

**SUPERBRINDE**  
segunda parte da  
equivalência  
de transistores

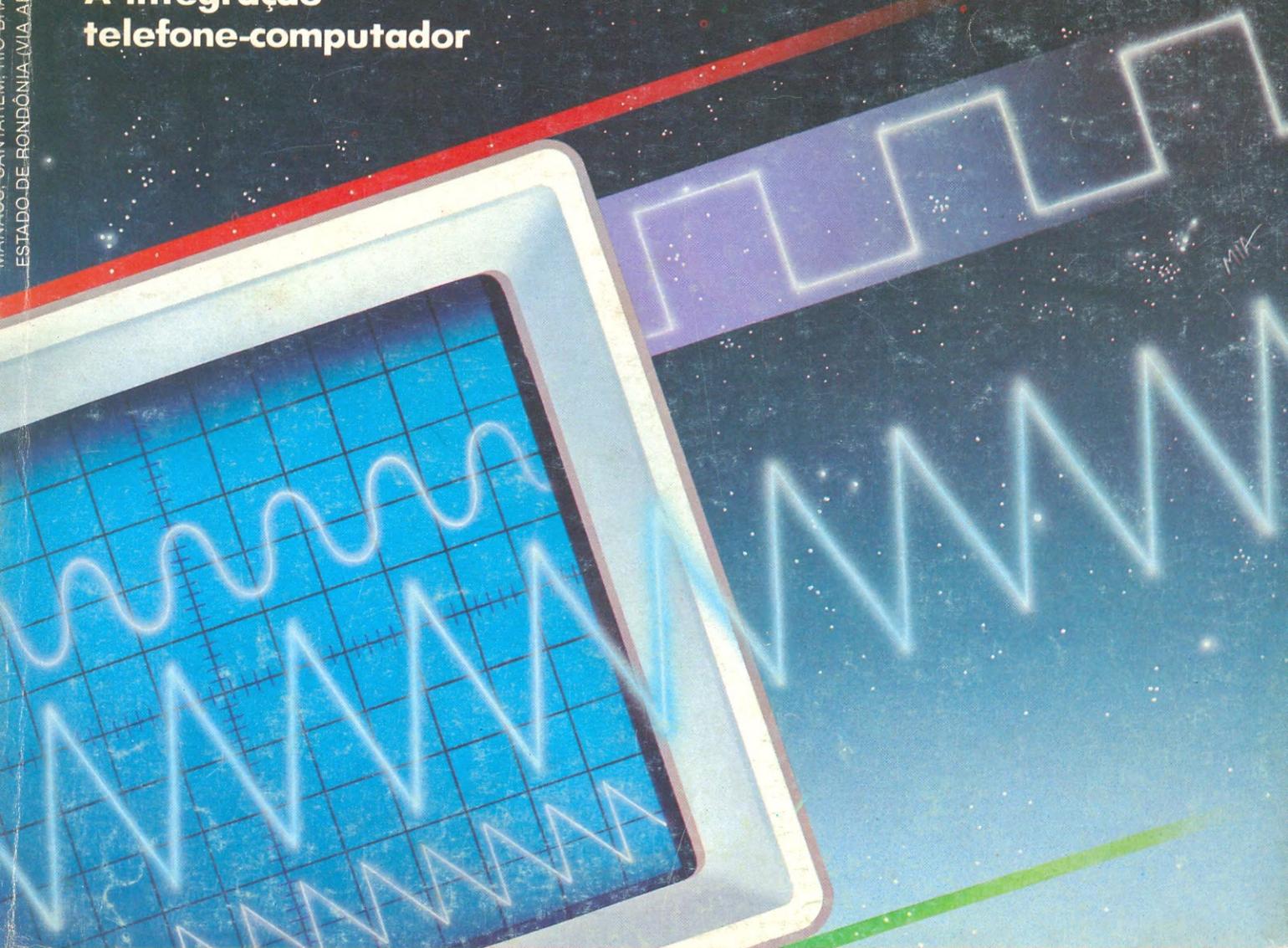
# AVIA ELETRÔNICA

ANO VIII — N.º 87 — MAIO/1984 — Cr\$ 1.400

## Multitraço para osciloscópio e gerador de funções

**Reportagem Especial**  
**A integração**  
**telefone-computador**

ESTADO DE RONDÔNIA (VIA AÉREA) Cr\$ 1.850, COD. 1106



# NOVA ELETRONICA

## PRÁTICA

- Um gerador de áudio com três funções \_\_\_\_\_ 10
- Multitraço para osciloscópio \_\_\_\_\_ 14

## REPORTAGEM ESPECIAL

- A eletrônica integra telefone e computador \_\_\_\_\_ 18
- Veja como o telefone está deixando de ser apenas uma forma de comunicação por voz e tornando-se uma ferramenta na automação de escritórios

## ENGENHARIA

- No limiar da quinta geração de computadores — parte II \_\_\_\_\_ 24
- A microeletrônica da quinta geração
- A modelagem do transistor bipolar — I \_\_\_\_\_ 28
- Uma nova série, mostrando como projetar utilizando PAC e o modelo de Ebers-Moll
- Prancheta do projetista — série nacional \_\_\_\_\_ 36

## PRINCIPIANTE

- Optoacopladores e suas aplicações \_\_\_\_\_ 38
- Curso de corrente alternada — 11.ª lição \_\_\_\_\_ 42
- Curso de TVPB & TVC — 22.ª lição \_\_\_\_\_ 46

## TELECOMUNICAÇÕES

- Radar: concepção e projeto — 4.ª parte \_\_\_\_\_ 50
- A detecção de alvos móveis

## VÍDEO

- TV-Consultoria \_\_\_\_\_ 55
- Adaptação de jogos de vídeo

## CAPA



Qualquer osciloscópio, agora, pode apresentar dois ou quatro traços em sua tela, quando acoplado ao multiplicador que estamos sugerindo. Outro acessório bastante útil na bancada, o gerador de áudio produz três formas de onda diferentes, numa montagem bastante simples e compacta.

## ÁUDIO

- Sonorização de grandes ambientes — II — conclusão \_\_\_\_\_ 58
- Graves, médios e agudos divididos eletronicamente \_\_\_\_\_ 66
- Uma nova família de *crossovers* no mercado
- Discos \_\_\_\_\_ 70

## BANCADA

- Teoria e prática das pontes de medição \_\_\_\_\_ 72
- Instrumentos de medida na eletrônica — parte 2 \_\_\_\_\_ 76
- Antologia da família PNP 2N2904 a 2N2907A \_\_\_\_\_ 82

## PY/PX

- Curso completo de telegrafia — 1.ª lição \_\_\_\_\_ 90
- Posto de Escuta \_\_\_\_\_ 93

## SEÇÕES

- Cartas \_\_\_\_\_ 4
- Notas nacionais \_\_\_\_\_ 6
- Notas internacionais \_\_\_\_\_ 8
- Astronáutica & Espaço \_\_\_\_\_ 17
- Livros \_\_\_\_\_ 49
- Observatório \_\_\_\_\_ 84
- Classificados \_\_\_\_\_ 94

# Um gerador de áudio com três funções

Ondas senoidais, quadradas e triangulares com um único integrado CMOS e um punhado de componentes passivos: é o que oferece este incrível microgerador



**O** que você acharia de montar um gerador de áudio usando, além dos inevitáveis resistores e capacitores, somente um 4049, CI digital que contém seis inversores? Pois isso é perfeitamente possível, como prova este circuito montado e testado em nosso laboratório.

Esta é a montagem ideal para quem precisa de um gerador que cubra toda a faixa de áudio, com boa folga, sem exigir a precisão dos aparelhos comerciais. Nada melhor, por exemplo, para fazer o conhecido teste da onda quadrada ou triangular em amplificadores, a fim de verificar a resposta dos mesmos às harmônicas. E, se este gerador for usado em conjunto com o multiplicador de traço publicado nesta mesma edição, será possível comparar as formas de onda de entrada e saída simultaneamente, na tela do mesmo osciloscópio.

**Operação** — O circuito completo pode ser visto na figura 1. Vamos começar sua análise pelo núcleo do circuito, que é o estágio gerador de ondas quadrada e triangular — formado por um integrador (inversor A) e um disparador Schmitt (inversores B e C).

Quando a saída do disparador encontra-se no nível "1", esse nível é realimentado para o integrador, que vai produzir uma rampa crescente na saída, até encontrar o limiar de transição do Schmitt; este, ao disparar, apresenta um nível "0" na saída e, de

forma análoga à anterior, surge na saída do integrador uma rampa decrescente, até atingir o segundo limiar do disparador, reiniciando o ciclo.

Como se pode ver, com esse processo bastante simples já temos uma onda triangular na saída do integrador e uma onda quadrada entregue pelo Schmitt. O tempo do integrador é dado pelo potenciômetro R1 (que é o

controle de freqüência) e pelos capacitores C1 e C2 (que, através de CH1, proporcionam a mudança de faixa).

Devido à alta impedância de entrada dos integrados CMOS, teremos uma corrente constante em R1, para uma condição estável do inversor A; essa corrente flui por C1 ou C2 (dependendo da posição da chave de faixa), crescendo ou decrescendo linear-

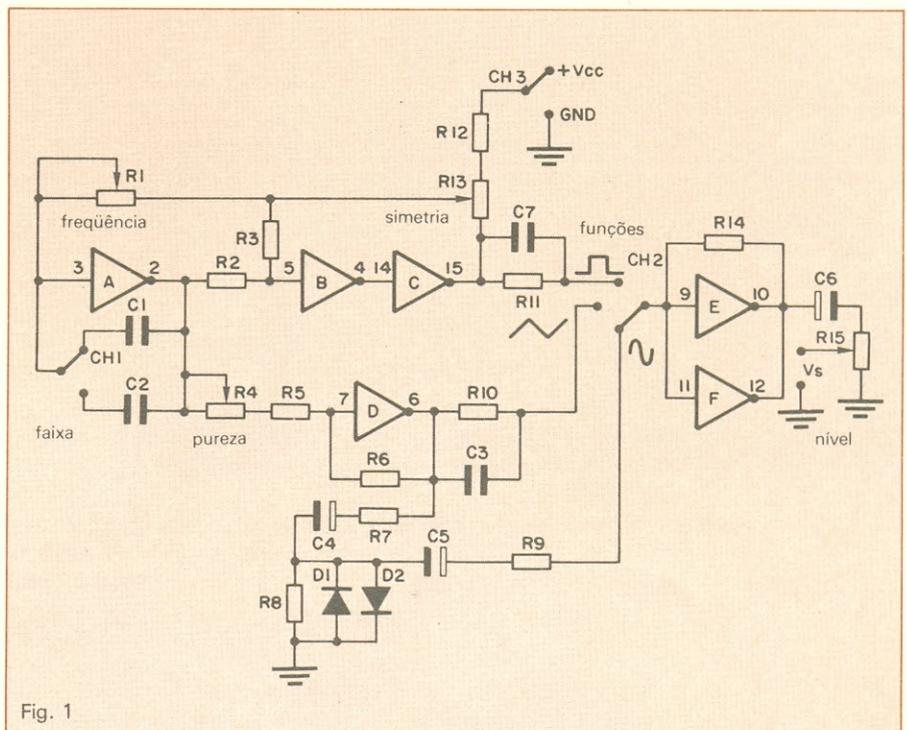


Fig. 1

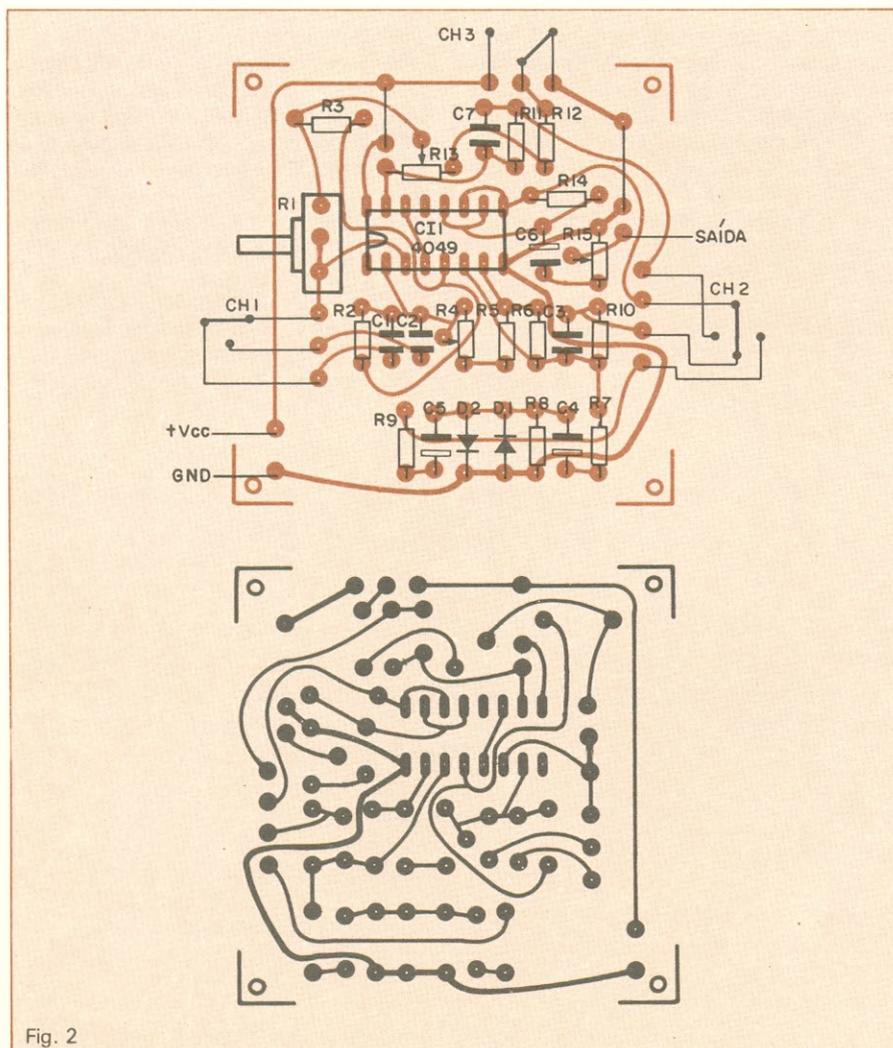


Fig. 2

mente até disparar o Schmitt e repetir o ciclo indefinidamente.

Devido à variação da tensão de limiar de um CI para outro de mesmo nome, foi necessário incluir um ajuste de simetria, função desempenhada pelo trimpot R13. Observe, também, que há uma opção de ligação de R12 à terra, através de CH3; ela deverá ser utilizada no ajuste de simetria quando a tensão de limiar do integrador for inferior a 50% da tensão de alimentação.

Na seleção de faixas, como dissemos, é usada a chave CH1, que na posição 1 cobre de 15 Hz a 1 kHz e, na posição 2, de 1 a 75 kHz. A variação de frequência em cada faixa é feita por R1, que varia o tempo de carga e descarga do capacitor, da forma que já vimos.

A saída do sinal quadrado (no inversor C), vai diretamente à chave seletora

de funções (CH2), por meio de R11. O sinal triangular, que vem do inversor A, é aplicado ao inversor D, que funciona como amplificador, indo depois à chave seletora.

Ao mesmo tempo, esse sinal é enviado a um modelador de senóides, formado por R7, C4, R8, D1 e D2. Esse estágio utiliza simplesmente o efeito

### Relação de componentes

RESISTORES (todos de 1/8 W)

- R1- pot. logarítmico de 2 M $\Omega$
- R2, R7, R8- 10 k $\Omega$
- R3- 22 k $\Omega$
- R4- trimpot de 47 ou 50 k $\Omega$
- R5- 47 k $\Omega$
- R6, R14- 100 k $\Omega$
- R9- 56 k $\Omega$
- R10- 180 k $\Omega$
- R11- 390 k $\Omega$
- R12- 1 k $\Omega$
- R13- trimpot de 1 k $\Omega$
- R15- potenciômetro de 10 k $\Omega$

CAPACITORES

- C1- 33 nF
- C2- 390 pF
- C3, C7- 10 pF
- C4, C5, C6- 100  $\mu$ F/10 V

SEMICONDUCTORES

- D1, D2- 1N4148 ou equivalentes
- CI1- 4049

DIVERSOS

- CH1, CH3- chaves 1 pólo, 2 posições
- CH2- chave 1 pólo, 3 posições
- placa de circuito impresso
- 2 knobs para os potenciômetros

de resistência dinâmica dos diodos, produzindo uma senóide aproximada. Daí, o sinal senoidal vai diretamente à chave, através do capacitor de desacoplamento C5 e do resistor R9.

A "pureza" da senóide é ajustada pelo trimpot R4, que varia o ganho do amplificador formado pelo inversor D. Dessa forma, o nível da onda triangular é controlado convenientemente, pois amplitudes acima ou abaixo da região de condução dos diodos produzem senóides muito distorcidas.

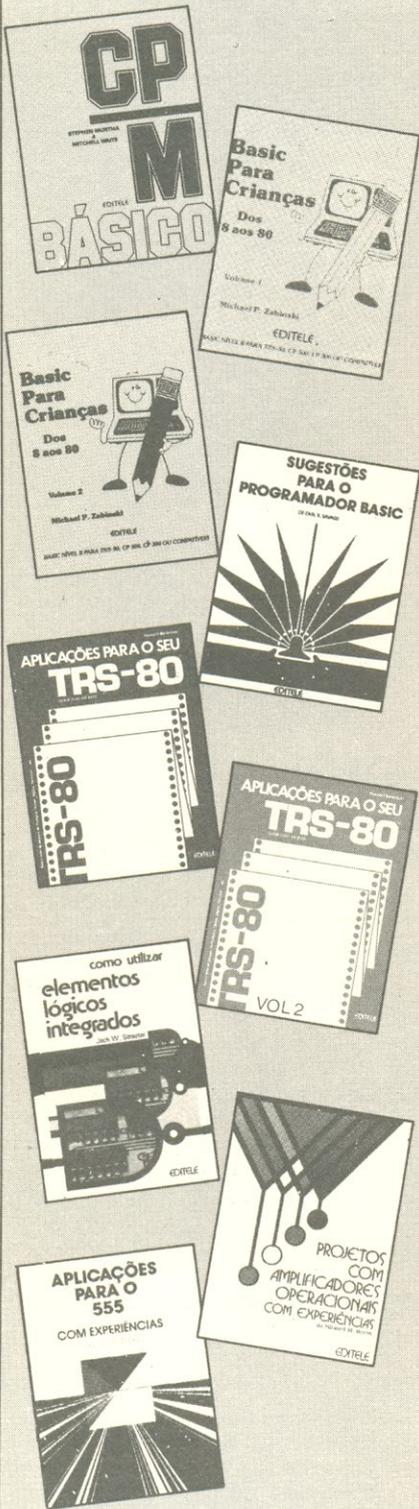
Os três resistores conectados à chave de funções têm seus valores calculados de modo a produzir na saída do amplificador final (inversores E e F) uma tensão máxima de 1,2 V<sub>pp</sub>, igual para as três formas de onda. A função de R15 é controlar o nível de saída entre 0 e 1,2 V<sub>pp</sub>.

### Características

- Abrange dos 15 Hz aos 75 kHz
- Tensão pico a pico de 1,2 V
- Três formas de onda com um só integrado
- Controles de nível e simetria

**Montagem e testes** — Como sempre, estamos propondo uma placa de circuito impresso para a montagem,

# LANÇAMENTOS EDITELE



PROCURE-OS  
NAS MELHORES  
LIVRARIAS E LOJAS DE  
MICROS DO PAÍS

que pode ser vista na figura 2, pelas duas faces, em tamanho natural. Ela não apresenta pontos críticos na montagem, com exceção de CI1, que exige alguns cuidados na soldagem (o melhor mesmo é usar soquete).

Dada sua simplicidade, o gerador deverá funcionar assim que ligado. Caso contrário, a única coisa que se pode fazer é verificar e trocar o CI, já que é o único elemento ativo do circuito.

O ajuste consiste, simplesmente, no controle da simetria da onda trian-

gular e da "pureza" da senóide. A primeira poderá ser ajustada pela simples observação da onda quadrada, que deverá ser perfeitamente simétrica (ciclo de trabalho de 50%); como conseqüência, o sinal triangular também estará simétrico. Esse ajuste é efetuado por R13; se estiver difícil, comute a chave CH3 para a terra, como foi explicado anteriormente, e tudo deverá se resolver.

Para o caso da senóide, basta girar o cursor de R4, até que se observe o ponto de mínima distorção do sinal. ●

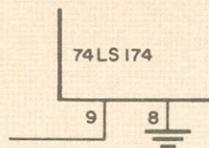
## Errata Nestor

### No esquema (n.º 84):

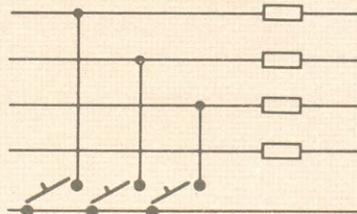
Na memória 2716 (CI2), há uma ligação a mais ao lado do



pino 20, que deve ser eliminada. Na parte inferior de CI6 (74LS174), a ligação à esquerda é o pi-



no 9 e a da direita (ligação à terra), o pino 8 e não o 10. A primeira coluna de teclas da direita

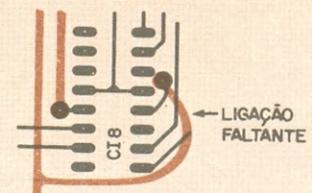


deve ficar ligada antes do resistor R5 e não depois, a exemplo das outras duas colunas. O pino

13 de CI17 (74LS08) deve ficar ligado à linha A1 e não à A0, como está indicado. (Na placa essas falhas não estão presentes.)

### Na placa (n.º 85):

Faltou a pista, na face dos componentes, que liga o pino 12 de CI8 (74LS75) à terra (veja



desenho anexo). E preciso interligar o pino 17 de CI1 (Z80A) à pequena ilha do seu lado esquerdo; o mesmo com o pino 5 de CI8 (74LS75).

### No programa monitor (n.º 86):

Na sub-rotina de "último" (pág. 14, segunda coluna), a locação 01B6 deve ser 21EF0B e não 21EF02.

# Ponha 2 ou 4 traços em seu osciloscópio



Incremente seu osciloscópio com este utilíssimo multiplicador, indispensável em qualquer bancada. Com duas opções de operação, é um dos mais simples já lançados

**S**e sua bancada já conta com um osciloscópio, eis aqui uma chance de enriquecê-la um pouco mais, ampliando as possibilidades do aparelho. Quase todo possuidor de um osciloscópio simples, de um só traço, queixa-se da impossibilidade de observar mais de um sinal ao mesmo tempo na tela, o que realmente limita seu uso. A solução é adotar um chaveador que "distribua" o traço por dois ou quatro níveis sobrepostos, permitindo assim exibir vários sinais simultaneamente.

Essa técnica é muito utilizada nos chamados osciloscópios duplo traço (não confunda com os de duplo feixe, mais sofisticados), onde o feixe único do aparelho é chaveado por um circuito eletrônico interno de alta velocidade, dando a impressão de dois traços simultâneos na tela.

**Apresentando o multiplicador** — O circuito aqui proposto, portanto, é um comutador rápido de quatro canais, que deve ser ligado externamente à entrada vertical do osciloscópio. Não é, obviamente, um circuito "profissional", mas oferece em troca uma alimentação simples (+5 V), baixo custo, dimensões bastante reduzidas e um bom desempenho.

A principal limitação desse tipo de circuito reside justamente em sua velocidade de comutação, que determina diretamente a máxima frequência do sinal a ser observado. Como regra

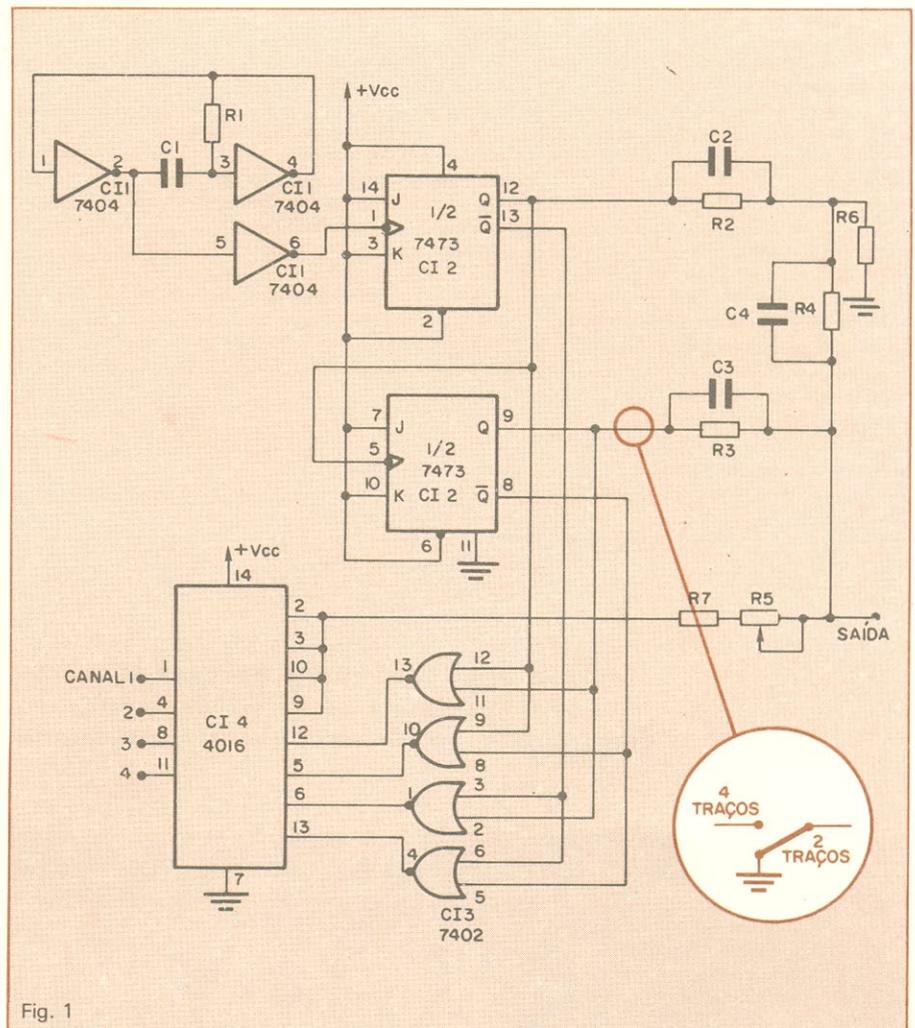
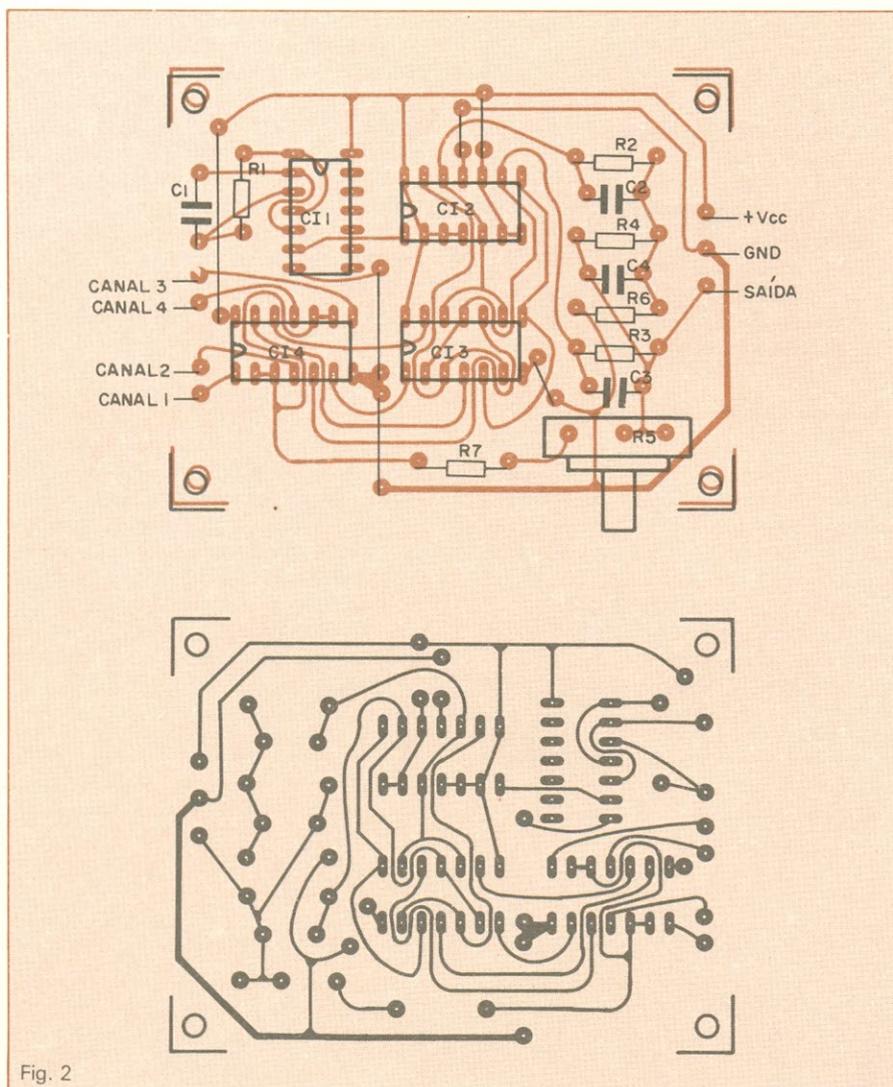


Fig. 1



### Relação de componentes

RESISTORES (todos de 1/8 W)  
 R1- 2,2 k $\Omega$   
 R2, R3, R6- 20 k $\Omega$  (10 + 10 k $\Omega$ )  
 R4, R7- 10 k $\Omega$   
 R5- potenciômetro 200 k $\Omega$

CAPACITORES  
 C1- 680 pF  
 C2, C3, C4- 50 pF

INTEGRADOS  
 CI1- 74LS04  
 CI2- 74LS73  
 CI3- 74LS02  
 CI4- 4016

**Operação do multitraco** — O circuito completo do chaveador aparece na figura 1. Vamos começar analisando o gerador de base de tempo, que não passa de um oscilador clássico formado por dois inversores TTL, cujo período é definido por R1 e C1. Com os valores sugeridos, o oscilador deve operar numa frequência de aproximadamente 350 kHz.

Esse sinal de *clock*, deixando o oscilador, é aplicado à entrada de *clock* do primeiro biestável JK (7473); este, associado ao segundo biestável, funciona como um contador de módulo 4.

Esse contador é responsável por duas funções distintas: primeiramente, fornecer a lógica de controle para o multiplexador, em conjunto com as portas NOU, proporcionando assim a seleção de canais a cada instante. Em segundo lugar, deve produzir um nível CC proporcional às combinações possíveis nas saídas Q e Q dos biestáveis. Esta segunda função é cumprida com o auxílio de uma rede resistiva do tipo *ladder* (escada), formada por R2, R3, R4 e R6.

Temos, por fim, o multiplexador implementado com o integrado CMOS 4016, que recebe os quatro sinais de entrada e tem sua saída acoplada ao eixo Y do osciloscópio. Dessa forma, a cada instante temos um dos canais do multiplex acionado, com o seu correspondente nível CC na saída, produzindo 4 traços na tela, em quatro níveis diferentes.

Cada uma das saídas multiplexa-

geral, a frequência de amostragem de **cada** sinal deve ser 10 vezes superior à frequência do próprio, a fim de evitar tremulações demasiadamente perceptíveis pelo olho.

Assim, por exemplo, um sinal de 10 kHz vai exigir uma frequência de chaveamento de, no mínimo, 100 kHz. Como o circuito que estamos propondo permite apresentar até 4 traços, essa frequência deve ser de 400 kHz, aproximadamente, devido à multiplexagem no tempo. Após várias experiências realizadas em laboratório, resolvemos fixar o ritmo de chaveamento em torno desse valor, pois acima dele o circuito começava a tornar-se muito crítico, principalmente quanto ao posicionamento dos componentes e captação de sinais parasitas pela fiação.

Assim, na versão de 4 canais o mul-

tiplicador trabalha perfeitamente até os 10 kHz. Trabalhando com dois canais, porém, o multiplicador passa a aceitar sinais de até 20 kHz — veremos como adaptá-lo para essa opção mais adiante.

Calculamos, então, que os valores de tensão (0 a 5 V) e frequência (CC a 20 kHz), apesar de um tanto limitados, cobrem uma extensa gama de aplicações — abrangendo, por exemplo, toda a faixa de áudio, na versão de dois canais. Lembre-se, por outro lado, que a principal função dos multiplicadores de traço não é a medição precisa de tempos ou níveis, mas a comparação entre dois ou mais sinais, na tela; em outras palavras, destinam-se à observação simultânea de vários sinais, para comparação de formas de onda.

das será função da respectiva entrada, com o sinal somado ao nível CC correspondente. O potenciômetro R5 controla o nível geral dos sinais e os capacitores C2, C3 e Ç4 têm a função de elevar a velocidade de comutação, compensando em parte a malha resistiva.

A opção para dois canais exige apenas uma pequena alteração na malha resistiva, mais exatamente na saída Q de um dos dois biestáveis. Optamos pelo biestável inferior, onde pode ser inserida uma pequena chave de um pólo—duas posições. Assim, com a chave comutada para a saída Q do *flip-flop*, o multiplicador opera normalmente, isto é, com 4 traços; e com a chave na outra posição (ligando R3 e C3 à terra), o circuito trabalha como duplicador.

**Montagem e testes** — Para montar o multiplicador, sugerimos a placa de circuito impresso apresentada na fi-

**Características**

- Mede sinais analógicos e digitais
- Gama de frequências: CC a 10 kHz (4 traços)  
CC a 20 kHz (2 traços)
- Tensões até 5 volts
- Compacto, com apenas 4 integrados
- Utiliza CIs rápidos tipo Schottky

gura 2, em tamanho natural e vista por ambas as faces. A montagem não é crítica; tome o cuidado de costume, apenas, com os integrados, optando por soquetes caso queira protegê-los do calor excessivo do soldador.

Uma vez montado, o circuito deverá funcionar imediatamente, sem maiores problemas. Para testá-lo, basta

aplicar a alimentação e ligá-lo a um osciloscópio; em seguida, ligue todas as entradas à terra, coloque R5 em sua posição de maior resistência e observe a tela do osciloscópio, com o controle de ganho em 0,5 V/divisão e a base de tempo, em 1 ms/divisão, por exemplo.

Lá deverão estar quatro traços distintos, separados de aproximadamente 2 divisões. Teste o multiplexador, aplicando diferentes sinais na entrada e observando novamente a tela.

Para concluir, é bom dizer que, nas interligações, quanto menor for a extensão dos fios utilizados — na entrada como na saída — tanto melhor será o desempenho do multiplicador. Se você é daqueles que gostam de “mexer” nos circuitos, pode tentar aperfeiçoar ainda mais o dispositivo, aumentando a frequência de *clock* e, depois, ajustando por tentativa os capacitores de compensação; os resultados poderão ser observados pelo próprio osciloscópio.

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.



O ENSINO PERSONALIZADO

componente do **GRUPO BÜCKER**

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):.....

NE 87

# Técnicas espaciais usadas em diagnóstico médico

**S**em utilizar radiações perigosas e com uma técnica superior à dos raios X, a aplicação da nova e revolucionária ressonância magnética nuclear (RMN), combinada com a tecnologia de processamento de imagens desenvolvida pela NASA, trará grandes avanços à medicina. Esta combinação permitirá aos médicos visualizar as partes internas do corpo em cores e em detalhe, sem auxílio de raios X.

A RMN utiliza um potente campo magnético de ondas de rádio, ao invés de radiação. O paciente é colocado dentro de uma grande bobina, onde o campo afeta os átomos de certas moléculas (por exemplo, da água) levando-as a se alinhar com as linhas de campo; o efeito se assemelha ao alinhamento da limalha de ferro sobre uma folha de papel apoiada sobre um ímã.

Com as moléculas enfileiradas, é emitido um campo de energia através do paciente, causando um alinhamento ligeiramente diferente. Quando as ondas são desligadas abruptamente, as moléculas de água tentam voltar ao seu alinhamento magnético, oscilando como um pêndulo, antes de alcançar novamente seu estado de repouso. Esta oscilação gera sinais de rádio extremamente fracos. Pelo recebimento e análise desses sinais fracos, a máquina RMN pode obter informações sobre as moléculas.

Podem ser recebidos, no mínimo, três tipos diferentes de canais de informação pela máquina. Essa técnica de diagnóstico equivale à já existente tomografia por computador (vide NE n.º 75), porém, com uma tecnologia mais avançada. Sua aplicação está sendo estudada em muitos institutos médicos universitários, tais como o *Mallinckrodt Institute of Radiology*, em Washington, e a *University Medical School*, em St. Louis.

Desenvolvido pelo Laboratório de Propulsão a Jato da NASA — em Pasadena, Califórnia — o processamen-

to com auxílio do computador é aplicado a uma imagem para acentuar uma característica específica, esmiuçar contrastes, remover detalhes confusos ou melhorá-la de outros modos. Com essas possibilidades, o sistema de satélite *Landsat* tem localizado valiosas fontes de madeira, depósitos minerais, fontes de petróleo e águas piscosas. As espetaculares visões de Júpiter e Saturno, enviadas pela nave espacial *Voyager*, e de Marte, pelas sondas *Viking*, foram obtidas pela mesma técnica.

Três dos quatro canais de informação são combinados normalmente para se obter imagens realçadas. Significativamente, esses canais de dados não são muito diferentes do tipo de dados obtidos em certos testes médicos. Reconhecendo a semelhança, o Dr. Michael Vannier, da Universidade de Washington, contactou a NASA em 1980 para saber se as técnicas de processamento por computador, desenvolvidas para imagens de satélite, podiam ser aplicadas à formação de imagens em medicina. O pedido chamou a atenção de Bob Butterfield, gerente do Centro Espacial Kennedy para Integração de Tecnologia, que fez uma visita à Universidade para ver que equipamento Vannier estava usando e que tipo de imagem estava envolvido. Encontrando equipamentos muito bons, mas ainda modestos, Butterfield resolveu convidar Vannier ao Centro Kennedy, a fim de processar os dados nas máquinas mais sofisticadas da NASA.

De acordo com o Dr. Vannier, os resultados iniciais pouparam os três anos de esforço que seriam necessários usando seu próprio equipamento. Ele chegou a determinar as perspectivas para o processamento da imagem, o que podia e o que não podia ser feito — sem esforços independentes e caros.

“É exatamente para isto que os programas de Utilização de Tecnologia da NASA são concebidos”, diz Butter-

field. “Nossa finalidade é transferir os resultados da pesquisa para áreas aplicáveis da indústria e para o público”.

Para analisar uma imagem RMN, o operador do processamento de imagem designa uma pequena região de interesse sobre a imagem digital. O computador então busca a imagem, para extrair a informação de cada canal que se ajusta aos níveis pré-estabelecidos. Com a “assinatura” de cada canal assim extraída, o computador pode ajustar cada uma delas, esmiuçando detalhes e reduzindo a quantidade de ambigüidades entre “assinaturas”.

A “assinatura” sinteticamente melhorada de cada canal pode, então, ser reagrupada num mapa temático, usando cores definidas pelo operador. O resultado pode ser uma imagem em corte da área, com as características selecionadas ampliadas (tais como tumores), ou uma imagem com cores quase reais.

A futura manipulação do computador poderá resultar em fatias estreitas de imagem sendo combinadas em vistas tridimensionais. Na tela poderá aparecer uma montagem em 3D de qualquer parte do corpo, vista de qualquer ângulo ou mesmo de dentro. Por enquanto, pode apenas ser conjecturada a capacidade máxima das imagens RMN, mas os pioneiros no campo, como o Dr. Vannier, dizem que é muito provável que a técnica possa avançar a medicina tão ou mais que a contribuição dada pela radiologia.

O método de processamento de imagens é uma transferência de tecnologia da NASA para a indústria. De acordo com Butterfield, porém, a NASA está descobrindo que tecnologias como a tomografia computadorizada e a ressonância magnética nuclear podem apresentar novas idéias para testes não destrutivos, melhores que as técnicas anteriores. Isso poderá gerar uma espécie de retorno de tecnologia para a própria NASA. ●

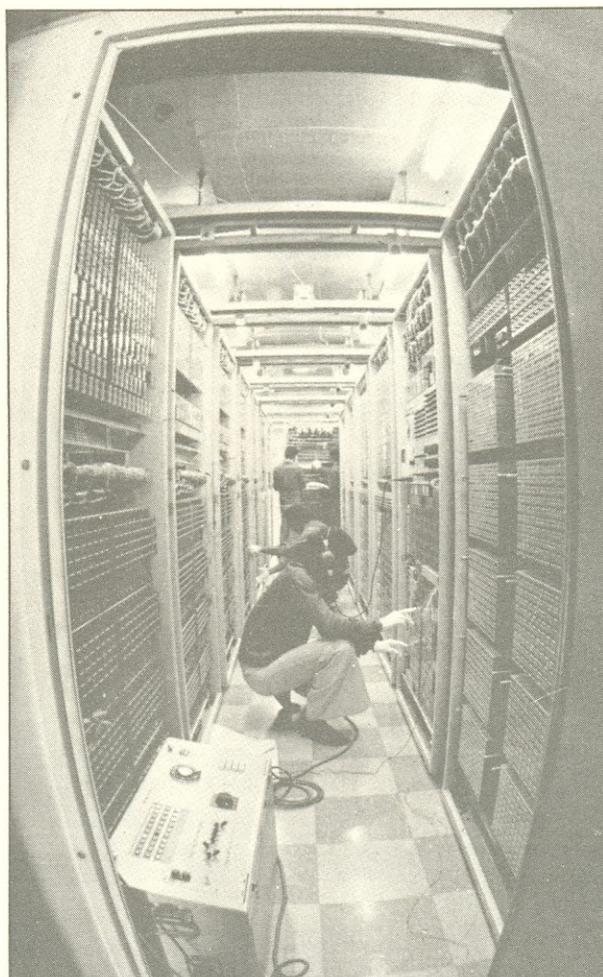
(Fonte: NASA)

# Eletrônica integra telefone e computador

A microeletrônica está provocando uma verdadeira revolução na telefonia, ampliando os seus recursos técnicos a ponto de transformá-la em mais uma extensão do mundo da informática

O uso de microprocessadores na comutação telefônica, em substituição aos antigos relés, tornou possível a entrada definitiva da telefonia na Era da Eletrônica. Abriu-se a partir daí um novo campo de possibilidades para esse meio de comunicação humana, onde os elementos eletromecânicos estão cedendo gradativamente os seus lugares a transistores, circuitos integrados, memórias e microprocessadores, ampliando enormemente os recursos técnicos das centrais telefônicas. A principal consequência desse avanço tecnológico é a possibilidade de integração do telefone com o computador, de uma forma tão completa e harmônica, que até parece que um foi feito para o outro. De um simples equipamento para transmissão e recepção de voz, o telefone torna-se um veículo do mundo da informática, também capaz de operar com dados e imagens (veja o quadro "O PABX digital na automação de escritórios").

Até um determinado momento, contudo, o uso da microeletrônica serviu para expandir a capacidade da telefonia, à medida que lhe proporcionou um



Há uma redução gradativa no tamanho das novas centrais.

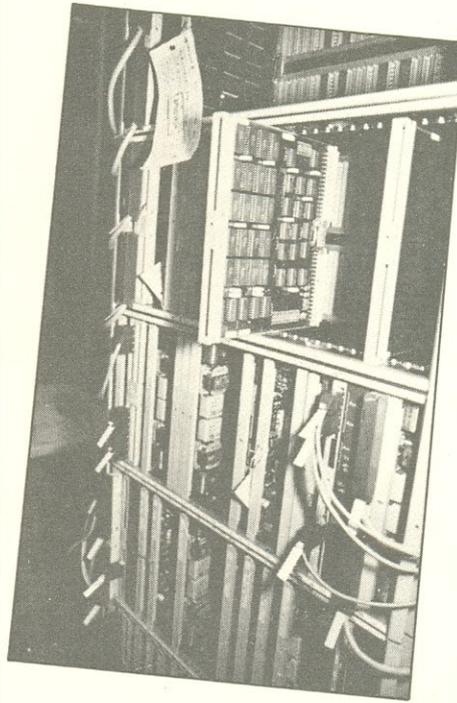
aprimoramento técnico até então inatingível através de componentes eletromecânicos. Além da miniaturização das centrais, que passam a ocupar um espaço físico duas ou três vezes menor, os componentes eletrônicos — circuitos integrados, em particular — trouxeram uma série de outras vantagens à telefonia, mesmo sem considerar aquelas resultantes de sua integração com a informática. A manutenção das centrais, por exemplo, limita-se na maioria dos casos a uma simples troca de cartões — uma operação favorecida pela capacidade das centrais eletrônicas de realizarem autodiagnose permanente. Outro avanço nesse campo é a possibilidade de verificação remota de falhas, a partir de uma unidade de manutenção, que também é capaz de alterar à distância a programação de uma central.

Acrescente-se a isso a característica de modularidade das centrais eletrônicas, que podem ter a sua capacidade ampliada por intermédio de simples alterações ou troca de *software*. Segundo José Ribeiro, diretor comercial da Philips Telecomunicações, "a expansão ou melhoria de uma central, através de modificações

apenas ao nível de *software*, sem implicar em mudanças de estrutura dos equipamentos, indica uma tendência que deve dominar o mercado no futuro". Ribeiro prevê que "nesse momento a concorrência será muito mais entre os que fabricarem o melhor *software*, ficando em segundo plano a disputa relativa à qualidade do *hardware* das centrais".

Na verdade, o "futuro" a que se refere Ribeiro já está bem perto. O telefone e o computador — dois equipamentos distintos — começam a se aproximar e, mesmo, a se confundir. Uma questão importante é saber quando, afinal, os limites da telefonia começam a ser ultrapassados.

Há muita controvérsia sobre esse assunto, especialmente no Brasil — um país onde os equipamentos de informática são considerados de interesse da segurança nacional e, por essa razão, sujeitos à política de reserva de mercado (veja o quadro "Reserva de mercado para os PABXs digitais"). O temor de medidas restritivas, destinadas a proteger o desenvolvimento de tecnologia nacional, leva a que muitos fabricantes da área de teleco-



Principal novidade do mercado: relés cedendo lugar para microprocessadores.

municações, que ainda contam com expressiva participação de capital estrangeiro, procurem defender um conceito mais amplo para a telefonia. Evitam, contudo, debater publicamente esse tema, entre outras razões, para evitar confrontos com o Estado — o grande cliente nacional da indústria de telecomunicações, através do Sistema Telebrás.

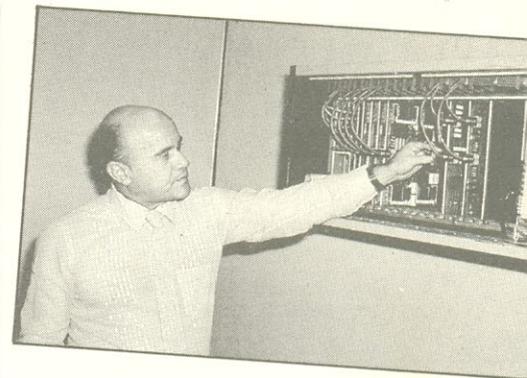
A Secretaria Especial de Informática — SEI —, órgão encarregado da proteção e apoio à indústria brasileira no setor de informática, já tem uma posição definida sobre esses controvertidos limites. Ricardo Maciel, secretário da Área de Atividades Estratégicas da SEI não titubeia em colocar o dedo diretamente na ferida: "Quando um PABX, por exemplo, emprega componentes da microeletrônica em sua comutação como microprocessadores ou mesmo transistores, esse equipamento começa a abandonar o campo da telefonia. Algumas adaptações, sem maiores dificuldades do ponto de vista técnico, podem transformá-lo em um núcleo de automação de escritório, capaz de transmitir dados e imagens, além da voz".

## Evolução técnica mais rápida nos PABXs

Os PABXs eletrônicos representam, em média, 20% do mercado brasileiro de equipamentos telefônicos, segundo estimativas da SEI. Sua importância, no entanto, vai além do aspecto simplesmente quantitativo, já que a fabricação dos mesmos constitui-se num verdadeiro laboratório de tecnologia da indústria de equipamentos telefônicos: aquilo que hoje está sendo experimentado no ambiente de uma única empresa, servirá, amanhã, para implementar a evolução tecnológica das centrais públicas. Essa tendência, aliás, é reconhecida por técnicos e empresários do setor, que, diante da morosidade do desenvolvimento técnico das telecomunicações públicas, investem os seus recursos humanos e financeiros

na produção de sofisticados equipamentos para a rede privada.

Antonio Fernando Albejante, gerente da divisão técnica de engenharia de sistemas-mercado privado, da NEC, esclarece que essa política das empresas é determinada pela necessidade de "manter uma equipe técnica de alto nível, produzindo equipamentos com a tecnologia mais moderna que existe no mundo, e que seja capaz de reverter esse conhecimento para o setor público no momento que ele exigir". A NEC, que atende prioritariamente o setor público — 70% de sua produção global destina-se ao Sistema Telebrás —, preocupa-se em manter uma relação tecnológica entre o que produz para a área privada com a pública. Segundo Albejante, isso im-



Ribeiro, da Philips: "Ganhará quem fizer o melhor software do mercado".

plica em que a empresa procure sempre adotar processos similares na fabricação de equipamentos destinados às duas áreas, para facilitar a reversão, no futuro.

**Controle por programação armazenada (CPA)** — Os PABXs com CPA começaram a ser fabricados no Brasil

## O PABX digital na automação de escritórios

Rolf Mörlinger, técnico da Divisão de Equipamentos de Assinantes da Ericsson, em Estocolmo, proferiu uma palestra no dia 3 de abril passado, em São Paulo, durante a Semana Técnica Brasil-Suécia, abordando o papel de um PABX digital — o MD-110 fabricado pela Ericsson sueca — na automação de um escritório. Dada a oportunidade do tema, e entendendo não haver de nossa parte nenhum risco de favorecimento do produto Ericsson, já que as suas principais concorrentes do Brasil também se encontram em condições técnicas de fabricar equipamento semelhante, reproduzimos alguns trechos da palestra de Mörlinger.

“O processo de automação de escritórios baseia-se no uso do computador e dos bancos de dados para o trabalho de rotina de toda a sua equipe de funcionários. Por essa razão, ambos devem sempre ficar à disposição do maior número possível de funcionários, através de terminais mais ou menos inteligentes. É nesse ponto que entra PABX digital MD-110, para desempenhar duas funções básicas específicas no processo de automação de escritórios:

a) Como fornecedor de uma rede de distribuição comum para terminais de voz e dados;

b) Como uma unidade de comunicação capaz de conectar não só telefones, mas também terminais de dados com outras finalidades. Terminais simples podem ser conectados ao PABX por meio de unidades de acesso, o que torna possível funcionarem como terminais de multifunção e multiusuário do computador.

“Cobrando uma faixa de até 10 mil ramais, o PABX MD-110 baseia-se na tecnologia dos micro-

processadores e do sistema PCM, utilizando em larga escala o Controle por Programa Armazenado (CPA). Em seu modelo básico, ele permite a comunicação de voz e dados, por intermédio de circuitos comutados, mas também pode incluir, opcionalmente, subsistemas complementares que oferecem os seguintes serviços: comutação de pacotes; emulação de protocolos; armazenamento e despacho de textos; armazenamento e despacho de voz; e suporte de operação, com a finalidade de assessorar telefonistas e funcionários encarregados do gerenciamento dos dados do sistema e do controle de custos.

“O MD-110 básico oferece uma rede comum — a dois fios — para telefones convencionais e digitais, bem como para mesas de telefonistas e terminais de dados. Esses terminais são conectados ao PABX através dos telefones digitais ou por meio de adaptadores de terminais independentes. Ao PABX também podem ser conectadas redes públicas e privadas, computadores e conjuntos de modems, para conexões realizadas por meio de discagem ou linhas alugadas. As conexões às redes externas são feitas através de troncos analógicos ou digitais (com enlaces PCM de 32 canais).

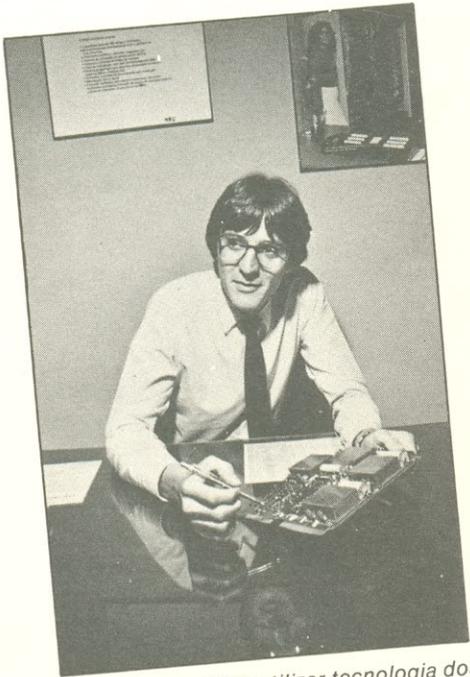
“Para a comunicação de voz, pode-se utilizar tanto telefones normais como digitais. Mas estes últimos oferecem uma série de facilidades, o que os torna mais adequados ao sistema. Entre outras vantagens, está o fato de substituírem o Key-system, os sistemas chefe-secretária e os sistemas de intercomunicação, além de serem utilizados para a conexão de terminais de dados.

“Cada telefone digital que

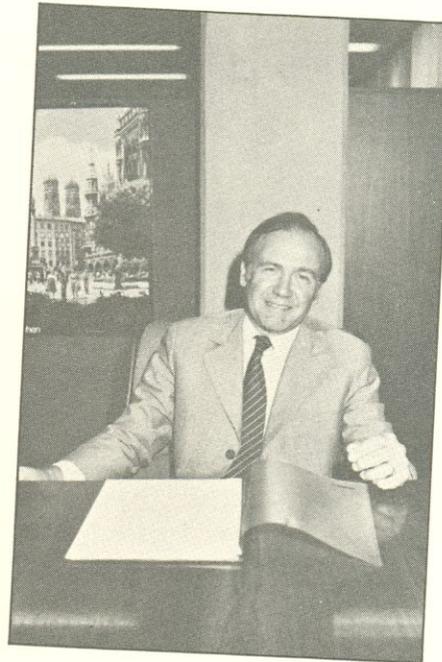
acompanha o PABX MD-110 é dotado de um alto-falante, um display, um teclado normal e 12 botões de funções programáveis, com Leds e designações associadas (há, contudo, uma versão maior com 36 botões de função). Ele é alimentado diretamente pelo PABX, através da linha de dois fios, e dispõe de um adaptador destacável para terminais de dados que, por sua vez, é alimentado pela rede elétrica, através de um transformador.

“Os telefones digitais, as mesas de telefonistas (também digitais), os adaptadores separados de modem e os terminais possuem conexão duplex de 96 kbits/s com o PABX, por meio da linha de dois fios. Isso é possível graças ao uso do processo de transmissão por rajadas (burst), em multiplex, por divisão temporal. As rajadas compreendem um total de 12 bits, que são transmitidos numa velocidade de 256 kbits/s (o fluxo de bits é dividido em quatro canais). Tanto o canal de voz (dados) de 64 kbits/s como o canal de dados de 16 kbits/s são conectados ao computador.

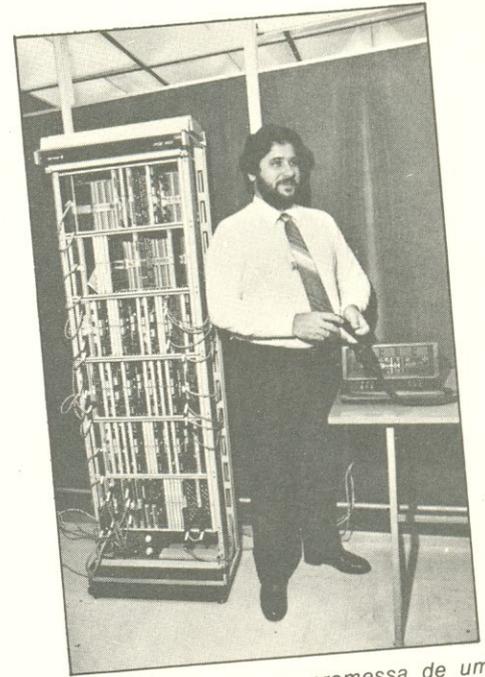
“Os telefones digitais possibilitam transmissões simultâneas e independentes de dados e voz. As chamadas com dados são estabelecidas por meio de procedimentos orientados de telefonia, desenvolvidos com os botões de função ou com o teclado normal do telefone. As possibilidades de acesso são as seguintes: por hot line, por um único botão, discagem abreviada e discagem manual. Outras facilidades disponíveis no sistema para a comunicação de dados são a chamada em grupo, conexão no momento em que o aparelho estiver livre, redireção e atendimento automático.”



Albejante, da NEC: utilizar tecnologia dos PABXs no setor de centrais públicas.



Polastri, da Siemens: "mercado não exige ainda tanta sofisticação".



Amauri, da Ericsson: promessa de um equipamento digital para 85.

em 1981, representando então um avanço significativo em relação às primeiras gerações de centrais eletrônicas já existentes no mercado brasileiro, como as passo a passo, *crossbar* e *cross-point*, que ainda mantinham fortes características eletromecânicas, apesar dos componentes da nova tecnologia que incorporavam. Sua comutação, por exemplo, era feita exclusivamente com elementos eletromecânicos, sobretudo relés.

Nos primeiros PABXs com CPA, as matrizes de comutação não eliminavam totalmente o uso de relés — no caso, do tipo *reed* —, mas o seu comando já era feito por intermédio de um microprocessador programável e inteligente. Eram mantidos, contudo, os mesmos conceitos convencionais das centrais eletromecânicas para o registro de sinais e os enlaces. Essas centrais, ainda muito difundidas no mercado privado brasileiro, são denominadas espaciais, já que o caminho percorrido por seus sinais é essencialmente físico.

Em fins de 1982 foi introduzida no Brasil, pela NEC e Philips Telecomunicações, uma nova geração de PABXs CPA, empregando a tecnologia temporal. Nela, foram eliminados defini-

tivamente os relés das matrizes de comutação, sendo substituídos por circuitos integrados, proporcionando um grau ainda mais elevado de miniaturização aos sistemas. Sua rede de comutação baseia-se na Multiplexação por Divisão de Tempo (TDM), empregando a técnica de Modulação por Amplitude de Pulso (PAM).

Essa técnica consiste na realização de amostragem da voz, numa frequência regular, com a finalidade de produzir uma série de pulsos com a amplitude correspondente à do sinal analógico da voz, no momento da amostragem. Quando vários destes sinais são interpostos, dá-se a multiplexação por divisão de tempo. Nesse processo cada sinal ou amostra ocupa períodos fixos no tempo (*time slots*), tornando possível que diversos sinais separados possam ser transmitidos através de uma só linha de conexão. No terminal de recepção da linha, as amostras são finalmente demultiplexadas e utilizadas para regenerar os diversos sinais analógicos de entrada.

A última palavra no Brasil, em matéria de PABX CPA com tecnologia temporal, é a que emprega a técnica de Modulação por Pulsos Codificados (PCM). Neste caso, cada pulso do si-

nal PAM é ainda transformado em um sinal digital de 8 bits, que constitui o PCM. Essa técnica elimina as variações sofridas pelos sinais durante a transmissão, já que o sinal do sistema digital só possui dois níveis — "0" e "1" — com uma situação bem definida, de modo que um nível jamais é confundido com o outro. Os sinais digitais são transmitidos um de cada vez e num período de tempo muito reduzido (4  $\mu$ s, por exemplo).

**Os fabricantes** — O mercado brasileiro de PABXs eletrônicos é repartido atualmente entre quatro grandes empresas fabricantes de equipamentos de telecomunicações: a NEC, a Philips Telecomunicações, a Ericsson e a Siemens. Uma outra empresa que deverá integrar-se a esse grupo ainda este ano (talvez no segundo semestre) é a Standard Eletrônica — SESA.

A NEC oferece dois tipos de PABXs eletrônicos — o NEAX 12 e o 22. O primeiro, lançado pela empresa em 1981, possui comutação com CPA, mas ainda pertence à família espacial. Segundo informações da própria NEC, ele é indicado apenas para aplicações de pequeno e médio porte, na faixa de 48

## Reserva de mercado para os PABXs eletrônicos

Ainda no mês de maio, um acontecimento deverá agitar os meios industriais brasileiros ligados ao setor de telefonia: a oficialização, pela SEI, da reserva de mercado para grupos nacionais de sistemas PABXs de pequeno e médio porte. A definição dessa política, que, segundo a SEI, objetiva estimular o desenvolvimento da tecnologia nacional para a fabricação de PABXs eletrônicos, será precedida de negociações com o Ministério das Telecomunicações e com as próprias empresas que já fabricam esse equipamento no Brasil: NEC, Philips Telecomunicações, Ericsson e Siemens. Todas elas, com exceção da Siemens, já estão com parte de seu capital nacionalizado — em 51% —, atendendo a orientação do Sistema Telebrás, a quem destinam a maior parte de sua produção atual de equipamentos para o setor de telecomunicações. Nessa relação de empresas, alvo das consultas encaminhadas pela SEI, foi incluída a Standard Eletrônica

— antiga subsidiária da ITT norte-americana, mas hoje totalmente nacionalizada —, que a partir do segundo semestre também estará produzindo PABXs eletrônicos de pequeno e médio porte.

**Comutação eletrônica** Segundo Ricardo Maciel, secretário da área de Atividades Estratégicas da SEI, os parâmetros técnicos para enquadramento dos sistemas PABX na política de reserva de mercado a ser estabelecida referem-se ao número de ramais — até 800 — e à tecnologia empregada em sua comutação. “Se o equipamento utiliza componentes da microeletrônica no processo de comutação” — diz ele — “já podemos defini-lo como integrante do setor de informática e, portanto, sujeito à reserva de mercado”.

Para viabilizar esse disciplinamento do mercado brasileiro de PABXs eletrônicos, o grande desafio da SEI será convencer os grupos nacionais

com participação acionária na Ericsson (Monteiro Aranha), NEC (Braslinvest) e Philips Telecomunicações (Sul-América) a aceitarem as novas regras do jogo. No dizer de Ricardo Maciel, que durante a Semana Santa reuniu-se com alguns de seus representantes, “a proposta é que esses grupos criem empresas independentes para produzir PABXs eletrônicos de até 800 ramais, ou, se preferirem, contratem empresas nacionais que possam fabricá-los”.

A SEI, segundo Maciel, não impedirá a compra de tecnologia estrangeira para a fabricação desses equipamentos e nem de componentes que eventualmente não sejam fabricados no Brasil. Mas, por outro lado, ela espera que a atuação exclusiva de grupos nacionais nesse importante segmento da área de telefonia os estimule a, num prazo de dois anos, desenvolver tecnologia própria, nacionalizando totalmente a produção dos sistemas de PABXs eletrônicos.

a 360 ramais. Já o NEAX 22 foi projetado para atender à faixa de grande porte, alcançando até 12 mil ramais. Sua comutação inclui o sistema CPA e integra a mais nova geração dos PABXs temporais. Pode ser considerado um equipamento digital, pois emprega a técnica PCM.

A Philips Telecomunicações apresenta três modelos de centrais privadas, cobrindo praticamente todas as faixas de aplicações desses equipamentos: o TBX-VB, para até 106 ramais; o TBX-1000, para até 896; e o EBX-8000, para até 8 mil ramais. As duas versões do modelo TBX — ambas CPAs — utilizam a tecnologia temporal, embora ainda com Modulação por Amplitude de Pulsos (PAM). O seu modelo de maior porte — o EBX-8000/CPA — pertence ainda à família espacial.

A Ericsson participa do mercado

brasileiro de PABXs eletrônicos com o seu ASB-100, apresentado em versões até 44 e de até 108 ramais. Ambas integram a família espacial-CPA. A empresa promete para 1985 o lançamento, no mercado brasileiro, do seu MD-110, cuja tecnologia, de origem sueca, já foi transferida para a Ericsson brasileira, estando hoje em fase de adaptação às normas Telebrás. Trata-se de um modelo totalmente eletrônico, fabricado de acordo com a tecnologia temporal e modulação PCM.

A Siemens, por enquanto, é a única das grandes fabricantes de PABXs eletrônicos que não emprega o sistema de comutação por CPAs, utilizando ainda os relés herdados das centrais eletromecânicas. Mário Polastri, gerente de vendas do seu Departamento de Telefonia Privada, justifica essa opção da empresa argumentando que “os nossos modelos ainda atendem

plenamente às necessidades do mercado brasileiro”. Além disso, segundo ele, os PABXs Siemens para 50, 150 e 1.000 ramais apresentam algumas das principais qualidades dos modelos que possuem comutação por CPAs; entre elas, a modularidade e as pequenas dimensões físicas.

De sua parte, a Standard Eletrônica promete entrar para valer no mercado de PABXs eletrônicos. Ainda estão sendo feitos os contatos com vistas à transferência de tecnologia européia para a fabricação de centrais privadas pela empresa, mas ela já está anunciando os modelos com os quais pretende disputar uma fatia do mercado brasileiro: um PABX de pequena capacidade, tipo CPA, da família espacial; e outro, de grande capacidade, também CPA, da geração temporal, que será desenvolvido em consórcio com empresas estrangeiras. ●

# A microeletrônica da quinta geração

Vamos examinar agora as possibilidades oferecidas pela rápida evolução da microeletrônica. Na parte final veremos os problemas associados à organização interna das máquinas do futuro próximo

**O**s meios técnico-científicos internacionais estão extremamente agitados com o programa japonês de desenvolvimento de computadores de quinta geração, existindo o consenso internacional de que o domínio da informática vai significar a liderança tecnológica no próximo século. Por isso, países como os Estados Unidos, França e Inglaterra estão se engajando em programas semelhantes.

O Brasil não pode absolutamente ficar indiferente a toda essa agitação sob pena de sacrificar indefinidamente sua autonomia tecnológica. Sem dúvida, providências têm sido tomadas para salvaguardar a tecnologia realmente nacional de informática e o mercado de trabalho de nossos técnicos e engenheiros, destacando-se a reserva de mercado para as empresas genuinamente brasileiras.

Porém, isso não é o suficiente: tornam-se ainda necessários maiores investimentos em pesquisas tecnológicas e na formação de recursos humanos competentes, além de descentralização de decisões na área de pesquisa técnico-científica, incentivando-se iniciativas que possam produzir trabalhos criativos de qualidade. Coordenar atividades não é sinônimo de inibir.

**Um milhão de componentes por pastilha** — Os CIs IEMA (VLSI) constituem a base de suporte para os circuitos computacionais onde são executados os sistemas programacionais. Não existe, todavia, um processo de

projeto satisfatório para operar com a enorme complexidade dos CIs atuais. Têm sido realizados, porém, grandes progressos nas ferramentas de projeto de CIs IEMA e um passo muito importante foi dado com a integração de métodos automáticos e processos iterativos manuais. Por outro lado, a tecnologia atual de fabricação está atingindo os limites correntes de entendimento da operação dos dispositivos, exigindo reformulação e aperfeiçoamento no modelamento dos dispositivos e componentes.

Essa tecnologia deve reduzir apenas 2 a 10 vezes, linearmente, as dimensões mínimas do CI para atender às necessidades das máquinas da próxima geração. Algumas projeções têm mostrado que em 1990 as tecnologias de microeletrônica não só atingirão como ultrapassarão esses limites, satisfazendo as exigências da quinta geração.

Aliás, parece que ocorreu exatamente o processo inverso: apenas onde a evolução da microeletrônica permitiu produzir facilmente CIs IEMA com vasta capacidade de processamento, e que podem ainda ter sua arquitetura especialmente projetada para a operação em paralelo, é que será atingida a capacidade de processamento necessária aos processadores de quinta geração. Serão exatamente as limitações existentes na capacidade de realizar projetos eficientes que irão limitar o máximo processamento dos CIs IEMA que estão atualmente em projeto.

Vimos que a integração crescente

tem reduzido os custos dos sistemas digitais, principalmente das memórias. Todavia, um fator marginal tem tido importância crescente nos custos: o aumento de complexidade reduziu o mercado efetivo dos CIs, fazendo com que em certos casos o custo subisse mais rapidamente do que ele.

Os CIs IEMA afetarão os processadores de quinta geração de duas formas: a) a dificuldade de se colocar fisicamente as estruturas desejadas na pastilha de silício; b) a efetividade de custo, na operação de adaptação e redução das arquiteturas desejadas, em termos de configurações que possam ser integradas nessas pastilhas.

Do primeiro item podemos inferir que uma estrutura que não se combine nem se adapte a uma pastilha só pode ser construída após um prolongado tempo de projeto, associado a uma utilização mediocre da área — tendo, por isso, um desempenho abaixo do esperado. Evidentemente, o custo está ligado a esses fatores, sendo imprescindível a presença de um poderoso sistema PAC de projetos para uma aplicação bem sucedida.

Nos processadores de quinta geração serão utilizados CIs com pelo menos 1 milhão de componentes — exatamente o objetivo dos japoneses. A tarefa de gerenciar o projeto de um CI com mais de um milhão de componentes em sua pastilha não é uma tarefa simples, obviamente, como expus no artigo publicado em 12/83 e 1/84 pela *Nova Eletrônica*. Entre as principais operações e informações necessárias estão a especificação

funcional, a configuração geométrica, a descrição elétrica e a testabilidade. O projetista auxiliado pelo sistema PAC deve gerenciar a complexidade do circuito organizando os dados, ocultando os detalhes desnecessários e enfatizando aspectos importantes e tempos apropriados.

O gerenciamento da complexidade é feito por três procedimentos principais: a) decomposição hierárquica do projeto; b) utilização de estruturas regulares; c) implementação automática como primeira aproximação. A estas pode também ser acrescido o particionamento do projeto em peças menores, como blocos funcionais, nos quais pode-se operar com menor quantidade de informações. Podemos estabelecer, ainda dentro dos blocos

funcionais, divisões sucessivas, obtendo-se um particionamento hierárquico e introduzindo maiores simplificações de projeto.

**Regularidade** — Todos os processos de gerenciamento da complexidade dos CIs, como dissemos, já foram tratados no artigo "Projeto de Circuitos Integrados em Escala muito Ampla", publicado pela NE. Vamos destacar, porém, a importância das estruturas regulares no gerenciamento da complexidade dos integrados. Cada vez que uma célula de CI é reproduzida, para compor o elemento total, economiza-se o trabalho de projeto. Em CIs muito regulares pode-se obter muitas funções devido à repetibilidade das cé-

lulas, com um esforço de projeto bastante pequeno. Projetos regulares, provavelmente, apresentam também interfaces regulares, o que possibilita demonstrar a corretividade das conexões para toda estrutura regular analisando-se apenas uma célula.

Todo integrado IEMA atual explora regularidade em seus projetos. Os exemplos mais óbvios são os subsistemas MAL (ROM) e as memórias MAD (RAM). Existem também processadores com grandes áreas regulares utilizando técnicas de segmentação por bits, as quais permitem que o projetista especifique o trajeto de dados para apenas uma linha da via de dados, no processador; obviamente, as demais linhas serão idênticas à primeira.

Também obtém-se regularidade nos processadores utilizando os Arranjos Lógicos Programáveis ou ALP (em inglês, PLA) para implementar estruturas de controle do processador, ao invés de se utilizar a lógica comum. Os ALPs são construídos por células e interconexões regulares e modifica-se apenas ligeiramente suas células para produzir as funções desejadas.

Na nova geração de processadores deseja-se um nível de regularidade equivalente ou maior que o apresentado pela maior parte dos integrados IEMA, que se encontram atualmente em fase de projeto.

As **redes sistólicas** — redes muito amplas constituídas de processadores idênticos — tem sido propostas com a alegação de que as estruturas regulares não são apenas desejáveis, mas também absolutamente necessárias para permitir que um número elevado de processadores possam operar num mesmo problema. Nessas estruturas, os dados fluem através da rede sistólica, possivelmente com as correntes de dados fluindo em diferentes direções, onde cada processador realiza algum tipo de processamento (nem sempre o mesmo, necessariamente) nas intersecções dos fluxos de dados.

Deve-se destacar que nem todos os métodos existentes são utilizados frequentemente no projeto de CIs. As universidades e indústrias têm, há muitos anos, utilizado extensivamente a hierarquia e a regularidade no projeto de CIs, mas muitos projetistas e gerentes optam-se à utilização de ferramentas automáticas, por considerá-

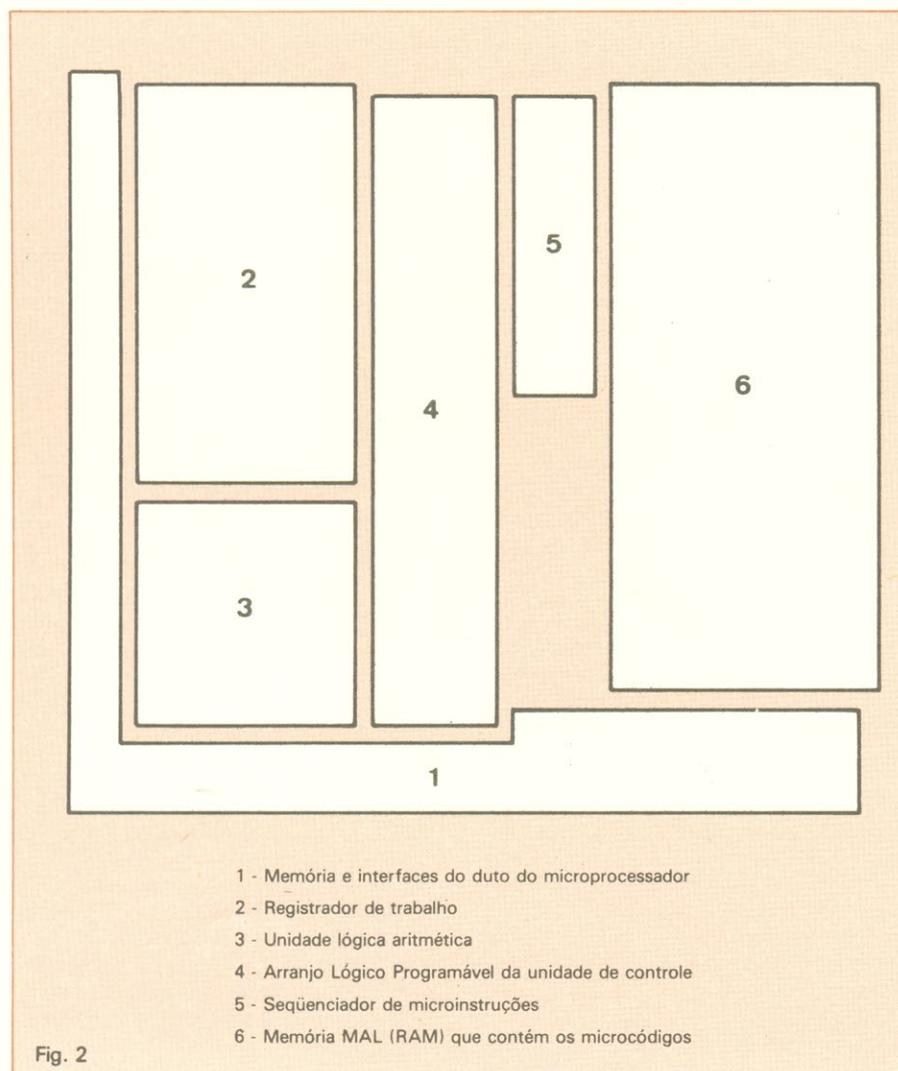


Fig. 2

Distribuição dos blocos funcionais no plano base do microprocessador HP de 32 bits.

# Bits Bits Bits Bits Bits

Assine a revista de microcomputadores que não é escrita em computês.



Evolução da microeletrônica em uma década

Tabela 2

ANO	CIRCUITO	CARACTERÍSTICAS GEOMÉTRICAS	TIPO DE INTERCONEXÕES
1974	MAD dinâmica 4 kbits	8 micra de linhas e espaçamentos	um nível de silício cristalino um nível de metal
1977	MAD dinâmica 16 kbits	5 micra de linhas e espaçamentos	um nível de silício policristalino um nível de metal
1980	MAD dinâmica 64 kbits	3 micra de linhas e espaçamentos	um nível de silício policristalino um nível de metal
1983	MAD dinâmica 256 kbits	1,3 e 2,5 micra de linhas e espaçamentos	3 níveis de silício policristalino; silicetos metálicos e metais

las altamente ineficientes e pouco testadas. Essas argumentações são válidas na maior parte dos casos. Por outro lado, está se tornando cada vez mais difícil completar projetos em larga escala sem assistência automática; considerando-se as taxas atuais de produtividade, o projeto da configuração de uma pastilha de um milhão de dispositivos requer entre 40 e 800 projetistas/ano.

Um dos principais fatores que deverá influenciar os processadores de quinta geração será a habilidade dos projetistas em implementar uma arquitetura específica numa pastilha de silício. Entre os precursores dessa linha pode ser citado o desenvolvimento arquitetural feito na Universidade da Califórnia, denominado RISC (Computador com Conjunto Reduzido de Instruções). Essa estrutura permite uma organização extremamente regular, devido ao seu conjunto mínimo de instruções, e foi implementada por um pequeno grupo de estudantes pós-graduados, em menos de um ano.

A evolução dos processos de fabricação em microeletrônica é também um fator essencial para viabilizar a implementação de CIs complexos. A conhecida "lei de Moore" indica, por exemplo, que o número de componentes integrados têm dobrado a cada dois anos, nos últimos 25 anos.

**Novas tecnologias** — Os pontos altos da tecnologia de processos atualmente são as memórias dinâmicas de 256 kbits e o microprocessador da HP, com 450 mil dispositivos. A pastilha desse micro mede 6 x 6 milímetros, utilizando pistas de ligação metálica na primeira camada de 1,5  $\mu\text{m}$  e separação de 1  $\mu\text{m}$  entre elas. Na figura 2 temos a distribuição de blocos funcionais no plano da pastilha desse microprocessador. Para atingir dimensões

tão pequenas, deve-se abandonar os processos convencionais, trocando a litografia ótica de feixe de elétrons e os processos de corrosão química líquida pelos de corrosão a plasma gasoso, denominados "processamento a seco".

Dessa forma, as máscaras de um CI IEMA podem ser geradas com a exposição à varredura de feixes de elétrons de lâminas de cromo, cobertas com uma película de *resist* (material fotossensível aos elétrons).

As configurações geradas nessas máscaras de vidro têm dimensões mínimas em torno de 1  $\mu\text{m}$ , possuindo uma repetibilidade de 0,1  $\mu\text{m}$  no posicionamento da configuração, numa área de 100  $\text{cm}^2$ . Essa complexidade de configuração ultrapassa em muito os CIs atualmente projetados, estando porém disponível para projetos futuros. Uma evolução dessa técnica é a escrita direta na lâmina de silício, dispensando as máscaras de vidro. Atualmente os sistemas de litografia de elétrons que atuam diretamente sobre as lâminas são considerados muito lentos para a produção econômica; são empregados apenas para produzir CIs especiais de alto desempenho. Todavia, em breve estará disponível a segunda geração de sistemas de litografia direta por feixes eletrônicos, que deverá superar amplamente estas limitações.

Depois de revelado o *fotoresist*, a configuração presente deve ser transferida para a superfície da lâmina semicondutora que lhe serve de base. Como as dimensões laterais são, agora, aproximadamente iguais à espessura do filme de *fotoresist*, as técnicas de corrosão anisotrópica (onde a corrosão lateral é minimizada) são extremamente importantes. Obtém-se facilmente a corrosão anisotrópica através das diversas técnicas de plasma gasoso.

Devido à redução das dimensões das interconexões, a tecnologia de ligação é provavelmente o problema mais sério nos integrados IEMA de alta velocidade. As soluções que estão sendo adotadas baseiam-se na utilização de silicetos, ao invés de silício policristalino, nas camadas de interconexão. Os silicetos de metais refratários, tais como o titânio, tungstênio e molibdênio, suportam temperaturas elevadas e possuem resistividade muito inferior à do silício policristalino. Os silicetos permitem ainda a elaboração de **contatos rasos**, que são muito necessários nos componentes IEMA, devido às pequenas dimensões geométricas desses contatos. O Laboratório de Sub-sistemas Integráveis — pertencente ao DEE da Escola Politécnica da USP — já está envolvido num programa de desenvolvimento da tecnologia de silicetos a longo prazo.

Um outro aspecto da lógica de alta velocidade é o alto nível de potência dissipada. Assim, por exemplo, portas

NMOS com padrões de projeto de 1  $\mu\text{m}$  tem apresentado uma dissipação estática de potência de 1 mW; considerando 100 mil portas num CI, teríamos uma potência dissipada de 100 W. Se a frequência de relógio atingir 1 GHz, em circuitos lógicos, poderemos também ter uma potência dinâmica de 100 W totalizando 200 W de dissipação.

Por outro lado, os atrasos das linhas de interconexão tornam-se significativos nessa frequência de operação, não devendo todo o sistema ultrapassar o volume de 1 decímetro cúbico. Estimando-se os CIs que aí devem estar presentes, a potência dissipada pode atingir 20 kW. Daí a importância do desenvolvimento de sistemas que sejam refrigerados por líquidos.

Basicamente, o sistema de encapsulamento deve ter as seguintes características:

a) Refrigeração líquida das pastilhas, para permitir a dissipação de dezenas de watts por centímetro quadrado;

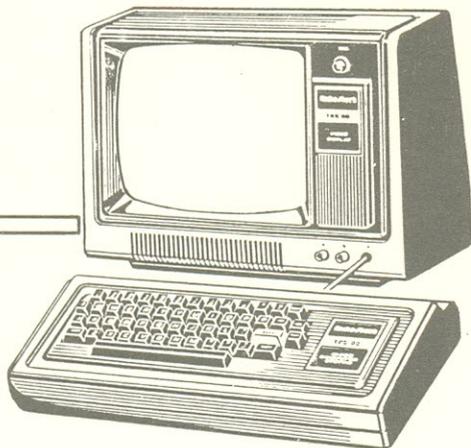
b) Permitir grande proximidade entre as pastilhas na região de alta velocidade do sistema, permitindo que os sinais percorram as interconexões entre dois pontos em menos de 1ns (comprimento menor do que 15 cm);

c) Permitir que várias interconexões formem linhas de transmissão com parâmetros distribuídos, para a operação em alta velocidade. Essa tecnologia é análoga à empregada em circuitos de microondas.

d) Prever a manutenção simples do sistema encapsulado.

Para encerrarmos nossas considerações, vamos nos reportar à Tabela 2, onde temos ilustrada a evolução das memórias dinâmicas nos últimos dez anos, confirmando que a evolução dos processos de microeletrônica têm sido satisfatória e não será empecilho para o desenvolvimento da quinta geração; deverá, pelo contrário, incentivar o seu desenvolvimento. ●

(Conclui no próximo número)



# COMPUTAÇÃO ELETRÔNICA !

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

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

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

## CURSO POR CORRESPONDÊNCIA

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

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

**NÃO PERCA TEMPO! SOLICITE INFORMAÇÕES AINDA HOJE!**

**GRÁTIS**

1ª parte: o modelo de Ebers-Moll

# A modelagem do transistor bipolar

Dividida em três partes, esta série visa dar todo o auxílio necessário aos projetistas que pretendem utilizar PAC para modelar o transistor

**E**m muitas aplicações o projeto auxiliado por computador (PAC) é a melhor abordagem para se analisar um circuito contendo transistores bipolares. Mas os modelos disponíveis de transistor sobre os quais se deve basear qualquer análise de PAC podem parecer confusos ao usuário potencial, sob vários aspectos.

Ele tem que decidir, primeiramente, qual dos vários modelos de transistor bipolar é o melhor para seus fins. Para tomar tal decisão, deve familiarizar-se com as diferentes notações usadas pelos vários modelos, já que não existe um padrão. Ele tem até que decidir como medir os parâmetros necessários para descrever seu modelo, já que nesse caso também não existem métodos padrões.

Nesse ponto, o projetista de circuitos poderia bem imaginar se as dificuldades de usar o PAC não estariam superando suas vantagens como método rápido e barato de teste e análise. Mas os problemas de modelagem do transistor bipolar não são intransponíveis; e a utilidade prática do PAC é muito maior do que se imagina normalmente.

O projeto por computador permite ao projetista de circuitos discretos ou integrados fazer coisas praticamente impossíveis a qualquer outra técnica. Com o computador, é possível, por exemplo:

- Observar formas de onda e resposta em frequência de tensões e correntes, sem sobrecarregar o circuito, como faria uma ponta de prova;

- Prever o desempenho de um CI em altas frequências, enquanto uma placa de teste física introduz elementos parasitas que não estão normalmente presentes no componente;

- Usar dispositivos ideais de forma seletiva, tais como transistores com largura de faixa infinita ou ganho muito elevado, fazer análises sem objetivo prático imediato ou isolar os efeitos de vários parâmetros do dispositivo, no desempenho global do circuito;
- Separar o circuito CC, para entender a parte básica do sistema;
- Abrir a malha de realimentação, sem perturbar os níveis CC;
- Determinar os pólos e zeros da função de transferência para circuitos de grandes dimensões;
- Fazer análises estatísticas de ruído, sensibilidade e pior caso.

Muitos dos programas de computador disponíveis para o projetista permitem realizar uma grande variedade de análises. O fato de cada programa parecer ter forma e regras diferentes chega a ser preocupante, mas é fácil localizar informação sobre eles e os erros podem ser detectados de uma forma relativamente fácil pelo computador, pelo programa ou o próprio usuário. Um problema muito maior é a ausência de modelos padrão para dispositivos ativos, como no caso do transistor bipolar.

Em geral, os modelos de transistor podem ser divididos em dois grupos maiores — os lineares, para análises de pequenos sinais, e os não lineares, para análises no domínio do tempo e grandes sinais. Os métodos lineares

são bem documentados e relativamente fáceis de aplicar; infelizmente o mesmo não acontece com os modelos não lineares.

Esta série em três partes tenciona ajudar até mesmo o usuário inexperiencede de computador a selecionar e descrever o modelo não linear que melhor se ajuste a suas aplicações. Além de mostrar como é possível modelar o transistor bipolar sistematicamente, esses artigos apresentarão técnicas de determinação de todos os parâmetros necessários ao modelo, a partir de medições do dispositivo.

Esta primeira parte da série cobre o modelo não linear mais simples de transistor para grandes sinais, conhecido como Ebers-Moll nível 1. Estão incluídos aqui a teoria por trás desse modelo, assim como os métodos definitivos para medição de seus parâmetros. A parte 2, que aparecerá na próxima edição, abrangerá o nível seguinte de complexidade do modelo, considerando os principais efeitos do armazenamento de cargas do transistor. A parte 3, por fim, descreverá a medição dos parâmetros necessários à especificação do modelo de nível 2, também baseado nas equações de Ebers-Moll.

Um programa de computador exige três tipos de informação para descrever completamente quaisquer desses modelos não lineares, ou seja as constantes físicas fundamentais, as condições de operação e os parâmetros do modelo. As constantes, como a de Boltzman e a carga do elétron, são definidas normalmente dentro do programa.

As condições de operação determinam as circunstâncias sob as quais devem ser usadas as equações do modelo. Num tipo de análise nodal, tais condições são normalmente as tensões de polarização do transistor, determinadas internamente quando o computador chega interativamente à solução. Em outras palavras, o programa assume um conjunto de tensões de polarização e então escolhe valores novos e melhores a cada iteração — tudo feito internamente.

O terceiro tipo de entrada necessária ao programa é o conjunto de parâmetros do modelo para cada dispositivo do circuito. O modo pelo qual o usuário descreve os valores dos vários parâmetros do modelo é pré-determinado pelo programa. Alguns programas são muito flexíveis e permitem que alguns parâmetros sejam especificados indiretamente, em termos de outros parâmetros. Nesse caso, o programa calculará o valor do parâmetro especificado indiretamente.

Finalmente, é preciso fazer uma distinção entre os parâmetros do modelo e os parâmetros de entrada do computador. Os primeiros são aqueles usados nas equações do modelo, para descrever o dispositivo modelado, para um dado conjunto de condições de operação. Por outro lado, os parâmetros de entrada são aqueles exigidos pelo programa para especificar os parâmetros do modelo. Dependendo do programa, apenas alguns ou todos os parâmetros de entrada poderão ser parâmetros do modelo.

Quase todo modelo que simula o comportamento não linear do transistor bipolar está baseado na bem conhecida representação de Ebers-Moll<sup>1</sup>. Embora sua forma básica se aplique apenas a caracterizações ideais ou de corrente contínua dos transistores, ele pode ser modificado para trazer a simulação do dispositivo mais próxima da operação real do transistor. O preço, porém, é a maior complexidade do modelo.

É claro que devemos escolher sempre o modelo mais simples para cada tarefa. Os modelos desnecessariamente complicados, além do desperdício em homens-hora e tempo de computador, dificultam a compreensão dos resultados da análise e a extração de informações úteis da mesma.

Os efeitos principais do armazenamento não linear de carga não são cobertos pelo modelo nível 1 aqui descrito, mas serão vistos nas partes 2 e 3. Os efeitos secundários, tais como a modulação em banda básica, que introduz uma impedância finita, e a variação do ganho de corrente de acordo com o nível de corrente, não precisam ser considerados em muitas simulações por computador<sup>2</sup>; resolvemos, assim, desprezar tais efeitos nesta série.

O modelo Ebers-Moll nível 1 é essencialmente um circuito CC equivalente, porque não há caracterização de armazenamento de carga do transistor. Todos os modelos baseados na representação de Ebers-Moll são válidos para todas as regiões de opera-

ção, incluindo as condições de saturação, inversa, normal e corte. A região de operação do transistor é determinada pelas suas tensões de polarização de junção (fig. 1).

**Escolha da notação do modelo —**

Existem, atualmente, duas versões populares do modelo Ebers-Moll nível 1. Uma delas é chamada de “injeção” (fig. 2a) e a outra, de transporte (fig. 2b). Matematicamente, as duas são idênticas e no exemplo foram desenhadas para um transistor NPN. Não fica imediatamente claro por que se deve preferir um deles, em detrimento do outro. Entretanto, a versão transporte é melhor em simulações por computador porque é mais facilmente usada por um programa, além de melhor permitir alterações para modelamentos mais complexos<sup>3</sup>.

A versão de injeção é o modelo Ebers-Moll original e melhor conhecido. Suas correntes de referência — aquelas usadas para exprimir todas as outras correntes — são as que passam pelos diodos. A corrente direta de referência do diodo é:

$$I_F = I_{ES} [\exp(qV_{BE}/kT) - 1] \quad (1)$$

onde  $I_{ES}$  é a corrente de saturação base-emissor,  $V_{BE}$  é a tensão base-emissor,  $q$  é a carga do elétron,  $k$  é a constante de Boltzman e  $T$  é a temperatura. A corrente reversa de referência do diodo é:

$$I_R = I_{CS} [\exp(qV_{BC}/kT) - 1] \quad (2)$$

onde  $I_{CS}$  é a corrente de saturação coletor-base e  $V_{BC}$  é a tensão base-coletor. Agora, a corrente final de coletor pode ser expressa em termos de  $I_F$  e  $I_R$ :

$$I_C = \alpha_F I_F - I_R \quad (3)$$

onde  $\alpha_F$  é o ganho de corrente direta para grandes sinais de um transistor base comum. Igualmente, a corrente de base pode ser escrita como:

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_F + (1 - \alpha_R) I_R \quad (4)$$

onde  $\alpha_R$  é o ganho de corrente reversa, para grandes sinais, de um transistor base comum. E, finalmente, a corrente final do emissor torna-se:

$$I_E = -I_F + \alpha_R I_R \quad (5)$$

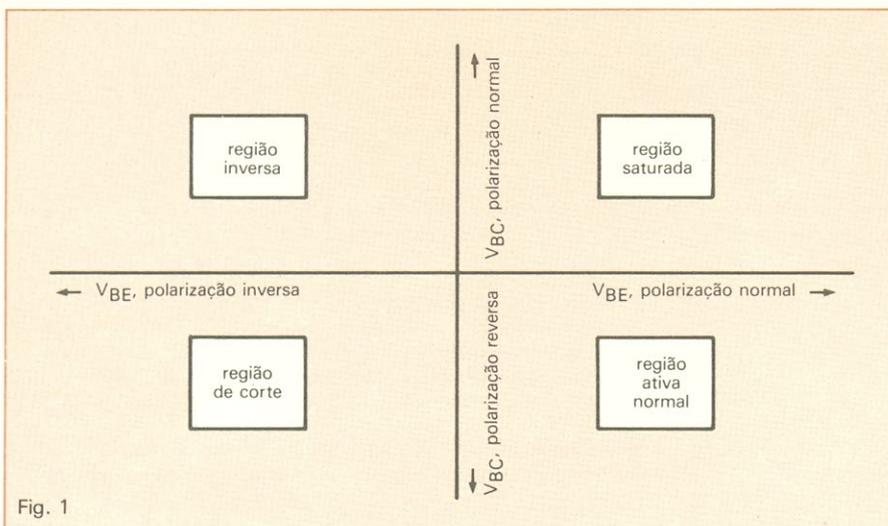


Fig. 1

A representação em 4 quadrantes das regiões de operação de um transistor bipolar mostra os efeitos das polaridades das tensões nas junções base-emissor e base-coletor.

Uma simples compreensão intuitiva do modelo pode ser obtida por inspeção. Os diodos representam as junções base-emissor e base-coletor do transistor. O termo  $I_F$  é a corrente que fluiria pela junção base-emissor para uma certa tensão  $V_{BE}$ , se a região de coletor fosse substituída por um contato ôhmico. A corrente  $I_{ES}$  é a de saturação dessa junção e a equação 1 dá o valor de  $I_F$  para uma dada  $V_{BE}$ . Da mesma forma a equação 2 descreve a junção coletor-base com o emissor substituído por um contato ôhmico, e  $I_{CS}$  é a corrente de saturação da junção coletor-base.

Os dois diodos em oposição não representam, sozinhos, o transistor. O acoplamento entre as junções é feito fisicamente por uma região muito estreita de base, sendo modelado por duas fontes de corrente dependentes da corrente. Supondo que o transistor seja polarizado em sua região ativa normal ( $V_{BE}$  polarizada diretamente e  $V_{BC}$  polarizada reversamente), o diodo coletor-base pode ser aproximado por um circuito aberto, e o modelo se reduz ao gerador da corrente  $\alpha_F I_F$  e ao diodo base-emissor, que é a representação mais freqüentemente usada de um transistor operando em sua região ativa normal.

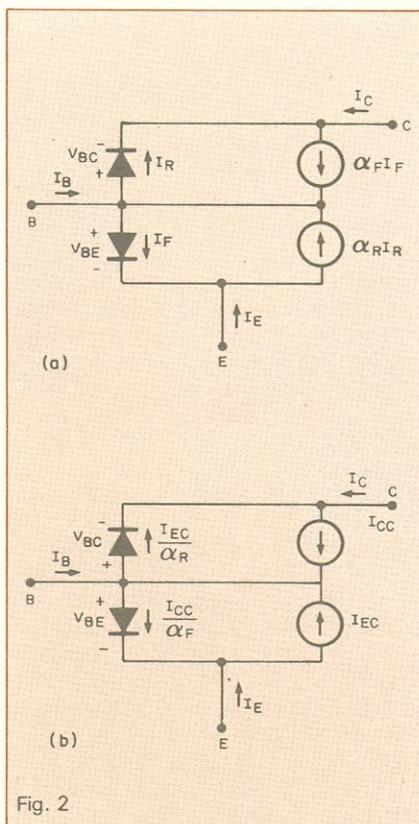


Fig. 2. Comparação entre as correntes de referência das versões injeção e transporte.

$I_F$  representa a corrente total que flui através da junção base-emissor, enquanto  $\alpha_F$  é uma parte dessa corrente, coletada na junção base-coletor. Da mesma forma, quando o transistor opera no seu modo reverso ( $V_{BE}$  polarizada reversamente e  $V_{BC}$ , diretamente),  $\alpha_R$  é parte da corrente total que flui através da junção coletor-base e que é coletada na junção emissor-base.

Com as equações de 1 a 5, são necessários quatro parâmetros —  $I_{ES}$ ,  $I_{CS}$ ,  $\alpha_F$  e  $\alpha_R$  — para descrever a versão injeção de Ebers-Moll nível 1 em uma dada temperatura. O número de parâmetros pode ser reduzido de um, porque os ganhos de corrente e correntes de saturação estão relacionados da seguinte forma:

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S \quad (6)$$

onde  $I_S$  é a parte comum das correntes de saturação  $I_{ES}$  e  $I_{CS}$ . A corrente de saturação de uma junção PN consiste de dois termos — um de cada análise de região neutra. A equação 6 significa simplesmente que a análise da região da base  $I_{ES}$  e  $I_{CS}$  é a mesma e que a corrente de saturação  $I_S$  é o componente comum.

As constantes  $\alpha_F$  e  $\alpha_R$  estão relacionadas ao ganho de corrente com gran-



# ALADIM

formação e aperfeiçoamento profissional  
cursos por correspondência:

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

## OFERECEMOS A NOSSOS ALUNOS:

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



**TUDO  
A SEU FAVOR!**

Seja qual for a sua idade  
seja qual for o seu nível cultural  
o Curso Aladim fará de você  
um técnico!

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

- |   |  |
|---|--|
| <input type="checkbox"/> Eletrônica Industrial          | <input type="checkbox"/> TV Preto e Branco                         |
| <input type="checkbox"/> Técnicas de Eletrônica Digital | <input type="checkbox"/> Técnico em Manutenção de Eletrodomésticos |
| <input type="checkbox"/> T V C                          |  |

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

NE-86

des sinais de um transistor emissor comum:

$$\beta_F = \alpha_F / (1 - \alpha_F)$$

onde  $\beta_F$  é o ganho. Igualmente:

$$\beta_R = \alpha_R / (1 - \alpha_R)$$

onde  $\beta_R$  é o ganho de corrente reversa com grandes sinais de um transistor emissor comum.

Assim, são necessários apenas três parâmetros do modelo e os normalmente usados são  $\beta_F$ ,  $\beta_R$  e  $I_S$ . Todos os outros parâmetros do modelo ( $I_{ES}$ ,  $I_{CS}$ ,  $\alpha_F$  e  $\alpha_R$ ) podem ser obtidos a partir daqueles três.

**A melhor notação** — A versão transporte do modelo Ebers-Moll nível 1 difere do de injeção apenas na escolha das correntes de referência: são as fontes de corrente do modelo,  $I_{CC}$  e  $I_{EC}$ , e representam as correntes que são coletadas. A corrente de referência do coletor pode ser escrita da seguinte forma:

$$I_{CC} = I_S [\exp(qV_{BE}/kT) - 1] \quad (7)$$

E a corrente de referência do emissor:

$$I_{EC} = I_S [\exp(qV_{BC}/kT) - 1] \quad (8)$$

Essas duas correntes podem então ser usadas para expressar as correntes dos terminais do transistor:

$$I_C = I_{CC} - (I_{EC}/\alpha_R) \quad (9)$$

$$I_B = [(1/\alpha_F) - 1] I_{CC} + [(1/\alpha_R) - 1] I_{EC} \quad (10)$$

$$I_E = -(I_{CC}/\alpha_F) + I_{EC} \quad (11)$$

Matematicamente, as equações de 7 a 11 são idênticas às equações de 1 a 5. Nessas condições, a dependência das correntes de referência das tensões de junção é a mesma para  $I_{CC}$  e  $I_{EC}$ , ou seja:

$$I = I_S [\exp(qV/kT) - 1]$$

onde  $I$  é a corrente de referência e  $V$  a tensão apropriada da junção.

A figura 3 mostra a variação das correntes de referência para ambas as versões — injeção e transporte — como função das tensões apropriadas de junção. Para a versão injeção (fig. 3a), são necessárias duas constantes ( $I_{ES}$  e  $I_{CS}$ ) para se obter as correntes de referência ( $I_F$  e  $I_R$ ). Entretanto, para a versão transporte (fig. 3b), as curvas das correntes de referência de emissor e coletor são idênticas, o que significa que a variação de ambas as correntes com a tensão da junção pode ser descrita por uma constante fundamental —  $I_S$ . Assim, para os valores

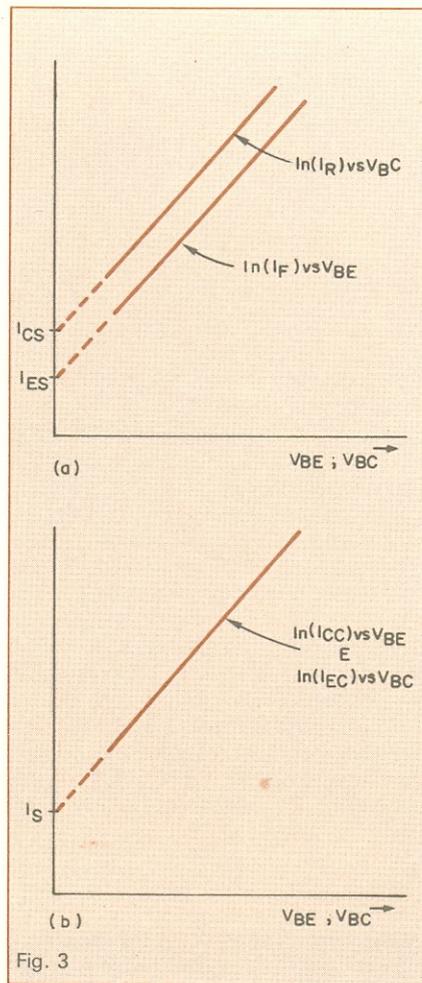


Fig. 3. A versão transporte é a melhor escolha do modelo Ebers-Moll.

dados de  $V_{BE}$  e  $V_{BC}$ , as duas correntes de referência da versão transporte poderão ser totalmente determinadas, se  $I_S$  for conhecida.

Isso, juntamente com o fato de que as correntes de referência para a versão transporte são lineares ao longo de muitas décadas de um gráfico semilogarítmico (mesmo para modelos de ordem maior), é levado em conta na preferência da versão transporte sobre a de injeção.

A diferença entre essas duas versões do modelo de Ebers-Moll envolve apenas uma mudança de notação e não na forma do modelo. Usaremos, aqui, a notação transporte; mas, em certos casos, uma mudança na forma do modelo pode ser útil.

**Simplificando o modelo** — Como se vê na figura 4a, as duas fontes de corrente de referência do modelo transporte podem ser substituídas por uma única fonte, entre os terminais do coletor e do emissor. Para isso, as equações para as correntes de saturação do diodo devem ser alteradas adequadamente, juntamente com a equação para a única fonte de refe-

rência,  $I_{CT}$ . As correntes do diodo tornam-se, então:

$$\begin{aligned} (I_{CC}/\beta_F) &= (I_S/\beta_F) \\ &[\exp(qV_{BE}/kT) - 1] \\ e \\ (I_{EC}/\beta_R) &= (I_S/\beta_R) \\ &[\exp(qV_{BC}/kT) - 1] \end{aligned}$$

As correntes terminais do modelo podem ser escritas, agora:

$$I_C = (I_{CC} - I_{EC}) - (I_{EC}/\beta_R),$$

que é equivalente à equação 9;

$$I_B = (I_{CC}/\beta_F) + (I_{EC}/\beta_R)$$

que é equivalente à equação 10;

$$I_E = -(I_{CC}/\beta_F) - (I_{CC} - I_{EC})$$

que é equivalente à equação 11.

Existe uma boa razão para tal alteração. Com o tipo de modelo da figura 4a, o circuito equivalente linearizado, para pequenos sinais, de um transistor operando em sua região ativa direta, reduz-se ao bem conhecido modelo linear  $\pi$ -híbrido para pequenos sinais. Como se vê na figura 4b, o gerador de corrente  $I_{CT}$  torna-se o gerador de corrente de transcondutância ( $g_m$ ). O diodo diretamente polarizado, entre os terminais base e emissor, torna-se o resistor  $r_\pi$  ( $r_\pi = \beta_F/g_m$ ). E o diodo reversamente polarizado, entre os terminais base e coletor, torna-se o resistor  $r_\mu$ , normalmente assumido como um circuito aberto.

Devido a essa simples transição de um modelo não linear para outro linear, o circuito equivalente da figura 4a é convenientemente chamado de "modelo  $\pi$ -híbrido não linear". Sua similaridade, na forma, ao modelo linear  $\pi$ -híbrido significa que um computador é capaz de executar a linearização  $\pi$ -híbrida para pequenos sinais com facilidade.

Como sempre, algo deve ser sacrificado para tal conveniência. O sentido físico do modelo  $\pi$ -híbrido não linear não é tão estrito como nos modelos de injeção e transporte. Os diodos do  $\pi$ -híbrido não linear não representam mais as junções PN do transistor real e as correntes dos diodos agora representam realmente os componentes da corrente de base.

Entretanto, a mudança na forma do modelo não afeta os parâmetros exigidos na especificação do modelo Ebers-Moll nível 1 na temperatura — tais parâmetros ainda são  $\beta_F$ ,  $\beta_R$  e  $I_S$ .

**Dependência à temperatura** — No nível de complexidade do modelo aqui considerado, os parâmetros  $\beta_F$  e

$\beta_R$  são considerados como constantes, independentemente dos níveis de tensão e corrente, assim como da temperatura. O único parâmetro que assumimos variar com a temperatura é  $I_S$ . Essa variação é dada por:

$$I_S(T) = I_S(T_{nom}) \left( \frac{T}{T_{nom}} \right)^3 \times \exp\left[ \frac{-E_g}{k} \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_{nom}} \right) \right]$$

onde T é a temperatura da análise (em graus Kelvin),  $T_{nom}$  é a temperatura nominal (também em graus Kelvin) na qual são tomados os dados do dispositivo, e  $E_g$  é a energia da zona de depleção (em eV) do material semiconductor usado.

Para considerar a variação de  $I_S$  com a temperatura, são necessários então mais dois parâmetros do modelo —  $T_{nom}$  e  $E_g$ . Em alguns programas de computador, o valor de  $E_g$  está fixado internamente em 1,1 eV (isto é, assume-se que o material semiconductor é o silício). Em outros programas,  $E_g$  é um parâmetro do modelo que o próprio usuário pode especificar. O tamanho da zona de depleção não é medido, normalmente, mas sim escolhido a partir de uma tabela de dados.

Nesse ponto, uma rápida revisão ajudará a resumir os aspectos impor-

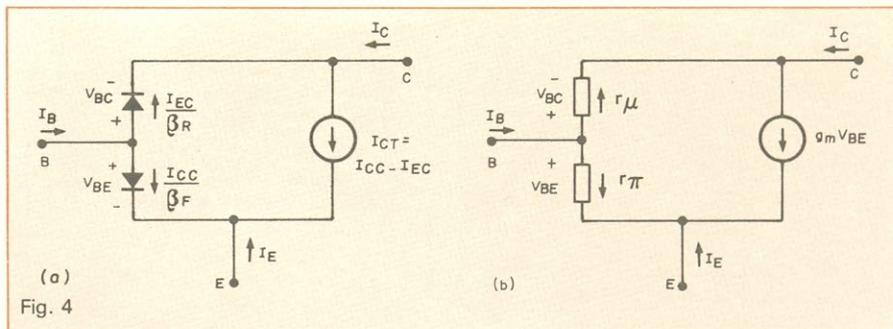


Fig. 4

O modelo linear  $\pi$ -híbrido é obtido a partir da versão transporte.

tantes do modelo não linear nível 1 do transistor bipolar:

- Para simulações em computador, o modelo de transporte é uma escolha melhor que o modelo de injeção.
- Numa dada temperatura, são necessários apenas 3 parâmetros —  $\beta_F$ ,  $\beta_R$  e  $I_S$  — para especificar o modelo. Os dois parâmetros adicionais,  $T_{nom}$  e  $E_g$ , são necessários para modelar a variação da corrente de saturação  $I_S$  com a temperatura. Devido ao fato do sistema Ebers-Moll ser um modelo CC,  $\beta_F$  e  $\beta_R$  são parâmetros CC, e não CA. Entretanto, para a complexidade de modelo aqui discutida, a distinção entre os valores CC e CA de beta é puramente acadêmica.

- A transformação da forma transporte (fig. 2b) para a forma não linear  $\pi$ -híbrida (fig. 4a) simplifica a linearização por computador para o modelo linear  $\pi$ -híbrido (fig. 4b) de pequenos sinais.

Todos os diagramas de modelos dados aqui são para transistores NPN. Para o caso PNP, as polaridades de tensão e corrente devem ser alteradas adequadamente. Na maioria dos programas de computador, os valores dos parâmetros do modelo são considerados sempre positivos; as mudanças de sinal são implementadas internamente pelo programa.

As características de coletor do modelo de Ebers-Moll nível 1 são

# Ligue para estes telefones que voce compra!

**CIRCUITOS INTEGRADOS**

**TRANSISTORES**



**TIRISTORES**

**DIODOS, ETC.**

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

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

**VENDAS SÓ POR ATACADO**

mostradas na figura 5, do modo como apareceriam num traçador de curvas (observe que mesmo para esse modelo, existe uma tensão inerente de saturação,  $V_{CESAT}$ ). Embora seja muito simples na forma e exija, no máximo, 5 parâmetros, o modelo de Ebers-Moll é bastante preciso. É útil não apenas para uma caracterização CC do transistor bipolar, mas também para a simulação de um transistor ideal.

A principal limitação do modelo de Ebers-Moll é negligenciar o armazenamento de carga no transistor. Não leva em conta as capacitâncias de difusão e junção, nem as resistências ôhmicas nos terminais. Esse elementos do modelo serão incluídos com prioridade no próximo artigo desta série.

## MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS

O equipamento de teste para medições, nos terminais, dos parâmetros para o modelo de Ebers-Moll nível 1 não precisa ser altamente sofisticado. Tudo o que é necessário, em geral, é um traçador de curvas e um termômetro. Os processos de medição aqui descritos não são os únicos possíveis, nem necessariamente os melhores. Mas eles funcionam bem, fornecendo uma precisão aceitável para simulação em computador.

O parâmetro  $\beta_F$  é a razão entre corrente CC de coletor e a corrente CC de base, quando o transistor está em

sua região normal ativa, com sua junção base-emissor polarizada diretamente e a junção base-coletor, reversamente. A figura 6a mostra como  $\beta_F$  normalmente varia com a corrente de coletor; para muitas aplicações, porém,  $\beta_F$  pode ser considerado constante. Um valor típico de  $\beta_F$  pode variar de 5, para dispositivos de altas correntes, a 100, para pequenos sinais, ou até 1.000, para dispositivos de beta elevado.

O valor constante adequado de  $\beta_F$  pode ser determinado a partir de um traçador de curvas (figura 6b), mostrando corrente de coletor versus tensão coletor-emissor ( $V_{CE}$ ), para uma corrente de base fixada. O  $\beta_F$  deve ser medido nos valores  $I_C$  e  $V_{CE}$  em que operará o transistor. Como já mencionado, deve ser usado o valor CC, e não o CA. Assim, por exemplo, o  $\beta_F$  em CC seria:

$$\beta_{FCC} = I_{C2}/I_{B2}$$

enquanto o  $\beta_F$  em CA seria:

$$\beta_{Fca} = \Delta I_C / (I_{B2} - I_{B1})$$

O parâmetro  $\beta_R$ , ou beta reverso, é a razão entre a corrente de emissor e a corrente de base em CC, quando a junção coletor-base está polarizada diretamente e junção emissor-base, reversamente. Normalmente esse parâmetro também é assumido como constante e seu valor típico é 0,1.

Utiliza-se a mesma técnica para medir  $\beta_F$  e  $\beta_R$ . Entretanto, para obter  $\beta_R$ , os terminais do coletor e do emissor devem ser trocados. Com alguns tra-

çadores de curvas, essa mudança pode ser conseguida simplesmente girando de 180° a base de teste do transistor.

### Avaliando a corrente de saturação

— O parâmetro  $I_S$  é a corrente de saturação, relacionada à corrente de coletor base-emissor, ambas medidas facilmente. A corrente de coletor é definida por:

$$I_C = I_S [\exp(qV_{BE}/kT) - 1] - (I_S/\alpha_R) [\exp(qV_{BC}/kT) - 1]$$

Quando o transistor está em sua região ativa normal, esta expressão se reduz a:

$$I_C = I_S [\exp(qV_{BE}/kT) - 1]$$

$I_S$ , que é diretamente proporcional à área ativa da junção base-emissor, pode variar significativamente de dispositivo para dispositivo. Seu valor típico é  $10^{-16}$  ampères.

Para determinar o valor de  $I_S$ , o traçador pode ser usado para mostrar a corrente de coletor em relação à tensão coletor-emissor, numa tensão constante de base-emissor, como se vê na figura 7a. Assim,  $I_S$  pode ser calculada em um único valor de  $V_{BE}$  ou encontrada graficamente, a partir de uma curva  $I_C$  versus  $V_{BE}$ . Devido à dependência exponencial de  $I_C$  em relação a  $V_{BE}$ , tenha o cuidado de nunca determinar uma  $V_{BE}$  muito elevada, inicialmente. Comece sempre com valores pequenos, aumentando-os gradativamente.

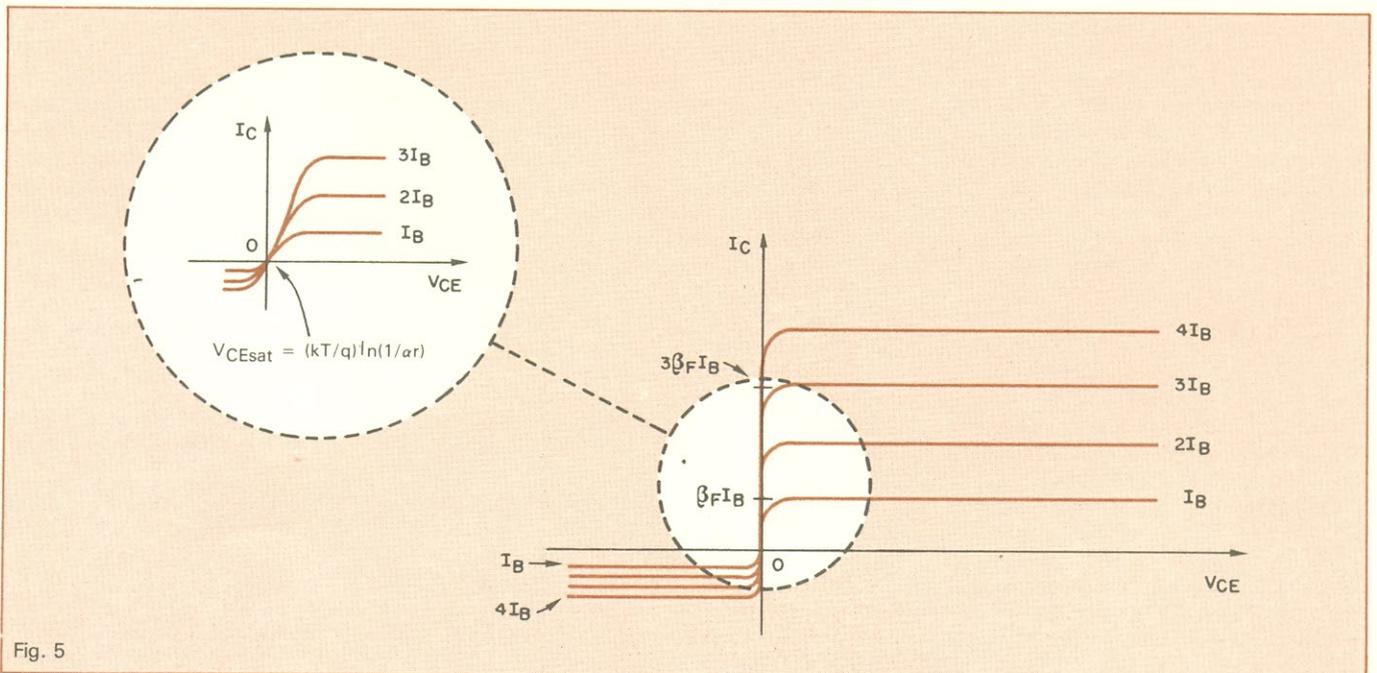
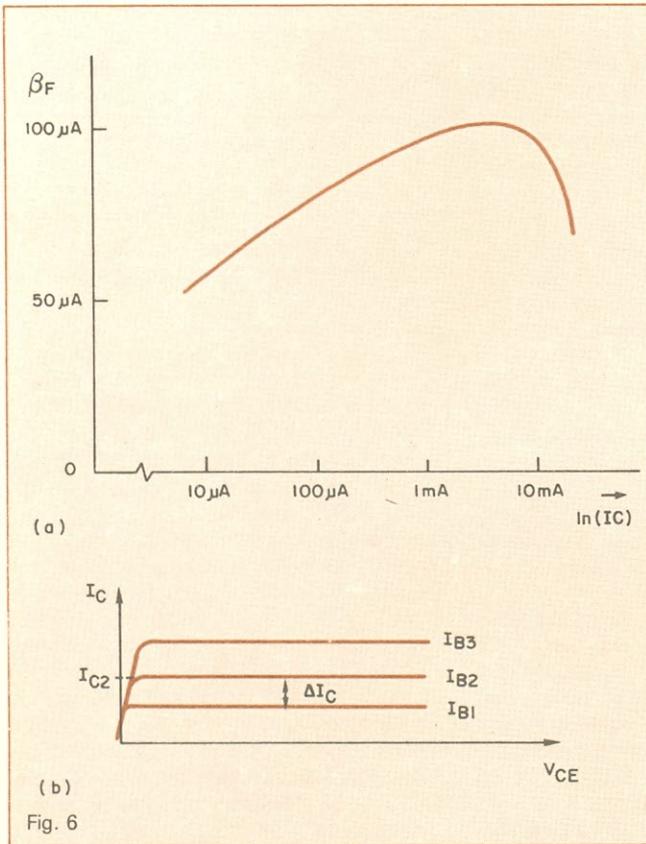


Fig. 5

O modelo de Ebers-Moll nível 1 simula o comportamento de um transistor bipolar ideal, como ilustrado pelas curvas características de coletor. Tal modelo é geralmente útil para uma caracterização em CC ou quando é exigido um transistor ideal.



Os parâmetros  $\beta_F$  e  $\beta_R$  são dois dos parâmetros que devem ser medidos para especificar o modelo Ebers-Moll nível 1.

Vamos dar um exemplo de medição de  $I_S$  para um único valor de  $V_{BE}$ . Suponha que as tensões de polarização do transistor em operação sejam  $V_{BE} = 591,5$  milivolts e  $V_{CE} = 0,6$  V. Assim, o valor de  $I_S$  é o valor medido de  $I_C$  (nessas tensões de polarização) dividido por  $10^{10}$ , que é o valor de  $\exp(qV_{BE}/kT)$  nesse caso. Embora essa medição única seja simples e rápida poderá não ser muito precisa para várias simulações em computador.

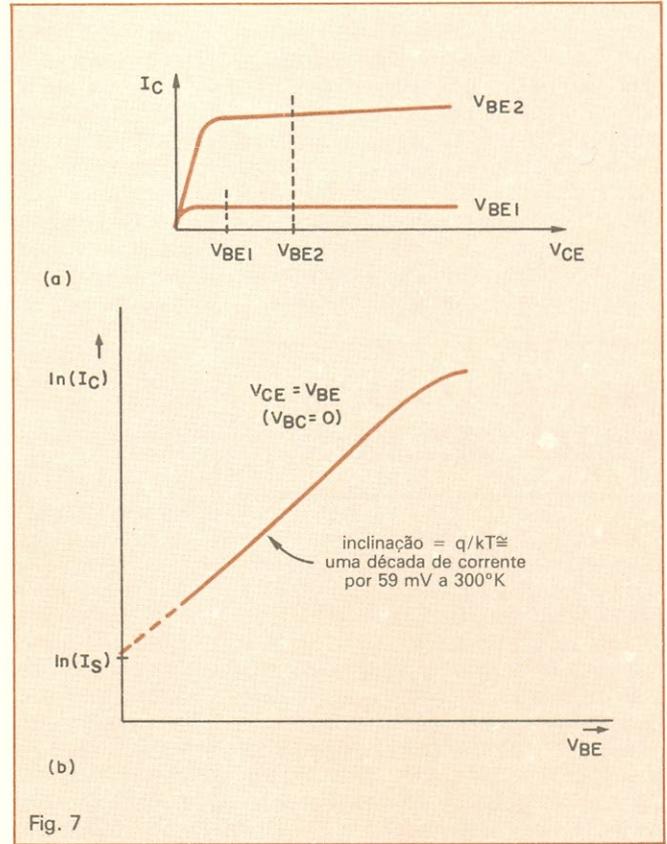
Um método mais preciso consiste em se obter  $I_S$  de um gráfico  $I_C \times V_{BE}$ . Pode ser usado um traçador de curvas para mostrar  $I_C$  como função de  $V_{BE}$  diretamente; uma precisão maior resulta, porém, de se montar uma curva a partir dos dados medidos.

Para isso, meça  $I_C$  em vários pontos em que  $V_{BE} = V_{CE}$ , de modo que  $V_{BC} = 0$ . Em seguida, plote o logaritmo natural ( $\ln$ ) de  $I_C$  como função de  $V_{BE}$ , como na figura 7b. O valor de  $I_S$  é então obtido pela extrapolação da curva para  $V_{BE} = 0$ .

Em níveis elevados de corrente, o gráfico de  $\ln(I_C) \times V_{BE}$  desvia de uma

linha reta devido à injeção de alto nível e/ou aos efeitos da resistência ôhmica. As injeções de alto nível ocorrem quando a concentração de portadores minoritários na base, injetados do emissor, torna-se comparável à concentração de portadores majoritários. Podem ser considerados tanto os efeitos da injeção de alto nível como os de resistência ôhmica para modelos mais complexos que o de Ebers-Moll nível 1<sup>4</sup>.

O parâmetro  $T_{nom}$  é a temperatura na qual são obtidos todos os outros parâmetros do modelo. É normalmente considerado como a temperatura ambiente, aproximadamente 27°C ou 300°K. A técnica mais simples de se medir  $T_{nom}$  é a de posicionar um termômetro próximo ao transistor. Já que a dissipação de potência do dispositivo é muito pequena para aumentar de forma considerável a temperatura da junção, esta é aproximadamente igual à temperatura ambiente. Todos os parâmetros do modelo devem ser medidos sob condições de baixa potência, com  $V_{BC} = 0$ . Se os



O parâmetro  $I_S$  é o terceiro a ser medido. É uma constante que pode ser calculada a partir de uma única medição de  $I_C$ .

efeitos térmicos são importantes, porém, deve ser usado um modelo mais complexo.

A energia da zona de depleção ( $E_g$ ) do transistor não precisa em geral ser medida. A  $E_g$  pode ser selecionada a partir de uma lista de valores típicos. Para o silício,  $E_g = 1,1$  eV; para o germânio,  $E_g = 0,6$  eV; e para dispositivos Schottky,  $E_g = 0,69$  eV.

REFERÊNCIAS

1. P. E. Gray, D. DeWitt, A. R. Boothroyd e J. F. Gibbons, *Physical Electronics and Circuit Models of Transistors*, SEEC, Vol. 2, J. Wiley, 1964.
2. D. A. Hodges e D. O. Pederson, *The Here and Now of Computer-Aided Circuit Design*, ISSCC Digest of Technical Papers, págs. 38-39, 1974.
3. J. Logan, *Characterization and Modeling for Statistical Design*, Bell Systems Technical Journal, Vol. 50, págs. 1.105-1.147, 1971.
4. H. K. Gummel e H. C. Poon, *An Integral Charge Control Model of Bipolar Transistors*, Bell Systems Technical Journal, Vol. 49, págs. 827-852, 1970.

# Retificador de precisão em onda completa

Faz-se necessária, às vezes, a utilização de retificadores de precisão — ou seja, retificadores em que não haja a queda de tensão comum nos circuitos convencionais a diodo —, como em instrumentação, onde queremos um sinal retificado sem perda de amplitude.

A literatura técnica (1) traz o clássico retificador de precisão em meia onda (figura 1); nele é retificada apenas a parte negativa do sinal. Para se obter a retificação da parte positiva, basta trocar a polaridade dos diodos naquele esquema.

Valendo-se dessas duas configurações, é possível construir um retificador em onda completa, ligando-as às entradas de um somador; seriam, então, três operacionais ao todo.

Entretanto, em minha atividade de

pesquisa, projetei um retificador de precisão em onda completa com apenas dois operacionais: um deles como retificador propriamente dito e o outro como *buffer* (isolador). Obviamente, se o retificador fosse naturalmente acoplado a uma "carga" de altíssima impedância, como a do *buffer*, este poderia ser suprimido sem problemas, reduzindo para um o número de operacionais. Veja a figura 2.

Para tensões negativas de entrada, o circuito equivalente para análise é o da figura 3. Tomando  $R1 = R2$ , será um amplificador inversor de ganho unitário ( $G = -R2/R1$ ); portanto, temos  $V_s = -V_e$  e a retificação da parte negativa do sinal.

Para entrada positiva, o circuito equivalente está na figura 4. Nessas condições, teremos uma tensão nega-

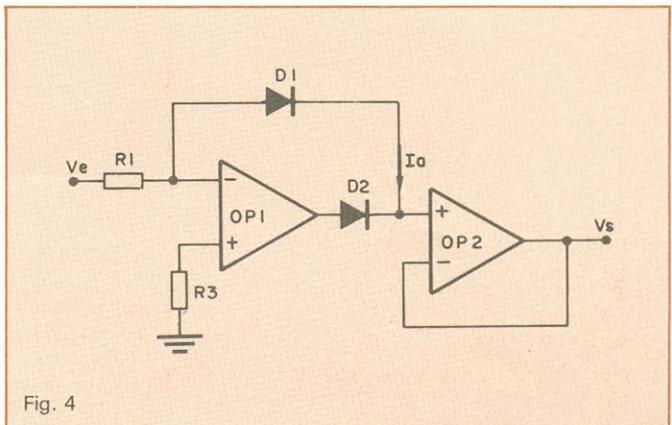
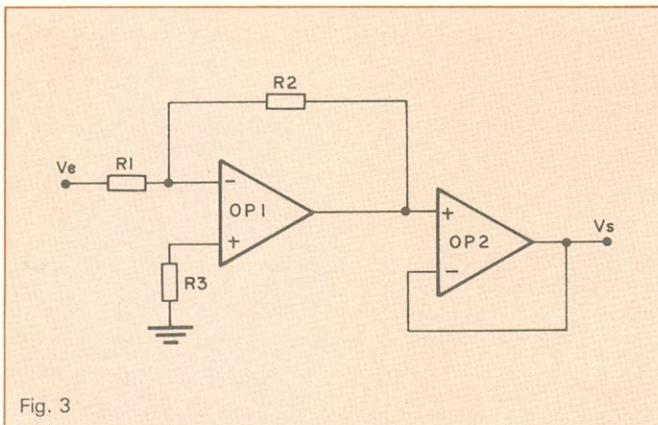
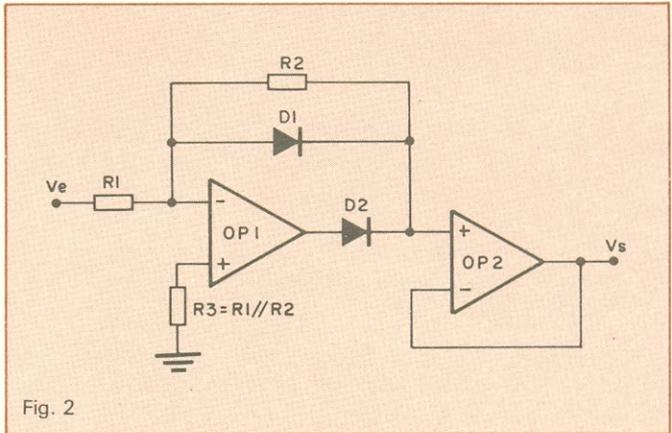
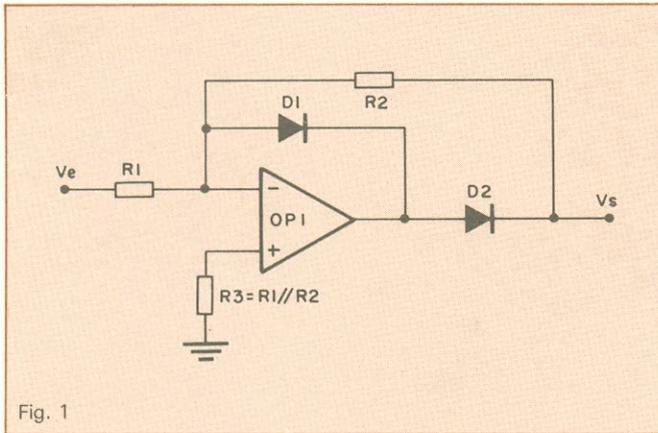
tiva na saída do primeiro operacional, impedindo a condução de D2; o diodo D1, ao contrário, estará diretamente polarizado.

Com o estágio isolador conectado ao ponto A, a corrente  $I_a$  é desprezível e podemos, portanto, considerar a queda de tensão em R1 e D1 como nula. *Ipsa facto*, a tensão no ponto A é  $V_e$ , ou seja,  $V_s = V_e$  — a porção positiva do sinal também está retificada. Analisando o sinal completo na entrada, então, nós o temos totalmente retificado. ●

### Referência

(1) Halkias, Millman — Integrated Electronics — McGraw-Hill Kogakusha — Tóquio.

**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.



# Acoplamento através de optoisolantes

Os optoacopladores, que surgiram na década de 70, revolucionaram o acionamento de alta potência a partir de pequenos sinais, dispensando os transformadores e amplificadores de alto ganho

**O**s acopladores ópticos são usados em eletrônica para acoplar circuitos que operam em diferentes níveis de potência. Até o surgimento dos optoisolantes ou optoacopladores, o acoplamento era feito através de transformadores e relés eletromecânicos: dispositivos lentos, de grande volume e caros.

A lâmpada neon foi o primeiro dispositivo óptico usado no acoplamento de circuitos há cerca de 20 anos. No entanto, mostrou-se muito lenta e de alto consumo para as necessidades da eletrônica dos anos oitenta — bastante preocupada em aumentar a velocidade de seus dispositivos e diminuir-lhes o consumo e o tamanho.

Depois da lâmpada neon uma série de dispositivos foram desenvolvidos para otimizar o acoplamento óptico, culminando com os atuais optoisolantes integrados.

Um integrado optoisolante consiste de uma fonte de luz — freqüentemente um LED emitindo na região do infravermelho — e um fotossensor, que deve ter alta sensibilidade na faixa de freqüência da luz emitida pela sua fonte.

A luz é acoplada ao sensor através de um material dielétrico transparente ou através do próprio ar.

O conjunto é alojado num invólucro opaco e encapsulado na forma de um circuito integrado, como mostra a figura 1 (optoisolante formado por uma fonte — LED — e um sensor — fototransistor). A figura 2 ilustra o esque-

ma físico desse mesmo dispositivo.

A entrada do dispositivo (terminais A e K) é cuidadosamente isolada da saída (terminais E, C e B), de tal forma que o acoplamento apenas seja possível através dos sinais ópticos. O grau de isolamento entre entrada e saída (fonte de luz e sensor) é diretamente proporcional à distância entre elas.

Outro parâmetro importante de um optoacoplador é a sua Razão de Transferência de Corrente (RTC), que é a relação entre a corrente de entrada, necessária para acionar a fonte de luz, e a corrente de saída. É desejável fazer com que a RTC seja tanto maior quanto possível. Infelizmente, porém, a RTC diminui com o aumento da distância entre fonte e sensor.

Logo, o grau de isolamento aumenta e a RTC diminui com o aumento da distância entre a fonte e o sensor, o que torna essa distância um parâmetro crítico no projeto de fotoisolantes.

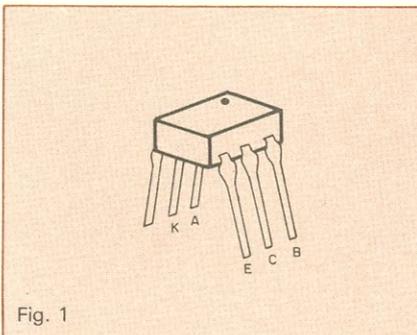


Fig. 1

Integrado optoisolante.

A resistência de fuga de um optoisolante é bastante alta, girando em torno de  $10^{10}$  a  $10^{12}$  ohms, e a capacitância de acoplamento da ordem de poucos picofarads. Esse nível de isolamento é excelente para a maioria das aplicações, como deslocamento do nível CC e acionamento de servomecanismos.

Atualmente os optoacopladores podem fornecer Razões de Transferência de Corrente de 1.000% (corrente de saída dez vezes maior que a de entrada), enquanto que uma lâmpada neon pode fornecer uma RTC máxima de 10%. Modernos optoisolantes também podem fornecer uma isolamento de 7.500 V em CA entre a entrada e a saída.

Um dos integrados optoisolantes mais popular é o TIL 113, da Texas. O fotossensor do TIL 113 é um fototransistor Darlington e um LED é utilizado como fonte de luz para o primeiro transistor.

A montagem Darlington é lenta se a compararmos com outras configurações de saída. Mas se a compararmos com os fotoacopladores que utilizam lâmpadas neon ou incandescentes veremos que estes chegam a ser 20 vezes mais lentos que os optoisolantes que utilizam montagens Darlington.

Os tempos de resposta dos optoacopladores são parâmetros de grande importância quando esses dispositivos são usados para acoplar circuitos lógicos a sistemas de potência ou mesmo a outros circuitos lógicos. Pa-

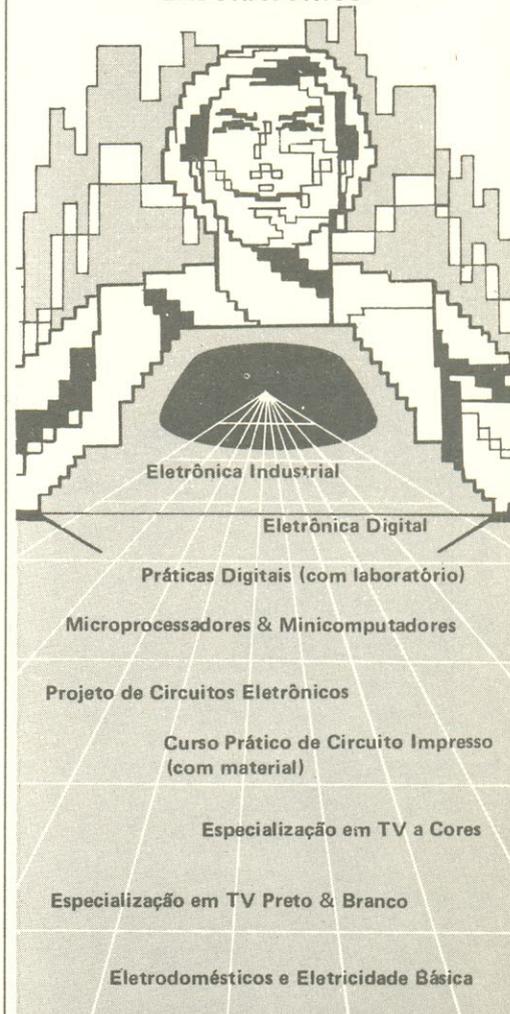
# ARGOS- IPOTEL

## CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

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

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

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



Preencha e envie o cupom abaixo.

**ARGOS - IPOTEL**  
R. Clemente Álvares, 247 — São Paulo —  
CEP 05074 Tel.: 261-2305

Nome \_\_\_\_\_  
Endereço \_\_\_\_\_  
Cidade \_\_\_\_\_ CEP \_\_\_\_\_  
Curso \_\_\_\_\_

Ao nos escrever indique o código **NE**

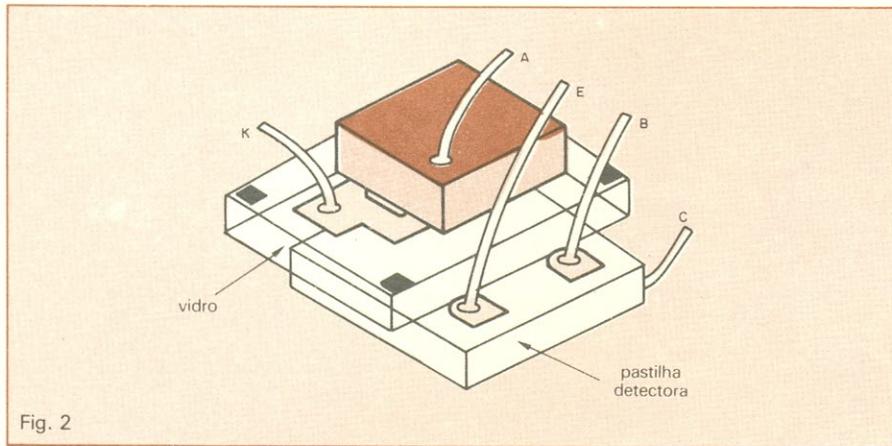


Fig. 2

Esquema físico do optoacoplador da figura 1.

ra exemplificar, o TIL 111 e o TIL 112, considerados rápidos, apresentam velocidade de comutação típica de 2  $\mu$ s.

**Os diversos tipos de optoacopladores** — As características de entrada de um optoisolante dependem do tipo de fonte de luz empregada. O LED infravermelho comporta-se de maneira semelhante a um diodo com uma tensão de polarização direta da ordem de 1,1 a 2 volts e impedância inversa muito alta. Assim, o circuito de entrada deve usar um resistor para polarizar diretamente o diodo.

Embora a fonte de luz seja quase que um padrão para os optoacopladores, o mesmo não acontece com os sensores. Há uma variedade de sensores usados na saída dos dispositi-

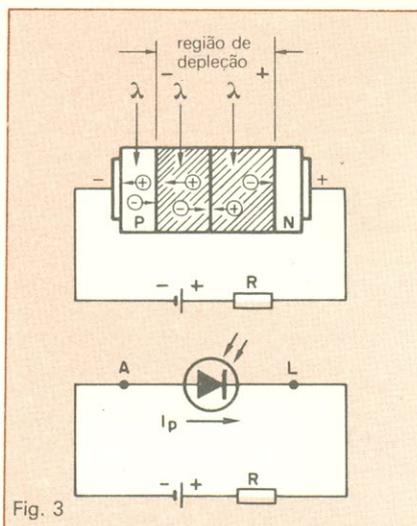


Fig. 3

Junção PN atuando como sensor de um optoisolante.

vos de tal forma a otimizar ora a razão de transferência de corrente, ora o grau de isolamento.

O sensor pode ser simplesmente uma junção PN reversamente polarizada em que os pares elétron-buraco criados pela ação da luz são coletados no anodo e catodo, conforme mostra a figura 3.

Os pares são coletados devido à ação do campo elétrico criado na junção. A corrente que flui é proporcional à energia luminosa:  $I_p = n \cdot q \cdot 0 \cdot A$ , onde  $n$  é a eficiência quântica (razão entre pares gerados e fótons absorvidos pela junção),  $q$  é a carga do elétron ( $1,6 \times 10^{-19}$  Coulombs),  $A$  é a área e  $0$  é o número de fótons por segundo por centímetro quadrado que atingem o sensor.

A figura 4 ilustra o símbolo elétrico (4a), o esquema físico (4b) e o circuito equivalente (4c) de um sensor com configuração Darlington. Note que a junção coletor-base do primeiro transistor também atua como uma fonte de luz, o que, em última análise, aumenta a RTC do optoisolante.

A figura 5 ilustra o símbolo elétrico (5a), o esquema físico (5b) e o circuito equivalente (5c) de um sensor com um SCR.

### Aplicações dos optoisolantes

Como já observamos, os optoisolantes são bastante usados em acoplamentos de circuitos digitais. A figura 6 mostra como um optoisolante pode ser usado para acoplar um sistema TTL a um CMOS. Os optoisoladores tornam-se inevitáveis neste tipo de circuito quando o tempo de resposta é um parâmetro crítico.

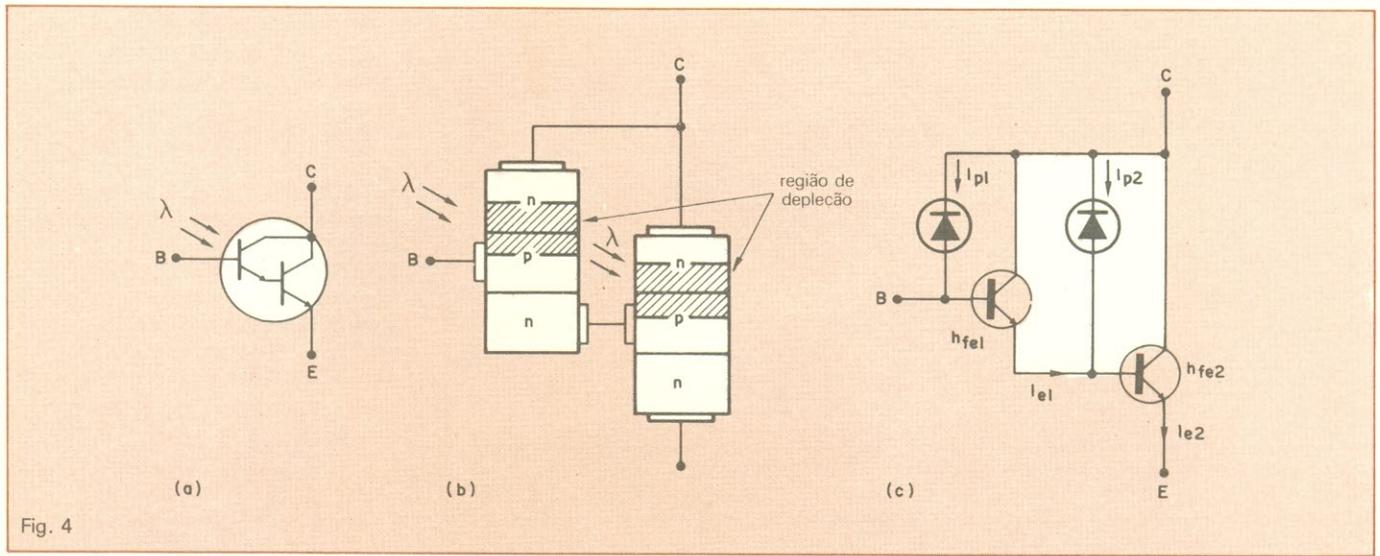


Fig. 4 Montagem Darlington atuando como sensor de um optoacoplador.

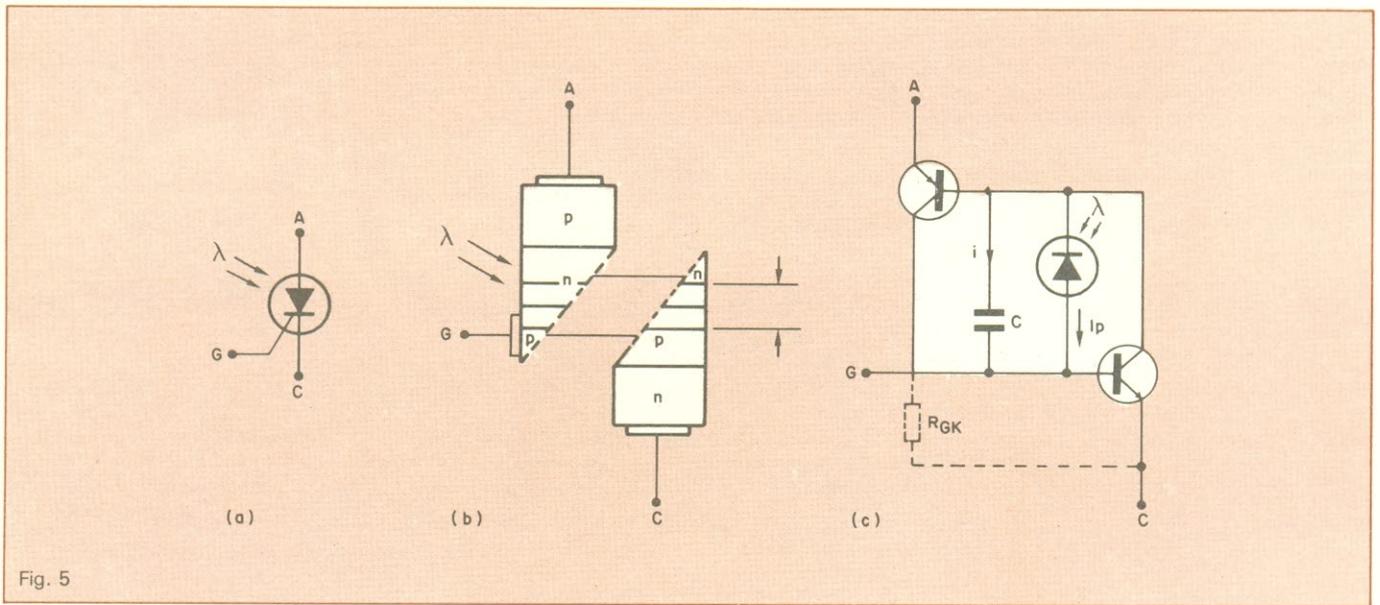


Fig. 5 Símbolo elétrico (a), esquema físico (b) e circuito equivalente do sensor de um optoisolante à base de um SCR.

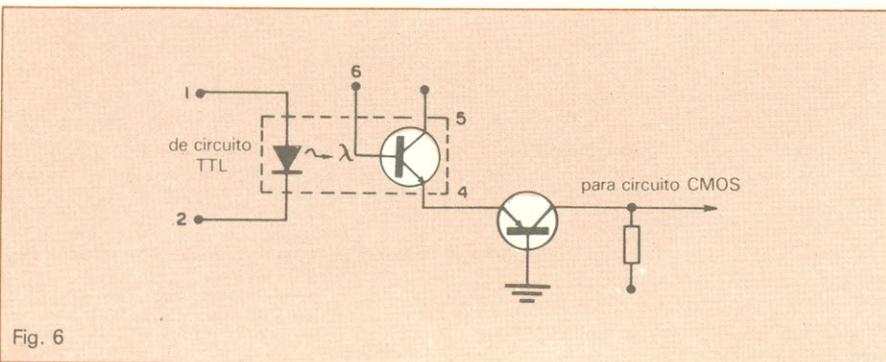


Fig. 6 Optoisolante sendo usado num circuito de acoplamento entre sinais TTL e CMOS.

A figura 7 exemplifica como um optoisolante atua entre o acoplamento de pulsos de baixa potência e pulsos de alta potência num aparelho telefônico.

**Conclusão** — A história dos optoisolantes completa, em 1984, 20 anos. Em 1964 o primeiro integrado optoacoplador foi construído. Tinha uma fonte de luz com lâmpada neon e um sensor SCR.

Trata-se, portanto, de um ramo relativamente recente na árvore dos dis-

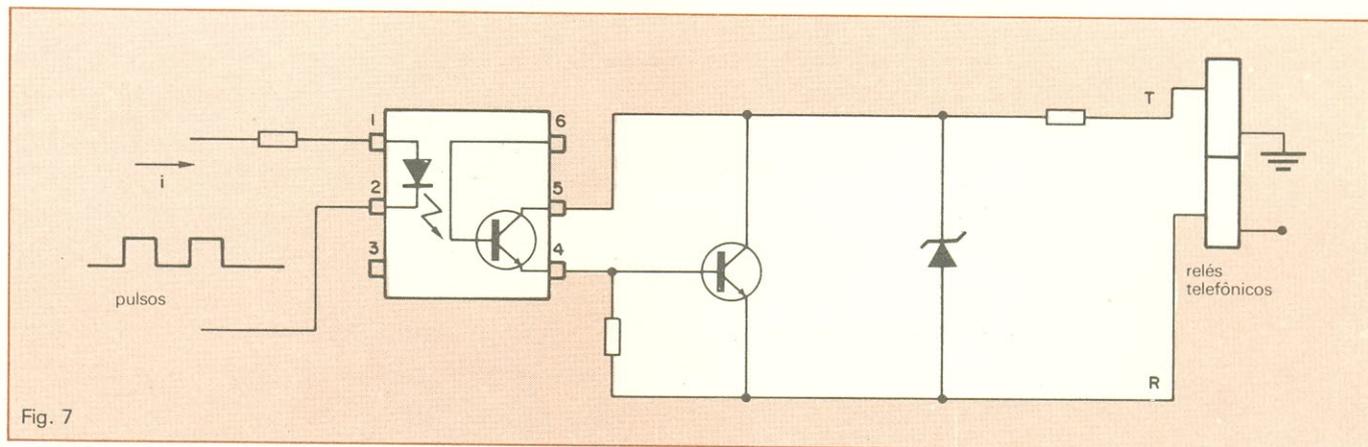


Fig. 7

Pulsos de baixa potência acionam relés telefônicos através de um circuito que utiliza um optoacoplador.

positivos eletrônicos. Prevê-se para os anos 80 um grande avanço desse ramo. Praticamente todos os fabricantes internacionais de componentes competem e, nos EUA, novos integrados estão sendo lançados quase que mensalmente.

Outros materiais deverão ser testados em breve, como o arsenieto de gálio-alumínio (GaAlAs), para melhorar o desempenho da fonte de luz. Quanto aos sensores, procura-se otimizar os triacs e SCRs sensíveis à luz, o que permitirá eliminar os transfor-

madores dos circuitos controladores de potência.

Os integrados optoisolantes, dentro da família de CIs analógicos, são ainda muito jovens e, somente na próxima década alcançarão a maturidade.

# Litec

Livraria editora técnica Ltda.

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

## MOTOROLA — MANUAIS

LINEAR AND INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS .....	Cr\$ 36.000,00
CMOS DATA MANUAL .....	Cr\$ 25.000,00
POWER DATA BOOK .....	Cr\$ 36.000,00
MEMORY DATA MANUAL .....	Cr\$ 20.000,00
MICROPROCESSORS DATA MANUAL .....	Cr\$ 35.000,00

## TTL/CMOS — TEORIA E APLICAÇÃO EM CIRCUITOS DIGITAIS — 2 VOLS.

por João Batista de Azevedo Júnior

Eletrônica Digital com circuitos integrados das famílias TTL e CMOS, com características e aplicações abrangendo circuitos combinacionais e sequenciais, com exemplos, projetos e detalhes práticos quanto à implementação. Cr\$ 18.100,00

## NOVIDADES E REPOSIÇÕES

MANUAL DE EQUIVACENCIAS MUNDIALES DE CIRCUITOS	
— INTEGRADOS — 2 TOMOS — G. Perez .....	Cr\$ 51.600,00
SEMICONDUCTOR GENERAL-PURPOSE REPLACEMENTS	
— 4TH EDITION — Sams .....	Cr\$ 50.670,00
CMOS COOKBOOK — Don Lancaster .....	Cr\$ 35.430,00
DESIGNER'S HANDBOOK OF INTEGRATED CIRCUITS — Williams .....	Cr\$ 176.530,00
FIBROS ACTIVOS — Bildstein .....	Cr\$ 14.700,00
TECNICAS DE MEDIÇÃO EM TELECOMUNICAÇÕES	
— Bidlingmaier/Haag .....	Cr\$ 9.500,00
MOBILE COMMUNICATIONS ENGINEERING — Lee .....	Cr\$ 114.170,00
THERMAL ANALYSIS AND CONTROL OF ELECTRONIC	
— EQUIPMENT — Kraus/Bar-Cohen .....	Cr\$ 126.870,00
DISPOSITIVOS ELETRONICOS E TEORIA DE CIRCUITOS	
— Boylestad/Nashelsky .....	Cr\$ 38.700,00
SCR MANUAL — GE 6TH EDITION .....	Cr\$ 37.970,00
COMPUTER GRAPHICS FOR THE IBM PERSONAL COMPUTER	
— Hearn/Baker .....	Cr\$ 48.130,00
OPTICAL COMMUNICATION SYSTEMS — Gowar .....	Cr\$ 91.440,00
COMPUTER CONTROLLED SYSTEMS THEORY AND DESIGN	
— Astrom/Wittenmark .....	Cr\$ 83.690,00

INDUSTRIAL ROBOTS AND ROBOTICS — Kafirissen/Stephans .....	Cr\$ 65.910,00
SOLID STATE INDUSTRIAL ELECTRONICS — Pearman .....	Cr\$ 81.150,00
ROBOT TECHNOLOGY — VOL. 4 — ROBOT COMPONENTS	
— AND SYSTEMS — L'Hote/Kauffmann .....	Cr\$ 91.440,00
SYSTEM PROGRAMMING UNDER CP/M-80 — Hughes .....	Cr\$ 40.510,00
COMPUTER COMMUNICATION NETWORK DESIGN AND	
— ANALYSIS — Schartz .....	Cr\$ 93.850,00
A MULTIPROCESSOR OPERATING SYSTEM — Joseph/Prasad .....	Cr\$ 73.530,00
CODING AND INFORMATION THEORY — Hamming .....	Cr\$ 81.150,00
VLSI ARCHITECTURE — Randel/Treleaven .....	Cr\$ 101.470,00
USING THE IBM PERSONAL COMPUTER — Lewis .....	Cr\$ 37.970,00
USING AND TROUBLESHOOTING THE MC68000 — Coffron .....	Cr\$ 32.890,00
APPLE BASIC — Haskell .....	Cr\$ 32.890,00
PROGRAMMING THE APPLE II & IIe — A STRUCTURED	
— APPROACH — Campbell .....	Cr\$ 50.670,00
HARDWARE INTERFACING WITH THE APPLE II PLUS	
— Uffenbeck .....	Cr\$ 37.970,00
COMMODORE 64 — BASIC PROGRAMMING AND	
— APPLICATIONS — Goldstein/Mosher .....	Cr\$ 37.970,00
GRAPHICS PROGRAMMING ON THE IBM PERSONAL COMPUTER	
— Volkstorf .....	Cr\$ 43.050,00
BETTER BASIC FOR THE APPLE — Hume/Holt .....	Cr\$ 40.510,00
ELEMENTS OF MICROCOMPUTER INTERFACING — Carr .....	Cr\$ 45.590,00
APPLES OF T BASIC FOR THE APPLE II & IIe — Craff/Goldstein .....	Cr\$ 40.510,00
MICROCOMPUTERS & MODERN CONTROL ENGINEERING	
— Cassell .....	Cr\$ 73.530,00
CABLE TELEVISION — Grant .....	Cr\$ 60.830,00
IBM PC AND XT OWNER'S MANUAL — A PRACTICAL GUIDE	
— TO OPERATIONS — Chertok/Stone .....	Cr\$ 37.970,00
BIOENGINEERING BIOMEDICAL, MEDICAL, AND CLINICAL	
— ENGINEERING — Bahill .....	Cr\$ 88.770,00
DISCRETE-TIME SIGNALS AND SYSTEMS — Ahmed/Natarajan .....	Cr\$ 73.530,00
DATA COMMUNICATIONS — A USERS GUIDE — Sherman .....	Cr\$ 63.370,00
APPLE PROGRAMMING FOR LEARNING & TEACHING — 50 +	
— APPLICATIONS PROGRAMS — Bell .....	Cr\$ 43.050,00

FAÇA-NOS UMA VISITA: DOBRAMOS A ÁREA DE NOSSA LOJA E AUMENTAMOS ASSIM OS LIVROS EXPOSTOS.

PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇÃO

ATENDIMENTO PELO REEMBOLSO POSTAL. Só aceitamos acima de Cr\$ 3.000,00. Pedidos inferiores devem vir acompanhados de cheque nominal ou vale postal. O porte do correio varia atualmente entre Cr\$ 300,00 e Cr\$ 500,00 por pacote (dependendo do valor e peso) e será cobrado juntamente com o valor da mercadoria ao retirá-lo no correio. REEMBOLSO AÉREO VARIIG. Só aceitamos pedidos acima de Cr\$ 10.000,00. Este serviço só é possível para as cidades servidas por esta companhia. As despesas de despacho variam entre Cr\$ 5.000,00 e Cr\$ 10.000,00, dependendo da distância, peso e valor do pacote.

# Circuitos sintonizados

A análise dos circuitos RLC série e paralelo e o conceito de ressonância estão presentes neste artigo que inicia a última etapa do nosso curso

Os circuitos sintonizados são fundamentais na eletrônica. Eles fixam a frequência de operação de amplificadores e osciladores, separam sinais desejados de não desejados e eliminam interferências ou ruídos.

Sem os filtros e circuitos ressonantes muitas das funções e utilidades eletrônicas simplesmente não seriam possíveis. Nesta última etapa do nosso Curso de Corrente Alternada, abordaremos os circuitos sintonizados estudando suas características particulares, desenho do circuito e outros detalhes.

**Os circuitos RLC** — Os circuitos RLC são todos que têm resistores (R), indutores (L) e capacitores (C) ligados de alguma maneira. O mais simples circuito RLC possui apenas um componente de cada tipo, com ligação em série entre eles.

**Circuito RLC série** — Um resistor, uma bobina e um capacitor conectados em série com um gerador de tensão alternada, constituindo um RLC

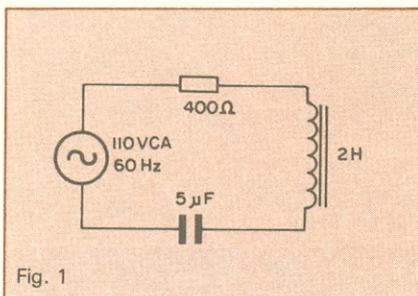


Fig. 1

Circuito RLC série.

série, é o que mostra a figura 1. Como são fornecidos os valores da capacitância, indutância e frequência em questão, as reatâncias nesse circuito podem ser calculadas utilizando-se as seguintes fórmulas:

$$X_L = 2\pi fL \text{ e } X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

A reatância indutiva, portanto, é:

$$X_L = 2 \times 3,14 \times 60 \text{ Hz} \times 2 \text{ H}$$

$$X_L = 754\Omega$$

A reatância capacitiva é:

$$X_C = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 60 \text{ Hz} \times 0,000005 \text{ fd}}$$

$$X_C = \frac{1}{0,00188} = 532\Omega$$

Os valores de reatância somam-se ao valor da resistência para formar a impedância total do circuito. Lembre-se que a fórmula geral para o cálculo da impedância é:  $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ . Quando a reatância é só capacitiva, a fórmula torna-se:  $Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$ . Se a reatância fosse só indutiva, a fórmula empregada seria:  $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$ .

Como o circuito exemplificado contém tanto reatância indutiva como capacitiva, a fórmula precisa levar em conta ambas as componentes. Uma maneira facilitada de chegar ao resultado é utilizar um diagrama vetorial. A figura 2 mostra o diagrama vetorial para o circuito em estudo: R é colocado a  $0^\circ$ ,  $X_L$  é plotado a  $+90^\circ$  e  $X_C$  é plotado a  $-90^\circ$ . Note que, assim,  $X_L$  e  $X_C$  estão defasadas  $180^\circ$  entre si e, por essa razão, tendem a se cancelar. No

entanto, como  $X_L$ , no caso, é maior que  $X_C$ , a reatância resultante é de natureza indutiva.

Como  $X_L$  é  $754\Omega$  e  $X_C$  é  $532\Omega$ , a reatância resultante da diferença entre as duas é  $222\Omega$ . A fórmula completa para impedância do circuito série em CA fica:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$Z = \sqrt{(400)^2 + (754 - 532)^2}$$

$$Z = \sqrt{400^2 + 222^2}$$

$$Z = \sqrt{209.284} = 457\Omega$$

O resultado equivale a ter uma bobina com  $X_L$  de  $222\Omega$  ligada em série com um resistor de  $400\Omega$ . Na figura 3

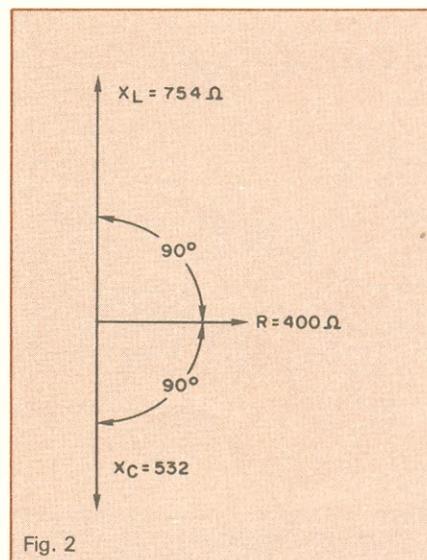


Fig. 2

Diagrama vetorial para o circuito RLC série.

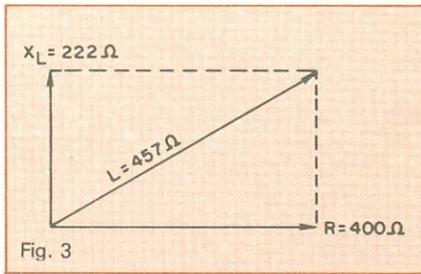


Fig. 3  
Vetor resultante após  $X_L$  cancelar  $X_C$ .

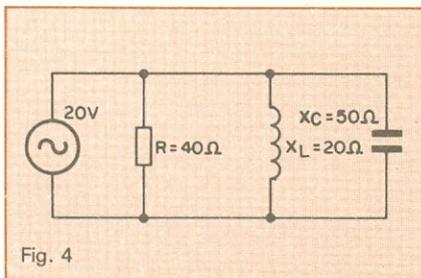


Fig. 4  
Circuito RLC paralelo.

temos o vetor resultante representado.

A fórmula usada para obtermos a impedância é válida enquanto  $X_L$  é maior que  $X_C$ . Obviamente, porém, nos casos em que  $X_C$  é maior que  $X_L$ , ela será alterada para:

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_C - X_L)^2}$$

Uma vez conhecida a impedância, podemos determinar outros valores do circuito. É possível calcular a corrente, a queda de tensão e a dissipação de potência nos vários pontos do circuito.

**Circuito RLC paralelo** — A figura 4 mostra um circuito com um resistor, um indutor e um capacitor ligados em paralelo. Neste tipo de circuito, os três componentes estão submetidos à mesma tensão. Por isso, para se determinar a corrente no circuito é preciso antes calcular as resistências e correntes em cada ramo. A corrente total, portanto, como não temos apenas componentes resistivos, é a soma vetorial das correntes. No nosso exemplo:

$$I_R = \frac{V}{R} = \frac{20 \text{ V}}{40\Omega} = 0,5 \text{ A}$$

$$I_L = \frac{V}{X_L} = \frac{20 \text{ V}}{20\Omega} = 1 \text{ A}$$

$$I_C = \frac{V}{X_C} = \frac{20 \text{ V}}{50} = 0,4 \text{ A}$$

As correntes são plotadas num diagrama vetorial, indicado na figura 5A.  $I_R$  está em fase com a tensão aplicada, a  $0^\circ$ .  $I_L$  está a  $-90^\circ$  em relação a  $I_R$ , e  $I_C$  está a  $+90^\circ$ . Há, assim, uma diferença de fase de  $180^\circ$  entre  $I_L$  e  $I_C$ , que tendem a se anular mutuamente. Como  $I_L$  é maior, resulta uma corrente reativa indutiva igual à diferença entre as duas, a qual é somada vetorialmente com  $I_R$ . Isso se resume na seguinte equação:

$$I_T = \sqrt{I_R^2 + (I_L - I_C)^2}$$

$$I_T = \sqrt{0,5^2 + (1 - 0,4)^2}$$

$$I_T = \sqrt{0,25 + 0,36}$$

$$I_T = \sqrt{0,61} = 0,78 \text{ A}$$

A operação está ilustrada, ainda, na figura 5C, que mostra a  $I_L$  subtraída do valor de  $I_C$  ( $I_X$ ) e sua soma vetorial com  $I_R$ . Note também que está indicado o valor da fase do vetor resultante total, um ângulo de aproximadamente  $50^\circ$  negativos, porque a ação do circuito é indutiva.

Conhecida a corrente total, é possível calcular outros valores do circuito como, por exemplo, a impedância equivalente dos três componentes:

$$Z = \frac{V}{I_T} = \frac{10 \text{ V}}{0,78 \text{ A}} = 12,8\Omega$$

**Ressonância** — O efeito das reatâncias indutivas e capacitivas num circuito já foi estudado. Agora vejamos a relação existente com a frequência do sinal que é aplicado.

A figura 6A apresenta um circuito com um capacitor e uma bobina ligados em paralelo. O funcionamento desse circuito, se injetarmos uma tensão através dos pontos A e B, dependerá da frequência do sinal. Se for uma tensão contínua, o capacitor agir como um circuito aberto e o indutor será um curto. Em outras palavras,  $X_C$  será infinita e  $X_L$  igual a zero.

Agora, imaginemos que a tensão aplicada não seja CC, mas tenha uma frequência bem baixa. Então,  $X_L$  ainda terá um valor reduzido e  $X_C$  permanecerá elevada. Os valores exatos dependerão de C, de L e da frequência do sinal.

Caso a frequência seja pouco a pouco aumentada,  $X_L$  irá gradualmente crescendo e  $X_C$ , ao mesmo tempo, irá diminuindo. Chegaremos a um

ponto em que os valores da reatância capacitiva e da reatância indutiva serão iguais. Qualquer que seja o valor de C e de L, há sempre uma frequência que resulta em  $X_L$  igual a  $X_C$ . Isso tanto no exemplo dos dois componentes ligados em paralelo como também para a ligação série entre um indutor e um capacitor, mostrada na figura 6B. Essa condição em que se igualam as reatâncias do capacitor e do indutor é o que se chama de *ressonância*. E a frequência em que ocorre tal situação é denominada frequência de ressonância do circuito.

Lembre-se que as fórmulas para  $X_L$  e  $X_C$  são:

$$X_L = 2\pi fL \text{ e } X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

A partir daí, considerando-se que a ressonância se dá com  $X_L = X_C$ , podemos encontrar uma equação para determinar o valor da frequência de ressonância:

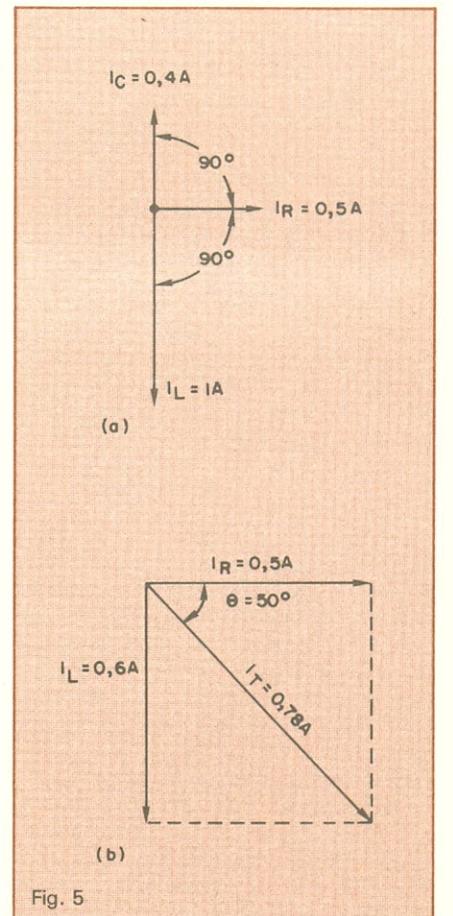


Fig. 5  
Resolução da corrente resultante no diagrama vetorial.

$$2\pi fL = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$4\pi^2 f^2 LC = 1$$

$$f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}$$

$$f = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 LC}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{0,159}{\sqrt{LC}}$$

Vamos aplicar essa fórmula a um exemplo numérico. Suponhamos que num circuito há um capacitor de  $5 \mu\text{fd}$  em paralelo com uma bobina de  $50 \mu\text{H}$ . Qual a frequência de ressonância do circuito?

$$L = 0,00005 \text{ H}$$

$$C = 0,000005 \text{ fd}$$

$$f = \frac{0,159}{\sqrt{0,00005 \text{ H} \times 0,000005 \text{ fd}}}$$

$$f = \frac{0,159}{\sqrt{0,00000000025}}$$

$$f = \frac{0,159}{0,0000159}$$

$$f = 10.000 \text{ Hz ou } 10 \text{ kHz}$$

A partir da fórmula da ressonância também podemos derivar equações para determinar o valor da indutância ou da capacitância necessária para obter a ressonância a certa frequência.

Se,

$$4\pi^2 f^2 LC = 1$$

então,

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \quad e$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

Todas essas fórmulas podem ser usadas indistintamente para cálculo das variáveis em circuitos LC série ou paralelos. Contudo, como veremos a seguir, o circuito ressonante série se comporta de um modo um pouco diferente do circuito ressonante paralelo.

**Ressonância série** — Na figura 7 temos um circuito que consiste de um capacitor, um indutor e um resistor. Os valores de L e C não são conhecidos, nem a frequência do sinal aplicado. Contudo, sabemos que o circuito está na ressonância porque  $X_L$  é igual a  $X_C$ .

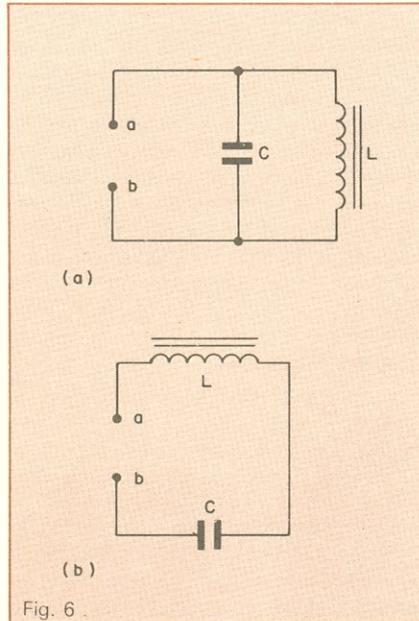


Fig. 6. Circuitos LC série e paralelo.

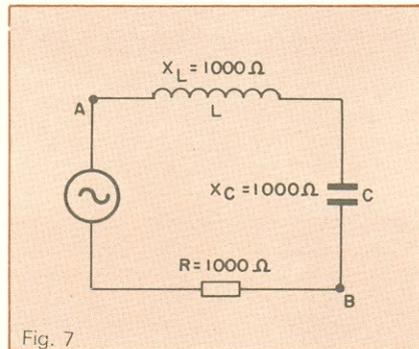


Fig. 7. Na ressonância,  $X_L$  se iguala a  $X_C$ .

Quando há corrente circulando pelo circuito, uma queda de tensão desenvolve-se sobre cada componente. Como  $R = X_L = X_C$ , as tensões sobre os três componentes também são iguais, já que a corrente é a mesma devido à ligação série. Ou seja,  $V_R = V_L = V_C$ . Porém, isso vale apenas para a amplitude da tensão. A fase é diferente em cada componente. A tensão em R está em fase com a corrente no circuito. Mas a tensão na bobina está  $90^\circ$  acima e a tensão no capacitor está defasada  $90^\circ$  abaixo. O melhor meio de visualizar isso é através do diagrama vetorial da figura 8.

O diagrama ilustra as mais importantes características do circuito ressonante série. Na ressonância, as tensões sobre o resistor e a bobina são de igual amplitude, mas estão defasadas em  $180^\circ$ . Conseqüentemente,

se anulam. Isso significa que um voltmetro ligado entre os pontos A e B da figura 7 lerá 0 volt.

Se a tensão combinada sobre  $X_C$  e  $X_L$  é zero, então toda a tensão aplicada deve cair sobre R. Isto é, se a fonte é de 10 V, um voltmetro lerá 10 V sobre R. Como a corrente é a mesma em todo o circuito, o voltmetro também registrará 10 V sobre C e o mesmo valor sobre L. À primeira vista isso parece uma violação da Lei de Kirchhoff para tensões. Mas não é, devido ao cancelamento que observamos. Este é o primeiro fato estranho que ocorre nos circuitos ressonantes série.

Outra peculiaridade é o aparente desaparecimento da bobina e do capacitor na ressonância. Uma vez que a combinação de L e C não produz queda de tensão, sua reatância total ou impedância deve ser zero. Isso significa que a fonte "enxerga" a combinação LC como um perfeito condutor que tem impedância de 0 ohm. Assim, a oposição ao fluxo de corrente no circuito limita-se à resistência de R.

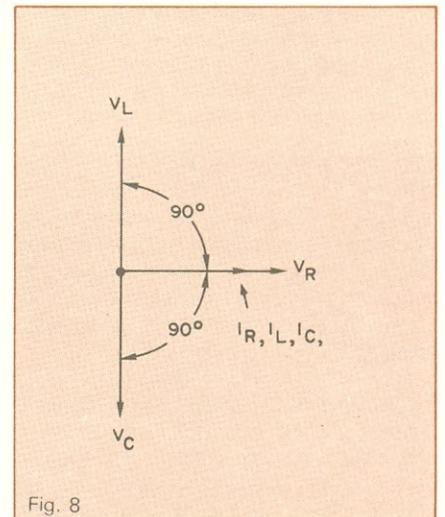


Fig. 8. Diagrama vetorial do circuito ressonante série.

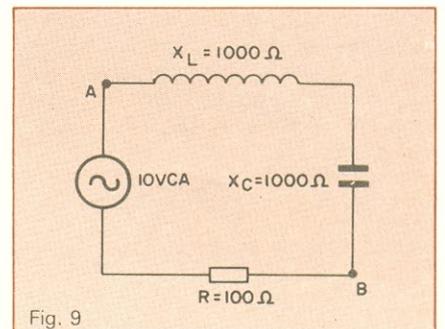


Fig. 9. Circuito com R menor do que  $X_L$  e  $X_C$ .

Isso também pode ser checado com a aplicação da fórmula para o cálculo da impedância equivalente.

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

Quando  $X_L = X_C$ ,  $X_L - X_C = 0$ , portanto:

$$Z = \sqrt{R^2 + 0} = \sqrt{R^2} = R$$

É importante repisar que tais condições acontecem apenas na ressonância. Quando a tensão aplicada é superior ou inferior à de ressonância,  $X_L$  não iguala exatamente  $X_C$ . A consequência é que as quedas sobre L e C não se anulam completamente e, neste caso, há uma reatância resultante.

A terceira característica diferenciada dos circuitos ressonantes série é a mais misteriosa de todas. Não está evidenciada na figura 7 porque o valor de R exemplificado também é igual a  $X_L$  e  $X_C$ . Porém, atente para o circuito da figura 9. Nele, o valor de R é bem

menor que o de  $X_C$  e  $X_L$ . Mas a condição também é de ressonância porque as reatâncias estão igualadas.

Vimos que a corrente no circuito é determinada somente pela tensão aplicada e pelo valor da resistência série. Assim,  $I = V/R = 0,1$  A. A mesma corrente passa por L e C. Portanto, a queda sobre C deve ser  $I \cdot X_C = 0,1 \text{ A} \times 1000\Omega = 100 \text{ V}$ . A tensão sobre L é  $I \cdot X_L = 0,1 \text{ A} \times 1000\Omega = 100 \text{ V}$ . Note que a tensão sobre L ou C agora é realmente dez vezes superior à tensão aplicada ao circuito.

Uma vez mais a impressão é de que foi desafiada a veracidade da Lei de Kirchhoff. Porém, tal não ocorre porque os 100 V sobre L são anulados pela idêntica tensão presente em C. Um voltímetro lerá 0 V entre os pontos A e B. Mas o medidor colocado sobre L ou C separadamente indicará 100 V.

Essa capacidade de produzir uma tensão maior que a da fonte aplicada é das mais interessantes características dos circuitos ressonantes série. É

possível graças à capacidade do indutor e do capacitor para o armazenamento de energia.

O fenômeno ocorre na ressonância toda vez que o valor de R é menor que o de  $X_C$  e  $X_L$ . Quanto menor o valor da resistência comparado ao das reatâncias, maior será a tensão sobre o capacitor e o indutor. Se a resistência série for eliminada inteiramente, a corrente no circuito se elevará a um valor infinito e a tensão sobre os componentes também subirá infinitamente.

Na prática, é claro, sempre haverá alguma resistência presente. A própria fonte de tensão CA terá uma certa resistência, bem como os fios de ligação. E as bobinas, geralmente, são as maiores fornecedoras de resistência ao circuito. A maioria delas possui enrolamentos com várias voltas de fio fino, que apresentam uma resistência relativamente grande. Tal resistência tende a manter a corrente baixa na ressonância série, se não houver resistor ligado.



**IGEATEL**  
Industrial Ltda.

**LINHA COMPLETA DE ARMÁRIOS DE DISTRIBUIÇÃO DE REDES, HOMOLOGADOS PELA TELEBRÁS, E ARMÁRIOS ESPECIAIS EM ALUMÍNIO OU AÇO, ALÉM DE BASTIDORES (RACK).**

**SUB-BASTIDORES**  
IGP - 19  
IGP - X/O

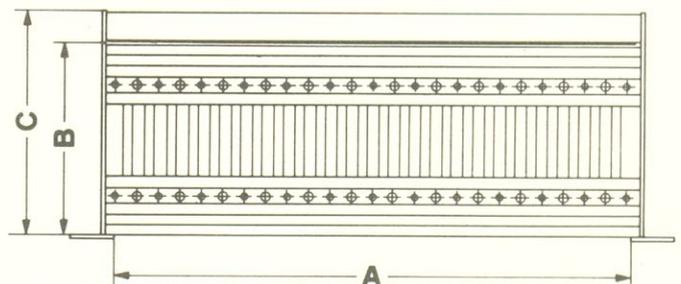
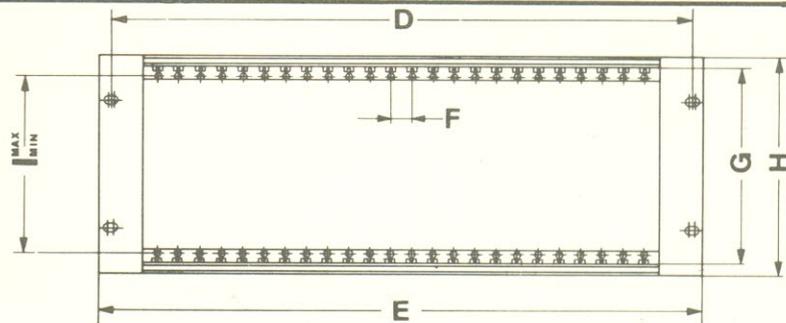


**AGORA VOCE TEM OPÇÃO DE ESCOLHA**

NO SUB-BASTIDOR IGP-X/O AS DIMENSÕES A, B, C, D, E, F, G, H, I e J SÃO DEFINIDAS PELO CLIENTE. O IGP-X/O, FOGE DOS PADRÕES E SE ADAPTA EXCLUSIVAMENTE A SEU PRODUTO, PERSONIFICANDO-O.

OS SUB-BASTIDORES IGP-19, SÃO FABRICADOS EM 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 OU MAIS "U", COM PROFUNDIDADE STANDARD, DUPLA OU VARIÁVEL. PASSO "F", 17,2 mm PODENDO VARIAR, COM TRILHOS INDIVIDUAIS, E SÃO FABRICADOS EM POLIPROPILENO EXTRA-SÓLIDO.

ESTRUTURA DE PERFIL ESPECIAL DE ALUMÍNIO ANODIZADO COM RANHURAS PARA COLOCAÇÃO DE PORCAS DE FIXAÇÃO. LATERAIS E ALÇAS, TAMBÉM DE ALUMÍNIO ANODIZADO, PARAFUSOS DE LATÃO CROMADO E RÉGUA DOS CONECTORES DE AÇO INOX.



CONSULTE-NOS, FORNECEREMOS CATÁLOGOS E TODAS AS INFORMAÇÕES TÉCNICAS NECESSÁRIAS A SEU CASO. BOA QUALIDADE E A BAIXO CUSTO.

**IGEATEL Industrial Ltda.**  
Av. Marechal Arthur da Costa e Silva, 1080-2  
Fone (0194) 41-4309 – Telex 019-2123 – Cx. P. 364  
LIMEIRA – SÃO PAULO – BRASIL

# Estágios de sincronismo de cor

O pulso de sincronismo *burst* comanda o funcionamento de diversos estágios, analisados nesta lição, fundamentais na decodificação das cores

**P**ara a recuperação correta das cores, no receptor, é transmitido um sinal de referência que permite restabelecer uma nova subportadora de crominância. Esse sinal de sincronismo, chamado *burst*, também permite o reconhecimento da linha de R-Y que deve ser invertida, como vimos na lição anterior. E ainda serve para “avisar” se o receptor está captando uma transmissão em cores, ativando assim os estágios de croma, ou bloqueando-os, se o sinal recebido for branco e preto.

Na saída do primeiro amplificador de crominância, o sinal composto de cor ainda contém o *burst*. A partir daí é que será feita a separação desses pulsos de sincronismo, que ativarão toda a seqüência de blocos ilustrada na figura 20-X. Esse diagrama servirá para acompanharmos todos os estágios, e as relações entre eles, analisados nesta lição.

**Amplificador de sincronismo de cor**  
— Neste estágio, também conhecido como amplificador de *burst*, o sinal de

sincronismo de cor é separado da crominância e amplificado. A separação ocorre a partir de um pulso de retraço vindo do transformador de linearidade (*fly-back*), que destaca o *burst* até a linha zero do sinal de crominância (nível de branco).

O amplificador de sincronismo de cor é comandado de maneira a funcionar somente durante o retorno linear, período em que amplifica os pulsos de *burst*. Por exemplo, no circuito amplificador da figura 21-X o transistor T1 conduz somente quando recebe o

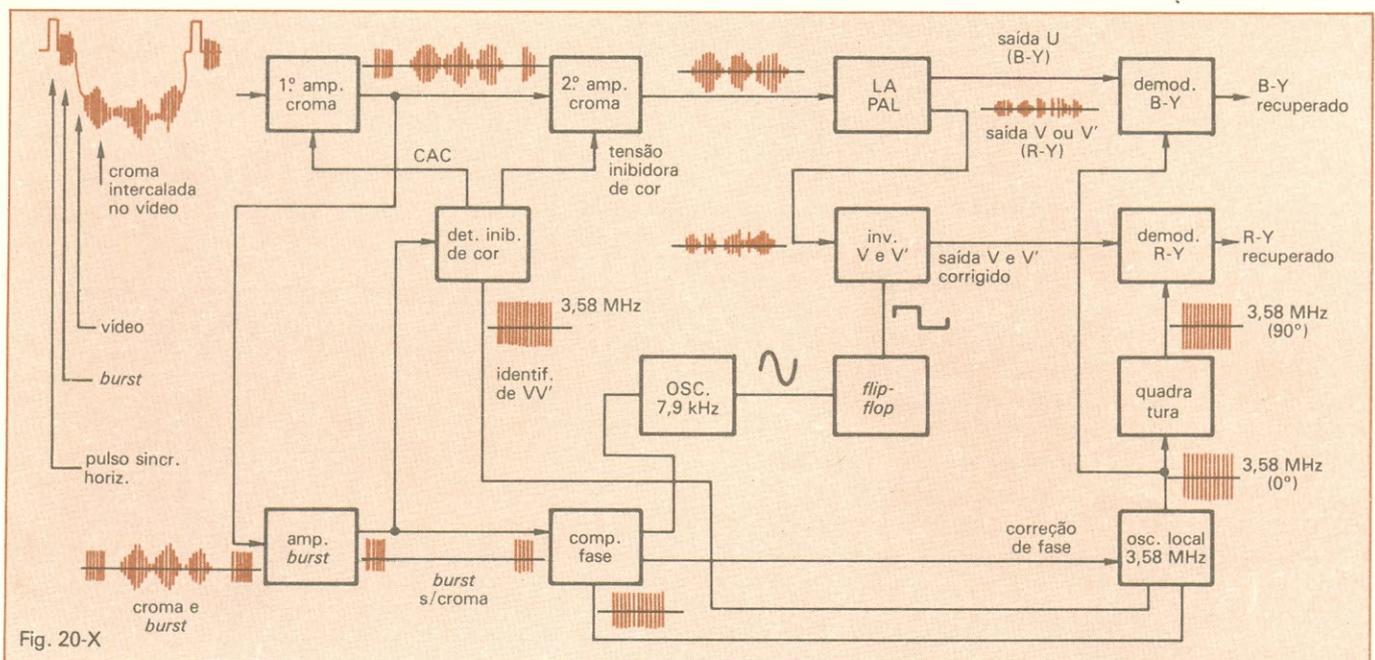


Fig. 20-X Estágios de crominância e de sincronismo de cor.

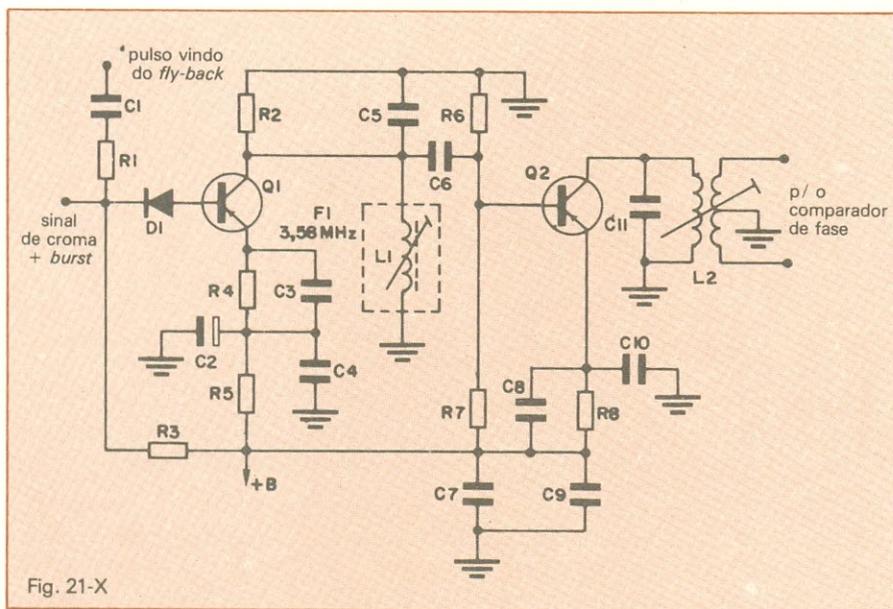


Fig. 21-X

Um circuito amplificador de burst, transistorizado.

pulso de linearidade através do capacitor C1 e do resistor R1. O diodo D1 serve de proteção para a base e garante essa condição. Para evitar defeitos de fase, o amplificador trabalha numa faixa relativamente grande, de pelo menos 1 MHz, proporcionada pelo circuito RC presente no emissor do transistor. Já o segundo estágio, centrado no transistor T2, possui uma resistência de entrada bem baixa e fornece uma elevada amplificação de corrente. Na saída deste segundo estágio, no coletor de T2, o sinal é acoplado a um filtro sintonizado em 3,58 MHz, com alto índice de mérito. O filtro é composto por um transformador com enrolamento bifilar, com o centro do secundário ligado à terra. Dos dois terminais do secundário são derivados os componentes do *burst* amplificado, com diferença de fase de 180° entre si, necessários à comparação de fases.

**Comparador de fase** — A finalidade deste estágio é sincronizar a frequência e a fase do oscilador de 3,58 MHz, que fornece a subportadora de cor do receptor.

Como acabamos de ver, no comparador são injetados os sinais de *burst* simétricos, defasados alternadamente em 180°. Tais sinais são comparados por meio de um circuito com diodos. Na figura 22-X vê-se que os sinais defasados de *burst* chegam aos diodos D1 e D2, respectivamente, através

dos capacitores C1 e C2. Na junção dos dois diodos é aplicado o sinal vindo do oscilador local de 3,58 MHz, a fim de que tenha sua fase comparada com a do *burst*.

Durante a condução de D2, a corrente circula através deste diodo e de R6, R7 para a terra, carregando C2 no sentido de desenvolver uma tensão positiva no ponto A. Quando D1 conduz, a corrente vai através deste diodo para R6, R7 até a terra, desenvolvendo uma tensão negativa em B.

Se a fase do *burst* e a do sinal vindo do oscilador forem idênticas, a corrente nos diodos também será igual e as tensões resultantes sobre C1 e C2 se cancelarão nas junções entre os resistores R1, R2 e R3, R4. Isso desde que os valores desses resistores sejam bem casados, para que haja a anulação das tensões.

Caso uma das correntes através dos diodos seja maior do que a outra, as cargas nos capacitores C1 e C2 serão diferentes, produzindo diferenças de tensão na junção de R1, R2 e de R3, R4. É bom lembrar que o sinal de sincronismo de cor muda de fase linha a linha, de +135° a -135°. Por isso, as tensões nas junções dos resistores também alternam sua polaridade linha a linha, constituindo-se em sinais de onda quadrada.

Um dos sinais resultantes (entre R1 e R2) é então usado para a identificação das linhas nas quais a portadora de cor é invertida no transmissor. Es-

se sinal, portanto, vai comandar o identificador de VV', através do oscilador de 7,9 kHz e do *flip-flop*. E o outro sinal (entre R3 e R4), depois de filtrado por R6, C3 e C4, destina-se à regulação do oscilador de 3,58 MHz.

**Oscilador de 3,58 MHz** — O sinal da subportadora de cor, no receptor, é obtido a partir de um cristal, cuja frequência de ressonância é de 3,575611 MHz. A etapa de sincronismo de *burst* serve para colocá-lo em fase com o sinal da transmissão.

No circuito oscilador que tomamos como exemplo, reproduzido na figura 23-X, a primeira etapa do oscilador é o que se chama de estágio de reatância. Recebendo a resposta da comparação de fases, o transistor T1 reajusta o oscilador a cristal (Q1), amplificando a tensão de regulação e valendo-se da variação da capacitância do diodo varicap D1. R4 compensa a frequência do oscilador contra variações na temperatura e C2 é um *trimmer* que permite zerar o oscilador.

Os estágios seguintes (T2 e T3) são amplificadores centrados na mesma frequência e, na saída do último transistor, é colocado à disposição o sinal para o demodulador B-Y e o comparador de fase.

Esse sinal, contudo, também deve fornecer a referência ao demodulador R-Y e, para isso, passa antes por um circuito de quadratura. Mostrado na figura 24-X, constitui-se de um transformador e uma bobina, onde o sinal para R-Y é defasado 90° antes de ir para o respectivo demodulador. O secun-

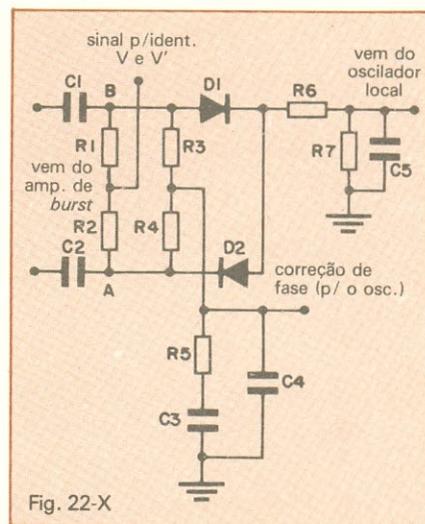


Fig. 22-X

Circuito de comparação de fases.

dário de L1 fornece para B-Y e L2 impõe o atraso, que pode ser ajustado variando-se o núcleo desta bobina.

**Identificação de linhas** — Sendo a fase do *burst* alterada linha a linha, em conjunto com a componente V da subportadora de cor, devemos ter no receptor um circuito capaz de identificar as duas condições do sincronismo.

O comparador de fase fornece, como vimos, uma tensão ora positiva, ora negativa, conforme a linha na qual a componente V foi invertida. Esta tensão é aplicada ao oscilador de 7,9 kHz através de um adaptador de impedância. Incluído na figura 25-X, esse adaptador é o primeiro estágio do circuito que contém em seguida também o oscilador e o *flip-flop*.

O sinal, portanto, vindo do comparador de fase, é aplicado na base do transistor T1, cujo circuito é de alta impedância, devido à realimentação positiva do emissor para a base através de C1. No emissor de T1 aparece o mesmo sinal da base, porém com impedância baixa para poder acionar T2, que é o oscilador de 7,9 kHz.

O oscilador é do tipo *Colpits*, com realimentação de coletor para emissor através de C2. Este capacitor, mais a bobina L1 e C3, determina a frequência de oscilação. O oscilador é também obrigado a acompanhar as mudanças de polaridade do sinal de sincronismo, devido a sua entrada vinda do comparador.

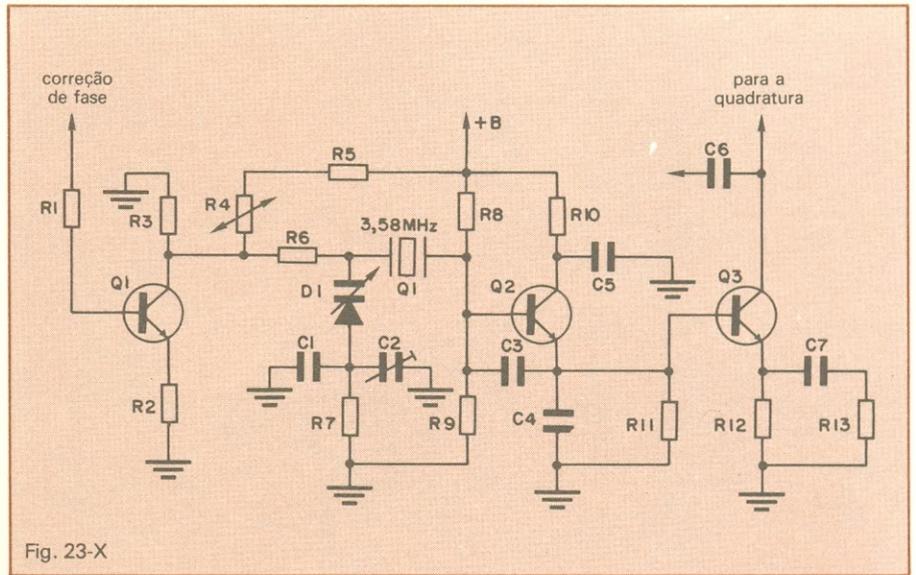


Fig. 23-X

Oscilador de 3,58 MHz com estágio de reatância.

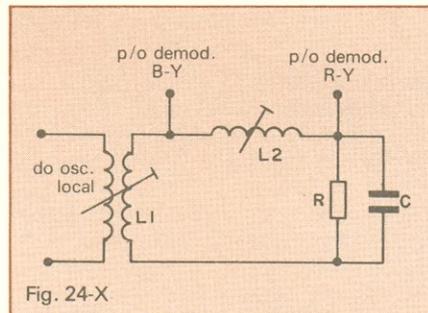


Fig. 24-X

Circuito de quadratura com saídas para os demoduladores.

**Flip-flop** — Os transistores T3 e T4 estão ligados numa configuração de multivibrador biestável ou *flip-flop*. Isto é, sua característica principal é que quando T3 está conduzindo (na saturação), T4 está cortado e vice-versa. Pulsos positivos externos, originários do *fly-back*, provocam a mudança de um estado para outro, ao serem aplicados em R3 e R4, que estão ligados às bases dos transistores.

A tensão senoidal do oscilador de 7,9 kHz, por seu lado, é aplicada à base de T3 através do diodo D1. Devido ao modo de ligação do diodo, somente o pico negativo dessa tensão aparece na base do transistor. Como sabemos, o pico negativo é que está em fase com o *burst*. Portanto, este pico senoidal negativo cancela o pico positivo vindo do *fly-back*, na base de T3. O pulso senoidal seguinte, porém, como será positivo, não chegará até a base de T3, que poderá então ser comandado pelo sinal do *fly-back* para a saturação.

Em outras palavras, o pulso senoidal negativo controla o funcionamento do *flip-flop* na seqüência correta, em sincronismo com o sinal recebido pelo televisor.

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

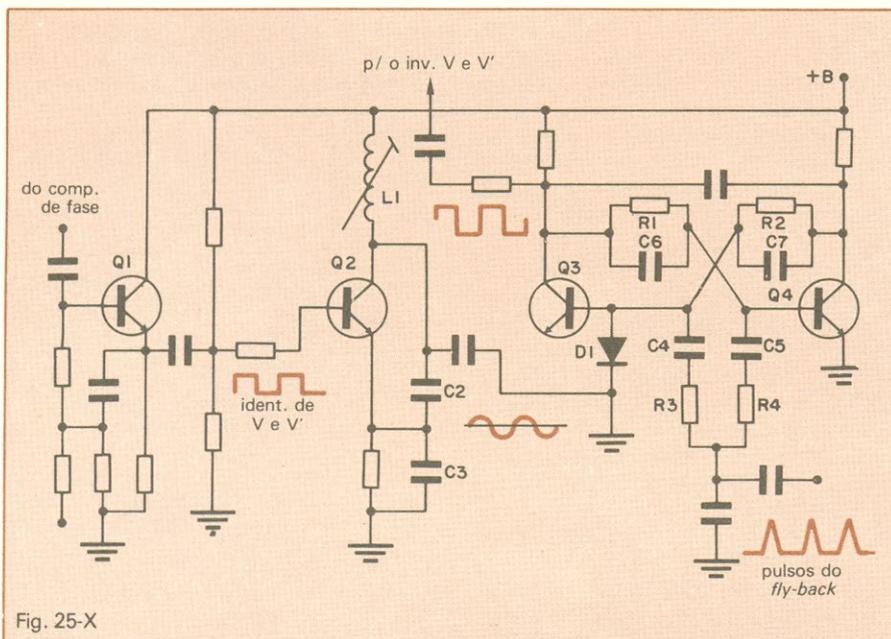


Fig. 25-X

Identificação de linhas, com oscilador de 7,9 kHz e flip-flop.

O RADAR CLÁSSICO:  
CONCEPÇÃO E PROJETO — 4ª PARTEIndicadores de  
alvos móveis

A maior parte dos objetos procurados pelo radar, na prática, está em movimento. Com o exemplo do radar indicador de velocidade, este artigo começa a análise dos detectores de alvos móveis

**N**os três primeiros artigos desta série, analisamos os princípios teóricos dos radares, mas, sempre que mencionados, os alvos foram considerados como estáticos e foi desprezado o seu deslocamento (tomando-se a antena do radar como referência). Naturalmente, isto não ocorre na prática. Um avião está em contínuo movimento relativamente à antena, seja aproximando-se ou distanciando-se da estação-radar.

Como introdução à nossa análise, vamos montar inicialmente nosso "cenário". Observe a figura 1. Estamos, em uma larga estrada, com seis pistas. Um radar varre continuamente as seis vias: emite sinais para a pista situada à esquerda, em seguida para a segunda, terceira até a sexta, à direita. Terminada a varredura, reinicia as emissões — primeira pista, segunda pista etc.

Nosso estudo se concentrará basicamente no que acontece durante o intervalo de tempo de 1 segundo apenas, quando cinco automóveis estão sob a mira de nosso radar, sendo que um deles será autuado por excesso de velocidade. Antes, porém, examinemos algumas considerações teóricas essenciais ao nosso estudo.

**O efeito Doppler** — Consideremos a presença de um dado sinal senoidal, com comprimento de onda  $\lambda_0 = c/f_0$  (onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda,  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $f_0$ , a fre-

quência correspondente ao sinal), dirigindo-se rumo a um objetivo S, como ilustra a figura 2.

Quando o objetivo não se movimenta, incide sobre o mesmo sinal de frequência  $f_0$ .

Supondo que o alvo se desloque a uma velocidade  $v$  ao encontro da fon-

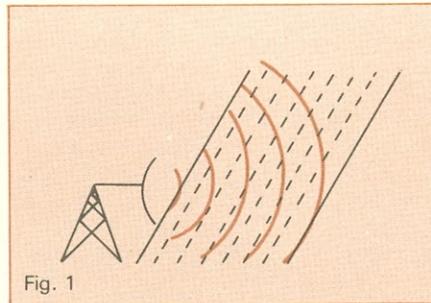


Fig. 1 O radar vigia um trecho da estrada.

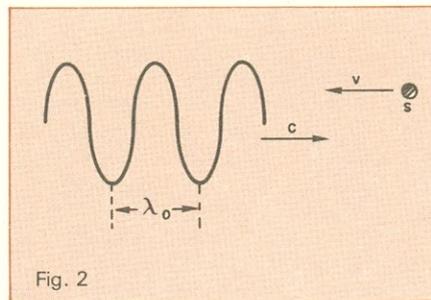


Fig. 2 Um sinal se dirige ao objetivo S.

te geradora dos sinais, sobre tal alvo incidirá uma frequência superior, dada por:

$$f' = \frac{c+v}{\lambda_0} = \left(\frac{c+v}{c}\right) \cdot f_0$$

Imagine agora que um gerador de sinais, de frequência  $f_0$ , se desloque segundo uma velocidade  $v$ , tendendo a encontrar o objeto à sua frente.

Intuitivamente, percebemos que tudo se passa como se o sinal estivesse percorrendo o espaço a uma velocidade de  $c - v$  (figura 3). Tal velocidade corresponde a um comprimento de onda dado por:

$$\lambda' = \frac{c-v}{f_0}$$

Note que, embora o gerador de sinais caminhe a uma velocidade  $v$ , o sinal emitido continua a se propagar à velocidade da luz ( $c$ ). O sinal incidente no alvo é caracterizado por uma frequência  $f'$  tal que:

$$f' = \frac{c}{\lambda'} = \left(\frac{c}{c-v}\right) \cdot f_0$$

Paralelamente a essas hipóteses, vejamos o que ocorre quando um transmissor radar emite um sinal na frequência  $f_0$ , e um alvo se movimenta na direção da antena, a uma velocidade  $v$ , tal como indica a figura 4.

## Defasagem entre o eco e a oscilação coerente

TABELA 1

	1ª EMISSÃO	2ª EMISSÃO
alvo fixo	$\varphi_A$	$\varphi_B = \varphi_A$ ( $\Delta\varphi = 0$ )
alvo móvel	$\varphi_A$	$\varphi_B \neq \varphi_A$ ( $\Delta\varphi = \varphi_B - \varphi_A = 2\pi \cdot \frac{2vTr}{\lambda}$ )

\* Engenheiro formado pela Escola de Engenharia Mauá, SP.

No alvo, conforme já expusemos, incidirá um sinal cuja frequência será:

$$f' = \left( \frac{c+v}{c} \right) \cdot f_0$$

Em seguida, este sinal de frequência  $f'$  é refletido. O alvo se comporta como um emissor deslocando-se a uma velocidade  $v$ , na mesma direção e sentido do sinal de frequência  $f'$ . A antena do radar passa a se comportar como um elemento receptor, sobre o qual incidirá um sinal de frequência  $f''$  tal que:

$$f'' = \left( \frac{c}{c-v} \right) \cdot f' = \left( \frac{c}{c-v} \right) \cdot \left( \frac{c+v}{c} \right) \cdot f_0$$

Simplificando a expressão, obtemos:

$$f'' = \left( \frac{c+v}{c-v} \right) \cdot f_0$$

Considere agora um dispositivo tal que execute o batimento da frequência de emissão do sinal ( $f_0$ ) e a frequência de recepção do mesmo ( $f''$ ), originando a frequência intermediária  $fd$ . Nestas condições, temos que:

$$fd = f'' - f_0 = \left( \frac{c+v}{c-v} \right) \cdot f_0 - f_0$$

onde  $fd$  é a frequência resultante da diferença de frequências entre os dois sinais (emitido e refletido).

Podemos ainda reestruturar a fórmula acima, de tal modo que:

$$fd = \frac{f_0 \cdot (c+v) - f_0 \cdot (c-v)}{(c-v)}$$

Ora, sabemos que a velocidade da luz ( $c = 300.000 \text{ km/s}$ ) é infinitamente superior a qualquer velocidade  $v$  usual (velocidades de deslocamento de aviões, foguetes, automóveis, barcos etc). Logo, poderemos desprezar o termo  $v$  no denominador da equação acima. Com isto, chegamos a:

$$fd = \frac{2v \cdot f_0}{c} = \frac{2v}{\lambda_0}$$

expressão esta, que caracteriza o "efeito Doppler". Note a proporcionalidade entre a velocidade e a frequência  $fd$ , expresso por  $2/\lambda_0$ .

Denominamos de "frequência Doppler" ao termo  $fd$ .

Vejamus um exemplo prático. Te-

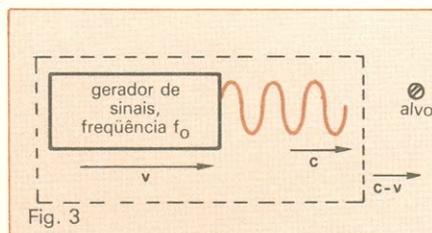


Fig. 3 O conjunto gerador + sinal se desloca a uma velocidade  $c-v$ .

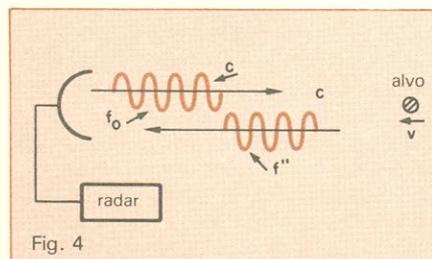


Fig. 4 O alvo se movimenta rumo à antena.

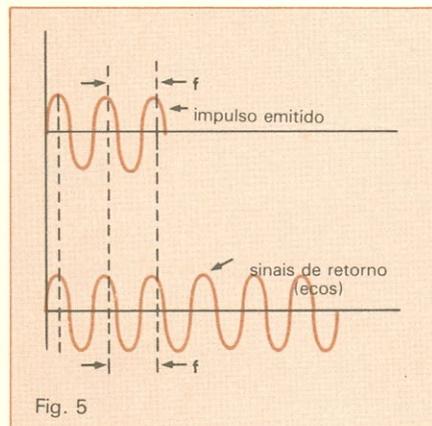


Fig. 5 O impulso está vinculado em fase e frequência à oscilação coerente.

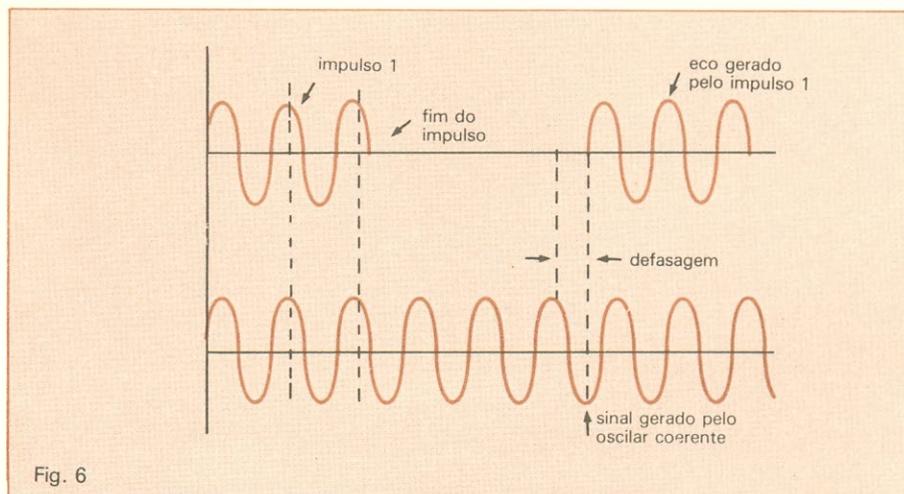


Fig. 6 Impulso emitido e eco gerado.

mos um alvo deslocando-se a 400 km/h e um sinal emitido por um radar caracterizado por um comprimento de onda  $\lambda = 25 \text{ cm}$ . Teremos então uma frequência Doppler correspondente dada por:

$$fd = \frac{2v}{\lambda_0} = \frac{2 \times 111}{0,25} = 888 \text{ Hz}$$

Observe que, por uma questão de coerência de unidades, consideramos a velocidade em m/s, com a equivalência determinada por:

$$400 \text{ km/h} = \frac{400 \times 10^3 \text{ m}}{3.600 \text{ s}} = 111 \text{ m/s}$$

Teoricamente, poderíamos agora construir um equipamento de radar tal que possibilitasse a detecção de variações de frequências entre o sinal emitido e o recebido e, conseqüentemente, determinar a velocidade de deslocamento de alvos. Entretanto, o radar baseado no efeito Doppler não funciona deste modo, uma vez que as medições de variações de frequências elevadas e próximas entre si são extremamente delicadas e difíceis de serem efetuadas. Consideraremos, estas sim, as variações de fase resultantes, as quais poderão ser melhor determinadas, conforme veremos a seguir.

**O comparador de fases** — Analisemos, então, como é executada a comparação de fases. Como hipótese inicial, imagine a existência de um oscilador especial, que possua características tais que mantenha vínculos de fase e frequência com os impulsos emitidos. Em outras palavras, sempre

que houver a emissão de impulsos, nosso oscilador gerará um sinal de mesma frequência e em fase com os impulsos emitidos.

Supondo a existência de tal dispositivo, concluímos facilmente que se este oscilador permanecer funcionando mesmo após a emissão dos impulsos, e durante todo o período de recorrência ( $T_r$ ), será possível, na recepção, medir-se a eventual defasagem entre um eco e um sinal gerado por nosso oscilador. A este dispositivo vinculado denominamos de "oscilador coerente" e ao sinal por ele gerado chamamos de "oscilação coerente" (figura 5).

Veremos, a seguir, que quando o eco for proveniente de um alvo fixo, as condições de recepção não serão alteradas durante duas recorrências sucessivas (diferença de tempo decorrido entre uma e outra emissão de impulsos). Isto significa que a diferença de fase gerada pelo primeiro eco em relação à oscilação coerente é idêntica à defasagem causada pela segunda reflexão (figura 6), pela terceira, e assim por diante, até o instante em que o objeto se move. Neste ponto, o fenô-

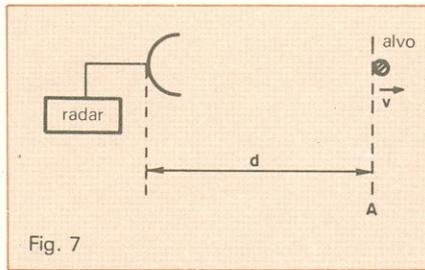


Fig. 7 O alvo se afasta da antena.

meno se altera. Considere que nosso alvo, após manter-se fixo por algum tempo, passe a se afastar da antena do radar, a uma velocidade  $v$ :

Um impulso é emitido pelo radar, incide no alvo situado em A, é refletido e captado pela antena — situação mostrada pela figura 7. Entre a emissão e a recepção deste sinal, decorre um certo intervalo de tempo, ao qual denominaremos de  $t$ . Nestas circunstâncias, a distância do radar ao alvo é dada por:

$$d = \frac{ct}{2}$$

Desta expressão decorre que a dis-

tância percorrida pelo impulso (trajeto ida - reflexão - retorno) é dada por:

$$2d = ct$$

Podemos, portanto, determinar a defasagem do sinal de eco relativamente à oscilação coerente:

$$\varphi_A = 2\pi \cdot \frac{2d}{\lambda} = 2\pi \cdot \frac{ct}{\lambda}$$

onde  $\varphi_A$  representa a fase do impulso refletido.

Continuemos nossa análise. Imaginemos agora que um segundo impulso acaba de ser emitido pelo radar. A estas alturas, consumiu-se um intervalo de tempo dado por  $T_r$ , entre uma e outra emissão (correspondente ao período de recorrência). Logo, o alvo percorreu uma distância, a qual pode ser expressa por  $v \cdot T_r$ , situando-se então no ponto B, ilustrado na figura 8.

Nesta nova situação, a distância entre o alvo e o radar passa a ser:

$$d_1 = d + (v \cdot T_r)$$

Sabendo-se que a distância  $d$  é expressa por  $d = ct/2$ , temos então que:

$$d_1 = \left(\frac{ct}{2}\right) + vT_r$$

Efetuada-se uma análise semelhante àquela realizada com o alvo no ponto A, temos que o espaço total percorrido pelo segundo sinal, entre a emissão e a recepção de seu eco, é dado por:

$$2d_1 = ct + 2vT_r$$

E finalmente, na recepção, a defasagem do segundo eco em relação à oscilação coerente resulta:

$$\varphi_B = 2\pi \cdot \frac{2d_1}{\lambda} = 2\pi \cdot \frac{ct + 2v \cdot T_r}{\lambda}$$

Calculemos a defasagem relativa entre as duas recorrências sucessivas:

$$\Delta\varphi = \varphi_B - \varphi_A = 2\pi \cdot \left(\frac{ct}{\lambda} + \frac{2vT_r}{\lambda} - \frac{ct}{\lambda}\right)$$

Simplificando, temos a expressão da defasagem relativa:

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot \frac{2vT_r}{\lambda}$$

onde  $\Delta\varphi$  é expressa em radianos.

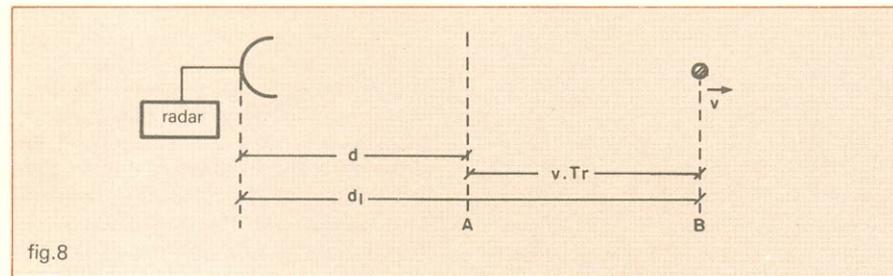


fig. 8 Durante o intervalo  $t_r$ , o alvo se desloca até B.

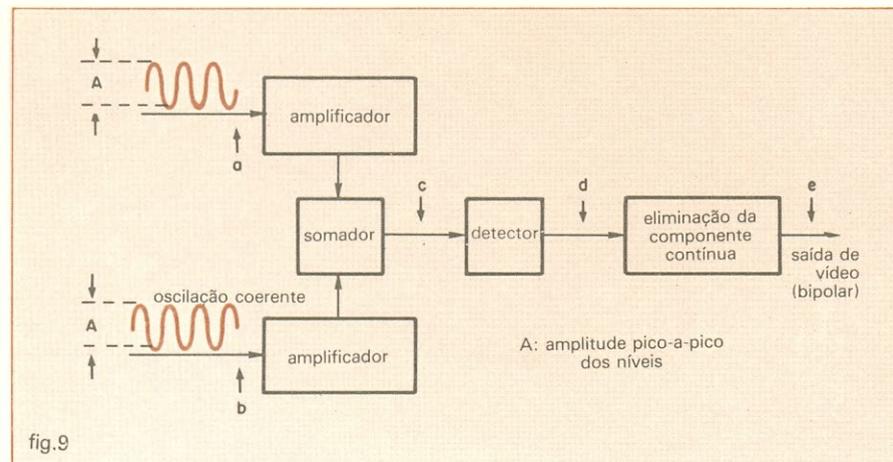


fig. 9 O comparador de fases do radar.

	sinais observados nos pontos:				
fase do sinal de eco relativamente à oscilação coerente	a	b	c	d	e
$\varphi = 0^\circ$					
$\varphi = 60^\circ$					
$\varphi = 120^\circ$					
$\varphi = 180^\circ$					

Note na expressão acima a presença do termo  $2v/\lambda$ , o qual equivale à  $fd$  (frequência Doppler) já analisada.

Agregando nossas conclusões às considerações efetuadas quando do estudo do efeito Doppler, obtemos:

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot fdTr$$

Esta expressão demonstra a existência de proporcionalidade entre a frequência Doppler (dependente da velocidade de deslocamento do alvo)

e a defasagem relativa entre os ecos de duas recorrências sucessivas.

Obviamente, se o alvo permanecer imóvel durante o tempo correspondente a duas emissões do radar, não haverá variação de fase entre um eco e o seguinte.

Todas estas conclusões podem ser resumidas através da análise da tabela 1.

**O radar detector de velocidade —** Bem, voltemos agora aos heróis de

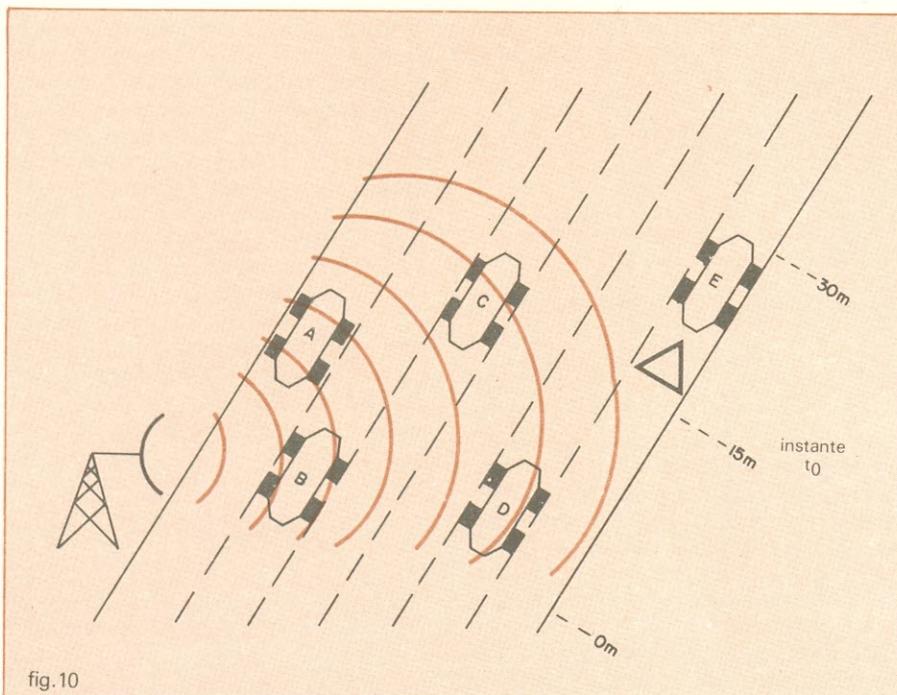


fig.10

O radar detecta a presença de veículos — 1.ª recorrência.

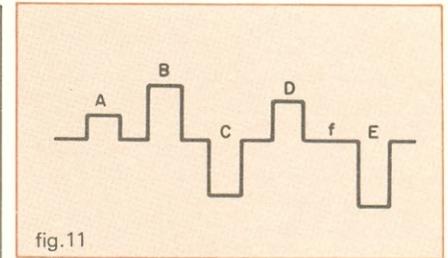


fig.11

Sinal resultante na saída do comparador de fases no instante  $t_0$ .

nossa estória: o Sr. "X" e seu inimigo, o policial que através do radar o re-prende por excesso de velocidade. Neste momento, já estamos em condições de compreender o que ocorreu no fatídico intervalo de 1 segundo, no qual foi registrada no radar a infração cometida pelo Sr. "X".

O radar detector de velocidade deve portar circuitos tais que possam efetuar a medida da defasagem  $\varphi$  a cada recorrência, a partir do sinal proveniente do oscilador coerente (referência) e do eco recebido em um dado instante. O diagrama em blocos da figura 9 ilustra a situação exposta.

Através dessa representação, notamos que por intermédio da comparação das fases entre o eco e a oscilação coerente, obtêm-se, à saída do detector, níveis cujas amplitudes traduzem as diferenças de fase. Observe que, como a diferença de fase é proporcional à velocidade do objetivo, esses níveis constituem um indicativo da taxa de deslocamento do alvo em relação ao tempo.

A tabela 2 ilustra exemplos de sinais possíveis de serem obtidos nos diferentes pontos demarcados no diagrama em blocos da figura 9.

Logo, notamos através da análise destas situações distintas, a existência de correspondência entre a fase do sinal de eco (relativa à oscilação coerente) e as amplitudes dos sinais no ponto e (saída do comparador).

Cabe aqui notar que os níveis no ponto e podem assumir valores positivos ou negativos. Por esta razão, denominamos de "vídeo bipolar" ao sinal obtido à saída de nosso comparador.

Examinemos então o que ocorreu com o Sr. "X" e os automóveis a seu lado durante a detecção destes pelo radar. Caracterizamos o veículo do Sr. "X" por B, supondo que o mesmo trafegava pela pista n.º 2. Aos demais automóveis denominaremos A, C, D e E. Observe que o automóvel E encontra-

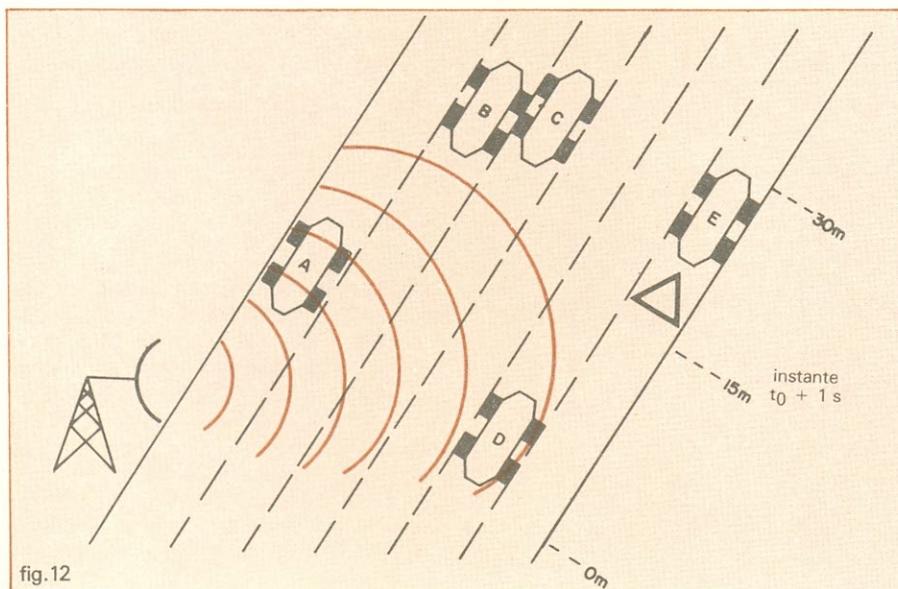


fig.12

O radar detecta a presença dos veículos — 2.ª recorrência.

se estacionado na pista mais à direita, por problemas mecânicos, e que pela quinta pista não há tráfego neste instante. Adotemos esta situação como sendo a existente no tempo  $t_0$ , ilustrada na figura 10.

Nosso radar varre seqüencialmente as seis pistas. Na saída do comparador de fases (vídeo bipolar — ponto e) resultará no instante  $t_0$ , uma forma de onda do tipo mostrado na figura 11.

Cumpre observar a inexistência de defasagem no ponto f, resultante da emissão de impulsos na direção da quinta pista (na qual nenhum veículo trafegava no instante  $t_0$ ).

Decorrido um segundo (instante  $t_0 + 1$  segundo), a situação é alterada. Os automóveis avançam adiante, alguns mais, outros menos, causando a alteração das fases medidas na recorrência seguinte àquela considerada (figura 12).

Observemos os novos níveis obtidos junto à saída do comparador, na figura 13.

Executemos a subtração do sinal captado no instante  $(t_0 + 1)$  com aquele obtido no instante  $t_0$  (supondo que este último, de alguma maneira, tenha sido memorizado pelo radar). O resultado é o indicado na figura 14.

Comparando as duas figuras ilustrativas do posicionamento dos automóveis na estrada nos instantes  $(t_0)$  e

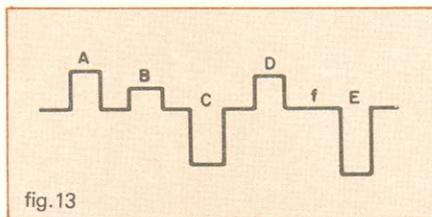


fig.13

Sinal resultante na saída do comparador de fases no instante  $t_0 + 1$ .

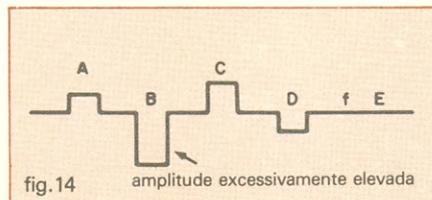


fig.14

Níveis resultantes da subtração dos sinais em  $t_0 + 1$  e  $t_0$ .

$(t_0 + 1)$  notamos que o automóvel A, no intervalo de tempo correspondente a 1 segundo, percorre cerca de 8 metros. O automóvel B (pertencente ao Sr. "X") caminha 30 metros; o C, 11 metros; D, 7 metros; e, finalmente, no que tange à viatura E, esta permanece estacionada. Podemos estimar a velocidade instantânea de cada automóvel facilmente, conforme o demonstra a tabela 3.

Percebemos com clareza que prati-

camente todos os automóveis acionaram seus freios ao se aperceberem da presença do radar, exceto B, que manteve sua velocidade em nível elevado.

Retomemos a análise do sinal resultante da subtração daqueles obtidos em  $(t_0 + 1)$  e  $(t_0)$ . Observamos que apenas os sinais de amplitudes diferentes permaneceram presentes nesta composição (portanto, de fases distintas): os ecos fixos (a mesma fase sendo medida nas duas recorrências) não subsistem. Constate o desaparecimento do nível correspondente ao automóvel E.

A esse procedimento, baseado na comparação de sinais provenientes de duas recorrências sucessivas, denominamos "anulação simples". Cabe aqui ressaltar a existência de sistemas baseados na "dupla anulação", a qual manipula três recorrências sucessivas, comparando-as através de algoritmos. Tais sistemas, vantajosos sob certos aspectos, não serão abordados no momento. Entretanto, é importante estarmos informados de sua existência.

Finalmente, comparemos os valores indicados na tabela 3 com as amplitudes dos sinais obtidos através da "anulação simples" e notemos a proporcionalidade dos níveis relativamente à velocidade dos automóveis. Podemos, portanto, provar que naquele intervalo de tempo realmente o automóvel B desenvolvia uma velocidade excessiva em relação a seus vizinhos.

Como nota final, ressalve-se o fato de que tal exposição almejou tão somente abordar os princípios essenciais da realização de um radar MTI, devendo o leitor interpretar a matéria sob os aspectos da conceituação básica de um radar detector de alvos móveis. O detalhamento e as considerações mais avançadas a respeito, que ainda necessitam ser analisados, são muitos, alguns dos quais serão examinados no próximo artigo desta série.●

## BIBLIOGRAFIA

- Delacoudre - *Conception et Performances du Radar Classique*, Ed. Radio, França.
- Skolnik - *Introduction to Radar Systems* - 2.ª ed., Ed. Mc Graw-Hill, EUA.

# Jogos de vídeo: adaptação NTSC/PAL-M

Os jogos de vídeo em padrão NTSC podem ser adaptados para PAL-M com relativa facilidade, sem modificações no receptor de TV

**A**tendendo a pedidos de leitores, vamos abordar nesta oportunidade um assunto de interesse prático: a maneira mais econômica de adaptar um *videogame* para reprodução das cores em nossos receptores de TVC.

Não obstante o sistema PAL-M representar um aprimoramento do sistema americano NTSC, as diferenças básicas entre eles — a frequência da subportadora e a característica de apresentação do sinal V (R-Y) e do pulso de *burst* (figura 1) — impossibilitam que um receptor PAL-M reproduza um sinal NTSC ou vice-versa. É preciso que se processem determinadas alterações no circuito do receptor, fazendo-o aceitar o referido sinal NTSC, ou no circuito gerador de sinal (no caso, um *videogame*), fazendo-o gerar um sinal PAL-M ou, pelo menos, com características semelhantes a esta codificação, de forma a simular uma condição aceitável pelo receptor.

Dado o seu custo moderado e principalmente a finalidade a que se destina, um *videogame* não comporta modificação de sistema ao mesmo nível em que é realizada nos aparelhos de videocassete, equipamentos que custam em média dez vezes mais, além de terem de enfrentar um público mais exigente, não admitindo, portanto, erros de cores na imagem.

Por isso, as modificações hoje realizadas nos de videocassete apresentam um qualidade de transcodificação (NTSC/PAL-M) excelente e ganharam ironicamente o apelido de PAL-M puro! O termo “puro” obviamente refere-se à exatidão da transformação do sinal NTSC em PAL-M,

na qual são obedecidas todas as características deste sistema e conservadas todas as “qualidades” da imagem original.

**O que modificar** — Um dos princípios que é aplicado para a transcodificação (existem outros métodos diferentes) consiste em demodular o sinal de croma original (NTSC), recuperando-se as informações de vídeo (R-Y) e (B-Y), e a partir daí aplicar um chaveamento (inversão linha sim/linha não) ao sinal (R-Y) para processar novamente a modulação. É bom lembrar que também devemos acrescentar uma componente a mais ao pulso de *burst*, acompanhando as inversões do sinal (R-Y), sem a qual um receptor PAL-M não aceitará este sinal.

A figura 2 mostra um circuito para realizar estas funções que utiliza: demodulador síncrono (croma) —

TB520, modulador síncrono (croma) — LM1889, osciladores a cristal e uma série de circuitos auxiliares para atender a todos os requisitos do sinal. Colocamos somente em linhas gerais a estrutura de um circuito que realiza a transformação adequada do sistema NTSC para o PAL-M, a fim de que você perceba a relativa complexidade nele existente. Mas prometemos abordar com maiores detalhes este assunto em oportunidades futuras.

Voltando ao tema principal deste artigo, qual seja o de apresentar uma versão simples e econômica para adaptação de *videogames*, vamos inicialmente observar o comportamento de um receptor PAL-M no que diz respeito aos seus circuitos de croma. Dirigiremos nossa atenção a dois aspectos principais: o circuito inibidor de croma e o “*delay* de croma” (linha de atraso de croma). A inibição do

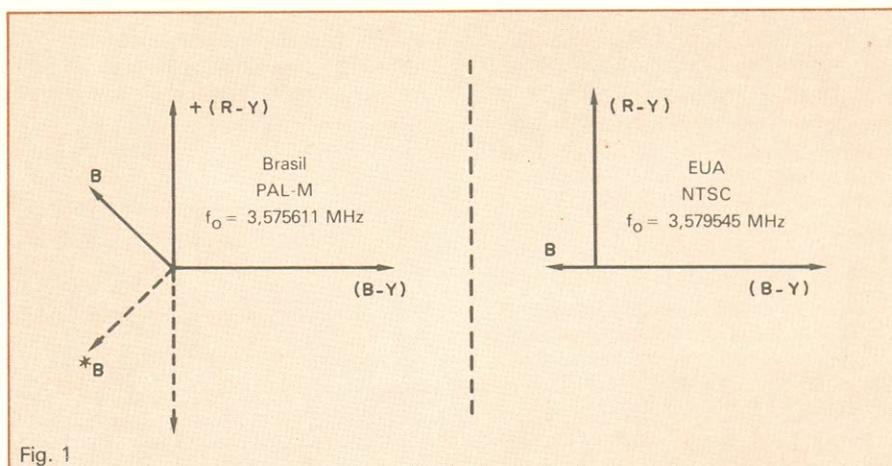


Fig. 1

Disposição vetorial da codificação do sinal de croma nos padrões NTSC e PAL-M.

signal de corama à entrada do amplificador funciona como um guarda de segurança, impedindo a entrada de sinais muito fracos ou com características estranhas à da codificação PAL, as quais são avaliadas através do *burst*. Nos receptores atuais, o signal de corama só tem permissão de entrada se forem detectadas, além da amplitude suficiente, as inversões típicas do signal *burst* ( $\pm 45^\circ$ ), que geram o signal de 7,8 kHz para a sincronização PAL. Um segundo aspecto que vai ser importante está relacionado ao funcionamento da linha de atraso de corama. Este circuito, quando alimentado por um signal PAL, consegue separar as duas componentes do signal de corama (U e V) somando e subtraindo (bobina de saída) os sinais direto e atrasado (1H). Isso só é possível graças à inversão linha a linha da componente V.

Se a esse mesmo circuito apresentarmos um signal de corama sem as referidas inversões da componente V, mesmo que a frequência da subportadora esteja correta, ocorrerá um cancelamento total na saída V (signal = 0) impossibilitando a reprodução correta das cores (figura 3).

Vamos então examinar o signal NTSC gerado pelo *videogame* e verificar o que pode ser feito para contornar os problemas apresentados.

**Como modificar** — É importante ressaltar que esta adaptação que estamos analisando refere-se exclusivamente ao aparelho de *videogame*, permanecendo portanto o receptor de TV intacto. O primeiro passo será a substituição do cristal de corama (oscilador da subportadora), de forma a produzir um signal com a frequência correta (3,575611 MHz). Embora já com a frequência correta (porém ainda na codificação NTSC), este signal será bloqueado pelo circuito de corama do receptor de TV (inibidor de corama), pois o *burst* NÃO apresenta inversões características do sistema PAL. Tal problema tem solução através do seguinte artifício: linha sim/linha não (7,8 kHz) adicionaremos ao *burst* fixo (NTSC) uma componente extra deslocada em fase, criada artificialmente por um circuito RC. O signal *burst* original somado ao signal "burst deslocado" linha sim/linha não cria uma situação de chaveamento que será aceita pelo receptor como demonstra a figura 4, liberando assim a passagem para o signal de corama. O signal de

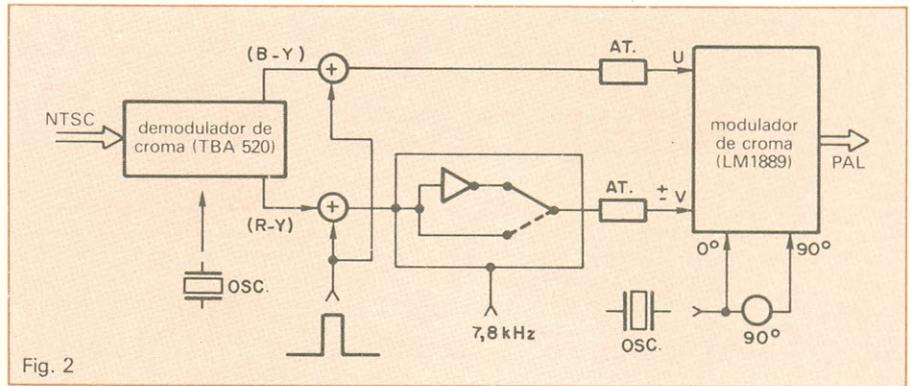


Fig. 2  
Circuito exemplo para a transcodificação.

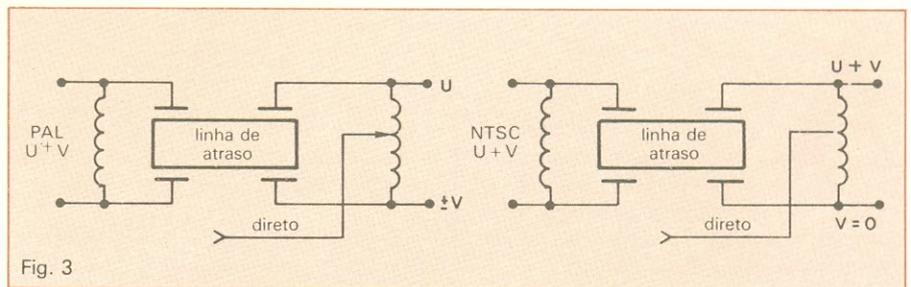


Fig. 3  
Um signal com codificação NTSC é cancelado pela linha de atraso.

chaveamento (7,8 kHz) é obtido simplesmente pela divisão por dois do pulso horizontal, conforme veremos adiante.

Pois bem, liberada a informação de corama através do artifício que introduzimos ao signal *burst*, imediatamente após aparece o segundo problema. Apesar de já estar com a frequência corrigida e com as inversões artificiais do signal *burst*, o signal de corama não apresenta inversões na componente V, pois está codificado pelo sistema NTSC e, de acordo com o que vimos, este signal terá a componente V totalmente cancelada, destruindo a formação das cores. Para evitar que ocorra o total cancelamento do signal

V, aplicaremos um segundo artifício, desta vez somente ao signal de corama e não mais ao *burst*. Como não podemos promover as inversões do signal V porque U e V estão misturados no signal de corama, resta-nos a opção cômoda de eliminar totalmente este signal linha sim/linha não, produzindo artificialmente uma condição que será aceita pelo "delay de corama" do receptor. Desse modo, além de impedirmos o cancelamento de V, também criamos, como que por mágica, as inversões deste que simulam perfeitamente um signal PAL. Se você teve dificuldade em acompanhar o raciocínio, observe a figura 5.

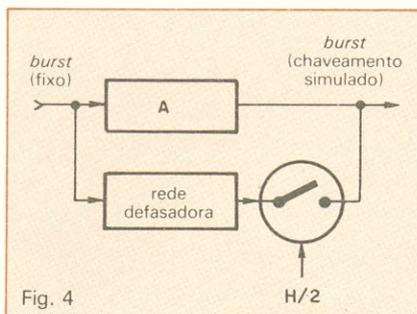
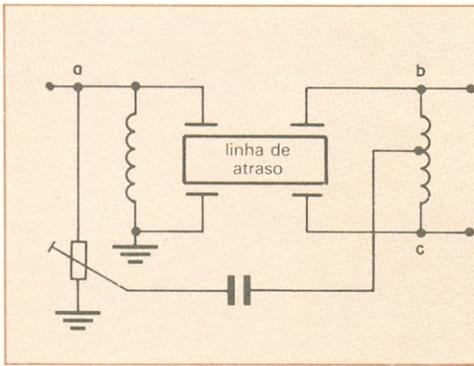


Fig. 4  
O *burst* mais o *burst* defasado produzem um signal de chaveamento.

**Analisando os sinais** — Na primeira linha (a) está representado o signal que alimenta a entrada da *delay*. Verifique que linha sim/linha não ele foi suprimido totalmente (esta supressão foi criada artificialmente no *videogame*).

Na segunda linha (b) está representado o signal já atrasado de um período horizontal (saída do topo da bobina) e na terceira linha (c) o mesmo signal invertido (saída da base da bobina). O signal direto (que não sofreu atraso) é injetado pela derivação central da bobina de saída e portanto é adicionado a ambos os sinais com atraso (b e c).



Como resultado temos que a soma dos sinais "a" com "b" representa o próprio sinal de entrada restituído da informação que foi suprimida, isto é, completo. Esta saída irá alimentar o demodulador U, recuperando o sinal (B-Y), apesar da presença do sinal V, que é ignorado pelo demodulador U. Enquanto isso, a soma dos sinais "a" e "c" irá se dispor de forma alternada linha sim/linha não, com inversão total do sinal. Porém, como este sinal alimenta o demodulador V, a componente U é agora ignorada, restando assim somente a inversão linha a linha do sinal V. Daí para a frente o processamento é normal, não havendo mais nenhum impedimento ao sinal. Portanto com apenas dois artifícios aplicados ao sinal NTSC é possível "simular" uma codificação PAL que será aceita pelo receptor.

Esta filosofia de adaptação é bem simples e satisfaz plenamente, principalmente devido ao seu baixo custo e facilidade de montagem.

Vejam agora os principais itens que deverão ser considerados e como é possível realizar este circuito utilizando componentes simples. Do aparelho de *videogame* devemos localizar e retirar os seguintes sinais: pulso horizontal e sinal de coroma. O pulso horizontal será utilizado para gerar o chaveamento na supressão linha a linha do sinal de coroma para produzir o sinal artificial *burst* defasado, também linha a linha.

O chaveamento linha a linha para supressão do sinal de coroma é obtido por meio de um multivibrador monoestável (por exemplo o CI 74121), acionado pelos pulsos horizontais, onde a constante de tempo RC é ajustada para produzir um período ativo ligeiramente superior ao do horizontal. Este sinal serve de comando para uma chave eletrônica que libera ou

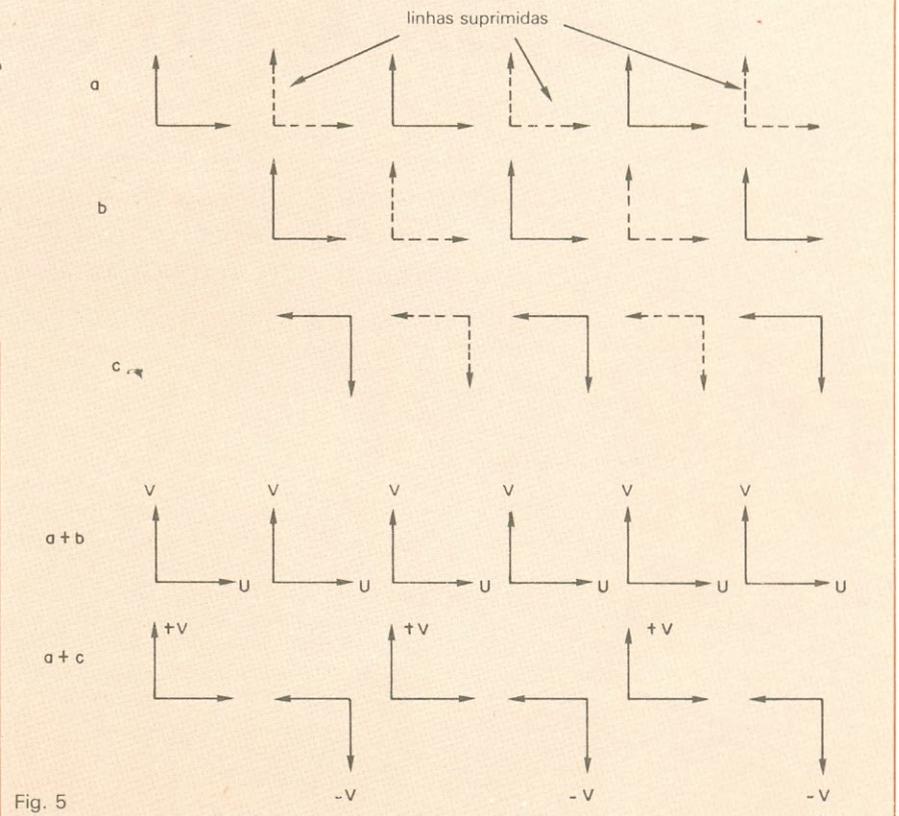


Fig. 5

Seqüência de obtenção dos sinais U e +V - V.

não o sinal de coroma (por exemplo o CI CD4016).

Devemos também criar um segundo sinal de comando para controlar a passagem do nosso sinal *burst* defasado, a qual deve ocorrer a intervalo de 2H, ou seja linha sim/linha não. Este segundo sinal de comando, que podemos chamar de "gate de coroma", é obtido facilmente por meio de um segundo multivibrador monoestável (74121) acionado pelo sinal de supres-

são de coroma, aquele que já foi gerado pelo primeiro multivibrador. Só que a constante de tempo RC é agora ajustada para produzir um período ativo suficiente para dar passagem ao sinal *burst*.

As formas de onda apresentadas pela figura 6 dão uma idéia mais clara do que foi explicado até aqui. O segundo sinal de comando aciona uma outra chave eletrônica (CD4016), liberando o sinal *burst* defasado no instante correto. A defasagem do *burst* é obtida por um circuito RC acoplado a um transmissor amplificador inversor de modo a proporcionar uma saída com amplitude suficiente e giro de fase adequado. Como o sinal de comando "gate de coroma" possui a largura exata para dar passagem somente ao *burst*, o giro de fase pode ser aplicado a todo o sinal de coroma (por facilidade), sendo que apenas o sinal *burst* defasado é aproveitado.

Com isto finalizamos a parte descritiva deste circuito prático. No próximo artigo faremos uma apresentação detalhada do circuito bem como dos ajustes que devem ser feitos. Até lá.●

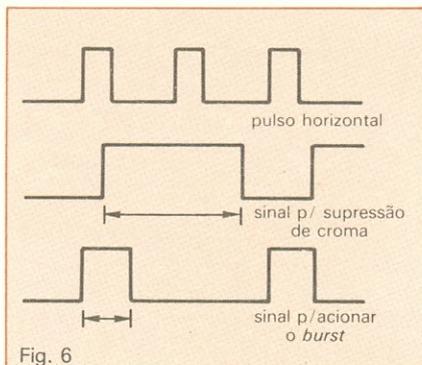


Fig. 6

Formas de onda geradas a partir do pulso horizontal.

SONORIZAÇÃO DE GRANDES AMBIENTES — II — CONCLUSÃO

# O ajuste do sistema

Instalado todo o equipamento de som, passamos agora à equalização do conjunto. No final, o projeto completo de mais duas caixas acústicas, liberadas em primeira mão pela JBL

Um trabalho de aproximadamente 12 horas.

Deus, supervisionando; CCDB, o auxiliar, duas pessoas da congregação, o Sistema de Análise Espectral CCDB e um par de walkietalkies, no imenso Templo!

Desligada a mesa de som do Sistema, pois nada tem a ver com os ajustes, injetamos ruído rosa nos Divisores CCDB, já com todo o Sistema ligado. Primeiro, o canal direito, na parte de baixo do Templo. Depois, ainda o direito, apontado para o andar superior. Mais tarde, tudo de novo para o canal esquerdo. Adiante, os dois canais em conjunto. Por fim, o Sistema de retorno, e testes com microfones.

A resposta antes dos ajustes, com o Sistema do canal direito, aparece na figura 3, curva A. Já é um sistema razoável! Ainda na figura 3, após o ajuste de nível de cada seção ativa, para equilibrar as três, obtivemos a resposta da curva B. Melhorou o equilíbrio, mas os picos são exagerados.

Testada a posição das caixas e conexões para máxima correção de fase, lembrando-nos da inversão de 180° causada pelos divisores nas frequências de corte e na reinversão causada pelo retardo na propagação do som, no percurso interno das *W-Horns*, verificamos a precisão do projeto — tudo continuava igual e o melhor possível, antes do trabalho de equalização, como na curva B.

Nada se podia fazer pela acústica, além da colocação do grande painel difusor e absorvedor, para evitar ecos no fundo do Templo, na abóbada, e do ajuste dos obturadores das cornetas do andar superior. Era hora de apelar para a equalização.

Qualquer equalização, mesmo corrigindo a resposta, não evita as resso-

nâncias do ambiente e deve ser o último recurso, após tudo ter sido tentado com trabalho sobre o próprio ambiente, em função das reflexões do som nas superfícies internas; o tempo de reverberação (RT 60) deve ser ajustado ao máximo possível, para cada faixa do espectro de áudio, além de analisada a relação entre o som direto e o som refletido e a zona crítica, tal como foi explicado no artigo anterior de mesmo título deste.

Utilizado este recurso de equalização, resolvemos as irregularidades mais amplas, com o equalizador gráfico CCDB, e atacamos os dois picos estreitos, de 62 e 320 Hz, com os parâmetros CCDB. Atenuamos 3 dB com Q de 33, nessas frequências.

A propósito: o equalizador paramétrico CCDB é o único, no mundo, capaz de atingir esse Q de 33. Um Or-

ban, considerado o melhor equalizador paramétrico comercial, no mundo, é capaz de um "Q" de 3 (três), apenas!

A fórmula matemática para definir o parâmetro Q é a seguinte:

$$Q = \frac{\text{frequência central}}{\text{largura de faixa a -3 dB}}$$

Quanto maior o valor de Q, mais estreita a faixa de frequências atingida pelo equalizador.

Chegamos então a resposta excelente da figura C. Ela manteve-se igual, em **todas** as posições dos dois andares do Templo e com uma diferença geral de nível de apenas 3 dB entre os assentos da frente e do fundo!

Todo este trabalho sabemos ser apenas o ponto de partida! Com a operação do sistema, conforme a quantidade de pessoas no recinto, o

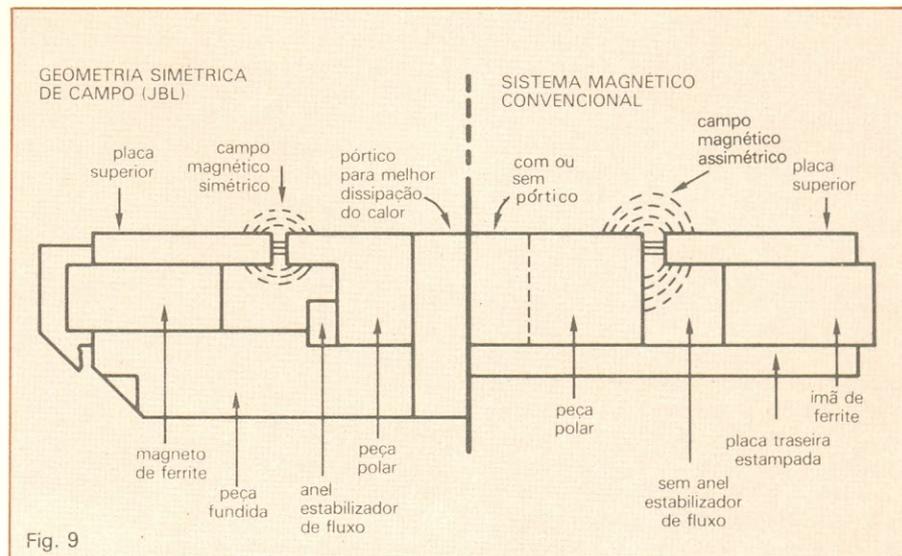


Fig. 9 Comparação entre a estrutura convencional de alto-falantes e aquela adotada pela JBL americana.

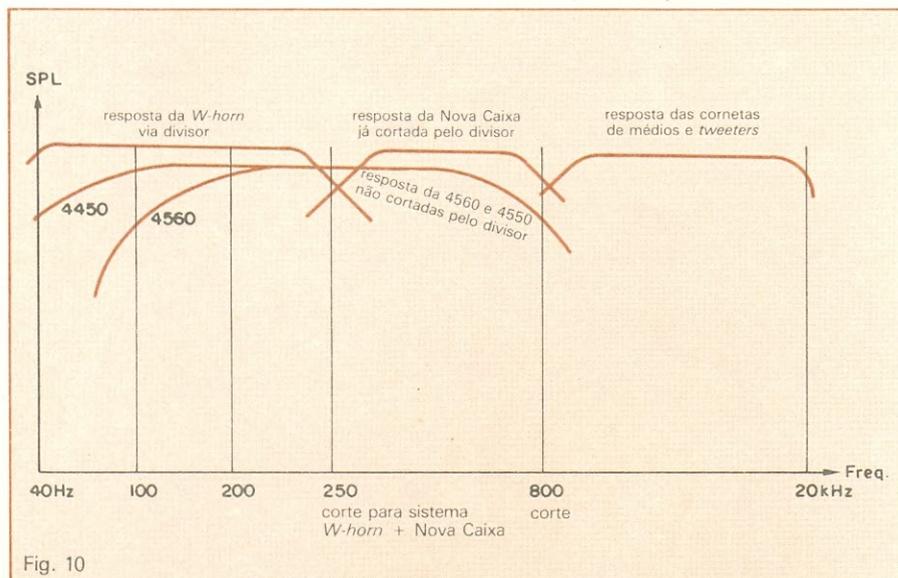


Fig. 10

Gráfico comparativo de desempenho entre a Nova Caixa e alguns modelos JBL.

tipo principal de programa e dos microfones utilizados, ainda haveria um grande trabalho de aprimoramento a ser realizado no dia-a-dia pelo técnico operador da própria congregação! Indispensável, pois, a utilização de um Sistema de Análise Espectral!

A esta altura, o Sistema já não se fazia perceber como "um sistema". Apenas, o Som, natural, era amplificado, com altíssima fidelidade!

Passeando pelo Templo, subindo e descendo, cansado e sem alimento no estômago após doze horas, mas feliz, satisfeito, eu me recordava do som dos grandes shows e dos grandes cinemas com equipamento importado... Recordava-me, também, da significativa "coincidência" de ser o exemplo, de onde tirei o material para a confecção do artigo anterior com o mesmo nome deste, dado como base para a elaboração de projetos de grandes sistemas de reamplificação, justamente da sonorização de um Templo; e a voz em função da qual eram feitos os cálculos acústicos, a de um pastor...

— Conseguimos! Está excelente! Ouvia dentro de mim a Voz interior afirmar.

Todos sorrindo, elogios, e a volta a casa, com a sensação de missão cumprida e a expectativa do benefício estendido aos milhares de fiéis, no futuro, compensar com vantagem a aplicação do capital da congregação feita sobre o sistema de som, em detrimento da ajuda aos necessitados, que se-

ria praticada com esse mesmo capital, em gêneros de primeira necessidade. Expectativa também da edição de um artigo sobre este sistema de som, pela Nova Eletrônica, para você, do Cláudio, com Amor!...

A diferença de nível entre as três vias, apresentada na curva A da figura 3, deve-se à conexão dos alto-falantes em série nas Novas Caixas CCDB e à potência reduzida a 200 W RMS, sobre os 8 do par de Novas Caixas, contra os 300 W sobre 4 ohms, entregue às W-Horn. Não há problema neste ponto, pois a potência em qualquer dos casos sobrava o suficiente para as correções.

Acoplar e aplicar um equalizador gráfico CCDB de 10 faixas e o excelente paramétrico CCDB, capaz não apenas de produzir um Q de 33, mas também mais reduzido que o de qualquer outro, dá resultado superior mais prático e barato, em comparação ao obtido com a utilização de um equalizador de 1/3 de oitava e 30/32 faixas, apesar das teorias de Davis. A resolução desses equalizadores é de 1/3 de oitava, enquanto o paramétrico CCDB atinge 1/12 de oitava, aproximadamente (ou seja um semitom), e corrige picos abruptos na resposta, sem afetar significativamente frequências próximas e a fase em geral.

Vocês poderão notar, nas figuras, a menção ao alto-falante Stylus S-12. Na época do projeto, antes de maio de 1982, o alto-falante MS-120 da Snake não estava ainda à minha disposição.

Quando este apareceu no mercado, preferi utilizá-lo e foi a tempo de ser colocado nas Novas Caixas CCDB do Templo, ao invés do Stylus S-12. No Sistema final, os alto-falantes são os MS-120, e a conexão foi corrigida para acomodar sua impedância, resultando na final de 8 ohms, já mencionada neste artigo.

**Evolução** — O sistema anterior existente no Templo era composto de múltiplas caixas, em fileiras laterais, como acontece na maioria dos grandes ambientes sonorizados, sem o conhecimento das técnicas apresentadas em meus artigos.

Seja qual for a quantidade de caixas e a potência aplicada, o resultado será desanimador, pois haverá cancelamento alternado com incremento de frequências, determinadas pela distância desigual entre o ouvinte e as múltiplas fontes sonoras. O nível de pressão sonora poderá ser muito alto, mas a qualidade, péssima, e a inteligibilidade, quase impossível. O ambiente ficará extremamente ressonante, a reverberação, exagerada, e a resposta jamais será plana, nem sequer equalizável, pois variará a cada passo dado pelo recinto, de acordo com matrizes semelhantes a uma tela metálica de galinheiro, e com malhas proporcionais às dimensões dos comprimentos de onda das frequências envolvidas, durante a variação do programa.

O sistema aplicado por CCDB tem caixas suspensas, para atingir os ouvintes com um nível de intensidade sonora o mais uniforme possível, desde as primeiras fileiras de assentos até as últimas.

A diretividade das caixas e cornetas permite a projeção do som apenas sobre os ouvintes, sem atingir as paredes e a abóbada, evitando a reflexão do som. Um dispositivo de obturação e a colocação na posição vertical do par de cornetas de médios, de 60 x 40 graus, auxilia nesta projeção do som em ângulo muito estreito e focaliza os ouvintes no fundo do Templo, no segundo andar e no fundo do primeiro andar. Este dispositivo evita a colocação de um grupo separado de caixas para esses ouvintes, pois isso provocaria o emprego obrigatório de retardadores digitais ou de fita, para evitar cancelamento de frequências e perda de inteligibilidade, fazendo o som das caixas desta seção ser emitido apenas quando chegasse aquele prove-

niente das caixas principais.

Isso custaria muito mais caro e o resultado não seria tão bom, dada a perda na resposta de altas frequências, no posicionamento da imagem sonora etc. É o que acontece, por exemplo, com o sistema de som do Palácio das Convenções, em São Paulo, onde esse recurso é utilizado sob o mezanino; mas lá essa solução é a

única possível, dada a posição e dimensão desse mezanino.

Para incrementar o sistema do Templo da Primeira Igreja Batista de Niterói, no futuro, poderá ser acrescentado um grupo de caixas e amplificadores para subgraves, melhorando bastante justamente aquelas frequências muito importantes para a música sacra, dos pedais do órgão, da oitava

abaixo de 40 Hz. Nas caixas *Leslie*, existentes no Templo e no próprio Sistema instalado nessas frequências muito baixas, não aparecem, pois o ouvido precisa de no mínimo 60 dB de SPL (NIS) para chegar a ouvi-las e de uns 90 dB para ouvi-las bem.

É pena, mas poucos brasileiros têm coragem de inovar; ficam aguardando os americanos... E então, quando as

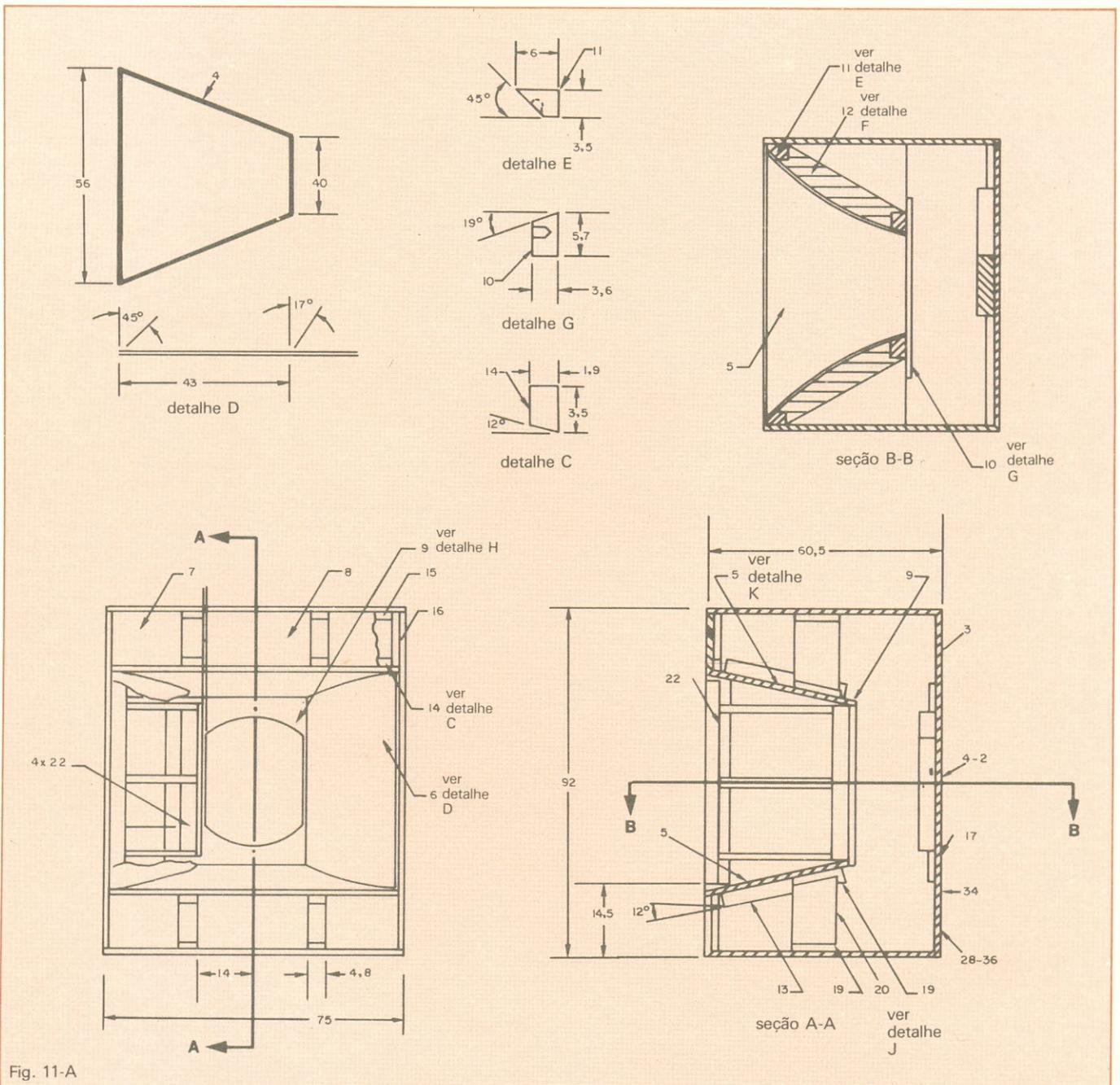


Fig. 11-A

A caixa modelo 4560, da JBL norte-americana, foi introduzida no Brasil, por CCDB, no tempo do conjunto Mutantes. A figura reúne...



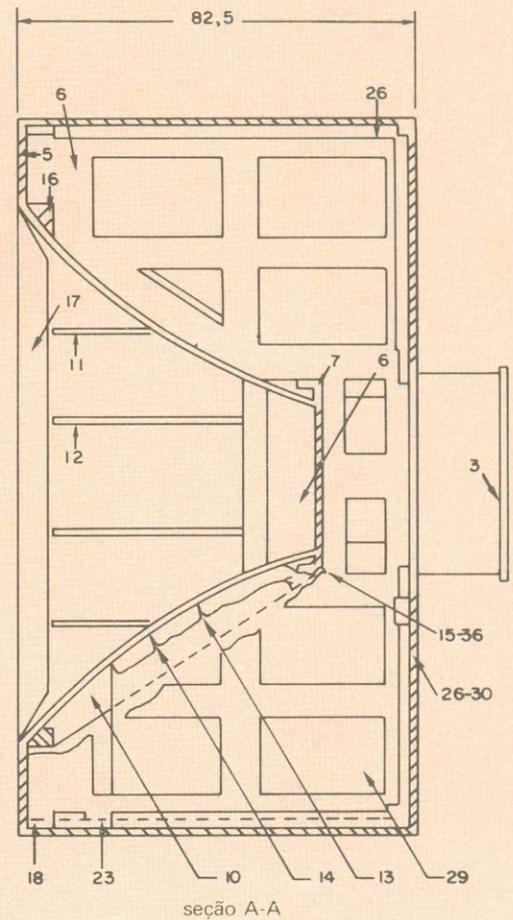
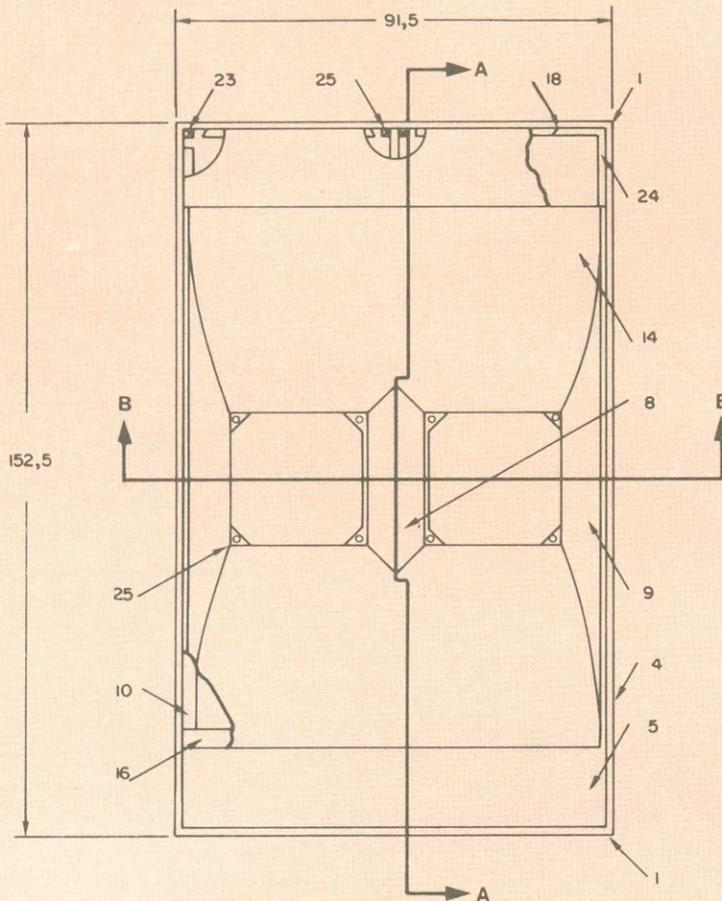
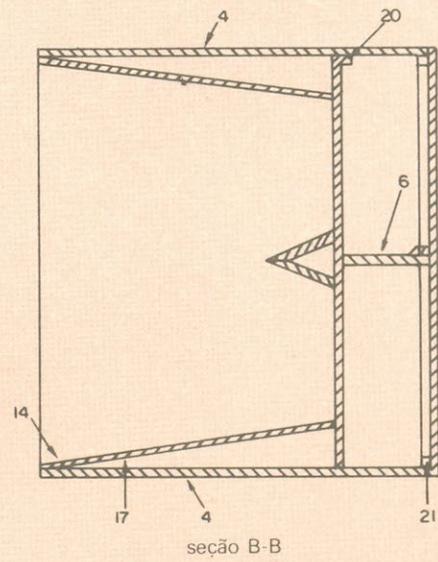
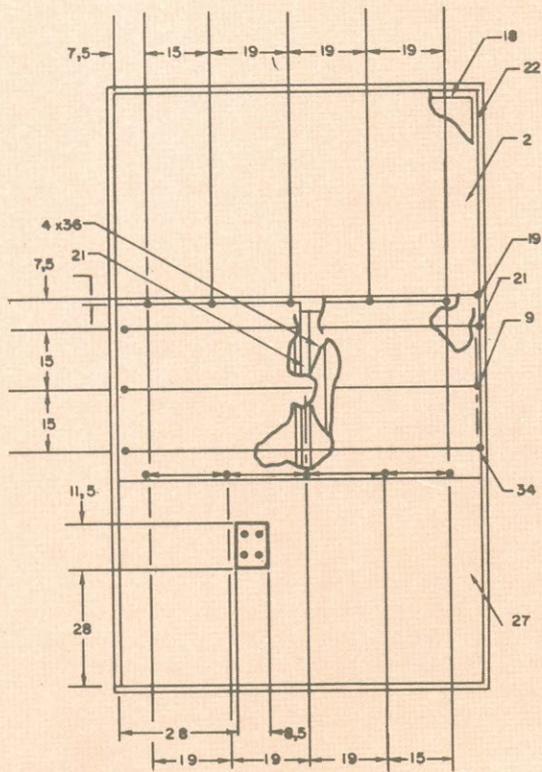
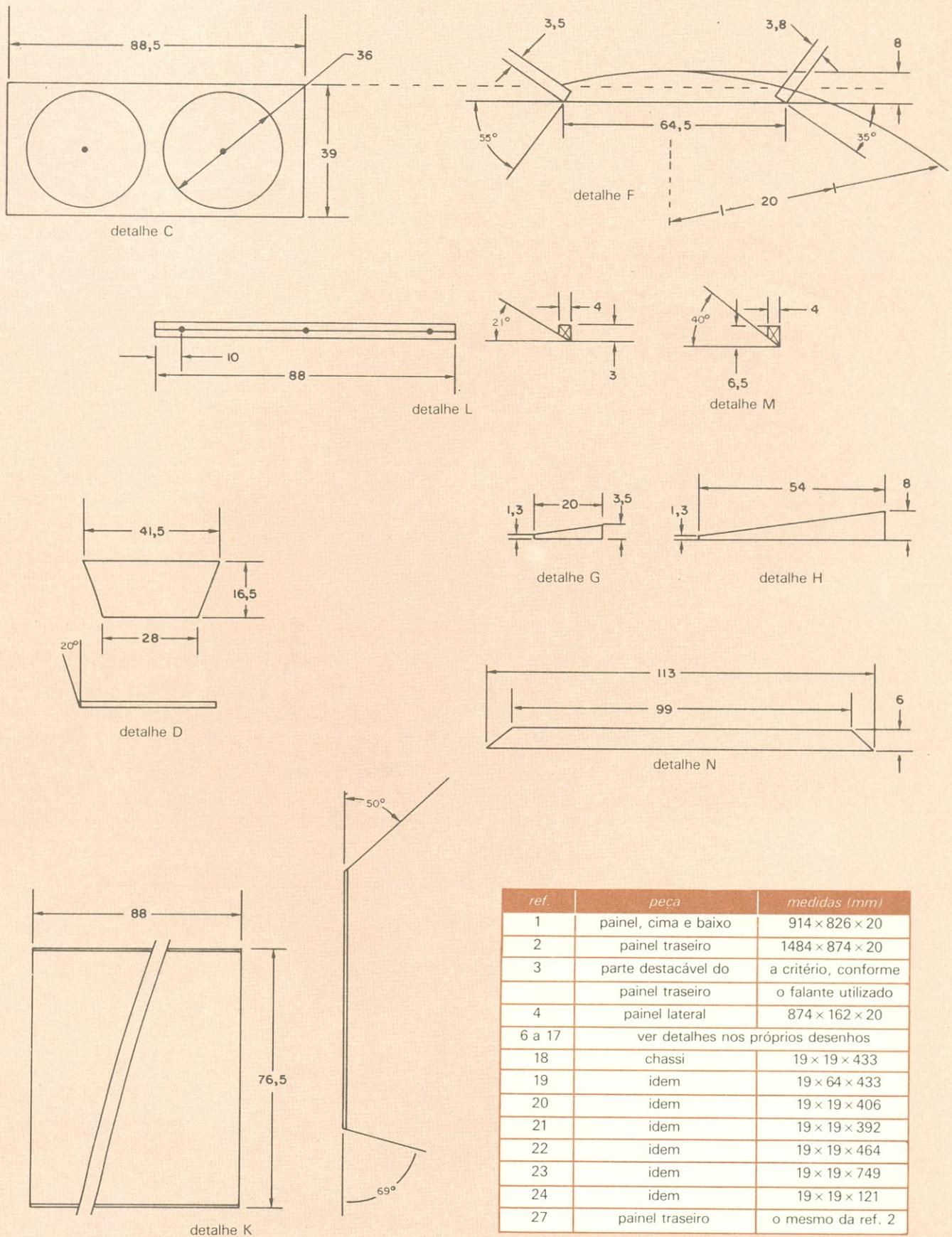


Fig. 12-A

O projeto de construção da caixa modelo 4550, também da JBL, deve incluir pôrticos devidamente sintonizados. Os vários detalhes...



Futuras caixas, colocadas no chão, complementaríamos o sistema de retorno, atendendo, com canais extra na mesa de som, áreas específicas do coro, dos grupos instrumentais, do púlpito etc. A posição ideal seria elevar essas caixas e isso seria possível usando a imaginação, para disfarçá-las da vista do auditório, com algum tipo de cobertura condizente com o ambiente.

A posição perfeita seria logo acima e diante do coro e o tipo de caixa para essa aplicação já foi por mim apresentado no mesmo artigo sobre sonorização de palcos, onde seriam empregadas duas caixas com cornetas e lentes acústicas de 140 graus e um par de alto-falantes de 15" cada.

**O futuro** — Mesa de som a igreja já possuía, doada pela matriz americana e de boa qualidade, ao nível do resto do sistema. Uma mesa CCDB série III seria mais indicada, com equalizadores paramétricos verdadeiros e sub-

mestres. Isto permitiria total independência para o sistema de retorno, em múltiplas vias, além da produção de gravações em multipistas e uma equalização mais perfeita de cada canal.

Antes da troca das mesas, no entanto, seria mais importante acrescentar, para uso dos técnicos do Templo, um sistema de análise espectral, mas com microfones adequados, como os CCDB, e não como os SM 81, com sua resposta cadente em 1,5 a 2 dB abaixo dos 500 Hz, suas irregularidades no meio da faixa, e *roll-off* com mudança de diretividade além dos 12 KHz. Além desses microfones, possíveis de acoplar apenas ao Sistema de Análise Espectral CCDB, existem outros adequados para o trabalho, como os da fábrica B & K ou da IVIE.

Seria ainda possível melhorar o sistema de som trocando os *drivers* Snake por JBLs 2441 ou 2445 e os *tweeters*, por 2405 ou 2402.

Os alto-falantes poderiam ser troca-

dos pelos da JBL, da série E, permitindo aumentar o nível de SPL (não muito necessário como já vimos!) e reduzir a distorção — já muito baixa — para níveis ínfimos, devido ao sistema *Symmetrical Field Geometry and Flux Stabilized Magnetic Structures* ou SFG, usado pela JBL; é a única forma atualmente conhecida de se evitar a distorção dos alto-falantes com ímãs de ferrite, em relação à dos ímãs de ALNICO V, hoje caros demais até para a própria JBL fabricar, devido às restrições na utilização do cobalto. Os nacionais são de ferrite, mas não têm o sistema SFG.

A figura 9 traz um esquema comparativo entre os sistemas comuns de ferrite e o SFG. A usinagem de peça polar reduz em dez vezes a distorção harmônica em uma faixa de frequências. O anel de controle do fluxo reduz também em dez vezes a distorção harmônica no resto da faixa de frequências.

Maiores detalhes as empresas nacionais de alto-falantes deverão pro-



## SUGADOR DE SOLDA

### Patenteado SS-15



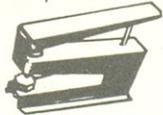
- BEM MAIS LEVE só 45 gramas
- MAIOR SEGURANÇA
- MAIOR VOLUME DE SUCCÃO ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ

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

---

### FURADOR DE PLACAS

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



**Manual Mais fácil do que grampear papel**

### SUPORTE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

**REGULÁVEL**

**A 3ª MÃO**

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



---

### CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO

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

---

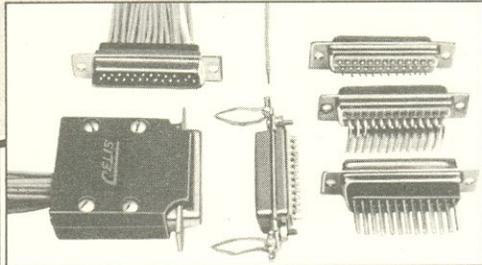
**GRÁTIS** curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso. Aos sábados - Centro de S. Paulo. Informações Tel.: 221-1728

---

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

# Conector Trapezoidal 25 Polos da CELIS

ELEMENTOS ELÉTRICOS LTDA.



Sem dúvida, o melhor!

## ALTA DENSIDADE DE CONEXÃO

A solução ideal para computação, telecomunicações e outras aplicações profissionais. Tem contatos torneados, sem rebarbas, de alta confiabilidade e desempenho superior com número de pinos definidos

conforme aplicação. Em modelos para C. Impr., CRIMP, Solda e Wire-Wrap. Construído para alta frequência de inserção/extração. Se você quer o melhor em conectores, consulte agora a CELIS.



ELEMENTOS ELÉTRICOS LTDA. Sua conexão com a melhor técnica.

Vendas: SÃO PAULO - Av. Eduardo R. Daher, 723 - Itapic. da Serra - Tel.: (011) 495-2944  
RIO DE JANEIRO - Rua Uruguay, 395 Sobrelhoja 102 - Tijuca - Tel.: (021) 268-2586  
Fábrica: Rua Mirangaba, 131 - ITAPEICERICA DA SERRA - SP  
Correspondência: Cx. Postal 02 - CEP 06850 - Itap. da Serra - Telex (011) 33226 SCHR BR

curar diretamente na JBL, pedindo o folheto ESR-SFG/8-79 e o *Engineering White Paper* — SFG, de Gary Margolis. A fábrica de alto-falantes Snake se cuide, pois existe outra, uma grande fábrica nacional, já estudando a fabricação do sistema!

Ainda pensando no futuro e falando das piores partes de qualquer sistema de som — os alto-falantes — gostaria de sugerir às diversas fábricas nacionais, já conhecidas por seguirem minhas sugestões e pelo sucesso obtido, a produção de alto-falantes de 10 polegadas, ao nível do JBL E-110. É possível construir grandes sistemas de som inteiros, sem cornetas exponenciais, sem *drivers*, nem divisores, utilizando apenas esse tipo de alto-falante, como *full-range*, se bem equalizado. Tais sistemas já estão em uso no exterior, e fazem frente aos sistemas multivias, quando a quantidade de alto-falantes atinge um certo valor, pois o Q (já explicado em artigo CCDB como sendo outro parâmetro, diferente do Q do equalizador aqui exposto) aumenta com o acoplamento e passa a equivaler ao das cornetas de alta frequência.

Outra sugestão: confecção de grandes cornetas birradiais — não as pequenas para caixas *cluster*, mas as grandes, de 80 x 80 cm de boca. Estas dariam novas possibilidades ao técnico projetista brasileiro, para aplicação em sistemas fixos, de grandes dimensões. Mas, em tempo: **bem** construídas ou vão, de birradiais, ter apenas o nome, com o som de rádio de pilha...

Voltando ao sistema do Templo, um aprimoramento ainda poderia ser feito com a separação dos *tweeters* em uma via **ativa**, com seu respectivo divisor e amplificadores.

**Mais caixas para você** — Nos artigos anteriores, apresentei diversos modelos e projetos completos de caixas de som e até programas para computador, para cálculos de cornetas exponenciais. Como obtive permissão, já comprovadas em artigos anteriores, da fábrica JBL para publicar os projetos de suas caixas, aqui vão mais dois.

Cabem neste artigo como informação adicional para quem deseje construir um sistema menor, baseado nas práticas aqui expostas, porém de apenas duas vias.

Nenhuma das duas caixas a seguir supera ou aproxima-se em qualidade

à Nova Caixa CCDB, específica para médios graves, ou à *W-Horn*, específica para graves. Essas duas caixas servem para cobrir toda a região dos graves em uma única via, dos 800 Hz para baixo, mais modestamente, se comparadas em resposta a transientes, eficiência, diretividade, distorção e resposta em frequência, ao conjunto de duas vias, “Nova Caixa CCDB + *W-Horn*”. Não é também recomendável trocar, no sistema de duas vias separadas só para graves, a Nova Caixa ou a *W-Horn*, por qualquer das duas a seguir, por pura questão de simpatia ou estética... São caixas utilizáveis com acerto, em sistemas de duas vias, para o total da faixa de áudio. O resultado comparativo aparece na figura 10.

---

**CCDB apresenta em  
todos os detalhes  
mais dois projetos  
de caixas JBL,  
ainda inéditos**

---

As caixas apresentadas nas figuras 11 e 12 são respectivamente os modelos 4560 e 4550 da JBL. O resultado, exposto na figura 10, mostra uma região “A”, onde a Nova Caixa supera as 4560 e 4550 em eficiência e principalmente em nitidez, resposta a transientes; justamente na região mais importante das fundamentais da voz e médios dos teclados e percussão, devido principalmente aos cones mais leves e rápidos dos alto-falantes de 12 polegadas e ao projeto de CCDB.

Nos graves, a *W-Horn* supera em resposta qualquer das duas, 4550 ou 4560, pois enquanto a *W-Horn* corta a 40 Hz, as outras duas cortam em 100 e 200 Hz, respectivamente. Você pode notar que nenhuma das duas cobre exatamente as faixas de graves e médios graves, mas apenas em geral cobrem as duas faixas.

As respostas não aparecem em escalas de decibéis, mas apenas em forma ilustrativa, num gráfico onde misturei os vários parâmetros envolvidos, resultando num gráfico de “qualidade” no eixo vertical e, aproximadamente, também de “resposta em frequência”.

As duas são, no entanto, muito apreciadas e muito conhecidas, excelentes para sistemas de apenas duas vias. Eu mesmo introduzi a 4560 no Brasil, na época dos Mutantes, e ela propagou-se até o aparecimento da Nova Caixa — feita para superá-la, em conjunto com a *W-Horn*, em sistemas de três vias, e também no de duas vias, onde a inteligibilidade e a eficiência sejam mais importantes se comparadas aos pequenos graves extra adicionais (dados pelos *bass-reflexes* sintonizados das 4560 e 4550, muito ressoantes).

No projeto da 4550 deve-se incluir pôrticos e sintonizá-los em processo já descrito diversas vezes em meus artigos anteriores, válido para qualquer tipo de *bass-reflex*, com ou sem corneta exponencial. Se isto não for feito, é preciso mais cuidado com a potência sobre os alto-falantes, soltos nos graves muito profundos, devido ao espaço interno exagerado na caixa.

Existe uma outra caixa para sistemas de duas vias, a A-7 da *Altec Lansing*, digna de figurar aqui, mas não estou autorizado a publicar seu projeto. É um sonofletor intermediário em relação à 4560 e à 4550. Escreva à Altec, cujo endereço já foi fornecido em artigos anteriores de CCDB. Juntamente com a 4520 da JBL, já por mim apresentado em artigos anteriores, forma mais duas opções válidas, conforme o ambiente, para sistemas de duas vias.

**Conclusão** — Em respeito à utilização, neste artigo, do nome da Igreja Batista, deixei, como você deve ter notado, meus costumeiros vãos místicos de lado... Para ouvir esse sistema, só mesmo compareando ao Templo, física e pessoalmente!

Estou certo de uma acolhedora recepção por parte do excelente pessoal de lá e de mais uma compensadora experiência nesta sua excursão pelo mundo do áudio, um dos muitos Mundos de Deus! ●

**NOTA:** Muitos leitores continuam a escrever para meu antigo endereço (caixa postal), já desativado. Escrevam, para qualquer detalhe extra, para o novo endereço: R. HERMENEGILDO DE BARROS, 23 — GLÓRIA — RIO DE JANEIRO — RJ — 20241. Fiquem atentos à futura mudança de endereço, quando for publicada pela NE.

# O áudio dividido eletronicamente

As vantagens da multiplificação só podem ser exploradas com a participação dos divisores eletrônicos de frequência, como o NC-2, o NC-3 e o NC-4, recém-lançados no mercado nacional

**A** Micrologic, através de sua divisão *Nashville*, colocou recentemente no mercado três modelos de divisor de frequências — ou *crossover* — eletrônico, todos utilizando filtros com configuração Bessel, exibindo variação constante de fase e estabilidade das frequências de corte. Os três empregam, também, circuitos isentos de realimentação negativa.

Esse lançamento propiciou uma boa análise dos divisores eletrônicos em relação aos passivos, envolvendo também o processo da multiplificação profissional. Vejamos, então, o que podem nos oferecer os *crossovers* eletrônicos, antes de dissecarmos os aparelhos da Micrologic.

**As vantagens da eletrônica** — O divisor eletrônico processa os sinais de áudio, separando-os em graves, médios e agudos com duas, três ou quatro vias, antes de passarem pelos amplificadores de potência. As vantagens desse sistema em relação ao tradicional divisor passivo são muitas. De fato, por se localizarem entre o amplificador e os alto-falantes, os divisores passivos apresentam uma série de inconvenientes.

Um deles é a falta de definição e impacto na reprodução dos graves, devido à redução do fator de amortecimento (*damping factor*). Esse fator é definido como a relação entre a impedância de saída do amplificador e a impedância da caixa acústica; quanto maior essa relação, melhor a definição dos graves. A redução do *damping* se deve à associação de resis-



O novo crossover eletrônico é apresentado em três versões.

tências e indutâncias no divisor e aos fios de interligação das caixas.

A bobina no divisor também é problema, pois comporta-se como uma mola, que submetida a um impacto, primeiro comprime-se, armazenando energia, e depois solta-se, entrando em ressonância. Eletricamente, o efeito é semelhante; a bobina não permite que o som de maior ataque seja transmitido instantaneamente aos alto-falantes e os graves ficam "frouxos". Quando cessa o ataque, os alto-falantes continuam ainda a vibrar, tornando o som infiel ao original. Os re-

sistores, por sua vez, transformam em calor inútil a energia do amplificador.

O divisor passivo pode ser entendido então como um amortecedor, deixando os falantes com suas tendências naturais enfatizadas. Substituindo o divisor passivo pelo eletrônico, teremos mais "disciplina", maior controle do cone do falante. O acoplamento direto entre falante e amplificador acaba com os problemas provocados pelos indutores.

O resultado imediato é que a caixa começa a ter ataque, uma presença muito maior; tem-se a impressão de

que o som "sai" mais para fora. Essa, pelo menos, é a sensação não técnica de quem não entende e está apenas ouvindo.

**Outras vantagens** — Instrumentos como a bateria ou o saxofone comportam-se de uma maneira completamente diferente da que estamos acostumados a ouvir com as caixas dotadas de um divisor passivo. Esse problema está relacionado com o **atraso de grupo**. Quando ocorre um ataque na música, temos um grupo de várias frequências, cada uma sofrendo uma defasagem diferente. Após passarem pelo filtro, são defasadas novamente e distribuídas de forma diferente do ataque original.

O atraso do grupo sempre existe; porém, seu efeito pode ser minimizado, usando-se divisores eletrônicos sem realimentação negativa, com uma configuração que tenha uma resposta a transientes mais próxima da realidade.

O atraso de grupo está diretamente relacionado com a sensação de realismo, de precisão da execução, principalmente dos instrumentos de percussão. A melhoria no fator de amortecimento, então, é imediatamente percebida na definição dos sons graves, descrita como aumento de *punch*, de ataque. Isso de imediato, sem falar em outros fatores, como a intermodulação (que sofre grande redução) e a espacialidade do som, que permite perceber nitidamente a posição de cada instrumento na orquestra.

Outro ponto a considerar é a potência. Ao promover a divisão do espectro de áudio em graves, médios e agudos, nas condições descritas e com os benefícios obtidos, o *crossover* eletrônico possibilita um melhor aproveitamento da potência dos amplificadores.

Vamos supor, a título de exemplo, que temos uma caixa de 8 ohms com divisor passivo, alimentada por um amplificador de 140 watts RMS. Essa potência é distribuída entre graves, médios e agudos e a proporção é mais ou menos a seguinte: 20 W para os agudos, 20 para os médios e 100 para os graves.

Se ocorrer, porém, distorção do sinal, poderemos dirigir esses 140 watts involuntariamente para um determinado alto-falante, na maioria dos casos para o *tweeter*. Isso acontece

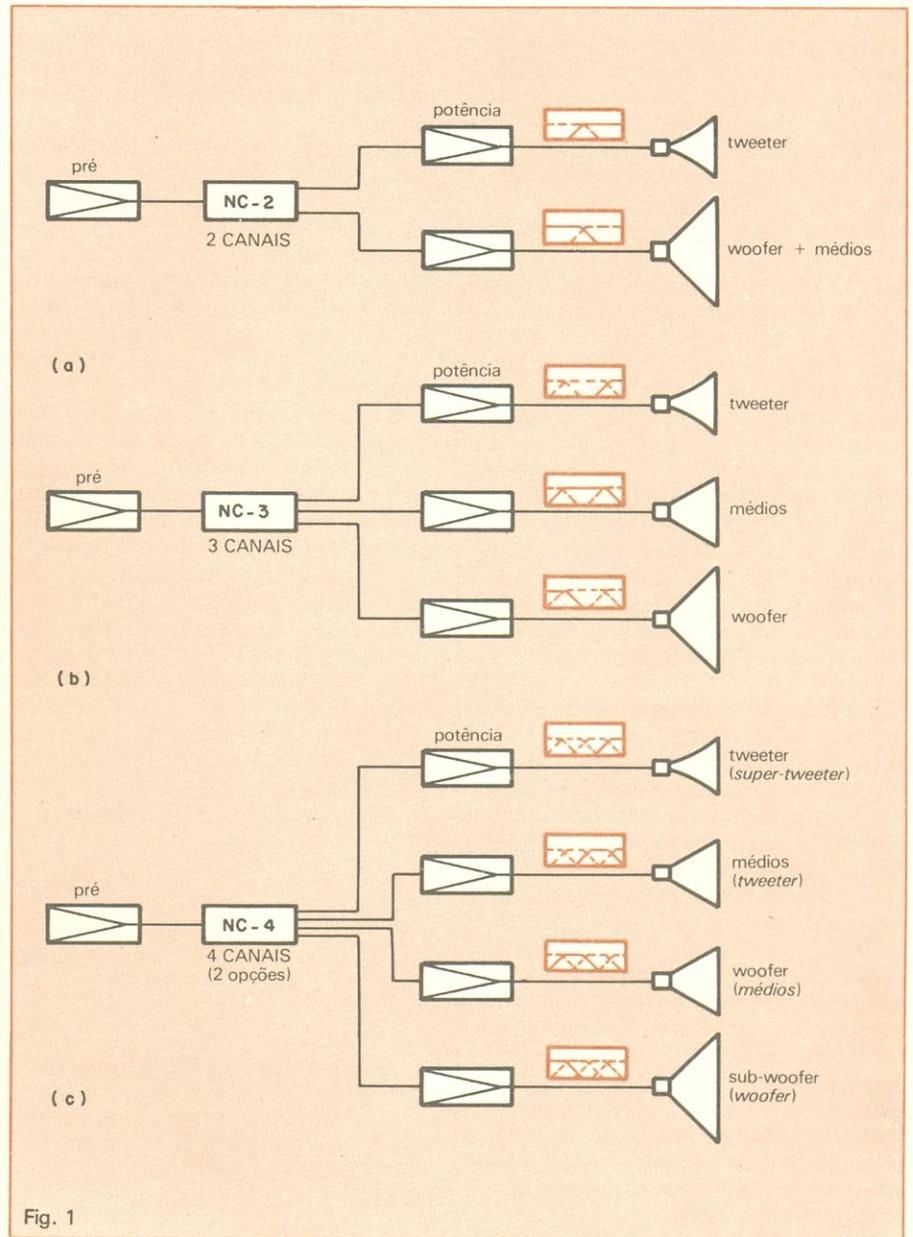


Fig. 1 Esquemas de conexão dos três divisores da Micrologic.

porque costuma-se utilizar amplificadores com potência menor que a da caixa, sem prever reservas. Como o ouvido se acostuma rapidamente às altas potências, as pessoas vão aumentando o volume, até que a faixa dinâmica da música ultrapasse a dinâmica permitida pelo amplificador. Quando ocorre o *clipping* (corte), o amplificador gera harmônicos de alta frequência, que não existem na música e passam pelo divisor; este entende como se fosse a parte dos agudos e manda o sinal para o *tweeter*. O re-

sultado é a sobrecarga, o excesso de potência que acaba "queimando" o *tweeter*. Não é por outra razão a "queima" freqüente de *tweeters* e médios em caixas acústicas.

Vamos fazer agora um arranjo diferente, alimentando o *tweeter* com um amplificador de 20 watts, o de médios com outro de 20 watts e o de graves, outro ainda de 100 watts, através de um divisor eletrônico. Nessa situação, continuamos ainda a "jogar" 140 W na caixa.

Vemos de imediato, que o *tweeter*

tem proteção, pois nele nunca vão ser aplicados mais de 20 W. No caso anterior, com divisor passivo, se mandássemos um tom só de agudos chegariam ao *tweeter* todos os 140 watts.

Isto acontece porque a excursão de um alto-falante é proporcional à tensão, não exatamente à potência. No primeiro caso, a excursão máxima se daria com 33,4 volts distribuídos entre os três alto-falantes (supondo que todos estivessem em fase). No segundo caso, a máxima excursão se daria com 53,4 V, também distribuídos entre os três falantes, mas sem o perigo dessa tensão ser aplicada integralmente sobre o *tweeter*.

Para ter esses 53,4 V, no primeiro caso, precisaríamos de um amplificador de 356 watts. Seria a mesma coisa que alimentar a caixa com um amplificador muito potente, com capacidade dinâmica de atingir e de manter esses níveis. Tem-se assim um bom momento de dinâmica para discos digitais.

**Os divisores Nashville** — São três modelos: o NC-2, o NC-3 e o NC-4 de dois, três e quatro canais, respectivamente. São dirigidos à área profissional, mas a Micrologic pretende introduzi-los também no ambiente doméstico. O projeto foi baseado numa técnica desenvolvida pela Sony japonesa, que interessou muito a Micrologic. O NC-2 e o NC-3 são as versões estéreo e o NC-4, mono. Este último é feito na versão mono única e exclusivamente por uma questão de manutenção; como o aparelho é destinado à área profissional, a manutenção tem que ser muito rápida, para que possa voltar logo à atividade. No caso de uma versão estéreo, esse trabalho seria mais demorado, pois haveria dois circuitos para examinar.

Tanto o NC-2 como o NC-3 utilizam circuito operacional com FET duplo operando em classe A; já o NC-4 trabalha com circuitos que não usam realimentação negativa, nem circuitos integrados e apresenta um desempenho mais estável que os outros para transientes. Quando se diz "estável", não quer dizer que os outros sejam instáveis, mas que o NC-4 é **muito** mais estável.

Um divisor eletrônico pede, para cada instalação, para cada sistema, um ajuste de corte. Os modelos da Micrologic podem ser adquiridos no corte desejado, caso a frequência de *cross-over* do modelo padrão não satisfi-

zer. A transformação é feita sem custo adicional (para fazer a alteração no NC-4, por exemplo, é necessário trocar nada menos que 48 componentes).

Todos os componentes (resistores, capacitores, transistores) utilizados nesses divisores são selecionados, segundo garante a empresa, comprados com tolerância de 5 a 10% e escolhidos para 1%. Os resistores que participam do corte são todos de filme metálico.

O grau de atenuação dos divisores recaiu sobre 18 dB/oitava, após terem sido feitas várias experiências com circuitos de 12 e 24 dB/oitava. Este último é um sistema que mostrou algumas vantagens quanto à fase, em pequenas faixas onde há encontro entre os transdutores, e quanto à imagem. Exibe, porém, um problema sério de ajuste. Qualquer diferença de 3% nos componentes abre um "rombo", um "buraco" no corte. Há problema, também, de sensibilidade à variação de temperatura.

Segundo a Micrologic, a primeira preocupação de quem compra um divisor eletrônico é com a instabilidade no ponto de corte, porque já adotou o

de 24 dB/oitava e sabe do problema; ele é um bom divisor, mas precisa de ajustes muito delicados. É uma questão de compromisso, envolvendo características e necessidades.

O divisor eletrônico é um equipamento que dá também muito trabalho para ser ajustado. Diferenças mínimas nos controles de nível já são suficientes para mudar consideravelmente as características de uma caixa acústica.

Sabendo desse problema, a Micrologic está fazendo testes com todas as caixas nacionais e algumas importadas, para determinar os pontos de ajuste ideais para cada caso.

Para facilitar ainda mais esse trabalho, a Micrologic incluiu em seus divisores uma tecla de teste. Existem várias maneiras de se acertar um equipamento de som, mas fazê-lo sem nenhuma referência é muito difícil. A tecla de teste tem uma saída própria, onde se pode ligar uma caixa convencional com divisor passivo. Uma caixa que não tem o mesmo som, mas foi estudada em laboratório e é equilibrada, sendo boa, torna-se um excelente ponto de referência para o ajuste dos controles de nível do divisor. ●

## Ficha técnica

### NC-2

— *Frequência de corte standard:* 1 kHz.

— *Possibilidade de ajuste de cortes nas frequências de:* 100, 150, 300, 400, 500, 600, 800, 1.200, 1.500 Hz, 2, 4, 5, 7, 8 e 10 kHz.

— *Capacidade de alimentar 30 amplificadores por faixa de cada canal; saída auxiliar para caixa com divisor passivo; circuito operacional com FET duplo, operando em classe A; filtros utilizando a configuração Bessel.*

### NC-3

— *Frequência de corte standard:* 800 Hz e 7 kHz.

— *Possibilidade de ajuste de corte nas frequências:* 100, 150, 300, 500, 800 Hz, 1, 1,2, 1,5 e 2 kHz (1.º corte); 2, 4, 5, 7, 8 e 10 kHz (2.º corte).

— *Capacidade para alimentar 30 amplificadores por faixa de cada canal; saída auxiliar para caixa com divisor passivo; circuito operacional com FET duplo, operando em classe A; filtros utilizando a configuração Bessel.*

### NC-4

— *Frequência de corte standard:* 300 Hz, 1,2 kHz e 7 kHz.

— *Possibilidade de ajuste nas frequências:* 80 Hz, 100 Hz, 150 Hz, 300 Hz, 400 Hz, 500 Hz, 600 Hz, 800 Hz, 1 kHz (1.º corte); 800 Hz, 1,2, 1,5, 2, 4, 5 e 7 kHz (2.º corte); 4, 5, 7, 8, 10 e 12 kHz (3.º corte).

— *Capacidade para alimentar 60 amplificadores de potência por faixa de canal; saída auxiliar para caixa com divisor passivo; utiliza configuração Bessel e componentes discretos.*

# A prática das pontes de impedâncias

Instrumentos de medida dificilmente encontrados no comércio, atualmente, as pontes ainda têm muita utilidade. O autor fornece circuitos e dicas de utilização aos técnicos do "faça você mesmo"

**U**ma ponte para medir resistores, capacitores e indutâncias é um instrumento que se bem seja dispensável para o principiante das primeiras horas, é de grande ajuda quando a pessoa já entra na parte ativa de projetos, verificações, ajustes dos circuitos eletrônicos. Mas primeiro vejamos o que é uma ponte.

O primeiro circuito de ponte, para medir resistências, foi posto em prática em 1883. Depois foi aplicado na medida de capacitores e indutâncias e hoje é utilizado para um sem número de outras aplicações, tais como distorção, coeficientes de válvulas e transistores, frequência, reatância etc.

Existem também vários tipos de pontes, desde a original Wheatstone, como as de Carey-Foster, Kelvin, Murray, Varley etc. Porém, podemos dizer que todas originaram-se da idéia e aplicação prática da ponte de Wheatstone, que tem uma história curiosa (e possivelmente será relatada um dia na seção "Estórias do Tempo da Gale-na"). Em contraste com as primeiras pontes de quase 150 anos passados, as atuais são de extrema precisão e confiabilidade.

**O conceito de medida** — Existem dois tipos básicos de medidas, que não só se aplicam às pontes como a outros sistemas: os que utilizam padrões diretamente e os de modo indireto. Aqueles de padrões indiretos

são muito populares devido à rapidez, simplicidade e custo; porém, os padrões diretos têm, em contrapartida, melhor precisão.

Note-se que as expressões "direto" e "indireto" referem-se tão-somente ao uso do padrão e não à leitura das indicações. Por exemplo, o metro dá uma indicação direta, mas é um padrão indireto, pois o padrão direto está guardado sob condições especiais para efeito de referência apenas. Os tipos de padrão indireto são calibrados em comparação a um padrão, que pode ser o original (dificilmente) ou um secundário, calibrado pelo original.

As principais vantagens atribuídas

ao método direto são precisão e confiabilidade máxima. As desvantagens: lentidão nas medidas, instrumentos quase sempre de maiores dimensões que os de método indireto, além da exigência de fontes de sinal e alimentação para todas as medidas.

As principais vantagens do método indireto são rapidez, simplicidade e baixo custo, enquanto as principais desvantagens residem na precisão, que não é tão elevada como no método direto; e, como não possui padrão direto, é necessário efetuar periodicamente uma aferição, para saber se a porcentagem de erro aumentou.

**A ponte prática** — Porém, uma ponte, em que pese seu circuito, não terá muito valor se não possuir um indicador de mínimo ou balanço, com boa precisão e sensibilidade. O indicador de mínimo é que vai indicar quando os braços da ponte encontraram equilíbrio, permitindo a medida do componente. Assim, ao falar-se em ponte, é importante também que se aborde o aspecto do indicador analógico ou visual (podendo ser digital) de equilíbrio ou mínimo.

No passado, as pontes de uso para técnicos, bancada e experimentadores eram mais encontradas no comércio. Hoje escasseiam esses tipos, razão porque escrevemos este artigo, para passar alguns dados que permitam ao leitor construir sua própria ponte.

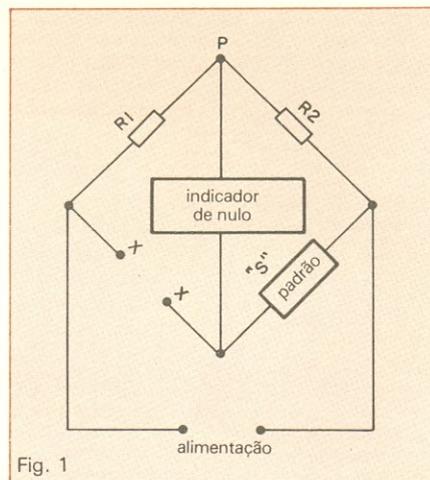
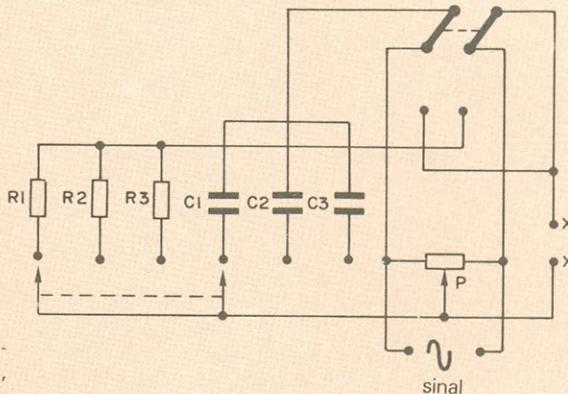


Fig. 1

Circuito genérico de uma ponte.

**COMPONENTES**

R1	100 Ω	XX	terminais de teste
R2	10 kΩ		
R3	1 MΩ	Ent.	tensão alternada, da ordem de grandeza necessária para atuar no idicador de nulo
C1	100 pF (escala ÷ 100)		
C2	0,01 μF (direta)		
C3	1 μF (escala × 100)		
P	potenciômetro de fio linear (ver texto)	Ind.	indicador de nulo (galvanômetro, analógico ou digital)



Obs.: Devido à substituição de galvanômetros ultra-sensíveis de espelho por indicadores digitais, é possível adquirir, desativados, porém em perfeitas condições, galvanômetros com sensibilidade de até 1 μA. Os leitores que escreverem diretamente para o autor (cx. postal 2483 — 20.001 — Rio) receberão, sem ônus, endereços onde possivelmente encontrarão tais galvanômetros de espelho.

Fig. 2

Substituindo o padrão resistivo por capacitores, temos uma ponte de impedâncias.

Na figura 1 temos o circuito básico de uma ponte. Utilizando-se componentes adequados, é possível obter uma precisão entre 2% e 5%. O maior problema é, sem dúvida, a calibração; porém, mais adiante daremos algumas sugestões práticas.

Observando-se a figura, será fácil perceber que na realização prática o ponto P é o cursor de um potenciômetro linear e os resistores R1 e R2 formam o todo deste potenciômetro. Designemos a resistência do potenciômetro como "R" e o valor de R1 como "r"; assim, R2 será (R - r). O circuito da figura é de uma ponte de Wheatstone e o padrão é um resistor (S). O equilíbrio será encontrado de acordo

com a fórmula (1) onde X é o valor da resistência entre os terminais XX.

$$\frac{X}{S} = \frac{r}{R - r} \quad (1)$$

O potenciômetro linear é aquele em que a resistência é proporcional ao ângulo de rotação "ø". E "proporcional" significa ser igual a tantas vezes uma constante. Designando esta constante de (K), teremos a resistência do potenciômetro em função da rotação angular. De passagem diga-se que se pode determinar (K) para qualquer potenciômetro; por exemplo, um potenciômetro com valor total de 15 kΩ e uma rotação máxima de 300° terá, aplicando-se a fórmula (2), a resistên-

cia de 50 ohms/grau (sendo, naturalmente, linear).

$$R = K\varnothing \quad (2)$$

Façamos agora a substituição de (2) em (1):

$$\frac{X}{S} = \frac{K\varnothing_b}{K\varnothing_m - K\varnothing_b} \quad (3)$$

onde (ø<sub>b</sub>) é o ângulo de rotação cujo nulo ou balanço foi encontrado, na ponte, e (ø<sub>m</sub>) é a rotação máxima, sendo usualmente de 300°. Teremos então:

$$X = \frac{\varnothing_b}{300 - \varnothing_b} \quad (4)$$

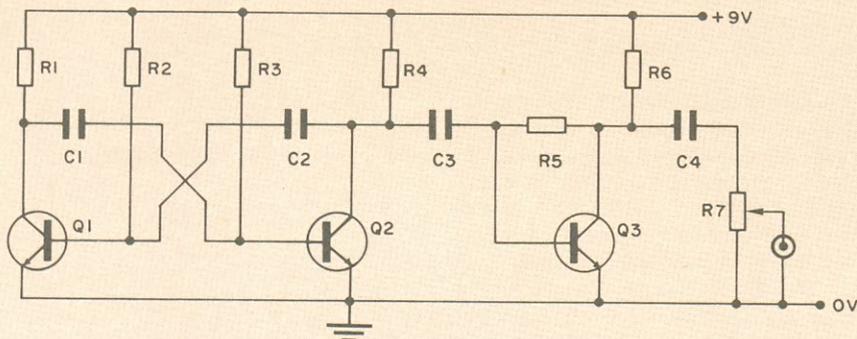


Fig. 3

Esquema de um oscilador de áudio adequado à ponte prática da figura 2.

**COMPONENTES**

R1, R4	7,5 kΩ
R2, R3, R5	120 kΩ
R6	1 kΩ
R7	potenciômetro linear 25 kΩ
C1, C2	0,01 μF (tubular)
C3, C4	47 μF (eletrolítico)
Q1, Q2, Q3	BC 113, SK 3444 ou similar

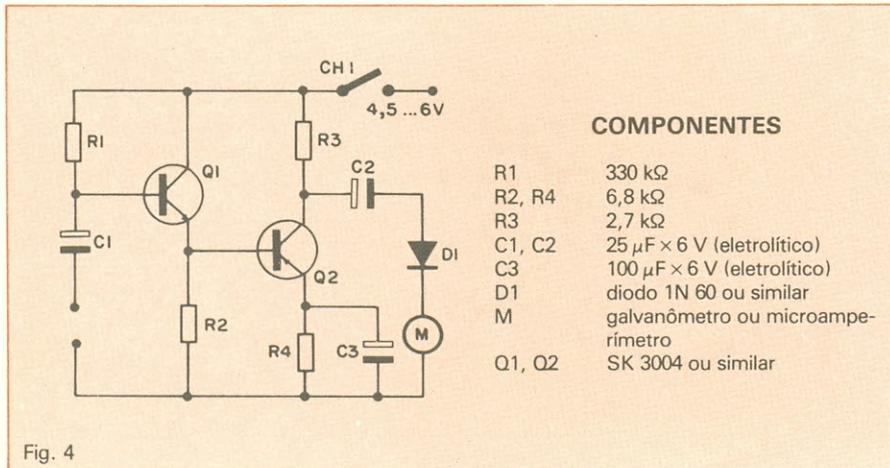


Fig. 4

Toda ponte deve ter seu indicador de nulo. Este, do tipo eletrônico, foi projetado especialmente para a ponte da figura 2.

$$\varphi_b = \frac{300 X}{X + S} \quad (5)$$

e assim o fator desconhecido é dado em termos do padrão e do número de graus que o controle foi girado para o balanço ou vice-versa.

Para medir  $\varphi$ , o mostrador pode ser construído a partir de um transferidor. Se o padrão (S) a ser utilizado é um capacitor, a ponte denomina-se De Sauty e a fórmula (4) dá o ângulo de nulo para reatância (isto é, em função de  $1/C$ ); a fórmula, nesse caso, deve ser invertida. Isto implicaria em ter uma escala idêntica, porém, com numeração invertida, o que representa uma dificuldade para a maioria dos leitores. A solução será a indicada na figura 2, em que uma chave inversora de 2 pólos permite variar as conexões fixas do potenciômetro; assim, só uma escala será necessária.

Utilizando-se a fórmula (4), pode-se determinar  $\varphi_b$  para os valores de X, utilizando um padrão de valor conhecido. Isto é conveniente para as faixas de medida de resistência, pois será possível marcar o mostrador (a escala do transferidor) com um padrão de 10 k $\omega$ , por exemplo. Nesse caso, um resistor, digamos, de 68 k $\omega$  seria no ângulo:

$$\varphi_b = \frac{300 \times 10}{10 + 68} \cong 262^\circ \quad (6)$$

No transferidor, cada lado dos 262° pode ser marcado para indicar os limites em que um resistor de 68 k $\omega$ , com 10%, daria indicação de mínimo — ou

seja  $\Delta\varphi$ . E assim, em outros valores padronizados, poderá ser marcada a variação  $\Delta\varphi$ , cujas posições angulares são indicadas na Tabela 1.

A "largura" ou abertura angular, para uma tolerância de  $\pm 10\%$ , é dada pela fórmula (7):

$$\Delta\varphi = \frac{60 \cdot X}{(1 + S/X)^2} \quad (7)$$

em graus, no centro de cada valor escolhido para X. Por exemplo, 68 k $\omega \pm 10\%$ :

$$\Delta\varphi = \frac{60 \cdot 10/68}{(1 + 10/68)^2} \cong 7^\circ \quad (8)$$

Desse modo,  $\varphi = 262^\circ$ , com um padrão de 10 k $\omega$ , poderá ter a escala de instrumento marcada 258° ... 265°, para 68 k $\omega \pm 10\%$ . A mesma marcação é válida para 680  $\Omega \pm 10\%$ , com um padrão de 100  $\Omega$  e assim por diante. Os padrões de 100  $\Omega$  e 1 M $\Omega$  podem ser marcados com ( $\div 100$ ) e ( $\times 100$ ) na chave seletora da figura 2.

**Medindo capacitância** — A mesma escala pode ser utilizada em lugar de ohms, para picofarads (pF), porém não é muito prática. Uma nova marcação pode ser efetuada, utilizando capacitores em lugar de resistores para o padrão (S). Com capacitores-padrão de 100 pF, 0,01  $\mu$ F e 1  $\mu$ F, é possível medir capacitores de 2 pF até 0,005  $\mu$ F, 200 pF até 0,5  $\mu$ F e 0,02 até 50  $\mu$ F. O circuito básico está na figura 2.

O valor do potenciômetro (P) não deve ser muito baixo; a faixa entre 1

k $\omega$  e 50 k $\omega$  é extensa, onde se pode escolher um potenciômetro que seja realmente linear. Isto é determinado medindo-se a resistência entre um dos extremos e o cursor e observando se é proporcional ao ângulo de rotação. Uma curva "rotação  $\times$  ohms" permitirá determinar se é realmente linear.

Para utilizar várias escalas, o recurso é colocar sob o transferidor escalas feitas com tintas de cores diferentes e inserir no eixo do potenciômetro (P) uma pequena régua que, girando sobre o transferidor, permita ler nas escalas os valores para as várias faixas da ponte.

Se um resistor variável for colocado em série com o padrão de 1  $\mu$ F, pode ser calibrado (aproximadamente) em termos de fator de potência para o capacitor a ser medido. Nesse caso, tanto o potenciômetro (S) como o resistor variável são girados simultaneamente, até ser encontrado o mínimo absoluto. Quando isto sucede, o fator de potência do capacitor desconheci-

X (k $\omega$ )	$\varphi$ (graus)	$\Delta\varphi$ (graus)
1	27	5
1,2	32	6
1,5	39	7
1,8	45	8
2,2	54	9
2,7	64	10
3,3	74	12
3,9	84	13
4,7	96	14
5,6	108	14
6,8	121	16
8,2	135	15
10	150	15
12	164	15
15	180	15
18	196	14
22	206	13
27	218	12
33	230	11
39	239	10
47	248	9
56	254	8
68	262	7
82	268	6

do é igual à combinação do resistor em série com o padrão de  $1 \mu\text{F}$ :

$$FP = \cos \theta = \frac{\omega CR}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} \quad (9)$$

onde (R) é a resistência efetiva na frequência da ponte ( $\omega/2\pi$ ), em série com  $C = 1 \mu\text{F}$ . Utilizando-se um bom capacitor (a óleo, por exemplo), os resultados são mais confiáveis.

De modo alternativo, é possível calibrar o controle de equilíbrio de fase, em função do que é usualmente denominado de  $\text{tg } \delta$ :

$$\delta = 90^\circ - \theta \quad (10)$$

que é a recíproca do fator "Q" do capacitor, na frequência de alimentação da ponte ( $\omega$ ). Para um padrão de  $1 \mu\text{F}$ , em condição de mínimo ou balanço,  $\text{tg } \delta = \omega R$ , proporcional à resistência colocada em série.

Quanto aos componentes padrões (resistores e capacitores), uma solução é procurar adquirir componentes

de precisão, com 1 a 2% de tolerância e solicitar a uma faculdade (que possua curso de eletrônica) que faça a medida exata. Dada a proliferação de faculdades por todos os cantos do Brasil, não deverá ser difícil obter isso. Uma remessa dos componentes via postal e, em pouco tempo, você terá de volta os componentes, com as indicações exatas.

Quanto à fonte de alimentação, é possível utilizar baixa tensão com frequência da rede para resistores, mas para capacitores seria preferível uma frequência mais elevada (400 ou 1.000 Hz). Nos geradores de RF existe sempre uma saída de áudio nessas frequências; ou, então, o leitor poderá utilizar um oscilador de áudio ou ainda montar um circuito que produza uma frequência senoidal de 400 ou 1.000 Hz.

Para aqueles que desejam construir o próprio oscilador de áudio, damos na figura 3 o esquema de um oscilador de 1 kHz aproximadamente, ade-

quado para o circuito da figura 2. Os materiais estão na lista da mesma figura.

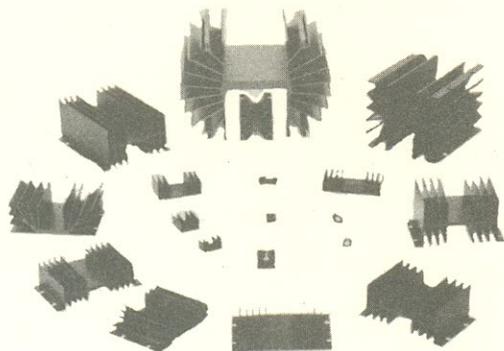
A saída da ponte pode ter o nulo indicado auditivamente por fones ou preferivelmente por um galvanômetro sensível. No circuito da figura 4 temos uma unidade detectora de nulo. Os materiais para a mesma estão na lista da mesma figura. ●

### Bibliografia

- *Bridges and other null devices* — Rufus P. Turner — Ed. Howard W. Sams
- *Calculated Bridge Calibration* — M. B. — Radio Constructor
- *Wide Range CIR Bridge* — W. English — Practical Electronics
- *DC and Audio LCR Bridge* — C. Crosbie — Radio Constructor

## Extruded Heat Sinks

Meet Varied Thermal Packaging Needs



Brasele offers an expanding line of extruded heat sinks — more than 42 shapes now, more on the way. We manufacture extrusions to your drawing and/or part number — at competitive prices. Write for catalog:

**Brasele Eletrônica Ltda.**

Rua Major Rubens Florentino Vaz, 51/61  
CP 11.173 (01000) - São Paulo - SP - Brasil  
Telefones: (011) 814-3422 e (011) 212-6202  
TELEX: (011) 37276 BRSE BR

## Suprimentos Prodata: uma boa impressão do que foi gravado



### OFERTAS

- Fitas para impressoras ELEBRA e P 720 PROLOGICA: Cr\$ 2.000,00 + 18% IPI
- Fitas para impressoras DIGILAB: Cr\$ 3.969,00 + 18% IPI
- Fitas para cartuchos CENTRONICS 152 da Dismac: Cr\$ 1.195,00 + 18% IPI
- Fitas para impressoras Matricial SYCOR/Edisa/Centronics 700 e IBM Silver Dolar: Cr\$ 1.195,00 + 18% IPI
- Fitas para impressoras de texto Cobra D 50 (Mylar ou Nylon): Cr\$ 2.420,00 + 18% IPI
- Fitas para impressoras de texto Polimax modelo Diablo Hytype II - (Mylar ou Nylon): Cr\$ 5.349,00 + 18% IPI

**PD PRODATA**

PRODUTOS PARA PROCESSAMENTO DE DADOS LTDA

Rua Henrique Ongari, 103 CEP 05038 São Paulo SP Tels. 262-0896/864-3410

Representantes:

Rio de Janeiro: fones 253-3481 e 255-4188 / Belo Horizonte: fones 225-9871 e 225-4235 / Curitiba: fones 263-3224, 262-8632 e 263-3256 / Porto Alegre: fones 26-6063 e 26-1319 / Belém: fone 223-6319 / Recife: fone 227-2969

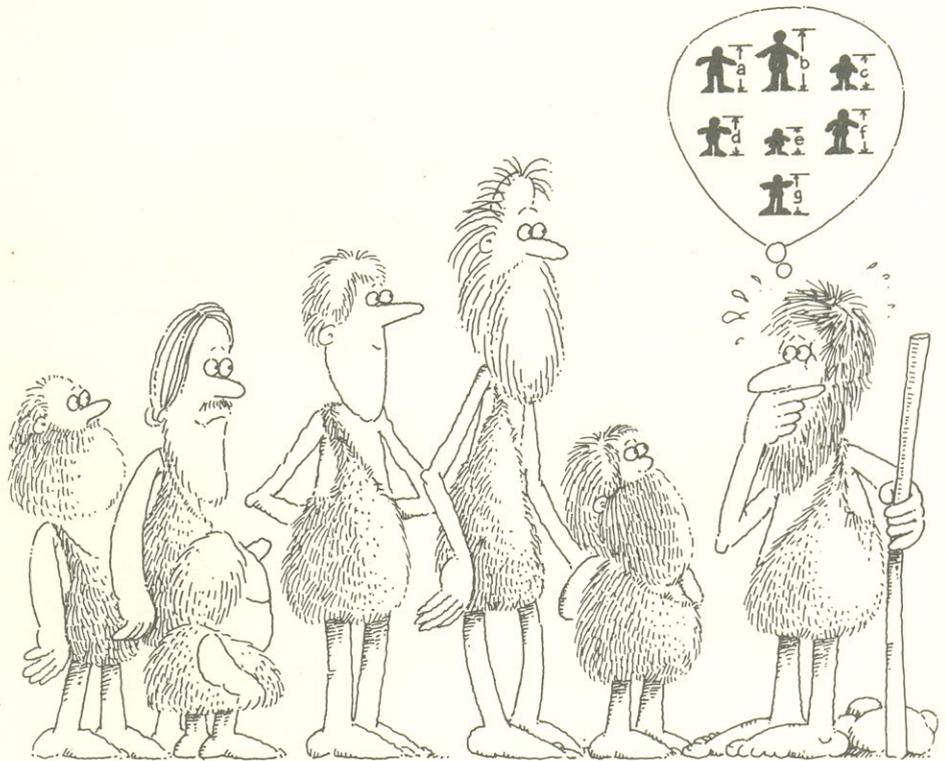
# Osciloscópios e instrumentos secundários

Mais uma bateria de aparelhos de medida é apresentada e definida, com maior ênfase sobre os osciloscópios — considerados indispensáveis pelo autor —, as pontes e os geradores

“**E**u preferiria ficar sem um multímetro do que sem um osciloscópio em minha bancada”. Esta afirmação poderá parecer exagerada ou simples força de expressão, mas não é. Os motivos são três: a) o osciloscópio pode assumir as funções do multímetro, isto é, pode medir tensão, corrente e até mesmo resistência, usando-se um pequeno artifício; b) o multímetro não pode assumir as funções de um osciloscópio; c) o osciloscópio é o único meio disponível atualmente de se visualizar o que está ocorrendo em um circuito eletrônico.

**O mais versátil** — Se o osciloscópio é tão importante assim, por que vem em segundo lugar na matéria? É muito simples: preço e dificuldade de operação. E a maior dificuldade de operação é justamente decorrente de sua imensa versatilidade. Desde que provido do transdutor adequado, um osciloscópio é capaz de mostrar e medir qualquer fenômeno físico que seja transformável em uma grandeza elétrica, quantidades elétricas que variem no tempo, ou uma em relação a outra, facilmente analisadas quanto à forma, comportamento e grandeza.

Mas por que essa grande versatilidade e utilidade do osciloscópio? Porque, como tudo o mais que é genialmente simples e eficiente, ele se baseia em conceitos fundamentais e eternos da natureza. Ele nos apresenta, de forma visual, as variações de grandezas físicas no tempo ou variações de uma quantidade em relação a outra. Em outras palavras, mostra de maneira viva e dinâmica o sistema de coordenadas cartesianas, descoberto



(alguns dizem “inventado”, mas eu prefiro “descoberto”) por Descartes, para representar graficamente uma função que demonstra o comportamento de uma variável em relação a outra.

Isto pode parecer muito complicado, mas na realidade não é. O sistema universalmente adotado, em todos os campos do conhecimento, para representar graficamente uma quantidade qualquer, que varia em relação ao tempo, é o de coordenadas cartesia-

nas. No nosso campo de aplicação, o uso mais freqüente é na medição e observação de tensões que variam no tempo, sejam elas senoidais, ondas quadradas, triangulares ou complexas, como os sinais de vídeo de TV. Com pontas de provas especiais, também é possível observar e medir correntes, tanto em CA como em CC, com as pontas de efeitos Hall.

Em certos casos, é necessária a observação de correntes em função de tensões e, neste caso, o osciloscópio

é usado no modo denominado XY, pois a varredura horizontal passa a ser efetuada não mais pela base de tempo interna do aparelho, mas por uma variável externa.

Uma aplicação típica desse modo é a dos traçadores de curvas de semicondutores, que geralmente são osciloscópios dedicados a esta função, mas que também pode ser efetuada por osciloscópios de uso geral (veja o artigo "Melhorando o traçador de curvas", na seção Bancada de n.º 46 da NE).

Até a poucos anos atrás, os osciloscópios de custo mais acessível destinavam-se apenas à observação de formas de onda, pois não eram calibrados e suas bases de tempo eram apresentadas em freqüência e não em tempo. Apenas os aparelhos considerados profissionais ou de laboratório possuíam atenuadores verticais e base de tempo calibrados, permitindo que fossem realizadas medições.

Atualmente, existe grande número de fabricantes, todos com aparelhos que são realmente de medição e providos ainda de vários recursos adicionais. Há no comércio especializado osciloscópios das mais diversas marcas e procedências. Mas está havendo, não só aqui como em outros países, uma tendência à predominância de aparelhos de origem japonesa, pois suas características e preços são bastante competitivos. Mais recentemente estão surgindo em nosso meio aparelhos de fabricação nacional que, devido às circunstâncias, mais cedo ou mais tarde, acabarão por substituir os importados, por enquanto ainda os melhores.

**Avaliando** — Vejamos agora o que deve ser levado em consideração no exame de um osciloscópio. Em primeiro lugar a característica que mais diferencia um modelo de outro. Até os de mesma marca é a resposta em freqüência. Os osciloscópios modernos possuem amplificadores com acoplamento direto, fazendo com que o extremo inferior da resposta de freqüência seja de zero hertz. Por isso, quando se diz que a resposta de freqüência de um osciloscópio é, por exemplo, 35 MHz, significa uma cobertura de 0Hz a 35 MHz, sendo que, normalmente, o limite



O osciloscópio é um instrumento-chave da eletrônica.

superior é a freqüência em que um sinal senoidal visto na tela cai de 3 dB.

Existem osciloscópios com respostas de freqüência as mais diversas e a escolha dependerá de dois fatores: aplicação e preço. Aí deve haver um compromisso, obedecendo a um critério simples: se um aparelho de preço X satisfaz às necessidades, e outro de preço X/2 não é adequado, o de preço **menor** é muito caro. Mas nem

### Aplicação e preço determinam o tipo de osciloscópio

sempre esta regra é obedecida na escolha de um equipamento. Por motivos "econômicos" (leia-se "burocratas determinando necessidades técnicas"), um certo modelo de aparelho é adquirido e fica acumulando pó na prateleira por falta de uso, simplesmente porque alguém decidiu que o melhor era comprar o mais barato. O contrário também não é raro acontecer, isto é, a aquisição (para usar uma analogia discreta...) de uma jamanta de 35 toneladas para fazer entregas de tinturaria.

Portanto, a escolha de um aparelho deve ser feita através de um estudo criterioso das necessidades do usuário e das características dos instrumentos disponíveis. Isto não significa

que o fator preço deva ser totalmente desprezado, mas ele deve ser levado em conta na sua medida justa, isto é, ele deve sempre ser ponderado pelas necessidades técnicas e não somente por aritmética contábil, pois, se assim o for, poderá se tornar um prejuízo muito maior do que a diferença de preço entre um aparelho que realmente atenda às necessidades e um outro que servirá apenas para constar no patrimônio.

Como dizíamos, a resposta em freqüência é a principal característica do osciloscópio e existem no comércio aparelhos simples com resposta de 5 MHz, até instrumentos altamente sofisticados, empregando técnicas de *sampling* (amostragem) que respondem além dos 10 GHz ( $10^{10}$  hertz); mas, para uso geral em laboratório de manutenção, em alguns tipos de pesquisa e em escolas, os mais usados se situam na faixa dos 10 até 50 MHz. Em laboratórios de pesquisa e de manutenção mais sofisticados, costuma-se usar osciloscópios de 100 ou mais megahertz.

Atualmente, a maioria dos osciloscópios possui dois canais verticais, o que é decididamente uma grande vantagem sobre os de canal único, pois com eles é possível observar duas formas de onda simultaneamente, efetuar medições no modo diferencial e também em XY, com canais de características idênticas. Alguns modelos possuem três ou até mesmo quatro canais. Mas muitas vezes o terceiro ou o quarto canal é apenas a possibilidade de se observar na tela o sinal presente na entrada de *trigger* (disparo) externo.

A segunda mais importante característica do osciloscópio é a base de tempo e sempre está relacionada com a resposta de freqüência, pois quanto maior esta última, mais veloz deve ser a varredura. Normalmente, a precisão da base de tempo é da mesma ordem da precisão do sistema vertical, na faixa de 2 a 5%.

A terceira característica a considerar em um osciloscópio é seu circuito de gatilhamento, disparo ou *trigger*, que é um dos estágios mais importantes. Quem já tentou sincronizar uma forma de onda complexa em um aparelho de baixa qualidade sabe que es-

tamos falando de instabilidade, dificuldade de operação e, em certos casos, até da total impossibilidade de sincronizar a forma de onda.

O *trigger* é o estágio que permite sincronizar a varredura com o sinal do amplificador vertical, de forma que o sinal fique "parado" na tela, isto é, a varredura seja disparada sempre e exatamente no mesmo ponto da forma de onda. Para que este circuito seja eficiente e confiável, é necessário que, além de ser produto de um projeto bem elaborado, possua grande número de recursos. O número de controles do circuito de *trigger* pode variar de 2 a 6, mas um aparelho de boa qualidade tem geralmente os controles divididos em 6 grupos: 1) *source* ou origem do sincronismo; 2) *coupling* ou tipo de acoplamento; 3) *mode* ou modo de operação; 4) *polarity*; 5) *level* ou nível de disparo; e 6) *holdoff* ou retenção.

Quanto mais sofisticado o oscilos-



Dois modelos simples de osciloscópio.

cópio, maior o número de opções de cada um dos controles, exceto o de polaridade que, naturalmente, só tem duas opções. Nível e *holdoff* não têm opções, mas variação contínua.

O item "sensibilidade" dos osciloscópios não foi analisado em detalhe porque ele é por demais elementar; só merece ser mencionado que existem aparelhos de alta sensibilidade, da ordem de microvolts por divisão e os de sensibilidade "normal", na faixa de 5 a 20 mV por divisão.

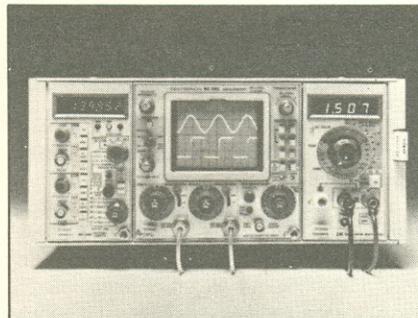
**Os tipos** — Resta fazer menção aos tipos de osciloscópios que diferem, de uma maneira ou de outra, daqueles que denominamos de "uso geral". Existem basicamente três tipos que poderíamos chamar de "especiais": os osciloscópios com unidades intercambiáveis (*plug-ins*), os de armazenamento (*storage scopes*) e os osciloscópios digitais.

Os de unidade intercambiáveis po-

dem, mediante a troca de unidades verticais e horizontais, ser modificados em suas características, transformando-se mesmo em multímetros, freqüencímetros, analisadores lógicos etc.

Os de armazenamento são aqueles que têm a propriedade de "memorizar" na tela uma forma de onda por um tempo relativamente longo, de maneira a permitir uma análise mais demorada ou a fotografia da imagem. Sua maior utilidade é no estudo de fenômenos não repetitivos.

Os osciloscópios digitais, tipos mais recentes, são aparelhos alta-



Modelo sofisticado, com unidades intercambiáveis.



Exemplo de freqüencímetro digital.

mente sofisticados que digitalizam os sinais de entrada e podem armazenar formas de onda em uma memória RAM. Uma vez armazenado, o sinal pode ser manipulado de várias formas: ampliado, tanto na vertical como na horizontal, para exame de detalhes; transferido para uma unidade de disco flexível e gravado de forma permanente; transferido para um registrador gráfico XY; transferido a um computador ou a outros tipos de aparelhos e processadores, através de interfaces apropriadas. Sua maior aplicação é também o estudo de sinais não repetitivos. As vantagens mencionadas e mais a grande precisão das medições,

proporcionada pela digitalização do sinal, lhes conferem nítida superioridade.

Apresentamos o multímetro e o osciloscópio de maneira um pouco mais extensa, porque julgamos ser os instrumentos mais importantes no laboratório. Pode haver outros critérios e isto dependerá das necessidades particulares de cada um. O que estamos tentando é dar uma visão geral, não voltada para alguma especialidade em particular.

**Pontes de impedância** — "Ponte de impedância" é uma expressão que designa um aparelho capaz de medir capacitores e seu respectivo fator de dissipação (D), indutores e seu respectivo fator de mérito (Q) e resistores. Seu uso tem sido intensivo há dezenas de anos, mas não muito difundido, talvez por motivo de custo. As pontes são instrumentos de precisão e, como tal, de preço elevado: constituem, porém, o único meio prático de se medir componentes reativos. Quanto à medição de resistores, atualmente os multímetros digitais proporcionam medição muito fácil e altamente precisa.

Existem atualmente no mercado vários modelos de capacitômetros digitais, até mesmo em forma de kit para montagem. Mas esses aparelhos, apesar de extremamente úteis, apresentam duas grandes limitações: 1) não medem o fator de dissipação ou de perda dos capacitores; 2) não medem indutores. Por outro lado, eles têm a vantagem de serem de baixo custo em relação às pontes.

Essas têm oferta bastante restrita, geralmente só através de representantes, sendo difícil encontrá-las em varejistas. Recentemente, com o advento dos microprocessadores, surgiram modelos de pontes de conceituação totalmente nova e de funcionamento automático, com operação bastante simplificada e *display* digital.

Existem ainda outros modelos mais sofisticados, programáveis e até providos de interface IEEE - 488, para comunicação com outros instrumentos ou processadores de dados. Quanto à precisão de medida, os tipos tradicionais oferecem precisão de 1 até 0,1%, enquanto que as do tipo digital, de 0,2 até 0,02%.

As pontes de impedâncias modernas são aparelhos altamente sofisticados e caros, mas existem modelos

acessíveis até mesmo em forma de kit e sabemos de amadores que já construíram pontes em casa com material comum, facilmente encontrável na praça. Além do mais, sempre resta a possibilidade de aquisição de um capacitômetro, aparelho que está se tornando cada vez mais popular.

Até esta altura, analisamos os três instrumentos que consideramos básicos em eletrônica. Apresentamos aqueles que são usados para medir e analisar as quantidades fundamentais da eletrodinâmica e acreditamos que isto seja — ainda que redundantemente — fundamental.

Em seguida, apresentaremos alguns instrumentos de maneira resumida. Outros serão apenas citados, por serem menos importantes.

**Instrumentos diversos** — Atualmente existe uma infinidade de aparelhos de teste e medição, das mais variadas formas, tamanhos, preços, e, às vezes, com finalidades surpreen-

des, destinados a satisfazer as necessidades mais diversas; mas todos eles, de forma direta, indireta ou relativa, vão medir uma ou mais das quantidades básicas mencionadas na 1.ª parte. Vejamos alguns deles.

## Os instrumentos

### “secundários”

### também são úteis

### na bancada

TIPO: Traçador de curvas de semicondutores

FINALIDADE: Mostrar em uma tela de osciloscópio a família de curvas de transistores e as curvas características de outros semicondutores. Efetuar medições nas curvas apresentadas. Secundariamente, também po-

dem testar resistores, indutores, capacitores etc.

CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS: É constituído por um osciloscópio dedicado à finalidade específica e provido de geradores internos de tensão e corrente, com formas de ondas especiais. Seus controles permitem variar essas quantidades de maneira a adaptá-las ao componente sob teste e permitir a execução das medições. A precisão das medições equivale à de um osciloscópio normal.

TIPO: Freqüencímetro digital

FINALIDADE: Medição de freqüência e período. Também pode efetuar contagem de eventos de forma cumulativa.

CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS: Pode, conforme o modelo, medir freqüências desde a faixa de sub-áudio até UHF; normalmente, aceita qualquer forma de onda. Existem modelos portáteis, de bolso e de bancada, que apresentam alta precisão de leitura.

TIPO: Registrador gráfico analógico

FINALIDADE: Registrar em papel fe-

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

nômenos que variam no tempo (registorador YT) ou entre si (registorador XY). **CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS:** O registorador YT caracteriza-se por uma faixa de papel que ocorre sob uma pena acoplada a um servomecanismo. O amplificador de entrada pode receber sinais de frequência baixíssima, tipicamente abaixo de 30 Hz, que serão registrados no papel em função do tempo. No registorador XY o papel fica imóvel e a pena é acionada em duas coordenadas, de forma a registrar sinais elétricos relacionados entre si, produzindo gráficos.

Existem registoradores YT de alta velocidade, que podem responder até 20 kHz, mas utilizando principio muito diferente, pois sua "pena" é um raio de luz ultravioleta refletido por um pequeno espelho móvel, suspenso de forma a girar sobre seu eixo e acompanhando o sinal de entrada.

**TIPO:** Voltímetro de RF

**FINALIDADE:** Medir tensões CA na faixa de radiofrequência.

**CARACTERÍSTICAS PRINCIPAIS:** Trata-se de instrumento muito sofisticado, capaz de medir tensões CA em frequências muito altas, com uma resposta que geralmente começa em dezenas de kHz, estendendo-se até vários MHz.

Além desses, existe ainda uma boa variedade de instrumentos, muitos disponíveis no varejo e geralmente destinados às aplicações em setores específicos da Eletrônica. Alguns desses instrumentos são:

- Testadores de transistores e diodos
- Medidores de relação de ondas estacionárias (ROE)
- Medidores de intensidade de campo
- Pesquisadores de sinais
- Termômetros eletrônicos
- Testadores de cabos telefônicos
- Medidores de intensidade luminosa
- Medidores de ruído (às vezes apelidados de "decibelímetros")
- Medidores de radiação atômica (ou contadores geiger)
- Medidores de distorção
- Analisadores de espectro em RF
- Analisadores de espectro em áudio
- Medidores de potência (wattímetro)

**Geradores** — Deixamos os instrumentos do tipo "geradores" para um parágrafo exclusivo, enfatizando aqui-

lo que afirmamos na parte 1. Os geradores não são realmente instrumentos de teste e medição por si sós, mas sim, uma espécie de auxiliares daqueles, pois destinam-se a criar e fornecer artificialmente, quando e como necessário, as grandezas elétricas pedidas pelo tipo de teste ou medição a efetuar. Dentre os vários tipos existentes, quatro deles são os de maior importância:

#### 1) Gerador de funções

**FINALIDADE:** Gerar sinais representativos de funções matemáticas, destinados a testes e medições em amplificadores, filtros, transdutores e componentes que trabalham em baixa frequência.

**CARACTERÍSTICAS:** Geram sinais com formas de ondas senoidal, quadrada, triangular e pulsos na faixa de baixa frequência, com limite superior variando conforme o modelo de 50 Hz até 1 ou 2 MHz. Quanto ao limite inferior, tem faixa muito ampla, podendo

---

## Os geradores não servem para medir, mas ajudam muito nessa tarefa

---

alguns modelos gerar um ciclo por semana.

Alguns incorporam uma entrada chamada VCO, que pode controlar a frequência por meio de tensão, com a finalidade de testar amplificadores e filtros com varredura de frequência.

#### 2) Gerador de radiofrequência

**FINALIDADE:** Gerar sinais na faixa de RF para teste, medição e calibração de aparelhos, dispositivos e componentes que trabalham nessa faixa.

**CARACTERÍSTICAS:** Produzem sinais senoidais, podendo ser modulados interna ou externamente, nas frequências acima de 30 kHz. Existem modelos especiais para a faixa de FM, que geram sinais em estéreo ou mono e possuem varredura interna.

#### 3) Gerador de vídeo

**FINALIDADE:** Esse é um nome genérico para designar uma série de aparelhos que geram sinais para teste, reparo e calibração de equipamentos de

TV. Existem alguns muito simples, destinados apenas ao ajuste da geometria de imagem em receptores de TV e, nesse caso, são chamados de "geradores de barras"; e há aqueles muito sofisticados, com recursos bastante complexos, usados em teste, avaliação e ajuste de equipamentos e sistemas de vídeo.

**CARACTERÍSTICAS:** Os mais simples são aparelhos que geram alguns padrões de vídeo e fornecem RF modulada para facilidade de acesso através da antena dos receptores de TV. Os mais complexos geram sinais de vídeo com luminância, cromaticidade, apagamento e sincronismo com elevada precisão, além de sinais especiais destinados a testes específicos de sistemas. Permitem a manipulação dos sinais em alto grau e exigem pessoal qualificado para sua operação.

#### 4) Gerador de varredura

**FINALIDADE:** Manutenção, alinhamento e calibração de receptores e transmissores de rádio e TV. Existem também geradores de varredura operando na faixa de áudio.

**CARACTERÍSTICAS:** Geram RF ou áudio por faixas varridas de acordo com a gama de frequências desejada. Normalmente também geram frequências fixas denominadas *markers*, destinadas a identificar a posição das frequências de corte na curva de resposta.

Um tipo de aparelho que merece menção são os calibradores, sofisticados geradores destinados a fornecer tensões correntes e marcas de tempo altamente estáveis e precisas, com a finalidade de calibração de instrumentos.

Não poderíamos deixar de mencionar um pequeno instrumento que tem tido grande divulgação em nosso meio. É pequeno, barato, de uma admirável simplicidade e pode ser extremamente útil, principalmente na pesquisa de defeitos em receptores de rádio e equipamentos de áudio. Trata-se do chamado "injetor de sinal", constituído apenas por um oscilador com frequência pouco abaixo de 1 kHz (na faixa audível), mas com forma de onda tal que possui harmônicas até vários megahertz. Desta forma, seu sinal pode percorrer circuitos tanto de áudio como de RF. Nas mãos de um técnico hábil, esse desprezioso aparelhinho pode prestar serviços muito valiosos.●

(Conclui no próximo número)

# 2N2904 a 2N2907A transistores de comutação rápida

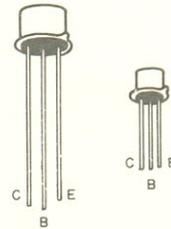
Essa família de transistores PNP abrange do 2N2904 ao 2N2907A. São indicados para alta velocidade, comutação de média potência e amplificação. O 2N2904 e o 2N2906 são complementares ao 2N2218 e 2N2221; o 2N2905 e o 2N2907, ao 2N2219 e 2N2222

Valores máximos absolutos					
<i>(a 25°C no ambiente, exceto onde especificado em contrário)</i>					
	2N2904 2N2905	2N2904A 2N2905A	2N2906 2N2907	2N2906A 2N2907A	Unidade
Tensão coletor-base	-60	-60	-60	-60	V
Tensão emissor-coletor (1)	-40	-60	-40	-60	V
Tensão base-emissor	-5	-5	-5	-5	V
Corrente de coletor	-0,6	-0,6	-0,6	-0,6	A
Dissipação a 25°C ou menos no ambiente (2 e 3)	0,6	0,6	0,6	0,4	W
Dissipação a 25°C ou menos na cápsula (4 e 5)	3	3	1,8	1,8	W
Temperatura de armazenagem	-65 a 200°C				
Temperatura no terminal a 1,6 mm da cápsula, por 10 s	230°C				

**Notas:**

1. Valores que se aplicam a correntes de coletor entre 0 e 100 mA, quando o diodo base-emissor está aberto.
2. Deriva térmica linear de 3,43 mW/°C até 200°C de temperatura ambiente, para o 2N2904, 2N2904A, 2N2905 e 2N2905A.
3. Deriva térmica linear de 2,28 mW/°C até 200°C de temperatura ambiente, para o 2N2906, 2N2906A, 2N2907 e 2N2907A.
4. Deriva térmica linear de 17,3 mW/°C até 200°C de temperatura na cápsula, para o 2N2904, 2N2904A, 2N2905 e 2N2905A.
5. Deriva térmica linear de 10,3 mW/°C até 200°C de temperatura na cápsula, para o 2N2906, 2N2906A, 2N2907 e 2N2907A.
6. Parâmetros medidos usando pulsos com largura de 300 µs, ciclo de trabalho ≤ 2%.

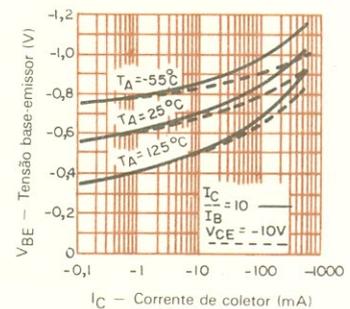
Características de comutação				
<i>(a temperatura ambiente de 25°C para 2N2904 a 2N2907 e 2N2904A a 2N2907A)</i>				
Parâmetro	Condições de teste	Máx.	Unidade	
t <sub>d</sub> — tempo de atraso	V <sub>CC</sub> = -30 V, I <sub>C</sub> = -150 mA,	10	ns	
t <sub>r</sub> — tempo de subida	I <sub>B</sub> = -15 mA, V <sub>BE</sub> = 0	40	ns	
t <sub>on</sub> — t <sub>d</sub> + t <sub>r</sub>		45	ns	
t <sub>s</sub> — tempo de armazenagem	V <sub>CC</sub> = -30 V, I <sub>C</sub> = -150 mA,	80	ns	
t <sub>f</sub> — tempo de descida	I <sub>B(1)</sub> = -13 mA,	30	ns	
t <sub>off</sub> — t <sub>s</sub> + t <sub>f</sub>	I <sub>B(2)</sub> = 17 mA	100	ns	



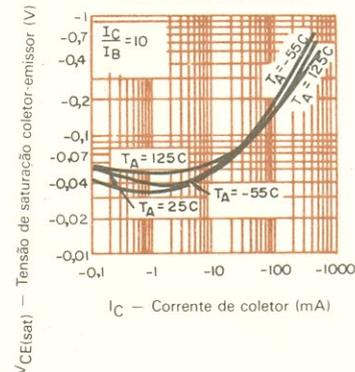
**Encapsulamento TO-5**  
(2N2904, 2N2904A, 2N2905 e 2N2905A)

**Encapsulamento TO-18**  
(2N2906, 2N2906A, 2N2907 e 2N2907A)

**Curva da corrente de coletor X tensão base-emissor**



**Curva da tensão de saturação coletor-emissor X corrente de coletor**

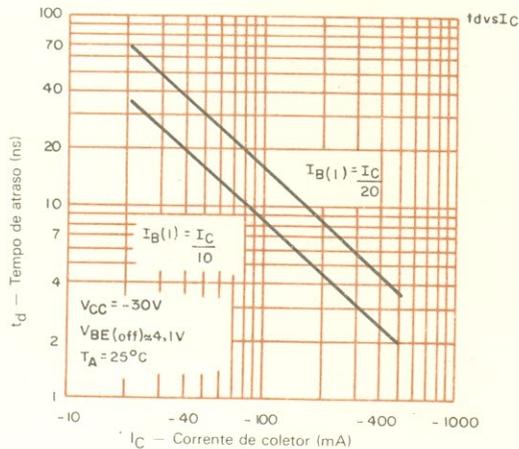


### Características elétricas

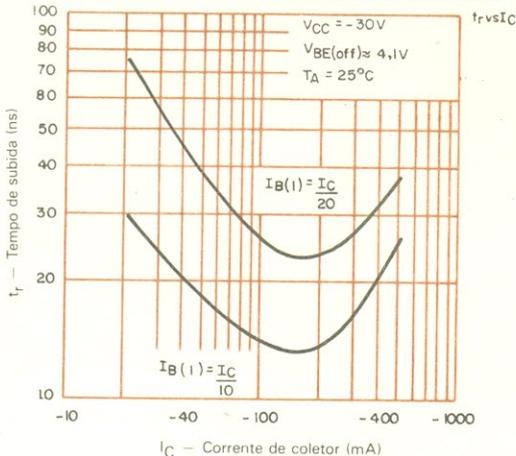
(a 25°C no ambiente, exceto onde especificado em contrário)

Parâmetro	CONDIÇÕES DE TESTE	TO-5→ TO-18→	2N2904		2N2904A		2N2905		2N2905A		UNI- DADE
			2N2906	MIN	MAX	2N2906A	MIN	MAX	2N2907	MIN	
$V_{(BR)CBO}$	Tensão de ruptura coletor-base	$I_C = -10\mu A, I_E = 0$	-60		-60		-60		-60		V
$V_{(BR)CEO}$	Tensão de ruptura coletor-emissor	$I_C = -10mA, I_B = 0,(6)$	-40		-60		-40		-60		V
$V_{(BR)EBO}$	Tensão de ruptura emissor-base	$I_E = -10\mu A, I_C = 0$	-5		-5		-5		-5		V
$I_{CBO}$	Corrente de corte do coletor	$V_{CB} = -50V, I_E = 0, I_C = -50\mu A, T_A = 150^\circ C$	-20		-10		-20		-10		nA
			-20		-10		-20		-10		$\mu A$
$I_{CEV}$	Corrente de corte do coletor	$V_{CE} = -30V, V_{BE} = 0,5V$	-50		-50		-50		-50		nA
$I_{BEV}$	Corrente de corte da base	$V_{CE} = -30V, V_{BE} = 0,5V$	50		50		50		50		nA
$h_{FE}$	Ganho de corrente CC	$V_{CE} = -10V, I_C = -100\mu A$	20		40		35		75		
		$V_{CE} = -10V, I_C = -1mA$	25		40		50		100		
		$V_{CE} = -10V, I_C = -10mA$	35		40		75		100		
		$V_{CE} = -10V, I_C = -150mA, (6)$	40	120	40	120	100	300	100	300	
		$V_{CE} = -10V, I_C = -500mA, (6)$	20		40		30		50		
$V_{BE}$	Tensão base-emissor	$I_B = -15mA, I_C = -150mA, (6)$	-1,3		-1,3		-1,3		-1,3		V
		$I_B = -50mA, I_C = -500mA, (6)$	-2,6		-2,6		-2,6		-2,6		V
$V_{CE(sat)}$	Tensão de saturação coletor-emissor	$I_B = -15mA, I_C = -150mA, (6)$ $I_B = -50mA, I_C = -500mA, (6)$	-0,4		-0,4		-0,4		-0,4		V
$h_{fe1}$	Ganho de corrente CC para pequenos sinais	$V_{CE} = -20V, I_C = -50mA, f = 100MHz$	2		2		2		2		
$C_{obo}$	Capacitância de saída em circuito aberto base-comum	$V_{CB} = -10V, I_E = 0, f = 100kHz$	8		8		8		8		pF
$C_{ibo}$	Capacitância de entrada em circuito aberto base-comum	$V_{EB} = -2V, I_C = 0, f = 100kHz$	30		30		30		30		pF

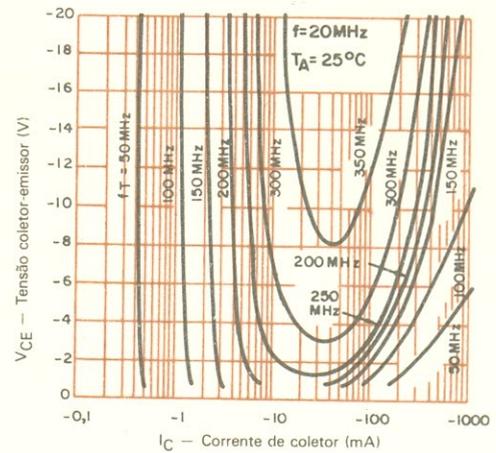
Tempo de atraso em função da corrente de coletor



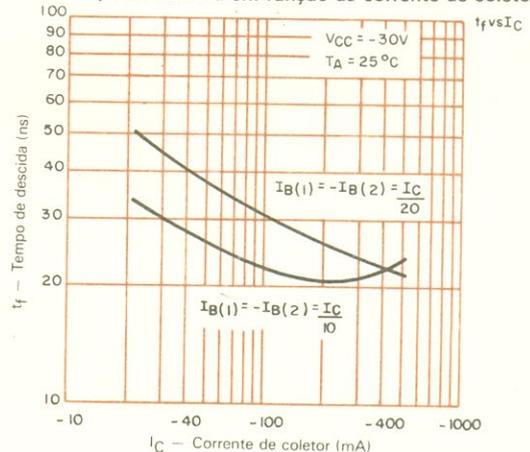
Tempo de subida em função da corrente de coletor



Contornos das curvas de  $V_{CE} \times I_C$  para várias frequências de transição



Tempo de descida em função da corrente de coletor



## 1.ª PARTE

# Um curso completo de telegrafia

Primeiro familiarize-se com a “música” do CW.  
Depois, aprenda a entender as mensagens.  
Por fim, faça suas transmissões  
em velocidade crescente. Tudo neste curso  
apoiado por fitas gravadas

**É** com satisfação que ocupo as páginas de nossa estimada revista NOVA ELETRÔNICA para oferecer a todos vocês este curso de telegrafia, elaborado com critério e didática, a fim de torná-lo prático, acessível e eficiente.

A experiência diária de mais de 8 anos na preparação de candidatos à R.B.R. (Rede Brasileira de Radioamadores), interessados na linguagem Morse, demonstrou-me o método a ser empregado, bem como o tempo necessário para sua aprendizagem. Centenas de alunos foram preparados através deste sistema e obtiveram êxito nos exames do DENTEL (Departamento Nacional de Telecomunicações), para as classes B e A do radioamadorismo.

Com esta publicação, estou certo de estar oferecendo condições propícias para um bom aprendizado dessa modalidade magnífica que é a telegrafia ou CW (Continuous Wave = Onda Contínua). Espero contribuir assim para que a R.B.R. venha a possuir mais e mais radioamadores cedabilistas, fazendo com que nossas comunicações interliguem cada vez mais os distantes pontos do mundo.

**Considerações iniciais** — Não existe nenhum segredo especial, nenhu-

ma fórmula mágica para o aprendizado da telegrafia. Ao contrário do que muitos ainda imaginam, não é difícil aprender CW; é uma tarefa bastante simples. Tão simples, que muita gente a considera deveras fascinante.

Existem, porém, alguns fatores que julgamos de primordial importância, como: a vontade efetiva de aprender; tempo a ser dedicado aos exercícios; persistência na fase inicial de treinamento etc. Portanto, se você pretende realmente ser um bom operador de telegrafia, deverá observar essas recomendações.

Como dosagem ideal, sugiro 45 minutos de treinamento, no mínimo 3 dias por semana, durante 3 meses, aproximadamente; é o tempo suficiente para você ficar “craque” em CW.

**A “música” do CW** — Você só pode cantar ou tocar uma música após tê-la ouvido pelo menos algumas vezes, não é mesmo? O mesmo acontece com a telegrafia. É preciso ouvir e ouvir bastante primeiro, para poder transmitir depois. Por isso, gravei as lições contidas na revista, em cassette, o que vem a completar este curso de telegrafia.

A manipulação dos sinais só pode ser feita após o aluno tê-los assimilado bem, auditivamente, e estar seguro

na recepção. Por isso, aprenda, em primeiro lugar, a receber, o que será feito a seguir, com as primeiras lições do nosso curso.

**A recepção** — A telegrafia é uma técnica na qual os diversos caracteres do alfabeto Morse são reproduzidos por sons curtos e longos — “dis” e “dás”, respectivamente (pontos e traços). Os símbolos gráficos “pontos” e “traços” (.—) soam aos nossos ouvidos como “dis” e “dás”. Observe, rigorosamente, as regras abaixo:

- 1.º — DI (PONTO), equivale a um toque rápido, curto;
- 2.º — DÁ (TRAÇO), a um toque mais longo, equivalente a duração de três “dis” (...);
- 3.º — O espaço entre elementos, dentro do mesmo caractere, é equivalente a um DI (.);
- 4.º — O espaço entre duas letras é equivalente a três DIS (...);
- 5.º — O espaço entre duas palavras é equivalente a cinco DIS (.....).

**1ª aula  
(Fita 1 - Face A)**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
A	DI-DÁ	.-
N	DÁ-DI	.-
M	DÁ-DÁ	---
I	DI-DI	..
U	DI-DI-DÁ	...-
L	DI-DÁ-DI-DI	....

**Exercício**

LUA — LIMA — UMA — AULA — ALI — LULU — ALA — MALA — MULA — ANIMA — UNI — LÂMINA — ANUAL — ANIL — MANIA — MUNIA — ANIMAL — ANULA

**2ª aula**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
E	DI	—
T	DÁ	—
O	DÁ-DÁ-DÁ	---

**Exercício**

EMA — TIA — NONO — TELA — NETO — MEIO — MENTE — TINTA — MUITO — TINA — LONA — LIMITE — ALTO — MINUTO — ANTENA — ALUMÍNIO — NOTA

**3ª aula**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
V	DI-DI-DI-DÁ	...-
B	DÁ-DI-DI-DI	....

**Exercício**

VENTO — BANANA — LUVA — BULE — VALENTE — BULBO — NEVE — BEATO — BATATA — MAMBO — BÍBLIA — ATIVO — TAMBAÚ — BAMBU — BAMBA

**4ª aula**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
S	DI-DI-DI	...
H	DI-DI-DI-DI	....

**Exercício**

SAL — HINO — SONHO — BANHO — VENHO — TENHO — SENSO — SINAL — ASSISTE — MASSA — SONHAVA — LENHA — UNHA — MILHO — ILHA — OLHO

**5ª aula**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
C	DÁ-DI-DÁ-DI	.-.-
P	DI-DÁ-DÁ-DI	.-.-

**Exercício**

PLANTA — PILOTO — PAPEL — CANO — CESTA — CLUBE — CABELO — SAPO — MAPA — CISCO — PLACA — CÚBICA — PACOTE — CHAPA — CHUPETA — PENHA

**6ª aula**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
R	DI-DÁ-DI	.-.-
G	DÁ-DÁ-DI	.-.-

**Exercício**

RIR — RITMO — MORAR — GALO — GOMO — AMIGO — CARGO — RUGA — VAGA — LÓGICA — CALOR — LIGAR — REGISTRO — LUGAR — PAGAR — ENGENHEIRO — MANGA — GANHO

**7ª aula  
(Fita 1 - Face B)**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
F	DI-DI-DÁ-DI	..-.-
D	DÁ-DI-DI	...-

**Exercício**

APRENDER — FADA — DOSE — SEDA — FAROL — FANTASIA — FARINHA — FAMA — ADUBO — DEFENDER — FIGO — DENTEL — FAVO — LÍDER — FOGO — GORDO — PADRE

**8ª aula**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
J	DI-DÁ-DÁ-DÁ	.-.-.-
Á	DI-DÁ-DI-DÁ	.-.-

**Exercício**

JANTAR — ÁRVORE — ÁTRIO — SABIÁ — AUDÁCIA — ÁUREO — JOGO — JATO — JUSTO — JILÓ — PÁTRIA — SÁBIO — SALÁRIO — JULHO — MATEMÁTICA

**9ª aula**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
Q	DÁ-DÁ-DI-DÁ	---.-
Y	DÁ-DI-DÁ-DÁ	---.-

**Exercício**

QUADRO — QUINTA — YOU — ESQUILO — YEAR — YESTERDAY — BABY — DAY — TODAY — QUALIDADE — SOQUETE — YOUR — YES — AQUI — MONDAY

**10ª aula**

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
Z	DÁ-DÁ-DI-DI	---..
X	DÁ-DI-DI-DÁ	---.-

**Exercício**

ZULU — XODÓ — XAXIM — LUZ — XADREZ — ÊXITO — PAZ — VEZ — TEXTO — PAXÁ — ZINCO — NATUREZA — EXAME — ZELO — ZÊNITE

# 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.

### 11ª aula

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
K	DÁ-DI-DÁ	—.—
W	DI-DÁ-DÁ	..—

#### Exercício

WORK — KNOW — NEW — WILL — AWARD — SKY — TALK — INK — AWAY — TOWN — SWAN — WEEK — KING — NOW — LOOK — WEST — WAVE

### 12ª aula

LETRAS	SONS	SÍMBOLOS
Ç	DÁ-DI-DÁ-DI-DI	—.—..
É	DI-DI-DÁ-DI-DI	..—..

#### Exercício

MOÇA — ÉPOCA — RAÇA — TAÇA — ATÉ — CÉU — CARROÇA — PEÇA — BELÉM — AÇO — MÉTODO — CAFÉ — MARÉ — TÉCNICO

### 13ª aula (sinais de pontuação)

SINAIS	SONS	SÍMBOLOS
PONTO FINAL .	DI-DÁ-DI-DÁ-DI-DÁ	..—.—
VÍRGULA ;	DÁ-DÁ-DI-DI-DÁ-DÁ	—.—..—
DOIS PONTOS :	DÁ-DÁ-DÁ-DI-DI-DI	—.—...—
PONTO E		
VÍRGULA ;	DÁ-DI-DÁ-DI-DÁ-DI	—.—.—.
DUPLO TRAÇO =	DÁ-DI-DI-DI-DÁ	—...—
TRAVESSÃO —	DÁ-DI-DI-DI-DI-DÁ	—....—
PONTO DE		
INTERROGAÇÃO ?	DI-DI-DÁ-DÁ-DI-DI	..—.—..
ASPAS "	DI-DÁ-DI-DI-DÁ-DI	..—.—.
BARRA /	DÁ-DI-DI-DÁ-DI	—.—.—.
PARÊNTESE ( )	DÁ-DI-DÁ-DÁ-DI-DÁ	—.—.—.—

### 14ª aula (números)

NÚMEROS	SONS	SÍMBOLOS
1	DI-DÁ-DÁ-DÁ-DÁ	..—.—.—
2	DI-DI-DÁ-DÁ-DÁ	..—.—.—
3	DI-DI-DI-DÁ-DÁ	...—.—
4	DI-DI-DI-DI-DÁ	....—
5	DI-DI-DI-DI-DI	.....
6	DÁ-DI-DI-DI-DI	—....
7	DÁ-DÁ-DI-DI-DI	—...—
8	DÁ-DÁ-DÁ-DI-DI	—.—.—..
9	DÁ-DÁ-DÁ-DÁ-DI	—.—.—.—.
0	DÁ-DÁ-DÁ-DÁ-DÁ	—.—.—.—.—

Repita várias vezes cada aula, até certificar-se de que está recebendo bem todos os caracteres. Poderá então passar para a aula seguinte, no próximo número, que tratará da recepção de textos.

As fitas de apoio a este curso podem ser obtidas diretamente com o autor, Tony, no seguinte endereço: R. Itália Fausto, 79 - 01550 - São Paulo, SP; o telefone é (011) 273-9572.

# O pequeno grande micro.

Agora, na hora de escolher entre um microcomputador pessoal simples, de fácil manejo e um sofisticado microcomputador profissional, você pode ficar com os dois.

Porque chegou o novo CP 300 Prológica.

O novo CP 300 tem preço de microcomputador pequeno. Mas memória de microcomputador grande.



Pode ser acoplado a uma impressora.

Ele já nasceu com 64 kbytes de memória interna com possibilidade de expansão de memória externa para até quase 1 megabyte.

E tem um teclado profissional, que dá ao CP 300 uma versatilidade incrível. Ele pode ser utilizado com programas de fita cassete, da mesma maneira que com programas em disco.



**O único na sua faixa que já nasce com 64 kbytes de memória.**



Compatível com programas em fita cassete ou em disco.

Pode ser ligado ao seu aparelho de TV, da mesma forma que no terminal de vídeo de uma grande empresa.

Com o CP 300 você pode fazer conexões telefônicas para coleta de dados,

se utilizar de uma impressora e ainda dispor de todos os programas existentes para o CP 500 ou o TRS-80 americano. E o que é melhor:

você estará apto a operar qualquer outro sistema de microcomputador.

Nenhum outro microcomputador pessoal na sua faixa tem tantas possibilidades de expansão ou desempenho igual.

CP 300 Prológica.

Os outros não fazem o que ele faz, pelo preço que ele cobra.



Pode ser ligado a um televisor comum ou a um sofisticado terminal de vídeo.



Permite conexão telefônica.



**PROLOGICA**  
microcomputadores

Av. Eng.º Luis Carlos Berrini, 1168 - SP



- AM  
Manaus - 234-1045  
BA-Salvador - 247-8951  
CE-Fortaleza - 226-0871 - 244-2448  
DF-Brasília - 226-1523 - 225-4534 - ES-Vila Velha  
229-1387 - Vitória - 222-5811 - GO-Goiânia - 224-7098 - MT  
Cuiabá - 321-2307 - MS-Campo Grande - 383-1270 - Dourados - 421-1052  
de Fora - 212-9075 - Uberlândia - 235-1099 - PA-Belém - 228-0011 - PR-Cascavel - 23-1538 - Curi-  
tiba - 224-5616 - 224-3422 - Foz do Iguaçu - 73-3734 - Londrina - 23-0065 - PE-Recife - 221-0142 - PI-Teresina  
222-0186 - RJ-Campos - 22-3714 - Rio de Janeiro - 264-5797 - 253-3395 - 252-2050 - RN-Natal - 222-3212 - RS-Caxias do  
Sul - 221-3516 - Pelotas - 22-9918 - Porto Alegre - 22-4800 - 24-0311 - Santa Rosa - 512-1399 - RO-Porto Velho - 221-2656 - SP  
Barretos - 22-6411 - Campinas - 2-4483 - Jundiaí - 434-0222 - Marília - 33-5099 - Mogi das Cruzes - 469-6640 - Piracicaba - 33-1470 - Ribeirão  
Preto - 625-5926 - 635-1195 - São Joaquim da Barra - 728-2472 - São José dos Campos - 22-7311 - 22-4740 - São José do Rio Preto - 32-2842 - Santos - 33-2230  
Sorocaba - 33-7794 - SC-Blumenau - 22-6277 - Chapecó - 22-0001 - Criciúma - 33-2604 - Florianópolis - 22-9622 - Joinville - 33-7520 - SE-Aracaju - 224-1310

Solicite demonstração nos principais magazines.