamado de "sala morta". Em seu interior existem locais específicos para cada tipo de instrumento básico, como guitarra, baixo, piano, bateria, metais e seção de ritmo — esta usualmente chamada de "cozinha", por dar, talvez, um certo tempero à música. Com exceção dos metais, cada um desses instrumentos possui um único lugar para ser posicionado na sala; são recintos com características próprias.

Bateria e ritmos têm recintos um pouco mais sofisticados, cujo projeto envolve maiores cuidados que para os demais instrumentos. Tais recintos, também chamados **celas** ou **cages**, têm características especiais e são relativamente independentes da sala morta (estúdio) onde estão localizados. Seu projeto torna-os muito semelhantes às caixas acústicas do tipo reflexão de graves. A diferença está no fato de que este tipo de caixa aproveita-se da ressonância do falante e do

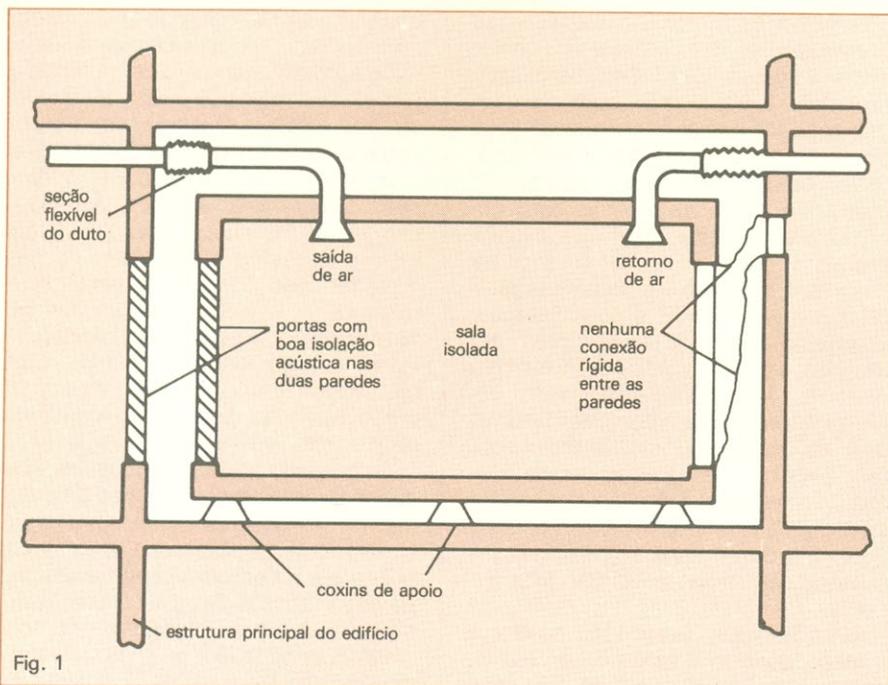


Fig. 1

Construção típica de um estúdio de gravação, conhecida como box-within-a-box.

deslocamento interno de ar para aumentar seu rendimento.

Os *cages* funcionam de maneira exatamente inversa. A abertura que se observa na foto é calculada como um duto sintonizado e o teto é dotado de um *trap*, também sintonizado, que permite atenuar bastante a frequência de ressonância própria desse tipo de instrumento, em torno de 90 Hz. Outra característica destes *cages* é a de permitirem alterações em sua acústica, pois pode ser modificada para ser mais "viva" ou mais absorvente, através da ausência ou presença de um carpete bastante espesso sobre o piso.

Observando-se a planta baixa do estúdio, vemos que, para piano, baixo ou guitarra, existe sempre uma parede refletora (de pedra) ou parcialmente refletora (de madeira) em contraposição a um *trap*. A função dessa parede é dar um certo brilho ou destaque ao som dos instrumentos ali posicionados. A parede funciona de modo análogo a um espelho em relação à luz e os *traps* têm por função evitar que o som dos instrumentos se espalhe pela sala, interferindo nos demais.

Estes *traps* são sintonizados de maneira a terem maior eficiência para as frequências emitidas pelos instrumentos próximos. O posicionamento dos metais é feito de modo que seu som não consiga afetar diretamente os demais instrumentos, quando numa gravação simultânea de toda uma banda, por exemplo. Mas este tipo de operação é bastante raro, sendo costume gravar todos os instrumentos e vozes independentemente, reunindo-os depois na mixagem.

A terceira sala

Uma vez que determinados instrumentos de sopro, classificados como **madeiras** (fagote, oboé etc.), têm certas características que os tornam mais eficientes em ambientes reverberantes, é necessário também criar um local com recursos adequados, que será o nosso terceiro tipo de ambiente, conhecido como **sala isolada** ou *isolation room*. Os materiais empregados em sua construção são meio absorventes e meio refletores. As paredes laterais são de madeira. A terceira parede é totalmente refletora, coberta por espelhos e dotada de uma cortina em tecido espesso. Estando a cortina totalmente fechada, o tempo de reverberação será mínimo; aberta, esse tempo será máximo. A quarta parede é aquela que contém o visor que comunica com a sala de controle.

Instrumentos de corda, vozes, solo ou corais, quando gravados nesta sala, adquirem uma reverberação que acaba por dar-lhes certo destaque,

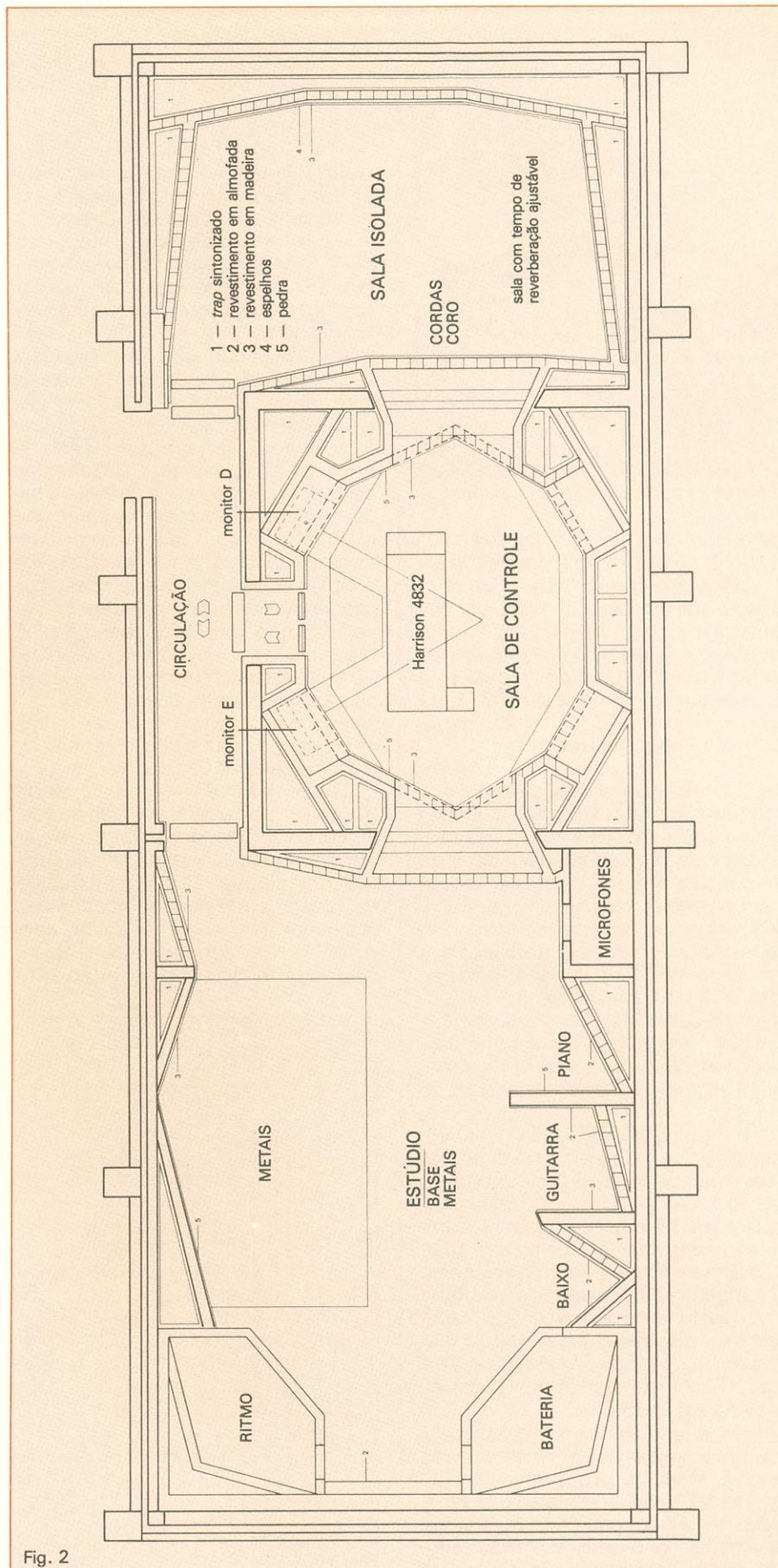
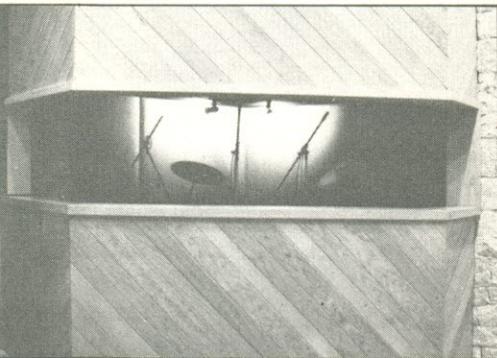


Fig. 2

Planta completa do Estúdio Transamérica, onde se pode ver as três salas principais.



Detalhe da cela da bateria, no estúdio.

sem recorrer a métodos artificiais.

O último tipo de sala é a de cópias, onde o produtor ou técnico pode fazer ensaio das mixagens finais da fita-mestre ou cópia desta. Seu projeto obedece aos mesmos preceitos da sala de controle, pois em realidade é uma miniatura da mesma.

Mais proteções

O bloco que abriga o estúdio é montado sobre coxins que o isolam de vibrações externas; mas, e aquelas produzidas em seu interior? Bem, todo o piso, dentro do bloco, é montado de modo que possa absorver estas vibrações, que podem ser causadas tanto por passos como pelos próprios instrumentos. Para evitar a propagação, o piso é formado por um "sanduíche" de camada de concreto com poliuretano expandido, duratex betuminado ou areia, isopor e lã de vidro, além do piso original de concreto e do carpete.

Isto atenua as vibrações transmitidas pelo piso; e aquelas transmitidas pelas paredes? Esse problema é resolvido fazendo com que o piso falso seja apenas apoiado sobre o piso original, não tendo vínculos com as paredes. Em todas elas, sob o revestimento superficial (madeira ou qualquer outro material), existem painéis absorventes, de maneira que a energia não absorvida torne-se insuficiente para fazer vibrar as paredes que separam uma sala da outra.

Fica faltando então o teto. Tal como as paredes e pisos, a primeira camada é falsa, sendo formada por painéis absorventes. Entre o teto falso e o verdadeiro, existe um grande espaço; após o som ter passado pelos absorvedores, perde uma quantidade razoável de energia. Uma parte, não absorvida, é

então refletida no teto de alvenaria e enviada de volta aos absorvedores, repetindo-se o processo e evitando que o som retorne para um dos ambientes onde foi gerado ou qualquer outro. O mesmo processo de teto falso é repetido nas sala de controle e sala isolada.

O leitor certamente irá indagar sobre os visores que comunicam a sala de controle com o estúdio e a sala isolada. Estes são formados por dois vidros blindados, espaçados entre si cerca de 25 centímetros. Segundo os envolvidos no projeto, a isolamento obtida, embora seja suficiente, ainda não é a ideal, pois pode haver um certo vazamento de uma sala para outra. Em projetos mais recentes, a comunicação visual entre os ambientes é feita por meio de circuito fechado de TV. Mas aí surge um certo inconveniente: os monitores dão um certo toque impessoal ao trabalho de gravação, causando a perda de uma possível intimidade, uma queda no rendimento do artista, deixando-o inibido, às vezes.

Como detalhe final da parte de acústica, é interessante saber que, conforme o tipo de programa a ser gravado, a sala de controle terá uma acústica própria. Para a gravação de música pop, em geral — rock, especialmente — torna-se necessária uma curva de resposta de frequência, na sala, que apresente atenuação bas-

tante suave para os graves e queda brusca para os agudos, sendo mais ou menos plana na faixa das frequências médias. O *roll-off* dos agudos tem valor próximo a 18 dB/oitava.

Para jazz, é mantido um *roll-off* semelhante ao anterior, para médios e graves, e um pouco menos acentuado para agudos — 12 dB/oitava. Finalmente, para os *clássicos*, mantem-se ainda valores similares para médios e graves, tornando-se bastante suave o *roll-off* para agudos (6 dB/oitava).

Existem dois padrões básicos para as curvas de resposta em salas de controle: uma da *British Broadcasting Corporation* (BBC), descrita acima, e outra sugerida pela *Bruel & Kjaer*, da Dinamarca, que é aproximadamente uma média dos valores sugeridos pela BBC, sendo largamente usada para estúdios de uso geral, como este da Transamérica.

Estas curvas refletem-se de maneira prática na sensação de naturalidade ao se ouvir o material gravado e, também, na sensação de conforto auditivo, isto é, o quanto se consegue ouvir, sem fadiga ou irritação.

Curiosidades finais

Como vimos, todos os blocos são independentes entre si, sem comunicação direta. Para manter esta independência, até mesmo as portas são

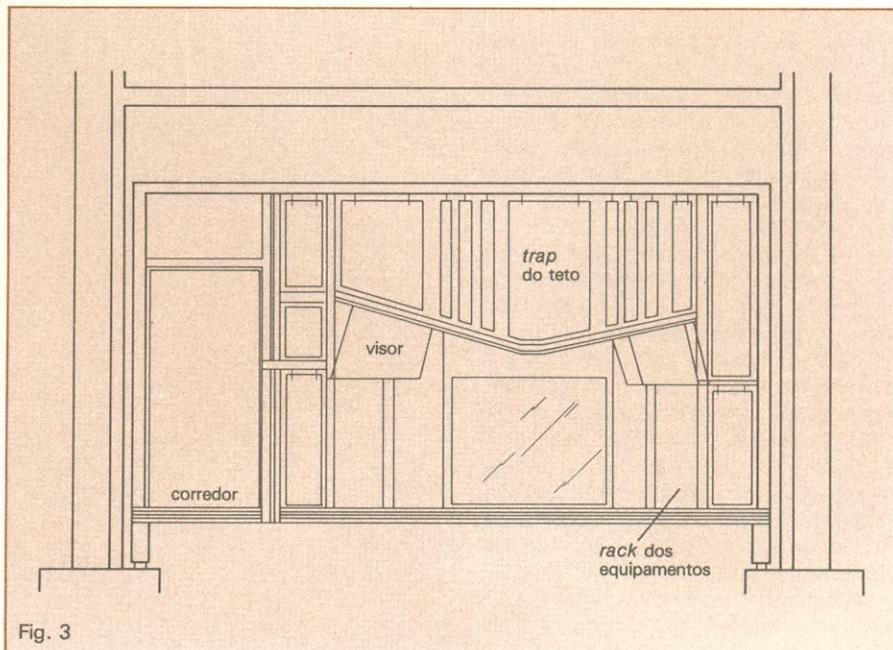


Fig. 3 Vista em corte da sala de controle, mostrando as técnicas de isolamento empregadas.

o que se pode chamar de "diferentes". Para se fazer uma idéia próxima da realidade, a única diferença entre elas e as portas de câmaras frigoríficas é a decoração. Quando fechadas, o contato com o exterior é simplesmente nulo. Podemos intuir, assim, que estes compartimentos são quase totalmente herméticos. Após algum tempo no interior de algum deles, alguém poderia sentir-se numa sauna ou num forno, pois madeira, lã de vidro, eucatex, isopor, carpetes, não são exatamente ótimos dissipadores de calor, ao contrário. Assim, se faz necessária a presença do ar condicionado.

Se não havia ocorrido problemas até aqui, na construção do edifício, é quase certo que surjam agora. Para começo de conversa, uma instalação de ar dentro de um estúdio foge bastante do convencional. O maior problema nessa instalação consiste em eliminar ou, pelo menos, atenuar a níveis muito baixos, o ruído do ar passando através da tubulação e dos bocais.

Logo após a central de ar, este segue através de um duto até o edifício interno; entre o condutor que vem da central e que entra no bloco existe um desacoplador mecânico, que bloqueia as vibrações da tubulação vindas da central. No momento que o ar entra neste conduto, passa a fazer um caminho em zigue-zague, passando ocasionalmente por filtros, que diminuem sua velocidade, reduzindo o ruído causado por ele ou algum outro que possa ter sido introduzido na tubulação. A própria tubulação de ar nunca segue um percurso em linha reta por muito tempo. Vai sofrendo alterações no curso, sempre com muitos ângulos e curvas.

Embora tais instalações às vezes possam ter sido rigorosamente projetadas, com inúmeros cuidados, acabam por exibir um ligeiro ruído de fundo no fim de seus cursos. Por menor que este possa ser, pode ser captado pelos microfones e, quando somado a um eventual ruído de fundo de fita, máquina ou aparelhos, o resultado fi-

nal acaba por ser desastroso. Como conseqüência, o ruído acaba sendo eliminado na base do mais puro método científico, o famoso sistema de tentativa e erro, o que acarreta um custo final muito alto.

Devido ao percurso do ar dentro da tubulação, outro problema que surge é o da capacidade do condicionador. Embora a tubulação seja isolada termicamente, sempre ocorrem perdas de calor ao longo desta e, finalmente, o ar deve ter uma pressão de saída capaz de provocar a circulação dentro dos ambientes. Na sala de controle, os bocais do ar localizam-se sobre os próprios racks dos equipamentos, pois além de resfriar o ambiente, auxiliam na refrigeração dos aparelhos, prolongando sua vida útil e ajudando a aquecer um pouco a sala, cuja temperatura está sempre por volta de 16 ou 17 graus. E, convenhamos, nem todos têm vocação para pinguim. ● (No próximo número, uma visão geral dos equipamentos eletrônicos de um estúdio de gravação).

PROGNUS

DOMINE O COMPUTADOR
ONDE QUER QUE VOCÊ ESTEJA, UM COMPUTADOR ESTARÁ PRESENTE

ESTUDE EM CASA POR CORRESPONDÊNCIA COM O ADVANCED TECHNICAL TRAINING DA ALAE.

GRÁTIS

Material didático completo!

- Gabaritos para elaboração de programas
- Minidicionário de informática
- Kit de microcomputador
- Gabaritos de Eletrônica
- Microcomputador opcional
- Exercícios testados em nossos computadores
- Certificado de conclusão

COBOL

Você vai conhecer a linguagem mais utilizada na Indústria, Comércio e Bancos.

BASIC

É a linguagem em que você mesmo faz programas de nível pessoal ou profissional.

ANÁLISE DE SISTEMAS

Você conhecerá as mais modernas técnicas de detecção e de solução de problemas nas empresas que operam com computadores.

MICROPROCESSADORES

Aqui, você se especializará nas mais avançadas técnicas de projetos de computadores. Da Eletrônica Básica à Digital.

Para receber informações grátis, preencha este cupom e envie p/ a ALAE - Aliança Latino Americana de Ensino. Av. Rebouças, 1238 - Tel.: (011) 282-0033 - CEP 05402 ou Caixa Postal 7179 - CEP 01051 - São Paulo - SP.

Nome:.....
Endereço:.....
Tel.:..... CEP:.....
Cidade:..... Estado:.....
CURSO(S):.....

alae
O ENSINO PERSONALIZADO
componente do
GRUPO BÜCKER

AS CAIXAS CCDB-BLITZ
PARA CONTRABAIXOS — 2ª PARTE

Projetos e dicas para a montagem

As caixas para baixo elétrico já foram apresentadas na primeira parte deste artigo. Aqui, o autor fornece os dados completos para que todo contrabaixista possa ter as suas próprias

Já em casa, Clausar prepara uma lista de material para confeccionar um par de caixas CCDB-BLITZ para seus próprios testes, na atmosfera um pouco diferente de Géa. Você, leitor, poderá utilizar a mesma lista, se desejar construir suas próprias caixas! Veja apresentada, neste artigo, a lista para duas caixas CCDB-BLITZ — a Lista de Material.

A madeira, se conversar e explicar bem ao responsável pelo fornecimento, já poderá obter cortada na medida exata. Isto simplificará muitíssimo a montagem, evitando plaina, sujeira, erros de ângulo de plainagem, colagem mal feita, vazamentos etc. A tolerância é dentro de um milímetro, ou seja, mais meio, menos meio milímetro para cada lado da medida exata, no máximo, de erro. A cola poderá ser Cascola, ou cola branca, para madeira.

Todas as emendas deverão receber cola nas duas superfícies, e deverão ficar vedadas à passagem do ar. Poderão ser pregadas, mas o ideal é parafusar, a cada dez centímetros. Bem realizadas as colagens, não é necessário reforçar os cantos internos com cantoneiras. Para fabricação industrial, sugiro encaixar o fundo em rebaixo fresado nas quatro paredes, travando o conjunto. Deverá ser respeitada a dimensão interna, e será necessário aumentar uns 6 mm em toda a volta a peça do fundo, para penetrar no encaixe, bem como aumentar em mais 6 mm a profundidade externa da caixa, em seus laterais, para formar o encaixe.



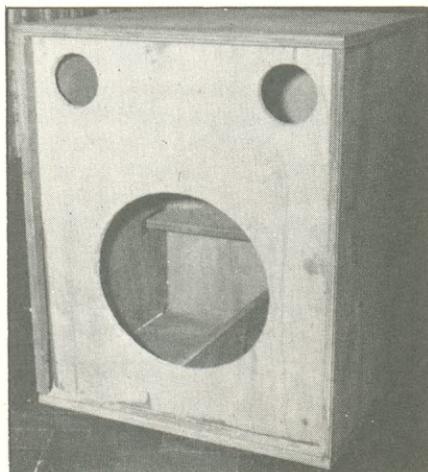
Ilustração: Luiz Carlos M. Catani

Não podem ser omitidos os reforços ou alteradas suas posições. Não é obrigatório o uso de lã de vidro, a não ser que deseje amortecer mais o som, experimente você mesmo anotar as diferenças. Particularmente, nessas caixas e para essa finalidade, dispenso o uso desse material, ou coloco apenas na parede do fundo, oposta ao alto-falante.

Você poderá montar na seqüência de sua preferência as diversas partes

da caixa. Os furos do alto-falante e dos dois dutos são recortados depois de pronta a colagem. Não existem partes móveis. Tudo é colado definitivamente, bem firme. O alto-falante, os dutos e os conectores são colocados pelo lado de fora.

Os dois conectores P1al de 4 pólos devem ser instalados em rebaixo suficiente para evitar colisão e danos em transporte. O rebaixo é feito com formão e martelo, em caixas artesanais.



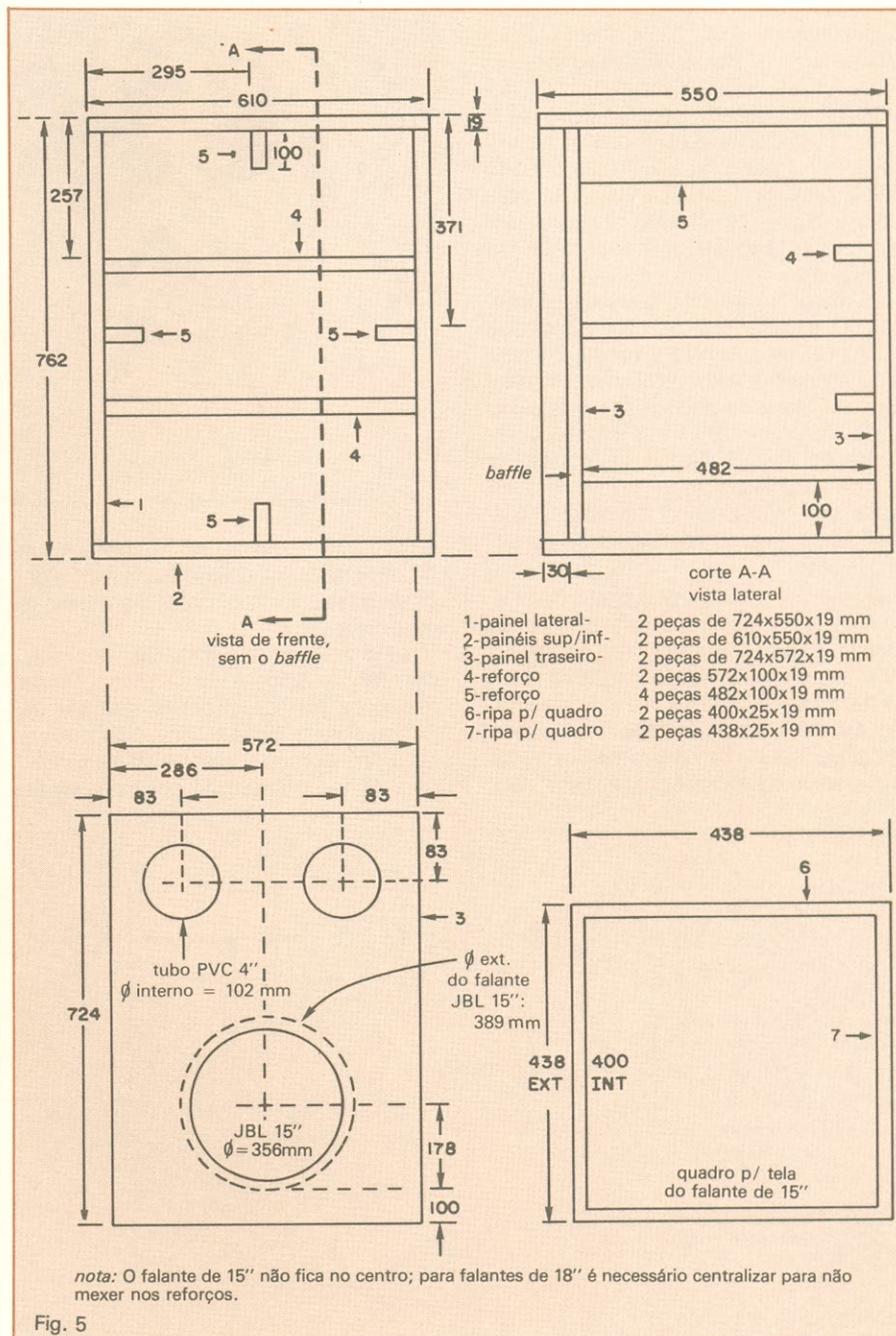
Visão da caixa já montada, com os furos, mas sem acabamento.

A foto mostra a caixa já com os furos para o alto-falante e os dutos. Para quem não se interessa pelo acabamento, as caixas poderão ficar como nessa foto. Para maior durabilidade, melhor aparência e maior valor de venda, poderão receber o acabamento sugerido por mim, com todos os itens incluídos na Lista de Material.

A planta da caixa

A planta, ou projeto, da caixa CCDB-BLITZ aparece na figura 5. Os reforços n.ºs 4 e 5 evitam vibrações e "transparência acústica" das paredes da caixa e do *baffle*; sua colocação bem firme é indispensável.

O quadro para tela é opcional. CCDB preferiu, para aumentar a proteção contra impactos próximos ao alto-falante, para melhor efeito estético e maior economia, fazer um quadro pequeno, com bordas próximas ao alto-falante. Ele é preso firmemente ao *baffle* com cantoneiras de alumínio e não pode vibrar. Um reforço com tela metálica repuxada é bem vindo em aplicações para extrema e brutal utilização em shows. A tela fina é, no entanto, indispensável, para evitar a perfuração do cone por dedos e objetos estreitos, e para proteger as suspensões dos cones contra os raios solares — pois estes são como radioatividade para certo tipo de suspensão chamada impropriamente de "suspensão acústica", fazendo o plástico tornar-se quebradiço e seu alto-falante parecer-se com Christopher Lee, após ter cravada em seu coração uma estaca de carvalho por Peter Cushing!



Plano para a confecção da caixa CCDB-BLITZ para contrabaixos.

A tela deve ser esticada e observada a alternância entre as tachinhas, para evitar repuxamento. A conexão aparece na figura 6. Duas caixas de 8 Ω podem ser conectadas em paralelo, formando a impedância de 4 Ω mínima aceitável para a maioria dos amplificadores, inclusive o CCDB de 300 W RMS.

Se você for um feliz proprietário de um amplificador CCDB equipado com

o novo módulo de potência "CC 700", de 700 W RMS, poderá usar quatro caixas dessas em paralelo (a impedância baixará para 2 Ω). Os cabos e conectores deverão ser excelentes, para evitar perdas; sugiro cabo plástico 2 x 12 ou mesmo 2 x 10 AWG flexível, e conectores Pial de 4 pólos. Para estar "em fase" com equipamento-padrão CCDB, use apenas os contatos "R" e

"T", conectando o terminal do alto-falante, quando JBL, ao R, terminal positivo, ou vermelho. Quando utilizar outro alto-falante, o terminal "R" deverá ser conectado ao pólo do alto-falante, cujo contato com o pólo positivo de uma pilha de 1,5 V faça o cone entrar para dentro da caixa, ou do conjunto magnético. O pólo "T" será, então, conectado ao outro terminal do alto-falante.

A maioria dos alto-falantes funciona, neste aspecto, ao contrário dos JBL; portanto, tenha a maior certeza de o trabalho ser corretamente realizado. O teste da pilha já foi explicado em maiores detalhes em artigos anteriores de CCDB. Todos os cones de um mesmo sistema, em uma mesma faixa de frequência, deverão movimentar-se juntos, seja para trás ou para a frente.

A figura 7 apresenta o corte da chapa e das cantoneiras de alumínio para uma só caixa. A figura 5 traz, à esquerda e em cima, a planta da caixa vista de frente sem o *baffle*. As medidas estão em milímetros. As medidas externas pressupõem uma espessura de 19 mm para a madeira compensada. Ca-



so você escolha ou só encontre com 20 mm, deverá acrescentar 1 mm a cada espessura, para obter as medidas externas.

Siga as medidas internas, em caso de dúvida. Apesar de termos ótimos revisores na NE, procure estudar as dimensões indicadas nos desenhos e também compará-las às da legenda, para evitar problemas com possíveis

defeitos de impressão ou erratas. Em qualquer caso, esteja consciente das dimensões e sua exequibilidade, antes de iniciar o corte ou encomendar esse trabalho, nas chapas de madeira.

A figura 5 apresenta, no canto superior direito, uma vista em corte A-A da caixa. Esse corte é a visão do interior da caixa, como se passássemos uma serra — ou um Raser de Géa — na direção A-A. O *baffle* ou painel de suporte do alto-falante aparece no canto inferior esquerdo e o quadro para a tela, no direito. Os dutos, para os alto-falantes JBL D-140-F, têm a dimensão de 10 cm, no comprimento, para uma correta sintonia. Estes alto-falantes, porém, estão já fora de linha e será difícil obtê-los.

Se você usar alto-falantes diferentes, deverá sintonizar sua caixa para o alto-falante escolhido, isto é, cortar os dutos ou tubos de PVC com o comprimento adequado para sintonizar a caixa ao seu alto-falante.

Sintonia do bass-reflex

O sonofletor ou caixa de som escolhido para este projeto é conhecido

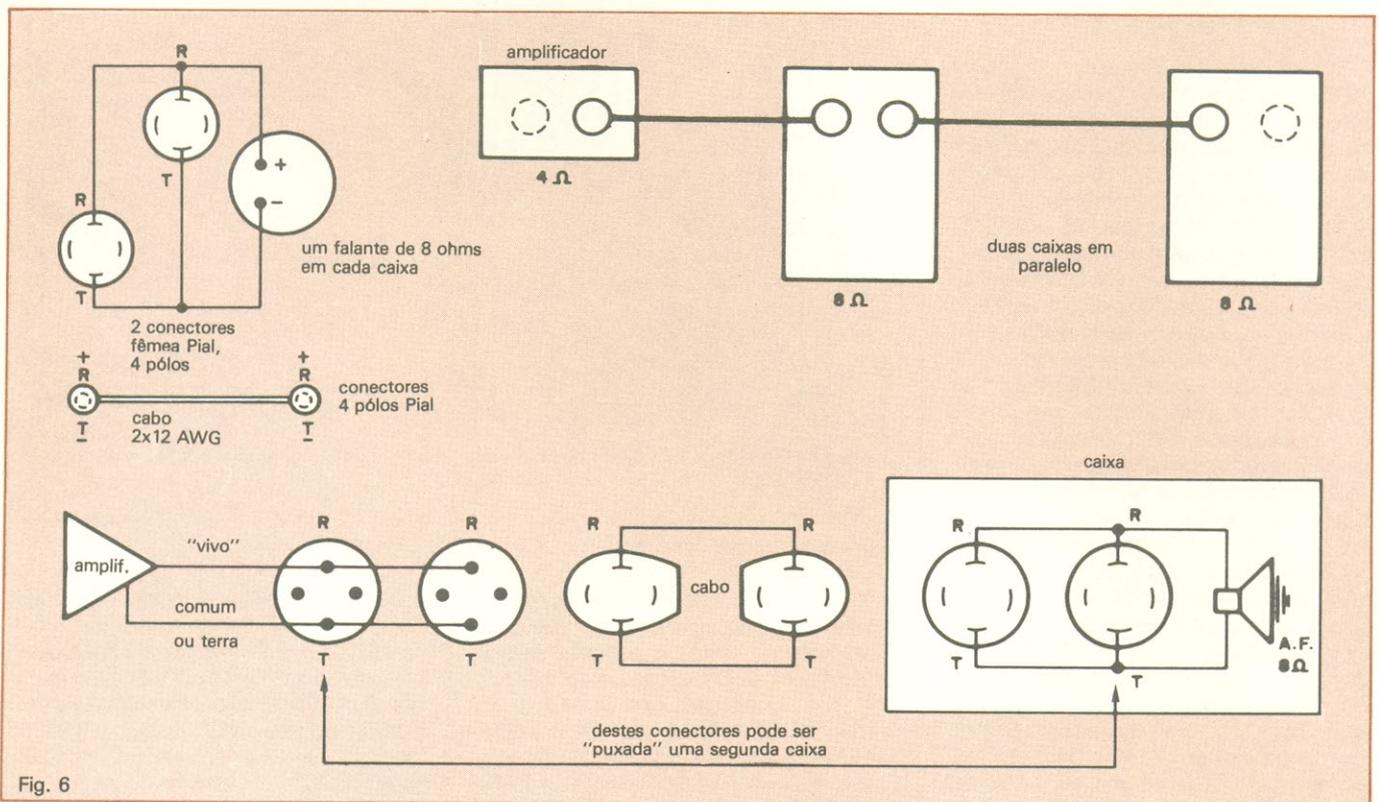


Fig. 6

Esquema de conexão dos alto-falantes na caixa.

como *bass-reflex* ou refletor de graves. Os princípios acústicos são complexos para caberem aqui, numa exposição detalhada. Basta conhecer alguns parâmetros importantes, para ter uma boa idéia do funcionamento. O resultado principal é um incremento na pressão sonora ou SPL (NIS), na região dos graves, observável nas curvas da figura 1. No caso desta caixa, atinge +4 dB, ou seja, mais de duas vezes a potência, nos graves ao redor de 50 Hz, em relação à mesma caixa sem os dutos sintonizados (o coração do *bass-reflex*).

Uma outra vantagem é a redução da excursão mecânica do cone ao redor da frequência de ressonância, permitindo o emprego de mais potência elétrica pelo amplificador, sem prejuízo do alto-falante.

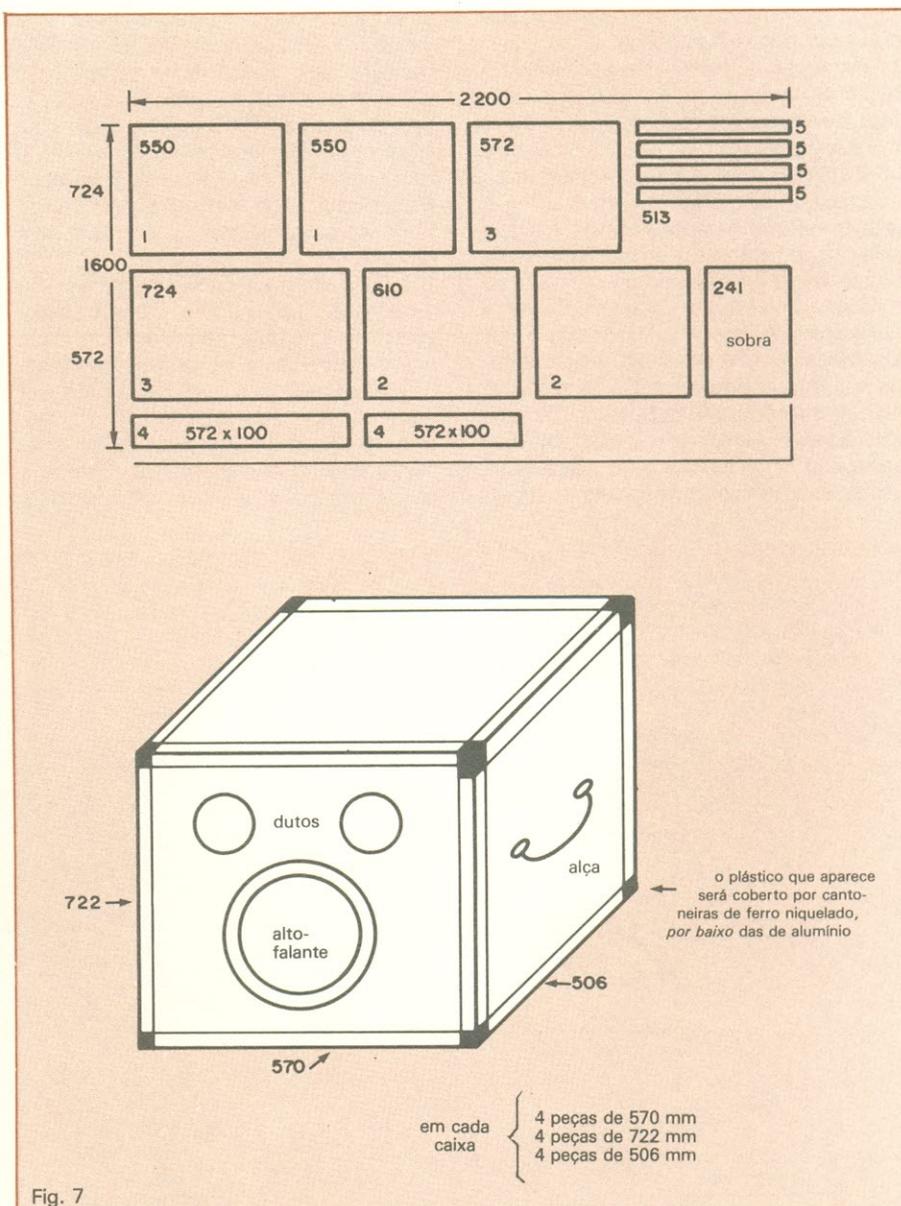
As caixas CCDB-Blitz são do tipo *bass-reflex* ou refletor de graves

Toda ou quase toda aplicação de artifício para obter maior desempenho de qualquer aparelho costuma trazer problemas. No caso do *bass-reflex*, nossa proposta, os problemas são desprezíveis, sejam associados à produção de harmônicos ou a ressonâncias. Pelo contrário, na prática, o som **melhora**, para um mesmo nível de pressão sonora. Tudo isto é verdade **apenas** se a sintonia for realizada corretamente.

Para evitar cálculos e medições complexos, apresento novamente em meus artigos um processo prático para sintonia, utilizado pela Altec-Lasing em seus manuais.

Observe a figura 4. Notará uma "curva de impedância" com dois picos de amplitude idênticos. Essa curva representa a variação da resistência oferecida à passagem da corrente elétrica para cada frequência, isto é, a "impedância" do sistema alto-falante + caixa sintonizada. Não há necessidade de apresentar os valores em ohms.

A curva de impedância guarda estreita relação com a sintonia dos dutos e corresponde à curva de tensão levantada sobre os bornes do alto-fa-



lante; mais precisamente, o resultado a ser medido por nós. O truque, para uma sintonia prática, é obtermos uma curva com dois picos de amplitude idêntica.

Algumas pessoas preferem um pico um pouco maior, mais pronunciado, na região mais grave, por motivos não muito definíveis e um tanto duvidosos, válido às vezes quando se utiliza antigos amplificadores valvulados; e, apenas, às vezes mesmo...

Esses picos nada têm a ver, obrigatoriamente, com a resposta à frequên-

cia da caixa, pois os novos amplificadores como os CCDB, não são sensíveis, isto é, compensam com amortecimento a realimentação dosada às diferenças de impedância. Isso pode ser comprovado pela comparação das curvas da figura 4 com as das figuras 1 e 2.

O pico de impedância nas frequências mais altas depende principalmente do alto-falante colocado na caixa. O pico das frequências mais graves depende mais da sintonia dos dutos e só aparece quando existem es-

ses dutos ou quaisquer perfurações ou vazamentos na caixa.

Tratamos de fazer a ressonância da caixa igualar à do alto-falante para produzir uma inversão de fase, isto é, fazer a pressão do ar — provocada no interior da caixa durante a execução do cone do alto-falante para dentro — retardar-se no tempo e atingir a saída nos dutos juntamente com a pressão causada no exterior da caixa, quando o cone estiver excursionando de volta para fora. A pressão dos dutos irá acrescentar-se à do cone, amortecendo seu movimento e produzindo maior nível e eficiência acústicos. Tudo isto vale apenas para a frequência de ressonância do alto-falante e seus arredores. Em outras frequências, mais al-

tas, os dutos em nada auxiliam, mas pouco prejudicam, e, nas frequências mais baixas, cancelam a reprodução do alto-falante, fazendo a resposta cair de 6 para 12 dB/oitava, abaixo da frequência de ressonância; mas isto também não nos prejudica, pois essa frequência já é o limite prático do sistema para os graves, com ou sem *bass-reflex*.

Não desejo estender a análise aos sistemas chamados "suspensão acústica". Basta não confundirmos estes últimos com caixas simplesmente fechadas e sem dutos! Já forneci dados em artigos anteriores. Sem os furos dos dutos, a caixa apresentaria uma curva com um único pico de impedância. Com um ou mais

furos, aparecerá, conforme a área dos mesmos, um pico tanto mais amplo quanto maior a área, na região grave: o segundo pico.

Se formos aumentando a área dos furos, sem os dutos, antes de atingirmos dois furos de 4 polegadas de diâmetro, já teremos os picos igualados. A caixa estará sintonizada, mas os pórticos ou furos, em sua área, não serão suficientes para produzir resultados significativos. Deveríamos aumentar as dimensões da caixa ou acrescentar os dutos. Com eles, a massa de ar contida nos pórticos aumenta. Como se aumentássemos o peso de um objeto preso a uma mola, sua frequência de oscilação ou ressonância cairia, como também cairá a

Uma vez sintonizada a primeira caixa, as demais dispensam toda essa etapa

do sistema caixa + dutos, e novamente aparecerá um pico menor nos graves, quando os dutos tiverem comprimento suficiente. Agora, no entanto, a área dos pórticos já é significativa, e basta ajustar, cortando aos poucos o comprimento (idêntico) dos dois dutos, para conseguirmos a curva com dois picos iguais.

A amplitude dos dois picos será menor, em relação ao pico original, e isto só nos fará bem, pois a impedância será mais constante. O importante, na prática, será **igualar os picos**.

Se uma caixa for corretamente sintonizada, outras cópias idênticas, sem alteração no volume interno e com alto-falantes iguais em ressonância, não precisarão de sintonia individual. Os dutos devem ser sintonizados com a caixa na posição principal de utilização.

Aparelhagem para a sintonia

Não é preciso ter equipamento sofisticado. O ideal é utilizar osciloscópio e gerador senoidal de áudio, mas bastam gerador e voltímetro. Antes de medir o sistema, é necessário conectar a saída do gerador à entrada do voltímetro ou do osciloscópio e traçar, num gráfico igual ao da figura 4, a

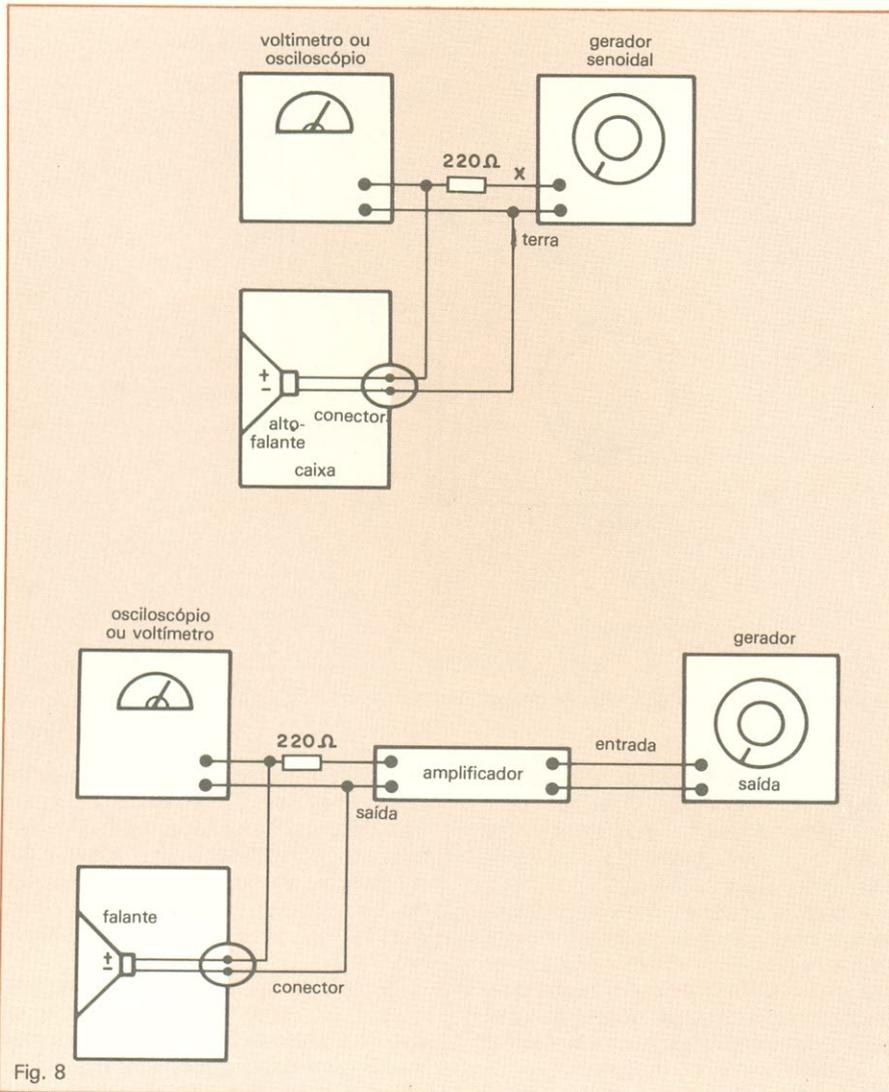


Fig. 8

Dois opções para a correta sintonia das caixas.

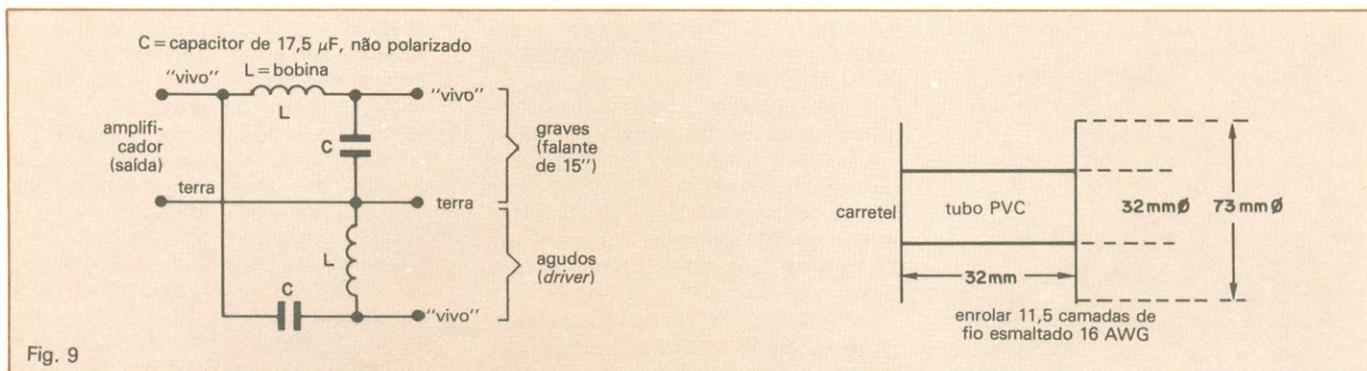


Fig. 9

Esquema do divisor passivo de 800 Hz e construção da bobina.

curva da resposta ou calibração do par de aparelhos. Se houver queda (como muitas vezes acontece) nos graves, esta deverá ser levada em consideração na obtenção da curva de impedância do sistema caixa + alto-falante.

O circuito para medição da caixa é o da figura 8. Pode ser acrescentado um amplificador de potência entre o

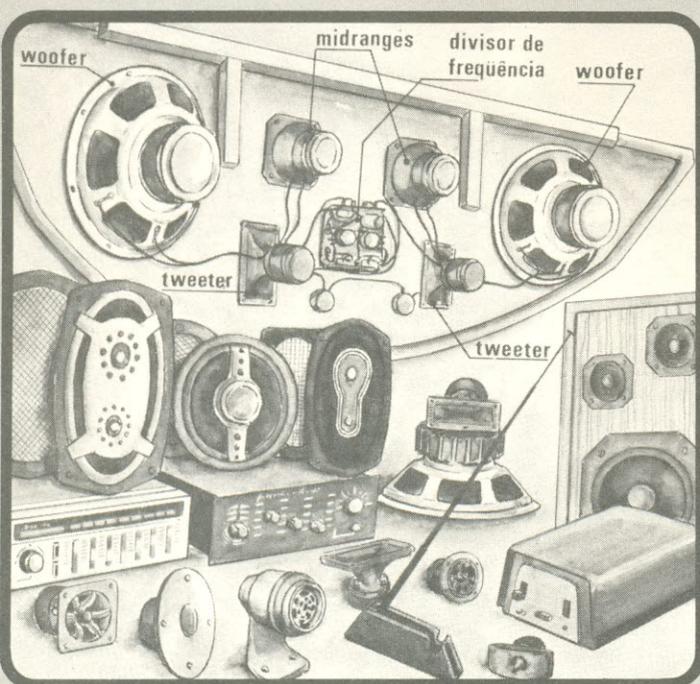
gerador de áudio e o resistor, caso seja necessária maior amplitude no sinal. A resposta do sistema de medição, neste caso, tem novamente de ser encontrada.

Para obter as curvas, basta estabelecer arbitrariamente — não é necessário trabalhar com alto volume — um ponto máximo na escala do voltímetro ou osciloscópio e fazê-lo coincidir

com o topo da escala do gráfico. Isto será, é claro, procurado frequência por frequência e coincidirá com a frequência do único pico, antes de abriremos os furos e colocarmos os dutos. Após realizarmos os furos, trabalharemos sempre a partir de um ponto arbitrário, procurando frequência por frequência anotar os valores no gráfico e, formando diversas curvas, acabar

SEU SOM COM ENDEREÇO CERTO

GER-SOM



A mais completa organização do Brasil em equipamentos de som para automóveis.

A GER-SOM é o nome certo para sonorizar seu carro do jeito que V. quer.

Ela têm mais, muito mais, para V. escolher melhor. Na GER-SOM, V. encontra, além do maior estoque de alto-falantes de todas as marcas, tamanhos e potências, a maior variedade de amplificadores, equalizadores, antenas e acessórios em geral.

E se V. está querendo o melhor em som ambiente, saiba que a GER-SOM dispõe também de uma infinidade de modelos de alto-falantes e caixas acústicas de alta fidelidade para seu lar, clube, discoteca ou conjunto.

Escolha melhor seu som em qualquer uma das lojas GER-SOM.

A GER-SOM lhe atende através de Vale Postal
 ■ Ordem de Pagamento e
 ■ Reembolso Varig.

Solicite maiores informações ligando para 223-9188 ou dirigindo-se por carta para a loja da Rua Santa Ifigênia, 211/213 e V. receberá em sua casa nossos folhetos e listas de preços.

GER-SOM COMÉRCIO DE ALTO-FALANTES LTDA.

- Rua Santa Ifigênia, 186 - Fone: 229-9857
- Rua Santa Ifigênia, 211/213 - Fone: 223-9188. (Tronco Chave)
- Rua Santa Ifigênia, 622 - Fone: 220-8490
- CEP 01027 - São Paulo - SP

Comunique-se com um mercado de 300.000 leitores!

Anuncie em Nova Eletrônica

532.1655

AUDIO SERVICE

Estúdios para quem entende de estúdio

"Em um estúdio de gravação, o tratamento acústico é tão importante quanto o equipamento, porém esse tratamento deve ser feito por um especialista.

A TRANSAMÉRICA contratou um especialista em estúdios de gravação para projetar o mais moderno e sofisticado estúdio da América Latina". Trate também com um especialista.

AUDIO SERVICE

Tel.: 869-6462 - São Paulo
Responsável:
Carlos A. Duttweller

por obter dois picos iguais em amplitude. A faixa útil para as medições vai de 10 a 200 Hz.

A caixa estará, então, sintonizada. Os dutos devem ser colocados definitivamente e revisada a curva, para o caso de ter havido vazamento ao redor dos dutos, na medição. Outra das vantagens da tela reduzida, apenas sobre o alto-falante, é deixar completamente livres os dutos.

A sintonia pode ser verificada novamente com a tela no lugar e assim reajustada, caso necessário. Você notará também a influência da posição da caixa, caso deseje, verificando a diferença na amplitude do pico "mais grave", ao inclinar a frente da caixa para o alto. Não será importante, mas se preferir usar a caixa inclinada com pés especiais, como nos amplificadores *Fender*, poderá sintonizá-la nessa posição principal. Para uso prioritário

O divisor separa os graves dos agudos a partir dos 800 Hz

de duas caixas, poderá requintadamente colocá-las na posição, em baixo ou em cima, e observar as diferenças mais por curiosidade, pois não são significativas para o som.

O divisor passivo

Para trabalhar em conjunto com uma corneta dotada de *driver* de médias e altas frequências, é necessário separar elétrica ou eletronicamente os graves dos agudos; ou seja, abaixo e acima de 800 Hz. O ideal seria utilizar um divisor eletrônico, de boa qualidade, sem os obsoletos circuitos com indutores.

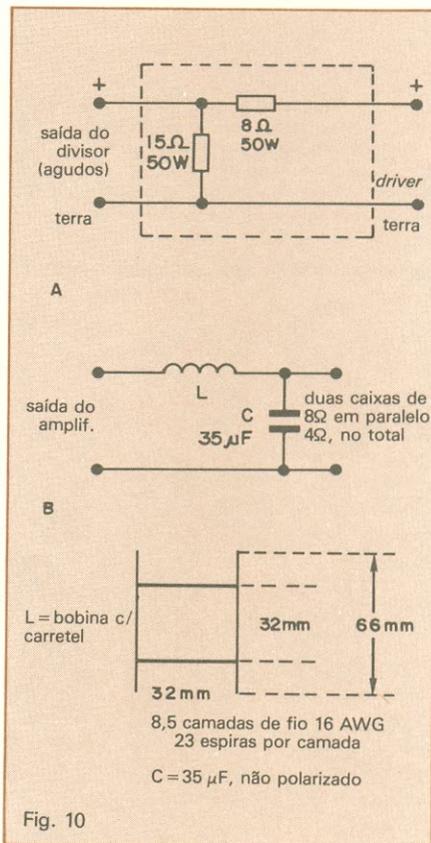
Após o divisor, trabalhariam dois amplificadores de potência, um para os graves e outro para os agudos, e uma proteção entre o amplificador de agudos e o *driver* de corneta. CCDB costuma confeccionar aparelhos de qualidade sob encomenda, artesanalmente, para todos estes fins.

Uma solução mais barata, mas com a metade da eficiência em termos de distorção em potências iguais, será confeccionar você mesmo (ou enco-

mendar a CCDB) um divisor passivo de alta qualidade, com bobina de núcleo a ar, sem ferrite ou qualquer material saturável. Já apresentei o projeto de excelente divisor em artigos anteriores, pela NE, mas forneço agora apenas os dados gerais para sua construção. Veja a figura 9.

Caso a corneta apresente eficiência maior (e costuma acontecer), será necessário atenuá-la; mas sem mudar a impedância ou ficará alterada a resposta do divisor! Um atenuador de 6 dB poderá ser feito seguindo a figura 10A. O divisor apresentado subentende uma única caixa e um único *driver*, ambos de 8 Ω, e também este é o caso do atenuador.

Para usar duas caixas de 8 Ω, conectadas em paralelo à seção de graves do divisor, e um só *driver* de 8 Ω à seção de agudos — uma combinação mais equilibrada e eficiente — é necessário alterar o esquema do divisor, na seção de graves, para o da figura 10B. A seção de agudos continua inalterada.



Confeção do atenuador para corneta e do divisor modificado.

Conclusão

Clausar, em Géa, senta-se em sua cadeira giratória, empunhando um contrabaixo construído por ele mesmo e dotado de parte elétrica ativa. O desenho do instrumento é único e belo; assemelha-se à silhueta do avião Concorde, invertido.

Conectado a um Super-Amplificador, o contrabaixo ilumina-se suavemente, pronto para receber o toque em suas cordas. Um par de caixas recém-construído de acordo com o projeto de CCDB está voltado para o Geóctone. As caixas também passam a emitir uma aura suave, em espera. O bordão Mi é tangido e, pouco a pouco, os dedos de Clausar, sem pressa, vão girando o controle de volume do instrumento.

Objetos soltos pela sala começam a vibrar, e um som macio como o veludo, envolvente, vai crescendo e se estabelece contínuo, solto e se faz ouvir pelo corpo inteiro.

A Fundamental! Raramente percebida nos aparelhos comuns, ela faz os cantos da boca de Clausar abaixarem-se e distenderem um sorriso de orgulho e harmonização! A mão esquerda, rápida, pressiona o bordão junto à pestana, no extremo do cabo, e desliza comprimindo sempre para o meio



até encontrar a oitava, seguida pela resposta do sistema, num portamento agressivo, onde os harmônicos se sucedem e o Mi da oitava acima aparece firme, glorioso, pedindo o Ritmo.

Em perfeita coordenação, as duas mãos geóctones violentam mas, seguramente, iniciam a mudança do dedilhado e a melodia apresenta uma seqüência cadenciada em puro rock terrestre, onde as notas vão demonstran-

do, com sua igualdade em nível e duração, a qualidade das caixas de som.

Os cones dos alto-falantes saltam e retraem-se, subjugados firmemente pelo campo magnético das poderosas culatras, e o extraterrestre salta, dançando, da posição original, pois é impossível resistir!

Enquanto isso se passa em Géa, CCDB está em sua mesa de trabalho, redigindo um artigo para a NE. Interrompe o movimento da caneta e a tinta pára de fluir no meio da palavra "Blitz". Põe-se a escutar, atento, a melodia surgida em seu interior, a misturar-se com o som da aparelhagem, ligada ao FM.

Dos místicos limites do ser vem a imagem e o som de Clausar, tocando seu contrabaixo em Géa! Ra-el e os nossos outros personagens também são tocados pela vibração e interrompem seus afazeres para ouvir, em seu próprio interior.

Em uma das luas de Géa, uma pedrinha, há milênios equilibrada, vibra e cai de sua base para a areia fina. A harmonia de Cosmos responde em ressonância a Clausar! O ritmo do Universo se altera um pouco, obedecendo à flexão da Força da Música!...

-Tuúum, tum dum dum dum!

-Tuúum, tum dum dum dum!

-Tuúum, tum dum dum dum!

Lista de Material

(para 2 caixas CCDB-BLITZ)

Alto-falantes — um par, de 15 polegadas e 8 ohms cada. Sugeridos: JBL E145 ou JBL E130, mais agudo; ou , ainda, JBL D-140F (utilizados nas caixas do Pedro Fortuna) ou Snake MS 440 (nacionais).

Madeira — duas chapas de compensado naval (se possível), de cedro, com 19 ou 20 mm de espessura. Devem ser cortadas na medida, com garantia de precisão de mm. Não usar aglomerado.

4 peças de 724x550 mm
4 peças de 610x550 mm
4 peças de 724x572 mm
4 peças de 572x100 mm
8 peças de 482x100 mm
4 peças de 400x25 mm
4 peças de 438x25 mm

Cano de PVC — de 4 polegadas ou 102 mm de diâmetro e 1,5 m de comprimento, para cortar depois e fazer os dutos.

Pano couro plástico — na cor preta, que dê para tirar:

4 peças de 550x762 mm (laterais)
4 peças de 550x610 mm (partes superior e inferior)
2 peças de 610x762 mm (fundo)

Espuma plástica — com 5 mm de espessura e as mesmas medidas do pano couro.

Cola — marca Cascola, para fórmica.

Cantoneiras — em alumínio, de 1" x 1" x 1/8" cortadas assim:

8 peças de 570 mm
8 peças de 722 mm
8 peças de 506 mm

Use três barras de 6 metros e haverá sobra, utilizável na fixação das telas dos alto-falantes.

Miscelânea — quatro alças fortes; dois pedaços de tecido ortofônico preto, para as telas, de 500x500 mm; três conectores macho Pial de 4 pólos; três ou quatro conectores fêmea, Pial, também de 4 pólos; cabos, cola, pregos, ferramentas de marcenaria, parafusos e outras miudezas.

Equalização fácil, com poucos recursos

Se você não dispõe de um analisador de espectro, tente este método alternativo para equalizar sistemas de som, empregando um gravador, um microfone e um gerador de ruído rosa

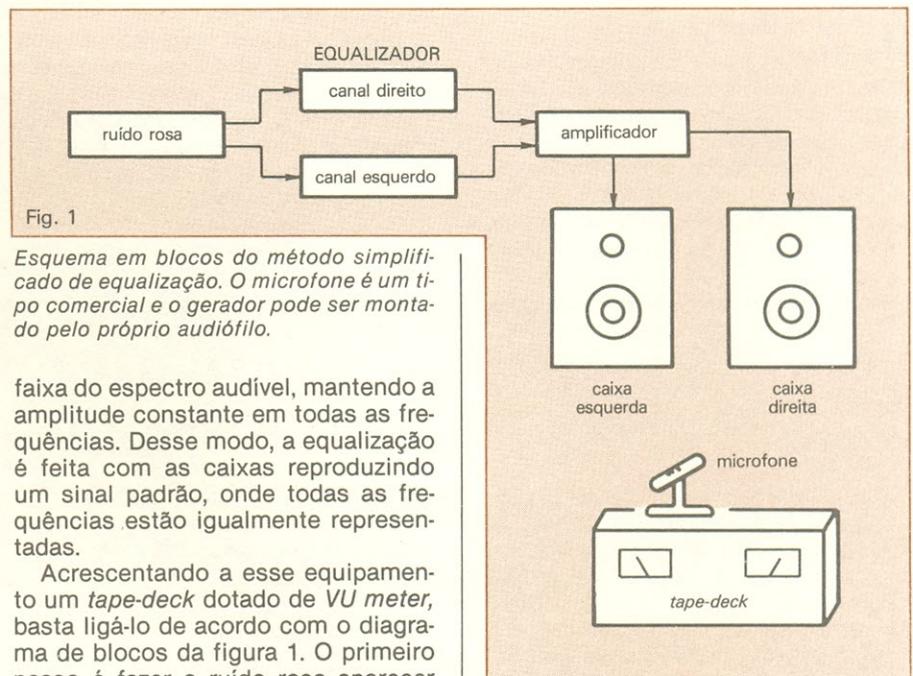
Esta sugestão destina-se àqueles que não têm muita familiaridade com os equalizadores gráficos ou querem equalizar um sistema de áudio sem dispor de um custoso analisador de espectro.

Sabemos todos que o equalizador, quando usado corretamente, serve para corrigir a característica acústica do meio que desejamos sonorizar, bem como corrigir pequenas deficiências de resposta em frequência das caixas acústicas. Presta-se, enfim, a tornar "plano" qualquer sistema de som.

Mãos à obra

Para efetuar o ajuste da equalização, devemos ter à mão, primeiramente, o próprio equalizador; digamos que seja um modelo de dez controles por canal, a título de exemplo. Será preciso, também, um gerador de ruído rosa (já publicado na NE n.º 55) e um microfone de resposta linear. Este pode ser o MC-22 AB, 22A ou 22B, da Le-Son, facilmente encontrado nas lojas especializadas; é um microfone de eletreto e apresenta resposta linear dentro da faixa de 20 Hz a 20 kHz, ± 3 dB, mais que satisfatória quando comparada à curva de resposta de uma caixa acústica.

O gerador de ruído rosa é muito importante neste caso, devido às características especiais desse sinal. De fato, ele possui componentes em toda a



faixa do espectro audível, mantendo a amplitude constante em todas as frequências. Desse modo, a equalização é feita com as caixas reproduzindo um sinal padrão, onde todas as frequências estão igualmente representadas.

Acrescentando a esse equipamento um *tape-deck* dotado de *VU meter*, basta ligá-lo de acordo com o diagrama de blocos da figura 1. O primeiro passo é fazer o ruído rosa aparecer nas caixas e registrar seu nível com o VU do gravador. Convém observar que podemos escolher qualquer valor do VU meter como referência; vamos considerar, em nosso caso, 0 dB como ponto de referência.

O passo seguinte consiste em colocar todos os controles do equalizador na posição de máxima atenuação, com exceção de um — o de 2 kHz, por exemplo — que deve ficar em sua posição central (sem reforço, nem atenuação, ou seja, 0 dB).

Em seguida, deve-se levantar o pontômetro da primeira oitava, até que o ponteiro do VU seja deslocado; baixa-se novamente o controle, até que o medidor fique no limiar de 0 dB. O procedimento deve, então, ser repetido para os demais controles, em ambos os canais. O sistema, agora, encontra-se equalizado.

Para exemplificar, vamos supor que a figura 2 seja a provável curva de resposta de um sistema que quere-

RÁDIO/ CENTER

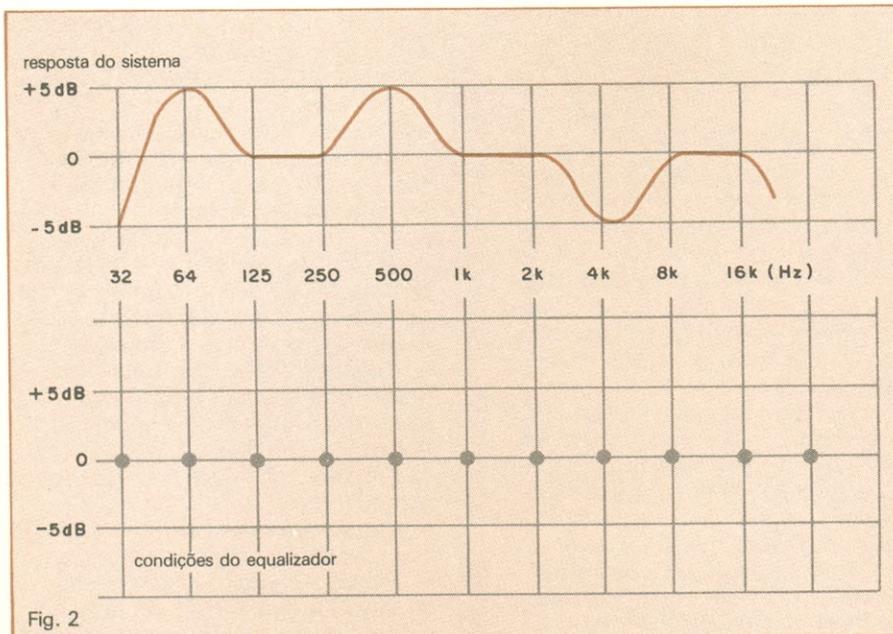


Fig. 2

Curva do sistema e posição dos controles antes da equalização. Vê-se que não existe um nível padronizado de reprodução das várias frequências.

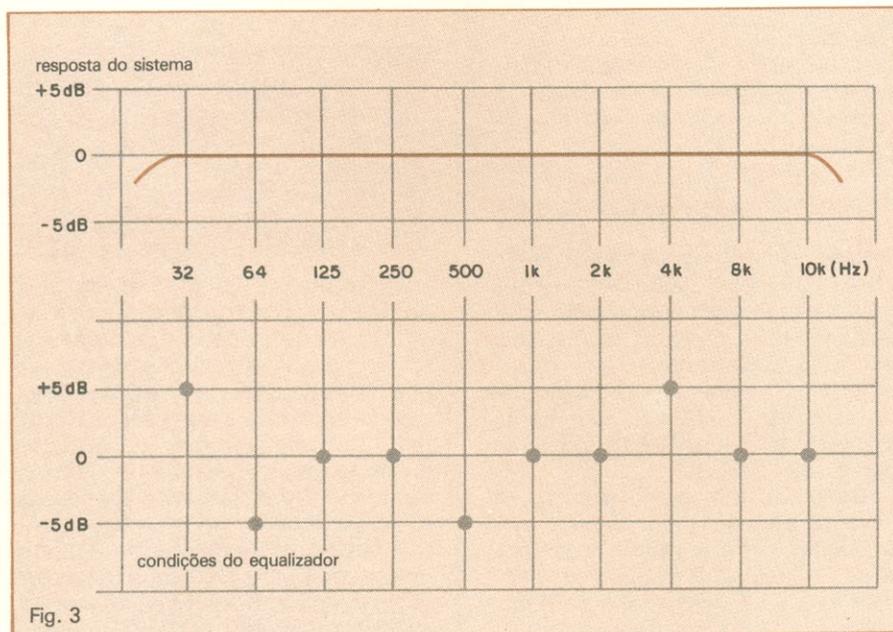


Fig. 3

Curva do sistema e posição dos controles depois da equalização. Todas as frequências presentes no sinal de áudio são igualmente reproduzidas.

mos corrigir. Determina-se o nível do ruído rosa em 0 dB, indicado pelo VU meter do gravador. Leva-se todos os controles do equalizador à máxima atenuação, com exceção do controle correspondente a 1 kHz, que permanece em 0 dB.

O ajuste de nível é feito através do controle de volume do amplificador e

do *tape-deck*. Todos os controles, um a um, devem ser posicionados de modo a resultarem numa leitura, no VU, próxima ao limiar de 0 dB. A figura 3 mostra o resultado do processo, comparando curva de resposta e posições dos controles com as da figura 2. O sistema está equalizado e pronto para entrar em operação.

LINHA CETEISA

Sug. Solda Manual SS-15	5.500,00
Sug. Solda Manual SBG-10	8.700,00
Bico p/Sugador	900,00
Injetor de Sinais	6.800,00
Sup.p/Placa de C.I.	5.100,00
Sup.p/Ferro de Soldar	3.100,00
Caneta Nipo-Pen	3.600,00
Tinta p/Caneta 20cc.	900,00
Parafurador de Placa 1 mm	8.200,00
Kit p/Confec. de CK-1	20.700,00
Extrator de C.I.	4.000,00
Ponta Dessoldad.	3.900,00
Cortador de Placa	4.100,00
Percloroeto de Ferro (400 g)	2.300,00

LINHA DME

Injetor IS-2	14.600,00
Pesquisador de Sinais PS-2	15.000,00
Gerador de RF-GRF-1-1	17.400,00

INSTRUMENTOS

Gerador de Barras Videot. TS-7	16.400,00
Analisador Digital AG-1	35.600,00
Gerador de Convergência T-9	60.700,00
Teste de TR. e Diodo TI-4	25.300,00

LINHA INCTEST

Teste de TR. e Diodo PDT-2	34.300,00
Gerador de Sinais GST-2	49.100,00
Oscilador Telegráfico OT-1	28.400,00
Bobina p/Strobo	2.000,00
Provedor de Flayback e Yoke	31.500,00
Medidor de Ondas Estacion. SWR-1	40.900,00
Waltímetro de RF WRF-1	31.100,00

LINHA SUPERKITS

Central de Jogos Novo Sequencial 10 canais	123.970,00
Novo Sequencial 04 canais	66.125,00
Scorpion FM	17.480,00
Amp. IC-10 s/cx.	10.235,00
Amp. IC-20 s/cs.	22.080,00
TV Jogo 04 Tênis, Par. Fut., Pare. Duplo	48.000,00
Alerta, Alarme de Aprox.	18.745,00
Amp. Mono 25w (s/cx.)	14.605,00
Amp. Stereo 30w (s/cx.)	15.180,00
Sintonizador de FM (s/cx.)	17.365,00

Linha completa de Diodos, Leds, Resist, cap, CI, TR

BC - Comp. Plást.
BF - Comp. Plást.

Kits:

Scorpion FM Kit	14.950,00
Amp. IC-10 (s/cx.)	8.855,00
Amp. IC-20 (s/cx.)	18.975,00
Slim Power Kit	24.725,00
Rádio AM Kit Comp.	22.885,00
Amp. Moro 25w (s/cx.)	13.340,00
Amp. Stereo 30w (s/cx.)	14.145,00

Mini Kits:

Sirene Brasileira	7.130,00
Sirene Americana	9.085,00
Sirene Francesa	6.900,00
Pisca-Pisca	4.140,00
Cara ou Coroa	5.980,00
Loteria Esportiva	7.820,00
Mini Injetor de Sinais	4.600,00
Voltímetro Eletrônico c/Led	6.210,00
Cx. de Música Super Feito	20.585,00
Sonoro	15.525,00

Decodificador

Stereo	8.280,00
Mini Amp. de 1w	6.037,00
Mini Equalizador	5.060,00
Tok Music	10.350,00
Sintonizador de FM Kit	14.950,00

DIVERSOS

Lab. Exp. de C.I.	19.090,00
Cleaner 20 ml	770,00
Verniz Especial 12 ml	1.000,00
Pasta Térm. 70 g	4.600,00
Caneta Supergraf c/Recarga	2.300,00
Supergraf	805,00
Mini Furadeira Superdrii	12.535,00
Broca p/Mini Furadeira (6 unid.)	19.550,00
Decalq p/C.I.	1.100,00
Eliminador de Pilhas	4.400,00
Conversor 110/220 volts saída 12 v	9.000,00
Cx. Multibox p/Peças e Ferr.	11.900,00
Cola Ultra-Bond	850,00

REVISTAS

(Todos os nºs)
Saber Eletrônica, Divirta-se c/Eletrônica e BE-A-BÁ da Eletrônica = Preço da Atual

Linha completa de

Tip e Tic Multitest	
SK 170 2 mg	
10 KR/VDC/5KR/VAC/	57.000,00
SK 20.5 mg 20KR/VDC/10KR/VAC	75.000,00
PL 436.10 mg	
20KR/VDC/BKR/VAC	102.000,00
YN 360 TR 20 mg	
20KR/VDC/BKR/VAC	200.000,00
320 XB 100 mg	
50KRDC/BKR/VAC	350.000,00

Caixas padronizadas em alumínio e ferro todas as medidas.

LINHA COMPLETA DE TRANSFORMADORES

(inclusive especiais sob medida)

REEMBOLSO POSTAL:

Pedido mínimo de Cr\$ 7.000,00 (sete mil cruzeiros)

Fones: 223-2622/223-2836

São Paulo - Capital

RADIOCENTER

Comércio de Materiais Eletrônicos Ltda.
Rua Vitória, 357 - Fones: 223-2622/223-2836
CEP 01210 - Santa Efigênia - SP

Antenas: conceitos, tipos e aplicações

Muitas vezes relegadas a segundo plano, as antenas de TV e FM são aqui abordadas como dispositivos que já alcançaram um grau de complexidade de inspirar respeito

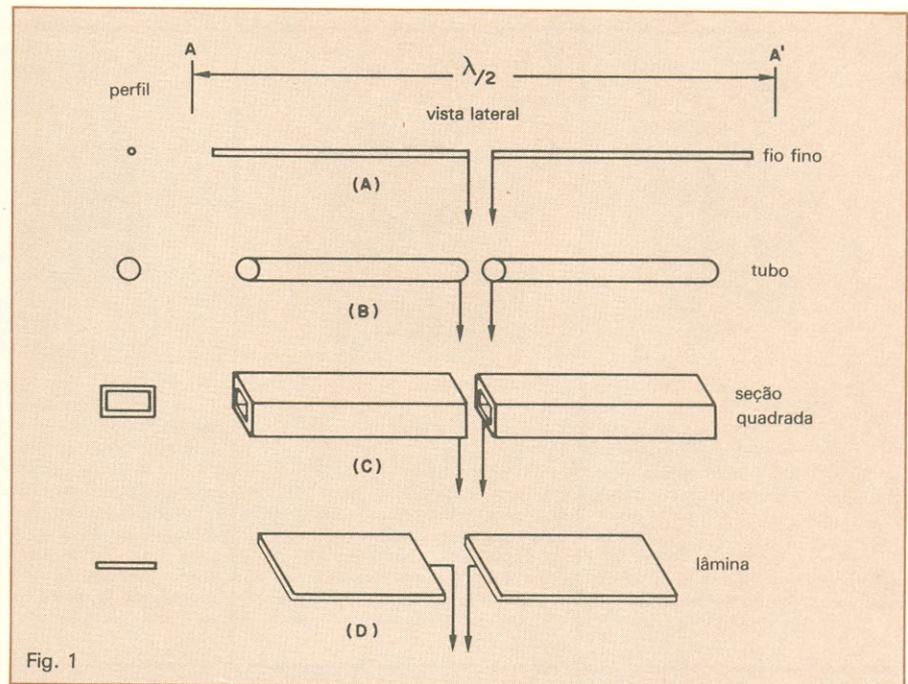
Quando se trata de antenas, de TV e FM, em matéria de aspecto, as limitações são da engenhosidade e de ordem financeira. Basta lançar uma vista de olhos às antenas existentes, quer de traçado amadorístico quer de traçado industrial, para se verificar como é exata essa afirmação.

Com tantos tipos existentes, para se poder falar um pouco sobre antenas é conveniente escolher um como referência, como "padrão", e comparar todos os outros tipos com este. Vamos denominar o tipo padrão de antena de "ganho zero dB". Consiste de um tubo de 1/2 onda com uma terminação de 72 ohms de carga. Quando uma antena desse tipo é colocada em um campo eletromagnético uniforme, emitido por um transmissor distante, tem condições de interceptar certa quantidade de energia de rádio, fixa e determinada.

Área efetiva de captação

Podemos expressar essas condições de captação em termos de potência do campo eletromagnético e de energia que a antena padrão captará do mesmo. Se o campo eletromagnético aumenta em potência, presume-se que a antena captará mais potência do mesmo. Porém, em nenhuma condição, a antena de zero dB captará mais do que sua parte.

Esta fração de energia captada pode ser denominada de "área de captação", que a antena padrão apresenta às ondas que chegam a ela. O campo eletromagnético é expresso em volts por metro ou watts por metro quadrado. Se a antena padrão for colocada nesse campo, sua área de captação



Configurações da antena 0 dB: fio (A), tubo (B), retangular (C) e lâmina (D).

expressa em metros quadrados multiplicados pela potência do campo eletromagnético em watts por metro quadrado nos dará a potência aplicada à carga de 72 ohms da antena.

Já que optamos por uma simples antena de 1/2 onda como padrão, devemos procurar saber se pode interceptar ondas eletromagnéticas nas direções de maior amplitude, de modo igual, desde que o tubo da antena esteja na direção do vetor elétrico da onda de rádio incidente. Se tal sucede e a antena tem uma captação uniforme nas direções de maior sinal, dizemos que o ganho é zero dB nessas dire-

ções. Se, por qualquer meio, pudermos modificar a antena de 1/2 onda de modo que capte mais que a quantidade normal de onda eletromagnética, podemos dizer que a antena tem "ganho".

O ganho de uma antena não significa amplificação, pois não existe na mesma um sistema amplificador. A expressão ganho refere-se principalmente às condições existentes no campo elétrico das ondas que chegam e à fase das correntes resultantes, que são induzidas no condutor pela passagem da onda eletromagnética.

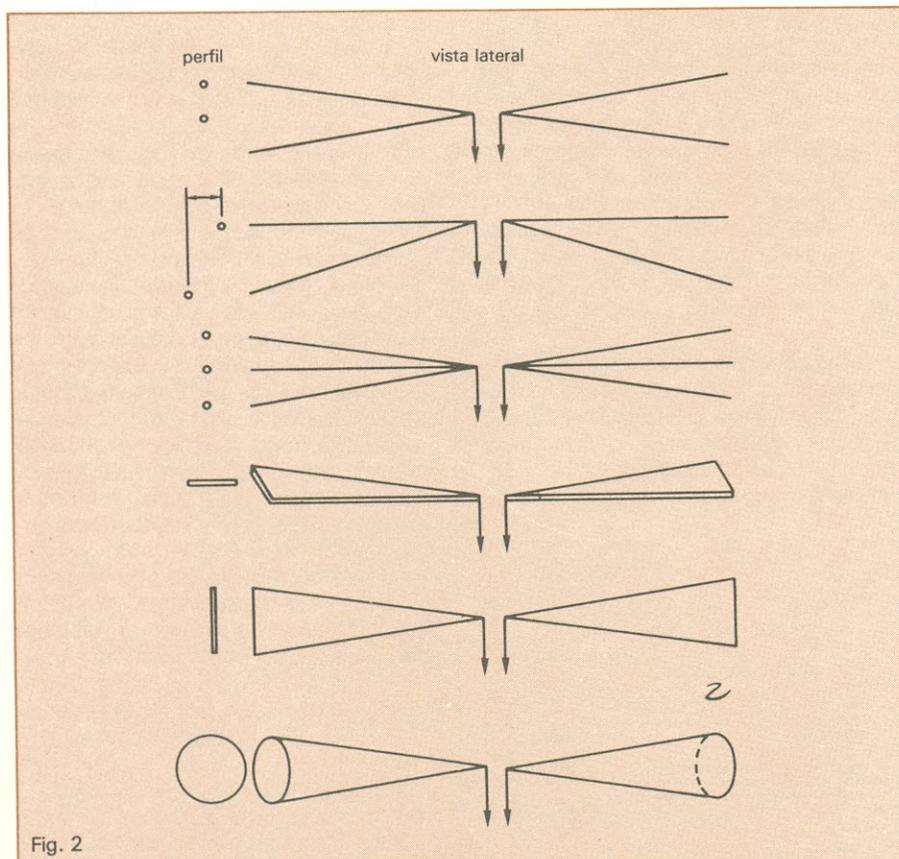


Fig. 2

Antenas de 1/2 onda com áreas não uniformes.

É preciso ficar claro que, se a antena está em uma posição fixa em relação ao sinal que chega e capta todas as partes deste, somente uma parte da onda induz corrente aproveitável. A parte remanescente da onda também induz corrente, porém, não efetiva em termos de sinal.

Atualmente existe uma grande variedade de antenas de 1/2 onda de ganho 0 dB. Quando nos referimos à configuração de uma antena, queremos nos referir ao aspecto de suas superfícies condutoras e à modalidade da linha de transmissão (apesar de ser para recepção, chama-se linha de transmissão). Em certos casos, a configuração da antena determina o tipo de linha de transmissão a ser utilizado. Algumas antenas podem ser longas e esguias, outras parecem um bulbo. Outras, ainda, têm seção circular, havendo também aquelas em que a área do tubo varia ao longo da extensão. Essas diferenças têm algum efeito no desempenho da antena, quando operando em uma faixa de frequências. Podemos dizer que o feito da

superfície condutora da antena é o único meio que possuímos para fazer com que ela opere em uma banda de frequências. Não há outro fator no projeto, inerente à antena, que permita uniformidade (ou uma aproximação à uniformidade) no desempenho sobre uma banda de frequências.

Por definição, todas as antenas de ganho 0 dB atuam de modo idêntico para a frequência em que a antena foi projetada. Essa frequência pode ser chamada de frequência central ou frequência central de operação. Porém, se tentarmos operar uma antena 0 dB ligeiramente fora da frequência central, verificaremos notáveis diferenças entre os vários tipos. Algumas talvez sequer consigam funcionar fora da frequência central, mesmo se estiverem defasadas apenas uma pequena fração percentual. Essas deverão ser evitadas se desejarmos preservar a quantidade do sinal de rádio que tem uma largura de onda próxima, ou além, da largura de banda da antena. Certas antenas são capazes de operar muito bem sobre a faixa do sinal de

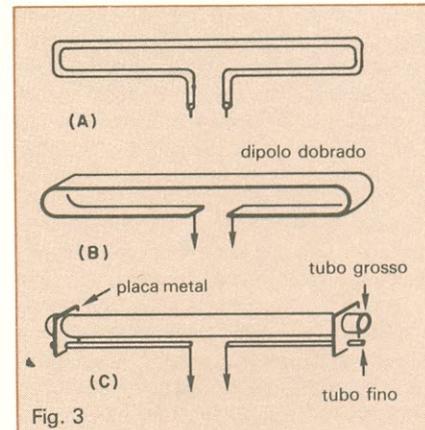


Fig. 3

A antena dipolo dobrado consiste de um condutor com extensão total de um comprimento de onda.

rádio, porém não permitem a captação de sinais de rádio em canais adjacentes. Outras, por sua vez, operam sobre uma extensa faixa de bandas de frequências, criando pouco ou nenhum problema para a recepção de vários canais, no nosso caso específico, de TV e FM.

Verificamos assim que pela configuração da antena é possível que a mesma opere na frequência central como também em várias outras frequências. Isso é desejável quando se trata, por exemplo, de antenas para recepção de TV, desde o canal 2 até o canal 13, onde as frequências vão de 55,25 MHz até 215,75 MHz. É conveniente lembrar que o condutor, que é a antena, transporta uma corrente induzida pela onda eletromagnética que percorre a superfície do condutor. Se essa superfície é um fio fino, a ressonância ocorre agudamente em uma frequência determinada pelo pequeno ponto em que ocorre a reflexão da onda, no lado aberto do fio. Se em lugar de um fio fino, a superfície metálica é mais ampla (tubo), a onda, ao se aproximar do extremo livre da antena, tem uma tendência a permanecer ao redor do extremo da antena, em lugar de inverter abruptamente sua direção. Isso faz com que a antena seja menos sensível ao problema de frequência e reduz a agudeza da ressonância. Também afeta o tipo de reflexão, na superfície condutora, e assim mascara de algum modo a ressonância. Esse mascaramento, na realidade, aumenta a possibilidade da antena operar uma faixa ampla de frequência. Em outras palavras, se em lugar de um fio fino,

fazemos o condutor da antena de uma superfície mais ampla (tubos, por exemplo), aumentamos a largura da banda de freqüências em que pode operar.

Vejamos agora alguns exemplos de como a configuração da antena 0 dB pode variar (figura 1). Começando com um simples fio (A), logo abaixo temos um tubo de seção uniforme (B). Mais abaixo, temos uma seção retangular (C) e, finalmente, uma lâmina uniforme, delgada (D). Pela modificação da área, qualquer dessas estruturas pode ser alterada. Na figura 1, pode-se observar que a extensão de cada antena de extremo a extremo (terminal livre) não é similar. O fio fino é o mais extenso e a lâmina delgada é a mais curta. Porém, todos possuem a mesma freqüência central. Isso mostra que, dependendo da configuração, a extensão total pode variar sem que a freqüência central sofra modificações.

Além do efeito de alargamento da

banda de freqüência relatado, há um fator importante, que diz respeito à direcionalidade da antena com relação à área do condutor. Esse efeito não é evidente na freqüência central onde a antena está operando com ganho zero. Porém, tão logo nos afastamos desta freqüência central e observamos a resposta direcional em freqüências bem acima da central, um fato muito interessante ocorre. Devemos lembrar que a antena com condutor grosso tem uma velocidade de onda mais baixa ao longo de sua extensão quando comparada com a antena de fio fino. Em outras palavras, a antena de tubo se torna 1/2 onda mais longa (dimensão física), vários pontos percentuais abaixo do valor de espaço livre.

Vamos agora aumentar a freqüência em três ou quatro vezes o valor nominal da freqüência central. Uma antena de tubo produzirá três ou quatro *loops* de corrente ao longo de sua extensão, bastante abaixo dos valores equiva-

lentes em espaço livre. Se compararmos a antena de fio fino com a de tubo grosso, ambas operando ao triplo da freqüência, verificaremos que, no caso da de fio fino, o espaçamento entre os *loops* ou nodos de 1/2 onda, medidos no máximo de corrente, estarão dentro dos 95% dos valores de 1/2 onda para espaço livre. Isso significa que a resposta direcional da antena convencional de fio fino — que é determinada por este espaçamento — aproxima-se muito da resposta da antena ideal de fio fino. Essa resposta direcional mostra que a antena não intercepta energia das direções amplas, como anteriormente, porém tem tendência a captar o sinal desde duas direções generalizadas, longe dos lados amplos. Agora vejamos o comportamento da antena de tubo. Os nodos ou *loops* de corrente são bem espaçados, abaixo dos valores de espaço livre, e a resposta direcional é muito diferente quando comparada com a antena de fio fino. A antena de tubo tem melhores condições de manter os lóbulos de lado amplo que a antena de fio fino. Assim, a configuração, principalmente o fator de espessura do condutor, tem uma tendência de evitar posições de nulos e lóbulos de máximo.

Antenas com áreas não uniformes

Como se pode apreciar na figura 2, temos várias configurações de antenas de 1/2 onda, todas com ganho de 0 dB na freqüência central. Essas antenas podem ser de vários tubos, em lugar de um simples tubo seccionado ao centro. Há a lâmina triangular, onde cada lado da antena é formado de lâminas de perfil triangular, com seus vértices ligados à linha de transmissão. Porém, todas estas antenas são fundamentalmente formas derivadas da antena cônica que se pode ver na mesma figura, na parte inferior. **Todas elas possuem a qualidade de operar sobre uma faixa de freqüências de modo mais satisfatório do que um tubo de seção uniforme.** Possuem uma resistência constante sobre a faixa de freqüência a uma ampla característica de ressonância.

Outro fator importante é a ótima resposta direcional dessas antenas. Já vimos que a antena de tubos permite a operação em ampla banda de freqüências, sem dar surgimento a nulos e lóbulos discretos de máximos. As antenas de seção não uniforme agem ainda melhor, em razão de fatores bem complexos, que não cabe aqui discutir dado o nível que desejamos imprimir ao artigo. Porém, nas notas bibliográficas, os leitores encontrarão amplas referências para prosseguir o

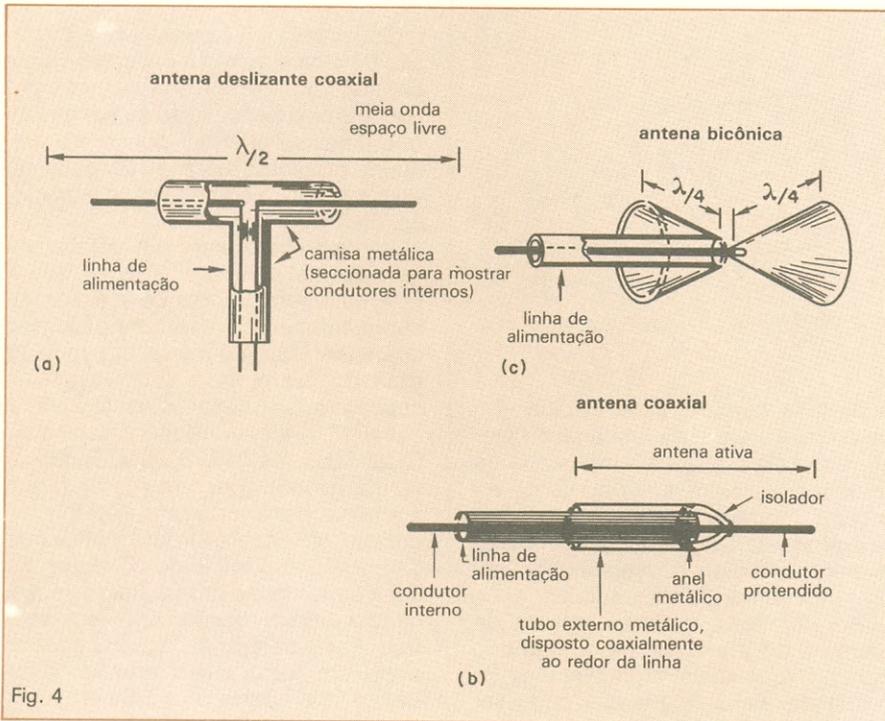


Fig. 4 Três tipos de antenas coaxiais de 1/2 onda.

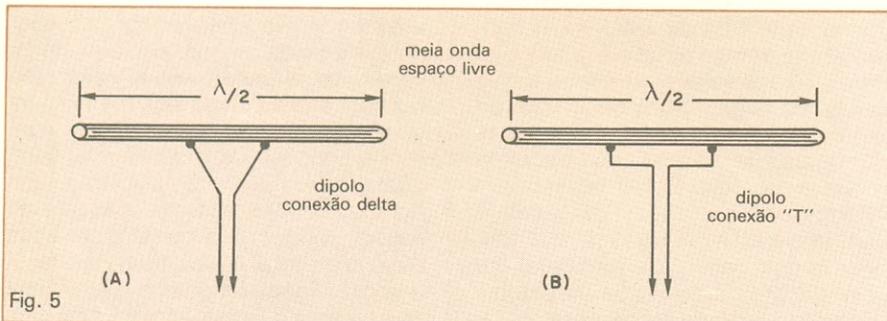


Fig. 5 Antenas com alimentação em derivação delta (A) e "T" (B).

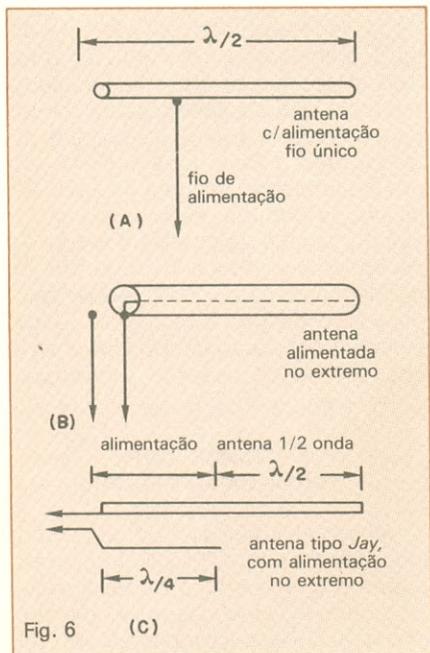


Fig. 6 Formas de ligação da antena à linha de transmissão.

assunto em maior profundidade, se assim for desejado.

Se inclinarmos uma antena tipo 0 dB, poderemos aumentar a amplitude da banda de frequência, porém não se poderá, em sua consciência, denominar uma antena deste tipo de 0 dB. Assim, somente as antenas de seção não uniforme podem ser denominadas de 0 dB.

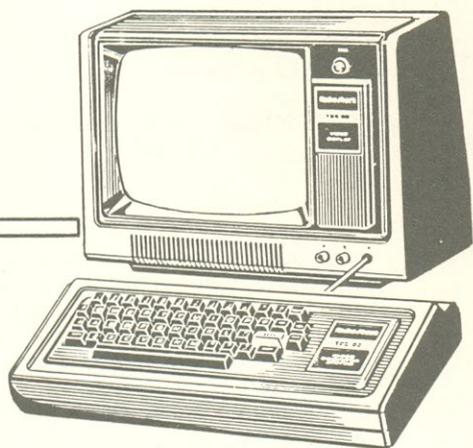
Configuração dipolo dobrado

O dipolo dobrado, que se pode apreciar na figura 3, consiste de um condutor que tem aproximadamente a extensão total de um comprimento de onda, mas que, pelo fato de ser dobrado, tem um comprimento efetivo, de extremidade a extremidade, de cerca de 1/2 onda. Opera em sua frequência central como antena 0 dB. A antena dipolo dobrado pode ser construída de tubo dobrado — figura 3(A), lâmina dobrada — figura 3(B) ou pode ser de dois condutores de diâmetro diferente, como se vê na figura 3(C).

Configuração de antena coaxial

Uma configuração digna de registro é a que possui alimentadores, em parte encerrados ou contidos dentro da antena propriamente dita. Na figura 4, em (A), temos um tipo balanceado que inclui dois tubos em cada extremo e a parte central consiste de um tubo de grande diâmetro, sendo a extensão total de 1/2 onda. As linhas de alimentação ligam-se internamente aos extremos internos dos tubos. A antena em (B) também é de 0 dB, sendo utilizada comumente para polarização vertical, mas pode ser empregada também para polarização horizontal. Consiste de um tubo grosso para metade da antena e um tubo de menor diâmetro para a outra metade. Uma linha coaxial é inserida no tubo de maior diâmetro e a blindagem desta linha coaxial é ligada ao mesmo, enquanto o fio interno do cabo coaxial é ligado ao tubo mais fino.

Um terceiro tipo de antena coaxial



COMPUTAÇÃO ELETRÔNICA !

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

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

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

NÃO PERCA TEMPO! SOLICITE INFORMAÇÕES AINDA HOJE!

GRÁTIS

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

pode ser observado em (C), na mesma figura. Esse é pouco utilizado com o 1/2 onda, já que sua resistência é muito baixa; porém, quando usado, tem ganho 0 dB.

**Alimentação central
tipo derivação**

Na figura 5, temos mais dois tipos de antena da categoria que estamos discutindo. Essas eliminam a necessidade de sectionar o tubo ou fio em duas partes e mesmo assim permitem que seja obtida energia da linha de transmissão (notem que o termo "linha de transmissão" é generalizado, porém, neste caso, ela é na realidade uma linha de conexão entre a antena propriamente dita e o receptor, seja ele TV, FM ou AM). Tais antenas são

denominadas antenas de ligação em derivação, em contraste com as das figuras 1 e 2, que são alimentadas em série. Na figura 5(A), temos a conexão desta, que tem a derivação como se vê na figura. Na mesma figura (B), temos a derivação "T". Notem a disposição de ligação da linha de transmissão ao tubo que constitui a antena propriamente dita.

Antena não balanceada

Em contraste com os tipos que necessitam uma linha de transmissão balanceada, temos os da figura 6, onde a parte de antena propriamente dita é ligada à linha de transmissão, neste caso um simples fio. Essa antena, às vezes, em faixas estreitas de frequência, tem pontos vantajosos

que superam suas desvantagens inerentes, acrescentando-se a simplicidade de construção. Na figura 6, temos dois métodos para trazer a energia da onda de rádio, captada pela antena, para o receptor. Em (B) é adequada para um tubo grosso, mas pode causar um desequilíbrio na linha de conexão, já que a antena está alimentando substancialmente um dos condutores da linha. O segundo método, de alimentação no extremo (C), é adequado para antenas com tubos finos ou fios e inclui uma seção intermediária da linha, com a extensão de 1/4 de onda da frequência central.

**Resposta com
alimentação central**

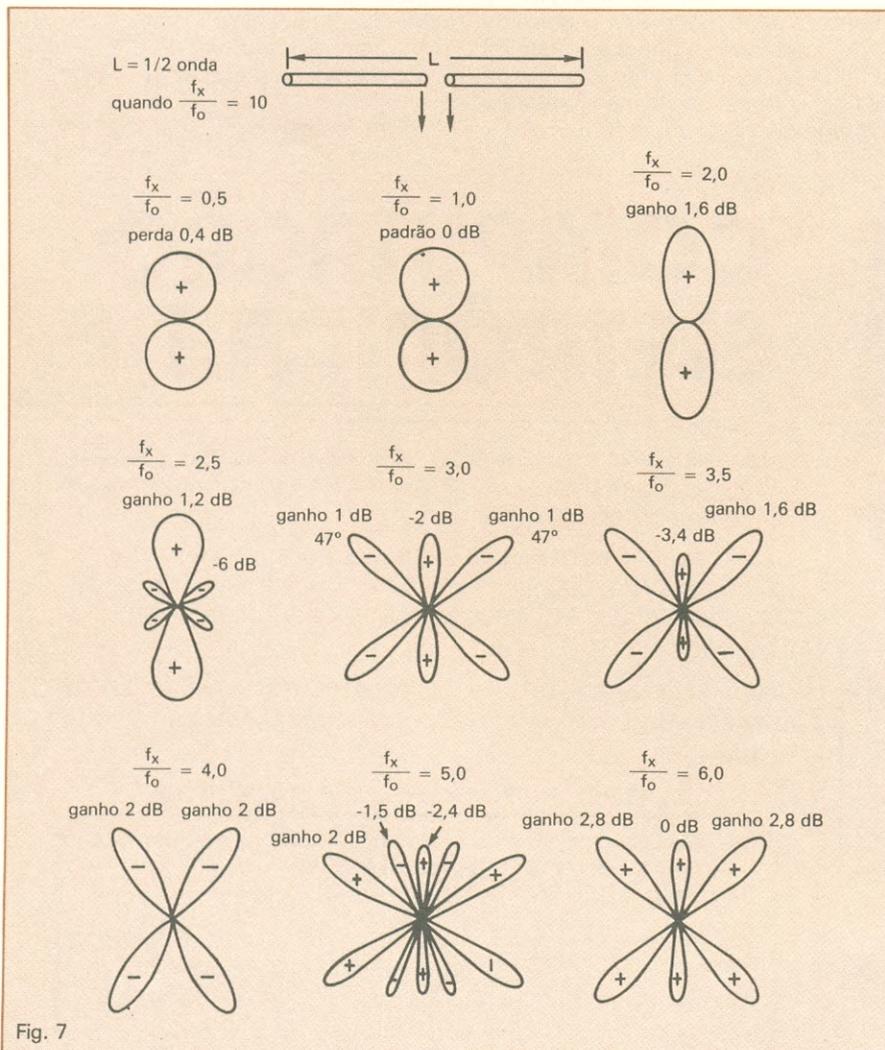
Vamos assumir que a onda eletromagnética está polarizada horizontalmente e que a antena de recepção é horizontal e o sinal chega de uma direção horizontal, perpendicular ao tubo que constitui a antena. Nessa disposição, a antena do exemplo, quando operando em 1/2 onda, pode ser considerada como um tipo padrão de 0 dB. Na figura 7, temos os diagramas polares de uma antena de 1/2 onda em várias ressonâncias.

**Comparação de antenas
1/2 onda**

Se bem que a antena de alimentação central, com área uniforme, seja muito popular, padece de algumas limitações que só podem ser sanadas se sua configuração for alterada. Por essa razão, pesquisadores profissionais e amadores têm contribuído com um grande número de soluções, que diferem entre si, mas, de um modo ou de outro, em maior ou menor grau, oferecem desempenho apreciável.

A maior meta que se busca na configuração diferente de antenas de 1/2 onda, 0 dB, é a uniformidade de resposta sobre a mais extensa faixa de frequência possível e grande flexibilidade na escolha da resistência de carga. Esses objetivos podem ser alcançados pela mudança da configuração da antena. Em alguns casos, sacrificando outros fatores positivos. É o preço que se paga pelo compromisso, quando se perde algumas qualidades para obter outras.

(Conclui no próximo número, com outros tipos de antena e toda a bibliografia utilizada)

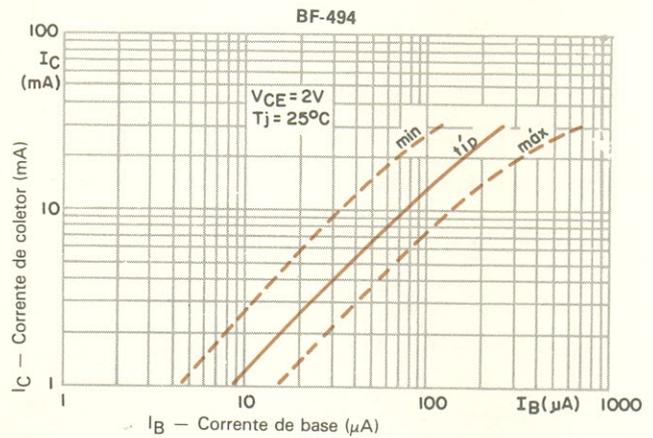
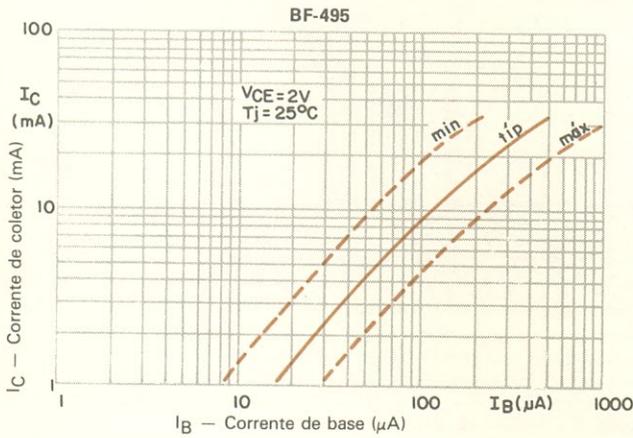


Diagramas polares de antenas 1/2 onda para várias frequências.

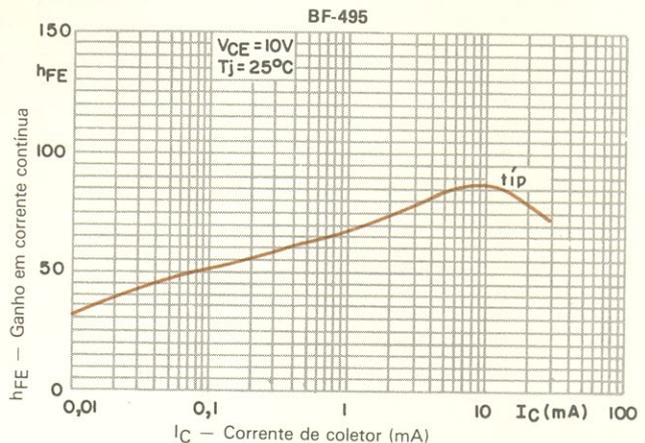
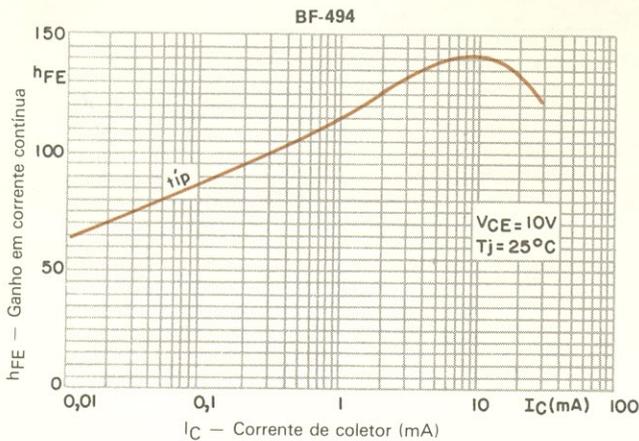
BF494 e BF495 transistores para RF

São transistores NPN para aplicação em circuitos de RF de receptores de rádio e TV. Ambos são recomendados para sintonizadores FM, osciladores/misturadores AM e amplificadores de FI

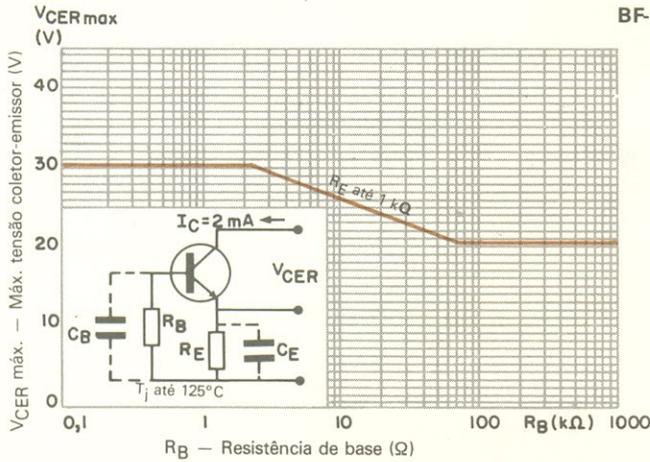
Curvas características da corrente de coletor em função da corrente de base



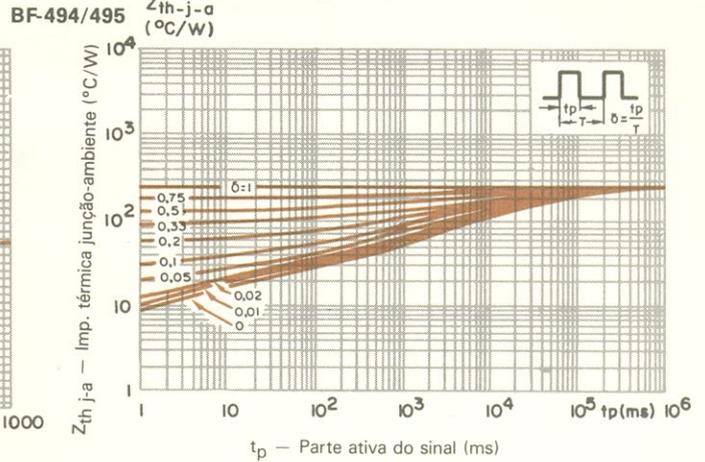
Curvas características do ganho em função da corrente de coletor



Tensão coletor-emissor máxima em função da resistência de base.



Variação da impedância térmica em função da duração da parte ativa de um sinal.

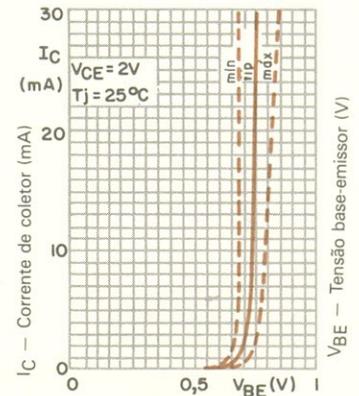


Características elétricas

(para $T_j = 25^\circ\ C$)

	BF-494	BF-495
Tensão base-emissor (V_{BE}) $I_C = 1\ mA$; $V_{CE} = 10\ V$	0,65 a 0,74 V	0,65 a 0,74 V
Corrente de base (I_B) $I_C = 1\ mA$; $V_{CE} = 10\ V$	4,5 a 15 μA típ. = 8,7 μA	8 a 28 μA típ. = 15 μA
Capacitância de realimentação ($-C_{re}$) a $f = 0,45\ MHz$ $I_C = 1\ mA$; $V_{CE} = 10\ V$	típ. = 0,85 pF	típ. = 0,85
Frequência de transição (f_T) $I_C = 1\ mA$; $V_{CE} = 10\ V$	típ. = 260 MHz	típ. = 200 MHz
Fator de ruído (F) $I_C = 1\ mA$; $V_{CE} = 10\ V$ $G_S = 2\ mA/V$; $f = 0,2\ MHz$ $G_S = 1,5\ mA/V$; $f = 1,0\ MHz$ $G_S = 10\ mA/V$; $f = 100\ MHz$ $G_S = 20\ mA/V$; $f = 1\ MHz$ $G_S = 10\ mA/V$; $f = 100\ MHz$	típ. = 1,5 dB típ. = 1,2 dB típ. = 4 dB	típ. = 3,5 dB típ. = 4 dB
Fator de conversão de ruído (F_C) $I_C = 1\ mA$; $V_{CE} = 10\ V$ $G_S = 0,6\ mA/V$; $f = 0,2\ MHz$ $G_S = 1,2\ mA/V$; $f = 1,0\ MHz$ $G_S = 1,2\ mA/V$; $f = 0,2\ MHz$ $G_S = 1,5\ mA/V$; $f = 1\ MHz$	típ. = 3 dB típ. = 2 dB	típ. = 4 dB típ. = 2,5 dB

BF-494/495
Corrente de coletor em função de V_{BE} .



Encapsulamento tipo SOT-54 (TO-92)



Valores máximos absolutos

	BF-494	BF-495
Tensão base-coletor (V_{CBO}) (emissor aberto)	máx. 30 V	30 V
Tensão emissor-coletor (V_{CEO}) (base aberta)	máx. 20 V	20 V
Tensão base-emissor (V_{EBO})	máx. 5 V	5 V
Corrente de coletor CC (I_C)	máx. 30 mA	30 mA
Corrente de coletor — pico (I_{CM})	máx. 30 mA	30 mA
Dissipação de potência (P_{tot}) até $t_{amb} = 25^\circ\ C$	máx. 500 mW	500 mW
Temperatura de (T_{stg}) armazenagem	- 65 a + 150 $^\circ\ C$	- 65 a + 150 $^\circ\ C$
Temperatura na (T_j) junção	máx. 150 $^\circ\ C$	150 $^\circ\ C$
Resistência térmica ($R_{th\ j-a}$) junção ambiente, ao ar livre	0,25 $^\circ\ C/mW$	0,25 $^\circ\ C/mW$

A Unidade de Controle

Encerrando esta série básica, o autor explica como atua o elemento que controla o fluxo de dados num computador. São dados, também, os conceitos de microoperação e microinstrução

O correto seria fazermos, neste ponto, uma crítica a todo o projeto já feito, procurando erros ou soluções melhores que aquelas já pensadas. Embora saibamos que este projeto, como qualquer outro em sua fase inicial, tenha uma grande quantidade de coisas a serem modificadas, suporemos que tudo está correto. E como a proposta inicial do curso foi apenas dar noções de projeto, vamos interrompê-lo nesta lição. Entretanto, estamos pensando em dar uma continuidade a esta série, publicando mais um curso, destinado a complementar o projeto do NE-1.

A unidade de controle

Em qualquer computador existe um fluxo de dados circulando entre suas diversas partes, através das diversas vias, que descrevemos em lições anteriores. Este fluxo precisa de um controle, para que cada sinal seja entregue ao seu destino correto. Esta é a função da *unidade de controle*: gerenciar a execução do programa em todos os detalhes, usando e controlando o fluxo de dados.

A figura 1 mostra as entradas e saídas típicas de uma unidade de controle de forma genérica. Analisando essas entradas e saídas, podemos ter uma idéia do que a unidade de controle faz. Como entradas, temos o código da instrução que está sendo executada, as informações sobre os estados internos do sistema e informações sobre as entradas de dados. E como saída, o endereço da próxima instrução, os sinais de controle do sistema e os sinais de saída.

Assim, a unidade de controle, conhecendo a instrução que está sendo executada, gera todos os sinais para que ela seja executada, e calcula o en-

dereço da próxima instrução, providenciando para que seja executada logo em seguida.

Uma vez obtido o código da instrução, ela é executada. Este código contém informações suficientes para indicar à unidade de controle o que deve fazer. Cada instrução é dividida em operações elementares, que podem ser executadas pelas partes do circuito que compõem o computador. A estas operações elementares chamamos *microoperações* e com elas podemos limpar algum registrador (fazê-lo igual a zero), incrementar (somar 1) registradores, inibir ou habilitar transferências de dados etc.

Podemos definir microoperação como "uma seqüência de sinais elétricos corretamente ordenados". Uma das tarefas da unidade de controle é gerar estes sinais elétricos e ordená-los corretamente, de modo a constituir uma microoperação. Com um conjunto de microoperações corretamente ordenadas podemos executar uma instrução.

Para que a unidade de controle tenha "sucesso", é preciso que cada microoperação seja executada num tempo determinado. O padrão de tempo que a unidade de controle se utiliza para sincronizar os eventos que ocor-

rem num computador é chamado de **ciclo de máquina** (figura 2). Este padrão é ajustado de acordo com a velocidade de processamento dos dispositivos eletrônicos envolvidos, particularmente a memória. Normalmente, podemos dividir cada ciclo de máquina em várias partes e cada microoperação ocupa uma ou mais destas pequenas parcelas de tempo. Basicamente, as instruções do nosso computador ocuparão, no mínimo, dois ciclos de máquina:

a) *ciclo de busca* — neste espaço de tempo, a unidade de controle retira a instrução da memória, transferindo-a para o registrador de instruções e calculando o endereço da próxima instrução;

b) *ciclo de execução* — neste espaço de tempo, a unidade de controle executa a instrução.

O número de ciclos de execução varia de instrução para instrução, podendo apresentar de zero (nas instruções de desvio) a vários ciclos iguais, dependendo da complexidade da instrução. Todos estes tempos devem ser cuidadosamente estudados e, para isso, geralmente usa-se uma carta de microoperações que facilita a leitura, contendo tanto as microoperações quanto o tempo que cada uma ocupa.

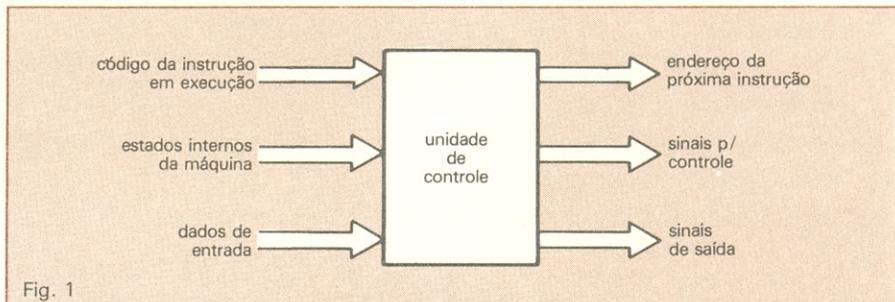


Fig. 1

Exemplo típico de entradas e saídas de uma Unidade de Controle.

Os tipos de unidades de controle

Podemos classificar de várias maneiras as unidades de controle. Em primeiro lugar, de acordo com a forma de execução das microoperações. Assim, ela pode ser *síncrona* ou *assíncrona*.

Síncrona, quando cada microoperação deve esperar o término da parte do ciclo de máquina da microoperação anterior para ser executada. E assíncrona quando o término de uma microoperação marca o início da seguinte. Em outras palavras, não precisa esperar um tempo determinado para ser executada: é executada imediatamente após, sem estar sincronizada ao *clock*.

Outra classificação possível é dividir as unidades de controle em controle fixo e controle microprogramado. As primeiras são aquelas onde o controle é estabelecido pelo *hardware*. Na microprogramada, ela não é fixada em circuitos.

Na realidade, a classificação de unidade de controle entre fixos e microprogramadas é fundamental, pois implica mais que uma simples classificação: são duas filosofias diferentes de projeto. A escolha de uma ou outra envolve a maneira pela qual se projetará todo o *hardware* do sistema, implicando, inclusive, nos desenvolvimentos futuros do computador.

A diferença fundamental é que a unidade de controle fixo é um **circuito**, encarregado do controle de com-

putador. Por isso, toda vez que fizermos uma alteração, por menor que seja, teremos que alterar o circuito, sendo necessário reprojeter a unidade de controle.

Já a unidade de controle microprogramada é um conjunto de microprogramas, onde cada microoperação é descrita por uma microinstrução. É um "computador dentro do computador". Estes microprogramas estão armazenados numa "memória de controle", que pode ser uma ROM, por exemplo. É importante ressaltar: os microprogramas *não* são, obrigatoriamente, programas de microprocessadores, embora possamos usar um microprocessador como uma unidade de controle (neste caso, **mas só neste caso**, ocorre a identidade entre um programa de microcomputador e um microprograma).

A unidade de controle microprogramada

O projeto de uma unidade de controle fixo não possui regras sistemáticas para sua implantação. Dependerá, basicamente, dos circuitos escolhidos, das instruções pré-estabelecidas e da organização interna da máquina. Cada caso é um caso. Por isso é difícil estabelecer uma metodologia que funcione para todos os casos.

Isso já não ocorre com a unidade de controle microprogramada. A sistematização de projeto de uma unidade deste tipo é tal, a ponto da microprogramação ter sido definida como "um

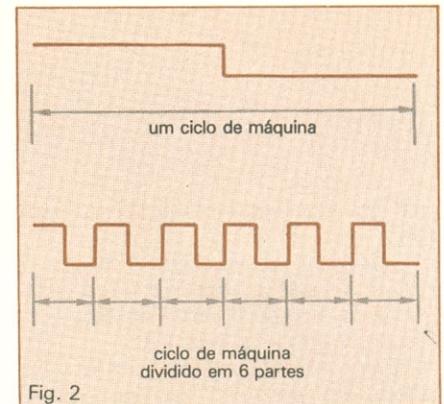


Fig. 2

Forma de divisão do ciclo de máquina em várias partes iguais.

conjunto de regras sistemáticas para se projetar um computador".

Além disso, o projetista pode usar conceitos de programação no projeto de uma unidade deste tipo. Basta que ele imagine que para cada instrução de seu computador existe um programa formado por uma série de micro-sub-rotinas, cada uma delas composta por uma ou várias microinstruções, que vão executar a sua instrução. É praticamente um aumento no número de passos de instrução. Por exemplo: se tivermos uma série de instruções para montar um determinado objeto, a instrução "Coloque o parafuso no orifício A e aperte-o", ela poderia ser detalhada da seguinte maneira:

- Procure o orifício A;
- Coloque o parafuso no crifício A;
- Procure uma chave de fenda;

Alguns livros para você continuar

O curso acabou, mas não vamos deixá-lo "na mão". Afinal, se você o acompanhou até aqui, é sinal que se interessa pelo assunto. A maneira que encontramos para ajudá-lo é indicando uma série de livros que poderão ajudá-lo a prosseguir em seus estudos.

O primeiro deles é o livro "Sub-sistemas digitais e circuitos de pulso", volumes 1 e 2, do prof. João Antonio Zuffo, publicado pela Editora Edgar Blücher. Estes dois volumes abrangem desde o início da álgebra booleana até as associações de sistemas.

Outro livro bastante interessante, que praticamente complementa o do professor Zuffo, uma vez que fornece uma série de exercícios sobre alguns dos temas propostos, é "Princípios Digitais", de Roger L. Tokheim, da coleção Schaum, publicado pela McGraw-Hill do Brasil.

Ele abrange toda a lógica combinacional e uma boa parcela da lógica seqüencial, desde a numeração binária até os conversores A/D e D/A.

Já na área do projeto do computador em si, encontramos mais um livro do prof. Zuffo: "Sistemas eletrônicos digitais", em 2 volumes, fundamental a todos aqueles que se interessam pelo projeto de computadores. No primeiro volume, aparece um resumo sobre os sistemas combinacionais e seqüenciais, descreve-se os métodos de projetos de subsistemas e projeta-se, à semelhança do nosso curso, várias máquinas hipotéticas. No segundo volume, são mostrados aspectos mais avançados do projeto de computadores, abrangendo até conhecimentos de multiprogramação e multiprocessamento.

Na mesma área, encontramos o "Projeto de computadores

digitais", dos engenheiros Edson Fregni e Glen Langdon Jr. Neste livro são discutidos todos os tópicos necessários ao projeto de um computador, mostrando inclusive um exemplo real, que é o projeto do "patinho feio" (o primeiro computador nacional), desenvolvido pelos alunos da Poli, com orientação dos autores. Além disso, encontram-se exemplos de computadores de grande porte, minicomputadores e um apêndice falando do microprocessador 8080, o primeiro de intenso uso comercial.

Se você souber inglês, uma boa opção é "The Logic Design Computers" de M. Paul Chinitz, publicado pela Howard W. Sams. A exemplo do nosso curso, este livro desenvolve todo o projeto de um computador hipotético, o Digitac, ensinando desta forma os princípios do projeto de computadores.

- d) Procure a fenda na cabeça do parafuso;
- e) Coloque a chave sobre a fenda;
- f) Gire o parafuso até que a sua cabeça toque a superfície do objeto;
- h) Leia a próxima instrução.

Uma instrução simples foi decomposta em sete microinstruções. O exemplo parece um pouco exagerado, mas se tivermos que programar um robô para apertar um parafuso, talvez devêssemos usar ainda mais mi-

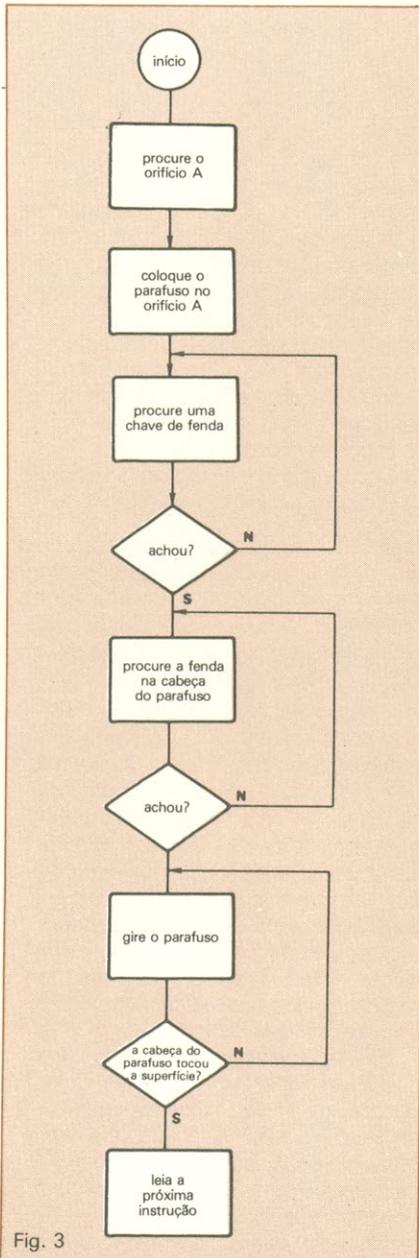


Fig. 3

Fluxograma que demonstra a divisão de uma instrução em microinstruções.

croinstruções (veja o fluxograma da figura 3, por exemplo).

A instrução ADD no NE-1

Se você está lembrado, a instrução ADD do NE-1 soma o conteúdo do registrador B ao acumulador. Toda instrução microprogramada pode ser dividida em duas partes distintas, sendo a primeira o ciclo de busca, que é comum a todas as instruções. O ciclo de busca pode ser descrito pelos seguintes passos:

- a) Procure na memória a instrução cujo endereço está no contador de instruções;
- b) Transfira o conteúdo deste endereço para o registrador de instruções;
- c) Vá para o ciclo seguinte. A segunda parte é formada por um ou mais ciclos de execução, os quais variam de instrução para instrução. Na que estamos exemplificando, supondo que A e B já estão carregados, teremos:
 - a) Transfira o conteúdo do acumulador A para a ULA, sem alterar o acumulador A;
 - b) Transfira para a ULA o conteúdo do registrador B, sem alterar o conteúdo de B;
 - c) Procure a ULA para a soma;
 - d) Some as entradas A e B da ULA;
 - e) Transfira o conteúdo da saída da ULA para o acumulador;
 - f) Some "1" ao contador de instruções;
 - g) Procure a próxima instrução.

Repare como isto independe do hardware utilizado. Poderíamos, uma vez escolhida esta filosofia de projeto, ter selecionado todas as instruções que desejássemos, criando o conjunto de microinstruções para cada uma delas e, a partir disso, escolhido o hardware adequado, projetando enfim o sistema.

Codificando as microinstruções

Será que, na codificação das microinstruções, teremos tanta liberdade quanto no estabelecimento dos códigos das instruções? Não; isso dependerá do hardware escolhido. Tomemos como exemplo a ULA selecionada: na instrução ADD, é pedido que se some os conteúdos de A e B que foram transferidos para ela. Para esta instrução ser executada, é necessário que a ULA esteja programada para fazê-lo e isto só é possível se ela tiver,

em suas variáveis de controle, os códigos adequados.

Dê uma olhada em nossa terceira lição, onde mostramos a tabela de códigos da ULA. Temos, como variáveis de controle, S₀ a S₄, a variável M e a variável C_n. Esta última pode ser também controlada diretamente pelo flag indicador de transporte (carry), podendo ser considerada uma variável de controle, mas também um dado de entrada.

Assim, para que o computador entenda a microinstrução "Some as entradas A e B da ULA", as variáveis de controle da ULA devem estar na seguinte configuração:

S ₀	S ₁	S ₂	S ₃	M	C _n
1	0	0	1	0	1

Reveja, ainda na lição 3, a figura 1, que mostra a configuração do hardware em relação ao fluxo de dados em torno da ULA. Nela você pode ver uma série de dispositivos de controle que devem ser acionados ou desacionados a cada microinstrução, de acordo com os objetivos da instrução. Cada um deles tem um conjunto de variáveis de controle que o controlará.

Uma vez definido o hardware, teremos que organizar o conjunto das variáveis de controle que formarão as microinstruções. Organizado ele também, teremos um cordão de bits que deverá ser alterado a cada microinstrução. Tendo isto em mente é que criaremos as nossas microinstruções.

Conclusão

A fase seguinte do projeto seria redefinir o hardware, organizar o cordão de bits e, a partir disso, escrever as microinstruções. O projeto estaria terminado? Não, ainda não, pois seria ainda necessário implementar o hardware e o software (as microinstruções) da unidade de controle. Uma vez feito isso, teríamos que construir um protótipo ou simulá-lo num computador, para pesquisar erros de projeto e possíveis melhorias.

Isso já foge do nosso objetivo, que foi dar a você noções de projeto de computadores. Poderemos, daqui a algum tempo, voltar ao assunto, dependendo da receptividade desta série de artigos. Sugestões e críticas serão bem-vindas.

O Plano Postal Telegráfico

Chegará sem dúvida um dia, que talvez esteja mais próximo do que podemos supor, em que toda a verdadeira saga das comunicações no Brasil poderá ser escrita, com seqüência e autenticidade. A partir desse dia, arquivos poderão ser rebuscados, documentos virão à tona e então os brasileiros vão verificar que muita coisa que ocorre hoje em dia teve início em longínquos acontecimentos dos idos de 40, ou mesmo antes.

E entre essas coisas que precisariam ser contadas com todas as letras, está sem dúvida a tentativa que se fez entre 46 e 48 de dotar o Brasil de um serviço telegráfico moderno. Naquela época, esse tipo de serviço, à exceção dos cabos submarinos e subfluviais (estes da *Amazon Telegraph*), era realizado pelo DCT — Departamento de Correios e Telégrafos. Os cabos submarinos estavam sob controle e uso de empresas italianas, como a *Italcable*, ou inglesas, como a *Western Telegraph*.

Os serviços para o interior do país, iniciados pelo Barão de Capanema, ainda no tempo do império, e depois grandemente ampliados pelo “índio” Rondon, eram realizados com muitas deficiências de material. O pessoal também era o mais heterogêneo possível, pois a repartição pública abrigava um sem-número de pessoas que nem colocavam os pés lá, utilizando a famosa “gongra”, para não perder os vencimentos.

A gongra consistia em um funcionário assinar o ponto e realizar o serviço de outros dois ou mais. Ficava com uma porcentagem do salário do “folgado” e nem é preciso dizer como era feito o serviço. Os telegramas às vezes levavam dias, senão semanas, para chegar ao destinatário e não raro com palavras truncadas. Era um descalabro. Havia, naturalmente, muita coisa boa, mas no conjunto a rede física dos telégrafos — constituída por fios de ferro e alguns de cobre — tinha um baixo desempenho, com uma transmissão bastante morosa.

Logo após a 2ª Guerra, com os ventos de modernização que percor-

riam o mundo, e possuindo o Brasil muitas divisas conquistadas com o esforço de guerra, foi pensado em dotar o DCT de um moderno serviço de comunicações, ligando todo o país. Foi então criado um organismo que seria conhecido por Plano Postal Telegráfico; salas foram alugadas, pessoal foi contratado e iniciou-se febrilmente uma planificação para o novo serviço.

Já naquela época era fora de dúvida, para os que estudavam e estavam atentos às telecomunicações, que as transmissões por condutor físico (fios) estavam fadadas a sofrer o impacto das comunicações via rádio, utilizando-se as faixas promissoras de VHF e UHF. Os argumentos pró ligações interpontos, via rádio, eram muitos: não estavam sujeitas ao roubo dos fios, não sofriam com enchentes e avalanches, além de poderem ter o plano de propagação alterado apenas com a mudança da estação emissora ou repetidora — o que não era possível com fiação ao longo de imensos trechos terrestres. O próprio custo dos transmissores e receptores era ainda menor do que o representado por quilômetros de fios.

Tanto os argumentos eram válidos que o próprio DCT (onde se reuniam os maiores antidiluvianos responsáveis pelas comunicações do país...) teve que render-se à evidência e aceitar as propostas do pessoal do PPT. A idéia era convidar as empresas credenciadas mundialmente, em sistemas de telecomunicações, para que apresentassem um plano diretor e, depois, aprovado o sistema, seria aberta concorrência para o fornecimento dos equipamentos e instalações.

Foi uma verdadeira euforia no meios técnicos brasileiros, pois afinal o DCT ia sair daquela modorra que atrasava nossas telecomunicações e partir para realizações modernas. Empresas como RCA, General Electric, Philips, Brown Boveri e Marconi deitaram-se ao estudo da rota Rio-S. Paulo e S. Paulo-Rio Grande do Sul, que seriam as primeiras etapas. O PPT publicou especificações,

para servirem de norma aos que iriam apresentar os planos-modelo.

Não mais possuo essa documentação, mas lembro-me perfeitamente que estavam lá, em letra de forma, planos para a interligação da cidade de São Paulo e Rio de Janeiro por sistemas sólidos (fios) ou ondas hertzianas. Naquela ocasião, ainda possuía um respeitável arquivo de dados técnicos, mapas, estudo de propagação de terrenos etc. Uma coleção muito exata de mapas, detalhando morros, serras, rios, vales, produzida pelos departamentos militares dos EUA, foi bastante útil; eu a tinha em meu poder devido à minha participação como encarregado da rede de rádio da região norte, durante a 2ª Guerra Mundial.

Eu era, naquela época, assistente técnico da diretoria na Companhia Marconi. Os estudos das várias equipes andaram céleres e em tempo recorde foi apresentado ao PPT um plano de como deveriam ser as rotas, freqüências e outros dados. Restaria então ao DCT lançar uma concorrência, para que cada empresa apresentasse seus preços e prazos.

Ao contrário das estórias da carochinha, porém, onde tudo acaba bem e todos vivem felizes para sempre, esta estória não tem um final feliz. Poucos dias antes do prazo de entrega das propostas, foi cancelada a concorrência e logo depois relaxada. Só que havia um detalhe: a parte de ondas hertzianas tinha sido suprimida e acrescentado um item dizendo que a fiação deveria ser de um condutor de determinada denominação, exclusiva de uma única entidade...

Pouco depois, a Companhia Telefônica Brasileira, que na ocasião de telefônica só tinha o nome, obtinha permissão para instalar, ligando Rio e S. Paulo, um “cabo hertziano”. E o irônico da coisa foi que o trabalho não se completou, obrigando o DCT a alugar canais de rádio daquela companhia para enviar seus telegramas entre as duas cidades. Em lugar dos clientes, entre eles a Telefônica, alugarem canais do DCT (se ele tivesse efetuado a instalação moderna), era o DCT que teimava em fazer concorrência com condutores sólidos de uma só marca, os quais, por não permitirem o fluxo total de tráfego telegráfico, obrigavam o órgão a alugar canais da Companhia Telefônica, que era de capital estrangeiro. ●

Cálculo de sintetizadores com HP-25

R. Sherman Baggett
Hughes Aircraft, Califórnia, EUA

No método indireto de síntese de frequência, que aparece na figura, a frequência de saída f_s está relacionada com a de referência segundo a fórmula:

$$f_s = (B/CA)f_{ref}$$

onde A, B e C são os valores inteiros dos divisores. Rearranjando a equação, vamos obter:

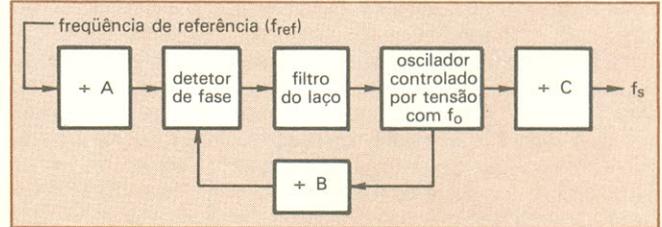
$$(f_s C / f_{ref}) A = B,$$

a qual, aproveitada neste programa para calculadoras HP-25 ou equivalentes, calcula os menores valores inteiros para A, B e C. O programa está estruturado de forma que o valor de B seja o menor número primo a satisfazer a equação.

Os valores calculados por esse processo poderão exigir alterações quando for necessário respeitar compromissos de tempo de travamento, ruído de fase e largura de faixa do laço. Inicialmente, a frequência a ser sintetizada é multiplicada por números inteiros e tabulada como se vê na tabela. Qualquer valor de $f_s C$ que corresponda a um número sem dízima periódica, como 359,93000 ou 89,9825, poderá ser considerado para a frequência do oscilador controlado por tensão (f_o). Esse valor de $f_s C$ é então dividido por f_{ref} e o resultado, armazenado na memória 4. Em seguida, o programa é introduzido, a fim de se calcular A e B.

Nota da redação: Este programa foi originalmente desenvolvido para a HP-25. No entanto, ele poderá servir, com pequenas adaptações, para todas as calculadoras HP programáveis e também das demais marcas equivalentes.

$f_s C$ (kHz)	C	$f_s C$ (kHz)	C
29,994166666	1	209,9591666	7
59,98333333	2	239,953333	8
89,982500000	3	269,9475000	9
119,9766666	4	299,9416666	10
149,9708333	5	329,9358333	11
179,9650600	6	359,9300000	12



LINHA	TECLA	LINHA	TECLA	LINHA	TECLA
01	1	12	STO 3	23	STOP
02	STO 5	13	RCL 0	24	NOP
03	RCL 4	14	X ≥ Y	25	NOP
04	RCL 5	15	GOTO 22	26	1
05	X	16	NOP	27	STO + 5
06	ENT	17	RCL 1	28	GOTO 03
07	ENT	18	RCL 3	29	NOP
08	f INT	19	X ≥ Y	30	1
09	STO 2	20	GOTO 30	31	STO + 2
10	LAST X	21	GOTO 26	32	RCL 2
11	g FRAC	22	RCL 2	33	STOP

Instruções

- Selecione $f_s C$ sem dízima periódica
- Guarde $f_s C / f_{ref}$ na memória 4
- Guarde 0,00002 em R_0 e 0,99990 em R_1
- Entre com o programa
- Inicialize, comutando para RUN
- Introduza f FIX5, f PRGM e R/S
- Aparece o valor de B no display
- Pressione RCL 5 para ter o valor de A

Conversão de base numérica

Marcus Antonio Ponce de Oliveira
Campinas — SP

Resolvi fazer este programa porque notei que não havia um outro, bastante flexível, que convertesse decimal em hexadecimal, binário e outras bases, vice-versa e também entre todas essas bases.

Para evitar um longo programa, com várias sub-rotinas, cada uma especializada em uma conversão, o programa utiliza fórmulas genéricas de conversão de base numérica.

Primeiro, até a linha 200, ele converte o número inicial para a base 10 (decimal), utilizando a fórmula $X_1 * b^0 + X_2 * b^1 + X_3 * b^2 + \dots + X_n * b^{n-1}$, onde b = base inicial, n = LEN, (N\$) = número de algarismos no número inicial, e X_n é o valor de cada algarismo, sendo X_1 o menos significativo. Em números de base acima de 10, o repertório de símbolos necessários é completado com o alfabeto, como em hexadecimal.

Depois, o valor decimal do número que está armazenado na variável AC é convertido para a base final, utilizando o processo das divisões sucessivas.

Parâmetros - Este programa é capaz de converter a base de qualquer número inteiro e positivo. Tanto a base inicial como a final vão de 2 (binário) até 36. Apenas no caso do número inicial ser maior que $2^{32} - 1$, quando em decimal, haverá uma pequena perda de precisão.

Exemplo: Queremos saber quanto é 10F (que está em

hexadecimal) em base dez. Rodamos o programa, ele pergunta "Número a converter" e, então, digitamos o número 10F. A seguir, o programa pergunta "Sua base"; digitamos 16 (hexadecimal). E, finalmente, "Base final" e nós digitamos 10. Logo a seguir, o micro responde: "Número final = 271".

Outros exemplos: $40126_{10} = 9CB_{16}$; $F10DE97_{16} = 252763799_{10}$; $AF_{16} = 257_8 = 175_{10} = 67_{28} = 4V_{36}$;
 $1001101001_2 = 188_{21} = H5_{36}$;
 $ZZZZZ_{36} = 81BF0FFF_{16}$;
 $FFFFFFFF_{16} = 4294967295_{10} = 3AOKQ93_{33} = A7FFDA90_{17}$.

O programa roda, sem alteração, no NE-Z8000, TK-82C, CP-200, TK-85 etc.

Instituto Técnico Universal



O Estudo por correspondência é a solução prática e objetiva para aqueles que não podem perder tempo e o Instituto Técnico Universal, se orgulha de poder oferecer o que há de mais moderno nessa modalidade de ensino.

MONTE SUA PRÓPRIA OFICINA.

Eletrônica Rádio e Televisão
 Preto e Branco e a Cores

Este curso prepara técnicos em consertos e ajustagens de receptores de rádios e televisão, em preto e branco e a cores. Além dos elementos básicos de Rádio e TV. proporciona também uma completa instrução teórica e prática, introduzindo o aluno aos demais setores da eletrônica. Você aprenderá inicialmente a utilizar as leis, grandezas e unidades que se aplicam a todos os fenômenos da radiotécnica. São conceitos fundamentais para a compreensão em todas as etapas posteriores do curso. Estudará a seguir tudo o que se relaciona com o funcionamento, ajustes e valores, defeitos, testes e aplicações de cada elemento nos diversos tipos de aparelhos eletrônicos existentes no mercado. Durante o curso, você receberá gratuitamente: ferro de soldar, chave de fenda, chave de calibrar, alicate de corte e ponta e todo o material para montar o seu rádio.

Outros cursos mantidos pelo Instituto Técnico Universal, Supletivo do 1.º e 2.º grau, Oficial de Farmácia, Auxiliar de Enfermagem, Eletrotécnica, Mágicas, Preparatório a Aeronáutica, Contabilidade Prática, Inglês e Português, Detetive Particular e Agente de Segurança, Relojoeiro, Técnico em Instalações Elétricas, Mecânica de Automóveis, Mecânica de Motos, Desenho Publicitário e Parteira.

ITU.
 Instituto Técnico Universal.

A mais nova escola por correspondência do Brasil, e por esta razão tem os seus cursos mais atualizados do Brasil. Escreva hoje mesmo para o Instituto Técnico Universal, Caixa Postal N.º 3 - CEP 37.650 - Camanducaia - MG.

```

5 REM CONVERSAO DE BASE
10 REM MARCUS PONCE JUL/83
15 LET H=0
20 LET A$=""
30 PRINT "CONVERSAO DE BASE NUMERICA"
40 PRINT "NUMERO A CONVERTER=";
50 INPUT N$
55 IF N$="" THEN GOTO 50
60 PRINT N$;TAB 0;"SUA BASE=";
70 INPUT B
80 PRINT B;TAB 0;"BASE FINAL=";
90 INPUT BF
100 PRINT BF
102 IF B=INT(B) AND BF=INT(BF) AND B>=2 AND
B<=36 AND BF>=2 AND BF<=36 THEN GOTO 110
104 CLS
106 PRINT "BASE FORA DE FAIXA"
108 GOTO 40
110 LET KK=1
120 LET AC=0
130 FOR A=LEN(N$) TO 1 STEP -1
135 LET M=CODE N$(A)-28
140 IF M>=0, AND M<B THEN GOTO 180
150 CLS
160 PRINT "NUMERO FORA DE FAIXA"
170 GOTO 40
180 LET AC=AC+M*KK
190 LET KK=KK*B
200 NEXT A
210 IF AC>4294967295 THEN LET H=1
250 LET AN=INT(AC/BF)
260 LET A$=CHR$(28+BF*(AC/BF-AN))+A$
270 LET AC=AN
280 IF AC<>0 THEN GOTO 250
300 PRINT "NUMERO FINAL=";A$
305 IF H=1 THEN PRINT "ATENCAO: PERDA DE
PRECISAO"
310 PRINT AT 20,0;"ENTER PARA PROXIMO
CALCULO"
320 INPUT I$
330 CLS
340 RUN
  
```

O RADAR CLÁSSICO: CONCEPÇÃO
E CONSIDERAÇÕES DE PROJETO — 2ª PARTE

A equação geral do radar

O cálculo do alcance do radar, tomando por base só a fórmula teórica, leva a resultados irreais. O autor explica por que e introduz as variáveis que precisam ser consideradas adicionalmente

Em seqüência às considerações efetuadas na primeira parte deste artigo, exporemos e analisaremos a “equação do radar”. Demonstraremos que o cálculo do alcance, tomando-se como base a fórmula teórica, conduz a previsões irreais. Conforme será mostrado, isto deve-se ao fato de que duas variáveis da equação serão expressas através de seus valores médios, ao passo que tais grandezas, na realidade, são de natureza aleatória, variando com o tempo.

Adotemos inicialmente duas hipóteses:

- 1) Temos um emissor com potência de pico P.
- 2) Consideremos um alvo situado a uma distância R.

Se a antena do emissor é omnidirecional, a mesma fornece igual quantidade de energia em todas as direções e, a uma distância R da fonte emissora, podemos considerar que a potência total P está distribuída ao longo de uma superfície esférica (figura 1).

Calculemos, então, a “densidade de potência” a uma dada distância (R):

A superfície da esfera é $4\pi R^2$. A densidade de potência no ponto M é, portanto:

$$\frac{P}{4\pi R^2}$$

Na realidade, a antena do emissor

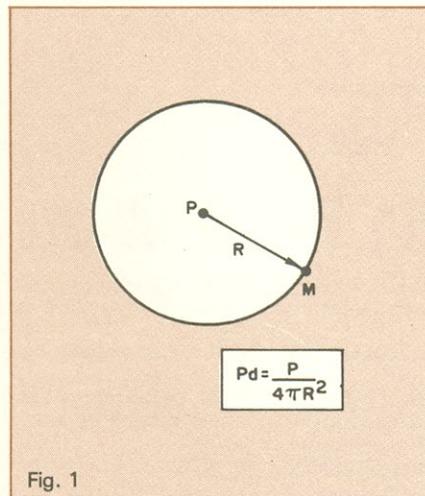


Fig. 1

Densidade de potência no ponto M.

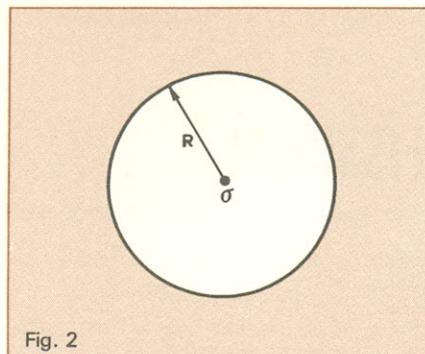


Fig. 2

A potência distribui-se ao longo de uma superfície esférica.

radar é diretiva. Supondo que o ponto M esteja situado na direção do ganho máximo G (quando a antena está orientada para o alvo), a densidade de potência nesse ponto passa a ser:

$$P_{dg} = \frac{P}{4\pi R^2} \cdot G$$

Considerando-se que no ponto M há agora um obstáculo isotrópico, perfeitamente refletor, de superfície σ (alvo perfeito), temos que a energia captada pelo alvo é retransmitida omnidirecionalmente por esse obstáculo. Portanto, a potência total irradiada pode ser expressa por:

$$P_{alvo} = \frac{P \cdot G}{4\pi R^2} \cdot \sigma$$

O alvo, neste instante, comporta-se como um “emissor” e a estação-radar passa a desempenhar a função de “receptor”. Logo, a uma distância R do alvo, a potência total transmitida pelo mesmo é distribuída por uma superfície esférica (figura 2). Os cálculos são semelhantes, porém, no sentido inverso.

Na antena de recepção, temos uma densidade de “potência de eco” dada por:

* Engenheiro formado pela Escola de Engenharia Mauá, SP.

$$Pd_{\sigma} = \frac{PG \cdot \sigma}{4\pi R^2} \times \frac{1}{4\pi R^2}$$

onde, Pd_{σ} = potência de eco.

A potência total, captada pela antena da estação-radar (supondo-a com uma área equivalente "A"), passa a ser:

$$P_r = \frac{PG \sigma}{4\pi R^2} \times \frac{1}{4\pi R^2} \times A$$

ou seja:

$$P_r = \frac{P \cdot G \cdot \sigma \cdot A}{(4\pi)^2 \cdot R^4}$$

Se esta potência P_r for igual ao sinal mínimo detetável pelo receptor (S_{min}), R representa o alcance máximo teórico do radar (R_{max}). Logo,

$$Se P_r = S_{min} \Rightarrow R = R_{max}$$

Por outro lado, deduz-se, a partir da teoria de antenas, que o ganho de uma antena está relacionado a sua área equivalente, através da expressão:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

onde λ representa o comprimento de onda do sinal captado (ou emitido) pela antena.

Rearranjando a fórmula, temos:

$$A = \frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi}$$

Associando esta fórmula com a expressão já deduzida, correspondente à potência captada pela antena:

$$P_r = \frac{P \cdot G \cdot \sigma \cdot A}{(4\pi)^2 \cdot R^4}$$

Obteremos (eliminando-se o termo "A" da equação):

$$P_r = \frac{P \cdot G \cdot \sigma \cdot G \cdot \lambda^2}{(4\pi)^2 \cdot R^4 \cdot (4\pi)} = \frac{P \cdot G^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4}$$

Já verificamos que, para $P_r = S_{min}$, teremos $R = R_{max}$. Com isto, extraímos a seguinte equação:

$$S_{min} = \frac{P \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4}$$

ou, então, em função de R_{max} :

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot S_{min}}}$$

O valor de S_{min} é uma característica do bloco receptor do radar. Depende do fator de ruído do receptor e também da relação sinal/ruído necessária para uma deteção confiável.

Demonstramos na 1ª parte deste artigo que a potência de ruído teórico na entrada do receptor é dada por KTB watts, onde:

K = constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}$ J/°K

T = temperatura absoluta do receptor (adota-se, em geral, 300°K, o que corresponde a 27°C)

B = largura de faixa do receptor

Se F é o fator de ruído (próprio do receptor), o nível total de ruído no receptor passará a ser:

$$KTBF \text{ watts}$$

De modo a ser facilmente detetado, o nível do sinal captado pela antena deverá ser mais potente que o ruído acima.

Denominemos a relação sinal/ruído por α . Quando $\alpha > 1$, teremos um nível de sinal superior ao de ruído.

Supondo que α (sempre > 1) seja o valor mínimo da relação sinal/ruído do receptor considerado, deduzimos a seguinte equação:

$$S_{min} = KTBF \cdot \alpha$$

Teceremos, a seguir, algumas considerações referentes à largura de faixa do receptor (B).

O ruído natural do receptor contribui para a degradação da relação sinal/ruído (α). Este ruído natural possui a mesma origem (térmica) que o ruído teórico já analisado. Ambos são funções da largura de faixa do receptor.

Um fator de ruído reduzido e uma largura de faixa escolhida em função da largura do impulso transmitido (τ), são os dois parâmetros que contribuem para a obtenção de uma relação sinal/ruído máxima (α_{max}).

Observemos como a largura de faixa é escolhida em função da duração do impulso transmitido (τ).

Suporemos, na análise a seguir, que o ruído distribui-se uniformemente no espectro de frequências.

1) Se B é muito grande, a quantidade

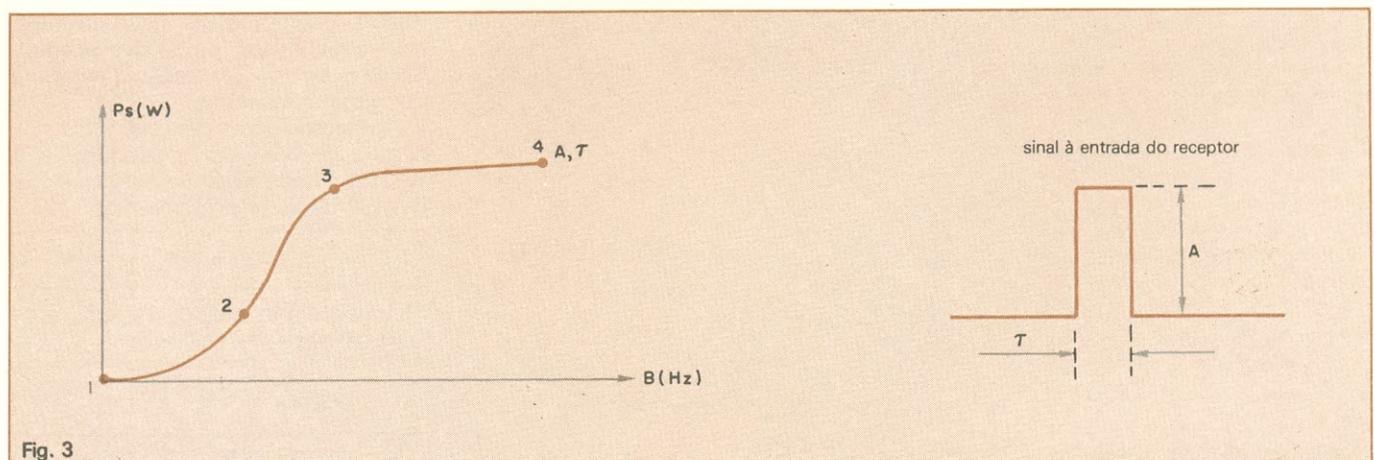


Fig. 3

Gráfico da potência de saída em função da largura de faixa.

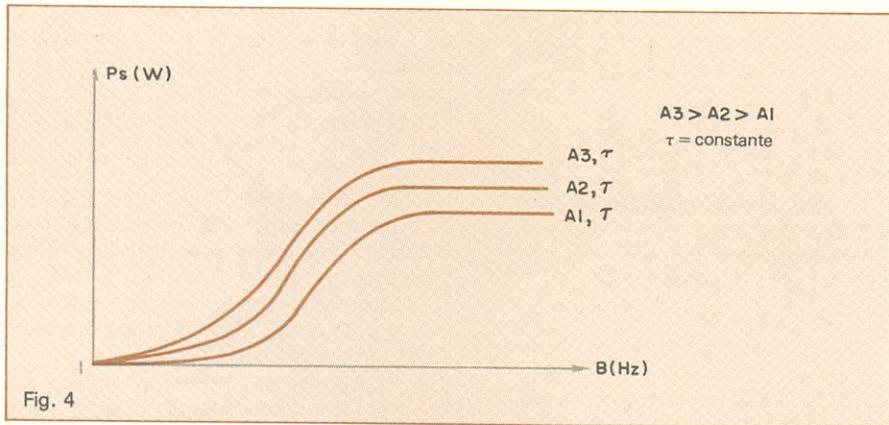


Fig. 4 Curvas da potência de saída para várias amplitudes do sinal de entrada.

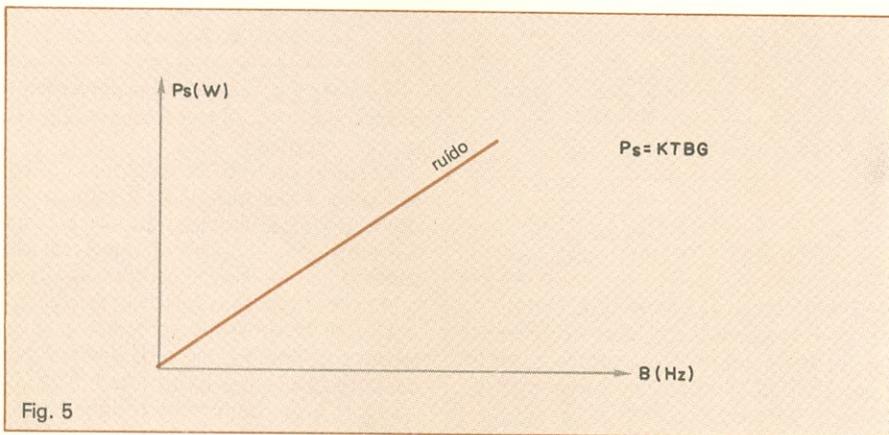


Fig. 5 Potência de saída do ruído em função da largura de faixa.

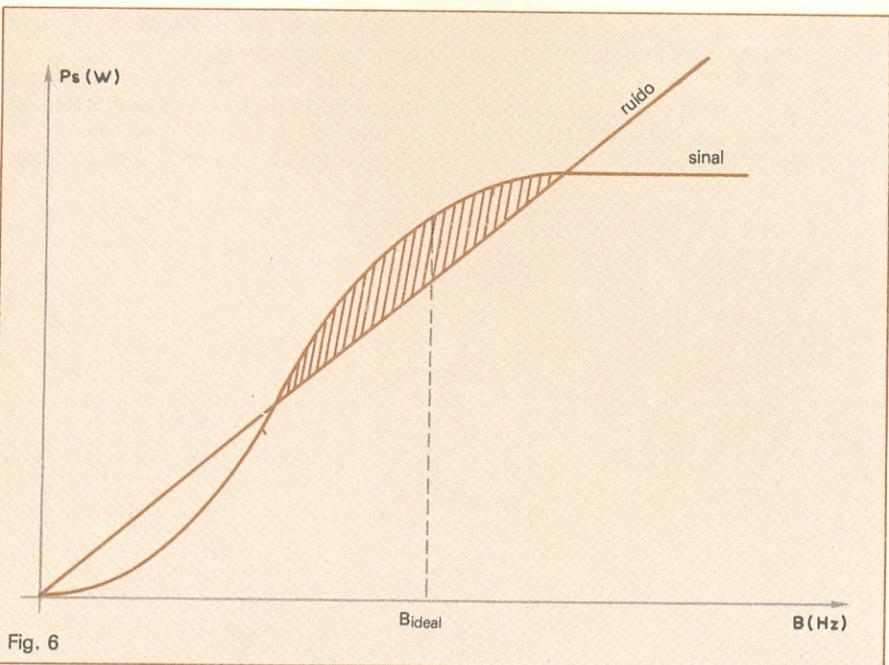


Fig. 6 Curvas superpostas do sinal e do ruído, na saída.

de ruído que atinge a saída do receptor é elevada, não contribuindo para a informação. Isto resulta na redução da relação sinal/ruído.

Portanto, α decresce.

2) Se B é muito pequeno, o impulso é degradado (pela perda de muitas harmônicas) e tal distorção afeta a sensibilidade.

Tracemos um gráfico representativo da saída em potência (P_s) de um sinal útil em função da largura de faixa (para uma série de impulsos de duração e amplitude constantes à entrada do receptor). Esse gráfico está na figura 3.

No trecho 1 - 2, o impulso é distorcido consideravelmente. A partir de 3, as características do impulso são mantidas. O alargamento da largura de faixa não acarreta melhorias na qualidade do sinal. No trecho 3 - 4, portanto, a amplitude do sinal permanece constante.

Para diferentes amplitudes de sinal à entrada do receptor, teremos a família de curvas representadas na figura 4.

Em seguida, tracemos a reta $P_s = KTBG$, a qual fornece a potência de saída do ruído em função da largura de faixa (figura 5).

Superporemos ambas as curvas. Note-se que a parte ressaltada na figura 6 corresponde às condições nas quais o sinal útil é superior ao nível de ruído. Podemos observar também que existe um dado valor de B (B ideal), para o qual a relação sinal/ruído atinge seu valor máximo.

Experimentalmente, o valor de B (largura de faixa) adotado situa-se entre $1,0/\tau$ e $2,0/\tau$, valores estes que fornecem uma relação sinal/ruído elevada para níveis de sinais reduzidos à entrada do receptor: condição de máxima sensibilidade do bloco receptor. Observe-se que τ representa a largura do impulso recebido.

Adotemos como razoável o valor de largura de faixa correspondente a $B = 1,2/\tau$. Retornando à equação do sinal mínimo detetável, teremos:

$$S_{\min} = KTB \cdot \alpha$$

Substituindo o valor da largura de faixa (B) por $1,2/\tau$, obtemos:

$$S_{\min} = \frac{1,2 KTF \alpha}{\tau}$$

O alcance máximo do radar pode, portanto, ser expresso por:

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{PG^2 \lambda^2 \tau \sigma}{(4\pi)^3 \cdot 1,2 KTF \alpha}}$$

Essa expressão é válida para um único impulso. Ela fixa as condições para as quais o nível de um eco isolado é superior ao nível de ruído à saída do receptor.

Por outro lado, a recepção é afetada por flutuações de diversas origens, dentre as quais se sobressaem: a superposição de ruído ao sinal; variações da superfície equivalente dos alvos; interferências devidas ao solo, chuvas etc.

Deste modo, devemos incluir na fórmula do alcance máximo um "fator de integração" J , o qual engloba todas essas flutuações:

$$R = \sqrt[4]{\frac{PG^2 \lambda^2 \tau \sigma}{(4\pi)^3 \cdot 1,2 KTF \alpha J}}$$

expressão na qual,
 R = alcance máximo
 P = potência de pico
 G = ganho da antena
 λ = comprimento de onda
 τ = duração (largura) do impulso
 σ = superfície equivalente do alvo
 K = constante de Boltzmann
 T = temperatura em graus Kelvin
 F = fator de ruído do receptor
 α = valor mínimo da relação sinal/ruído, suposta necessária para uma detecção correta
 J = fator de integração

Tal fórmula deveria permitir um cálculo correto do alcance máximo de uma estação-radar. Entretanto, essa equação presta-se tão somente a uma interpretação geral do fenômeno de detecção de um eco. Os coeficientes J e σ não podem ser determinados precisamente, pois a obtenção de tais valores seguem leis puramente estatísticas (variação da posição do alvo com o tempo, condições atmosféricas etc.).

Sendo mais rigorosos, deveríamos levar em consideração a atenuação atmosférica. A equação geral do radar se exprimiria segundo:

$$R^4 \cdot 10^{(0,2 \sigma' R)} = \frac{PG^2 \lambda^2 \tau \sigma}{(4\pi)^3 \times 1,2 KTF \alpha J}$$

onde α' representa o fator de atenuação devido à atmosfera.

No próximo artigo, abordaremos a "Probabilidade de Detecção" de um alvo, objetivando ampliar as exposições aqui efetuadas no que se refere à análise teórica da propagação de sinais radar.

Bibliografia

Delacoudre — Conception et Performances du Radar Classique — Editions Radio-Paris.



SUGADOR DE SOLDA SS-15

Patenteado



- BEM MAIS LEVE só 45 gramas
- MAIOR SEGURANÇA
- MAIOR VOLUME DE SUCCÇÃO 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

SUPOORTE 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 - percloro 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

Projetos alternativos



Faça você mesmo a sua fonte alternativa de energia. Isto, é o que lhe proporcionamos através de nossos projetos.

Sem sair de casa, utilizando ferramentas caseiras e materiais de baixo custo, você constrói qualquer um dos projetos abaixo, desenvolvidos pela Know-How System Designs And Projects.

Remeta hoje mesmo o seu pedido e receba em sua casa mais um serviço da Know-How System.

- | | |
|--|--|
| <input type="checkbox"/> Aquecedor Solar para Piscina - 6.500,00 | <input type="checkbox"/> Gerador Eólico de 2000 Watts - 6.500,00 |
| <input type="checkbox"/> Biodigestor Produção de Metano - 6.500,00 | <input type="checkbox"/> Secador Solar de Grãos - 5.500,00 |
| <input type="checkbox"/> Coletor Solar para Aquecimento de Água - 6.500,00 | |
| <input type="checkbox"/> Destilador Solar de Água - 4.500,00 | |
| <input type="checkbox"/> Filtro de Água para Fazenda - 4.500,00 | |
| <input type="checkbox"/> Gerador Eólico de Savonius - 6.500,00 | |

RECEBA EM CASA

Faça seu pedido pelo Reembolso Postal, você só paga quando receber. - OBSERVAÇÃO: pelo reembolso os preços dos projetos serão acrescidos em 20% mais despesas postais. - A VISTA: peça os projetos de sua preferência anexando cheque bancário ou vale postal, nominal, conforme valores acima.



KNOW-HOW SYSTEM DESIGNS AND PROJECTS

Caixa Postal 546 - 30000 Belo Horizonte-MG

Os satélites russos

Um dos mais assíduos operadores de satélites do Brasil PY2GN, William, nos fala dessa atividade como meio de comunicação

PY2GN, William George Schauff, possui um CP-500 que é utilizado para calcular todas as órbitas dos satélites em atividade — os interessados poderão pedir, por intermédio do Grupo São Paulo de VHF, o programa ou mesmo a informação complementar que necessitarem. Diz William que a utilização dos satélites artificiais, como meio de comunicação para os radioamadores, torna-se bastante simples desde que se possua algumas informações sobre o funcionamento dos mesmos. Vamos nos dedicar com exclusividade aos satélites russos RS5, RS6, RS7 e RS8, que orbitam nosso planeta a uma altura de aproximadamente 1.670 km.

Os satélites da série RS possuem

um dispositivo denominado transdutor linear (*transponder*), cuja finalidade é repetir sinais recebidos numa banda de frequências, proporcional a outra banda, mantendo as características dos mesmos. Neste caso, eles recebem sinais de CW ou SSB, em 2 m, e os retransmitem em 10 m. A largura da faixa de utilização é de 40 kHz, significando que inúmeros contatos simultâneos poderão ser efetuados em frequências diferentes. Relacionamos, na Tabela 1, as frequências de utilização dos satélites.

A condição técnica necessária para que se escute os RSs é que se possua um bom receptor para 10 m e uma antena, seja ela vertical, direcional ou mesmo um simples dipolo; a utiliza-

ção de um pré-amplificador de recepção é recomendada.

Para que o translador do satélite seja acionado, um equipamento de VHF 2 m com CW e SSB é necessário, além do sistema irradiante, que poderá ser desde uma simples GP até direcionais de alto ganho e, naturalmente, antenas com polarização circular, as mais indicadas para uso nos satélites.

O tempo de utilização e a qualidade do sinal dependerá das condições técnicas da estação e da órbita em que o satélite se encontra. Porém, com uma simples GP e 10 W em VHF, o operador será repetido nas passagens mais favoráveis.

Considerando que o radioamador possua equipamentos suficientes, é necessário que o satélite esteja "visível" durante a operação e para que isso ocorra o interessado deverá ter nas mãos, de preferência, uma listagem como as fornecidas pela LABRE-SP e LABRE-RJ, onde são relacionados os principais parâmetros da órbita em questão. Reproduzimos na Tabela 2 um trecho das listagens feitas para São Paulo, capital.

As colunas referem-se aos diferentes satélites:

- Loc. Time...: horário/local do início e o fim da passagem;
- azim.: direção do satélite no início e fim da passagem (orientação de antena).

Por exemplo, no dia 07.02.1984, o satélite RS5 inicia uma passagem às 18:37 h com azimute de 319° e finaliza às 18:59 h, com azimute de 192°. Dentro do intervalo mencionado, o satélite estará "visível" para o usuário; entretanto, antes e depois desses intervalos, os satélites estarão abaixo da linha do horizonte, sem possibilidade de acionamento. As informações de azimute permitem ao operador saber

TABELA I

SATÉLITE	RS5	RS6	RS7	RS8
FREQ. do BEACON (MHZ)	29.450	29.450	29.500	29.500
FREQ. de DESCIDA (MHZ)	29.410	29.410	29.460	29.460
FREQ. de SUBIDA (MHZ)	29.450	29.450	29.500	29.500
Robô descida	145.910	145.910	145.960	145.960
Robô subida	145.950	145.950	146.000	146.000
Robô descida	29.330		29.340	
Robô subida	145.830		145.840	

TABELA II

7 - FEVEREIRO - 1984 - TERÇA SAO PAULO

OSCAR 8	RS5	RS6	RS7	RS8
435.110/29.402 MHZ	29.330/29.450 MHZ	29.410/29.450 MHZ	29.340/29.500 MHZ	29.460/29.500 MHZ
LOC. TIME AZIM. MODE A ANDJ	LOC. TIME AZIM.	LOC. TIME AZIM.	LOC. TIME AZIM.	LOC. TIME AZIM.
3.51/ 3.58 93/146	3.23/ 3.45 165/ 38	2.27/ 2.45 155/ 56	2.41/ 2.59 155/ 57	2.23/ 2.33 136/ 86
5.27/ 5.43 22/187	5.23/ 5.47 193/349	4.25/ 4.49 185/ 2	4.39/ 5.03 185/ 2	4.19/ 4.43 176/ 17
7.11/ 7.23 322/223	7.28/ 7.38 235/284	6.27/ 6.44 218/309	6.41/ 6.58 218/309	6.20/ 6.42 205/329
16.28/16.37 120/ 51	14.45/14.54 85/130	15.34/15.56 29/160	15.51/16.13 28/161	15.35/15.55 43/152
18.07/18.23 165/349	16.36/16.60 12/160	17.32/17.56 338/184	17.49/18.13 336/165	17.33/1 58 350/178
19.50/20.02 203/297	18.37/18.59 320/192	19.45/19.47 248/238	* * * *	19.39/19.55 291/208

qual a posição da antena no início e fim da órbita, ou ainda, se o satélite está em sentido ascendente ou descendente.

Ao verificarmos que existe uma órbita favorável, o operador deverá colocar o seu equipamento de recepção na frequência do *beacon* e verificar se este está presente (não esquecer do efeito *doppler*, que pode alterar a frequência em $\pm 3\text{kHz}$). Uma vez copiado, o operador passa a uma frequência intermediária, por exemplo, 29.980 MHz para RS7/8 e 29.930 MHz para RS5/6 e, transmitindo em 2 m nas frequências correspondentes, o operador deverá procurar ouvir a si próprio.

É comum, e até recomendado, para facilitar a operação de se ouvir, que seja mantida fixa a frequência de recepção em 10 m, variando a frequência durante a transmissão. Dessa forma, o operador ouve o seu próprio sinal retransmitido. Nessa fase, o sinal poderá ser telegráfico ou mesmo um assobio.

A partir do momento que existe o retorno, poderemos passar à chamada geral, até que alguém conteste e o QSO se realize. Durante o contato, notaremos que será necessário uma correção na frequência de recepção, devido ao efeito *doppler*. Usualmente, não se recomenda a alteração da frequência de transmissão durante o QSO, para não deixar o colega "perdido".

A operação via RS é na verdade simples, sendo mais uma questão de coordenação dos parâmetros de frequência, órbita, horário etc., do que da própria sofisticação da estação. As listagens das órbitas são mensalmente fornecidas à LABRE-SP e RJ, bastando o interessado solicitar uma cópia das mesmas para obtê-las diretamente da Liga.

Os satélites RS5 e RS7 possuem ainda um dispositivo automático de chamada denominado ROBÔ, que emite normalmente a seguinte mensagem em CW: "CQ CQ CQ de RS QSU ON FQ 145830 kHz K". Para que

o usuário possa ser captado pelo ROBÔ, este deverá responder na frequência indicada "RS5 de PY2 GN K" e, em seguida, o satélite responderá "PY2GN de RS5 000 AR", confirmando o QSO. O birô russo se encarregará de coletar os indicativos e enviar o cartão de confirmação.

Os transladores dos satélites nem sempre estão ativos e, em algumas órbitas, estes ficam totalmente QRT, apesar dos *beacons* estarem continuamente ativados. O mesmo ocorre com os ROBÔS.

Considerando-se a altura em que se encontram os satélites, os contatos poderão se estender até o sul dos EUA e costas da África, além naturalmente de toda a América do Sul.

Atualmente, o número de operadores no nosso hemisfério é bastante reduzido, não havendo nenhum congestionamento de frequência, facilitando muito para que o novato possa efetuar suas experiências, na mais absoluta tranquilidade. ●

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 15.000 assinaturas pagas, além da venda em banca, num total de 60.000 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.

TEXAS, TECNOLOGIA AVANÇADA PRESENTE EM TODO O TERRITÓRIO NACIONAL

A Texas Instrumentos oferece a todo o mercado brasileiro, através de sua rede de revenda e distribuição, sua linha de produtos, com as seguintes vantagens:

- Produção Local
- Tecnologia Avançada
- Qualidade Assegurada

Além disso colocamos à disposição de nossos clientes um complexo departamento de Engenharia de Aplicações altamente especializado, visando oferecer suporte técnico ao desenvolvimento e implementação de novos produtos.

FORTALEZA (CE)
C.B.G. LIMA
TEL: (085) 226-6800
TLX: (085) 1582

RECIFE (PE)
BARTO
TEL: (081) 224-35

SALVADOR (BA)
ELETRÔNICA SALVADOR
TEL: (071) 243-7226

VITÓRIA (ES)
STRAUCH
TEL: (027) 222-6022

BELO HORIZONTE (MG)
ELETRO-TV
TEL: (031) 201-3574

SÃO PAULO (SP)
TELERADIO ELETRÔNICA LTDA.
TEL: (011) 544-1722
PANAMERICANA COMERCIAL IMPORTADORA LTDA.
TEL: (011) 222-3211
ELETRÔNICA REMITRON
TEL: (011) 220-8755
TLX: (011) 34457
LIVRARIA POLIEDRO
TEL: (011) 222-4297

CURITIBA (PR)
C. RADIO TV UNIVERSAL
TEL: (041) 23-6944

PORTO ALEGRE (RS)
C. RADIO KAR
TEL: (0512) 25-9879
TLX: (051) 1283
C. RADIO LUX
TEL: (0512) 21-6055
TLX: (051) 1283

DISTRIBUIDORES AUTORIZADOS TEXAS

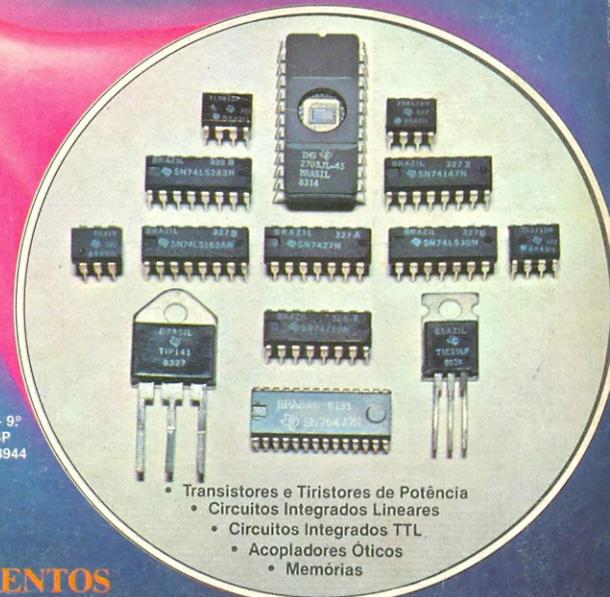
ALFATRONIC
Av. Rebouças, 1498
05402 - São Paulo - SP
Tel.: (011) 852-8277
Telex: 1124317

DATATRONIX
Av. Pacaembu, 746 - conj. 11
01234 - São Paulo - SP
Tel.: (011) 826-0111
Telex: 1131889

INTERTEK
R. Tagipuru, 235 - 11º
01156 - São Paulo - SP
Tel.: (011) 67-0582/7065
Telex: 1131280

L.F.
Av. Ipiranga, 1100 - 8º
01040 - São Paulo - SP
Tel.: (011) 229-9644
Telex: 1131056

TELEIMPORT
R. Santa Ifigênia, 402 - 9º
01207 - São Paulo - SP
Tel.: (011) 222-2122/221-3944
Telex: 1124888



- Transistores e Tiristores de Potência
- Circuitos Integrados Lineares
- Circuitos Integrados TTL
- Acopladores Óticos
- Memórias



TEXAS INSTRUMENTOS

AV. BRIGADEIRO FARIA LIMA, 2003 - CONJ. 2014 - CEP 01451 - TEL.: (011) 815-6166