

NOVA ELETRONICA

ANO VIII - Nº 88 - Junho/1984 - Cr\$ 1.400

**Monte um
radiocontrole
digital
(com 4 canais!)**



MAIAGU, SANTARITIM, ESTADU DE RONDÔNIA (VIA AÉREA) Cr\$ 1.850 Cód. 1106

**Usando
os terminais
E/S do Nestor**

**A indústria
de transmissão
para rádio e TV**

NOVA ELETRONICA

PRÁTICA

- Utilização dos terminais E/S do Nestor** _____ 10
Com seus portais de entrada e saída, o micro se comunica com o mundo exterior
- Um radiocontrole com 4 canais — 1ª parte** _____ 16

REPORTAGEM ESPECIAL

- A indústria nacional dos equipamentos de radiodifusão** _____ 20

ENGENHARIA

- No limiar da 5ª geração de computadores — conclusão** _____ 26
- A modelagem do transistor bipolar — 2ª parte** _____ 32
- Prancheta do projetista — série nacional** _____ 38

PRINCIPIANTE

- Resposta das redes RC e LC — 1ª parte** _____ 40
O comportamento das malhas de resistores, capacitores e indutores em CA. Noção de limite e derivada
- Curso de corrente alternada — 12ª lição** _____ 44
- Curso de TVPB & TVC — 23ª lição** _____ 49

TELECOMUNICAÇÕES

- Radar: concepção e projeto — 5ª parte** _____ 52
Indicadores de alvos móveis
- Eletretos: pesquisa e aplicações no Brasil** _____ 56
Um grupo nacional de engenheiros e físicos desenvolveu uma cápsula de eletreto para telefone, em substituição ao tradicional microfone de carvão

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

- Evolução e estágio atual da automação industrial** _____ 60
Dos controles pneumáticos às redes de microcomputadores. O exemplo da Villares

CAPA



Quatro canais independentes e projeto simplificado é o que oferece nosso sistema de radiocontrole. Operando em FM, pode ser ampliado para 16 canais de multiplexados. Seu baixo consumo é garantido pela utilização de integrados CMOS e a simplicidade, por um novo CI para FM

VÍDEO

- TV-Consultoria** _____ 68
Os circuitos de adaptação para videogames

ÁUDIO

- Equipamentos usados: a vantagem bem analisada** _____ 72



O aparelho de som de segunda mão pode ser muito vantajoso em termos de custo. É preciso, porém, saber analisar o que se está comprando, para evitar arrependimentos

- Anatomia de um estúdio de gravação — 3ª parte** _____ 78
Automação de mixagens por computador
- Discos** _____ 82

BANCADA

- Instrumentos de medida na eletrônica — conclusão** _____ 84

PY/PIX

- Curso completo de telegrafia — 2ª lição** _____ 94
- Landell de Moura — contribuição brasileira às telecomunicações** _____ 98
- Posto de escuta** _____ 100

SEÇÕES

- Cartas** _____ 4
- Notas nacionais** _____ 5
- Notas internacionais** _____ 8
- Astronáutica & Espaço** _____ 66
- Observatório** _____ 88
- Classificados** _____ 102

Interligações com o mundo exterior

O Nestor não é apenas um computador didático. Com os portais de entrada/saída de que dispõe, pode ser transformado num controlador lógico. Ou num voltímetro, como veremos aqui



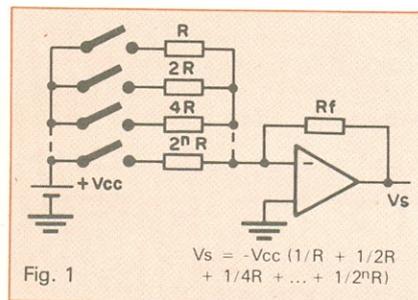
Como já havíamos comentado, o objetivo de nosso projeto não abrange o desenvolvimento de sistemas voltados para a área de micros pessoais ou terminais inteligentes. Desde o início, nossa idéia foi voltar o Nestor para o treinamento de técnicos e engenheiros, além de pequenas aplicações relacionadas com a eletrônica.

No último artigo da série básica propusemos alguns programas simples, a fim de familiarizar o usuário com a programação do Nestor. Sua utilização, porém, não precisa ficar só nisso. Nossa preocupação, neste primeiro suplemento sobre o micro, será mostrar e demonstrar, através de circuitos práticos, como "interfacear" o Nestor com dispositivos externos, fazendo-o executar uma série de tarefas.

Pelo fato do Nestor possuir portais de entrada e saída, assemelha-se bastante a um controlador lógico digital, sugerindo uma extensa gama de aplicações; ele é capaz, por exemplo, de receber dados paralelos, processá-los e gerar sinais para controle e/ou sinalização. No caso do controle de velocidade de um motor CC, digamos, teríamos a rotação e a corrente de armadura como entrada e a tensão como saída.

Existem, porém, vários tipos de sistemas de controle, para as mais variadas aplicações, e uma explanação mais profunda sobre o assunto tomaria um artigo inteiro. No final deste artigo falaremos um pouco mais sobre esse assunto.

Este suplemento está dividido em duas partes básicas, a primeira tratan-



do de entradas e saídas digitais e a segunda apresentando dois circuitos práticos: um conversor A/D e outro, D/A, para permitir a manipulação de sinais analógicos através do Nestor.

A parte digital — O micro conta com um portal para 8 entradas digitais, utilizando dois integrados (CI13 e CI14, no canto inferior esquerdo da placa) que são simples *buffers* 74LS126, com saídas *tristate* e entradas compatíveis com TTL. Os sinais aí aplicados, contudo, poderão vir de contatos de relé, coletores abertos com vários níveis de alimentação etc. É sempre necessário, porém, fazer o interfaceamento adequado, para proteger o Nestor — utilizando acopladores óticos, por exemplo. Esse tipo de proteção atua contra ruídos e sobre-tensões.

Para efetuar a aquisição dessas 8 entradas, utiliza-se a instrução IN A, (02H), cujo código é DB02, que coloca esse dado no acumulador. Para detectar se as entradas estão ativas ou não, há diversas formas; pode-se usar, por exemplo, as instruções de mani-

pulação de bits do Z-80, capazes, entre outras coisas, de testar um bit isoladamente com uma instrução BIT n, REG — o que afeta o bit Z (zero) do registrador F (*status flag*), facilitando bastante a programação.

O sistema, cujas saídas deverão ser monitoradas, poderá requerer ou não leituras síncronas. No caso assíncrono, efetua-se a leitura por varredura (ou periódica); no síncrono, costuma-se empregar a entrada de interrupção (NMI) do Nestor como entrada de sincronismo. Um bom exemplo de leitura por varredura é dado no programa relativo ao conversor A/D, mais adiante, neste mesmo artigo.

O Nestor dispõe também de 8 saídas digitais, tomando mais dois CIs (CI11 e CI12), estes do tipo 74LS75, que são biestáveis com trava (*Latch*) e sensíveis a nível. Esses dois integrados também são compatíveis com TTL e podem ser usados na excitação de relés eletromecânicos (com transistores excitadores), relés de estado sólido (por meio de fotoacopladores) ou mesmo circuitos de coletor aberto. Poderão servir ainda para sinalização, acionando LEDs ou lâmpadas de painel (através de transistores). Dependendo da utilização, é sempre necessário providenciar um interfaceamento adequado, visando a proteção do micro.

Para gerar uma saída, utiliza-se instruções do tipo OUT, tal como OUT (04H),A, que coloca o conteúdo do acumulador na porta de endereços 04H. Essa informação ficará retida nos biestáveis, para que o processa-

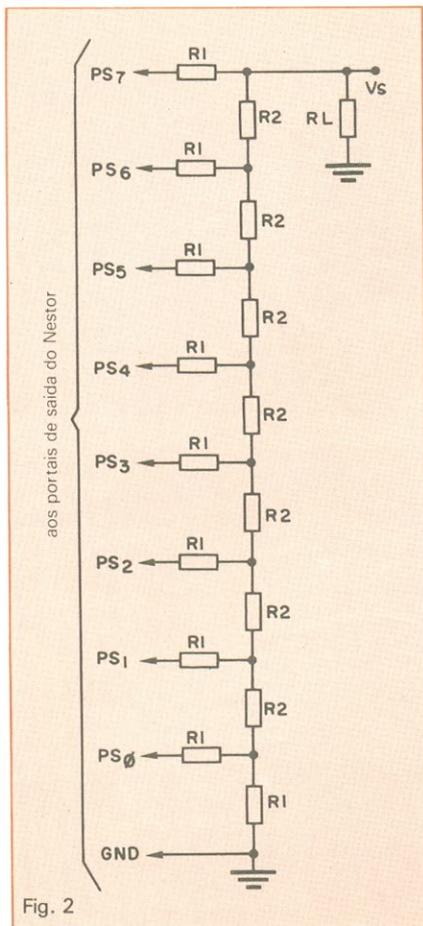


Fig. 2

dor continue seu programa, mantendo as saídas ativadas.

Parte analógica: o conversor D/A

Por meio de interfaces adequadas, o Nestor tem a possibilidade de receber grandezas analógicas e também de fornecer esse tipo de sinal, respectivamente para aquisição de dados vindos de sensores e gerar saídas analógicas de controle.

A função do conversor digital/analógico é a de entregar uma informação analógica proporcional a dados digitais. O sinal de entrada (digital) poderá ser binário puro, BCD (binário codificado em decimal) etc.

O importante, nesse caso, é saber que a quantidade binária apresentada pelo computador é a representação de um valor fracionário, que será multiplicado por uma tensão de referência. O valor decimal pode ser expresso por

$$\sum a_n \cdot 2^n$$

onde n é um número inteiro e a_n assume o valor 0 ou 1.

Portanto, é preciso montar um somador com as parcelas proporcionais a n, ou seja, com grandes contribuições de bits mais significativos e pequenas dos menos significativos. Es-

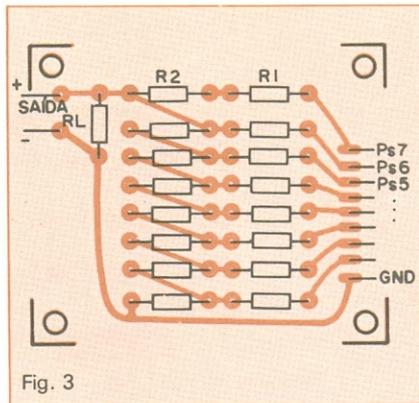


Fig. 3

Relação de componentes

CONVERSOR D/A
 R1-20 kΩ - 1/4 W (filme metálico)
 R2-10 kΩ - 1/4 W (filme metálico)
 RL-100 kΩ - 1/8 W

CONVERSOR A/D
 R1, (7x)R4- 10 kΩ - 1/8 W
 R2- 50 kΩ - helipot (multivoltas)
 R3- 10 kΩ - helipot (multivoltas)
 C1- 0,1 μF (poliéster)
 C2- 0,22 μF (poliéster)
 C11- CA3162

Programa dente-de-serra
(com conversor D/A)

endereço	código de máquina	label	mnemônico	comentários
0800	97	início	SUB A	zera acumulador
0801	D304	A1	OUT (Ps),A	coloca o valor no portal de saída
0803	215000		LD HL, (TEMPO)	fixa valor de tempo (frequência)
0806	2B	A2	DEC HL	decrementa valor de tempo
0807	C20608		JPNZ, A2	se não é zero, continua a decrementar
080A	3C		INC A	se zerou, incrementa o acumulador
080B	C30108		JP, A1	retorna para mandar novo valor

Fig. 4

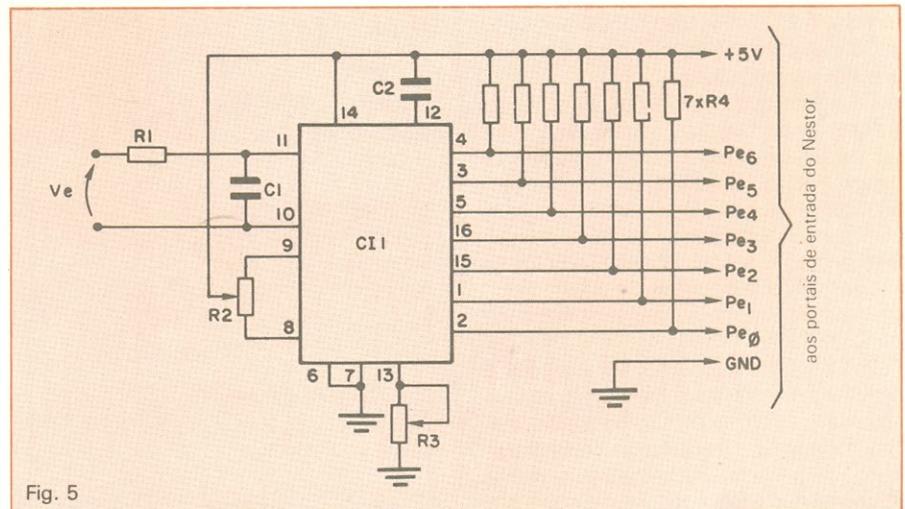


Fig. 5

se tipo de conversão pode ser feito simplesmente através de uma malha resistiva, seja com resistores proporcionais ou com uma rede R-2R (ladder ou escada).

O primeiro tipo é conceitualmente mais simples, pois os resistores possuem pesos específicos (um resistor por bit), exibindo valores crescentes de R, 2R, 4R, 2ⁿR, a fim de produzir as

várias correntes fracionárias. Sua visualização fica mais fácil através da figura 1, onde a saída digital foi substituída por chaves.

Como se pode notar, esse tipo de conversor depende muito do valor individual dos resistores. E a propagação através deles torna-se um problema quando é preciso representar um número elevado de bits.

Como alternativa, costuma-se adotar a rede R-2R — que, inclusive, é bem mais utilizada. Estamos apresentando, na figura 2, um circuito pronto que já pode ser acoplado ao Nestor, com as vantagens de dispensar alimentação e exibir um ótimo desempenho. A limitação desse projeto está na excursão do sinal analógico, que é de 0,3 a 4 V para uma variação de 0 a 256, em decimal, ou de 0 a FF, em hexadecimal. Não acrescentamos um amplificador à rede por saber que essa é uma parte que vai depender diretamente do circuito a que o Nestor será acoplado.

Seu princípio de operação é bastante simples. Temos, sempre em série a cada bit, um resistor de valor 2R e entre eles (na linha de soma), outro de valor R — forma-se, assim, uma rede tipo π . Isso faz com que a impedância, em qualquer nó de soma, seja sempre a mesma, fazendo com que a corrente produzida por um bit passe para a ramificação seguinte com metade de seu valor. Essa corrente continuará sendo dividida por 2, até completar todos os nós da malha.

A resolução desse tipo de conversor é dada pelo número de bits utilizado; para 8 bits, essa resolução é de 1/256, valor que consideramos adequado ao nosso projeto. A precisão, por outro lado, é determinada pela tolerância dos resistores; aconselhamos, por isso, a utilização de componentes de filme metálico, os quais podem ser encontrados com relativa facilidade nos grandes centros. Para a montagem do circuito, pode ser utilizada a placa da figura 3, representada em tamanho natural.

Observe que, com esse circuito, o Nestor pode produzir qualquer forma de onda, orientado por programa. O programa da figura 4, por exemplo, produz uma onda dente-de-serra, que poderá ser observada com o auxílio de um osciloscópio. Mesmo sem esse instrumento, a saída poderá ser "ouvida" através de qualquer amplificador de áudio.

A título de sugestão, você poderia criar sua própria forma de onda, como uma senóide (use uma tabela), inclusive variando sua frequência. Para variar a frequência do dente-de-serra, basta alterar o conteúdo das locações entre 0804 e 0805.

Um conversor analógico/digital —

Como o próprio nome diz, esse circuito deve converter tensões analógicas em números binários. São válidas, para ele, as mesmas considerações de resolução feitas para o conversor D/A. Existem conversores A/D para 8, 10 ou 12 bits, de alta velocidade, e de vários tipos de operação, tais como: largura

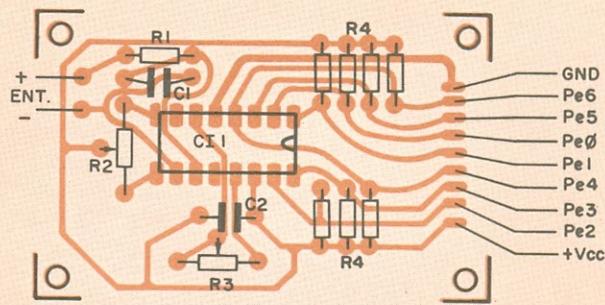


Fig. 6

Programa voltímetro (com conversor A/D)

endereço	código de máquina	label	mnemônico	comentários
0800	216008	início	LD HL, (1º dig.)	HL como indicador do <i>buffer</i> do visor
0803	0606		LD B,06H	B com n.º de dígitos
0805	3EFF		LD A,FFH	carrega A com código de apagado
0807	77	A1	LD (HL),A	coloca FFH na locação indicada
0808	23		INC HL	próximo dígito
0809	05		DEC B	decrementa a contagem
080A	C20708		JPNZ, A1	se não é zero, continua para outros dígitos
080D	CD5308	A2	CALL AMOST	se é zero manda p/ <i>display</i>
0810	DB02		IN A, (02)	lê valor do portal
0812	CB77		BIT 6	testa bit relativo à 3.ª coluna (LSD)
0814	C20D08		JPNZ, A2	se não é zero, continua p/ restante do <i>display</i>
0817	E60F		AND 0F	se é zero, mascara os 4 bits de maior ordem
0819	F5		PUSH AF	preserva o valor em BCD na pilha
081A	CD5308	A3	CALL AMOST	continua com o restante do <i>display</i>
081D	DB02		IN A,(02H)	lê portal de entrada
081F	CB6F		BIT 5	testa bit relativo à 2.ª coluna
0821	C21A08		JPNZ, A3	se não é zero, continua no restante do <i>display</i>
0824	E60F		AND 0F	se é zero, mascara os 4 bits de maior ordem
0826	F5		PUSH AF	preserva na pilha o acumulador
0827	CD5308	A4	CALL AMOST	restaura o <i>display</i>
082A	DB02		IN A, (02H)	lê portal de entrada
082C	CB67		BIT 4	testa bit relativo à 1.ª coluna (MSD)
082E	C22708		JPNZ, A4	se não é zero, continua no restante do <i>display</i>
0831	E60F		AND 0F	se é zero, mascara os 4 bits de maior ordem
0833	F5		PUSH AF	preserva na pilha
0834	216508		LD HL, (3º dig.)	HL como indicador do 3.º dígito

endereço	código de máquina	label	mnemônico	comentários
0837	0603		LD B,03H	B com n° de dígitos a serem usados
0839	F1	A5	POP AF	restaura valor BCD na pilha
083A	CD8601		CALL FORMAT	formata esse valor para 7 segmentos
083D	77		LD (HL),A	coloca o valor no <i>buffer</i> correspondente
083E	2B		DEC L	indicador para próximo dígito
083F	05		DEC B	decrementa contagem
0840	C23908		JPNZ, A5	se não chegou a zero, volta p/ dígito seguinte
0843	3A6308		LD A,(3° díg.)	se é zero, coloca no acumulador valor do 3° dígito
0846	FE88		CP 88H	compara com o código 88 para testar valor negativo
0848	C25008		JPNZ, A6	se não transbordou, retorna ao início
084B	3EBF		LD A, BFH	se transbordou, coloca o código (-) em A
084D	326308		LD (3° díg.), A	coloca o dígito no <i>buffer</i>
0850	C30D08	A6	JP A2	início
0853	216008	AMOST	LD HL(BUFF)	endereço inicial do <i>buffer</i> do visor
0856	CD9C00		CALL REST	sub-rotina restauração (Nestor)
0859	C9		RET	retorno

Nota: Este programa produz, no visor do Nestor, o valor direto de tensão, em milivolts, aplicado na entrada do CA3162. No caso de transbordo positivo, o visor indicará um código não válido (bbb); para o negativo, o código será (-AA). O conversor usado é adequado apenas para sistemas de controle lento, como temperatura, por exemplo.

Fig. 7

em BCD) e facilidade de processamento das informações (já que os dados entram diretamente em BCD).

Sua única desvantagem, embora seja relevante em alguns casos, reside no relativamente lento tempo de conversão, que no CA3162 é de 10 milissegundos; além disso, há também a saída multiplexada, exigindo um programa mais extenso na aquisição de dados.

Para ser interligado ao Nestor, o circuito do conversor deve ser o da figura 5 — que não prevê escala na entrada, permanecendo então a original do CI, que abrange de -99 a + 999 mV. A sugestão de placa para ele pode ser vista na figura 6, em escala natural; aconselhamos a montagem do integrado através de soquete.

Na figura 7 temos um programa ilustrativo, que faz a aquisição e o processamento dos dados analógicos e os apresenta no *display* do micro diretamente em milivolts — transformado o conjunto Nestor-conversor em um voltímetro digital. Da mesma forma, poderíamos ter medidas de corrente, resistência, temperatura e outras grandezas, desde que fossem usados os sensores e circuitos adequados.

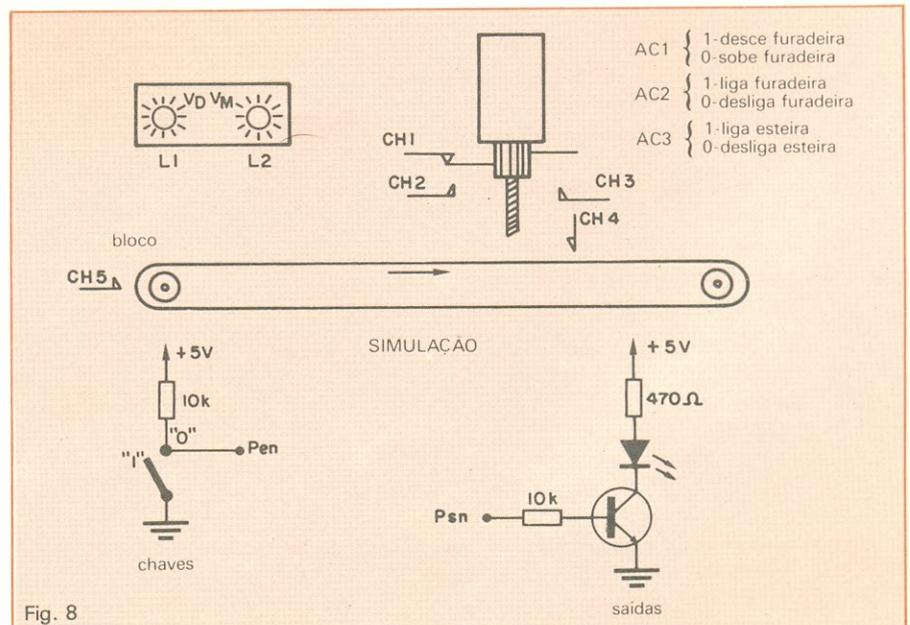
Algumas sugestões — Já apresentamos circuitos e programas que permitem uma ampliação dos usos do Nestor, todos testados no próprio micro. Vamos agora sugerir duas aplicações simples, baseadas na vida prática e de fácil simulação na bancada: um controle *on-off* (liga-desliga) e outro proporcional.

Vamos imaginar uma máquina hipotética, que deve furar blocos de madeira numa determinada posição e com a máxima eficiência possível; o sistema

de pulso, contagem de rampa (simples ou dupla), aproximação sucessiva, entre outros.

Os conversores A/D são mais caros que os D/A e seu custo também está relacionado com sua resolução e velocidade de conversão. Mas falar sobre todos os tipos de conversores tomaria muito espaço; por isso, vamos propor diretamente um circuito prático, que possa ser utilizado com o Nestor.

O circuito proposto usa um único circuito integrado da RCA, o CA3162, encapsulado em 16 pinos e já existente no mercado nacional. Em aplicações normais, ele é utilizado em conjunto com o CA3161, um decodificador/excitador de 7 segmentos. Aqui ele foi usado isoladamente, por apresentar inúmeras vantagens: baixo custo, alimentação simples (+ 5 V), entrada de modo diferencial, precisão equivalente à de um conversor de 10 bits (pois trabalha multiplexado entre -99 a 999,



já em posição está representado na figura 8. A entrada dos blocos é feita por um operador humano, que deve colocá-los apenas quando acender L1 (lâmpada verde) e evitar de introduzi-los com a esteira em movimento.

Temos, como entradas, as informações fornecidas pelas cinco chaves do sistema, assim distribuídas: CH1 — chave de início de curso da furadeira; CH2 — chave de fim de curso da furadeira (sem que a broca tenha tocado o bloco); CH3 — chave de fim de curso, dependente da profundidade do furo; CH4 — chave sensora da posição do bloco; e CH5 — chave sensora que indica a introdução dos blocos pelo operador (se o operador colocar um bloco sem permissão, as saídas devem ser zeradas e permanecer nessa condição).

Como saídas, consideramos os controles AC1 (desce ou sobe furadeira), AC2 (liga ou desliga furadeira) e AC3 (liga ou desliga esteira), além de L1 e L2 (sinalização para o operador).

No Nestor essa simulação pode ser

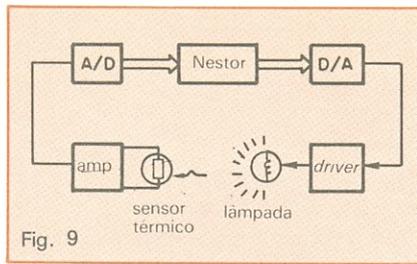


Fig. 9

implementada com facilidade, utilizando-se chaves comuns no lugar de CH1/CH5, ligadas diretamente, aos portais de entrada, e cinco LEDs fazendo as vezes de saídas e ligados aos portais correspondentes. Na própria figura 8 estão esquematizados os circuitos para as chaves e os LEDs.

A segunda sugestão é a de um controle proporcional de temperatura, empregando os conversores A/D e D/A (que podem ser aqueles aqui expostos ou quaisquer outros), uma lâmpada como saída (e um transistor como excitador da mesma) e na entrada um sensor adequado, ligado convenientemente.

O objetivo é manter constante a temperatura sobre o sensor, de acordo com a montagem representada na figura 9. Essa montagem tem um efeito muito interessante, pois é possível sentir a atuação do controle (através

do brilho da lâmpada), ao se produzir certas perturbações no sistema, tais como o distanciamento e aproximação entre a lâmpada e o sensor térmico. Vê-se claramente as bruscas variações de brilho da lâmpada, ao procurar manter constante a temperatura sobre o sensor.

Como se pode ver, esse programa já não é tão simples como os demais, pois envolve também alguns conceitos de controle e servomecanismos. É difícil, para nós, abordar esse assunto específico nesta seção da revista. Mesmo assim, fica sugerida essa implementação para os mais adiantados, que desejarem "mexer" um pouco mais em controle e automação.

Estamos analisando a possibilidade de continuar com a série de artigos relativos ao Nestor, abordando novas interfaces e até mesmo um gravador de EPROM completo. Pedimos, assim, a colaboração de todos os leitores interessados, para que enviem sugestões através de cartas, dirigidas à nossa redação. Até lá.

Litec

Livraria editora técnica Ltda.

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

**ACABAMOS DE RECEBER NOVA REMESSA!
IC MASTER 1984 — 2 VOLUMES — Cr\$ 290.000,00
SOLID STATE INDUSTRIAL ELECTRONICS**

por Richard Pearman

Assuntos tratados: Circuitos retificadores, conversores a tiristores, controle de fase, conversão para frequência variável, controles lógicos, transdutores analógicos e digitais, optoeletrônica, amplificadores e elementos de controle, controle de motores AC e DC, aplicações industriais, proteção e refrigeração de semicondutores. Cr\$ 81.160,00

CIRCUITOS LÓGICOS — TEORIA E LABORATÓRIO — Camilo/Yabu-Uti	Cr\$ 12.000,00
CIRCALC — VISICALC — PROCALC — FORMULÁRIOS ELETRÔNICOS DE CÁLCULO PARA MICROCOMPUTADORES — Silva/Heibel	Cr\$ 8.000,00
USANDO CP/M — UM GUIA EM ENSINO PROGRAMADO — Fernandez/Ashley	Cr\$ 10.500,00
Z-80 SOFTWARE — Cypriano	Cr\$ 11.500,00
77 PROGRAMAS PARA LINHA APPLE — Abreu	Cr\$ 12.000,00
1001 APLICAÇÕES PARA O SEU COMPUTADOR PESSOAL — Sawusch	Cr\$ 10.800,00
INTRODUÇÃO AOS MICROCOMPUTADORES — VOLUME 1 — Osborne	Cr\$ 11.000,00
MICROPROCESSADORES/MICROCOMPUTADORES — 2 VOLUMES — Khambata	Cr\$ 28.400,00
COMPUTADORES BRASILEIROS — INDÚSTRIA, TECNOLOGIA E DEPENDÊNCIA — Tigre	Cr\$ 7.900,00
APLICAÇÃO DE COMPUTADORES — Pereira/Loiola	Cr\$ 11.900,00
PROGRAMAS E PROGRAMAÇÃO DE COMPUTADORES — Pereira/Passos	Cr\$ 9.400,00
RPG II — Pereira Filho	Cr\$ 18.500,00
INICIAÇÃO AO BASIC — Fox	Cr\$ 6.700,00
BASIC — INTRODUTÓRIO EM 7 LIÇÕES — Securato/Tarcia	Cr\$ 9.000,00
REDES DE COMPUTADORES — ASPECTOS TÉCNICOS E OPERACIONAIS — Menasce/Schwabe	Cr\$ 9.700,00
PROGRAMAÇÃO EM ASSEMBLER E LINGUAGEM DE MÁQUINA — Alexander	Cr\$ 8.600,00

LCS — LÓGICA DE CONSTRUÇÃO DE SISTEMAS — Warnier	Cr\$ 8.300,00
MANUAL DE COBOL ESTRUTURADO — McCracken	Cr\$ 15.700,00
MICROPHONES — 2ND EDITION — Clifford	Cr\$ 27.560,00
THE MICROPHONE HANDBOOK — Eargle	Cr\$ 88.500,00
PRACTICAS DE MICROELECTRONICA Y MICROINFORMATICA — Angulo	Cr\$ 22.400,00
MICROPROCESSOR — MICROCOMPUTER TECHNOLOGY — Driscoll	Cr\$ 82.970,00
THE HOW — TO BOOK MASTERING MICROS — Blank	Cr\$ 69.120,00
MICROCOMPUTERS & MODERN CONTROL ENGINEERING — Cassel	Cr\$ 73.550,00
COMPUTER CONTROLLED SYSTEMS — THEORY AND DESIGN — Astrom/Wittenmark	Cr\$ 83.700,00
VLSI ARCHITECTURE — Randell/Treleaven	Cr\$ 101.480,00
LIGHT TRANSMISSION OPTICS — 2ND EDITION — Marcuse	Cr\$ 95.570,00
TALKING COMPUTERS AND TELECOMMUNICATIONS — Kuecken	Cr\$ 73.400,00
OPTICAL COMMUNICATIONS SYSTEMS — Gowar	Cr\$ 91.500,00
TELEPHONY TODAY AND TOMORROW — Chorafas	Cr\$ 50.680,00
YOU & YOUR TELEPHONE — Rogers	Cr\$ 22.020,00
ELECTRONIC TELEPHONE PROJECTS — Carlist	Cr\$ 24.790,00
DIGITAL IMAGE PROCESSING — A SYSTEMS APPROACH — Green	Cr\$ 95.570,00
DIGITAL COMMUNICATIONS SATELLITE/EARTH STATION ENGINEERING — Feher	Cr\$ 105.150,00
HANDBOOK OF DATA COMMUNICATIONS — Lenk	Cr\$ 69.120,00
DIGITAL FILTERS — 2ND EDITION — Hamming	Cr\$ 82.970,00
MICROWAVE DEVICES AND CIRCUITS — Liao	Cr\$ 96.400,00
MICROWAVE SEMICONDUCTOR ENGINEERING — White	Cr\$ 90.100,00
SOLID-STATE ELECTRONIC AMPLIFIERS — Beach/Lyons	Cr\$ 63.480,00
DISCRETE-TIME SIGNALS AND SYSTEMS — Ahmed/Natarajan	Cr\$ 73.550,00
PRACTICAL REPAIR AND MAINTENANCE OF COMMUNICATIONS EQUIPMENT — Helfrick	Cr\$ 76.100,00
THERMAL COMPUTATIONS FOR ELECTRONIC EQUIPMENT — Ellison	Cr\$ 95.570,00
RELIABILITY ENGINEERING IN SYSTEMS DESIGN AND OPERATION — Dhillon	Cr\$ 103.880,00

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 VARIG. 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.

Um controle remoto de 4 canais

Formado um conjunto compacto, leve e de baixo consumo, este radiocontrole adapta-se às mais variadas aplicações. Além disso, seus 4 canais básicos podem ser ampliados até 16



Uma das montagens mais pedidas pelos nossos leitores, o radiocontrole oferece realmente inúmeras possibilidades de aplicação — entre elas, o comando de modelos e equipamentos à distância. Levamos um bom tempo para apresentar esta versão completamente nova de radiocontrole, mas acreditamos que valeu a pena esperar por uma boa oportunidade, que surgiu com o recente lançamento de um novo integrado da Ibrape, o TDA 7000; ele veio simplificar enormemente o projeto do receptor, tornando-o mais compacto e menos crítico.

Além desse novo CI, toda a parte digital do sistema emprega somente integrados da família CMOS, que proporcionam uma economia de potência, ampliando assim a vida útil das

Características

- Utiliza integrados CMOS
- Trabalha em FM, com um novo CI da Ibrape
- Transmissão contínua
- Ajuste rápido e simples
- Ideal para modelos, sinalização e comando à distância

baterias miniatura de 9 V. Projetado para controlar 4 canais independentes, o circuito poderá ser ampliado para até 16 canais, mediante uma adequada demultiplexação — ou seja, 16 entradas e 16 saídas, mas **exclusivas entre si**.

Devido à extensão da matéria, re-

solvemos dividi-la em duas partes iguais. Esta primeira vai dar uma visão geral do sistema completo e depois apresentar o transmissor em seu funcionamento, montagem e testes. Na próxima edição será vista toda a parte receptora e os testes finais com o circuito inteiro.

Em blocos — O diagrama de blocos do sistema completo pode ser visto na figura 1. Nesse circuito estamos utilizando uma técnica de telefonia conhecida como “codificação por número de pulsos”, onde para cada código binário a ser transmitido envia-se um número correspondente de pulsos; essa técnica está ilustrada na figura 2, através das formas de onda presentes nos pontos A e B, assinala-

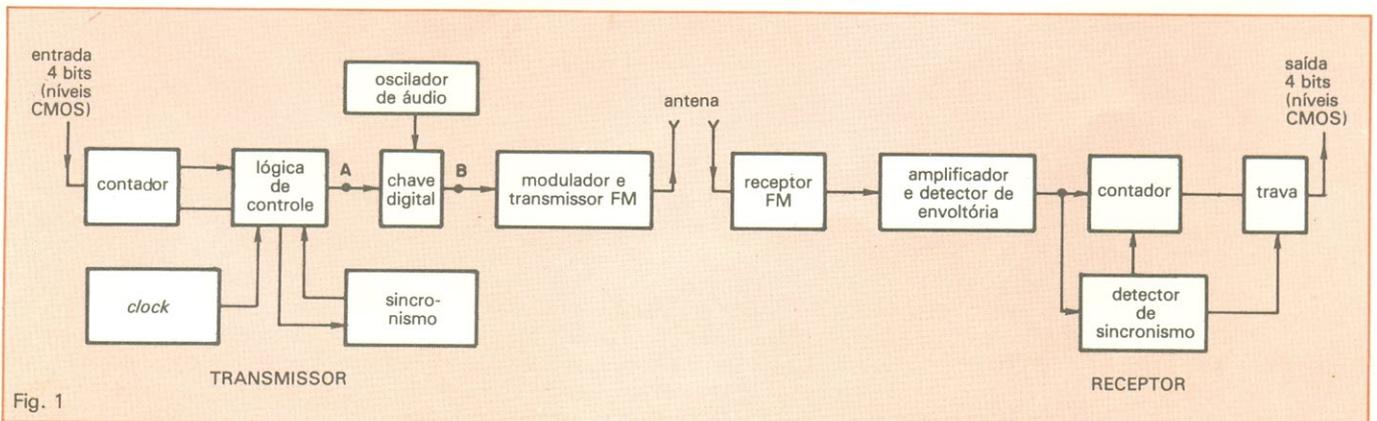
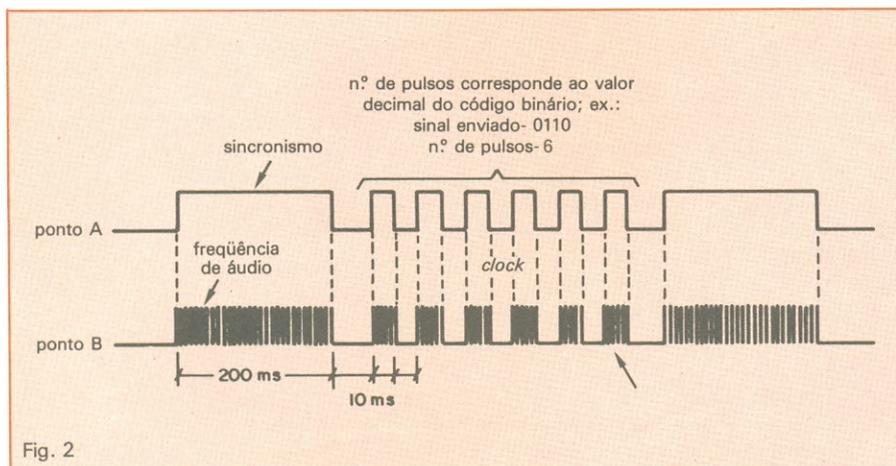


Fig. 1



que a informação levará para atingir a saída do receptor será de 30 pulsos de *clock*, aproximadamente (cerca de meio segundo). Considerando que não exista alteração na entrada, essa informação ficará sendo confirmada, no máximo, a cada 0,3 segundos (isto para o código mais demorado, que é o 15 em decimal).

Operação do transmissor — O esquema completo do estágio transmissor aparece na figura 3 e corresponde exatamente ao diagrama de blocos já apresentado. Para iniciar a descrição de funcionamento de uma forma lógica, vamos considerar que o CI2 (4017, um contador/divisor por 10 com saídas decodificadas) esteja em sua condição inicial, ou seja, com a saída $Q_0 = 1$ e as demais com nível 0.

Ao receber o primeiro pulso de *clock*, a saída Q_1 vai para o nível lógico 1, provocando o *preset* de CI1 (o contador bidirecional 4516), que tem o efeito de carregar os registradores internos desse contador com a informação paralela de entrada. Em seguida, os pulsos de *clock* continuam incrementando CI2, até que Q_3 vá para 1.

dos na seção transmissora da fig. 1. Esses pulsos, gerados pelo contador, vão chavear um sinal de áudio (2 kHz, aproximadamente) produzido pelo oscilador; tudo é feito, então, com a ausência ou presença do sinal de áudio no ponto B, de onde é entregue à etapa transmissora, para ser modulado em FM e transmitido.

Na recepção, temos basicamente um detector de envoltória, encarregado de reconstituir o sinal digital (igual

ao do ponto A). Em seguida, um detector de sincronismo aciona o contador e retém a informação, até que uma nova informação seja transmitida.

Como se pode notar, o sistema fica transmitindo continuamente, ou seja, confirmando a cada instante o que está sendo transmitido (o que representa uma vantagem sobre os sistemas que transmitem apenas com a presença da informação). No caso de uma mudança na entrada, o tempo máximo

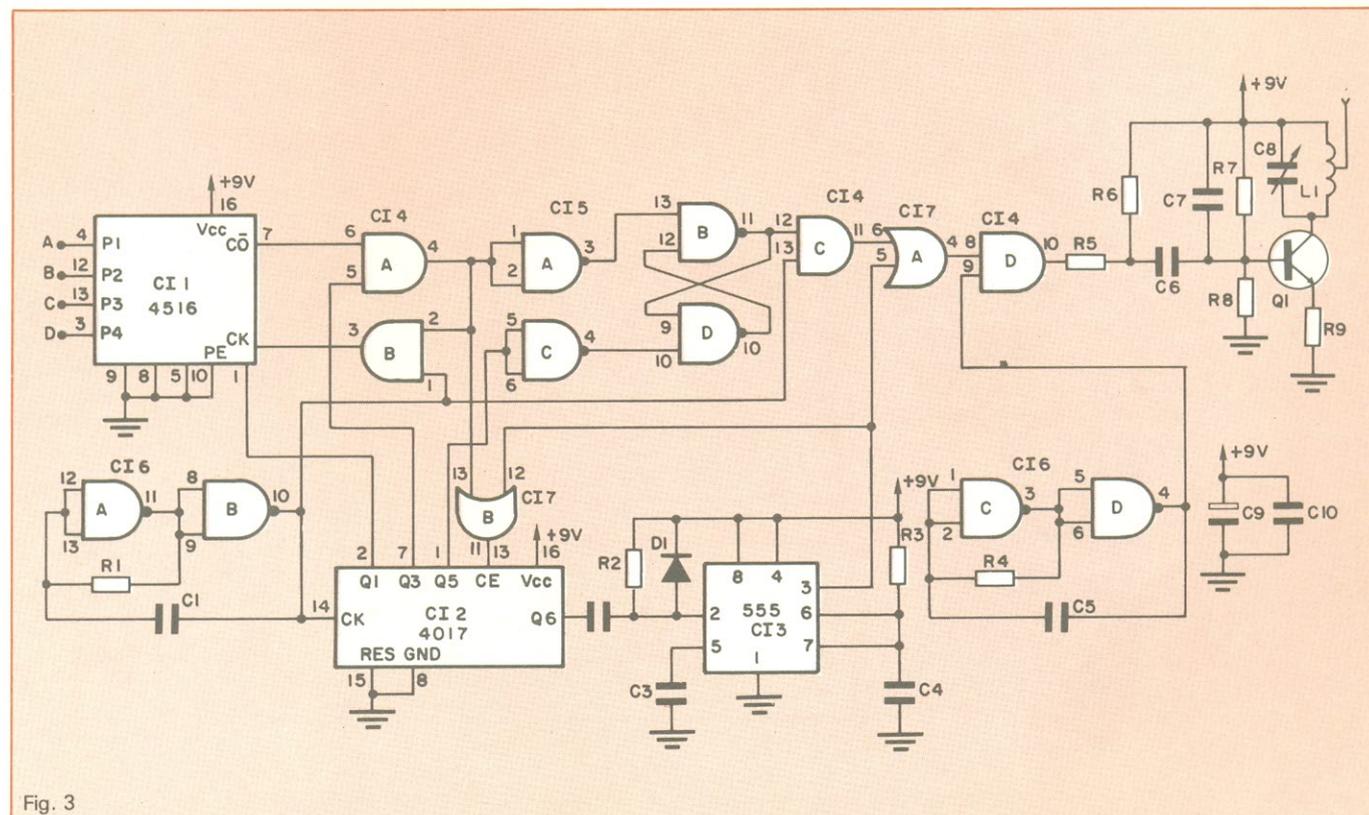


Fig. 3

Nesse momento, através da porta A de CI4, o 4017 inibe sua própria contagem (por intermédio da porta B de CI7), transferindo então os pulsos de *clock* para CI1, que os recebe via porta B de CI4. Esse contador é decrementado, assim, a partir do valor em que havia ocorrido o *preset* anteriormente.

Ao mesmo tempo, o biestável for-

mado pelas portas B e D de CI5 é armado, liberando a saída de *clock* pela porta C de CI4. Esse sinal passa a chavear o sinal produzido pelo oscilador de 2 kHz (formado pelos inversores C e D de CI6), produzindo, portanto, uma forma de onda igual à do ponto B, na figura 1; esse sinal é entregue ao modulador FM, para transmissão.

Serão transmitidos tantos pulsos

quantos determinar o valor inicialmente imposto ao 4516, pois este, ao ser zerado, produzirá um sinal de *carry* (CO, pino 7, ativo em 0), que irá provocar o bloqueamento do *clock* para si mesmo — pela porta B de CI4 — e liberando-o para CI2 (por meio da porta B de CI7). O contador 4017 será incrementado ao primeiro pulso de *clock*.

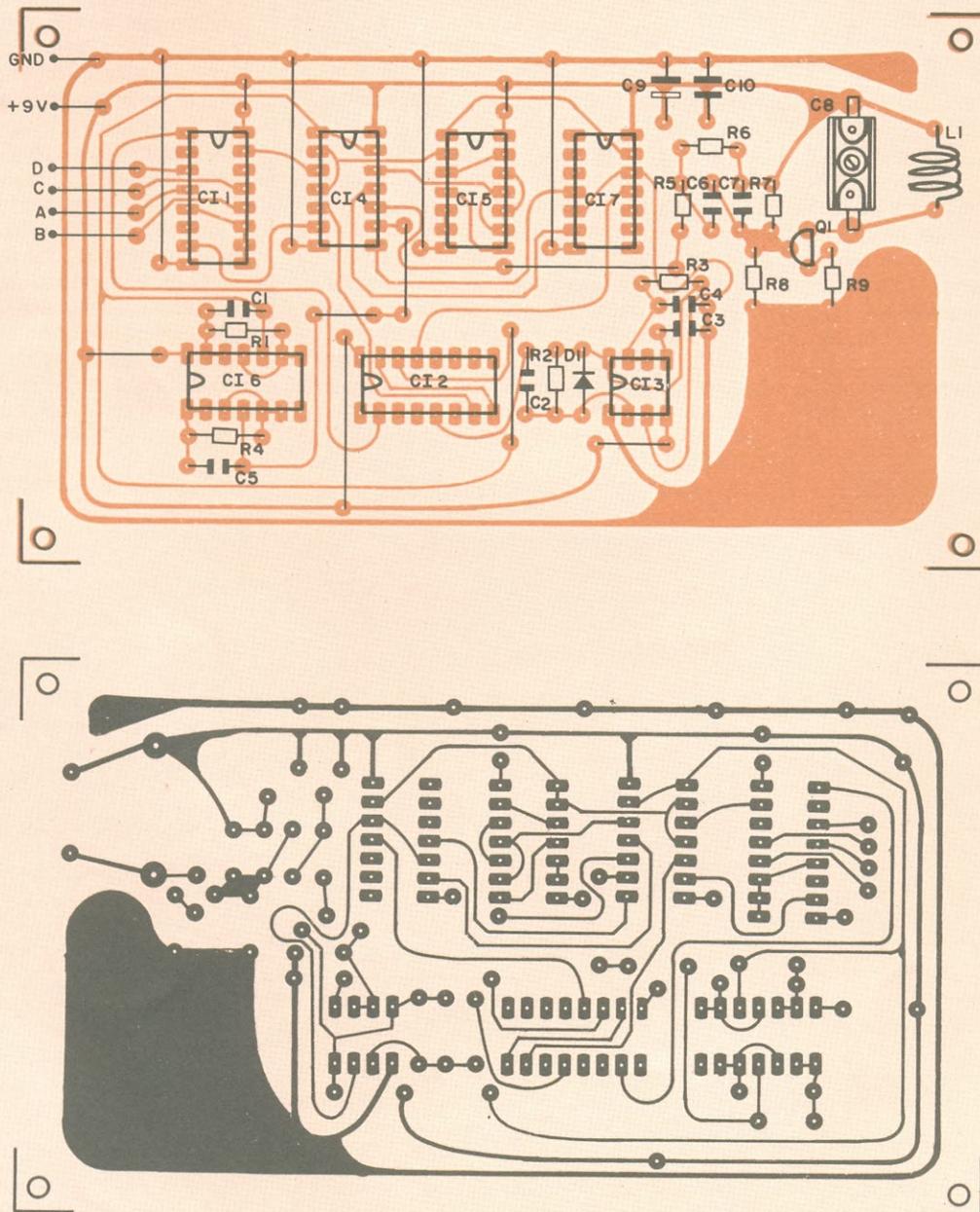


Fig. 4

É importante observar que, a essa altura, o biestável ainda não sofreu rearme (*reset*), o que provoca o aparecimento, na saída, de um pulso a mais (devido ao Q_4 de CI2), correspondendo ao zero do contador.

Quando a saída Q_5 é levada ao nível 1, o biestável é então rearmado e as informações deixarão de ser transmitidas. Logo a seguir há o acionamento de Q_6 , que na sua descida vai causar o gatilhamento do monoestável formado pelo 555 (CI3); este produzirá um pulso de sincronismo, de largura bem maior que os de *clock* ($t \approx 25$ ms), cujo efeito será inibir a contagem de CI2

Relação de componentes

(transmissor)

RESISTORES

(todos de 1/8 W)

R1- 47 k Ω

R2,R5- 10 k Ω

R3- 1 M Ω

R4- 100 k Ω

R6,R7- 4,7 k Ω

R8- 2,4 k Ω

R9- 100 Ω

CAPACITORES

C1,C2,C3- 100 nF (poliéster)

C4- 68 nF

C6- 220 nF (poliéster)

C5- 2,2 nF (poliéster)

C7- 10 nF (cerâmico)

C8- *trimmer* 25 pF

C9- 10 μ F/16 V (eletrolítico)

C10- 0,1 μ F (poliéster)

SEMICONDUTORES

D1- 1N914

Q1- 2N2218

CI1- 4516

CI2- 4017

CI3- 555

CI4- 4081

CI5,CI6- 4011

CI7- 4071

DIVERSOS

L1- ver texto

bateria ou fonte 9 V

placa de circuito impresso

material para teste (ver texto)

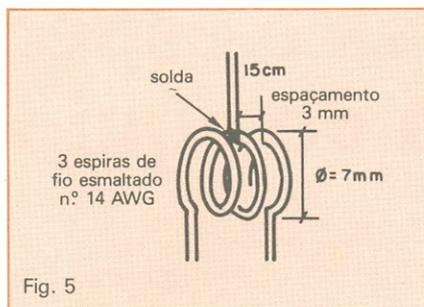


Fig. 5

(através da porta B de CI7) e, ao mesmo tempo, permitir a transmissão do sinal de sincronismo — através das portas A de CI7 e D de CI4. Encerrado o pulso de sincronismo, o contador 4017 é incrementado normalmente, até que Q_0 volte a ser 1, quando todo o ciclo se repete.

O sinal de áudio chaveado é entregue a um modulador de FM de baixa potência, utilizando apenas um transistor. Foi projetado para operar na faixa de 75 a 110 MHz; seu ajuste será abordado mais adiante, na fase final de testes.

Montagem — Para montar o transmissor sugerimos uma placa como o da figura 4 (que está na escala 1:1), onde poderão ser alojados todos os componentes, incluindo a bobina de transmissão com sua antena.

Todos os componentes, sem exceção, deverão ser encontrados facilmente nos grandes centros, pois são bastante comuns. Um deles, porém, você deverá confeccionar por conta própria: é a bobina L1. Por outro lado, ela não oferece dificuldades, pois é feita com apenas 3 espiras de fio nº 14 esmaltado, enroladas de acordo com as instruções da figura 5. Observe que a antena é simplesmente um pedaço de fio do mesmo tipo, com 15

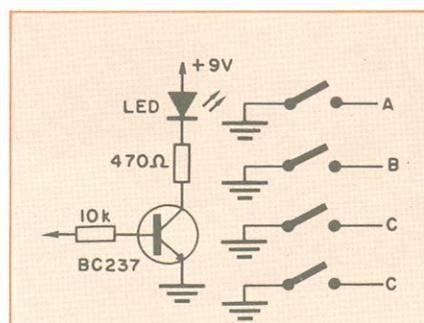


Fig. 6

cm de extensão e soldado à espira central de L1. De resto, a montagem é das mais simples.

Testando o transmissor — Como todos devem ter notado, nosso sistema é relativamente lento, pois toma cerca de 500 milissegundos para realizar a alteração de informações. Esses tempos, contudo, foram projetados para garantir a confiabilidade da montagem, evitando assim pontos críticos de ajuste. A própria placa do transmissor é prova disso, já que o único ajuste exigido é o do *trimmer*, que define a frequência de transmissão.

A faixa de frequência adotada simplifica bastante a operação de ajuste. Primeiramente, é preciso improvisar uma ponta de prova com um LED, dois resistores e um transistor, como indica a figura 6. Os sinais de entrada podem ser simulados com um circuito de chaves, esquematizado na mesma figura.

A ponta de prova deve ser ligada ao pino 7 de CI1 (terminal CO), a fim de que seja possível observar visualmente a contagem. O LED deverá piscar em frequências diferentes, dependendo da combinação de sinais na entrada, ou seja, de acordo com a combinação de chaves abertas e fechadas, em nosso caso simulado. A maior frequência ocorre com todas as chaves fechadas e a menor, com todas abertas.

Caso o LED não dê sinal de vida, a solução é ir pesquisando a lógica do circuito e os dois osciladores (*clock* e áudio); para isso, basta uma boa sonda lógica e mais nada.

Se você já estiver com o circuito funcionando e quiser testar a seção transmissora, é só usar um receptor de FM doméstico ou portátil. Ligue o rádio e sintonize-o em uma frequência abaixo de 88 MHz (fora da faixa comercial, portanto); aumente então o volume e vá variando o *trimmer* de antena do transmissor, até ouvir um sinal pulsado de aproximadamente 2 kHz. Seu circuito estará, então, perfeitamente operacional.

Em nosso próximo número concluiremos essa montagem com a publicação do circuito do receptor, com seus testes específicos e também os de conjunto, que permitirão colocar todo o sistema em funcionamento. Veremos, ainda, como interfacear o rádio-controlado com alguns dispositivos de acionamento. Até lá.

Radiodifusão:

Problemas e esperanças da indústria de equipamentos

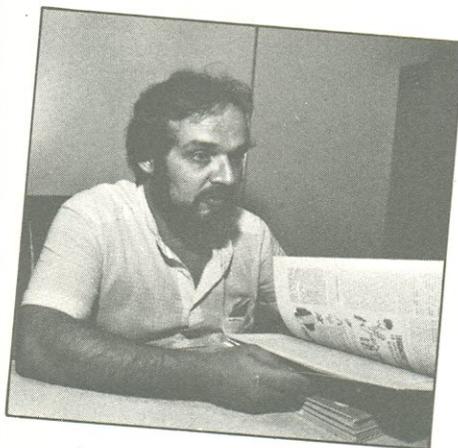
O Brasil ainda não é auto-suficiente em equipamentos para a radiodifusão, mas sua indústria registrou avanços consideráveis nos últimos anos, especialmente no setor de transmissores.

Uma espera de mais de quinze anos, para que fosse elaborado o tão prometido Plano Nacional de Radiodifusão Sonora, afugentou empresas de grande porte, como a Philips e a Telefunken, da aventura de continuar fabricando no Brasil os equipamentos e dispositivos de que necessitam as nossas emissoras de rádio e televisão. Deste Plano, afinal, dependia o estabelecimento, pelo Ministério das Comunicações, das normas técnicas básicas para os equipamentos destinados às emissoras de AM, que representam cerca de 70% do mercado nacional do setor de rádio — a mais gorda fatia da radiodifusão.

Quando o Plano foi finalmente apresentado, em 1976, durante o Congresso Brasileiro de Radiodifusão, em Canela (SC), as empresas multinacionais já haviam desativado os seus departamentos voltados para a radiodifusão, a exemplo da Philips e da Telefunken, deixando o campo totalmente livre para a ação da indústria nacional. As normas técnicas para os equipamentos de AM vieram logo após o Congresso, no mês de setembro daquele ano, mas ainda assim não foi possível dissipar a onda de pessimismo originada na longa indefinição do Ministério das Comunicações. Apenas pequenas e médias empresas decidiram enfrentar o desafio da radiodifusão, somando-se aos raríssimos fabricantes nacionais que, como a Superson, de São Paulo, haviam conseguido resistir ao período de prolongada incerteza do mercado. "Muitas das novas empresas" — explica Flávio Gomes Shermann, presidente do Conselho Técnico da Associação Brasilei-

ra da Indústria da Radiodifusão — ABIRD — "surgiram de iniciativas de ex-funcionários das multinacionais, inicialmente como 'fabriquetas' de fundo de quintal, onde eles aproveitavam os conhecimentos técnicos adquiridos em seus antigos empregos".

Esse processo de retomada da indústria de equipamentos para a radiodifusão obedeceu a um ritmo negavelmente rápido, se considerarmos que, a menos de uma década depois, já se pode falar no Brasil em auto-suficiência parcial no importante segmento dos transmissores, onde são fabricados os modelos de até 50 kW, para AM, de até 25 kW para FM, e de até 10 kW para TV. Menos de uma década também foi o bastante para que o Brasil deixasse de comprar no exterior praticamente todos os equipamentos do setor de áudio (mesas de som, por exemplo) para rádio e TV, com exceção de alguns tipos de gravadores magnéticos mais sofisticados. A mes-



Flávio: o papel das pequenas empresas

ma coisa aconteceu no que se refere aos sistemas irradiantes: a indústria nacional conseguiu cobrir as áreas de maior demanda do mercado, produzindo linhas e unidades de transmissão, além de antenas para potências de até 100 kW, para AM; 10 kW, para FM; e também de até 10 kW, para TV.

Quanto à área de retransmissão de TV, já são fabricados no Brasil praticamente todos os seus equipamentos fundamentais, como moduladores, cabos, enlances de microondas etc. A auto-suficiência nacional se estende, também, aos sistemas irradiantes para recepção via satélite, com os fabricantes produzindo parábolas, receptores e conversores, limitando as importações do país no setor aos amplificadores de baixo ruído (LNA). E em setores secundários, como o de cartuchas*, conversores e microfones, ou no segmento de serviços auxiliares para áudio (equipamentos para reportagem externa e para a ligação estúdio/transmissor), a situação é a mesma; quase tudo já é possível adquirir sem sair do Brasil.

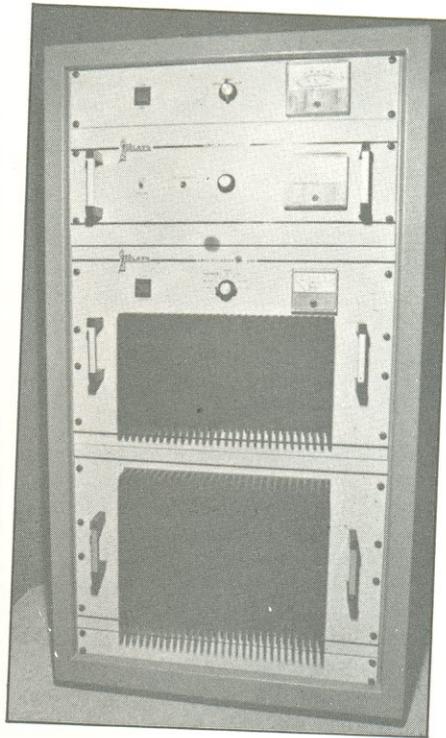
As dificuldades, contudo, começam a aparecer com os equipamentos de tecnologia mais complexa, como os transmissores de alta potência, acima de 50 kW, cujas válvulas implicariam importações onerosas demais para o padrão do mercado brasileiro. Obstáculos relacionados com a relativa carência tecnológica nacional impedem, igualmente, a produção de equipamentos para estúdio de TV, como câmeras fixas de altíssima qualidade para novelas e espetáculos, equipamen-

* reprodutoras, em cartuchos, de fita magnética em loop

tos de *video-tapes* (videocassetes, processadores de vídeo, corretores de cor etc.) e ilhas de edição.

Tecnologia e qualidade — A indústria de equipamentos de radiodifusão assimilou, inicialmente, a tecnologia trazida para o Brasil pelas multinacionais que atuaram por um período no setor. A isso, e aos conhecimentos que conseguiu acumular por moto próprio ou como beneficiária da indústria nacional de eletrônica, vieram se somar as técnicas de fabricação provenientes dos Estados Unidos e da Europa. Este é exatamente o caso, por exemplo, da Telavo, de São Paulo, que adquiriu tecnologia francesa para produzir os seus transmissores de FM estéreo e de TV. Segundo Cláudio Bello Angeli, gerente comercial da empresa, “essa transferência tecnológica limitou-se ao processo de fabricação do núcleo do equipamento, onde fica a cavidade que recebe a válvula”. As outras partes dos transmissores — ele assinala — “foi possível desenvolver aqui mesmo, de acordo com as características do mercado brasileiro”. A Scala, também de São Paulo e especializada na fabricação de equipamentos para o setor de áudio, é outro exemplo da carência tecnológica brasileira na área de radiodifusão. Instalada em 1976, logo após a edição da portaria que fixou as normas técnicas para os equipamentos de AM, a Scala baseou-se em *know-how* americano para fabricar o primeiro equipamento de sua linha — um monitor de modulação —, e continuou recorrendo a essa alternativa em seus produtos subseqüentes, entre eles, o processador de áudio para AM, FM e TV e a mesa de produção de áudio para TV e rádio. Segundo Luiz de Gonzaga Erthal Risi, diretor técnico da Scala, até o final dos anos 70 os equipamentos fabricados no Brasil para a área de áudio eram de baixíssima qualidade. “Os Estados Unidos, detentores do maior aporte tecnológico do mundo no segmento de radiodifusão, foram, então, a nossa saída”.

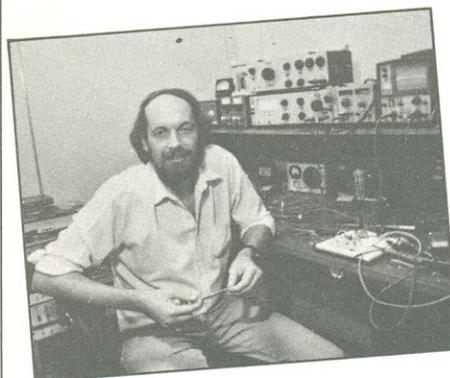
Essa transferência tecnológica colocou, contudo, alguns problemas para as indústrias nacionais, que até hoje não foram totalmente superados. “O maior deles” — explica Luiz de Gonzaga — “diz respeito à falta de componentes e materiais com que trabalham os americanos, e que nos obrigam a adotar caminhos diferentes dos deles para chegar a um mesmo



Retransmissor de TV da Telavo

resultado. Conseqüentemente, a simples adaptação de técnicas de fabricação às condições nacionais nem sempre garante o desempenho que é possível obter de um equipamento nos Estados Unidos”.

O fator qualidade, aliás, é um dos pontos mais polêmicos quando se trata da fabricação de equipamentos de radiodifusão no Brasil. Farpas são atiradas pelos consumidores contra os fabricantes, e mesmo estes não perdem uma oportunidade para destilarem entre si boas doses de veneno. É muito conhecido no meio industrial da radiodifusão o caso da Bandeiran-



Gonzaga: problema com os componentes

tes Eletrônica — empresa vinculada à Rede Bandeirantes de Rádio e TV —, que veicula um anúncio considerado anti-ético por alguns de seus concorrentes na área de transmissores. O título dessa peça publicitária dá um idéia precisa do clima de desconfiança que ainda domina o setor industrial, tanto em suas relações com os compradores de equipamentos como internamente: “Encontrar um equipamento como esse era tão difícil que nós resolvemos fabricá-lo”.

A verdade é que as emissoras de rádio e TV estão exigindo a cada dia um padrão de qualidade mais elevado dos equipamentos nacionais que são forçados a adquirir — para cumprir as normas técnicas baixadas pelo Ministério das Comunicações, sem ferir a legislação que protege o similar nacional (veja o quadro). “A radiodifusão está entrando numa fase de profissionalização e eficiência” — afirma Agenor Simões Neto, diretor da Bandeirantes Eletrônica. Essa nova etapa — ele prognostica — “será marcada pela redução do número de emissoras, diminuindo em termos globais o mercado de equipamentos, mas, em contra partida, dando origem a um consumidor mais exigente. Restará aos fabricantes” — completa Agenor — “uma única saída: investir na qualidade”.

Problema dos componentes — A falta crônica de componentes eletrônicos empregados na fabricação de equipamentos é uma séria restrição às ambições da indústria nacional para que ela alcance a sua maturidade. E possa, então, dispensar os apoios oficiais que a beneficiam diretamente, como a Lei do Similar Nacional, ou ainda os estímulos que ela recebe indiretamente, como resultado da política do governo de contenção das importações, na atual conjuntura de crise econômica.

Praticamente todos os fabricantes de equipamentos esbarram em dificuldades para conseguir importar, por exemplo, válvulas de potência, circuitos integrados lógicos específicos para radiodifusão e alguns tipos de transformadores — enfim, uma série de componentes fundamentais, que já poderiam ser fabricados no Brasil, mas que provavelmente são consumidos numa quantidade pouco significativa para estimular os apetites da indústria eletrônica nacional.

As restrições à importação de com-

ponentes fazem aqui o feitiço virar contra o feiticeiro: a mão que oferece vantagens ao nível da ampliação do mercado é a mesma que, em contrapartida, coloca obstáculos para a produção de equipamentos ao gosto dos já muito exigentes consumidores nacionais. Mas o problema não é só esse. Mesmo quando é possível driblar a CACEX e vencer as barreiras alfandegárias, falta a indispensável colaboração do mercado internacional — nele, também, os componentes e dispositivos para a radiodifusão não andam nada fáceis. Pelo menos quando se trata de produtos de altíssima qualidade. “Para se conseguir comprar componentes confiáveis nos Estados Unidos também é uma luta. No caso de alguns semicondutores, você precisa aguardar a entrega até dez meses” — desabafa Luiz de Gonzaga, da Scala. Essa surpreendente carência do mercado internacional — avaliam alguns fabricantes — não está relacionada com problemas de ordem técnica, mas certamente a uma determinada opção de mercado das empresas produtoras de semicondutores, que hoje estão violentamente pressionadas pela demanda do setor de informática (circuitos integrados digitais, em particular).

Parte das dificuldades enfrentadas pelos fabricantes nacionais na aquisição de componentes fora do Brasil deve ser atribuída, contudo, às suas próprias características. Afinal, o fato de o setor constituir-se de uma maioria de pequenas e médias empresas é um considerável empecilho para a realização de operações de compra no exterior. “Para muitas dessas empresas, é complicado registrar-se como importadoras e elas acabam caindo no mercado da Santa Efigênia para fazer as suas compras de componentes” — afirma José Alípio Madeira, coordenador do grupo setorial de radiodifusão do GEICOM — Grupo Executivo Interministerial de Componentes e Materiais de Comunicações.

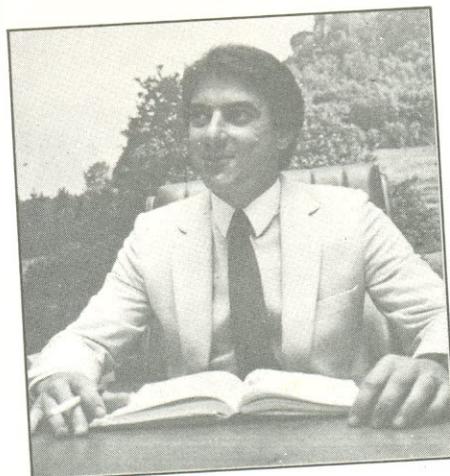
As empresas também se queixam de uma suposta discriminação no tratamento a elas dispensado pelo governo no tocante às importações de componentes. “Temos que enfrentar a CACEX, a SEI, além de pagar os impostos, enquanto as emissoras de rádio e TV gozam de isenção quando necessitam comprar um equipamento fora do país” — argumenta Luiz Jorge Buono Adamo, presidente da ABIRD.



Agenor: investimento na qualidade

José Alípio Madeira tenta justificar a posição do governo alegando que a política é uma só para todos os setores industriais. “E, quanto ao benefício destinado às emissoras” — diz ele — “trata-se de uma facilidade que só é possível conceder a consumidores e não a fabricantes”.

Mercado instável — Em 1982, estimulado pelas eleições e pela Copa do Mundo, o mercado brasileiro de equipamentos para a radiodifusão teve um desempenho extraordinário. Foram adquiridos pelas emissoras de rádio e TV no mercado interno, mais de 30 milhões de dólares entre equipamentos e dispositivos, segundo dados do GEICOM. Somados aos 34 milhões que foram gastos na importação de equipamentos não disponíveis no Brasil, foi possível atingir o patamar histórico de 64 milhões de dólares. Os níveis de consumo, no entanto, vinham aumentando progressivamente desde



Adamo: fabricantes discriminados

1979, em decorrência de um processo de modernização vivido pelas grandes emissoras nacionais, determinado, em parte, pela necessidade de se adaptar às normas técnicas para AM, baixadas em 1976, e para FM, oficializadas em 1980. Naquele ano, foram dispendidos 46 milhões de dólares na compra de novos equipamentos: 33 milhões no mercado externo e apenas 13 no mercado nacional.

Em uma rápida análise da evolução desse mercado constata-se, antes de tudo, o aumento da participação da indústria nacional no atendimento de suas necessidades, que saltou de pouco mais de 28% em 1979 para 47% em 82. Essa relação deverá manter-se em 1983, mas em termos absolutos, conforme estimativa do GEICOM, o mercado refluirá para menos da metade, não ultrapassando a cifra global de 31 milhões de dólares. E, pelo que puderam ver até agora, ninguém espera uma reação considerável em 84.

A instabilidade, ao que parece, é um fantasma que deverá assombrar a indústria de equipamentos de radiodifusão por muito tempo. Ainda que se possa atribuir uma parte da vertiginosa queda de consumo à recessão econômica e à modernização recente de muitas emissoras, é impossível ignorar a falta de critérios objetivos para a concessão de novos canais de rádio e TV. Este fato acaba provocando inevitavelmente uma profusão de concessões nos períodos pré-eleitorais, em oposição a um número bem menor durante a entressafra dos votos. “Essa distribuição de canais sem levar em conta critérios técnicos tem gerado, em muitas cidades, a superposição de emissoras, em especial de rádio. O número de emissoras cresce, mas o mercado continua o mesmo” — assevera Agenor Simões Neto, da Bandeirantes Eletrônica. “Isso pode ser bom para a indústria, a curto prazo, mas pode ter conseqüências ruins num prazo mais longo, pois acaba matando muitas emissoras de vida própria, que são a base do setor” — completa.

Esse debate traz à tona uma outra fragilidade do mercado brasileiro de equipamentos de radiodifusão, representado, potencialmente, por mais de 1500 emissoras de rádio e 114 geradoras de TV distribuídas pelo território nacional. No setor de rádio, a maioria dos consumidores de equipamentos

— cerca de 70%, segundo a ABIRD — são as emissoras de pequeno e médio porte. Na área de TV, predominam as prefeituras do interior, que mantêm repetidoras de sinais, ou também pequenos e médios grupos econômicos, que operam combinando a programação local com imagens recebidas das grandes redes de TV nacionais. Trata-se, enfim, de segmentos de mercado instáveis, devido à sua própria condição econômica, que lhes impede de dotar-se de uma estrutura empresarial sólida — e, portanto, menos sujeita a conjunturas econômicas difíceis e a injunções políticas diretas ou indiretas (grande dependência de publicidade oficial, por exemplo).

Brasilsat: uma esperança — Para muitos fabricantes, o satélite doméstico brasileiro — Brasilsat — pode representar, a partir de seu lançamento, previsto para 1985, uma expansão excepcional do mercado brasileiro de equipamentos. De início, o primeiro

segmento favorecido será o de equipamentos para emissoras geradoras ou repetidoras de TV, já que os *transponders* do Brasilsat, alugados às emissoras nacionais, vão emitir sinais direcionados para o Brasil. Isso permitirá a captação de sons e imagens de boa qualidade em praticamente todo o território nacional (tal desempenho é impossível hoje através dos *transponders* alugados pela Globo e Bandeirantes no satélite Intelsat IV).

Ao lado do previsível aumento das repetidoras e geradoras de TV por esse Brasil afora, interessadas em usufruir das benesses proporcionadas pelo satélite doméstico brasileiro, há esperança de que, num segundo momento, o Brasilsat também possa ser utilizado para emitir sinais de rádio. Há, inclusive, um estudo da Embratel, visando a implantação do Rádio-Sat, o que certamente concorrerá para uma expansão do rádio no Brasil, a exemplo da TV.

A proximidade do lançamento do

Brasilsat está atizando, por outro lado, alguns fabricantes nacionais, que reivindicam já agora uma maior flexibilidade do governo no que se refere à recepção de sinais via satélite, que atualmente só é permitida a pessoas jurídicas (comunidades, empresas, emissoras etc.). Essa bandeira, aliás, já vem sendo empunhada hoje, mas a extensão do direito de recepção às pessoas físicas tem encontrado forte oposição principalmente da Rede Globo, que parece ver nessa medida uma ameaça às imagens e sons que dirige a filiadas e a geradoras regionais com quem mantém acordo. Pedro Cunha, diretor-presidente da Ivape — tradicional produtora de transmissores e agora também de sistemas irradiantes para recepção de TV via satélite —, é um dos que acreditam ser possível vencer as resistências do governo e da maior rede de televisão do país. “Estou lutando para que isso aconteça logo, pois não vejo nada que possa impedir que uma pessoa idônea tenha uma antena de recepção em sua casa ou fazenda. O governo pode criar formas de controle para impedir abusos e proteger os interesses econômicos das emissoras” — diz ele.

Para estimular o entusiasmo de Pedro Cunha concorrem os comentários no meio industrial e, mesmo, entre funcionários do governo (Ministério das Comunicações), de que já existe um projeto de lei elaborado, esperando apenas o momento oportuno para vir a público. Há, da mesma forma, rumores de que existem atualmente dezenas de sistemas para recepção via satélite operando ilegalmente no Brasil, um fato que não é desmentido por funcionários das empresas fabricantes nem do DENTEL, órgão fiscalizador do Ministério das Comunicações.



Cunha: o direito das pessoas físicas



Alta tecnologia nos transmissores FM

Normas técnicas para a radiodifusão

Os quatro conjuntos de normas técnicas para o setor de radiodifusão, baixados até agora pelo Ministério das Comunicações, estabelecem os parâmetros para a operação e o desempenho dos principais equipamentos utilizados pelas emissoras de rá-

dio e retransmissores de TV. Com base nesse conjunto de normas, o Ministério das Comunicações, através do DENTEL — o seu órgão fiscalizador —, realiza a homologação e o registro dos equipamentos produzidos no Brasil ou adquiridos no exterior.

Essa formalidade, aliás, é obrigatória para que um equipamento possa ser colocado em operação numa emissora, já que ela atesta a observância, pelo fabricante, das especificações técnicas correspondentes. Assim, para homologar ou conceder registros (quando se tratar de equipamentos importados ou nacionais não fabricados em série), o DENTEL deve proceder a uma rigorosa análise das características dos equipamentos, envolvendo, inclusive, testes operacionais

realizados sob sua supervisão ou em laboratórios credenciados.

No caso das homologações é também avaliado o índice de nacionalização do equipamento, constatando-se se ele alcança ou não o mínimo exigido pelo Ministério das Comunicações — geralmente 90%. Quanto aos registros de equipamentos importados, estes são concedidos somente quando a sua função não possa ser exercida por um ou vários equipamentos nacionais combinados. Um exemplo disso é o que ocorre no setor de transmissores: são produzidos no Brasil apenas os modelos de até 50 kW de potência, mas o DENTEL orienta as emissoras interessadas em modelos de até 100 kW a utilizarem dois equipamentos nacionais em paralelo. "Além do bom desempenho das emisoras, as normas objetivam contribuir para a consolidação da indústria nacional de equipamentos" — afirma Carlos Alberto Campos, engenheiro da regional paulista do DENTEL.

Conteúdo das normas — Os três primeiros conjuntos de normas técnicas foram baixados através de portarias do Ministério das Comunicações durante os anos 70 — em 1973 saíram as normas para a retransmissão de TV; em 74, para ondas curtas e tropicais; e em 76 para ondas médias. As normas para FM foram estabelecidas somente no final de 1980.

Saudadas com inusitada alegria pelos fabricantes, as normas para a radiodifusão definem uma série de especificações técnicas para os equipamentos, onde se destacam a potência de saída, o nível de distorção e de ruído dos transmissores; e, ainda, os parâmetros básicos para o desempenho de limitadores, monitores de modulação, medidores de fase, monitores de audição e instrumentos de medição (multímetros, osciloscópios e geradores de áudio).

Para a retransmissão de TV, igualmente, foram estabelecidas as condições mínimas para a irradiação de sinais de áudio e vídeo, definindo, respectivamente, os padrões de frequência e amplitude de modulação e os limites da frequência das emissões. Há, também, a determinação de que os equipamentos sejam dotados de recursos, como controles e circuitos automáticos, assegurando-lhes um padrão uniforme de desempenho.

Empresas fabricantes

Transmissores para AM, FM e TV

Bandeirantes Eletrônica
Rua Radiantes, 13 — Morumbi — CEP 05699 — São Paulo/SP — Fone: (011) 210-1366.

Ivape
Av. Rio Branco, 320 — cj. 42 — 4.º andar — Campos Elíseos — CEP 01206 — São Paulo/SP — Fone: (011) 222-6044.

Lys Electronic
Rua Riachuelo, 97 — CEP 20230 — Rio de Janeiro/RJ — Fone: (021) 224-0224.

Telavo Telecomunicações
Rua José Benedito Salinas, 120 — Santo Amaro — CEP 04674 — São Paulo/SP — Fone: (011) 522-3233.

WTK Telecomunicações
Rua Sasaki, 217 — Cidade Aedmar — CEP 04403 — São Paulo/SP — Fone: (011) 521-8533.

Equipamentos de áudio para AM, FM e TV

Eletro Equip
Rua Avanhadava, 583 — Bela Vista — CEP 01306 — São Paulo/SP — Fone: (011) 255-3266

Scala Eletrônica
Rua Ferreira de Araújo, 302 — Pinheiros — CEP 05428 — São Paulo/SP — Fone: (011) 814-4822.

Vidisom Eletrônica
Rua das Pitangueiras, 416 — Praça da Árvore — CEP 04052 — São Paulo/SP — Fone: (011) 577-2045.

Equipamentos para estúdio de TV

Linear Equipamentos Eletrônicos

Av. Sinhá Moreira, s/n.º — CEP 37540 — Santa Rita do Sapucaí/MG — Fone: (035) 631-1311.

RCA Eletrônica
Rua Santa Clara, 50 — Cobertura — Copacabana — CEP 22031 — Rio de Janeiro/RJ — Fone: (021) 255-7225.

Sony Motoradio (importação)
Rua Inocêncio Tobias, 125 — Barra Funda — CEP 01144 — São Paulo/SP — Fone: (011) 826-1177.

Sistemas Irradiantes (antena, cabos etc.)

Andrew Antenas
Av. Victor Andrew, 585 — CEP 18100 — Sorocaba/SP — Fone: (0152) 31-8900.

Amplimatic
Rodovia Presidente Dutra, km 140 — CEP 12200 — São José dos Campos/SP — Fone: (0123) 21-7566.

Cartucheiros/Conversores

Cartape Eletrônica — Fidelicart
Rua do Arroz, 90 — grupo 571 — Penha — CEP 20000 — Rio de Janeiro/RJ — Fone: (021) 270-1031

Telepal
Rua Luiza Vale, 176 — Loja D — CEP 20781 — Rio de Janeiro/RJ — Fone: (021) 281-5355.

Topmaster Indústria Eletrônica
Rua Dino Guelfi, 201 — Distrito Industrial — CEP 13560 — São Carlos/SP — Fone: (0162) 71-6245.

Microfones

Eletro Acústica-Leson
Rua Ministro Sinésio Rocha, 150 — Sumarezinho/Pompéia — CEP 05030 — São Paulo/SP — Fone: (011) 263-0412.

Arquitetura dos sistemas de quinta geração

A organização interna dos novos sistemas deverá permitir um número suficiente de inferências e atingir conclusões em tempo hábil, que não torne o raciocínio da máquina obsoleto face a novas situações

Do ponto de vista do leigo, são realmente assustadoras as perspectivas oferecidas pelos sistemas de quinta geração, parecendo mais que estamos fugindo à realidade e entrando no reino da ficção científica. No entanto, a realidade aí está: em breve poderemos ter computadores comunicando-se com os usuários pela voz, reconhecendo seus interlocutores e tendo uma alta dose de Inteligência Artificial, que os tornará "assistentes inteligentes" do usuário.

Essa terminologia foge ao repertório convencional utilizado na área de processamento de dados e parece coisa de um futuro distante. Todavia, muitos estão trabalhando ativamente nessa área, em laboratórios por este mundo afora, e ignorar pura e simplesmente tais desenvolvimentos é uma atitude alienada, que pode significar nosso perpétuo subdesenvolvimento. Os eternos defensores de nosso "status" de nação colonizada, tecnologicamente falando, certamente exultarão com atitudes desse tipo, ampliando sua cantilena secular contra a situação do Brasil como nação independente.

Objetivos — De acordo com executivos do programa japonês de quinta geração, "o principal objetivo dessas máquinas é satisfazer as necessidades do público, ao invés de forçar o usuário a operar de acordo com as regras da máquina". Idealmente, uma

pessoa não especializada em ciência da computação deverá ser capaz de operar o computador sem nenhum treino. Na figura 3 temos um diagrama de blocos destacando as principais seções de um computador pessoal de quinta geração, que estará instalado em lares ou escritórios e terá capacidades conversacionais que permitirão diálogos com o usuário. Uma vez formulado um problema, o computador trabalhará nele, criando seus próprios programas e fornecendo uma resposta dentro de segundos, na forma falada, escrita, gráfica ou impressa.

Caso o problema seja muito complexo ou a base local de conhecimen-

tos, insuficiente, o computador procurará informações em bases de conhecimentos maiores e auxílio a computadores de maior porte, via rede de comunicações de dados. Desta forma, para o usuário, o computador pessoal irá atuar como um sistema especialista ou "assistente inteligente" — um agente que desempenha tarefas complexas com alta qualificação de especialista. Tais sistemas gozarão também de elevado bom senso, com a capacidade de analisar problemas, realizar inferências, julgamentos e conjunturas.

O problema da capacidade — Qual seria a capacidade de processamento necessária para um processador desse tipo realizar, em tempo real, o número suficiente de inferências para chegar a conclusões e julgamentos?

Vejam, inicialmente, o número de instruções necessárias para se realizar uma inferência. A prática tem mostrado que, para uma única operação de inferência, são necessárias de 100 a 1000 instruções por segundo; desse modo, uma ILOPS (Inferência Lógica Por Segundo) é constituída por 100 a 1000 instruções de máquina. Por outro lado, uma máquina paralela de inferência, num sistema de processamento, seguindo uma dada linha de raciocínio, até inferir uma conclusão, deve executar uma fiscalização na base de fatos e regras existentes em seu controle, uma busca ou associati-



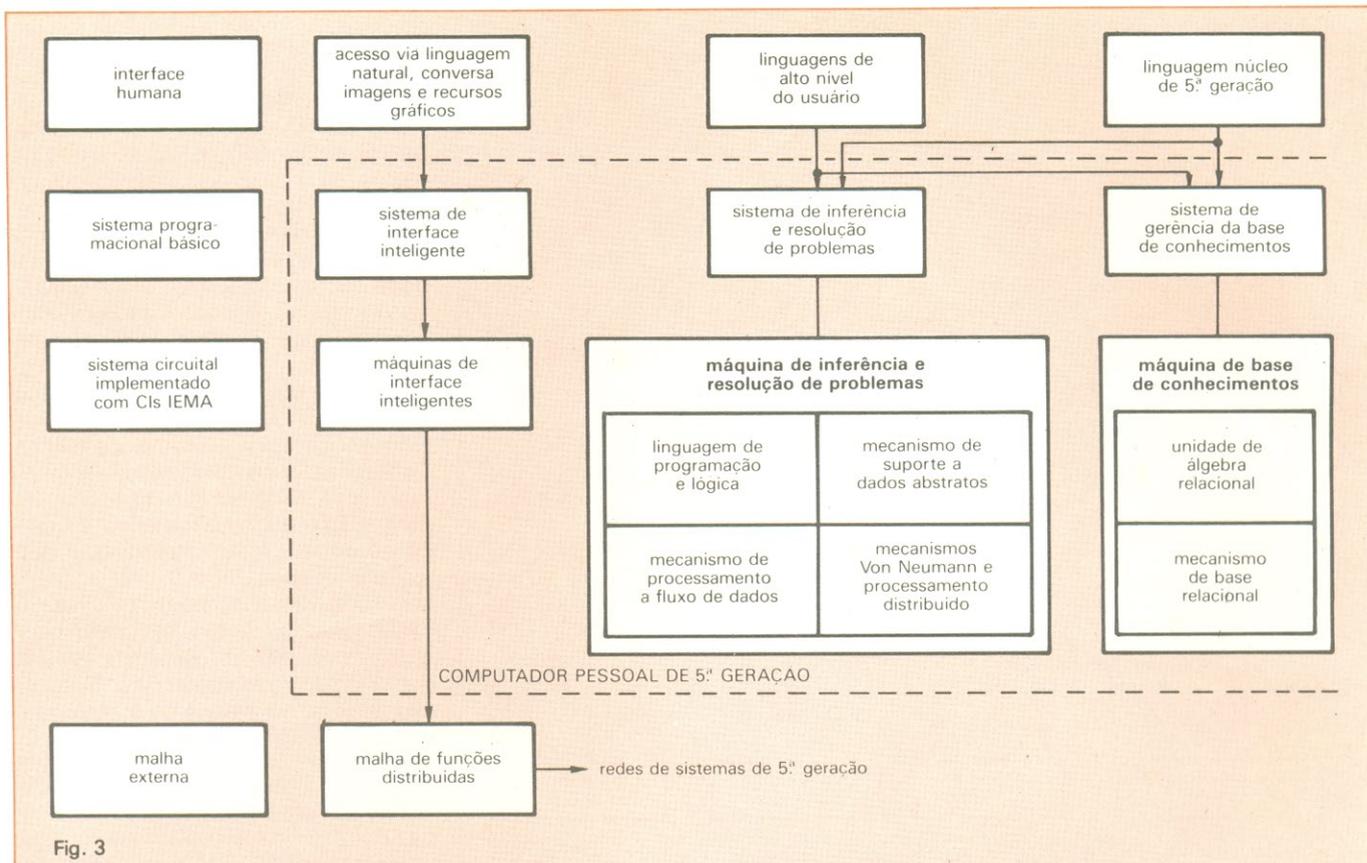


Fig. 3

Organização interna de um computador pessoal de quinta geração. Ele será capaz de se autoprogramar, realizar inferências e se comunicar com outros computadores.

dade em sua base de conhecimentos. Para respostas em tempo real, nesse esquema, devem ser executadas de 100 milhões a um bilhão de ILOPS por segundo. Resulta daí que as máquinas de quinta geração devem ter capacidade de processamento de 10 mil até 10^6 MIPS (milhões de instruções por segundo).

Atualmente, as máquinas de maior capacidade são as de 1000 MIPS, sendo então necessária uma expansão de 10 a 1000 vezes na capacidade de processamento, para atender às necessidades da quinta geração. Por outro lado, a máquina de base de conhecimentos é um sistema de processamento que gerencia eficientemente uma soma muito grande de conhecimentos, dados e regras; além disso, automaticamente organiza, controla, localiza e atualiza seu conteúdo. Essa capacidade de armazenamento deve possuir de 10 a 100 bilhões de bytes, incluindo funções de inferência e funções algébricas relacionais.

No fundo, portanto, um computador de quinta geração será o resultado da combinação eficiente de uma máquina de inferência com outra, de base de conhecimentos. Essas máquinas serão capazes de pesquisar os dados relevantes à linha de inferência seguida pela máquina e chegar a solu-

ções aceitáveis de problemas complexos, em alguns segundos.

Operação mais rápida — Vimos que os processadores de quinta geração vão exigir velocidades significativamente maiores do que os processadores construídos até aqui. Os processadores até a quarta geração são basicamente processadores seriais, baseados num tipo de arquitetura denominada Von Neumann. Tais máquinas realizam apenas uma operação de um dado instante, utilizando um único elemento de processamento; têm, ainda, uma unidade de controle centralizada, uma linguagem de máquina seqüencial de baixo nível e uma memória endereçada linearmente, de comprimento fixo. A velocidade da máquina seqüencial é determinada pela velocidade das partes que a compõem.

Esforços para o desenvolvimento de máquinas concorrentes existem há muito tempo, tendo resultado, por exemplo, nos processadores estruturados (*array processors*), dispositivos que estão tendo bastante sucesso comercial, pois se integram muito bem com as máquinas de fluxo seqüencial de Von Neumann. Máquinas desse tipo recebem o nome de "Simples Instrução, Múltiplos Dutos" (SIMD).

As máquinas SIMD adaptam-se per-

feitamente a problemas cujos dados estão estruturados em conjuntos regulares e densos, tais como processadores de imagens, manipuladores de matrizes e simulações físicas. São máquinas especializadas, utilizadas tipicamente em conexão com dispositivos hospedeiros de Von Neumann.

Embora as máquinas seqüenciais possam oferecer um subsídio importante para satisfazer as necessidades da quinta geração, deverá tornar-se necessário utilizar paralelismo em larga escala, com máquinas do tipo "Múltiplas Instruções, Múltiplos Dutos" (MIMD) e com múltiplos processadores em paralelo. Hoje, ainda não está claramente definida qual a melhor solução a ser adotada, embora certamente se afastará consideravelmente da arquitetura das máquinas de Von Neumann.

Dados em paralelo — Analisemos então os conceitos ligados às arquiteturas concorrentes, cujos principais pontos são: controle, granulação (tamanho dos processadores básicos que constituem a máquina), comunicações, topologia, linguagens de programação e alocação de tarefas. No projeto de uma máquina concorrente, a primeira decisão-chave a ser tomada é sobre o tipo de controle, isto é, se

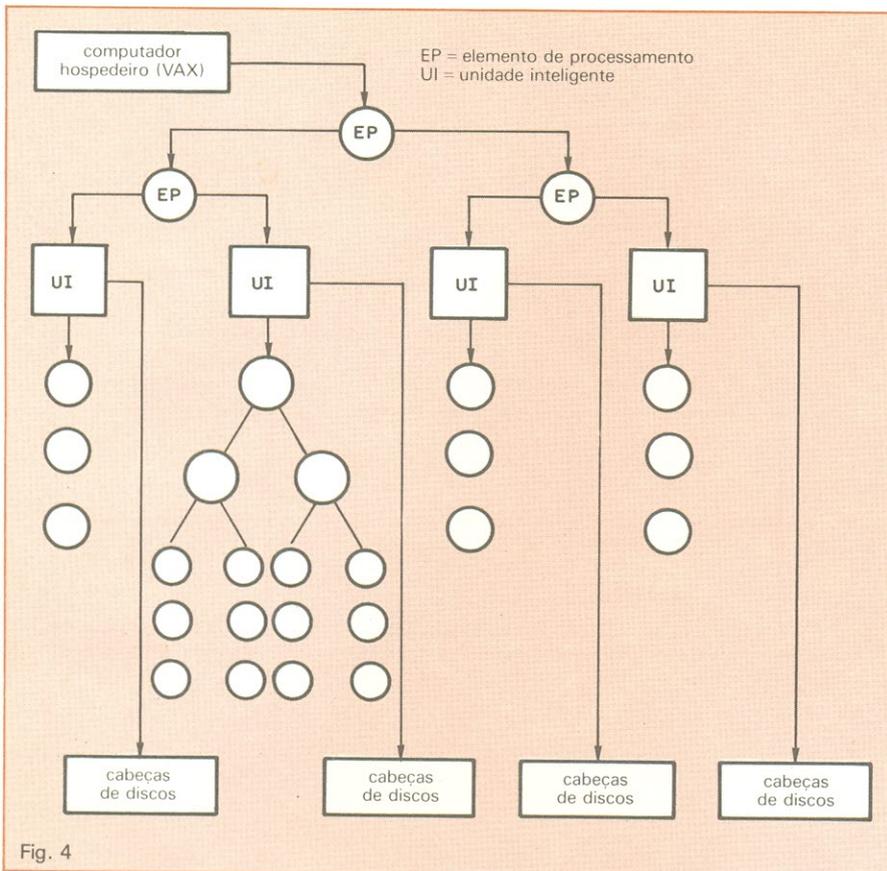


Fig. 4

As máquinas concorrentes têm um controle centralizado, que atua como fonte de instruções, repassadas a muitos processadores distribuídos no fluxo paralelo de dados.

deve ser centralizado ou não. Os sistemas de controle centralizado têm sérios problemas com o tempo de propagação por fios excessivamente longos, enquanto que sistemas descentralizados enfrentam problemas em coordenar a utilização dos recursos disponíveis. Atualmente, destacam-se três tipos de controle:

- a) alimentado por controle
- b) alimentado por dados ou fluxo de dados
- c) alimentado por demanda

No primeiro tipo, existe algum mecanismo de controle, tal como um contador de programa, que é utilizado para indicar quando uma atividade está pronta para execução. Esse método é uma extensão direta da arquitetura de Von Neumann e essas máquinas empregam normalmente o controle centralizado, num esquema como o que se vê na figura 4.

A máquina *Nonvon I*, mostrada nessa figura, constitui um exemplo típico de máquina SIMD, partindo da idéia de que é possível colocar mais que um processador em uma pastilha de silício, já que tais processadores podem ser construídos em áreas muito pequenas. O *Nonvon I* poderá conter até um milhão desses processadores, cada um com 64 bytes de memória, unidade lógica aritmética (ULA) de 1

bit, registradores de 1 bit e todos os demais componentes com apenas 1 bit, também.

Esses microprocessadores extremamente simples são associados em árvore, tendo um processador central em seu topo, que irradia instruções a todos os micros. O acesso à memória principal é feito a cabeças de discos associadas a um pequeno número de unidades de processamento. Essas cabeças têm alguma capacidade de processamento, que as torna capazes de receber instruções para selecionar dados, ao invés de lê-las simplesmente.

A cada grupo de micros associados a uma parte da memória pode ser designada parte do problema. Enquanto que todos os micros têm os mesmos comandos recebidos do processador central, é possível ao usuário implementar ações seletivas, desabilitando todos os micros que não vão participar dessa parte do problema e que, por isso, não devem receber a mensagem. Dessa maneira, é possível criar uma forma de memória associativa, onde são ativados os elementos que dispõem do código correto de tarefa.

Como exemplo, admitamos que as memórias contêm registros sobre empregados e que os micros associados desejam obter os salários do departamento técnico da companhia. O pri-

meiro conjunto de instruções instruirá os micros para se desabilitarem, se os dados em determinados registradores não correspondem ao caractere "técnico". Quando a instrução da leitura de salários for irradiada, somente os micros ligados aos empregados do departamento técnico estarão ativos, recebendo dessa forma a instrução. O resultado é que o processador central pode ter acesso à memória especificando apenas o conteúdo desejado, sem explicitar diretamente o endereço desse conteúdo.

Dentro do estágio tecnológico atual, é possível colocar oito micros *Nonvon* em uma pastilha de silício. Entretanto, essa máquina enfrenta algumas dificuldades. A estrutura de ramificação em árvore torna lenta e difícil a comunicação entre micros que estão afastados entre si, pois as mensagens devem subir ao topo da ramificação para só então seguirem para outro ramo. Se um micro necessita dados de outro, o atraso na comunicação pode tornar a troca de mensagens extremamente ineficiente.

A estrutura simétrica em árvore prejudica também a expansão do sistema *Nonvon*. Desejando-se maior capacidade de memória, por exemplo, a única forma de obtê-la consiste em dobrar o tamanho da máquina, já que a memória está diretamente ligada aos micros, que formam uma estrutura ramificada binária e simétrica. Outro fator importante é a granulação muito fina dos micros, que pode limitar a classe de problemas que podem ser resolvidos pela máquina *Nonvon*. A maior parte dos cálculos numéricos e mesmo operações simbólicas em inteligência artificial não pode ser dividida em milhões de partes simples e idênticas, mas apenas em centenas ou milhares de partes distintas.

Existem outros projetos que utilizam granulação maior, tendo, por exemplo, o microprocessador 8086 como elemento básico. Esse arranjo pode contornar o problema da granulação, facilitando a partição de um problema em tarefas, mas dependendo de desenvolvimentos futuros para sua implementação eficiente.

Outras opções — Nos sistemas alimentados por fluxo de dados, a chegada dos dados requisitados ao subsistema operador significa que a função está pronta para ser realizada. Para aqueles que estão habituados à teoria dos grafos, os programas alimentados por dados podem ser modelados como grafos orientados, onde o fluxo de dados está associado aos arcos do grafo e as funções, com os vértices do mesmo.

Quando um vértice de entrada con-

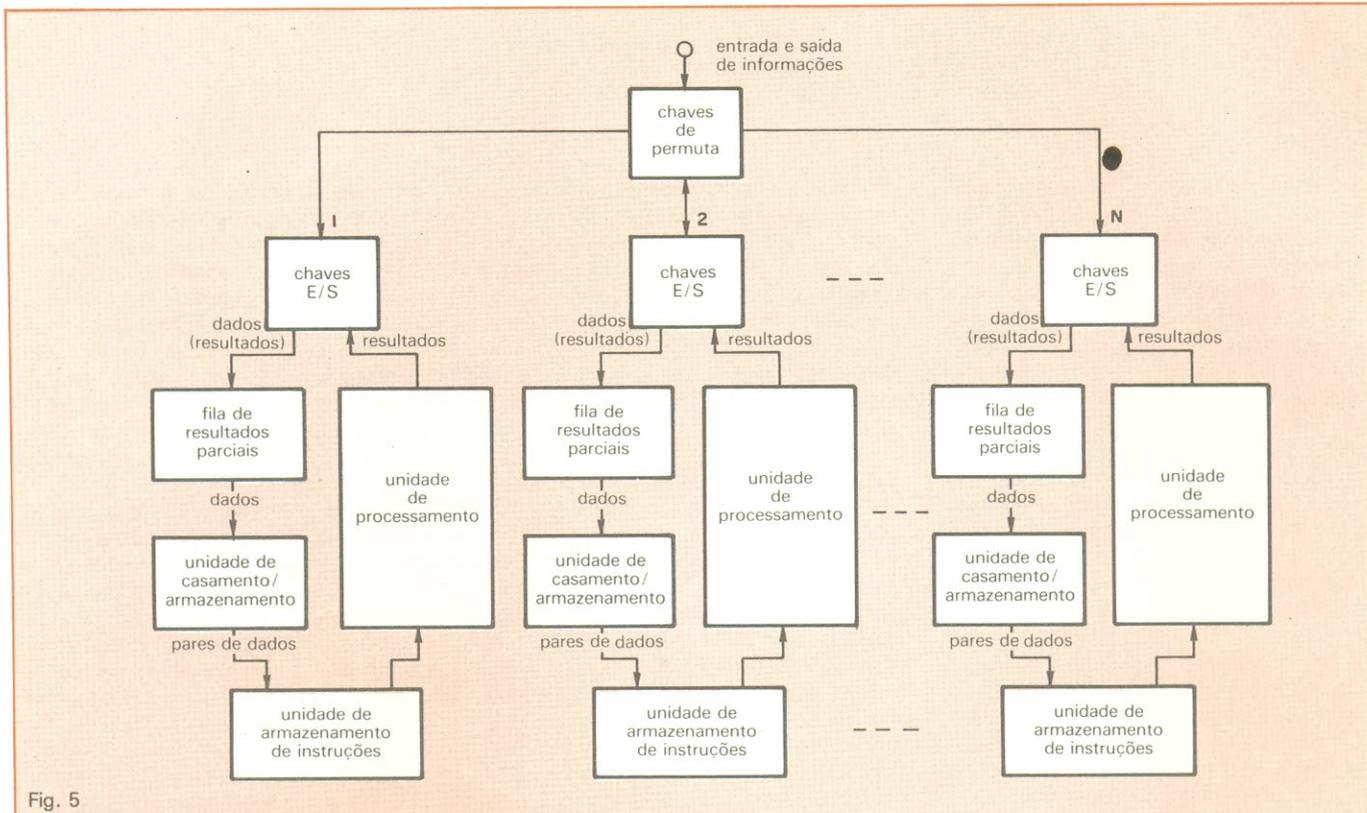


Fig. 5

Nos sistemas alimentados por dados, os processadores executam as instruções de acordo com a chegada e disponibilidade dos dados, ao invés de ficarem submetidos a uma unidade de controle.

têm um conjunto suficiente de pacotes de dados assinalados, que vamos chamar de **malotes** (em inglês, *tokens*), o **vértice** pode ser executado. Isso provoca a remoção dos dados dos arcos de entrada e novos malotes de dados são colocados nos arcos de saída. Na figura 5 temos um diagrama em blocos de um sistema alimentado por dados.

Essa organização foi desenvolvida pela Universidade de Manchester (Inglaterra) e é constituída por anéis dispostos em paralelo. Cada anel contém 12 subprocessadores, sendo cada um deles em si mesmo um dispositivo paralelo. Esta máquina possui, portanto, uma granulação muito maior do que a máquina *Norvon*.

A máquina em questão utiliza dois tipos de mensagens: pacotes de dados, que estamos chamando de malotes (*tokens*), e instruções. As instruções descrevem as operações que devem ser executadas com os dados e as destinações dos resultados, descrevendo também o número de operandos que devem ser recebidos em tal destinação. Os malotes contêm os dados propriamente ditos e sua destinação, tendo ainda informações adicionais sobre os dados a serem processados.

Podemos resumir a operação da máquina da seguinte forma: a unidade de casamento/armazenamento retira

um malote resultante da fila de resultados parciais. Se o malote indica a utilização de um único operando na destinação, ele é enviado imediatamente à unidade de armazenamento de instruções. Caso haja necessidade de mais de um operando, a memória da máquina de casamento/armazenamento é revistada, em busca de uma ficha indicativa da mesma destinação. Encontradas uma ou mais fichas desse tipo, seus conteúdos são enviados à unidade de armazenamento de instruções e as fichas indicativas, apagadas. Dados com fichas não casadas são mantidos na memória, até que o casamento seja obtido.

Uma vez enviados os dados à unidade de armazenamento de instruções, a instrução desejada é obtida e enviada conjuntamente com o malote para execução na unidade de processamento. As interfaces entre as diversas unidades são assíncronas, permitindo que todas as unidades operem concorrentemente.

Reportando-nos ainda ao diagrama em blocos da figura 5, as chaves de permuta conectam os vários anéis, transformando-os num único sistema. Como as memórias atendem apenas às respectivas unidades, não existem limitações sérias de velocidade de acesso. A estrutura das chaves de permuta é simples, consistindo de camadas sucessivas de distribuição ar-

bitrária e acoplamento com as demais unidades. Os malotes são direcionados em cada camada de distribuição de acordo com valores de bits no registro (campo) de nomes. Alterando-se os bits de roteamento, é possível isolar processadores que apresentem defeitos, até que a manutenção seja feita.

Os acopladores reduzem os efeitos de interferência de endereços nos estágios de distribuição. Como há considerável comunicação interna aos anéis, existe hoje alguma dificuldade de implementação em CIs IEMA, devido à limitação de velocidade nas interfaces dos CIs, problema que poderá ser contornado com a evolução das tecnologias de microeletrônica e conseqüentemente aumento da integração.

As máquinas alimentadas por dados recebem também o nome de **fluxo de dados**. O sistema por fluxo de dados de Manchester pode apresentar, em problemas razoavelmente realísticos, um desempenho de 1,7 MIPS por anel. Na implementação dessa máquina foram utilizados componentes relativamente lentos, resultando em cada unidade processadora uma capacidade de 0,15 MIPS. Ora, os microprocessadores de 32 bits com lançamento programado tem uma capacidade em cerca 30 vezes maior. Adicionalmente, é possível operar 30 anéis em paralelo sem grandes difi-

culdades, resultando daí uma máquina superior a um GIPS (um bilhão de instruções por segundo), dentro do desenvolvimento tecnológico atual.

As principais dificuldades de uma máquina de fluxo de dados são as seguintes: a) as implementações programacionais são de modo geral ineficientes, devido à divisão automática por circuitos e não pelo programador; dessa forma, a eficiência dos circuitos é permutada pela facilidade de programação; b) as máquinas de fluxo de dados, quando operando com determinados problemas, podem alocar ineficientemente as tarefas, com a maior parte dos processadores realizando rapidamente os cálculos mais fáceis, de acordo com o seu aparecimento, enquanto que poucos processadores acabam encarregados das partes mais difíceis e demoradas do problema. No caso limite, pode ocorrer, em certo ponto do processamento, que processadores fiquem ociosos à espera da execução das partes mais difíceis do problema, retendo por mais tempo a disponibilidade de resultados.

Os sistemas alimentados por demanda, também chamados de sistemas com redução, iniciam as atividades em face à demanda de resultados. Essas demandas, por sua vez, provocam outras demandas de operandos, até que em certo ponto encontram valores atuais ao invés de subprogramas. Tais valores são retornados e operacionalmente combinados para se chegar aos resultados desejados.

Os programas alimentados por demanda, tal como no caso do fluxo de dados, podem ser modelados por grafos orientados, nos quais a demanda se propaga sobre os arcos, no sentido do arco, e os dados obtidos retornam no sentido oposto. A redução simbólica tem sido bastante utilizada pelos pesquisadores em inteligência artificial na resolução de problemas onde os dados de conhecimento são incompletos. Nesse caso, pode-se obter respostas pela substituição simbólica e simplificação, num método análogo ao utilizado em provas algébricas. Devido à sua estrutura em árvore, esse tipo de máquina tem as mesmas limitações de comunicação das máquinas *Nonvon*.

Considerações finais — As arquiteturas paralelas têm, como característica inerente, muitos elementos repe-

titivos, sendo por isso adaptáveis às tecnologias de fabricação de integrados em altíssima escala. Um ponto importante é o tamanho do elemento repetitivo, ou seja, a granulação do sistema paralelo. Tanto a tecnologia de fabricação como a granulação influenciam de forma decisiva a estrutura de elementos, funções, velocidades, comunicação, confiabilidade e custo do sistema final.

Se o nível de granulação for muito pequeno — no nível, por exemplo, de uma unidade lógica aritmética (ULA) —, o CI IEMA poderá conter mais do que um elemento de processamento por pastilha. Tais sistemas de fina granulação são úteis quando os programas são estruturados de forma a poderem ser decompostos em muitas partes concorrentes, minimizando o atraso de comunicação. Se a célula básica for um microprocessador do tipo RISC (Repertório de Instruções do



Sistema Concentrado), com memória de centenas de milhares de palavras e muitas interfaces, esta ainda não pode ser colocada em um único integrado IEMA. Dentro de pouco tempo, porém, isto será possível, reduzindo o problema das comunicações.

Problema que é sem dúvida crítico em arquiteturas paralelas com grande concorrência. Se as comunicações apresentarem atrasos longos, o desempenho poderá ser reduzido de tal forma, que a velocidade potencial da concorrência desaparecerá. Em outras palavras, o projeto de uma rede de comunicações eficiente, interligando os processadores, é essencial para o desempenho de uma arquitetura concorrente.

Atualmente estão sendo investigadas muitas tecnologias de interligação de processadores paralelos: máquinas em árvores ramificadas; confi-

guração do cartão de teste de processadores, contendo enlases de comunicação entre elementos adjacentes; anéis diversos; cubos multidimensionais como os "n cubos booleanos" e conjunto de processadores conectados em estruturas de chaveamento, conhecidas como malhas ômega, chaves em barra cruzada etc. (um "n cubo booleano" é uma estrutura com 2^n elementos, cada elemento conectado a "n" outros).

Para a máxima eficiência, deveremos ter o método de modelo de programação "casando" com o modelo de controle da máquina. Desse modo, existem linguagens alimentadas por controle, linguagens alimentadas por dados e linguagens alimentadas por demanda. É possível avaliar a eficiência de outras linguagens, reduzindo-as para uma forma interna consistente com o método de controle da máquina.

Dado um programa particular com alguma concorrência e uma arquitetura com múltiplos recursos, capaz de suportar processamento concorrente, o problema final consiste em como as tarefas concorrentes podem ser mapeadas dentro dos recursos físicos da máquina, ou seja, qual recurso fará determinada tarefa. A estratégia de alocação de tarefas parece ser um ponto-chave de sucesso para as arquiteturas de quinta geração.

Como ponto básico, temos que a alocação de tarefas não deve contribuir significativamente para a sobrecarga do sistema. Hoje existem dois tipos de estratégias de alocação: estática e dinâmica. A estática é feita apenas uma vez, enquanto que a alocação dinâmica tenta continuamente balancear as cargas do sistema, de modo a maximizar seus recursos. Uma e outra têm suas vantagens e desvantagens, e apenas a experiência futura irá determinar qual a mais conveniente.

Concluindo, podemos dizer que as pesquisas sobre as múltiplas áreas que envolvem os processadores de quinta geração estão sendo aceleradas em todo o mundo, destacando-se os planos de desenvolvimento do Japão, Estados Unidos, Inglaterra e França. Em todos esses países existe forte apoio governamental para os desenvolvimentos de quinta geração, pois existe a convicção generalizada de que "o país que não dominar essas tecnologias estará condenado ao subdesenvolvimento no século 21". ●

A MODELAGEM DO TRANSISTOR BIPOLAR — 2ª PARTE

O modelo Ebers-Moll nível 2

Oferecendo maior precisão que o de nível 1, este segundo modelo simula os efeitos de armazenamento de cargas e fornece respostas mais realistas para CC, CA e transientes

O modelo de Ebers-Moll nível 1 para o transistor bipolar é essencialmente um equivalente CC simples, não linear, e não considera os efeitos de armazenamento de carga. Para que isso seja levado em conta, é necessário um modelo nível 2, mais complexo — que contenha 8 componentes adicionais, exigindo mais 12 parâmetros para descrevê-los.

Além de considerar os efeitos de armazenamento de carga, que permite a concepção de respostas finitas em frequência e tempo, o modelo de Ebers-Moll nível 2 fornece uma representação CC mais precisa que o anterior do transistor bipolar. Melhora, também, a precisão das respostas em CA e aos transientes.

A figura 1 mostra o modelo nível 2 completo para um transistor NPN. Foram adicionadas, em relação ao nível 1, três resistências de carga (R_C , R_E e R_B), duas capacitâncias de difusão (C_{DE} e D_{DC}) e três capacitâncias de junção (C_{JE} , C_{JC} e C_{SUB}); o nível 1, como vimos, é constituído simplesmente por dois diodos e pelo gerador de corrente constante do modelo não linear π -híbrido.

Melhorando a caracterização CC —

As três resistências são os elementos adicionais que melhoram a caracterização em CC. Elas representam as resistências ôhmicas do transistor entre sua região ativa e os terminais de coletor, emissor e base. Os nós internos dessas resistências na região ati-

va foram assinalados pelas letras C' , E' e B' no diagrama.

O efeito da resistência r_C pode ser visto na figura 2a. Ali as características de coletor do modelo nível 2 (linhas contínuas) são comparadas com as do nível 1 (linhas tracejadas). A resistência r_C diminui a inclinação das curvas na região saturada, para tensões coletor-emissor baixas. Para o modelo nível 2 assume-se r_C como constante; entretanto, no dispositivo real, r_C será função da corrente e de coletor e da tensão base-coletor. Portanto, o maior problema na obtenção de um valor para r_C não é como medir, mas que valor usar.

Para a maioria dos transistores atuais, a região de emissor é altamente dopada, a fim de se conseguir uma alta eficiência de injeção no emissor e, portanto, um elevado ganho de corrente direta. Por isso, a componente domi-

nante de r_E costuma ser a resistência de contato, usualmente da ordem de 1 ohm. Desse modo, o valor de r_E é normalmente desprezado. Uma boa solução é considerar r_E com um valor constante e pequeno. O principal efeito dessa resistência é a redução, de um fator $r_E I_E$, da tensão vista pela junção base-emissor, onde I_E é a corrente do terminal de emissor¹.

Devido à sua influência sobre V_{BE} , r_E é equivalente a uma resistência de base de $(1 + \beta_F)r_E$, onde β_F é o ganho de corrente direta. Portanto, r_E , afeta tanto a corrente de coletor como a corrente de base (figura 2b). Esse efeito pode ser significativo e r_E , causar erros substanciais na determinação de r_B . A resistência r_E pode também afetar seriamente as características de coletor na região de saturação, se o transistor apresenta um valor baixo de r_C .

A resistência de base r_B é um parâmetro importante. Seu impacto maior, geralmente, ocorre sobre as respostas a transientes de pequenos sinais. É também um dos parâmetros mais difíceis de se medir com precisão, devido à sua forte dependência do ponto de operação do transistor e ao erro introduzido pelo valor pequeno e finito de r_E ¹. No modelo de Ebers-Moll, a resistência r_B é assumida como constante. Seu efeito sobre as correntes de base e coletor é ilustrado na figura 2b.

Considerando as cargas armazenadas — O armazenamento de cargas no transistor bipolar é modelado por

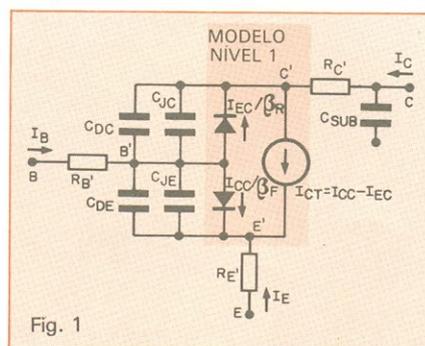


Fig. 1

A próxima etapa — Para criar o modelo não linear nível 2 adiciona-se 3 resistências e 5 capacitâncias ao nível 1.

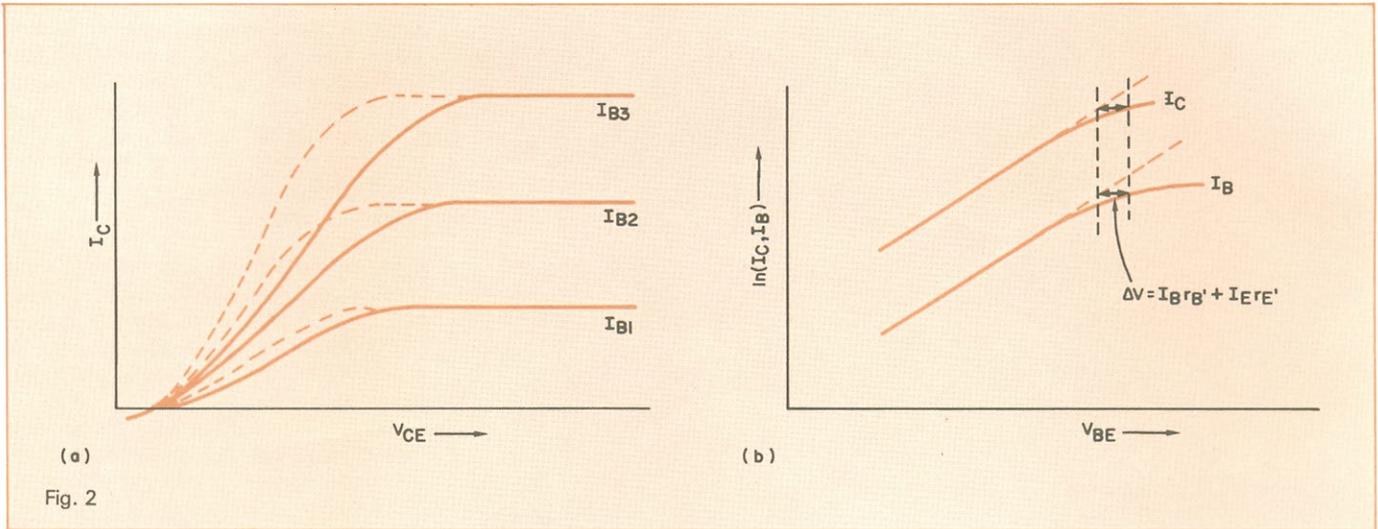


Fig. 2 Efeito da resistência — As curvas do modelo nível 1 (linhas tracejadas) são comparadas aqui com as do modelo nível 2 do transistor (linhas contínuas).

meio de três tipos de capacitância — duas não lineares de junção, duas não lineares de difusão e uma constante, no substrato. As duas capacitâncias de junção, que algumas vezes são chamadas de **capacitâncias de transição**, modelam as cargas fixas incrementais que ficam armazenadas nas camadas de cargas espaciais do transistor, de acordo com elevações nas tensões de junção associadas. Essas capacitâncias são designadas por C_{JE} , para a junção base-emissor, e por C_{JC} , para a junção base-coletor. Cada capacitância é uma função não linear da tensão existente sobre a junção à qual está associada.

Geralmente, para simplificar a análise de C_{JE} e C_{JC} , é feita a aproximação da depleção — isto é, assume-se que a camada de cargas espaciais na junção de interesse esteja sem portadores. Assim, a variação de capacitância da junção de emissor, de acordo com a tensão da junção base-emissor, pode ser escrita da seguinte maneira²:

$$C_{JE}(V_{B'E'}) = C_{JEO} / [1 - (V_{B'E'} / \Phi_E)]^{m_E}$$

onde C_{JEO} é o valor da capacitância da junção base-emissor com $V_{B'E'} = 0$, Φ_E é o potencial de barreira base-emissor, e m_E é o fator de gradiente da capacitância base-emissor. Da mesma forma, a variação da capacitância da junção de coletor, com a tensão da junção base-coletor é dada por:

$$C_{JC}(V_{B'C}) = C_{JCO} / [1 - (V_{B'C} / \Phi_C)]^{m_C}$$

onde C_{JCO} é o valor da capacitância da junção base-coletor com $V_{B'C} = 0$, Φ_C é o potencial da barreira base-coletor, e m_C é o fator de gradiente da capacitância coletor-base.

Essas equações comportam as junções em degrau (abrupta) ou linear (gradual)². Para junções em degrau, o fator de gradiente é 0,5, enquanto para as lineares, 0,333. Como a maioria das junções de transistor situa-se, na prática, entre as transições abrupta e gradual, as equações 1 e 2 são aceitas como genéricas e aplicadas a todas as junções com um fator de gradiente entre 0,333 e 0,5.

Os parâmetros Φ_E e Φ_C são os potenciais inerentes à barreira de junção do transistor (não confundir com a zona de depleção do transistor, E_j). O potencial de barreira é a queda de tensão sobre a junção que estabelece um componente de corrente em oposição à grande componente de difusão². No modelo nível 2, o potencial de barreira é usado apenas para calcular sua capacitância associada de junção.

As dependências funcionais de C_{JE} e C_{JC} são introduzidas no modelo de Ebers-Moll nível 2. São necessários três parâmetros — C_{JO} , Φ e m — para especificar totalmente cada capacitância de junção. Embora seja possível forçar a maioria dos dados experimentais para que se ajustem às equações 1 e 2, a redução da capacitância medida a esses três parâmetros, como função da tensão, não é normal, caso estejam presentes quaisquer capacitâncias parasitas. Alguns progra-

mas de computador permitem especificar cada capacitância de junção a um valor não nulo de sua tensão associada de junção, ao invés de exigir o valor de C_{JO} .

A figura 3 mostra três curvas de variação da capacitância relativamente à tensão de junção. A curva tracejada, representando as equações 1 e 2, indica que, se o transistor está polarizado diretamente, essas equações predizem uma capacitância infinita sempre que a tensão interna da junção se iguala ao potencial de barreira. Entretanto, a aproximação de depleção não é válida para a região diretamente polarizada, invalidando as equações 1 e 2.

A linha contínua mostra como deve ser uma variação finita mais precisa de capacitâncias de junção³; mas essa curva exige, no mínimo, um parâmetro adicional para ser descrita. Ao invés disso, a curva pode ser aproximada para uma linha reta, quando a tensão de junção é superior à metade do potencial de barreira⁵. A aproximação para uma linha reta, representada por uma linha tracejada na figura 3, tem a mesma inclinação da curva em $\Phi/2$. A equação para essa reta é a seguinte⁴:

$$C_J(V) = 2^m C_{JO} [2m(V/\Phi) + (1-m)]$$

onde os índices das junções foram omitidos e V deve ser igual ou maior que $\Phi/2$.

Essa aproximação é aceitável porque, com polarização direta, as capacitâncias de difusão são dominantes.

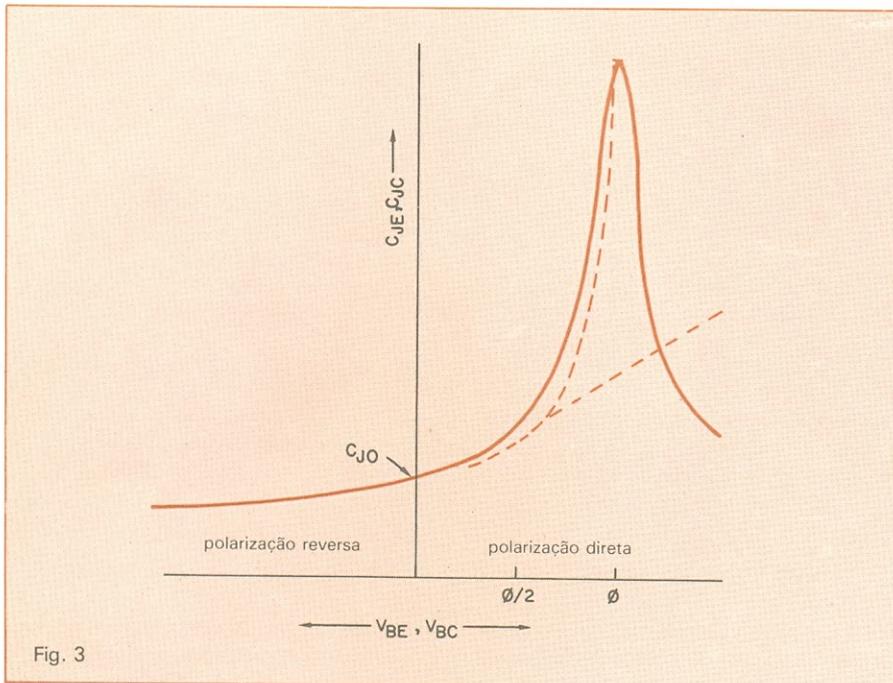


Fig. 3

Na junção — As capacitâncias de junção do emissor e do coletor dependem das tensões de junções associadas, como mostra a curva contínua.

Além disso, a aproximação evita o valor infinito de capacitância, sem exigir outros parâmetros, e é precisa na região de polarização reversa, onde é mais importante.

Adicionando capacitância de difusão — As capacitâncias de difusão modelam a carga associada aos portadores móveis do transistor. Essa carga é dividida em dois componentes: um ligado à corrente de referência (I_{CC}) de coletor e outro, à corrente de referência (I_{EC}) de emissor. Cada componente é representado por uma capacitância.

Para avaliar a capacitância de difusão associada com I_{CC} , deve ser levada em conta a carga total móvel associada a essa corrente. Portanto, a junção base-emissor é considerada na condição de polarização direta, com $V_{BC} = 0$. A figura 4a mostra as concentrações de portadores minoritários para o caso unidimensional de dopagem constante de base, recombinação desprezível de base e injeção de baixo nível. A carga total móvel pode ser escrita como a soma das cargas minoritárias móveis individuais:

$$Q_{DE} = Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4$$

onde Q_1 é a carga armazenada na re-

gião neutra do emissor; Q_2 , a carga na região de cargas espaciais entre base e emissor, associada com I_{CC} ; Q_3 , a carga armazenada na região neutra da base; e Q_4 , a carga da região de cargas espaciais entre base e coletor, associada com I_{CC} .

Devido à neutralidade de cargas, haverá cargas majoritárias idênticas armazenadas nessa região. Entretanto, para determinar a capacitância de difusão, devemos considerar apenas uma carga (minoritária ou majoritária).

A carga Q_2 é normalmente considerada como nula, de modo que a carga total móvel associada com I_{CC} pode ser expressa como:

$$\begin{aligned} Q_{DE} &= Q_1 + Q_3 + Q_4 \\ Q_{DE} &= \tau_E I_{CC} + \tau_B I_{CC} + \tau_{CB(SCL)} I_{CC} \\ Q_{DE} &= [\tau_E + \tau_B + \tau_{CB(SCL)}] I_{CC} \\ Q_{DE} &= \tau_F I_{CC} \end{aligned}$$

onde o atraso de emissor é τ_E , τ_B é o tempo de trânsito na base, $\tau_{CB(SCL)}$ é o tempo de trânsito na camada de cargas espaciais entre base e coletor, e τ_F é o tempo total de trânsito direto.

Uma análise semelhante (figura 4b) da carga total móvel associada a I_{EC} dá: $Q_{DC} = Q_5 + Q_6 + Q_7 + Q_8$ onde Q_5 é a carga armazenada na região neutra de coletor; Q_6 , a carga na região de cargas espaciais entre cole-

tor e base, associada com I_{EC} ; Q_7 , a carga armazenada na região neutra da base; e Q_8 , a carga na região de cargas espaciais entre base e emissor, associada com I_{EC} . Se a carga Q_6 é considerada nula, então:

$$\begin{aligned} Q_{DC} &= \tau_C I_{EC} + \tau_{BR} I_{EC} + \tau_{EB(SCL)} I_{EC} \\ Q_{DC} &= \tau_R I_{EC} \end{aligned}$$

onde τ_C é o atraso de coletor, τ_{BR} é o tempo de trânsito* da base reversa, $\tau_{EB(SCL)}$ é o tempo de trânsito na camada de cargas espaciais entre base-emissor, e τ_R é o tempo total de trânsito reverso.

Essas duas cargas, Q_{DE} e Q_{DC} , são modeladas por duas capacitâncias não lineares — C_{DE} e C_{DC} , respectivamente:

$$\begin{aligned} C_{DE} &= Q_{DE}/V_{B'E'} = \tau_F I_{CC}/V_{B'E'} \\ C_{DC} &= Q_{DC}/V_{B'C'} = \tau_R I_{EC}/V_{B'C'} \end{aligned}$$

Para análises de pequenos sinais, a capacitância C_{DE} é linearizada para:

$$C_{DE} = g_{mF} \tau_F$$

onde g_{mF} é a transcondutância direta do transistor:

$$g_{mF} = dI_{CC}/dV_{B'E'}|_{V_{B'C'}} = 0 = qI_{CC}/kT$$

onde q é a carga do elétron, k é a constante de Boltzman e T é a temperatura. Da mesma forma, para análises de pequenos sinais, a capacitância C_{DC} é linearizada para:

$$C_{DC} = g_{mR} \tau_R$$

onde g_{mR} é a transcondutância reversa do transistor:

$$g_{mR} = dI_{EC}/dV_{B'C'}|_{V_{B'E'}} = 0 = qI_{EC}/kT$$

As posições das capacitâncias de difusão C_{DE} e C_{DC} no modelo podem ser justificadas considerando as tensões que influenciam as cargas — $V_{B'E'}$ para Q_{DE} e $V_{B'C'}$ para Q_{DC} . Nos transistores atuais a contribuição dos termos da região de base, as cargas Q_3 e Q_7 , não é tão significativa quanto costumava ser. Por exemplo, no tempo total de trânsito direto, τ_F , o atraso de emissor τ_E pode ser igual ou maior que o tempo de trânsito da base (τ_B), enquanto no tempo total de trânsito reverso, τ_R , o atraso de coletor τ_C é, invariavelmente, o componente principal.

Embora os tempos de trânsito τ_F e τ_R sejam apenas parâmetros adicionais necessários para descrever as

capacitâncias C_{DE} e C_{DC} , alguns programas de computador⁵ permitem ao usuário especificar parâmetros diferentes de τ_F e τ_R — aqueles que são mais facilmente medidos. Por exemplo, o tempo total de trânsito direto, τ_F , pode ser determinado a partir da frequência intermediária (f_T) de ganho unitário do transistor, numa dada corrente de coletor e tensão coletor-emissor. A partir do ponto de operação onde é medida f_T , primeiramente o programa calcula V_{BE} e V_{BC} e, depois, C_{JE} e C_{JC} . Assim, quando é desprezada a modulação de largura de base, τ_F pode ser encontrada assim⁶:

$$\tau_F = (1/2 \pi f_T) \cdot (kT/qI_C)$$

$$[C_{JE} + C_{JC} [1 + (qI_C/kT)r_C]]$$

Da mesma forma, o tempo total de tempo reverso, τ_R , pode ser determinado a partir de um outro parâmetro, τ_{SAT} , que é a constante de tempo de saturação e está relacionada ao tem-

po de atraso da saturação. O relacionamento entre τ_R e τ_{SAT} é o seguinte²:

$$\tau_R = \left[\frac{1 - \alpha_F \alpha_R}{\alpha_R} \right] \tau_{SAT} \cdot \frac{\alpha_F \tau_F}{\alpha_R}$$

onde α_F é o ganho em corrente direta de base comum, para grandes sinais, e α_R é o ganho em corrente reversa de base comum, também para grandes sinais.

Outra capacitância de junção — A capacitância de substrato C_{SUB} é importante especialmente na análise de circuitos integrados. Embora seja realmente uma capacitância de junção e varie com o potencial de substrato, ela é modelada como uma capacitância de valor constante. A representação de valor constante é adequada para a maioria das aplicações, já que a junção substrato/camada epitaxial é polarizada reversamente para fins de isolamento (para incluir a variação de C_{SUB} com a tensão de

substrato/camada epitaxial, é normalmente adicionado ao modelo um diodo ou transistor em separado).

A colocação de C_{SUB} no modelo da figura 1 é a correta para um transistor NPN. Entretanto, para transistores PNP, C_{SUB} poderá não ser ligada ao coletor; para dispositivos laterais PNP, por exemplo, C_{SUB} é ligada entre a base e o substrato, enquanto para dispositivos PNP de substrato ela é considerada nula, pois já está modelada na capacitância de junção C_{JC} .

O modelo de nível 2 da figura 1 pode ser linearizado de acordo com a figura 5, para realização de análises lineares em CA. Os elementos para esse modelo linear π -híbrido são:

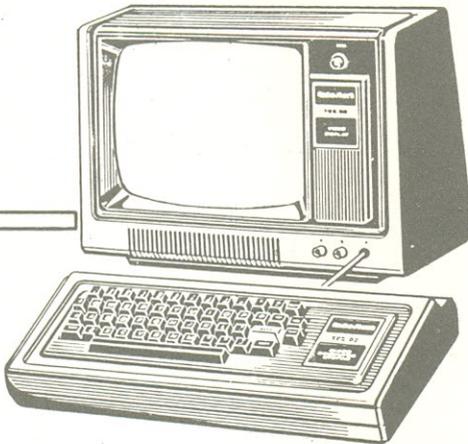
$$r_\pi = \beta_F / g_{mF}$$

$$r_\mu = \beta_R / g_{mR}$$

$$C_\pi = g_{mF} \tau_F + C_{JE}(V_{B'C'})$$

$$C_\mu = g_{mR} \tau_R + C_{JC}(V_{B'C'})$$

onde β_R é o beta reverso. Na região normal de operação, a transcondutân-



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

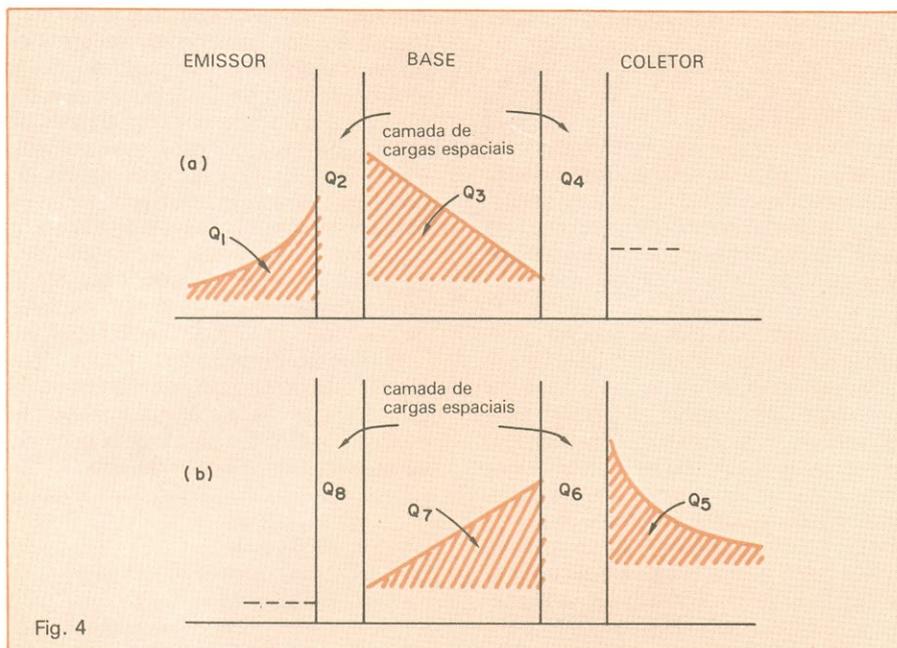


Fig. 4

Capacitâncias de difusão — Os diagramas (a) e (b) mostram os componentes de carga para C_{DE} e C_{DC} .

cia g_{mR} é nula de modo que a resistência r_{μ} pode ser considerada infinita e a capacitância C_{μ} torna-se aproximadamente igual a $C_{JC}(V_{B'C})$.

Em resumo, o modelo de Ebers-Moll nível 2 exige oito componentes adicionais — três resistências constantes, quatro capacitâncias não lineares e uma capacitância constante —, todas adicionadas ao modelo nível 1. As cinco capacitâncias fornecem informações de primeira ordem sobre o armazenamento de carga no transistor, enquanto as três resistências proporcionam uma representação em CC aperfeiçoada. Devem ser medidos, no total, doze parâmetros a mais para caracterizar esses oito componentes.

As resistências são descritas diretamente:

- r_C , é a resistência ôhmica constante de coletor
- r_E , a resistência constante de emissor
- r_B , a resistência constante de base.

Para a capacitância C_{JE} , da junção de emissor, são necessários mais três parâmetros:

- C_{JEO} , a capacitância da junção base-emissor com $V_{B'E} = 0$, ou alguma C_{JE} numa V_{BE} dada
- Φ_E , o potencial da barreira base-emissor
- m_E , o fator de gradiente da capacitância base-emissor.

Para a capacitância C_{JC} , da junção de coletor, exige-se um conjunto semelhante de três parâmetros:

- C_{JCO} , a capacitância da junção base-coletor com $V_{B'C} = 0$, ou alguma C_{JC} numa V_{BC} dada.
- Φ_C , o potencial da barreira base-coletor
- m_C , o fator de gradiente da capacitância base-coletor.

Para a capacitância C_{DE} , de difusão do emissor, é necessário apenas um parâmetro adicional:

- τ_F , o tempo total de trânsito direto, ou largura de faixa de ganho unitário — f_T , com I_C e V_{CE} dadas.

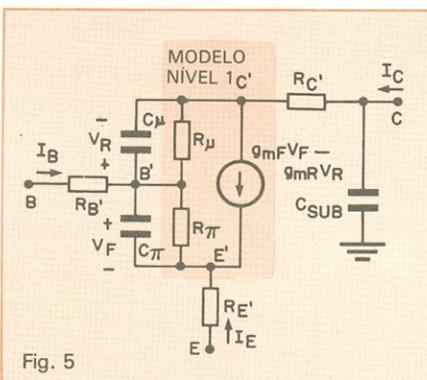


Fig. 5

Outra versão — Nas análises lineares em CA, o modelo não linear nível 2 pode ser reduzido à forma linear π -híbrida.

É igualmente necessário um outro parâmetro para determinar a capacitância C_{DC} , de difusão do coletor:

- τ_R , o tempo total de trânsito reverso, ou constante do tempo de saturação τ_{SAT} .

E, finalmente, a capacitância de substrato, descrita diretamente:

- C_{SUB} , a capacidade constante entre o substrato e o coletor, para um transistor NPN, ou entre substrato e base, para um transistor lateral PNP.

Deve ser enfatizado que o modelo nível 2 é adequado para a maioria dos casos, especialmente para análise de circuitos digitais. Entretanto, ainda existem algumas limitações nesse modelo. Ele despreza, por exemplo, efeitos de segunda ordem como: modulação em banda básica, a variação do ganho de corrente com o nível da mesma, a variação das resistências ôhmicas r_C e r_B de acordo com o ponto de operação, o efeito distribuído de r_B sobre a capacitância de junção base-coletor e a variação do tempo de trânsito τ_F com o ponto de operação, além da variação e ruptura de todos os parâmetros do modelo com a temperatura. Para considerar todos esses efeitos de segunda ordem será necessário um modelo mais complexo.

(conclui no próximo número)

© — Copyright Electronics

REFERÊNCIAS

1. W. M. C. Sansen e R. G. Meyer, *Characterization and Measurement of the Base and Emitter Resistances of Bipolar Transistors*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-7, págs. 492-498, 1972.
2. 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.
3. B. R. Chawla e H. K. Gummel, *Transition Region Capacitance of Diffused pnp Junctions*, IEEE Transactions for Election Devices, Vol. Ed-18, págs. 178-195, 1971.
4. H. C. Poon e H. K. Gummel, *Modeling of Emitter Capacitance*, IEEE Proceedings (Lett.), págs. 2, 181-2, 182, dezembro de 1969.
5. T. E. Idleman, F. S. Jenkins, W. J. McCalla e D. O. Pederson, *SLIC: a Simulator for Linear Integrated Circuits*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-6, págs. 188-203, 1971.

Controle de largura de pulso para fontes chaveadas

Se você está desenvolvendo uma fonte chaveada que utiliza dois transistores comutados alternadamente, como é o caso das fontes *push-pull* ou *half-bridge*, esta é uma sugestão de como implementar o circuito de controle com três CIs baratos e fáceis de encontrar: um 741, um 4013 e um LM339.

Operação — O LM339 é um comparador quádruplo. Sua unidade A funciona como oscilador, a uma frequência de aproximadamente 40 kHz, ao mesmo tempo em que gera uma onda triangular. Sua onda quadrada é entregue ao 4013, que, utilizando um de seus *flip-flops*, divide a frequência por

2, gerando duas ondas quadradas de 20 kHz cada uma e defasadas de 180°.

O comparador B funciona como PWM, comparando a onda triangular com o sinal de erro amplificado e realimentado através do operacional 741. Essa onda de 40 kHz com largura de pulso controlada é entregue aos comparadores C e D, dos quais resultam as duas ondas de 20-kHz, também com largura de pulso controlada e ainda defasadas de 180°, que vão chavear os transistores de potência da fonte. ●

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 de um texto de duas páginas, no máximo. Em cada edição divulgaremos uma entre as várias idéias que recebermos.

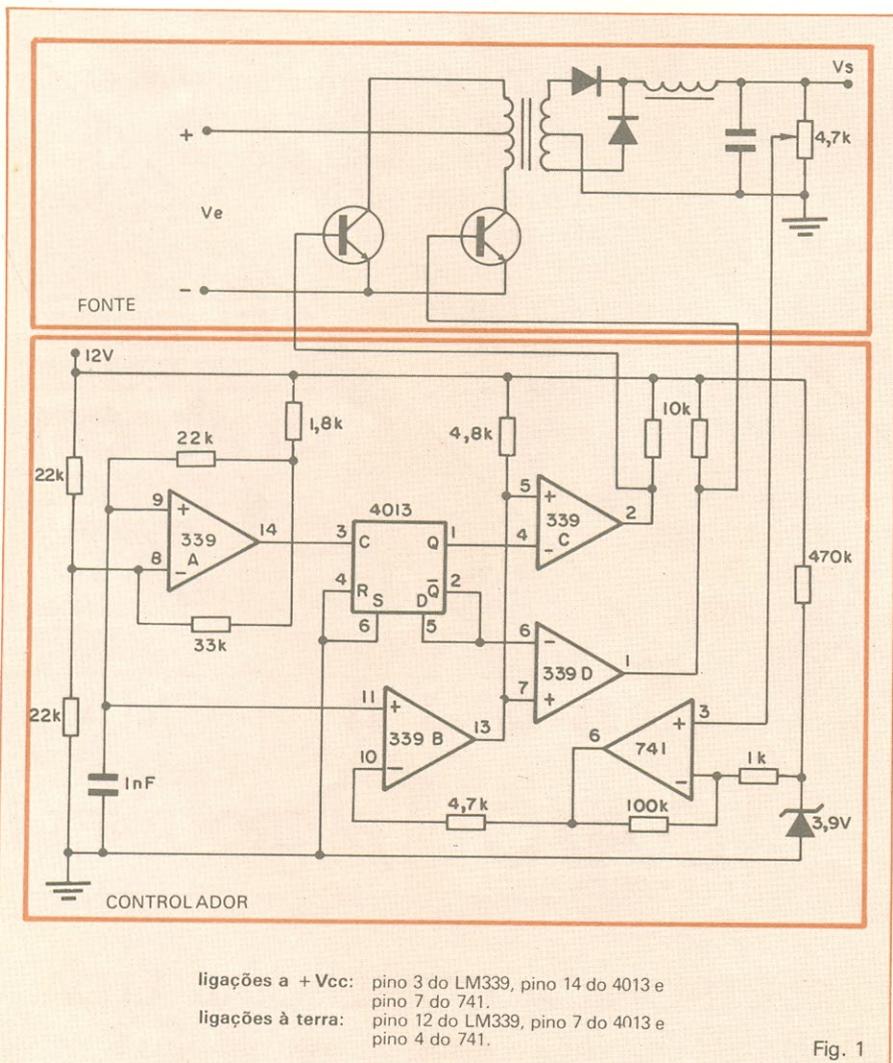


Fig. 1

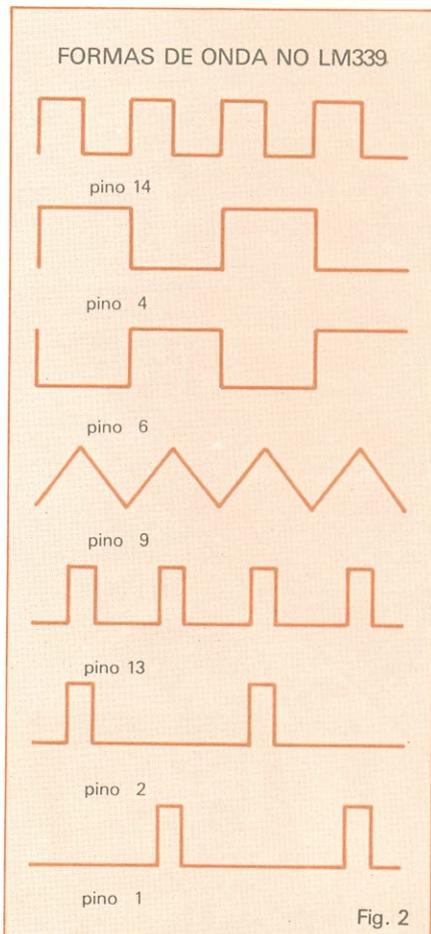


Fig. 2

Respostas de redes RC e RL

O funcionamento dos circuitos RC e RL, em corrente contínua, não tem mistério. Mas, em corrente alternada, a resposta dessas redes merece ser analisada mais detidamente

“Qualquer corpo abandonado, sem que nenhuma força atue sobre ele, está em repouso ou em movimento retilíneo uniforme.” Qualquer estudante de segundo grau já ouviu este enunciado pelo menos uma centena de vezes. Mas por que ele está aqui, no meio de um artigo sobre eletrônica? Simplesmente porque podemos fazer uma analogia entre o comportamento de uma massa abandonada e o de uma rede elétrica.

Quando analisamos um circuito, distinguimos duas coisas: **resposta natural e resposta forçada**. No caso da massa abandonada temos apenas duas possibilidades: ou está em repouso ou em movimento retilíneo uniforme; qualquer outro movimento conhecido necessita de pelo menos uma força atuando sobre ele.

Podemos dizer que um movimento qualquer é composto pela resposta natural de uma massa (repouso ou movimento retilíneo uniforme), mais uma resposta forçada (resposta a uma ou mais forças aplicadas ao objeto). Estes termos não são normalmente aplicados à cinemática; serviram aqui apenas para um modelo grosseiro de uma rede elétrica. Mais adiante, daremos um modelo mecânico mais completo, extraído da Dinâmica.

As respostas natural e forçada — Imagine um circuito formado por um capacitor descarregado e ligado a um resistor (figura 1), uma chave e uma fonte de tensão. Se você medir a tensão em seus terminais, notará que ela vai, após o fechamento da chave, crescer ao longo do tempo, de acordo

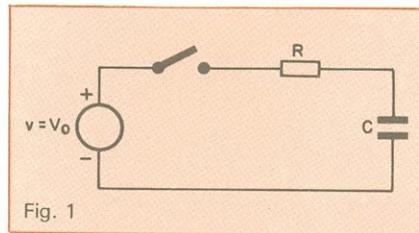


Fig. 1

Uma rede RC com o capacitor descarregado.

com uma curva semelhante à que mostramos na figura 2.

Durante todo o tempo em que a chave permaneceu aberta, o capacitor não apresentava tensão alguma. Ele estava em regime permanente, ou seja, não apresentava variações ao longo do tempo. Ao fecharmos a chave **forçamos** uma tensão entre seus terminais. Todavia, o conjunto formado pelo capacitor e resistor apresenta uma certa inércia, impedindo que a tensão nos terminais do capacitor atinja o valor máximo instantaneamente, mas obedecendo a uma função **exponencial**. Essa função seria a resposta natural do circuito, enquanto que o **degrau de tensão** (figura 3), aplicado ao capacitor, corresponde à resposta forçada do circuito. Após um determinado período de tempo, o capacitor apresenta uma tensão igual à da fonte (ou seja à amplitude do degrau de tensão), atingindo um outro regime permanente. Ao intervalo de tempo que ocorre entre os dois regimes permanentes damos o nome de **transitório**.

Um estudo mais detalhado desta e de outras redes elétricas vai demonstrar que:

a) a resposta natural depende unica-

mente dos parâmetros da rede; b) a resposta forçada depende de parâmetros externos.

Os elementos que compõem um circuito — Cada circuito terá uma resposta natural própria, que depende diretamente dos elementos individuais que o compõem. É importante, então, que estudemos cada um deles isoladamente. Temos basicamente o *indutor*, o *capacitor* e o *resistor*, que são elementos passivos no circuito. Além disso, temos as fontes de tensão e corrente, e as chaves.

Componentes passivos são aqueles capazes apenas de dissipar energia (resistores) ou, no máximo, armazenar uma quantidade *finita* de energia (capacitores e indutores). Um componente ativo é capaz de fornecer energia infinitamente. São as fontes de tensão e corrente. Os componentes que veremos serão considerados *ideais*, ou seja, puros. Por exemplo, um capacitor real apresentaria, além de sua capacitância, uma resistência interna e uma indutância parasita. No capacitor ideal, encontraremos apenas a capacitância.

Assim, o resistor, considerando a tensão e a corrente que por ele circula (figura 4A), obedecerá rigorosamente à lei de Ohm e, portanto, terá como equações que governam seu comportamento:

$$V = RI \text{ e } P = VI$$

onde:

V = tensão em volts nos terminais do resistor, conforme o sentido indicado na figura 4A;

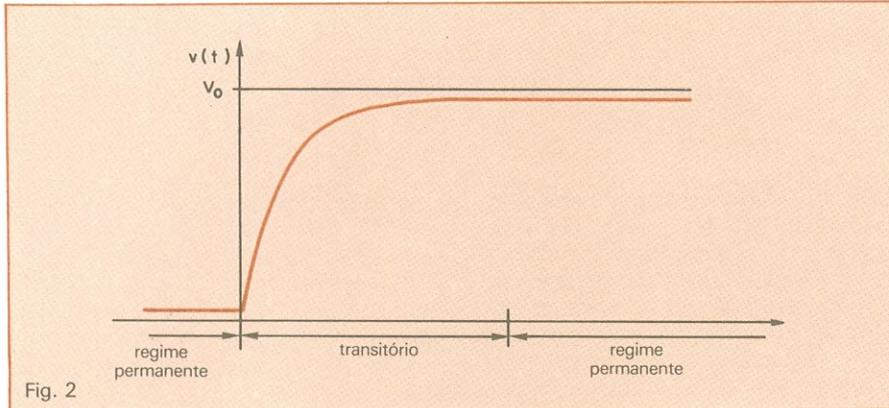


Fig. 2

A tensão no capacitor cresce em função do tempo.

I = corrente em ampères que circula através do componente, de acordo com o sentido indicado na figura 4A (lembre-se que adotamos o sentido real);

R = valor de resistência de componente em ohms;

P = potência dissipada no resistor em watts.

Caso ocorra uma variação no tempo, ou seja, as tensões e correntes variarem em função do tempo (por exemplo, senoidalmente), teremos:

$$\begin{aligned} v(t) &= r.i(t) \\ p(t) &= v(t).i(t) \end{aligned}$$

onde t é o tempo em segundo (s).

No capacitor e no indutor a coisa complica (mas não se assuste).

O capacitor e o indutor — Em corrente contínua e regime permanente, o capacitor e o indutor não apresentam propriedades que justifiquem um estudo mais aprofundado. Desta forma, o indutor pode ser encarado como um curto-circuito e o capacitor como um circuito aberto quando formos analisar uma rede em corrente contínua e regime permanente. Entretanto, na fase transitória e em regime senoidal permanente (ou sob qualquer tensão e corrente que varie com o tempo), estes componentes assumem um comportamento que merece maior atenção.

A matemática empregada neste estudo envolve o uso de modelos onde figuram derivadas e integrais. Estes dois nomes podem lhe ser familiares, mas, se não o forem, consulte um

bom livro de cálculo diferencial e integral. No quadro "O conceito de derivada", damos uma noção intuitiva dessa função. A conceituação das integrais fica para o próximo artigo.

O indutor — Na figura 4 mostramos o símbolo de um indutor e a tensão e corrente que por ele circulam. Num indutor, a tensão é diretamente proporcional à *variação* em relação ao tempo da corrente (por este motivo utilizamos a diferencial para definir suas relações matemáticas). À constante de proporcionalidade que rege as relações de tensão e corrente num indutor damos o nome de *indutância*, que simbolizaremos pela letra L . Sua unidade de medida é o *henry*, que significa volt x segundo/ampère e é simbolizada pela letra H .

Assim temos:

$$v = L \frac{di}{dt}$$

onde v significa a tensão em função do tempo; L , a indutância, e $\frac{di}{dt}$ é a derivada da corrente em relação ao tempo.

A potência em um indutor é calculada por:

$$p = vi = Li \frac{di}{dt}$$

De um estudo detalhado destas equações podemos tirar as seguintes conclusões (não nos aprofundaremos em demasia na matemática; se quiser mais detalhes, dê uma olhada no final do artigo, onde incluímos uma bibliografia especializada):

1) Se a corrente que circula num

indutor for constante, sua tensão é zero. Isto porque não há variação na corrente em relação ao tempo, ou seja, $\frac{di}{dt} = 0$. Por este motivo, podemos considerá-lo um curto-circuito, quando trabalhamos com corrente contínua em regime permanente.

2) Mesmo que a tensão entre seus terminais seja zero, o indutor pode armazenar uma quantidade finita de energia, desde que por ele circule uma corrente constante diferente de zero.

3) É *impossível* alterar instantaneamente o valor da corrente que circula num indutor, pois isso requereria uma tensão infinita. Um indutor se opõe a uma variação brusca em sua corrente. Podemos compará-lo a uma massa que possui uma certa *inércia* e se opõe a uma variação brusca na sua velocidade.

4) Um indutor ideal não dissipa energia, só armazena.

O capacitor — Na figura 4 mostramos também o símbolo de um capacitor, com a tensão e a corrente que por ele circulam. No capacitor temos a si-

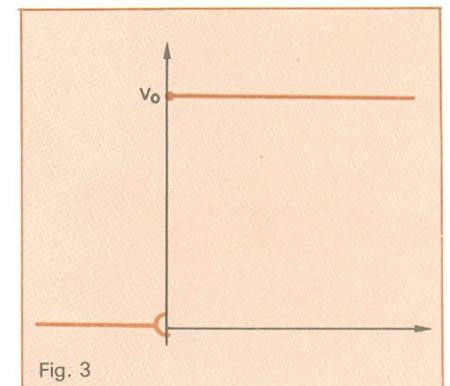


Fig. 3

O degrau de tensão corresponde à resposta forçada do circuito.

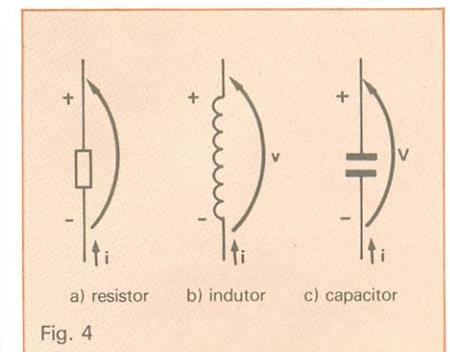
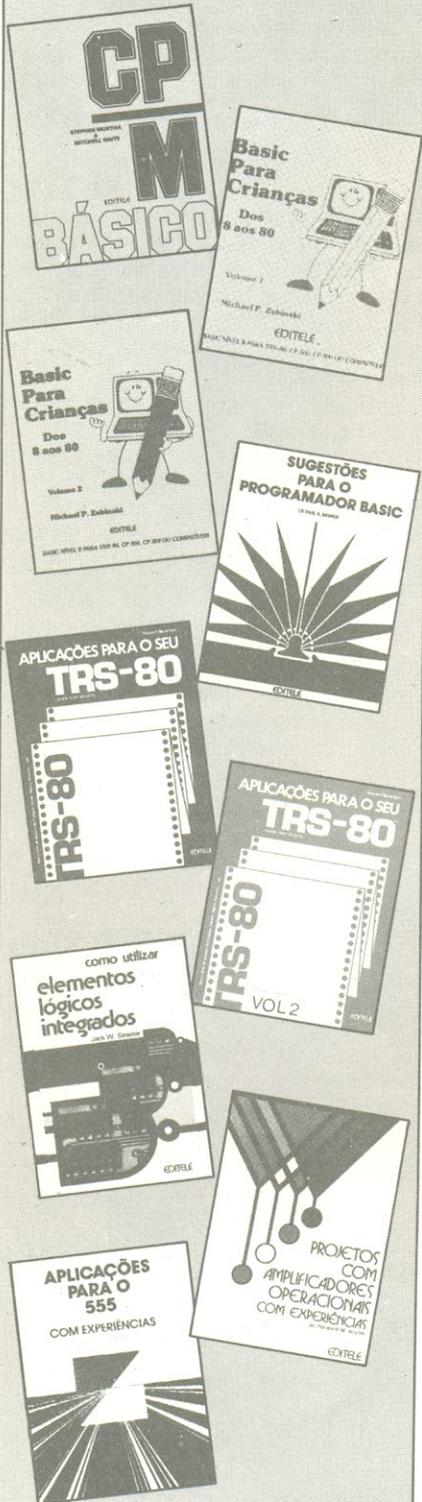


Fig. 4

Os elementos passivos do circuito.

LANÇAMENTOS EDITELE



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

O conceito de derivada

No estudo sistemático dos fenômenos elétricos que sofrem variações em relação ao tempo são necessárias duas ferramentas matemáticas muito poderosas: a derivada e a integral. Embora as noções destas ferramentas sejam dadas apenas no final do curso de segundo grau de algumas boas escolas ou no início de um curso universitário de ciências exatas, os seus princípios podem ser entendidos por qualquer pessoa que tenha algum conhecimento sobre funções matemáticas, noções de gráficos e trigonometria.

Imagine uma curva como a que mostramos em a. Ela representa uma função de y em relação a x . Vamos tomar dois valores de x — x_1 e x_2 , tais que $x_2 > x_1$. Para x_1 corresponderá o valor y_1 e para x_2 o valor y_2 , identificando assim dois pontos na curva como $A(x_1, y_1)$ e $B(x_2, y_2)$. Se quisermos saber quanto varia a função quando passamos de x_1 para x_2 teremos que medir a "taxa de variação da função" entre x_1 e x_2 , que definiremos como:

$$\text{taxa}_1 = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}$$

que genericamente pode ser escrita como:

$$\text{taxa} = \frac{\Delta y}{\Delta x}$$

onde Δ (delta) significa diferença.

Vamos escolher agora mais dois pontos, x_3 e x_4 , tais que (como mostramos em b):

$$\begin{aligned} x_4 &> x_3 \\ x_4 &< x_2 \\ x_3 &> x_1 \end{aligned}$$

Assim, $x_4 - x_3 < x_2 - x_1$ e está contido no intervalo $[x_1, x_2]$.

Podemos calcular a taxa₂, obtendo um novo valor. Isso pode ser feito sucessivamente até que tenha-

mos dois pontos x_n e x_{n+1} suficientemente próximos para que possamos considerar $x_n = x_{n+1}$ e, conseqüentemente, $y_n = y_{n+1}$.

Se estivéssemos levantando a taxa de variação até então estaríamos obtendo valores que convergiam (se aproximariam) de um determinado valor, por exemplo:

$$\begin{aligned} \text{taxa}_1 &= 4 \\ \text{taxa}_2 &= 3,98543 \\ \text{taxa}_3 &= 3,98167 \\ \text{taxa}_4 &= 3,98269 \\ \text{taxa}_5 &= 3,98165 \end{aligned}$$

E assim por diante. Mas agora teremos:

$$\text{taxa}_z = \frac{x_{n+1} - x_n}{y_{n+1} - y_n} = \frac{x_n - x_n}{y_n - y_n} = \frac{0}{0}$$

o que não faz sentido, uma vez que qualquer divisão por zero não é definida.

Todavia, o trabalho que estamos fazendo mostrará que a taxa de variação da função se aproxima de um valor finito. Isso indica que num determinado limite atingiremos este valor. Assim:

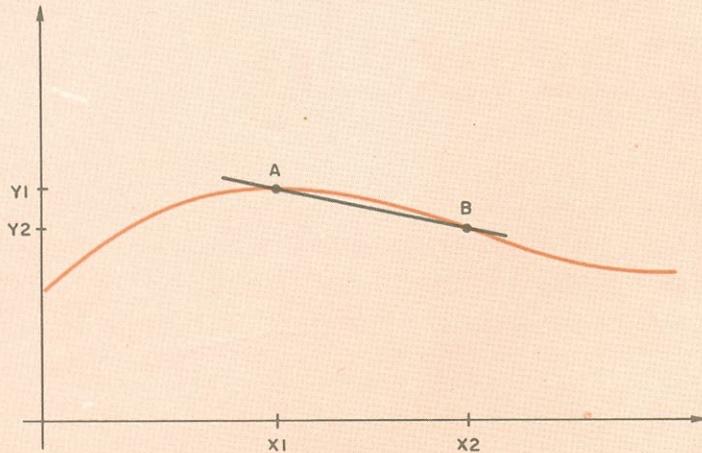
$$\text{taxa} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{y}{x} \quad (\text{lê-se: limite } y/x \text{ para } x \text{ tendendo a zero})$$

Isso é a definição de derivada. Assim:

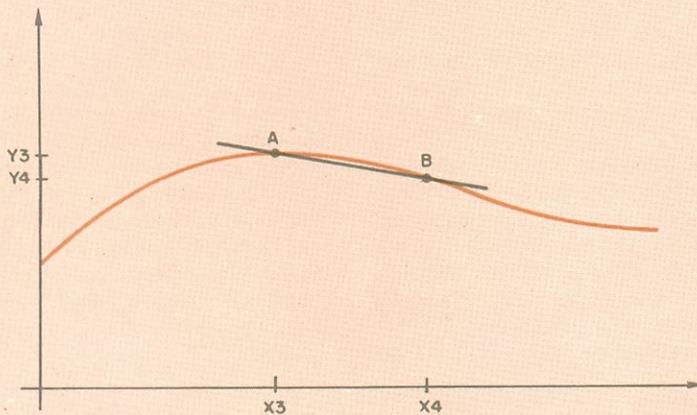
$$\frac{dy}{dx} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{y}{x}$$

Outro fato interessante é que, pouco a pouco, as retas secantes à curva foram se transformando numa reta tangente à curva. Assim a derivada de uma função em um ponto é muitas vezes definida como o valor da inclinação da reta tangente à curva, neste ponto que representa a função.

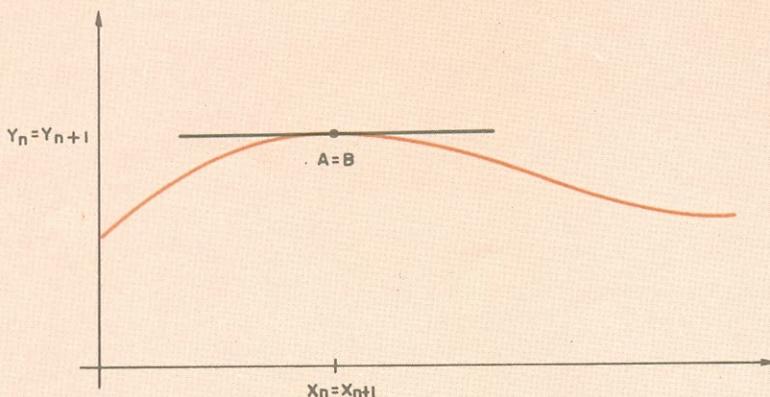
É importante ressaltar ainda que a derivada é uma função formada a partir da derivada calculada em cada um dos pontos da função original.



(a)



(B)



(c)

tuação inversa do indutor: a corrente é diretamente proporcional à variação da tensão. A constante de proporcionalidade que rege estas relações damos o nome de *capacitância*, simbolizada pela letra *C*. A unidade de medida é o *farad*, que significa ampère x segundo/volt e é simbolizada pela letra *F*.

$$\text{Assim temos: } i = C \frac{dv}{dt}$$

onde $\frac{dv}{dt}$ é a variação da tensão em relação ao tempo.

$$\text{A potência vale: } p = vi = Cv \frac{dv}{dt}$$

Da mesma forma que o indutor, podemos, após um cuidadoso estudo, concluir:

1) Se a tensão nos terminais do capacitor for constante, a corrente será nula, uma vez que não há variação da tensão em relação ao tempo.

2) Mesmo que a corrente que circula através do capacitor seja nula (quando a tensão for constante e diferente de zero), teremos uma quantidade finita de energia armazenada no capacitor.

3) É impossível alterar instantaneamente a tensão nos terminais do capacitor, uma vez que, para isso, requer-se uma corrente infinita.

4) Da mesma forma que o indutor, um capacitor ideal nunca dissipa energia, apenas a armazena.

Nota: É comum entre técnicos em Eletrotécnica o uso da expressão *condensador* para designar elementos armazenadores de energia e capacitor para elementos usados como casadores de impedância ou corretores do fator de potência. Um estudo teórico mais completo mostra que ambos os fenômenos obedecem às mesmas leis matemáticas e físicas, não justificando a distinção. Entretanto, para finalidades práticas, os eletrotécnicos mantêm a distinção, uma vez que os "capacitores" e "condensadores" que aparecem na sua rotina de trabalho são construídos por técnicas diferentes, visando um melhor aproveitamento de cada um em sua finalidade, justificando assim diferenciá-los.

Ressonância em paralelo

O circuito ressonante paralelo armazena o sinal por algum tempo e por isso é chamado de “tanque”. Nesta lição, também, os conceitos de Q e largura de banda

Estudamos, em nossa última lição, as características dos circuitos ressonantes série. Agora veremos o que ocorre quando um capacitor e um indutor são ligados em paralelo.

Vamos começar observando a figura 1. É um circuito ressonante, porque X_L tem valor igual ao de X_C . Para simplificar a nossa análise, suponhamos que L e C são componentes ideais, isto é, não acrescentam qualquer resistência ao circuito. É claro que na prática sempre há alguma resistência, cujos efeitos consideraremos mais adiante.

Se o capacitor fosse temporariamente desligado do circuito, como indica a figura 2A, a corrente pela bobina, segundo a Lei de Ohm, seria:

$$I_L = \frac{V}{X_L} = \frac{10 \text{ V}}{100 \Omega} = 0,1 \text{ A}$$

Esta corrente deve ser suprida pela fonte CA. Como L é um indutor puro, I_L deve estar atrasada 90° em relação à tensão aplicada.

Se o capacitor for religado e o indu-

tor desligado, como na figura 2B, a corrente pelo capacitor será:

$$I_C = \frac{V}{X_C} = \frac{10 \text{ V}}{100 \Omega} = 0,1 \text{ A}$$

Também é bom lembrar que a corrente no capacitor está 90° à frente da tensão. Agora consideremos o funcionamento do circuito completo. Se I_C está 90° à frente e I_L está 90° atrás da fase da tensão, então há uma diferença de 180° entre I_C e I_L . Isso quer dizer que, quando a corrente está fluindo num sentido através do indutor, uma corrente igual deve circular em sentido contrário pelo capacitor.

Se aplicarmos a Lei de Kirchhoff ao

ponto A, verificaremos que não há corrente entrando ou saindo da fonte. Isto é, a mesma corrente que sobe pela bobina desce pelo capacitor, num determinado ciclo do sinal. No outro ciclo, a corrente que desce pela bobina sobe pelo capacitor. Externamente a essa parte do circuito não se registra corrente — ela simplesmente oscila entre os dois componentes.

No circuito ressonante paralelo ideal, a tensão da fonte é necessária somente para iniciar a oscilação. Uma vez começada, pode-se desligar a fonte e a oscilação permanecerá indefinidamente. Mas, como frisamos, isso vale apenas se não houver perdas no circuito.

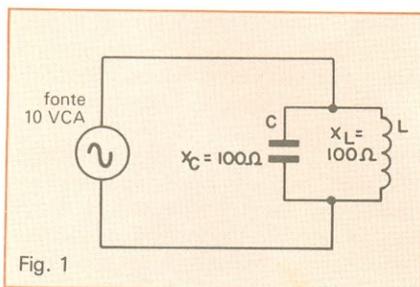


Fig. 1
Circuito ressonante paralelo.

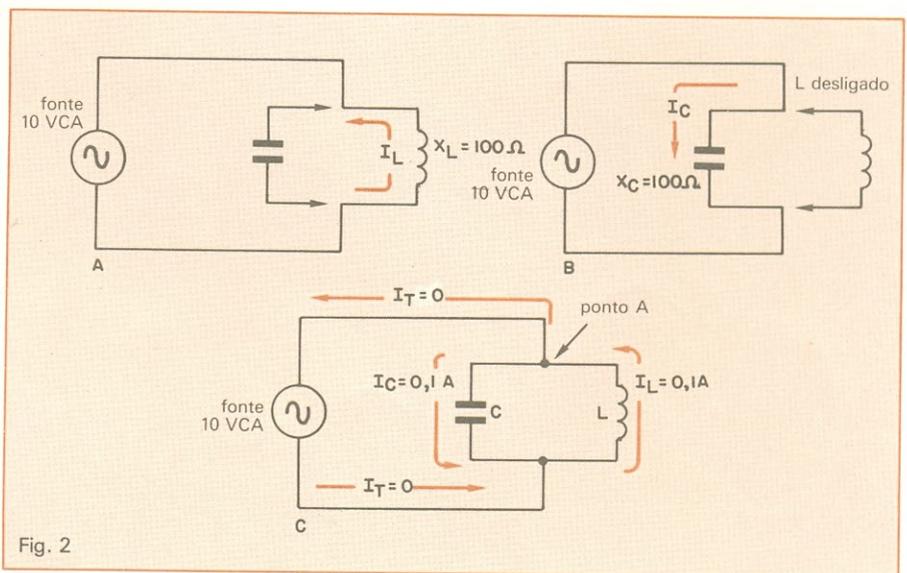


Fig. 2
Corrente no circuito ressonante paralelo.

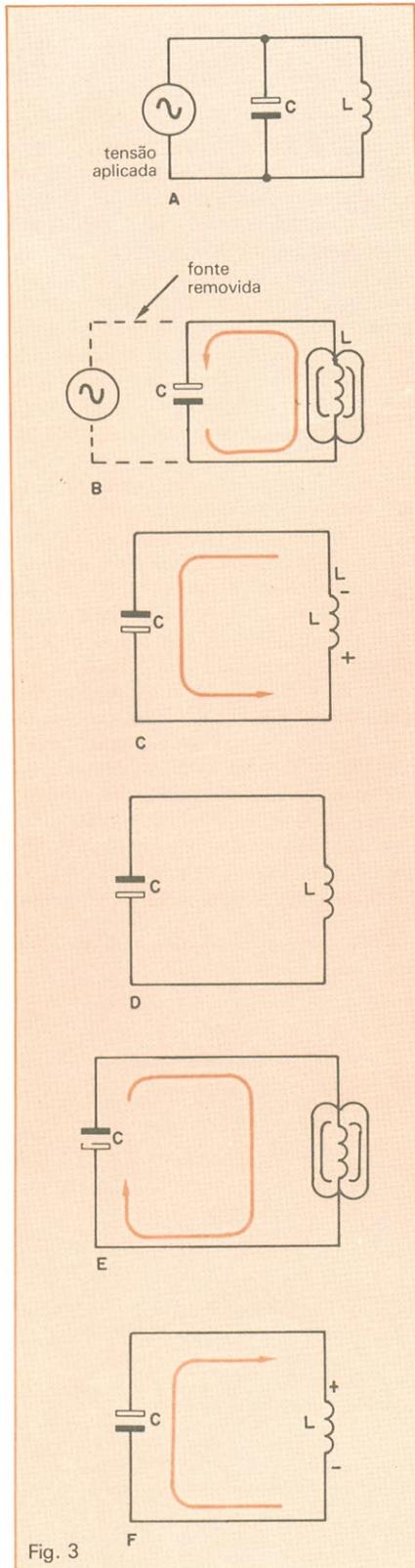


Fig. 3 O sinal fica oscilando entre o capacitor e o indutor.

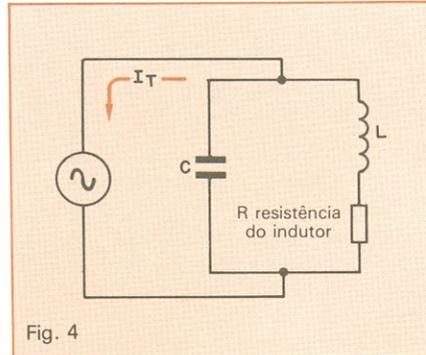


Fig. 4 Um circuito tanque prático.

Do ponto de vista da fonte, qualquer que seja o seu valor, por não haver entrada ou saída de corrente, apesar da tensão fornecida, o circuito parece estar aberto, ou seja, tem resistência infinita.

Princípio do circuito tanque — A capacidade do circuito ressonante paralelo manter a oscilação, mesmo depois da fonte ter sido desligada, é o princípio de operação dos chamados circuitos **tanque**.

Esse princípio é ilustrado pela figura 3. Inicialmente, a energia é fornecida por uma fonte CA. Uma vez iniciada a oscilação, a energia é alternadamente armazenada pelo capacitor e pela bobina.

Imaginemos que no instante ilustrado pela figura 3A o capacitor está completamente carregado. Em 3B, ele começa a se descarregar através de L. Enquanto a corrente circula pelo indutor, gera um campo magnético ao redor do mesmo. Quando o capacitor acaba de se descarregar, a corrente em L tende a parar. Conseqüentemente, o campo magnético em torno da bobina termina, induzindo uma força eletromotriz com a polaridade mostrada em 3C. Isso mantém a corrente circulando na mesma direção e causa a carga de C com a polaridade indicada.

Agora, o capacitor está novamente carregado e, no próximo instante, começará a se descarregar. Desta vez, porém, a corrente fluirá pela bobina com sentido contrário ao anterior, segundo a indicação da figura 3E. Um campo magnético de sentido contrário será gerado, então, em torno de L.

Quando C estiver descarregado outra vez, a corrente por L tenderá a parar, bem como o campo magnético. Uma nova FEM induzida deverá manter a corrente circulando no mesmo sentido. Desse modo, C será carrega-

do novamente com sua polaridade inicial (figura 3F).

A partir desse ponto, o ciclo se repete. Como vimos, a energia simplesmente é intercambiada entre a bobina e o capacitor. A princípio, é armazenada como um campo eletrostático no capacitor. Depois, é armazenada na forma de campo magnético em torno do indutor. Uma vez que nem o capacitor nem a bobina dissipam energia, as oscilações deveriam continuar indefinidamente se não ocorresse perdas no circuito.

A propriedade desse tipo de circuito armazenar energia é justamente o que faz com que seja chamado de tanque.

Circuito tanque prático — Não há perdas no circuito tanque ideal porque seus componentes não apresentam nenhuma resistência. Na prática, porém, tanto capacitor e indutor como os próprios fios de interligação possuem uma certa resistência elétrica. Ainda assim, normalmente, apenas a resistência da bobina é alta o suficiente para ser levada em conta. Portanto, o circuito tanque prático pode ser analisado como se houvesse um resistor em série com o indutor, da maneira mostrada na figura 4.

Ao contrário da reatância, a resistência dissipa energia. Quando a corrente oscila entre o indutor e o capacitor, o resistor dissipa parte da energia na forma de calor. Em conseqüência, o circuito tanque perde um pouco de energia a cada ciclo. Por essa razão, na prática, as oscilações são amortecidas rapidamente, se a fonte CA estiver desligada. A figura 5 ilustra o que acontece com a tensão no circuito. A cada repetição, o sinal se torna progressivamente mais fraco, enquanto vai sendo dissipada a energia no circuito tanque.

Para compensação dessa perda, a energia aplicada a partir da fonte externa deve ser mantida. A fonte CA fornecerá a energia necessária para restituir a quantia perdida com a resistência. O resultado é que, desse modo, haverá um fluxo de corrente entre a fonte e o circuito tanque. E, quanto maior for o valor da resistência no circuito tanque, mais potência será dissipada e maior terá que ser a corrente suprida pela fonte.

Isso parece contradizer a Lei de Ohm, na qual a corrente é inversamente proporcional à resistência. De fato, a resistência limita a corrente que cir-

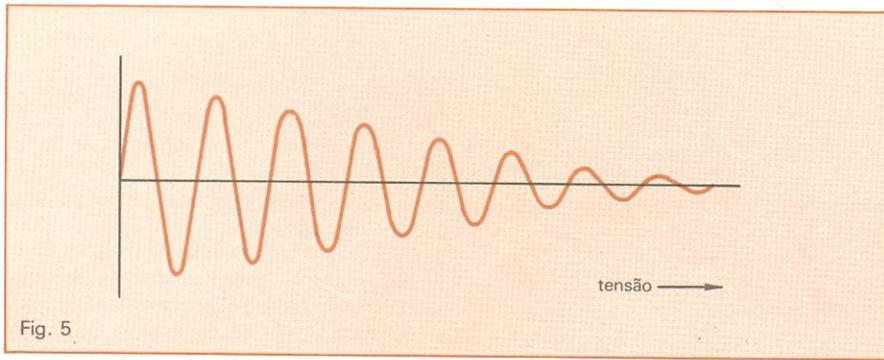


Fig. 5

O sinal vai-se amortecendo a cada ciclo.

cula pelo tanque. Contudo, ao fazê-lo, provoca um consumo de potência. Essa potência deve ser fornecida pela fonte. Portanto, a corrente vinda da fonte deve aumentar.

Índice de mérito nos circuitos ressonantes — Já vimos em nosso curso, quando estudamos os indutores, que se define para esses dispositivos um fator de qualidade, que relaciona a energia armazenada com a energia

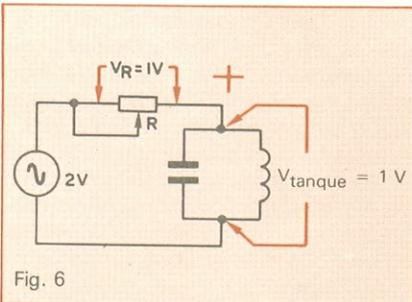


Fig. 6

Método para determinar a impedância do tanque.

dissipada pela resistência própria. Uma maneira de determinar essa relação é dividir a reatância indutiva pela resistência do indutor.

O mesmo se faz para os circuitos ressonantes. Na frequência de ressonância, define-se um índice de qualidade, de mérito ou simplesmente Q. Esse índice é ainda chamado, nos circuitos ressonantes, de fator de ampliação, devido ao crescimento no valor da tensão que se observa na frequência de ressonância.

Q nos circuitos ressonantes série — Como X_L é igual a X_C , na frequência de ressonância, então o Q de um circuito série é determinado segundo as expressões:

$$Q = \frac{X_L}{R} \text{ ou } Q = \frac{X_C}{R}$$

Normalmente, porém, expressa-se a reatância em termos de X_L . Por exemplo, num circuito em ressonância, $X_L = X_C = 1000 \Omega$ e a resistência série é igual a 100Ω . O fator Q portanto é 10:

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{1000 \Omega}{100 \Omega} = 10$$

O Q também pode ser encontrado a partir da relação entre a tensão aplicada e a resposta do circuito na ressonância, isto é, a tensão sobre o capacitor ou o indutor. Assim:

$$Q = \frac{V_L}{V_E} \text{ ou } Q = \frac{V_C}{V_E}$$

Esse método de medição do índice de mérito proporciona resultado mais preciso que o da divisão X_L/R . O motivo é que fica mais fácil medir as tensões do que a resistência do circuito em CA. Geralmente, o mais importante componente da resistência série é a resistência da bobina em CA. Essa resistência CA pode ser maior que aquela medida com um ohmímetro em corrente contínua.

É preciso considerar que a bobina tem seu próprio Q. Se a única resistência série do circuito for a da bobina, então o índice de qualidade do circuito ressonante será igual ao dela. E um Q igual ao da bobina é o mais alto índice de mérito que um circuito ressonante pode apresentar. Quando há outras resistências em série, o Q do circuito é menor que o do indutor.

Como é difícil medir diretamente a resistência CA de um circuito ressonante série, esta pode ser calculada a partir dos demais valores conhecidos. Por exemplo, sabe-se que um circuito ressonante série desenvolve 10 V sobre uma bobina de 1 Henry para um sinal de entrada de 0,1 V e 100 Hz. A partir desses dados podemos calcular

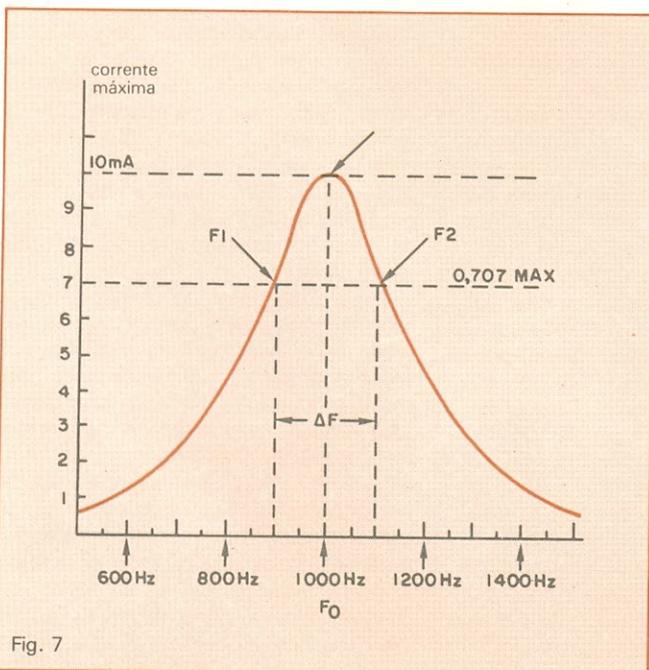


Fig. 7

A largura de banda é definida entre dois pontos.

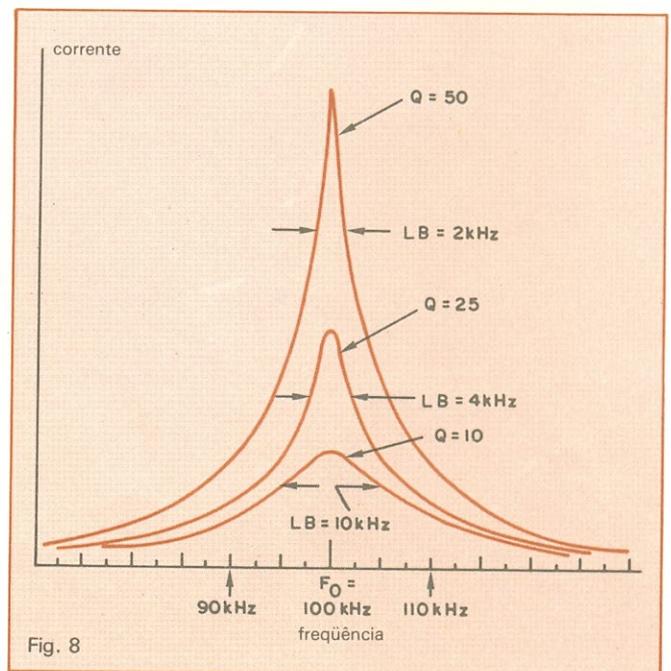


Fig. 8

A largura de banda aumenta quando o Q diminui.

o Q e a resistência CA do circuito.

$$Q = \frac{V_L}{V_E} = \frac{10 \text{ V}}{0,1 \text{ V}} = 100$$

Sabemos que $Q = X_L/R$. Conseqüentemente: $R = X_L/Q$. Assim, se calcularmos X_L , determinaremos R.

$$X_L = 2 \pi f L$$

$$X_L = 2 \times 3,14 \times 100 \text{ Hz} \times 1 \text{ H}$$

$$X_L = 628 \Omega$$

Portanto:

$$R = \frac{X_L}{Q} = \frac{628 \Omega}{100} = 6,28 \Omega$$

Esse é apenas um exemplo da importância do índice de mérito.

Q na ressonância em paralelo — Para os circuitos ressonantes série vimos que o valor de Q pode ser determinado dividindo-se a tensão na bobina ou no capacitor pela tensão aplicada. Isso não vale para os circuitos ressonantes paralelos, porque nestes a tensão V_E é aplicada diretamente sobre L e C. Nesse caso, trabalharemos com a corrente, ao invés da tensão. O índice de mérito, na ressonância em paralelo, pode ser determinado dividindo-se a corrente no tanque pela corrente fornecida pela fonte. Num bom circuito tanque, como vimos, a corrente extraída da fonte é bem baixa, enquanto a corrente em circulação no tanque pode ser bem alta. Portanto:

$$Q = \frac{I_{\text{tanque}}}{I_{\text{fonte}}}$$

Mas, como no ressonante série, aqui também o Q pode ser expresso como a relação entre X_L (ou X_C) e R. Isto é, $Q = X_L/R$. R é a resistência CA total dentro do tanque, que pode ser um pouco maior do que o valor de R

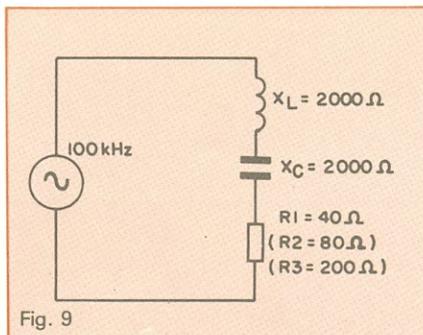


Fig. 9 Efeitos da resistência sobre o índice de mérito.

medido com o ohmímetro em CC.

No circuito ressonante paralelo Q também pode ser pensado como um fator de ampliação. Só que, neste caso, não é a tensão que é ampliada e sim a impedância. Devido à corrente da fonte ser mínima na ressonância, a impedância do circuito tanque torna-se máxima. Na ressonância, a impedância do tanque é igual à reatância de C ou L multiplicada pelo Q. Ou seja: $Z_{\text{tanque}} = X_L Q = X_C Q$. A partir dessa equação também podemos desenvolver outra para cálculo do próprio Q:

$$Q = \frac{Z_{\text{tanque}}}{X_L}$$

Assim, ficamos com três equações para o índice de mérito:

$$Q = \frac{I_{\text{tanque}}}{I_{\text{fonte}}}; Q = \frac{X_L}{R}; Q = \frac{Z_{\text{tanque}}}{X_L}$$

Dessas equações, a última é a mais útil para determinação do índice. É difícil usar a primeira equação devido à dificuldade em medir a corrente CA do circuito. A segunda equação também apresenta o problema de medição da resistência CA total. Para utilizar a terceira, porém, tudo que precisamos são os valores de X_L e Z_{tanque} .

X_L pode ser facilmente calculada se o valor de L for conhecido. Além disso, a impedância do tanque pode ser determinada segundo o método apresentado na figura 6.

Vê-se, na figura, um resistor variável colocado em série com o circuito tanque. Na frequência de ressonância, o resistor é ajustado até que a tensão sobre ele seja igual à tensão sobre o tanque. Isto é: $V_R = V_{\text{tanque}} = 1/2 V_E$. Nessas condições, com a queda em R igual à tensão sobre o tanque, o valor de R deve ser igual à impedância do tanque. A montagem pode então ser desfeita e o valor de R deve ser medido com um ohmímetro. Esse será o valor de Z_{tanque} , que usaremos na equação para determinar o Q do circuito.

Largura de banda nos circuitos ressonantes — Embora se fale em uma frequência de ressonância, os efeitos dessa condição permanecem por uma pequena extensão de frequências em torno daquele valor central. Com isso queremos dizer que o circuito ressonante responde com características semelhantes ao longo de uma certa faixa de frequências. A extensão dessa faixa é denominada largura de banda ou largura de faixa do circuito.

Como determinar essa faixa? A figura 7 mostra graficamente a corrente que passa por um circuito ressonante série em várias frequências acima e abaixo da de ressonância. Naturalmente, o maior valor de corrente flui na frequência ressonante. Neste exemplo, f_0 é 1000 Hz e a corrente máxima é 10 mA.

Considere-se a largura de faixa do circuito ressonante série como sendo os valores de frequência com resposta de até 70,7% do máximo possível. Em nosso exemplo, as frequências que produzem uma corrente de 7,07 mA ou mais são consideradas dentro da largura de banda. E, pelo gráfico, nota-se que essa faixa se estende de $f_1 = 900 \text{ Hz}$ até $f_2 = 1100 \text{ Hz}$.

A largura de faixa é então definida como $f_2 - f_1 = 1100 \text{ Hz} - 900 \text{ Hz} = 200 \text{ Hz}$. Esta é a largura da faixa de frequências que produzem uma resposta de até 70,7% da corrente máxima. Falta dizer o porquê da escolha do valor de 70,7% da corrente máxima para delimitar a largura de faixa. Acontece que esse ponto é usado por representar o valor em que a potência no circuito cai exatamente pela metade.

Um exemplo demonstrará isso. Considere um circuito no qual a resistência é de 1000 ohms e a corrente é 10 mA. A potência é: $P = RI^2 = 1000 \times 0,01^2 = 1000 \times 0,0001 = 0,1 \text{ W}$. Agora vejamos a potência quando a corrente cai para 70,7% do máximo,

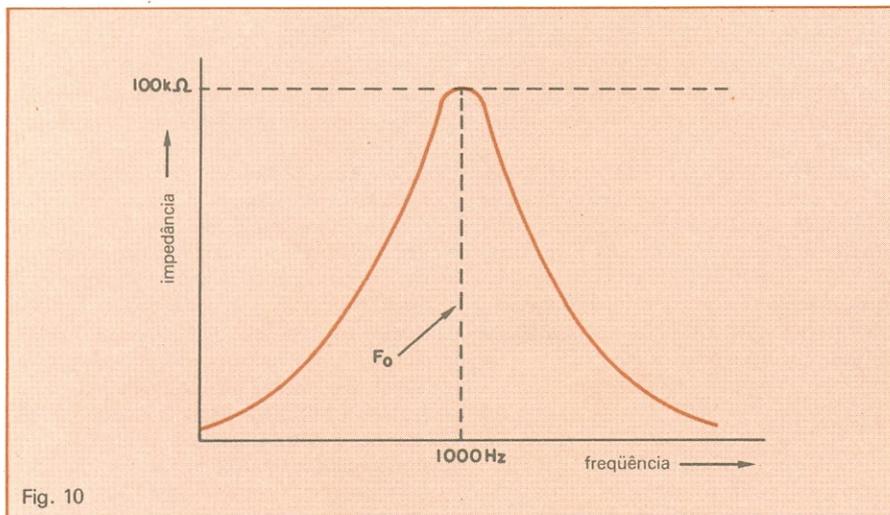


Fig. 10 Curva de resposta do circuito ressonante paralelo.

ou seja, 7,07 mA: $P = 1000 \times 0,00707^2 = 1000 \times 0,00005 = 0,05 \text{ W}$. Portanto, metade da potência máxima calculada antes (0,1 W). Por convenção, a largura de banda é medida entre as duas frequências que provocam essa queda pela metade na corrente e de 0,707 na corrente.

A largura de banda está diretamente relacionada com o índice de mérito, além da frequência de ressonância. Esse relacionamento é resumido numa equação:

$$LB = \frac{f_o}{Q}$$

O que quer dizer que a largura de banda (LB) é diretamente proporcional à frequência de ressonância. É também inversamente proporcional ao valor do índice de mérito. Conclusão: quanto maior for o Q, menor será a largura de faixa, como indica o gráfico da figura 8.

No gráfico temos três curvas de circuitos com a mesma frequência de ressonância (100 kHz), mas diferentes índices de mérito. Usando a relação $LB = f_o/Q$ fica fácil verificar as dimensões das larguras de banda dos três circuitos.

Para Q = 50:

$$LB = \frac{100 \text{ kHz}}{50} = 2 \text{ kHz}$$

Para Q = 25:

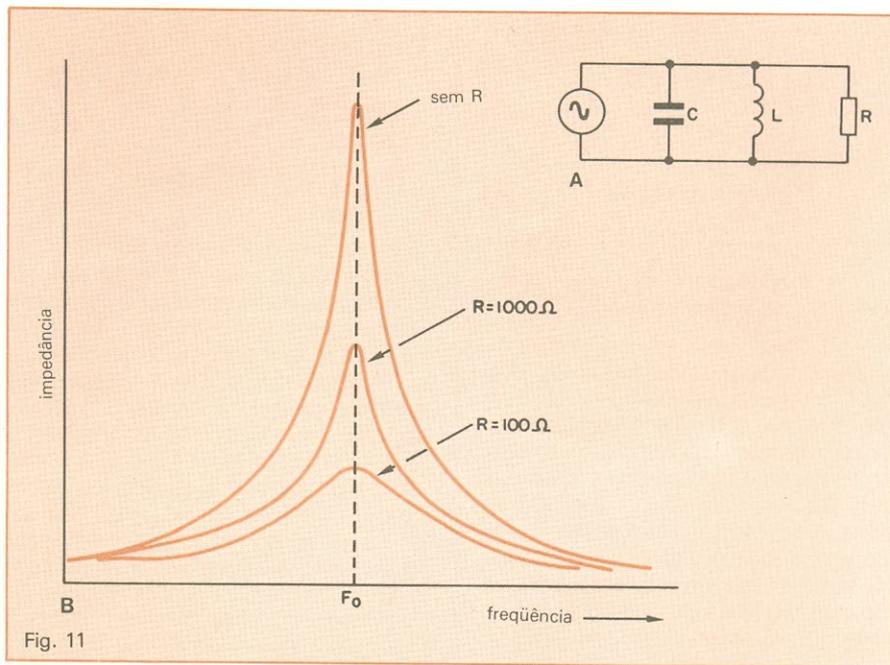
$$LB = \frac{100 \text{ kHz}}{25} = 4 \text{ kHz}$$

Para Q = 10:

$$LB = \frac{100 \text{ kHz}}{10} = 10 \text{ kHz}$$

O exemplo comprovou que quanto maior o Q, mais estreita é a largura da faixa e vice-versa. Os circuitos que produzem as curvas da figura 8 estão contidos na figura 9. Observe que são configurações idênticas, exceto quanto ao valor da resistência. O valor de R determina o Q do circuito e este, por sua vez, define a largura de banda. Note também que a variação de R não afeta a frequência de ressonância, mas somente o índice de mérito e a largura de banda. Quando o valor da resistência aumenta, o Q diminui e a largura de faixa aumenta.

O circuito ressonante paralelo tam-



A largura de banda se estreita com resistores em paralelo.

bém responde a uma certa faixa de frequências, do mesmo modo que o ressonante série. A figura 10 é uma curva característica. Ela tem o mesmo formato que a curva do circuito ressonante série. Entretanto, note que, agora, a impedância ocupa o lugar da corrente, no eixo vertical do gráfico. Na frequência ressonante a impedância do circuito é máxima. Abaixo ou acima dessa frequência, a bobina oferece uma baixa reatância e a impedância cai.

Devido à corrente da fonte ser inversamente proporcional à impedância, no circuito ressonante série, a curva da frequência \times corrente apresenta uma forma invertida à da figura 7. A corrente, nesse caso, diminui à medida que nos aproximamos da frequência central.

Também como na ressonância série, no circuito ressonante paralelo a largura de banda é determinada pelo índice de mérito. A fórmula permanece: $LB = f_o/Q$. Se um circuito ressonante paralelo tem uma frequência de ressonância de 1000 Hz e um Q igual a 10, a largura de faixa é:

$$LB = \frac{f_o}{Q} = \frac{1000 \text{ Hz}}{10} = 100 \text{ Hz}$$

Assim, o circuito responde à faixa de frequências entre 950 Hz e 1050 Hz.

Os circuitos ressonantes paralelos,

igualmente, apresentam seletividade variável. Isto é, alguns respondem a faixas mais estreitas de frequência do que outros. No caso, se desejado, pode-se aumentar a largura da faixa ligando-se um resistor em paralelo com o circuito tanque. O resistor proporcionará um caminho a mais para a corrente da fonte, aumentando o valor desta. Lembra-se que $Q = I_{tanque}/I_{fonte}$. Por esse motivo, Q é inversamente proporcional à corrente da fonte. Se a corrente da fonte aumentar, então Q deverá diminuir. E diminuindo-se o índice de mérito, segundo a fórmula $LN LB = f_o/Q$, a largura de banda aumentará. Portanto, o acréscimo de um resistor em paralelo com o circuito tanque causa um aumento na largura de faixa deste. Isso é chamado **carregar** o circuito tanque.

A figura 11A é um circuito com um resistor acrescido para produzir o efeito desejado. E a figura 11B mostra esse efeito sobre a curva de resposta do circuito. Sem o resistor, a curva é bem estreita e o circuito responde apenas numa pequena faixa ao redor do ponto de ressonância. Com um resistor de 1000 Ω acrescenta-se um caminho adicional para a corrente, reduz-se a impedância e alarga-se um pouco a largura de faixa. E quando é colocado um resistor de 100 ohms, a impedância diminui ainda mais e a largura da faixa é bastante esticada. ●

Demoduladores e matriz

Chegamos à última etapa do percurso dos sinais antes de serem entregues ao cinoscópio, para a reprodução, no receptor, da imagem transmitida pela emissora de TV.

Amplificadas, as componentes de cor U e V são demoduladas para fornecer os sinais de diferenciação cromática B-Y e R-Y. Para isso, a portadora de crominância, suprimida no transmissor, precisa ser reutilizada. Uma nova portadora é então produzida, como vimos nas lições anteriores, pelo oscilador local de 3,58 MHz. A fase dessa referência deve ser correta, de modo que são subtraídos do oscilador dois sinais defasados em quadratura, isto é, com diferença de 90°.

Depois de passar pelos demoduladores, as componentes de diferença de cor vão para uma matriz, onde serão combinadas para produzir o terceiro sinal de diferenciação (G-Y), que contém a informação verde. A etapa seguinte é apenas uma amplificação para que os sinais de cor possam excitar o tubo de raios catódicos.

Demoduladores — Os demoduladores são dois — um para B-Y e outro para R-Y. Para que funcionem corretamente é preciso que a frequência do sinal que os chaveará esteja sincronizada com a do transmissor. O sinal de chaveamento é a portadora de 3,58 MHz gerada pelo oscilador local e seu sincronismo com a emissora é mantido pelo *burst*.

Exemplo de circuitos demoduladores temos na figura 26-X. O esquema mostra que as diferenças no tratamento dos dois sinais são muito pequenas, de maneira que a análise dos circuitos pode ser feita em conjunto. Os transistores T1 e T2 fazem o acoplamento dos sinais U e V para os demoduladores propriamente ditos. O batimento com as referências é feito pelos diodos que estão ligados nos emissores de T1 e

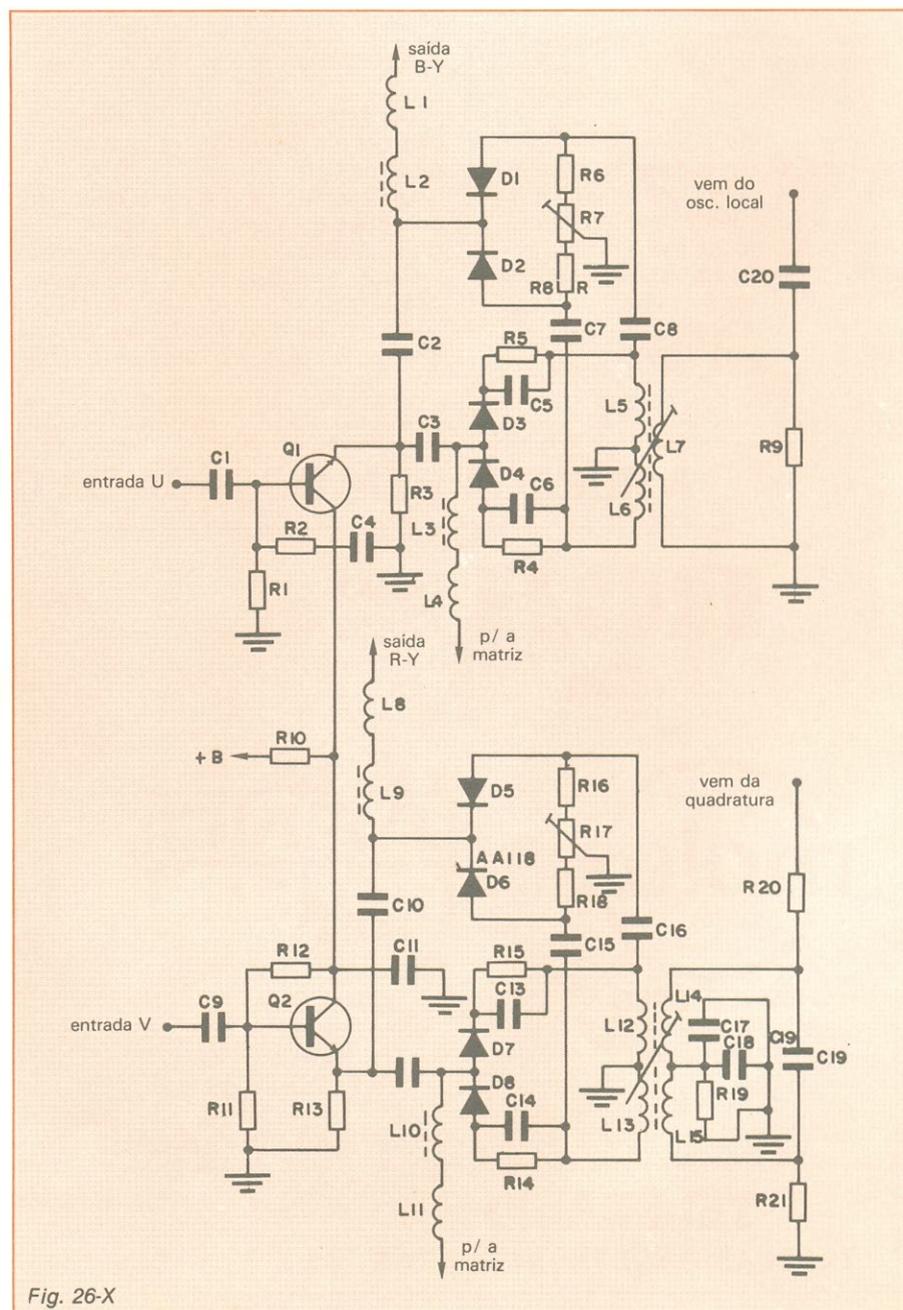


Fig. 26-X

Os demoduladores de crominância B-Y e R-Y.

T2. A portadora para a demodulação no estágio B-Y vem direto do oscilador local e entra no filtro formado pelas bobinas L5, L6 e L7. A portadora defasada em quadratura para o demodulador R-Y é introduzida no filtro constituído por L12, L13, L14 e L15.

Na parte superior dos demoduladores são retirados os sinais -(B-Y) e -(R-Y) que serão, a seguir, invertidos e amplificados nos estágios finais, para serem enviados ao cinescópio. Das metades inferiores dos circuitos demoduladores saem os sinais positivos de B-Y e R-Y para a matriz que originará G-Y.

Matriz — A função da matriz, como dissemos, é a recuperação do sinal verde, isto é, G-Y. Consegue-se essa recuperação a partir da diferença entre os sinais transmitidos, azul e vermelho. O circuito da matriz é própria para realizar eletronicamente a equação de diferenciação:

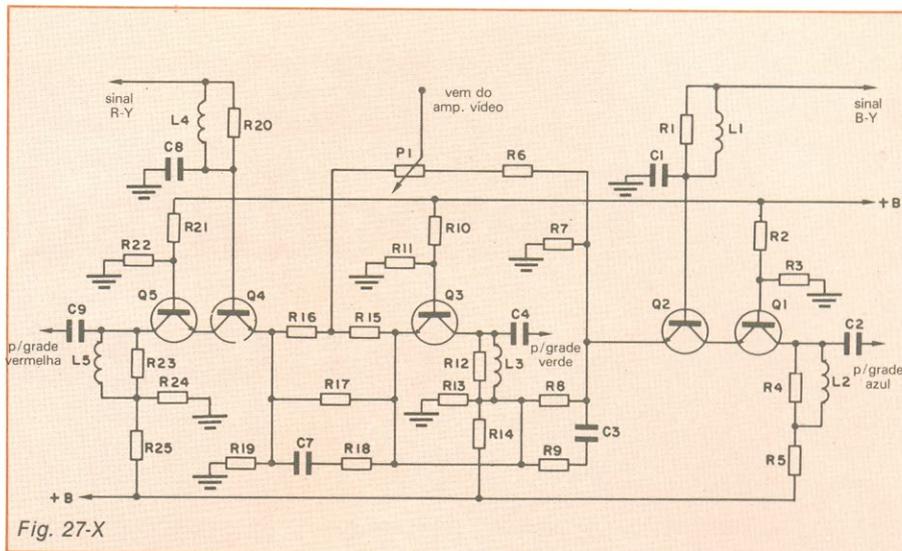
$$-(G-Y) = 0,51 (R-Y) - 0,19 (B-Y)$$


Fig. 27-X

Na matriz é recuperada a cor verde, pela diferença do azul e do vermelho.

No estágio seguinte, de amplificação, o sinal negativo será eliminado e teremos G-Y.

Um circuito para fazer a operação descrita é apresentado na figura 27-X. Os dois sinais disponíveis, provenientes dos demoduladores, são acoplados às bases dos transistores T2 e T4, por meio de dois filtros, respectivamente. Os dois transistores funcio-

nam como amplificadores, assim como também T1 e T5. Os sinais de diferenciação retirados dos coletores destes podem, através dos capacitores de acoplamento C2 e C9, passar aos estágios finais e depois às grades de comando do tubo.

O transistor T3 faz a mistura e adição, através de seus resistores de polarização de emissor conveniente-

A RECEITA BEM DOSADA DA QUALIDADE

RCA Solid State
TRANSISTORES, CIRCUITOS
INTEGRADOS LINEARES
E CMOS, SCR, TRIAC.

MOTOROLA
TRANSISTORES, DIODOS
RETIFICADORES, ZENER,
CIRCUITOS INTEGRADOS CMOS
TRIAC, SCR, TRANSMISSÃO RF.

molex
CONECTORES
SOQUETES P/ C.I.
TERMINAIS.

ARNO ROTRON
EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS LTDA.
MINIVENTILADORES
AXIAIS PARA
REFRIGERAÇÃO
DE CIRCUITOS
ELETRÔNICOS.

FAIRCHILD
SEMICONDUCTORES
TRANSISTORES DE BAIXO
SINAL DIODOS ZENER,
RETIFICADORES VARICAPS,
DIODOS DE SINAL.

VENDAS POR ATACADO

TELERADIO
TELERADIO ELETRÔNICA LTDA

Rua Sena Madureira, 42 - Cep 04021
Vila Mariana - SP/SP
Fone: 544-1722 - TELEX (011) 30926

O RADAR CLÁSSICO:
CONCEPÇÃO E PROJETO — 5ª PARTEOs detalhes da
detecção de ecos

O processo de detecção dos ecos de um alvo em movimento e o fenômeno da “velocidade cega” são abordados neste artigo da série sobre radares

O detalhamento do processo de detecção de ecos, no radar indicador de velocidade, é o assunto desta etapa da nossa série. Em consequência, analisaremos, este mês, o fenômeno das “velocidades cegas”.

Detalhando o processo de detecção de ecos — Recordemos alguns conceitos já consolidados na quarta parte de nossa série:

- 1) A amplitude do sinal de vídeo bipolar está diretamente relacionada com a defasagem surgida entre o sinal de eco e o emitido (ou em relação àquele gerado pelo oscilador coerente).
- 2) Para um alvo imóvel, a defasagem (ou a amplitude gerada, em termos de vídeo bipolar) é constante, para diversas recorrências sucessivas.
- 3) Para um alvo móvel, a defasagem varia de uma recorrência à seguinte. Portanto, a amplitude do sinal à saída do estágio de vídeo (bipolar) é também variável.

Na figura 1 podemos visualizar graficamente a primeira situação abordada:

A amplitude gerada à saída do estágio de vídeo é proporcional à defasagem entre o eco e o sinal emitido.

A figura 2 mostra que a defasagem para recorrências sucessivas é constante no caso de alvos fixos. Neste caso, a amplitude do sinal é mantida.

Já para um alvo móvel, a defasagem é alterada de uma recorrência à outra. O sinal à saída do estágio de ví-

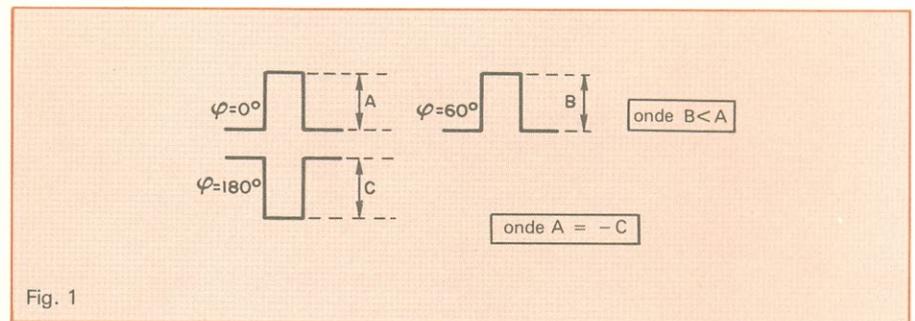


Fig. 1

A amplitude na saída de vídeo é proporcional à defasagem entre eco e sinal emitido.

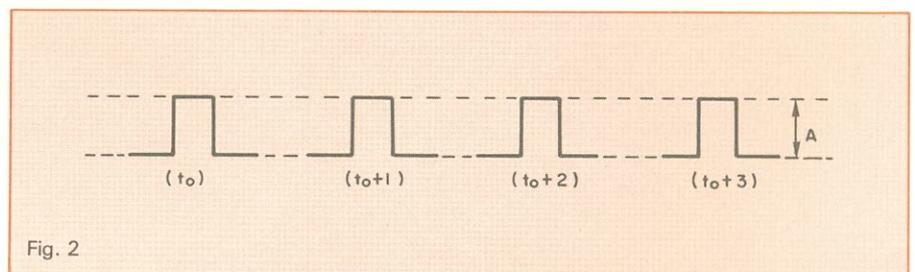


Fig. 2

No caso de alvos fixos, a amplitude se mantém.

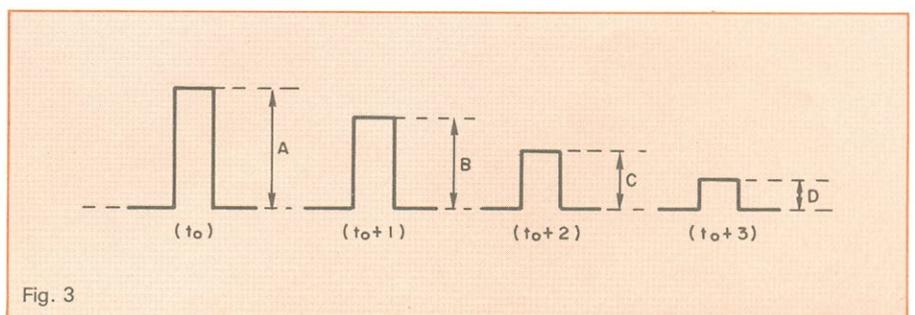


Fig. 3

Para alvos móveis, a defasagem se altera a cada recorrência.

* Engenheiro formado pela Escola de Engenharia Mauá, SP.

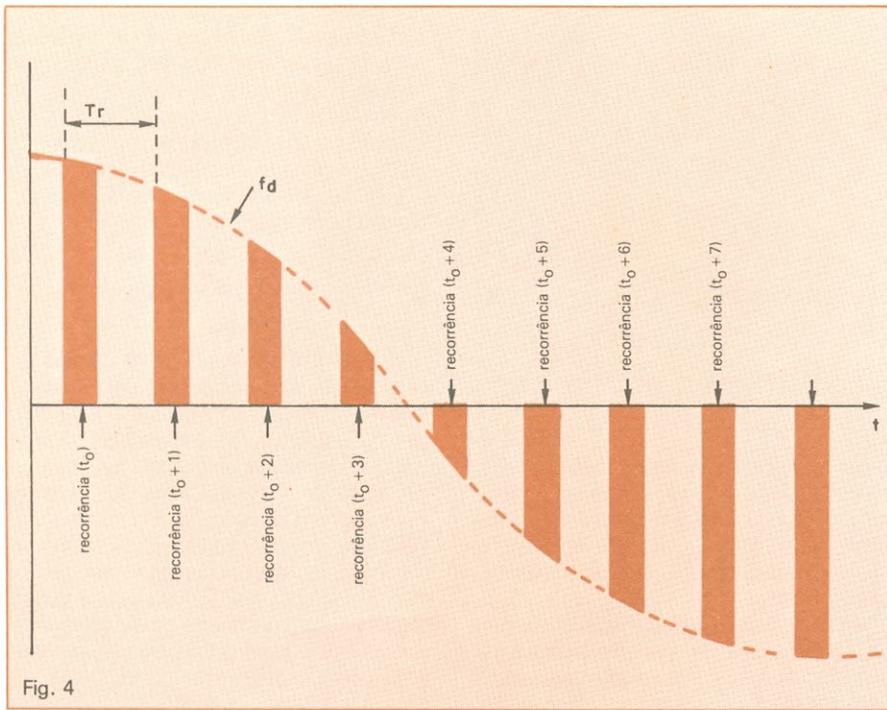


Fig. 4

A amplitude é modulada, para alvos móveis, segundo a frequência Doppler.

depo possui uma amplitude variável, como se vê na figura 3.

Também é bom recordar que a variação de fase de uma recorrência à outra é dada por:

$$\Delta \varphi = 2\pi \cdot f_D \cdot T_r$$

onde f_D corresponde à frequência Doppler e T_r ao período de recorrência.

Este fato nos leva a concluir que a amplitude dos sinais gerados à saída do estágio de vídeo está forçosamente modulada na frequência Doppler. Isto é, ao mesmo alvo (móvel), sendo observado em recorrências sucessivas, corresponderá uma amplitude modulada segundo a frequência Doppler determinada pela sua velocidade de deslocamento (figura 4).

Quando iniciamos os estudos a respeito do radar detector de velocidades, mostramos que, para diferenciar um alvo móvel de outro fixo, devemos comparar os sinais obtidos em duas recorrências sucessivas, efetuar a subtração de um sinal relativamente ao outro e concluir, através do resultado, a situação do objetivo considerado (processo de anulação simples). Mencionamos a existência da anulação dupla, através da qual, pela aplicação de algoritmos, também se manipulam os sinais em diversas recorrências seqüenciais, com o mesmo objetivo.

Tais processos visam a eliminação, no vídeo, dos ecos originados por entidades fixas. Portanto, os únicos sinais registrados efetivamente serão aqueles devidos aos alvos móveis.

Mostraremos, a seguir, que no processo de eliminação o sinal resultante da detecção de um alvo móvel também se encontra modulado na frequência Doppler, se observarmos várias recorrências sucessivas e examinarmos o comportamento do sinal em termos de amplitude. Para esta demonstração deveremos assumir que a variação de amplitude, tomada em várias recorrências seqüenciais, devidas a um dado alvo móvel, seja representada por:

$$y = A \cdot \cos 2\pi \cdot f_D \cdot t$$

onde A corresponde ao máximo valor da amplitude do sinal à saída do estágio de vídeo bipolar.

Na recorrência de referência (recorrência 1), a amplitude do sinal vem a ser (figura 5):

$$y_1 = A \cdot \cos 2\pi \cdot f_D \cdot t_1$$

Na recorrência imediatamente posterior, a amplitude se torna:

$$y_2 = A \cdot \cos 2\pi \cdot f_D \cdot (t_1 + T_r)$$

Suponha agora que nosso radar efetue a eliminação dos ecos fixos através do processo de anulação simples. Neste caso, deveremos simplesmente tomar o nível do sinal obtido no instante atual e, deste, subtrair o anterior. Assim, temos que:

$$y = y_2 - y_1 = A \cdot [\cos 2\pi \cdot f_D \cdot (t_1 + T_r) - \cos 2\pi \cdot f_D \cdot t_1]$$

Da trigonometria, utilizaremos a seguinte relação:

$$\begin{aligned} \cos a - \cos b &= \\ 2 \cdot \sin \frac{a+b}{2} \sin \frac{a-b}{2} & \end{aligned}$$

A qual, aplicada na fórmula anterior, acarreta a seguinte expressão, que nos será útil nas análises posteriores:

$$\begin{aligned} y &= 2 A \cdot \sin \pi \cdot f_D \cdot T_r \cdot \\ &\sin 2\pi \cdot f_D \cdot (t_1 + T_r/2) \end{aligned}$$

As velocidades cegas — Veremos agora que esta dedução nos leva a concluir que, após o tratamento dos sinais através do processo de eliminação de ecos fixos (neste caso, utilizando-nos da anulação simples), o sinal resultante das subtrações permanece modulado na frequência Doppler. Para tanto, note que, nesta ex-

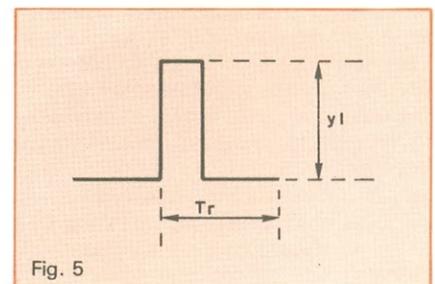


Fig. 5

Amplitude do sinal na recorrência de referência.

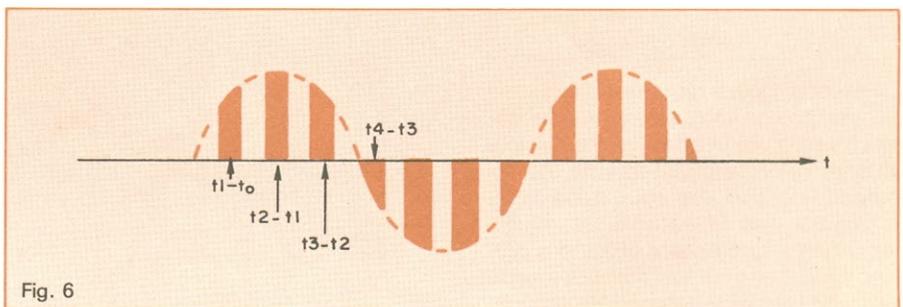


Fig. 6

Sinal resultante após a eliminação de ecos fixos.

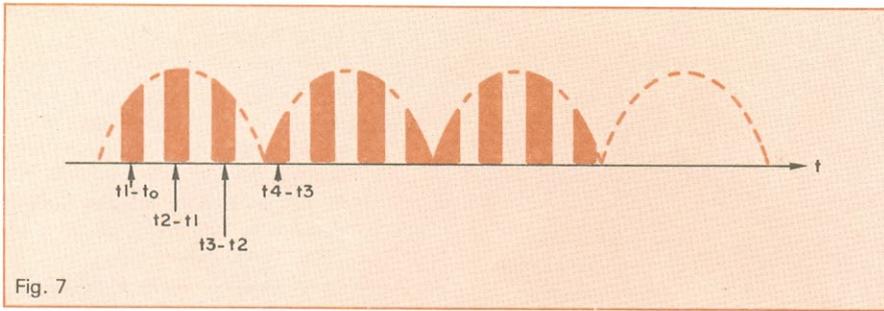


Fig. 7

O sinal resultante depois de retificado.

pressão, temos um termo constante e outro variável, em função do tempo:

$$y = \frac{\text{termo constante}}{2 A \cdot \text{sen} \pi \cdot f_D \cdot T_r} \times \frac{\text{termo variável}}{\text{sen } 2\pi \cdot f_D \cdot (t + T_r/2)}$$

Observa-se também que podemos generalizar nosso estudo para qualquer t .

Ora, em termos práticos, isto significa que, para um determinado alvo móvel, o sinal obtido à saída do estágio de vídeo, em sucessivas recorrências e posteriormente “trabalhado” através de subtrações, quando visualizado no tempo, nos fornece algo semelhante ao indicado na figura 6.

Porém, para que possamos aproveitar o sinal nas etapas posteriores de tratamento, deveremos retificá-lo, obtendo então o sinal representado na figura 7.

Bem, a estas alturas, cabe ressaltar que fizemos uma suposição razoável, no âmbito de nossa análise. O alvo monitorado não possui velocidade variável, isto é, não está sendo submetido a acelerações ou a desacelerações. Em outras palavras, adotamos a hipótese de que a frequência Doppler não varia enquanto o alvo estiver sendo detectado, durante uma série de recorrências. Logo,

$$f_D = \text{constante (para uma dada quantidade de recorrências)}$$

Observe agora o termo constante (relativamente ao tempo) de nossa última expressão:

$$2 A \cdot \text{sen} \pi \cdot f_D \cdot T_r$$

Perceba que a amplitude máxima do sinal processado, determinada por este termo, depende da frequência Doppler e, conseqüentemente, da velocidade do alvo. Até aqui, nada excede aquilo que já estudamos. Muito bem: mas o que ocorre quando o produto $f_D \cdot T_r$ se torna um número inteiro qualquer (n)? Teremos no termo constante uma anulação, ditada através de:

$$\text{sen } n \cdot \pi = 0$$

onde $n = f_D \cdot T_r$, número inteiro.

A frequência Doppler existe, apesar deste produto ser um número inteiro, bem como uma velocidade a ela correspondente e, obviamente, temos o alvo.

Mas, a amplitude é nula: inexistente uma marcação na tela de nosso radar. Estabeleceu-se um impasse? Nem tanto. Simplesmente chegamos a um fenômeno conhecido em radar por “velocidade cega”.

Mas o que se entende por velocidade cega? — Quando o alvo rastreado atinge uma velocidade cega qualquer (há mais do que uma, conforme veremos adiante), tudo se passa como se o objetivo estivesse fixo e, conseqüentemente, a detecção do sinal seria simplesmente cancelada durante o processo de anulação.

O fenômeno pode ser facilmente compreendido. Para explaná-lo, utilizaremos inicialmente de pura intuição, seguida de uma rápida análise trigonométrica, finalizando com alguns exemplos. Vejamos o que ocorre.

O alvo, em um dado instante t_a , está se distanciando da antena do radar segundo uma velocidade v .

No instante seguinte (t_b), o alvo situa-se a uma distância maior em re-

lação à antena, como indica a figura 8.

Entretanto, se entre os instantes t_a e t_b (em outras palavras, entre duas recorrências sucessivas), o alvo se desloca de uma distância d , correspondente a meio comprimento de onda ($\lambda/2$), o impulso correspondente à segunda recorrência percorrerá uma distância adicional dada por:

$$2d = 2 \cdot \frac{\lambda}{2} = \lambda$$

Isto significa que o sinal de eco referente ao segundo impulso retorna com a mesma fase daquele refletido em t_a . Logo não há detecção de defasagem no radar, sempre que o alvo percorre uma distância de $\lambda/2$ (ou múltiplos) entre duas recorrências sucessivas — em outros termos, durante o intervalo correspondente a um período de recorrência (T_r). Na prática, isto significa que o alvo se comporta, face ao radar, do mesmo modo que um objetivo fixo, apresentando as mesmas características (inexistência de defasagem entre duas recorrências).

Em conseqüência desse fato, os níveis associados ao alvo serão eliminados por ocasião do tratamento dos mesmos quando da passagem pelo processo de anulação.

Uma análise trigonométrica nos conduzirá às mesmas conclusões. Observe o termo $2 A \cdot \text{sen} \pi \cdot f_D \cdot T_r$. Sabendo-se que $f_D = 2v/\lambda$, o mesmo se anulará quando:

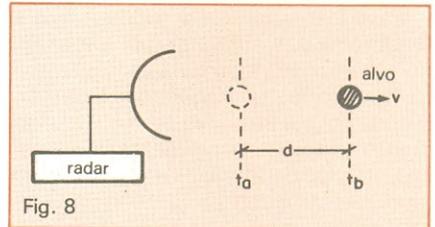


Fig. 8

O alvo se afasta do radar: situação nos instantes t_a e t_b .

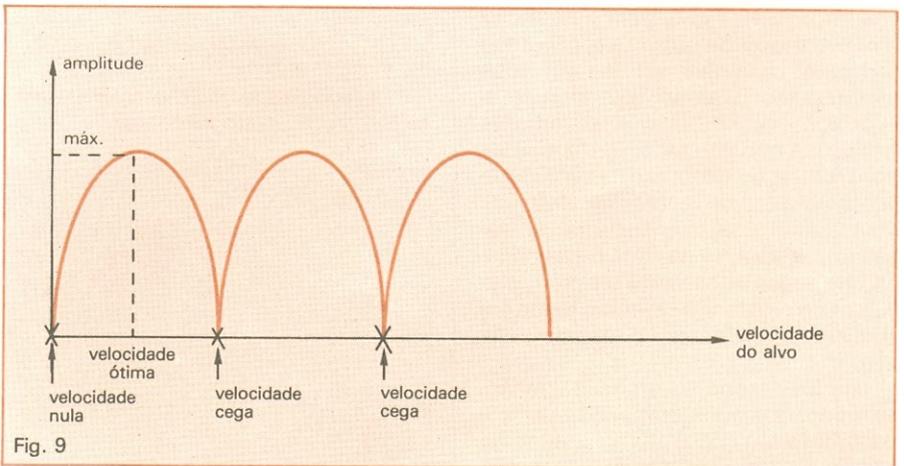


Fig. 9

A amplitude do sinal de eco também varia em função da velocidade do alvo.

$$\frac{2v}{\lambda} \cdot T_r = n$$

onde n é um número inteiro qualquer.

Portanto, todas as velocidades que satisfazem esta relação são denominadas de "velocidades cegas". Observe os exemplos adiante.

Imagine um radar operando no comprimento de onda de 8 cm, com período de recorrência $T_r = 1000 \mu\text{s}$. Vejamos quais as velocidades que não podem ser detectadas pelo equipamento, nestas condições. Utilizando a relação

$$v = \frac{n \cdot \lambda}{2 \cdot T_r}$$

(n é um número inteiro qualquer)

teremos a seguinte família de velocidade:

$$v_0 = \frac{0 \times 8 \times 10^{-2}}{2 \times 1000 \times 10^{-6}} = 0 \text{ m/s} = 0 \text{ km/h}$$

Obviamente, se o objeto não se

desloca ($n = 0$), não há indicação alguma na tela.

Já para $n = 1$, obtemos:

$$v_1 = \frac{1 \times 8 \times 10^{-2}}{2 \times 1000 \times 10^{-6}} = 40 \text{ m/s} = 144 \text{ km/h}$$

Conseqüentemente, um alvo deslocando-se a 144 km/h não é detectado pelo radar, sendo interpretado como um objetivo estático.

Adotemos outros valores. Para $n = 2$ e $n = 3$, obtêm-se:

$$v_2 = \frac{2 \times 8 \times 10^{-2}}{2 \times 1000 \times 10^{-6}} = 80 \text{ m/s} = 288 \text{ km/h}$$

$$v_3 = \frac{3 \times 8 \times 10^{-2}}{2 \times 1000 \times 10^{-6}} = 120 \text{ m/s} = 432 \text{ km/h}$$

Tais velocidades (a passos de 144 km/h) serão as velocidades cegas para este radar em particular.

A título de conclusão, analisemos a

figura 9.

Esta figura consiste na representação gráfica do termo $2 A \cdot \text{sen} \pi \cdot f_d \cdot T_r$, onde podemos facilmente caracterizar os pontos de velocidade cega. Através da observação deste gráfico, podemos extrair as conclusões:

1) Na realidade, a amplitude do sinal de eco, além de variar no tempo, segundo a frequência Doppler, também varia em função da velocidade do alvo (devido ao termo que, embora seja constante no tempo, não o é em relação a f_d).

2) Em conseqüência do fato exposto, existirão velocidades ditas "ótimas" (quando $\text{sen} \pi \cdot f_d \cdot T_r = 1$) para as quais o termo acima atinge seu valor máximo.

3) As velocidades cegas são cada vez mais próximas entre si e tanto mais numerosas e inconvenientes, à medida que o comprimento de onda original diminui e o período de recorrência aumenta.

No próximo mês, teremos a conclusão da nossa série, com um pequeno histórico sobre os radares.



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 ELETRO-DOMÉSTICOS

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 Eletro-domésticos |
| <input type="checkbox"/> TV C | |

Nome
Endereço
Cidade CEP Estado

Eletretos: pesquisa e aplicações no Brasil

Ideal para a confecção de microfones, o eletreto está sendo objeto de estudos por aqui e, através do Projeto CATE, já produziu seu primeiro fruto: cápsulas para telefone

“Eletreto é um pedaço de material dielétrico que possui carga elétrica permanente no seu todo ou em suas partes.” A carga, no eletreto, pode ser constituída de um excesso de carga elétrica colocada na superfície (carga superficial) ou no volume do dielétrico (carga espacial); também é obtida por orientação de dipolos (o dipolo é formado por duas cargas de sinais opostos e separadas por uma pequena distância), cujo efeito total é o de uma carga de um sinal, numa extremidade do material, e de sinal oposto, na outra. Na figura 1 mostramos esquematicamente os eletretos citados, já colocados sobre uma placa metálica aterrada. Em (a), vemos um dielétrico com orientação bipolar, onde há o aparecimento de uma carga negativa na superfície e positiva perto do eletrodo; no interior do dispositivo, as cargas elétricas de polarização cancelam-se mutuamente. Em (b), o dielétrico exi-

be carga superficial e de volume, com polaridade negativa.

Um eletreto não revestido por eletrodos metálicos pode produzir um campo eletrostático externo (veja figura 1c). Nessa situação, um eletreto do tipo de orientação dipolar é semelhante a um ímã; mas aquele com excesso de carga, porém, não o é. Há, pois, uma variedade maior de formação de eletretos do que ímãs, já que estes não dispõem de monopolos.

Embora os eletretos clássicos tenham sido feitos com cera de carnaúba ou substâncias similares, a pesquisa atual e aplicações industriais usam freqüentemente filmes finos de polímeros tais como *Teflon FEP*, *Teflon PTFE*, *Mylar*, *Kapton*, *Aclar* etc.

Histórico dos eletretos — Oliver Heaviside, em 1892, foi um dos primeiros a especular a respeito da existência do eletreto e também foi o primeiro a usar este termo em analogia

aos ímãs ou magnetos. Em 1919, M. Eguchi conseguiu obter pedaços de materiais dielétricos com a propriedade de eletreto. Gemant, em 1935, confirmou os resultados de Eguchi.

Posteriormente, grandes contribuições ao entendimento dos processos de armazenamento e transporte de cargas em dielétricos foram dadas por Bernhard Gross, ao longo de 50 anos de pesquisas realizadas no Bra-

José A. Giacometti — *professor assistente doutor no Instituto de Física e Química, Depto. de Física e Ciência dos Materiais — Universidade de São Paulo, São Carlos. Executor do Projeto CATE-TELEBRÁS.*

Joaquín R. Jaime — *engenheiro eletricitista/eletrônico pela Escola de Engenharia de São Carlos. Mestre em Física Aplicada no Instituto de Física e Química, USP. Bolsista de pós-graduação no Projeto CATE-TELEBRÁS.*

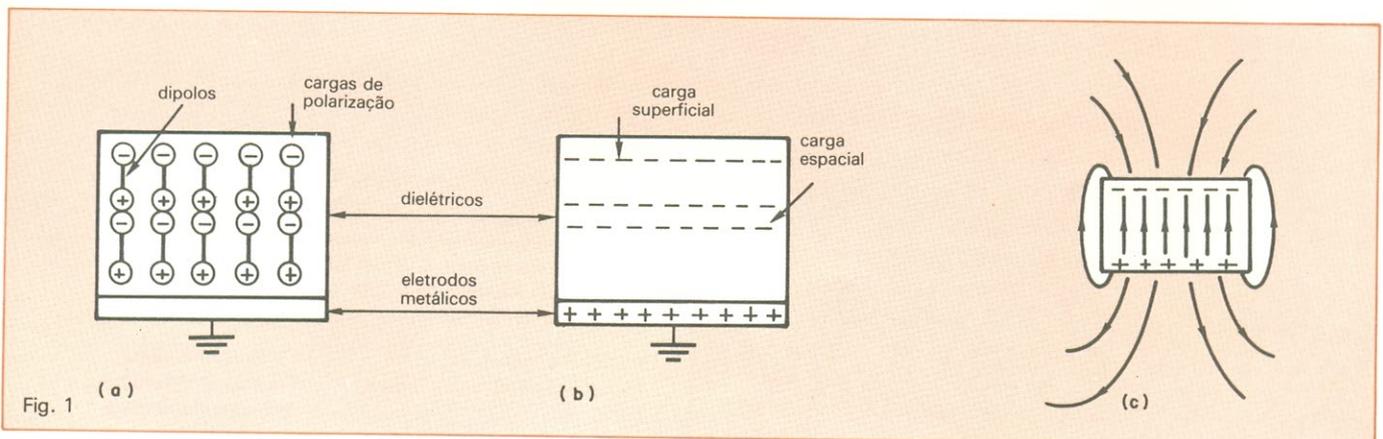
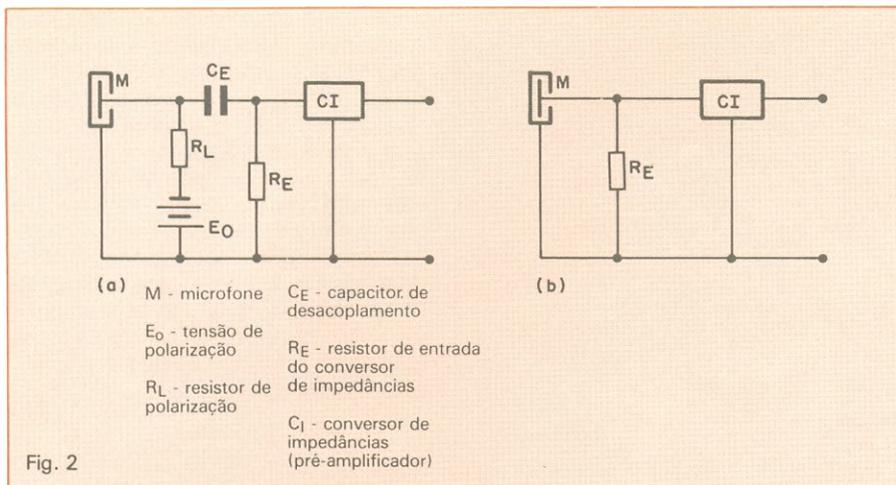


Fig. 1 Dielétrico com orientação bipolar (a), com carga superficial e de volume (b) e polarizado, sem eletrodos (c).



Microfone capacitivo convencional (a) e de eletreto (b).

sil, sendo um dos fundadores da Física Experimental entre nós. No momento, um grande número de laboratórios se dedica ao estudo desses materiais, dadas as amplas aplicações dos eletretos. Esses grupos de pesquisas localizam-se no Japão, Inglaterra, Estados Unidos, Holanda, França etc. Entre eles, podemos citar alguns com os quais mantemos intercâmbio científico: *Bell Laboratories* (EUA), o grupo do Prof. Sessler (Alemanha) e o grupo do Prof. Turnhout (Holanda).

Os eletretos clássicos de cera de carnaúba eram obtidos por aplicação de campos elétricos no material em altas temperaturas, sendo depois resfriados com o campo aplicado, até a temperatura ambiente. Nessa temperatura, quando o campo é retirado, os dipolos permanecem alinhados — pois perderam a mobilidade — dando origem ao eletreto.

Os eletretos de cera de carnaúba são geralmente obtidos em placas grossas e o estado de eletreto tem duração relativamente pequena, à temperatura ambiente; por essas razões, sua aplicação foi muito restrita.

Atualmente, os eletretos para aplicações industriais são geralmente produzidos em filmes finos de polímeros, como por exemplo o *Teflon FEP*, por deposição de um excesso de cargas por descarga corona: aplica-se uma alta tensão da ordem de 5 kV numa ponta fina, gerando ionização do ar, sendo esses íons convenientemente levados para a amostra. Eletretos assim produzidos têm uma estabilidade estimada em centenas de anos e possuem leveza e geometria adequada para aplicações industriais.

Na literatura especializada, outras técnicas são descritas para a obtenção de eletreto, entre as quais citamos: irradiação com feixe de elétrons, por contato líquido, por radiação ioni-

zante (raios gama, por exemplo), por incidência de luz etc.

Os eletretos têm sido aplicados nas mais variadas áreas da ciência, tais como, médica, técnica, biológica etc. A sua potencialidade como mediador de transformação eletromecânica ou mecânico-elétrica (transdutor, como se diz brevemente) foi descrita pela primeira vez em 1928.

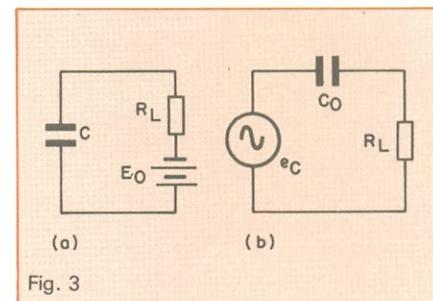
Microfones de eletreto foram usados durante a 2.^a Guerra Mundial pelos japoneses; mas, como eram feitos com cera de carnaúba, não puderam posteriormente ser comercializados. Em 1962, Sessler e West, dos Laboratórios Bell, construíram o primeiro microfone, usando filmes de polímeros como eletreto. Estes microfones passaram a ter uma ampla aplicação comercial, não só pela alta estabilidade do eletreto de polímero, mas também pela alta sensibilidade e resposta plana nas frequências de áudio.

Outras aplicações dos eletretos, que fogem ao escopo deste artigo, são: filtros de gases, motores e gera-

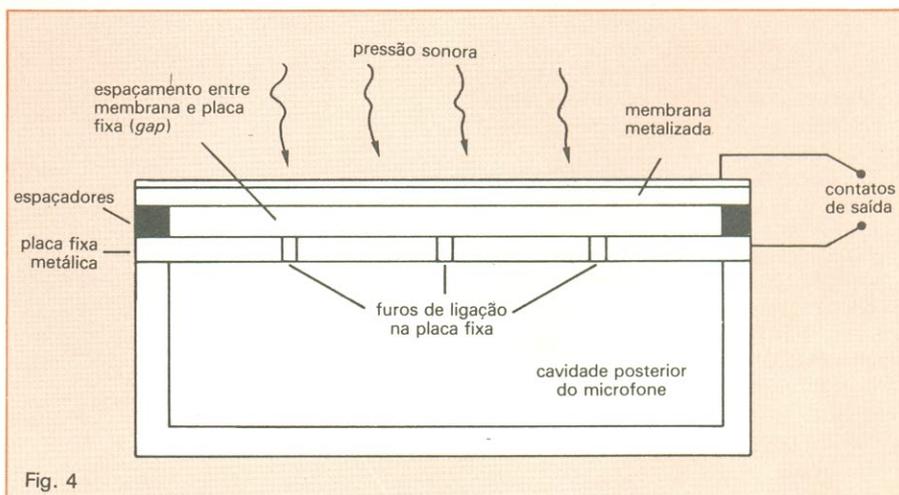
dores de baixa potência, teclados, transdutores de vibração e impacto, cápsulas de toca-discos, implantes não coagulantes para uso médico etc.

Pesquisas no Brasil — A maioria das pesquisas em nosso país são feitas em São Carlos, no Grupo de Eletretos *Prof. Bernhard Gross*, do Departamento de Física e Ciência dos Materiais da Universidade de São Paulo. Atualmente, o grupo é liderado cientificamente pelo professor Gross, contando com a participação de Guilherme Fontes Leal Ferreira e Mariangela T. de Figueiredo, na área teórica, e de René A. Moreno, José A. Giacometti, Milton S. Campos e Roberto Mendonça Faria na experimental. Além desses, o grupo conta, agora, com 13 bolsistas de pós-graduação em Física.

As pesquisas aqui em desenvolvimento versam sobre propriedades de transporte e armazenamento de cargas elétricas em isolantes, efeitos de radiação em filmes de polímeros, estudo de descarga corona e medida da velocidade das cargas elétricas em isolantes, pela técnica do tempo de voo. Além disso, vêm sendo realizadas pesquisas aplicadas, em convênio com a TELEBRÁS, para desenvol-



Circuito de polarização (a) e circuito CA equivalente do microfone capacitivo convencional (b).



Vista em corte simplificada de um típico microfone de eletreto.

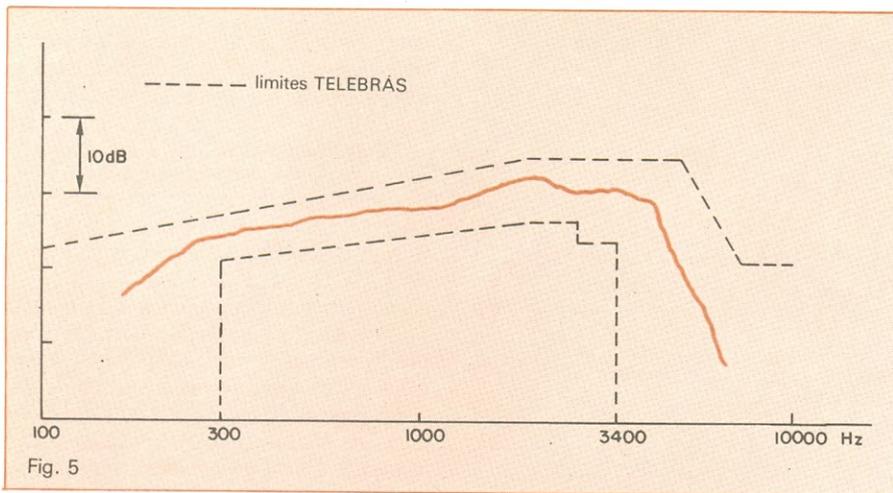


Fig. 5 Distorção de atenuação da cápsula transmissora linear de eletreto.

vimento de cápsulas transmissoras de eletreto para telefonia, em substituição às cápsulas atuais de carvão.

O microfone de eletreto — Esse dispositivo pertence à categoria dos microfones capacitivos, isto é, que funcionam à base da mudança de capacitância, causada pela onda incidente de pressão. Entretanto, ao contrário dos tradicionais, não necessita de uma polarização externa, pois é o próprio eletreto que fornece o campo elétrico necessário para converter as variações de capacitância em sinais elétricos na saída do microfone. A figura 2 mostra os circuitos correspondentes de polarização e casamento de impedâncias para o microfone capacitivo tradicional e o de eletreto.

O conversor de impedâncias (CI) é necessário devido à baixa capacitância interna (elevada impedância) apresentada pelos microfones capacitivos. Normalmente, como conversor de impedância é usado um transistor de efeito de campo (FET). As principais características do microfone de eletreto são:

- Sensibilidade elevada
- Resposta plana em frequência
- Miniaturização sem perda de sensibilidade
- Linearidade
- Baixa capacitância interna (alta impedância)
- Imunidade a vibrações e choques mecânicos

Microfones de eletreto para as mais diversas aplicações já foram reportados na literatura, tais como microfones profissionais, para entretenimento, para conferências, direcionais, tipo cardióide, para telecomunicações etc. A maioria deles já é disponível comercialmente.

Operação — A figura 3a mostra o circuito de polarização dos microfo-

nes capacitivos tradicionais. A capacitância C é composta da capacitância em repouso C_0 e da capacitância C_1 , devida à mudança da geometria causada pela pressão sonora, ou seja $C = C_0 + C_1 \text{sen} \omega t$, onde $C_1 \ll C_0$. O sinal de CA pode ser obtido do circuito equivalente, mostrado na figura 3b, no qual a tensão alternada de saída e_c é dada por $e_c = E_0 \frac{C_1}{C_0}$. Uma vez que

o valor de C_1 é diretamente proporcional à pressão sonora na entrada, a tensão e_c também é (no caso de microfones lineares).

No microfone de eletreto, ao invés de uma tensão de polarização externa E_0 , temos uma densidade superficial de carga τ_0 , depositada no filme dielétrico fino (membrana), de espessura d e constante dielétrica ϵ . Note, na figura 4, onde está representado o esquema simplificado do microfone de eletreto, que a membrana acumula as funções de sensor e elemento ativo. A

pressão sonora provoca a deflexão da membrana, introduzindo a capacitância citada. A cavidade inferior B é necessária para melhorar a resposta do microfone, pois o volume de ar no *gap*, sendo muito pequeno, limitaria o deslocamento da membrana; a ligação entre os dois volumes é feita através dos furos, na placa fixa.

Pode-se demonstrar, nesse caso, duas coisas: primeiro, que a densidade de carga τ_0 , depositada na superfície não metalizada da membrana, equivale a uma tensão de polarização externa, dada por:

$$E_0 = \frac{d}{\epsilon} \tau_0$$

E que o circuito equivalente em CA é igual àquele do capacitivo tradicional, mostrado na figura 3b. Assim, a tensão alternada e_c é dada por:

$$e_c = \frac{d}{\epsilon} \tau_0 \frac{C_1}{C_0}$$

Projeto nacional em telefonia — Em convênio com a TELEBRÁS, através do projeto CATE (Cápsula para Telefone), nosso grupo desenvolveu pesquisas com a finalidade de viabilizar o uso do microfone de eletreto em telefonia, substituindo as cápsulas transmissoras de carvão (o "microfone" do telefone) usadas atualmente. A cápsula transmissora de eletreto, além do microfone de eletreto com resposta adequada à telefonia, contém um amplificador com a finalidade de acoplá-lo aos sistemas telefônicos atuais. Esta adaptação deve ser completa, não só sob o ponto de vista elétrico, como também do ponto de vista mecânico e geométrico.

As vantagens obtidas são essen-

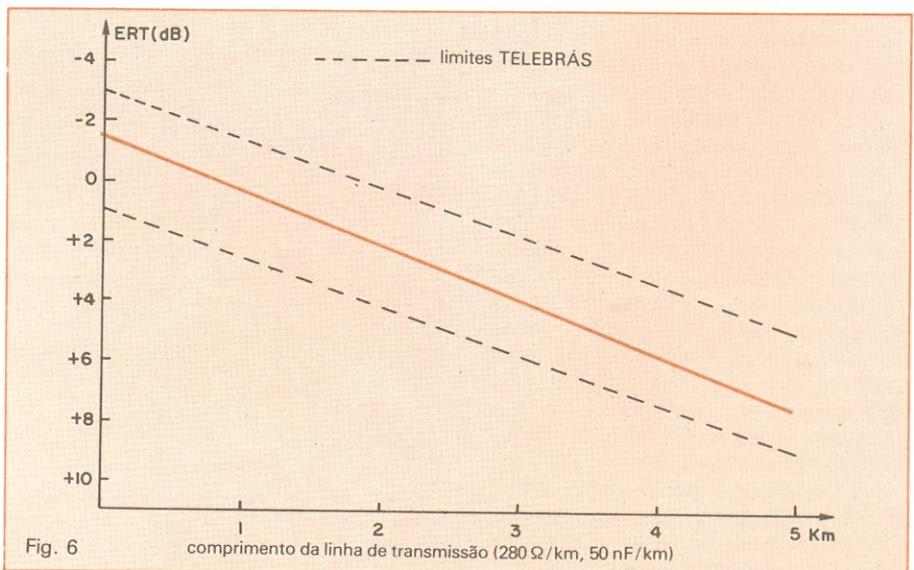


Fig. 6 Equivalente de Referência de Transmissão (ERT), em função do comprimento da linha.

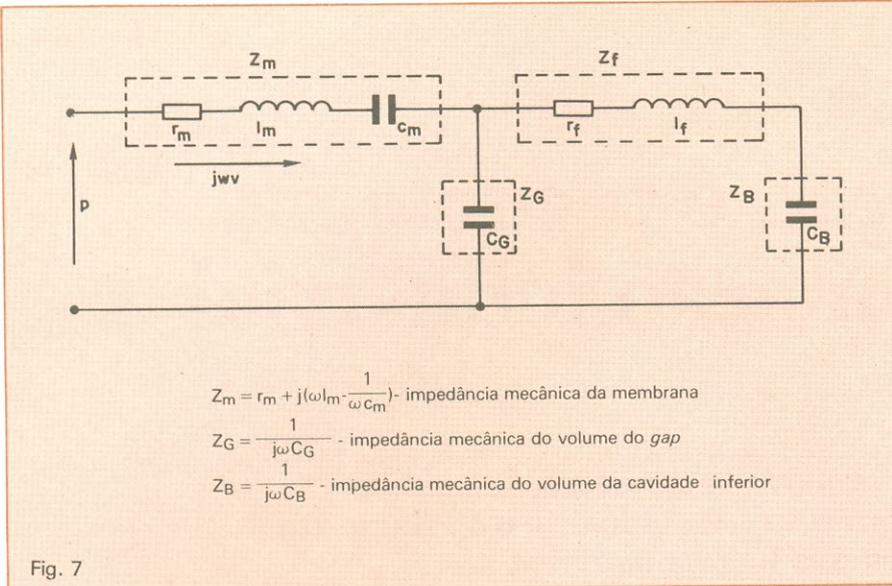


Fig. 7

Circuito mecânico equivalente do microfone de eletreto.

cialmente técnicas: linearidade, baixa distorção, boa estabilidade e sensibilidade independente da corrente na linha de transmissão. Vantagens econômicas poderão surgir da industrialização do protótipo desenvolvido, o que já está sendo realizado pela "S" Eletro-Acústica, tradicional fabricante nacional de cápsulas transmissoras e receptoras para telefone.

O projeto CATE é também fundamental para a formação de recursos humanos dentro do grupo, principalmente de estudantes de pós-graduação. Dentro das pesquisas desenvolvidas no projeto, já foram escritas várias teses de mestrado, entre as quais a de um dos autores (J. R. J.), que desenvolveu um protótipo avançado, de laboratório, da cápsula transmissora linear de eletreto para uso em telefonia.

As figuras 5 e 6 mostram os resultados obtidos nas medidas objetivas OREM-A, específicas para cápsulas transmissoras lineares, relativas à Distorção de Atenuação (resposta em frequência) e Equivalente de Referên-

cia de Transmissão (sensibilidade).

Nas figuras estão mostrados, também, os limites para aceitação TELEBRÁS, relativos a cada medida. Como pode ser notado, os resultados obtidos para as cápsulas aqui desenvolvidas obedecem rigorosamente os limites daquele órgão.

O desenvolvimento da tecnologia de eletreto, combinada com um bom conhecimento de acústica aplicada, abre a perspectiva, no Brasil, da construção de microfones de eletreto para as mais diversas aplicações.

Ficha técnica — A resposta em frequência do microfone de eletreto é limitada, no extremo inferior (f_1), pela capacitância interna do microfone e pela resistência de entrada do pré-amplificador, os quais formam um filtro passa-altas com inclinação de 6 dB/oitava, até a frequência de corte f_1 .

No extremo superior, a resposta é limitada pelos parâmetros relacionados com a impedância mecânica da membrana e pelas cavidades do mi-

crofone, que limitam o deslocamento da membrana nas frequências altas. O comportamento em alta e baixa frequência está ilustrado através dos circuitos equivalentes mecânico e elétrico, da figura 7.

A frequência de corte inferior é dada por

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_e C_0}$$

a frequência de corte superior (ressonância mecânica), por

$$f_2 \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{l_m C_m}}$$

com

$$C_m = \frac{C_m C_B}{C_m + C_B}$$

Finalmente, a sensibilidade é dada por:

$$S_e = \frac{1}{d_{ef} \tau_m \omega_2^2}$$

onde

- E_0 = tensão de polarização externa
- d_{ef} = distância efetiva entre as "placas" do capacitor (microfone)
- τ_m = densidade superficial da membrana
- ω_2 = frequência de corte superior ($\omega_2 = 2\pi f_2$)

A unidade de sensibilidade mais usada, na atualidade, é mV/(N/m²), ou dB relativo a 1V/(N/m²). Os valores típicos da mesma para os microfones de eletreto são da ordem de -50 a -20 dB. Pode-se notar, da fórmula, que não é possível aumentar ao mesmo tempo a sensibilidade e a frequência de corte superior, assim como acontece com o produto banda-ganho de um amplificador. É importante também notar que a sensibilidade independe da área da membrana; assim, o limite para a miniaturização é imposto pelo valor da constante $R_e C_0$, que determina a resposta nas frequências baixas.

A figura 8, por fim, mostra a resposta em frequência de um microfone de eletreto típico. A sensibilidade no meio da banda é de -42 dB, correspondentes a 4,75 mV/(N/m²). A frequência de corte superior f_2 (ressonância mecânica) é de 15 kHz. A frequência de corte inferior f_1 é de 20 Hz. Como pode ser observado, a resposta é praticamente plana entre f_1 e f_2 .

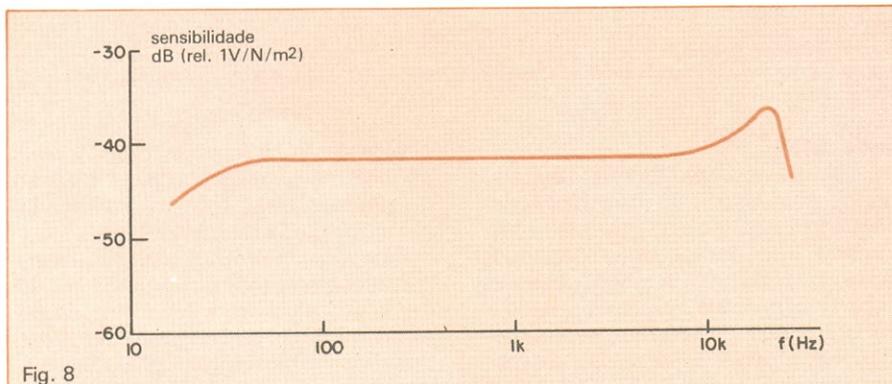


Fig. 8

Resposta típica de sensibilidade em função da frequência, em campo aberto.

Evolução e tecnologia da automação industrial

Veja como se desenvolveu o sistema de automação de máquinas e processos na indústria e o estágio atual dessa técnica no Brasil, pelo exemplo de uma empresa nacional do setor

Vamos inicialmente tentar definir o universo das áreas de Automação Industrial e Controle de Processo. Tradicionalmente, o termo "processo" tem recebido uma conotação industrial, onde máquinas e dispositivos transformam matérias-primas em produtos. Entretanto, os processos de nosso interesse não se limitam à área industrial, podendo ser estendidos, por exemplo, para controle e supervisão de geração e distribuição de energia elétrica, controle de tráfego, controle de distribuição de água ou gás etc.

Uma área também relacionada a Controle de Processos, que porém não é tema deste trabalho, é a Automação de Manufatura, que compreende as aplicações para os sistemas CAD, CAM e robôs. A figura 1 mostra o universo da área de automação industrial.

Evolução da tecnologia — Tradicionalmente, o homem tem tido atuação direta no processo, tendo em vista que ele analisa e toma decisões em função de sua observação do processo e das condições exteriores (isto é, o homem fecha a malha de controle). As limitações próprias do homem, que o impedem de manter constante sua capacidade de análise, e seu baixo tempo de resposta estabelecem um limite quanto à quantidade e qualidade do produto a ser obtido. Além disso, o rodízio de operadores em turnos, em um mesmo processo, costuma ocasionar diferenças significativas nas condições em que este pro-

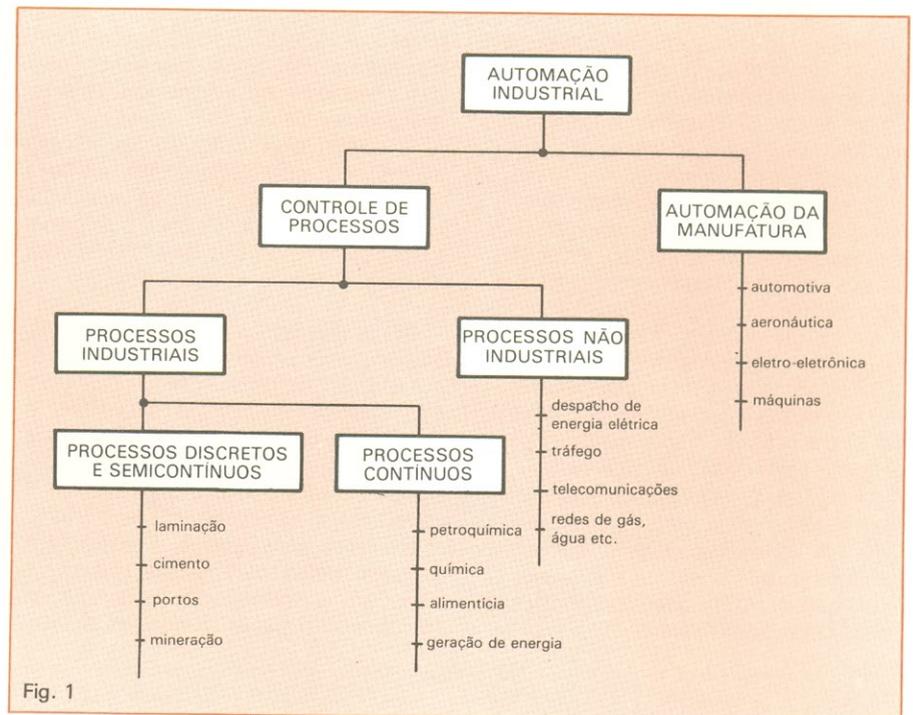


Fig. 1

Diagrama de blocos mostrando os vários setores de automação industrial e seu inter-relacionamento.

cesso opera.

Com os computadores digitais, muitos processos que até então recebiam forte manipulação do elemento humano tornaram-se automatizados, passando o homem a intervir apenas na partida, eventualmente na parada e em correções provocadas por situações não previstas. Ademais, nas modernas linhas de produção e sistemas de controle, a complexidade e a velo-

cidade de processo, bem como as exigências de qualidade e padronização do produto final, tornam indispensável a utilização de computadores.

Quando da introdução da instrumentação nas indústrias (anos 20), as medições e controle de vazão, temperatura, pressão e nível eram feitos por pesados instrumentos instalados próximos aos pontos de medição (figura 2, quadro (1)).

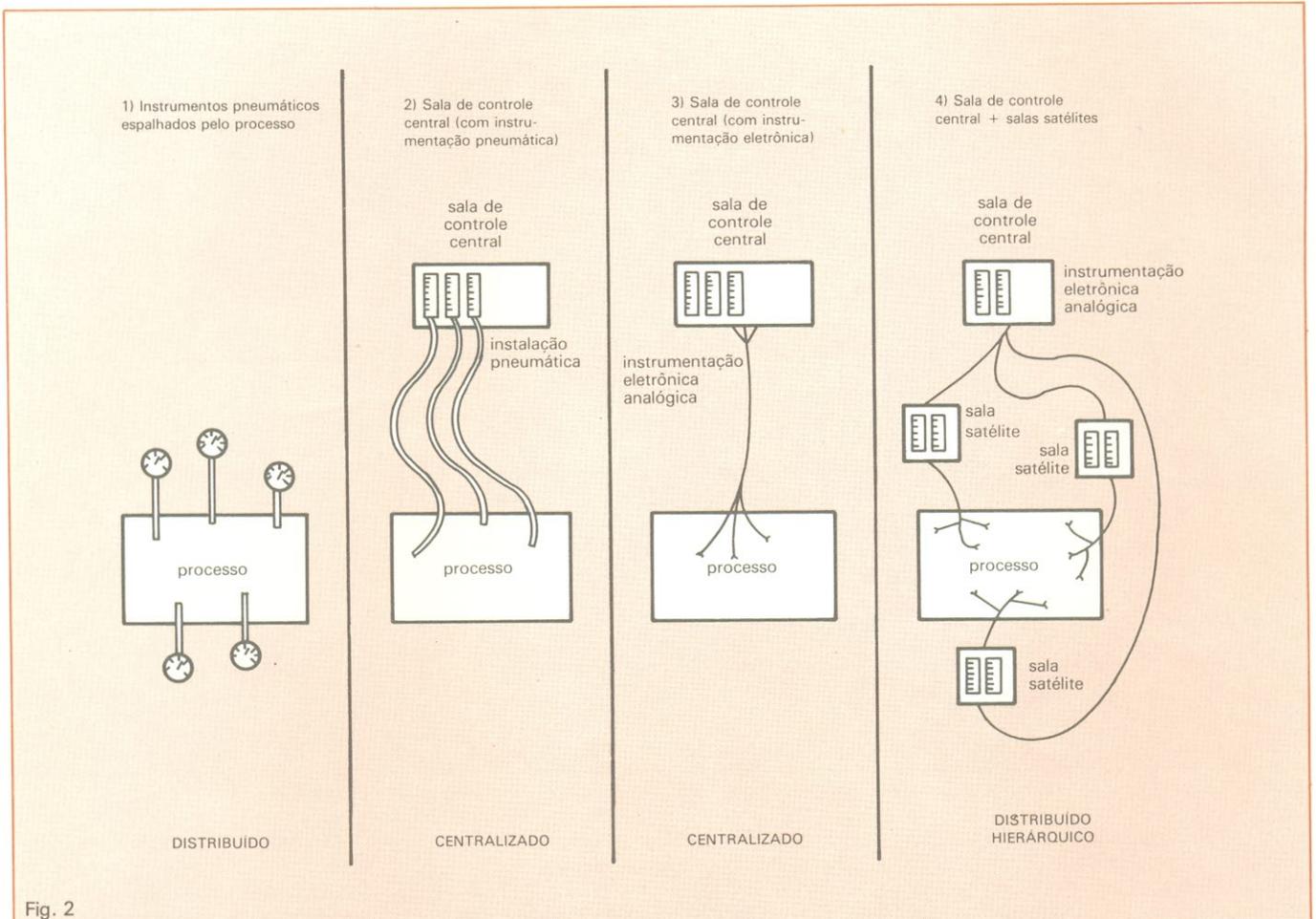


Fig. 2

Evolução da tecnologia de automação, em sua primeira fase.

À medida que os processos tornaram-se mais complexos e as instalações aumentaram, tornou-se praticamente impossível fazer com que o operador circulasse pela fábrica, observando os instrumentos espalhados por toda a instalação. Isto trouxe à tona as chamadas salas de controle centrais, nas quais toda a instrumentação está instalada em painéis de controle, de modo a dar uma visão do processo ao operador (2). Entretanto, este sistema possuía um grave inconveniente: a ausência de técnicas de transmissão pneumática confiáveis. Com a introdução de transmissores pneumáticos com sinais padronizados e o desenvolvimento de instrumentos bastante compactos, as salas de controle ficaram novamente viabilizadas.

Mais uma vez, a crescente complexidade dos processos e o crescimento das instalações tornaram exaustiva

para o operador a supervisão de centenas de instrumentos das salas de controle. Nos anos 50, a instrumentação eletrônica foi introduzida, possibilitando a instalação das salas de controle a grandes distâncias dos processos (3). A concentração de uma grande quantidade de instrumentos foi parcialmente diminuída devido à introdução de novas técnicas de apresentação dos valores medidos.

Com o avanço das técnicas de transmissão de dados, passou-se a utilizar, no lugar de uma única sala de controle central, diversas salas de controle espalhadas pelo processo, interligadas entre si e a uma sala central (4). A partir daí, surgiram as idéias básicas de controles hierárquicos, compostos de uma estação "central" e diversas estações satélites, que posteriormente evoluíram para o que hoje chamamos de controle distribuído.

No início dos anos 60, apareceram

os primeiros sistemas de controle de processos por computador. O computador recebia todas as medições, tratava os alarmes, efetuava as funções de controle e apresentava todos os dados requeridos pelo operador, que se mantinha sentado à frente de uma mesa de controle (quadro (5), figura 3). Tais sistemas, em verdade, foram projetados como substitutos dos tradicionais sistemas analógicos e não apresentavam grandes vantagens sobre eles. Além disso, eram caros e de confiabilidade duvidosa.

No fim dos anos 60, os minicomputadores, máquinas mais baratas e mais adequadas aos processos de pequeno e médio porte, tiveram amplo sucesso nessa área, de forma que tudo indicava que seriam os substitutos ideais para a instrumentação analógica. Entretanto, o temor de manter toda uma instalação sob controle de uma única máquina acabou por man-

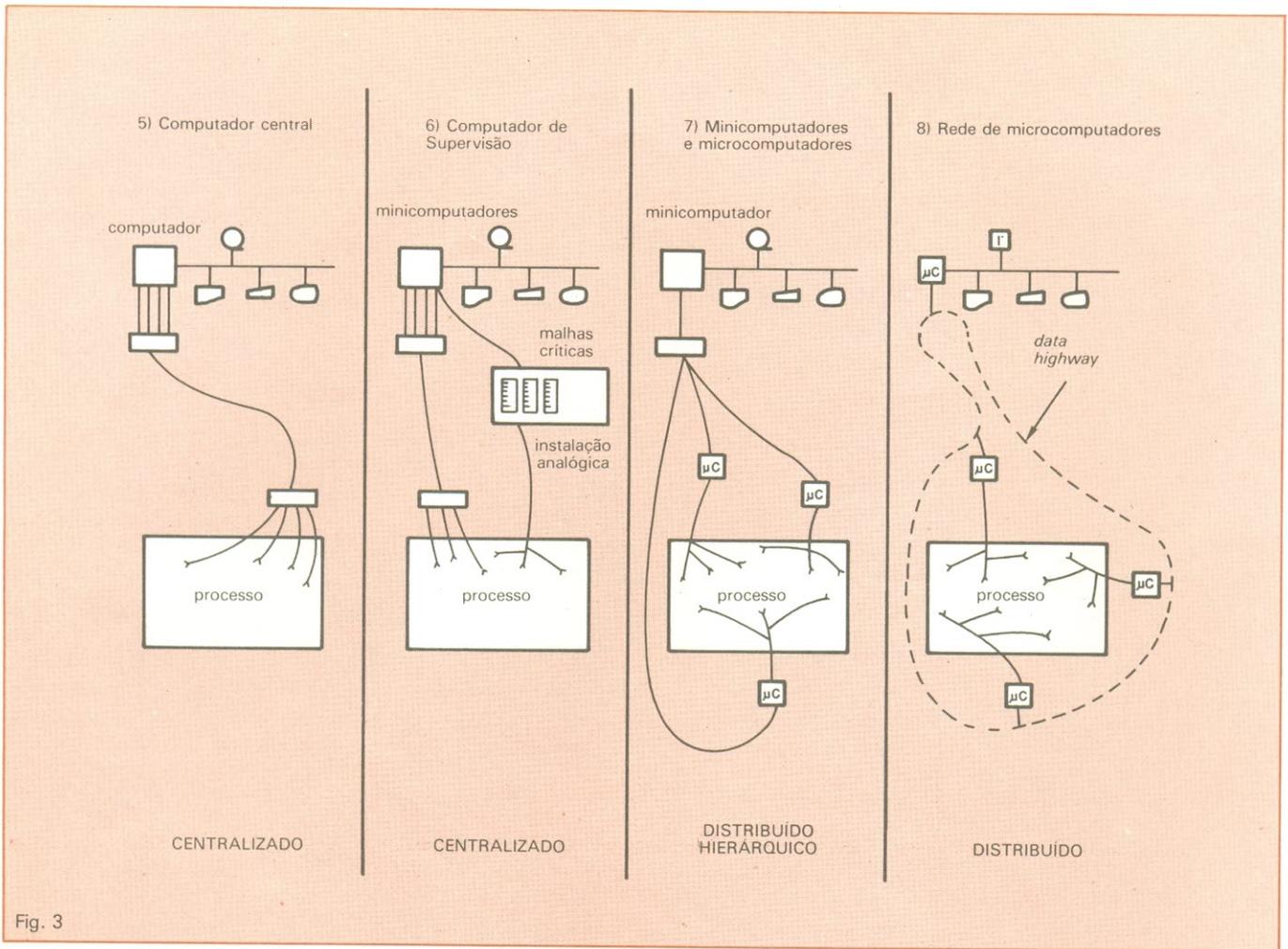


Fig. 3

Seqüência da evolução, a partir do momento em que foram introduzidos os computadores na automação.

ter o minicomputador em uma função de controle supervisório (6), enquanto as malhas principais e críticas do sistema permaneciam controladas por instrumentação analógica, com seus *set-points* ajustados pelo computador, no lugar do operador. Dessa forma, em caso de falha do computador, as seções vitais do processo permaneceriam em funcionamento, através da instrumentação analógica.

A progressiva padronização do *software* aplicativo desses sistemas, aliada ao aparecimento dos microprocessadores, permitiu atingir uma expressiva distribuição da inteligência e, conseqüentemente, um alto grau de confiabilidade em sistemas onde um minicomputador executa as funções de mais alto nível, como a supervisão e a comunicação homem-máquina, e um conjunto de microcomputadores executa as funções de controle (7).

Atualmente, através do extraordinário aumento da versatilidade dos microprocessadores, estão surgindo as Redes de Controle Distribuído, que, através de um canal de comunicação de alta velocidade (*Data-Highway*), interligam microcomputadores em

grandes distâncias e dispensam o uso de minicomputadores (8).

Sistemas Digitais de Controle Distribuído (SDCD) — Outro enfoque sobre os sistemas de controle de processo por computadores pode ser dado através da análise das duas configurações extremas em que se pode estruturar o sistema de controle. A primeira é o sistema totalmente paralelo, onde cada função básica requer um aparelho, como um controlador para cada malha de controle, por exemplo. Temos, nesse caso, um controle totalmente descentralizado, com as seguintes desvantagens:

- Elevados custos para expansões;
- Funções limitadas dos controladores (PI/PID);
- Tendência à concentração excessiva de instrumentação na sala de controle;
- Difícil visão da dinâmica do processo.

No outro extremo, um computador centralizaria todas as funções de controle e supervisão do processo. As desvantagens inerentes a essa segunda configuração seriam:

- Complexidade de *hardware* e *software*;
- Tendência à implementação de redundância de elevado custo, tais como sistema dual do computador central e instrumentação analógica de *back-up*;
- Pessoal especializado para programação, operação e manutenção;
- Quando os programas de aplicação são desenvolvidos em *assembly*, não podem ser utilizados em novas máquinas que vierem a ser utilizadas.

Ambos os sistemas apresentam sérias desvantagens e, por isso, os modernos sistemas de controle distribuído ocupam posição intermediária entre estes dois extremos, como mostra a figura 4. Verifica-se claramente que uma certa hierarquia está presente num moderno sistema de controle distribuído. Esses níveis hierárquicos estão descritos em detalhes mais adiante neste artigo.

Verifica-se também, pela figura 5, que os elementos mais próximos ao processo devem ser concebidos com características específicas: em outras palavras um computador que trabalha

- no nível de controle, apesar de não ser uma máquina de grande capacidade de processamento, deve possuir alto índice de "disponibilidade", isto é, deve apresentar grande confiabilidade (imunidade a ruídos, tratamento de erros etc.).

Os microcomputadores e CLPs ligados ao processo geralmente ficam localizados em ambientes extremamente agressivos, sujeitos a altas temperaturas e umidade, ruídos elétricos, campos magnéticos, normalmente encontrados nos processos industriais. À medida que se caminha no sentido de hierarquias superiores, os computadores serão mais requisitados em termos de capacidade de processamento; porém ao não executar as funções vitais ao processo, poderão apresentar um índice de disponibilidade menor. Essa conceituação mostra claramente por que os computadores e equipamentos digitais utilizados em controle de processos são máquinas com características e especificações significativamente mais rigorosas do que aquelas utilizadas em processamento de dados.

Atuação da Villares — A absorção de tecnologia nas áreas de controles eletrônicos de potência, para utilização em acionamentos industriais e tração elétrica, vem sendo efetuada pela Eletrocontroles Villares desde 1976, através de diversas firmas licenciadoras.

A nacionalização desses equipamentos de alta tecnologia requereu grande esforço para análise de comportamento de cada um dos circuitos a nível de desempenho dinâmico, estabilidade etc., quando substituídos os componentes importados por nacionais, nem sempre mecânica e eletronicamente equivalentes. Esse esforço resultou finalmente na obtenção de equipamentos com elevado índice de nacionalização, que, submetidos às condições dos ambientes industriais, apresentaram funcionamento totalmente satisfatório.

Hoje, centenas de unidades instaladas são a prova definitiva do sucesso do plano de desenvolvimento e de absorção tecnológica implementado pela empresa. É importante frisar que atualmente a Eletrocontroles Villares vem desenvolvendo projetos totalmente originais, sem qualquer apoio de licenciadores, tanto no que se refere ao aprimoramento dos produtos co-

mo na área de sistemas. Como resultado desse trabalho, no setor de sistemas de acionamentos de corrente contínua, a Villares é líder no mercado brasileiro, onde concorre com as empresas multinacionais estabelecidas no País, do setor eletro-eletrônico.

A evolução para os microprocessadores — A evolução tecnológica do controle de processos, especialmente na área de sistemas (laminadores, por exemplo), pode ser acompanhada através da tabela 1. A Eletrocontroles Villares encontra-se atualmente no início da terceira fase de evolução, tanto em sistemas de potência quanto nas técnicas de controle. Neste artigo, nos restringimos à introdução dos microprocessadores nos produtos da empresa e, portanto, às técnicas de controle.

As funções tradicionalmente desempenhadas por uma enorme quantidade de relés eletromecânicos e circuitos analógicos e digitais dedicados estão passando a ser implementadas através de microprocessadores.

Isto possibilitou um grande número de benefícios, entre os quais destacam-se: melhoria na qualidade do produto final, através de um controle mais preciso; maior flexibilidade, com fácil alteração de processos de produção, através de simples modificações nos programas armazenados; maior segurança, já que os sistemas automatizados podem substituir os operários em funções perigosas; menor custo e maior confiabilidade, já que os preços dos microprocessadores vêm caindo dia a dia e uma grande padronização de componentes está se tornando possível.

Os microprocessadores na Villares — Objetivando manter sua competitividade no sofisticado mercado em que atua, a Villares decidiu investir fortemente em recursos humanos e em equipamentos, a fim de tornar-se, em curto espaço de tempo, um fornecedor de sistemas de controle utilizando tecnologia a base de microprocessadores.

Para tanto, a empresa selecionou

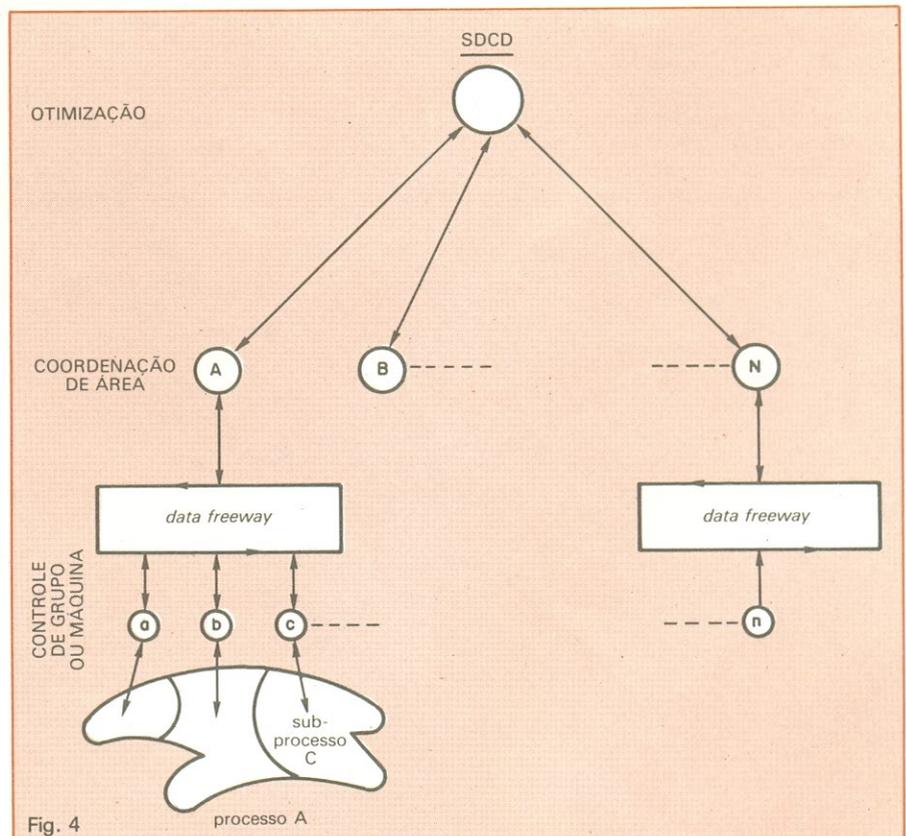


Fig. 4

Os sistemas de controle distribuído atuais adotam o meio termo entre centralização e descentralização total.

um grupo de engenheiros experientes em circuitos analógicos e digitais, bem como em processos industriais, para desenvolver a sua área de microprocessadores. Entre as principais medidas tomadas pela empresa destacam-se: treinamento de cerca de 25 engenheiros nos Estados Unidos e no Brasil, através de estágios e cursos especializados; montagem de um laboratório específico com equipamentos sofisticados, tais como, MDS (sistema de desenvolvimento), ICE (*in-circuit emulator*), impressoras e terminais; e associação com a FDTE (Fundação para o Desenvolvimento Tecnológico da Engenharia) para o desenvolvimento de projetos em *hardware* e *software*. Dessa associação resultou o Controlador Lógico Programável VILOGIC-500 (veja NE N.º 74, pág. 8).

Entre as principais atividades desse grupo, além do desenvolvimento do VILOGIC-500, podemos citar o desenvolvimento de um microcomputador para processos industriais (MOD-85); um sistema para controle de um laminador contínuo de barras, utilizando o microcomputador MOD-85, com *software* aplicativo desenvolvido internamente; um sistema de corte racional de barras (*hardware* e *software*); um microcomputador para utilização em *chopper* de trolebus; e o desenvolvimento de um sistema SCA-DA (*Supervisory, Control and Data Acquisition*), baseado no microcomputa-

Evolução dos controles de processos		
Tabela 1		
	sistemas de potência	técnicas de controle
1ª fase (até a década de 60)	motores CC controlados por grupos Ward-Leonard	lógica de relés eletromecânicos
2ª fase (até a década de 70)	motores CC controlados por conversores CA/CC estáticos	lógica estática com circuitos integrados analógicos e digitais
3ª fase (década de 80)	motores CC controlados por conversores CA e estáticos, controlados por inversores de frequência variável	microprocessadores

dor MOD-85 e incorporando terminais de vídeo coloridos semigráficos, periféricos e sistema de comunicação, via cabo, para grandes distâncias.

Adicionalmente, estão em curso o desenvolvimento de um *Data Highway* (via de comunicação serial de alta velocidade para comunicação entre microcomputadores MOD-85 — VIDATA) e sistemas de controle à base de microcomputadores para tesouras rotativas, *tracking* e outras aplicações na área siderúrgica.

A tecnologia da Hitachi — A Secretaria Especial de Informática — SEI — qualificou a Villares para fabricação de Sistemas Digitais de Controle

Distribuído. A empresa será apoiada por tecnologia Hitachi para o desenvolvimento desses sistemas, compreendendo:

- Um microcomputador de 16 bits, com sistema multiprogramado em tempo real, o mais recente produto da Hitachi no setor;
- Controlador Lógico Multiprogramável, com sistema de comunicação serial para unidades remotas;
- Sistema de comunicação serial e paralelo (*Data Freeway*), para interconexão em Sistema de estrutura distribuída (2 Mb/s em cabo coaxial e 10 Mb/s com fibras óticas). A Villares fabricará esses sistemas com índice de nacionalização superior a 80%.

Com a tecnologia da Hitachi, uma das líderes mundiais nesta área, a Villares estará apta a atender uma enorme gama de aplicações na área de controle de processos industriais e não industriais referidas na figura 1, bem como diversas aplicações na área de Automação da Manufatura, tais como a automatização de linhas de transferência nas indústrias automobilísticas e autopeças. Isto através da instalação de baterias de Controladores Lógicos Programáveis, interligados através de *Data Freeway* a um centro de operação e supervisão geral da linha.

Para levar a termo projetos de grande complexidade e cujo *know-how* do processo não se encontra disponível no Brasil, a Villares contará com o suporte da Hitachi para o desenvolvimento do *software* aplicativo.

Integração da tecnologia Hitachi-Villares — A figura 6 apresenta a configuração típica de um sistema mo-

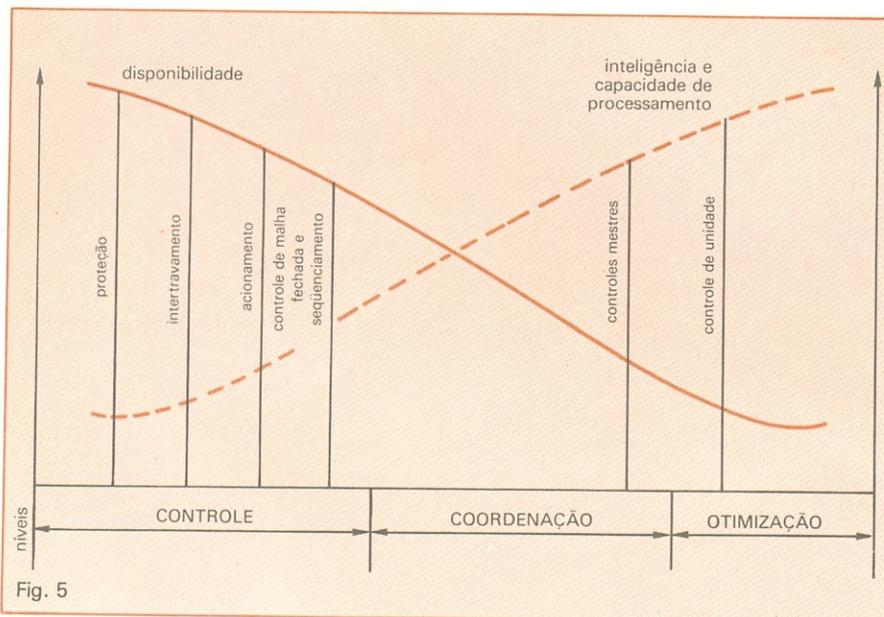


Gráfico que demonstra o compromisso existente entre a confiabilidade de um sistema e sua capacidade de processamento.

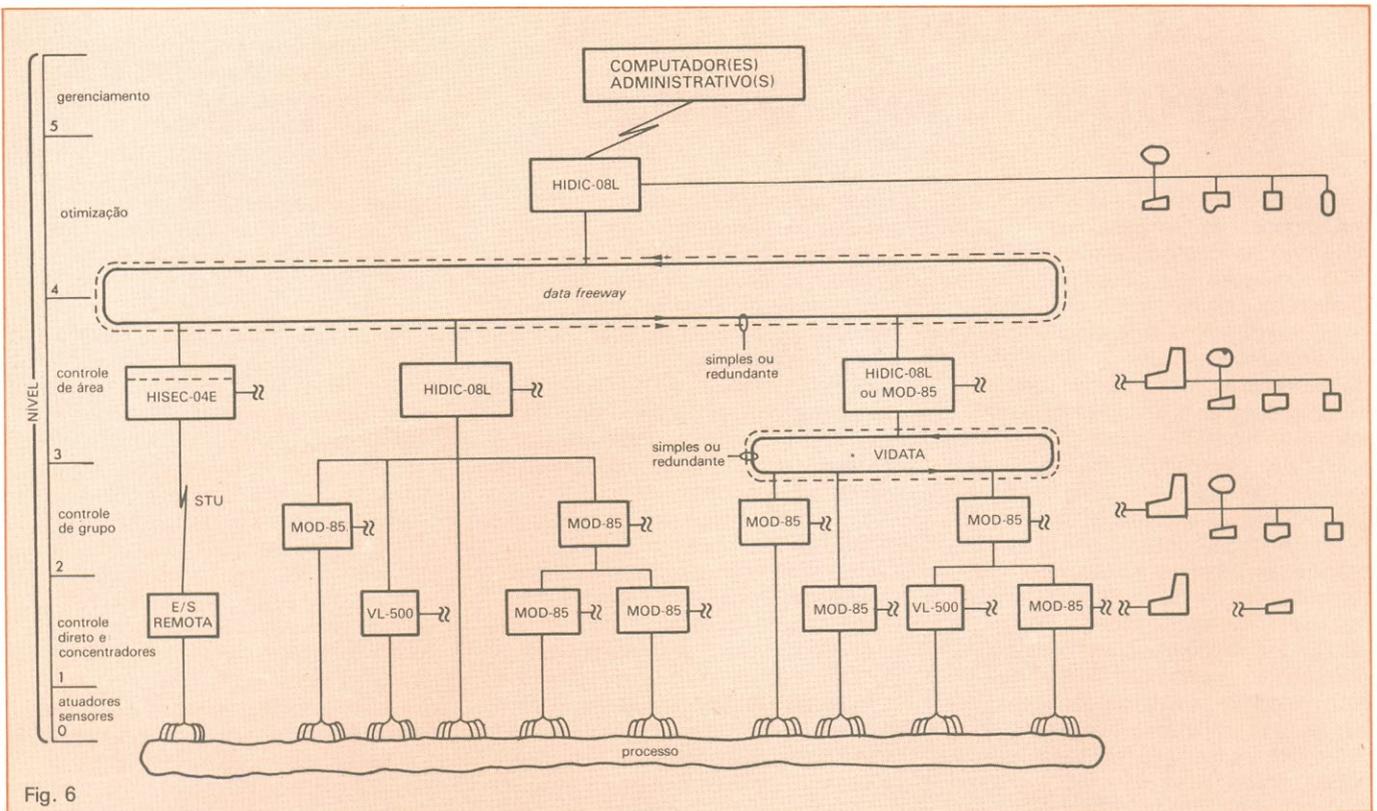


Fig. 6

Sistema digital típico para controle de processos, combinando as tecnologias da Hitachi e da Villares.

dermo de controle de processos, onde se pode observar a integração da tecnologia já desenvolvida pela Eletrocontroles Villares com aquela a ser recebida da Hitachi. O sistema totalmente implementado apresentará seis níveis de hierarquia, sendo entretanto um sistema de controle de inteligência distribuída, pois os níveis inferiores não são afetados em suas funções vitais, quando o nível imediatamente superior deixa de operar.

Essa distribuição de inteligência caracteriza-se também pelo fato de que o sistema pode ser implementado gradualmente no decorrer do tempo, no sentido dos níveis mais baixos para os mais altos, de forma tal que, à medida que se implementa um nível mais alto, obtêm-se do sistema funções mais avançadas, seja em termos de otimizar o controle, seja para melhor visualização do processo como um todo.

Para implementar sistemas desse tipo, a Villares utilizará microcomputadores, controladores lógicos programáveis e via de comunicação de dados. Referindo-se à figura 6, observamos os seguintes níveis:

Nível 0 — Aqui estão instalados os sensores e atuadores do processo.

Nível 1 — Controle Direto; neste nível executa-se o "controle de máquina" (por exemplo, uma balança de pesagem).

Nível 2 — Controle de Grupo; controla um grupo de máquinas que integram uma função ou um subprocesso. Por exemplo, o controle de um grupo de balanças, cada qual executando pesagens de um componente de uma certa mistura que irá a um forno.

Nível 3 — Controle de Área; controla um processo, comunicando-se através de uma via em anel (VIDATA) ou comunicação ponto a ponto com os Controladores de Grupo. São exemplos de áreas bem delimitadas a acaria em siderúrgicas, os fornos rotativos em fábricas de cimento e a máquina de papel nas indústrias de papel e celulose.

Nível 4 — Otimização; neste nível são interligadas, através de um anel de comunicação de alta velocidade (*Data Freeway*), todas as áreas de uma usina. É feita a otimização do funcionamento da usina como um todo, principalmente no que se refere ao controle

energético e ao escalonamento da produção, em função da disponibilidade de cada área e das ordens de fabricação provenientes dos computadores administrativos. Aqui é feito também o acompanhamento das ordens de fabricação, de tal forma que o estágio de produção em que se encontra uma determinada ordem possa ser verificado a qualquer momento.

Nível 5 — Gerenciamento; é o setor de processamento de dados da empresa. Comunica-se com o processo através do envio das ordens de fabricação ao nível 4; recebe a informação sobre o andamento das ordens de fabricação.

Bibliografia

- The Concepts and Structures of Distributed Process Automation Systems* — L. Borsi/E. Pavlik — Process Automation — 1980.
Future Trends in Measurement, Control and Automation — Brown Boveri Review 3/4 — 1981.

Telepresença: a base dos operários espaciais

Estamos em 1999. No espaço, numa missão de resgate, uma figura solitária se desloca da espaçonave para alcançar um satélite avariado. Com uma das mãos, ele gira a maçaneta que destrava uma placa metálica protetora; com outra, retira a placa, deixando à mostra o circuito eletrônico com defeito; e, com a terceira mão, imobiliza o satélite, de modo que o reparo possa ser feito tranqüilamente.

Uma terceira mão? Mão humana? Na verdade, as três mãos, com flexibilidade e força sobre-humana, são comandadas passo a passo a centenas de quilômetros de distância, por um operador humano situado na Terra. São os robôs reparadores de satélites, comuns no espaço em 1999, e que fazem parte de um campo exótico da automação, chamado **telepresença**.

Apesar de parecer ficção científica, cenas como essa deverão tornar-se comuns num futuro próximo. Já em estudo no MIT, a telepresença se assemelha a um "controle remoto", pelo qual os movimentos de robôs, onde quer que estejam, são controlados através de sensores ligados ao corpo humano, que lhes transmite os movimentos sob a forma de sinais elétricos. Os sensores podem estar ligados na cabeça, braços e pernas do operador humano, o que faz o robô imitar com exatidão todos os deslocamentos do corpo de seu "mestre".

Para citar um exemplo, um motorista em Nova Iorque, com um dispositivo de controle remoto desse tipo poderia dirigir um automóvel em Los Angeles. Girando sua cabeça para a esquerda ou direita, o "telemotorista" levaria a câmera de TV do veículo a girar também para a esquerda ou direita, e veria assim o que a câmera estivesse vendo — como se o operador de Nova Iorque estivesse realmente sentado no carro de Los Angeles. Com o auxílio da telepresença, ao mover suas pernas e braços, o motorista poderia também mudar de marcha, acelerar e frear o veículo à distância.

O MIT (Instituto de Tecnologia de Massachusetts) enviou recentemente um relatório de um estudo de longos anos sobre a telepresença ao Centro

Marshall de Vôo Espacial da Nasa. O estudo foi realizado em duas etapas. A primeira tratou de robótica, envolvendo três áreas: os tipos de atividades que deverão ser realizados no espaço, nos próximos 15 anos; o estágio atual da automação para o mesmo período; e a combinação de cada atividade com a automação já disponível. A segunda parte do estudo tratou da telepresença, um campo bastante relacionado à robótica.

O instituto pretende aplicar as pesquisas de telepresença já efetuadas a curto, médio e longo prazo — fim desta década, início dos anos 90 e final do século, respectivamente.

A curto prazo, a telepresença foi considerada pelo MIT em conjunto com as chamadas atividades extraveiculares (EVA), pelas quais um astronauta equipado trabalha fora do veículo espacial. A telepresença, como afirma George Von Tiesenhausen, chefe dos estudos no MIT, é superior à EVA em eficiência, pois para o astronauta deixar a nave, tem de se vestir apropriadamente, o que leva tempo. Além disso, deve adaptar-se ao macacão espacial, o que leva ainda mais tempo. Considerando também que os astronautas se cansam em pouco tempo e ficam sempre expostos a um perigo relativo, teríamos aí mais duas vantagens da telepresença.

Segundo o MIT, usando apenas a tecnologia atual, pretende-se combinar a capacidade humana do EVA com as possibilidades mecânicas da telepresença. Von Tiesenhausen espera realizar um teste a bordo do ônibus espacial, que levará uma máquina com braços de robô no compartimento de carga. Esse robô manipulará uma placa de teste com várias peças mecânicas, que irá permitir o estudo de algumas atividades básicas de telepresença.

A princípio, o robô deverá gerar imagens ao operador humano através de câmeras de televisão em branco e preto. As imagens produzidas por essas câmeras são inferiores àquelas geradas pelo olho humano, mas a capacidade de visão que exceda a humana só será possível mais para o fi-

nal do século, com câmeras em cores, pois a telepresença requer um grande número de faixas de frequência, cada uma delas ligando um comando específico do corpo humano à máquina.

Além do aperfeiçoamento da visão, o MIT viu a necessidade de aperfeiçoar também o senso de toque da telepresença. Nos primeiros testes, o operador confiará apenas na visão via câmera para apanhar e manipular objetos com o braço robótico.

A médio prazo, porém, esse dispositivo em gancho, chamado de "atuador", poderá ganhar mais capacidades humanas pelo uso de sensores táteis e de proximidade. "Um sensor de proximidade", explica Von Tiesenhausen, "será capaz de gerar um sinal na sala do operador, quando o braço do robô se aproximar de um objeto. Quanto mais próximo o atuador estiver do seu alvo, mais alto o tom que chega ao operador. Finalmente, quando o atuador apanhar o objeto, o sinal cessará imediatamente".

Além de direcionar a operação, o tom fornecerá um excelente meio de evitar colisões, quando o braço do robô for apanhar um objeto fora do campo de visão do operador. Uma vez apanhado o objeto, o sensor tátil assumirá o comando, enviando dados ao operador, de modo que ele possa sentir em sua própria mão a força necessária para segurar os objetos. Alguns poderão ser muito delicados e exigir pouca força para o manuseio, enquanto outros exigirão muito mais força. Os sensores táteis terão também a capacidade de enviar outras mensagens, tal como se o objeto é frio ou quente, se a superfície é rugosa ou lisa e até seu formato aproximado.

A longo prazo, tudo será feito para que os atuadores excedam a habilidade da mão humana e para possibilitar o emprego de pelo menos três braços de robô na telepresença. Isso, naturalmente, trará problemas na correspondência com o corpo humano. Controlar um terceiro braço robô com apenas dois braços humanos será um verdadeiro desafio. Mas é sem dúvida de grande utilidade, pois a terceira mão poderia segurar firmemente um objeto, enquanto as outras duas realizariam sua manutenção. Von Tiesenhausen antevê máquinas de telepresença avançando não apenas em técnicas de manipulação mas na inteligência artificial também.

Fonte: NASA

Brasil participará da missão Vênus-Halley

O Brasil participará pela primeira vez, através do Instituto de Pesquisas Espaciais — INPE —, de uma navegação espacial. Trata-se do Projeto VEGA-VLBI e a participação se dará com a utilização de uma antena de 14 metros do Rádio-Observatório de Itapetinga (Atibaia/SP), a única da América Latina a participar desse projeto.

O VEGA-VLBI prevê o envio de duas sondas espaciais soviéticas ao planeta Vênus. O experimento divide-se em duas etapas; a primeira será o lançamento, pela sonda de dois balões na atmosfera venusiana; na segunda, as duas sondas continuarão viajando pelo espaço interplanetário, indo de encontro ao cometa *Halley*.

O projeto deverá se concretizar em

1985 e para isso será necessário uma navegação de elevadíssima precisão, com o uso de técnicas de radioastronomia a partir da Terra, conhecidas como **interferometria de longuíssima linha de base (VLBI)** — a mesma técnica utilizada na navegação das sondas *Voyager*, da NASA, enviadas em direção a Júpiter e Saturno. Ela permite determinar as posições das sondas e, principalmente, dos balões a serem lançados na atmosfera venusiana, que farão várias medidas de características físicas e químicas da atmosfera do planeta. O movimento dos balões possibilitará também a obtenção de informações sobre a circulação de ventos em Vênus.

Para estabelecer a navegação des-

se projeto serão mobilizadas várias grandes antenas. Os soviéticos contam com seu próprio sistema, enquanto a Europa e América do Sul atuarão em conjunto. Os norte-americanos empregarão antenas na NASA, situadas em várias partes da Terra; os franceses participarão através do *Centre Nationale D'Etudes Spatiales* (CNES) e do Observatório de Paris. A antena do Rádio-Observatório de Itapetinga deverá receber pequenas modificações técnicas, bem como uma complexa instrumentação, apropriada para essa operação de VLBI, com apoio dos franceses.

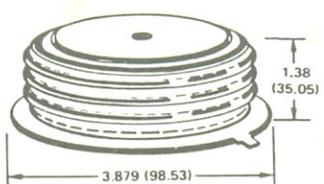
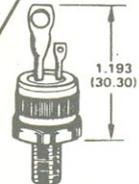
A segunda etapa do experimento, em que as duas sondas irão em direção ao cometa *Halley*, será de essencial importância para a realização de um outro experimento, destinado especificamente àquele cometa: a sonda *Giotta*, francesa, com vários objetivos científicos próprios relativos ao *Halley*.

(Fonte: INPE)



VENHAM COMPROVAR

QUALIDADE EM COMPONENTES

- Venham conhecer nossas lojas, além de fazer amigos, poderão descobrir o que temos a oferecer no mercado de componentes eletrônicos.
- Distribuímos e representamos as melhores marcas em todo o Brasil, consultem-nos.

RAES **RÁDIO ELÉTRICA SANTISTA LTDA.**
 Loja Matriz: — RUA CEL. ALFREDO FLAQUER, 148/150
 Fone: 449-6688 (PABX) — Telex (011) 4994 RAES BR
 CEP 09000 — Santo André — SP
 Loja Filial nº 1 — AVENIDA GOÍAS, 762 — Fone: 441-8399
 CEP 09500 — São Caetano do Sul — SP
 Loja Filial nº 2 — RUA RODRIGUES ALVES, 13 — Lojas 10/11
 Cj. Anchieta — Fone: 414-6155 — Prédio próprio
 CEP 09700 — São Bernardo do Campo — SP

Simple!
Rápido!
Seguro!

Interruptor de Proximidade

SCHRACK

COM ATUAÇÃO MAGNÉTICA



Nos seu projeto use o ZX da SCHRACK! Lembre-se: Nós temos a melhor solução!

SCHRACK
 DO BRASIL EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A.
 NÓS TEMOS A MELHOR SOLUÇÃO

Vendas: ITAPECERICA DA SERRA - SP - Av. Eduardo R. Daher, 723 - Tel.: (011) 495-2944
 RIO DE JANEIRO - RJ - Rua Uruguay, 393 - Sobreloja 102 - Tijuca - Tel.: (021) 268-2586
 Fábrica: ITAPECERICA DA SERRA - SP - Av. Eduardo R. Daher, 1.135
 Correspondência: Itapeca, da Serra - SP - Cx. Postal 02 - CEP 06850 - Telex (011) 33226 SCHR BR

O circuito do adaptador de videogames

O circuito prático para a adaptação de videogames ao sistema PAL-M completa o artigo iniciado na edição anterior. O autor responde ainda a duas consultas de leitores

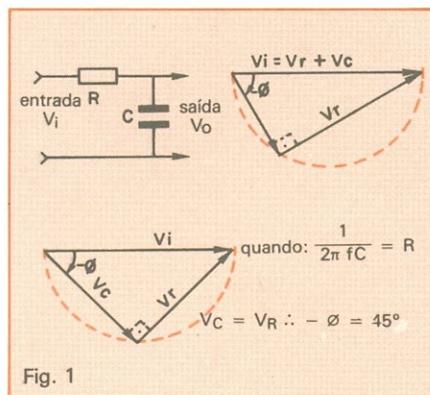
No mês passado, começamos a analisar um meio para adaptar economicamente videogames e o sistema americano NTSC para reprodução em nossos TVs de sistema PAL-M. De acordo com o que foi visto, para produzir o chaveamento do sinal *burst* (alternância), indispensável ao receptor PAL, precisamos criar um segundo sinal de *burst* deslocado em fase com relação ao original. Um deslocamento, ou "giro de fase", é facilmente obtido pela utilização de componentes reativos: bobina ou capacitor. Por uma questão de simplicidade vamos apresentar um circuito que atende a esta finalidade constituído somente por resistores e capacitores — uma rede RC.

O capacitor, elemento reativo, produz um defasamento de 90° entre corrente e tensão; o resistor, elemento passivo, atua no circuito somente como divisor de tensão em conjunto com o capacitor. Como resultado, a tensão de saída do circuito RC exibe um determinado giro de fase relativamente à tensão de entrada, dependendo dos valores do resistor e do capacitor.

Observem a figura 1, onde este efeito é demonstrado pelo diagrama vetorial do circuito. A tensão sobre o capacitor, "Vc", está sempre em quadratura (90°) com a tensão sobre o resistor, "Vr", sendo que a soma delas vai representar a tensão de entrada: $V_i = V_r + V_c$. (Ver Curso de Corrente Alternada, 5ª lição, revista 81, pg. 74.)

A tensão de saída, que é igual à tensão sobre o capacitor ($V_o = V_c$), apre-

senta o deslocamento da fase identificado pelo ângulo entre os vetores Vc e Vi. Podemos deduzir também que, se mantivermos o valor do capacitor fixo, o deslocamento de fase será função específica do valor do resistor e, quando este valor for igual à reatância do capacitor ($R = X_c$), o deslocamento de fase será de 45°. Para valores menores do resistor o giro de fase diminui (limite $R=0, \varnothing=0$) e para valores maiores do resistor o giro de fase aumenta (limite $R = \infty, \varnothing = -90^\circ$). Entretanto, existe um inconveniente neste tipo de circuito: quanto maior for o giro de fase requerido, menor será a tensão de saída. Por motivo de ordem prática é razoável dimensionar os valores de R e C para não produzirem deslocamentos muito superiores a 45° ($R \cong X_c$) e, quando forem necessários maiores desvios, poderemos associar em cascata vários circuitos RC,



Deslocamento de fase com rede RC.

onde os deslocamentos serão somados. Porém, em qualquer um dos casos, sempre haverá uma atenuação do sinal de saída com relação ao sinal de entrada, que será tanto maior quanto maior for o número de estágios RC. Para compensar essa atenuação natural podemos associar à rede RC um amplificador, restaurando dessa forma a amplitude original. Eis portanto o nosso circuito final (figura 2) delineado — ele se vale de duas redes RC em cascata acopladas a um amplificador inversor. Essa última característica não pode ser esquecida, pois o sinal de saída (coletor) deve estar em posição de fase (180°) com o sinal de entrada (base).

Os valores de R e C estão dimensionados, na figura 2, de forma a produzir um giro de fase que, somado à inversão de 180° do transistor, posiciona adequadamente o novo sinal de *burst*. A simulação de chaveamento do sinal *burst* pode agora ser obtida controlando-se alternadamente a passagem desses sinais. E para esta função o circuito integrado CD4016 (chave analógica) pode ser utilizado.

Combinação dos sinais — Observe a figura 3. Uma das chaves recebe o sinal de croma original e é comandada pelo sinal do primeiro multivibrador, cuja largura de pulso do período ativo a mantém fechada dando passagem à informação completa de uma linha de varredura mais o próximo sinal de *burst*, suprimindo, a partir daí, a informação de croma da linha seguinte.

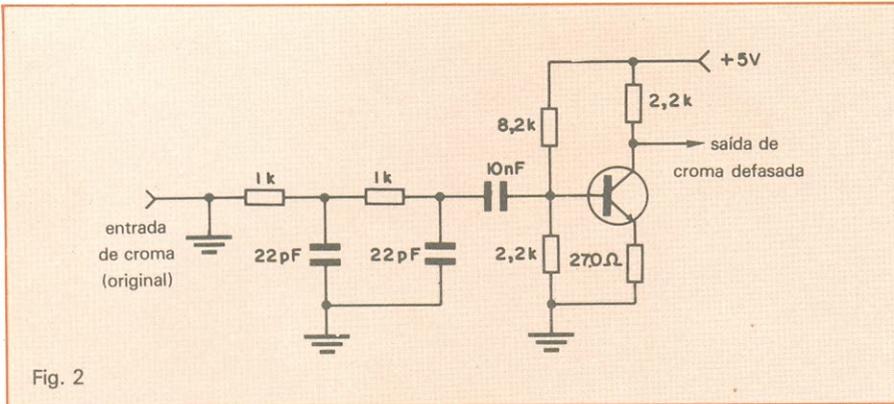


Fig. 2

Circuito para deslocamento de fase no adaptador.

A outra chave analógica recebe o sinal "deslocado em fase" e é comandada pelo sinal do segundo multivibrador, que apresenta um período inativo de 2 H (dois períodos horizontais) e um período ativo com largura suficiente para dar passagem somente ao sinal de *burst*.

A combinação dos dois sinais de saída dessas chaves já representa o novo sinal com características aceitáveis pelo receptor PAL-M. Uma melhor compreensão do que foi exposto pode ser obtida pela observação da figura 4, onde estão ilustrados os diversos sinais envolvidos.

Os sinais de controle — Vamos agora fazer uma apresentação de como são gerados os sinais de controle das chaves analógicas, e para tal nos valeremos de um famoso circuito integrado da família TTL, o 74121 (figura 5) — multivibrador monoestável, cuja largura de pulso é ajustável externamente por uma rede RC. Esse circuito apresenta excelente estabilidade de operação e é praticamente imune a variações de temperatura e tensão.

O circuito para constante de tempo é constituído pelo capacitor que vai ligado do pino 11 ao pino 10 e pelo resistor que vai ligado do pino 11 ao + Vcc, sendo o período ativo calculado por $0,7 RC$. O multivibrador apresenta, além da saída normal Q (pino 6), a saída complementar \bar{Q} (pino 1). Na condição de repouso, a saída Q apresenta o nível lógico baixo (L) ($\bar{Q} = H$), enquanto aguarda o próximo pulso de disparo.

O 74121 dispõe de três terminais para disparo, aceitando tanto pulsos positivos (transição de baixo para alto) como pulsos negativos (transição de alto para baixo). Os terminais de

disparo designados por \bar{A}_1 e \bar{A}_2 (pinos 3 e 4) são ativados por transições de nível alto para baixo (pulso negativo), enquanto que o terminal designado por B (pino 5) é ativado por transição de nível baixo para alto (pulso positivo). Qualquer uma dessas entradas pode ser utilizada, de acordo com o tipo de sinal de disparo de que dispomos, sendo que, para utilização de entrada B, as entradas \bar{A}_1 e \bar{A}_2 devem ser aterradas (N.L. = 0). Uma vez disparado, o nível de saída será mantido por um período ativo de $0,7 \times R \times C$ independente do sinal de entrada, período que pode ir desde 20 ns até 28 s, conforme os valores da constante de tempo RC.

Vamos estabelecer, por exemplo, que dispomos de pulsos horizontais positivos. Portanto, podemos disparar o multivibrador pela entrada B (pino 5), enquanto as entradas \bar{A}_1 e \bar{A}_2 são conectadas à terra. Uma vez disparado, a saída Q passa do nível lógico L ao nível lógico H e se mantém neste estado mesmo que o pulso de entrada seja retirado. A duração do período ativo é determinada pelos valores do resistor e capacitor externo. O período deve ser ajustado com auxílio de um osciloscópio, variando-se ou o resistor ou o capacitor. Por razões óbvias, é mais prático variar o resistor (trimpot), mantendo o capacitor fixo (cerâmico ou poliéster). Como dissemos, esse sinal de controle deve ser ajustado para um período ligeiramente superior ao de uma linha horizontal ou, mais precisamente, uma linha horizontal ($H = 63,5 \mu\text{seg}$) mais o pedestal de sincronismo da linha seguinte ($h = 11 \mu\text{seg}$). O ajuste é facilmente obtido, conectando-se a ponta de prova do osciloscópio à saída Q (pino 6) e

variando-se o trimpot até obter o período desejado. Um segundo multivibrador monoestável é utilizado para gerar o sinal de controle para a passagem do "burst deslocado". Como disparo para o multivibrador, injetamos, também pela entrada B, o primeiro sinal já gerado, sendo o acionamento provocado pela borda de subida do mesmo.

Um circuito RC externo é também conectado ao CI para prover a constante de tempo adequada. O período ativo neste segundo sinal é ajustado para coincidir com a largura do pedestal de sincronismo "h". A figura 6 ilustra melhor o que foi dito.

O circuito que ora apresentamos não é crítico; porém, do correto ajuste desses dois multivibradores depende o seu perfeito desempenho. Logo, recomenda-se acompanhar com o osciloscópio cada passagem do sinal, verificando se não há erro.

Obviamente esta não é a única forma de se implementar tal circuito, existindo algumas variações, tanto em relação ao uso dos CIs apresentados como quanto à filosofia de seu funcionamento. Pode-se até mesmo conseguir melhor na reprodução das cores, mas não é interessante uma complexidade maior neste circuito, dada a sua finalidade prática.

Para finalizar, salientamos novamente que, apesar de simples, este circuito proporciona ótimos resultados para *videogames* em geral, porém, como em qualquer montagem eletrônica, conhecimento e prática são indispensáveis para se obter êxito.

Agora vamos aproveitar o espaço que nos resta e atender a algumas

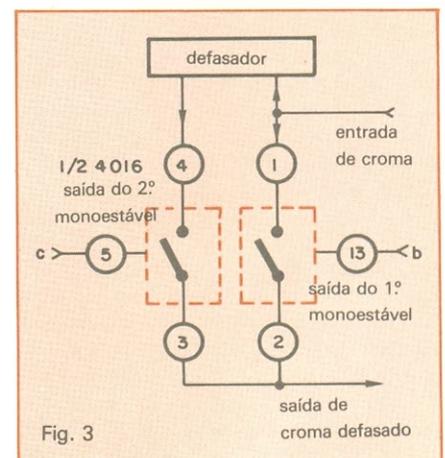


Fig. 3

Mistura dos sinais feita pela chave analógica 4016.

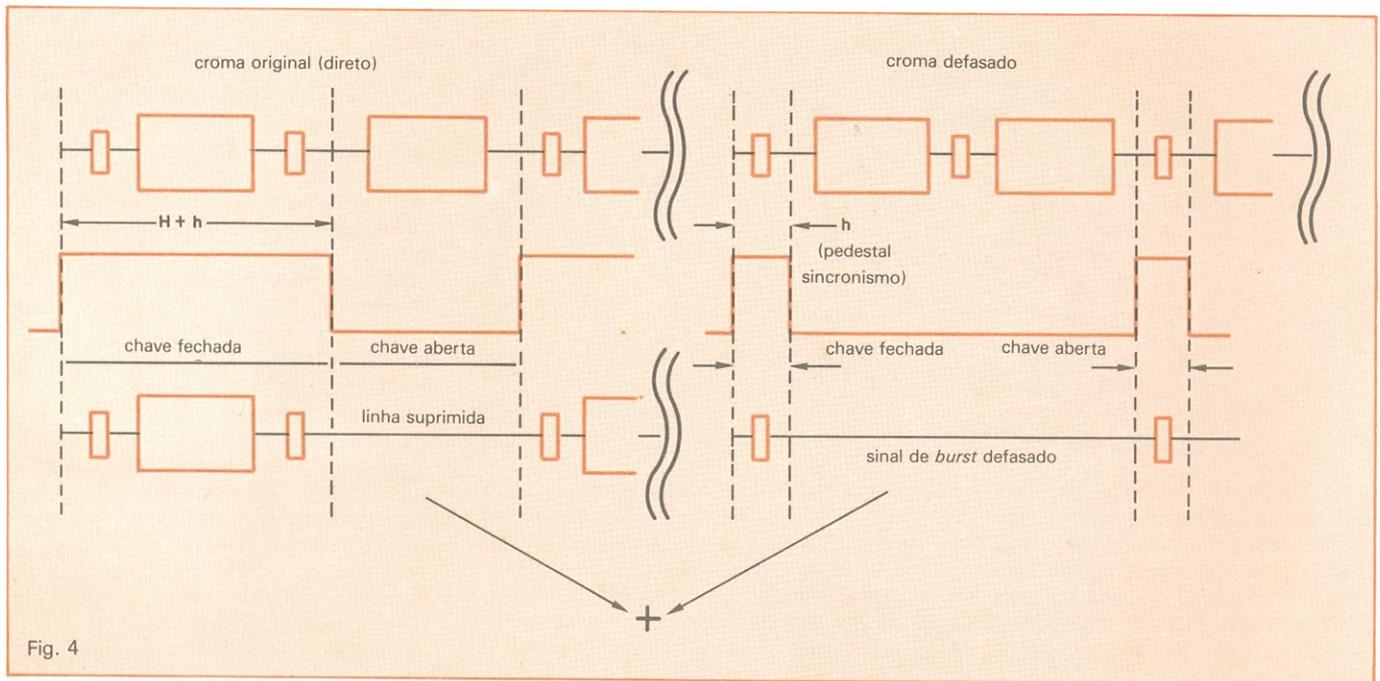


Fig. 4

Chaveamento dos sinais direto e defasado.

consultas específicas que temos recebido:

Interferência

Isamu S. F. — Santana, SP.

Síntese da pergunta: TV Sharp C-2006A — problemas com interferência e variações da rede elétrica.

Resposta: Por uma questão de desempenho e qualidade, a totalidade dos receptores a cores produzidos atualmente incorpora o circuito regulador de tensão interno, dispensando o uso de qualquer outro dispositivo externo para esta finalidade. A flutuação da rede elétrica dentro dos limites admissíveis não representa perigo algum a esses receptores e nem tão pouco afeta a reprodução ou qualidade da imagem.

Uma tensão de 135 V CA é perfeitamente suportável por qualquer TV que tenha fonte regulada, como é o caso do receptor Sharp 2006. Desde que o circuito esteja funcionando corretamente, portanto, não existe relação alguma com problemas de interferência e flutuação da rede elétrica. A hipótese que podemos admitir e, este é um fato que deve ser verificado, é a captação dessas interferências "através" da rede elétrica. Por exemplo, verifi-

que se em seu prédio — caso more em apartamento — existe equipamento elétrico que possa gerar interferências: motores elétricos, aparelhos de raio X, equipamentos de radioamador etc. As interferências desse tipo, dependendo da posição em que se encontram e da intensidade, podem penetrar no receptor pela rede elétrica ou mesmo diretamente pela entrada de RF (antena). Se você observar o esquema elétrico de seu TV Sharp (ou

qualquer outro), verá que existe um transformador ou filtro de rede (L 701) que tem exatamente a finalidade de impedir a entrada (ou saída) de sinais perturbadores.

Casos extremos de perturbações pela rede elétrica exigem filtros mais elaborados que devem ser intercalados com a rede (fora do aparelho de TV) ou então deve-se procurar alimentar o receptor por outra rede elétrica. Enfim, deve-se determinar qual a origem da in-

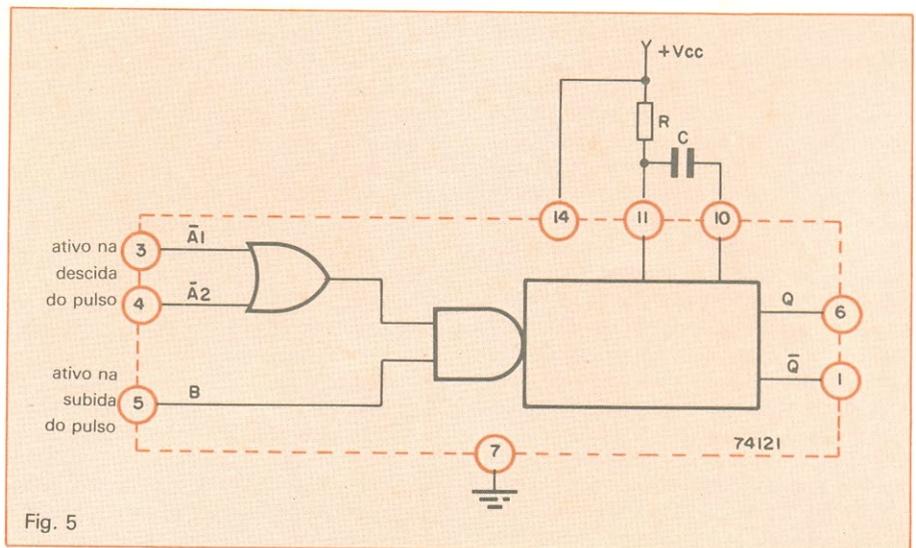


Fig. 5

Diagrama interno do multivibrador monoestável 74121.

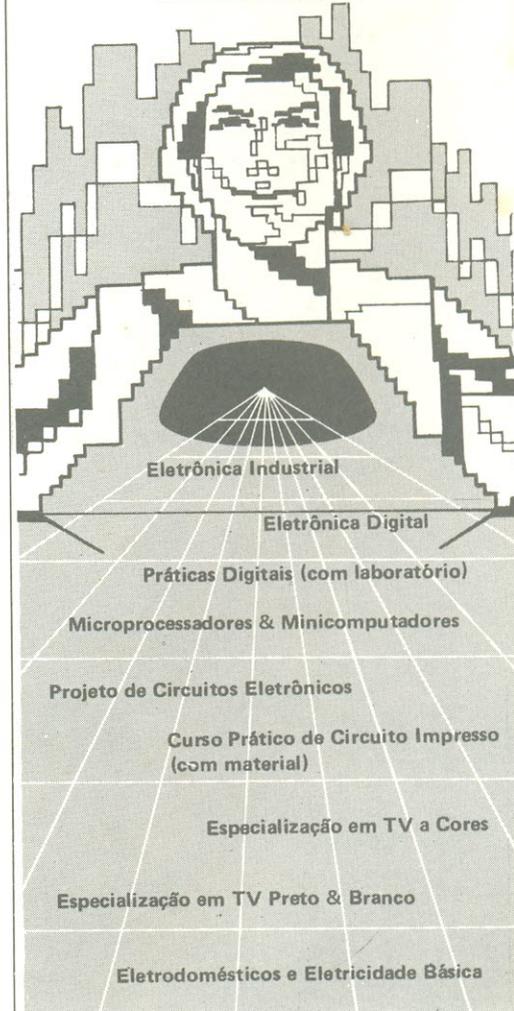
ARGOS- IPOTEL

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 - SP.
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305

Nome _____

Endereço _____

Cidade _____ CEP _____

Curso _____

Ao nos escrever indique o código NE

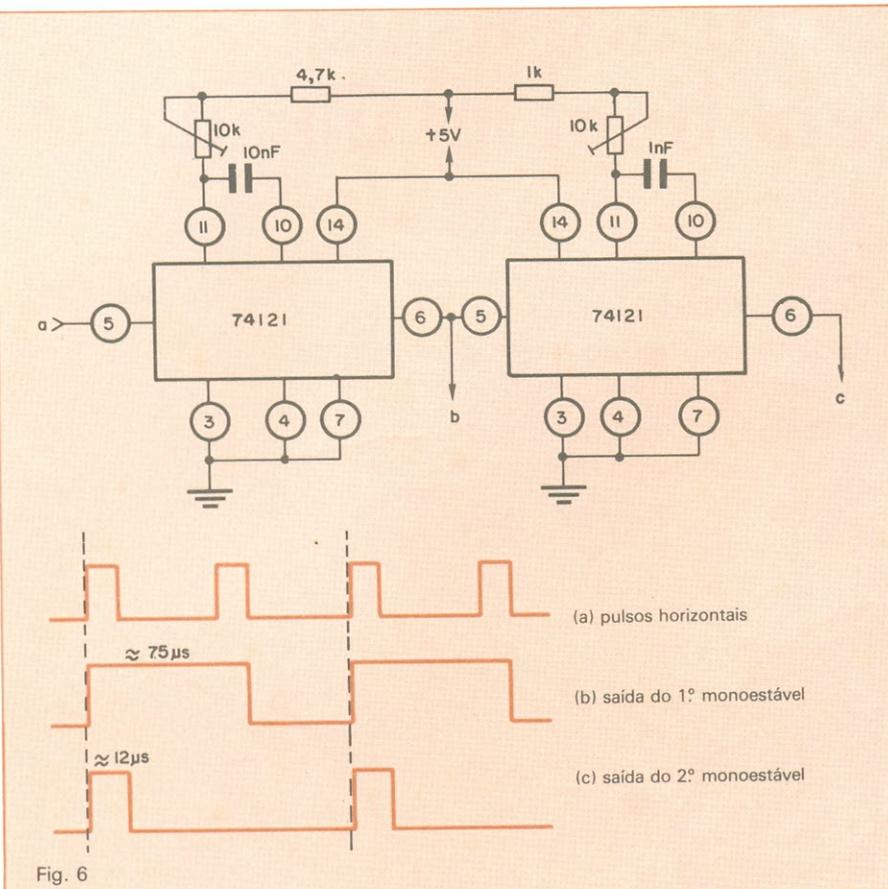


Fig. 6

Circuito para geração dos sinais de controle.

terferência para então eliminá-la.

As interferências captadas por RF (antena) são mais freqüentes e quase sempre estão relacionadas a um "descasamento" da antena ou seja, antenas com um dos fios soltos (300Ω), terminais de conexão oxidados ou mesmo fios quebrados.

Um sintoma dessa natureza pode ser constatado quando, por exemplo, notamos que a recepção melhora quando desligamos um dos fios de antena (300Ω). Se o seu prédio possui sistema de antena coletiva é aconselhável uma boa verificação, pois tais sistemas são muito sensíveis a este tipo de problema.

Quanto à recepção de "fantasmas", como já tivemos oportunidade de relatar em artigos passados, a única culpada é a antena, desde que a distribuição do sinal esteja OK. Antenas direcionais, como a "espinha de peixe", proporcionam em 99% dos casos bons resultados, dependendo obviamente da perícia do antenista.

De qualquer forma é sempre aconselhável

um *check-up* completo no receptor, principalmente para aqueles aparelhos "mais idosos". A grande maioria dos receptores com mais de 7 anos de uso volta a apresentar uma imagem (brilho/cor) bastante razoável depois de uma boa revisão em seus circuitos, feita por uma oficina ou técnico realmente competente.

TV importada

Marçal D. S. — Ipiranga, SP.

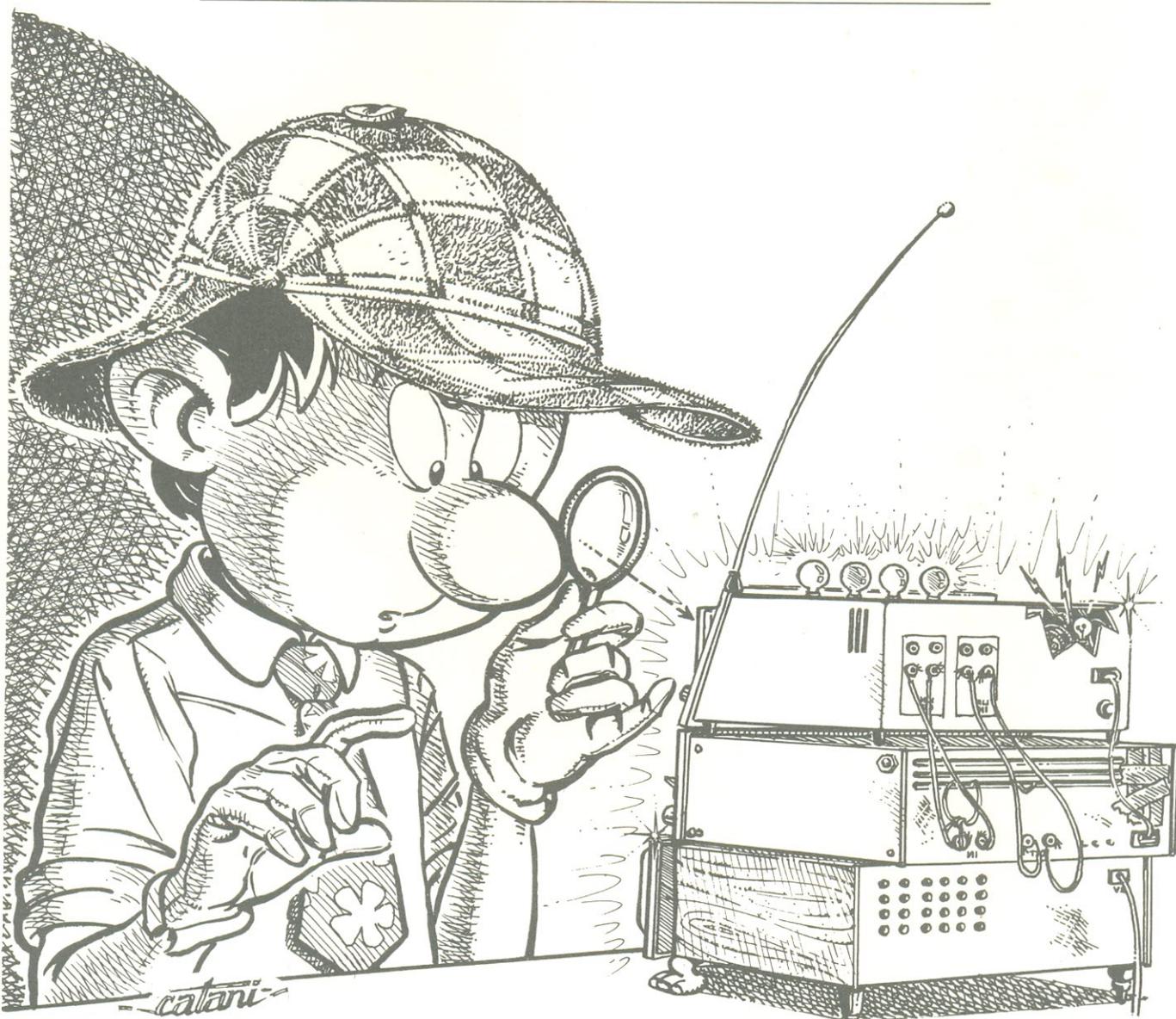
Síntese da pergunta: TV National Panacolor. TH 18 — E 56 (N) UE 7440350 — importada.

Resposta: Esquemas de TVs importadas não são encontrados facilmente por aqui. Você deve tentar obter informações de como consegui-los na própria fábrica, ou confiar esse aparelho a um técnico competente, capaz de colocá-lo em funcionamento. Contudo, é bom que você saiba que a distribuição de canais no Japão é diferente da nossa. Portanto, cuidado com decepções futuras!

Equipamento usado: a vantagem bem analisada

Com paciência e método, pode-se encontrar bons sistemas de som usados no mercado brasileiro.

Para escolher o aparelho certo, porém, é preciso ir além das aparências



Ao folhear as páginas da seção de classificados da NE ou de um jornal, talvez você já tenha se interessado por um equipamento de som usado; mas é bem possível que logo tenha perdido o interesse, por não saber identificar corretamente quando um equipamento está em boas condições.

A primeira preocupação, na compra de um aparelho usado, é com a estética, pressupondo que ele seja de boa qualidade. Você está certo ao pensar assim, pois um aparelho todo riscado, engordurado, cheio de dedos de doce dá uma péssima impressão. Por outro lado, nem sempre um aparelho esteticamente agradável está perfeito; e aí, tratando-se de uma compra, as coisas se complicam um pouco.

A inspeção inicial — O que fazer, então? Sem pressa, e isso é muito importante, comece analisando o aparelho pelo painel frontal. Se tudo estiver em ordem, o painel não deverá estar riscado, amassado, com LEDs queimados ou com os nomes das funções apagados. Tanto as chaves seletoras como os potenciômetros não deverão apresentar ruído durante a sua operação, devido ao desgaste pelo tempo ou sujeira interna. Apesar de ser um problema fácil de solucionar, deve-se levar em conta o custo de reparo, nesse caso.

Observe de perto, se os eixos dos potenciômetros ou chaves não estão tortos. Se estiverem, pode significar uma eventual queda ou “pancada”, que, apesar de não ter amassado ou riscado o aparelho, deixou de presente esta pista para você lembrar-se do proprietário anterior.

Uma maneira muito simples de você saber se um aparelho já foi mudado de lugar muitas vezes é verificando os pés — não do proprietário, mas do aparelho, é claro. Se isso ocorreu, os pezinhos devem estar gastos e sujos e, provavelmente, o aparelho em questão era usado para dar bailes ou shows.

Sabendo que o aspecto é fundamental, alguns proprietários, para esconder alguns anos de uso do aparelho (como algumas mulheres), lançam mão de artifícios, como

retocar a pintura, por exemplo. Outro “macete”, talvez menos conhecido, consiste em trocar o painel estragado por um novo, que pode ser feito tranquilamente em qualquer assistência técnica.

Aí podem ocorrer duas situações distintas: o proprietário apenas troca o painel gasto do aparelho por outro igual ou simplesmente o substitui por outro mais moderno, que vai transformá-lo no aparelho do ano, exatamente como ocorre com os automóveis. Isto só pode ser feito, porém, com aqueles aparelhos que, de um ano para outro, mudam apenas de painel frontal, mantendo todas as demais características — como a Polivox fez anos atrás com seu *receiver* PR 1500, que passou a ser PR 1500 S.

Para descobrir se o painel foi trocado é simples: basta ver, no painel traseiro, onde fica o número de série, o modelo do aparelho. Se o modelo que constar no painel traseiro não “bater” com o do frontal, cuidado. Para ressaltar o brilho da pintura, é comum também encerar o aparelho. Esta prática virou rotina nas lojas que revendem material usado.

O painel traseiro pode dar também boas pistas sobre as condições reais do aparelho. Se este não foi bem operado, as tomadas DIN e RCA deverão estar em mau estado (quebradas ou com os contatos oxidados) e o cabo de força poderá não ser mais o origi-

nal. O porta-fusíveis pode não conter mais o fusível recomendado pelo fabricante.

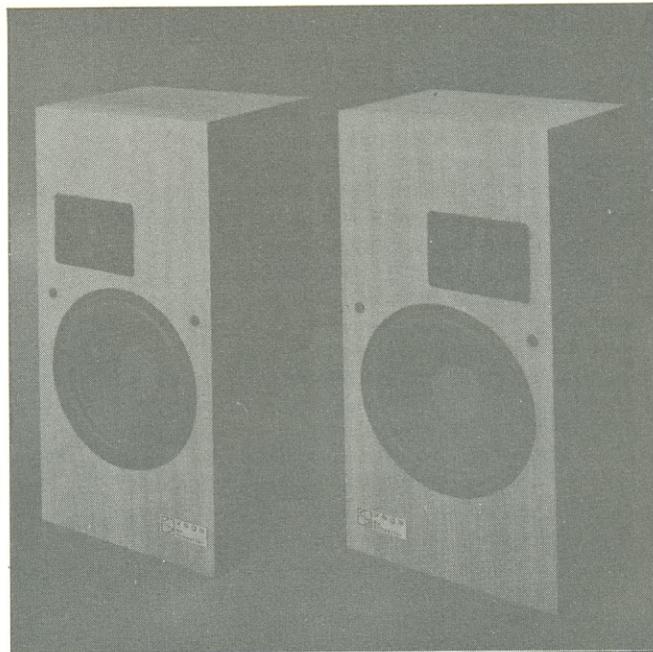
É importante verificar ainda as condições dos cabos de áudio, reparando inclusive se são originais. Os contatos dos plugues RCA e DIN podem estar oxidados ou danificados, originando mau contato nas conexões elétricas dos aparelhos. A consequência imediata disso é a queda na qualidade da reprodução sonora.

Tome conhecimento acerca do nível de entrada e saída do aparelho, para saber se são compatíveis com o resto do equipamento. Alguns gravadores, por exemplo, têm impedância e nível de saída fora das normas internacionais, uma incompatibilidade que poderá provocar distorções ou baixo volume de reprodução.

Depois de tudo isso, resta ainda uma dúvida no ar, talvez a mais importante. Será que o aparelho já foi aberto ou “mexido”? A certeza vai ser dada não pelo dono do aparelho, mas pelos parafusos. Sim, os parafusos: com aquela calma do início, observe se já não foram removidos. Eles são retirados na assistência técnica, mas pode ocorrer (e é bastante comum) curiosos abrirem o aparelho para ver como funciona ou para tentar melhorar suas características técnicas, trocando alguns componentes ou mesmo modificando consideravelmente o circuito original. Se esse “envenenamento” não for feito pelas mãos de um técnico experiente, o estrago poderá ser grande (e ser, inclusive, o motivo da venda).

Um teste rápido e eficaz: deslize suavemente os dedos sobre a cabeça dos parafusos, pois o tato informará com precisão se a superfície está ou não áspera. Se estiver, é sinal que o aparelho já foi aberto. Naturalmente não se esqueça de observar se todos os parafusos são iguais e originais; caso contrário, além do aparelho já ter sido aberto, seguramente não foi numa assistência técnica autorizada.

A exposição do aparelho ao sol, à poeira, à falta de ventilação e à umidade é prejudicial. Assim, é importante observar o local onde estava instalado o equipamento.



Uma outra boa maneira de colher antecedentes do equipamento é pedir a embalagem ao proprietário. Mas, aí está o drama, pois a primeira coisa que muitas pessoas fazem, assim que compram um equipamento, é correr para a lata de lixo e jogar fora a embalagem e os manuais de operação.

Esse tipo de cuidado, para muitos, poderá ser desnecessário; mas é importante, pois revela o carinho que o proprietário teve com o aparelho. Repare também se a caixa de papelão está muito suja, se os calços internos de papelão e isopor estão danificados. A análise da embalagem informará, por exemplo, se o aparelho sofreu algum tipo de queda, através de algum rasgo ou amassado no papelão. Se o proprietário disser que fez vários transportes e a caixa está tão limpa como no dia em que chegou da loja é porque, provavelmente, nunca utilizou a embalagem.

Imagine então se o equipamento em vista é um delicadíssimo toca-discos. Como ele não ficará depois de alguns transportes sem embalagem? Esteticamente poderá estar perfeito, mas como estará o rolamento do eixo vertical do prato, os rolamentos do braço etc?

Uma boa "dica", principalmente para aqueles que forem comprar equipamentos "na embalagem", é o invólucro plástico. Esse plástico que envolve o aparelho perde facilmente o aspecto de novo, fica todo amarrotado depois de retirado o equipamento e recoloca algumas vezes na embalagem.

Isto é o que se poderia aconselhar para uma primeira inspeção visual. Vamos ver, agora, os cuidados específicos a cada tipo de aparelho.

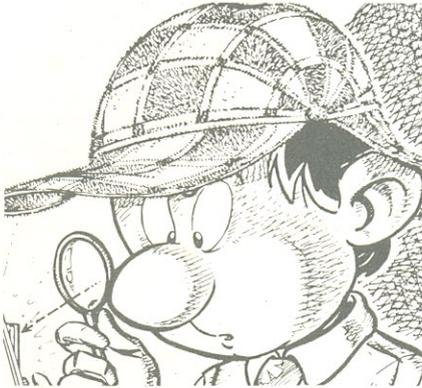
Sintonizadores — Uma forma muito simples de se testar um sintonizador usado é compará-lo com outro em perfeito estado, tomado como padrão. Assim ficará mais fácil notar eventuais deficiências, pois teremos um ponto de referência para avaliar com segurança o desempenho do equipamento.

Coloque um em cima do outro, sintonizados na mesma emissora, de preferência na mais fraca do visor e ligue-os a uma boa antena. Observe então a capacidade do modelo usado em receber somente as emissoras sintonizadas e rejeitar as demais e sua capacidade em fornecer uma saída isenta de ruído e distorções, a par-

tir de um sinal fraco de entrada — tudo em relação ao modelo padrão. Observe ainda quantas emissoras o sintonizador é capaz de captar, em relação ao padrão, e se está sintonizando precisamente as emissoras segundo o visor.

Um sintonizador depende muito da antena para garantir uma boa qualidade de recepção. Os modelos que possuem uma seção de AM vêm normalmente dotados de uma antena de ferite (um bastão preto, no painel traseiro). É uma antena altamente direcional e para boa recepção, requer uma orientação correta, sendo por isso articulada. Na hora da compra, é importante observar se não existem problemas na articulação.

Mas as falhas da antena não são as únicas responsáveis por muitas das



interferências que aparecem nas transmissões. Pressupondo então que temos uma ótima antena, os defeitos mais comuns num sintonizador serão:

- 1- A emissora "escapa", obrigando a um ajuste contínuo de sintonia. A origem desse problema poderá estar no circuito AFC ou na falta de regulagem da fonte de alimentação;
- 2- Um circuito *mute* mal ajustado ou um decodificador MPX defeituoso provoca ruídos aleatórios na transmissão, com piscagem do indicador de FM estéreo;
- 3- Se houver chiado em todas as emissoras, é porque haverá, provavelmente, componentes defeituosos no circuito de RF (*front-end*) ou problemas de deênfase incorreta no circuito detector. Pode ser, ainda, que o nível de saída esteja muito baixo;
- 4- Se as estações estiverem fora de posição, no visor, é porque o ponteiro está deslocado ou a seção de RF, mal ajustada;

- 5- Se houver variações grandes no nível de saída entre duas estações, poderá ser indicação de problemas no circuito limitador ou no AGC.

Pré-amplificadores e amplificadores — É no pré-amplificador que se concentra a maior parte dos controles de um equipamento de som, pelo menos os mais usados, como os de tonalidade, volume, balanço, *loudness* etc. A ele vai acoplado o amplificador, responsável pelo fornecimento de potência às caixas acústicas.

Com os controles de tonalidade na posição central, filtros e *loudness* desativados, aumente gradativamente o volume. O som reproduzido deverá estar isento de roncos, distorções, estalidos e zumbidos. Caso estejam presentes, antes de se decepcionar com o aparelho, lembre-se que tais problemas podem ser originados quando não são usados cabos blindados nas conexões de entrada e de saída ou quando os cabos estão danificados.

Reduza o volume, a seguir, e coloque os controles de tonalidade no mínimo e no máximo, um de cada vez, observando se durante o curso estão atuando corretamente. O mesmo deverá ser feito também para os outros controles, como os de filtragem e *loudness*.

Os canais direito e esquerdo do amplificador deverão estar equilibrados, ou seja, não deverão estar um mais alto que o outro quando o controle de balanço estiver na posição central.

Se o amplificador estiver funcionando, mas com baixo volume ou distorção, verifique se o nível de sinal fornecido pelo pré é compatível com o do amplificador. Ao desligar ou ligar o amplificador este não deve provocar ruídos significativos nas caixas acústicas. Apesar de ser difícil de se constatar um aquecimento anormal, é recomendável não esquecer de observá-lo atentamente.

Gravadores — Escolher um gravador usado não é tão difícil quanto você imagina, se souber procurar os defeitos típicos da parte mecânica. Comece inspecionando a placa suporte das cabeças magnéticas. As cabeças de um gravador ficam normalmente montadas sobre uma placa de apoio, que, dependendo do modelo, poderá correr sobre trilhos, guias ou rolamentos. O mau funcionamento dessa pla-

- ca acarretará um desgaste prematuro das cabeças, apagamento deficiente da fita, além de baixo volume de reprodução e gravação.

Isso acontece quando a placa suporte é impedida de avançar o suficiente para fazer um bom contato entre as cabeças e a fita, devido a algum defeito nos retentores, guias, trilhos, rolamentos ou molas do mecanismo de acionamento da placa.

Depois de se certificar que essa placa executa livremente seus movimentos, não deixe de inspecionar o estado das cabeças, com o auxílio de uma fita virgem de boa qualidade, fazendo alguns testes para assegurar que o gravador não só está gravando e reproduzindo como também apagando com perfeição. Se necessário, use uma lupa para observar melhor o desgaste; lembre-se que a cabeça reprodutora gasta-se antes da degravação e muito antes da apagadora.

A limpeza e a desmagnetização periódica das cabeças é imprescindível, pois os defeitos, num gravador, quase sempre se devem à má conservação do aparelho ou à utilização de fitas de baixa qualidade. É importante, então, saber como era feita a limpeza. O uso de ferramentas metálicas na limpeza de gravadores, mesmo cobertas com algodão, é perigoso, pois podem riscar as cabeças.

Esses arranhões, mesmo que desprezíveis, deterioram a qualidade sonora e podem causar o desgaste das fitas. Além disso, a ferramenta pode estar imantada e magnetizar as cabeças, diminuindo a resposta do gravador nas altas frequências.



A fidelidade de reprodução dependerá, entre outros fatores, da velocidade, que deverá manter-se constante, com um mínimo de *flutter* (flutuação). É necessário, então, que o motor forneça torque suficiente aos carretéis da fita e que o rolete de borracha produza uma pressão adequada sobre a mesma, de modo que seja enrolada suavemente durante todo o tempo, sob tensão constante, de encontro ao conjunto de cabeças. Para se testar corretamente o torque, é necessário um *cassete torque meter*.

O enrolamento lento ou falho da fita pode ser atribuído a alguma mola fraca ou solta do mecanismo do motor ou, ainda, a uma correia gasta, rachada ou flácida. O problema também poderá se encontrar na roda intermediária de transmissão do motor, que poderá ter perdido a compressão ou estar emperrada. Essa roda transmite o torque do motor aos carretéis da fita.

O mecanismo de transporte do gra-

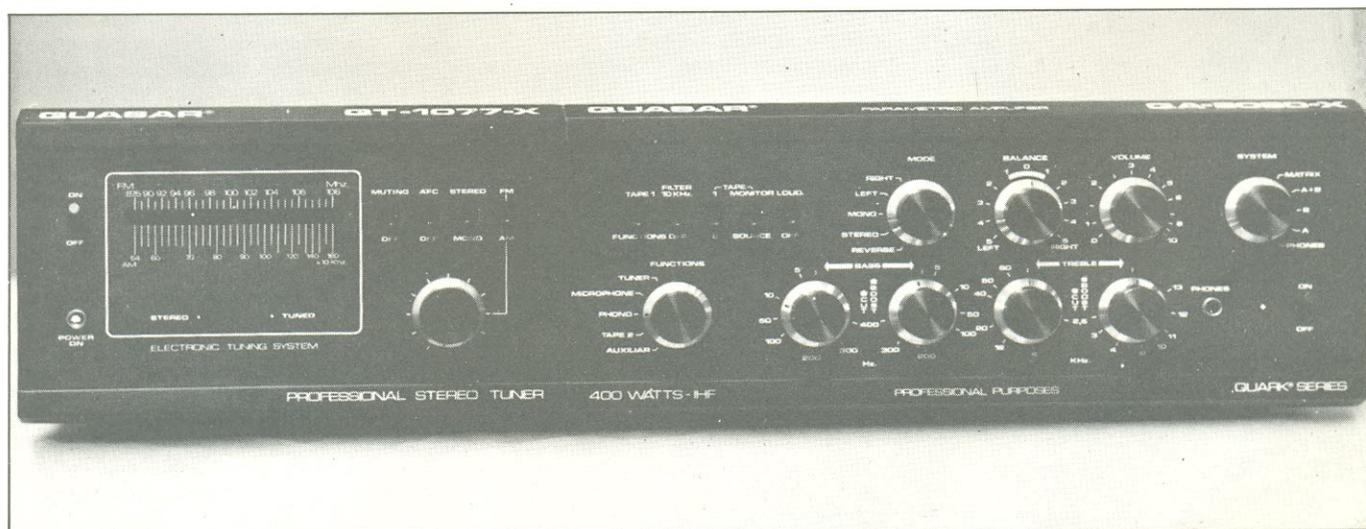
vador utiliza embreagens mecânicas para reduzir a rotação do motor àquela que o *capstan* necessita e também para mover os carretéis da fita nas diferentes rotações. Algumas dessas embreagens são revestidas com feltro, que com o tempo esfiapa, endurece, gasta e suja, provocando o enrolamento da fita e o indesejável *wow* (uau).

O teclado, num gravador, é tão importante quanto num piano; ele deverá estar funcionando livremente e sem emperrar. Se alguma tecla não ficar retida ou não retornar à posição inicial, será sinal de problema com a mola da placa retentora.

Quando a tecla de gravação não puder ser pressionada, convém examinar o estado da alavanca antigraivação, que se localiza no fundo do compartimento da fita. Ela só deve permanecer fixa, impedindo que a tecla seja pressionada, quando a lingueta antigraivação do cassette não está presente.

Se ao acionar o avanço rápido e, depois, a tecla de parada, for notado que os carretéis da fita não param simultaneamente, é porque deve existir algum defeito no sistema de freios; indicação de alguma mola fraca ou solta ou, então, problemas na placa suporte do sistema de freios.

Toda vez que a tecla *play* é acionada, junto com o suporte das cabeças move-se simultaneamente o rolo pressor (rolete de borracha); se esse rolo pressionar demasiadamente o *capstan*, este afundará na borracha, estragando o rolo, com o tempo. O rolo pressor não deve apresentar, então, desgastes ou rachaduras. O *capstan*, por outro lado, não deve estar empe-



Rita Rita Rita Rita Bits

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



nado; ao contrário, deve girar centrado, sem qualquer oscilação.

Toca-discos — Há três tipos de toca-discos, de acordo com a transmissão: por polia, por correia e os de transmissão direta. A qualidade de um toca-discos pode ser medida pela sua precisão de velocidade; esta pode sofrer variações devido ao desgaste da polia de transmissão (se estiver espolhada ou ressecada, cuidado), ao laceramento de uma correia ou ainda a um defeito no próprio motor, conforme o modelo do toca-discos.

Num motor por bobinas, por exemplo, a oxidação do rotor pode causar o corte dos pulsos e gerar a flutuação da velocidade. A descentralização do rotor ou problemas nas bobinas geram o mesmo tipo de defeito.

Fator importante a considerar são as variações periódicas de velocidade que produzem *wow* e *flutter*. Este último é causado geralmente por irregularidades mecânicas do motor, no eixo de transmissão ou no próprio mecanismo de tração. O *wow* é o resultado da reprodução de discos empenados, sujeira na polia, na correia ou no aro do prato.

A oscilação de velocidade pode ser observada através do anel estroboscópico do prato, com ajuda dos ajustes finos de velocidades. Se o modelo não dispuser desse recurso, há lojas que vendem anéis estroboscópicos de papel para esse fim.

Um toca-discos usado, além do problema de oscilação de velocidade, pode ter problemas de *rumble*. Este surge devido à má isolamento do motor em relação a outras partes, principalmente do conjunto prato/braço. Motores de baixa velocidade costumam provocar menores valores de *rumble*, em relação aos de alta velocidade.

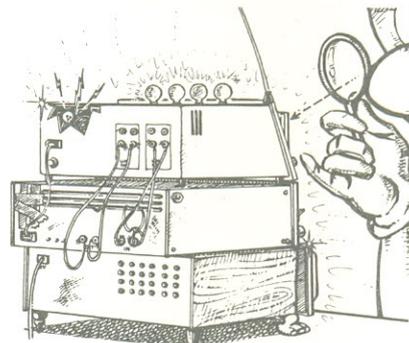
Outra fonte de dor de cabeça é o sistema de suspensão do toca-discos, responsável pela absorção e atenuação da realimentação de baixa frequência, proveniente do ambiente dos alto-falantes; o tipo mais comum de suspensão é a de molas. Uma maneira rápida de testar a eficiência da suspensão é bater com uma caneta próximo à base do toca-discos em reprodução e observar se ocorre o fenômeno da realimentação acústica. Esta poderá ser verificada durante uma nota grave de alta intensidade.

A causa mais provável de zumbido e ronco na reprodução de um disco são

cápsulas sem blindagem, a proximidade de transformadores, motores com campos indutivos, blindagens interrompidas, mau contato do fio terra ou contato imperfeito entre a cápsula e o braço. Chiado e "pipocagem" costumam ser provenientes de agulhas gastas ou com acúmulo de sujeira e carga eletrostática excessiva no disco.

Num toca-discos é fundamental que o braço se mantenha tangente aos sulcos do disco. Erros consideráveis de tangência danificam os sulcos e erros pequenos provocam distorções na reprodução. Assim, é importante verificar se o braço não sofreu alguma pancada ou foi mal ajustado na base do toca-discos.

Por falar em ajuste (seja de cápsula, do *anti-skating* ou da pressão da agulha), antes de um teste auditivo é bom verificar se está de acordo com o especificado. O efeito estéreo poderá ser comprometido se a cápsula estiver frouxa, mal ajustada no braço ou



se suas ligações não estiverem corretas. O *anti-skating* tem por finalidade aplicar uma pequena força centrípeta, visando equilibrar a força centrífuga que surge pela rotação do prato. Um defeito nesse mecanismo pode fazer a agulha saltar fora do sulco e estragar o disco.

Não esqueça de verificar o curso de levantamento do braço, notando se ele não oferece resistência ao deslocamento, devido ao atrito excessivo dos rolamentos e pivôs. Aproveite também para testar a ação do *lift* (levantamento do braço por alavanca); se o braço estiver descendo rapidamente, por exemplo, é porque deve estar faltando fluido no mecanismo (normalmente, à base de silicone).

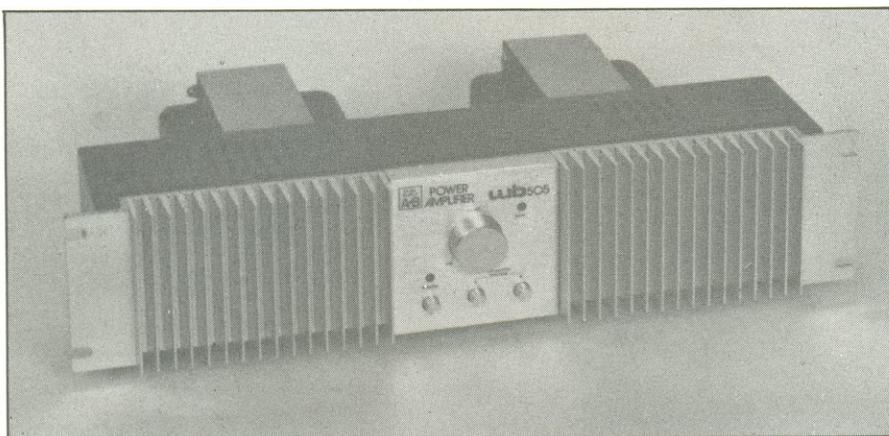
No caso de modelos automáticos, note se não há desgastes nas peças mecânicas, alguma mola solta e se o automático está disparando corretamente, completando o ciclo. Muitas

- vezes, os defeitos podem desaparecer com uma simples limpeza.

Caixas acústicas — O procedimento para escolher uma caixa acústica é semelhante ao descrito no início deste artigo. Tire a tela e comece observando se o cone dos alto-falantes de ambas as caixas são iguais, se não estão amassados, furados ou com bolor. Se estiverem embolorados, cuidado, pois a caixa apanhou umidade, que costuma danificar o gabinete de madeira, estufando-o e comprometendo assim a rigidez estrutural da caixa. O gabinete de madeira deve possuir

complacência da suspensão. Em consequência, haverá também diminuição da frequência de ressonância do alto-falante.

O divisor de frequências raramente apresenta defeitos, mas por excesso de potência poderá se danificar. Pode acontecer dos potenciômetros (quando existirem) estarem sujos, gastos ou ainda sua placa suporte estar solta, devido a alguma batida. Observe se os bornes e botões dos divisores de ambas as caixas são iguais. De um modo geral, quando a caixa está produzindo bem, é porque o divisor está em ordem.



resistência mecânica suficiente para suportar as vibrações e pressões que ocorrem durante a reprodução de um programa. Dê pequenos socos ao longo das paredes da caixa, notando sempre o som das batidas. Se o som for surdo e “seco”, as paredes resistem bem às vibrações.

Observe, a seguir, se o lacre dos parafusos dos alto-falantes não foi violado ou se os parafusos estão levemente espanados, da maneira já descrita. Ao substituir um falante danificado, é comum apertar-se demais os parafusos e entortar a carcaça, tirando assim os cones de centro e consequentemente deteriorando o desempenho da caixa. Apesar de ser difícil notar se uma carcaça está ou não torta externamente, é recomendável tentar observar esse detalhe.

No teste auditivo, abra o volume suavemente, observando se a bobina dos falantes não está raspando ou se o som está distorcendo. Repare se a borda dos alto-falantes está flácida, o que faz a bobina bater facilmente no fundo do ímã, devido ao aumento da

As lojas — Há muita procura nas lojas por equipamentos de segunda mão. Algumas lojas chegaram inclusive a ampliar suas seções de usados, devido a essa procura. Um aparelho com apenas quatro meses de uso, chega a ter, em média, uma desvalorização de 40% em relação ao seu preço de lista. Um conjunto que custaria normalmente 600 mil cruzeiros pode ser comprado por apenas 360 mil, portanto. Muitas pessoas já descobriram, então, que com pouco dinheiro pode-se formar um ótimo conjunto. É preciso apenas ter paciência e esperar o equipamento certo.

O equipamento usado também pode entrar como parte do pagamento de um novo. Nas lojas, a compra é sempre feita desde que esteja vinculada à compra de um aparelho novo, de maior valor. A avaliação das lojas é feita de acordo com a marca, ano de fabricação, estética, estado técnico e origem. A avaliação leva em conta ainda a existência de similares no mercado e a “cara” do proprietário. Algumas lojas dão garantia pelo aparelho usa-

do, outras não. Quando é dada, geralmente cobre três meses.

Comentário final — Como é impraticável abranger neste espaço limitado todos os possíveis defeitos, abordamos apenas os mais comuns. A preocupação nossa foi chamar a atenção para detalhes que normalmente passam despercebidos.

Na compra de um equipamento usado, muitas vezes o interessado não pode levar o aparelho para fazer um exame técnico. Assim, ele tem que saber comprar, observando apenas as características ali, na hora.

Quem deve dar a última palavra é o ouvido. O teste auditivo deverá ser prolongado, para que se possa ter realmente certeza de que o aparelho não possui defeitos intermitentes. Um bom ponto de referência num teste subjetivo são os nossos próprios discos e fitas, pois já são bem conhecidos, e sabemos até onde estão riscados ou gastos, o que vai permitir notar as pequenas diferenças com maior facilidade.

Ponha as caixas na altura dos ouvidos e o volume do amplificador de modo que corresponda à intensidade natural dos instrumentos presentes no disco. Dessa maneira, a análise qualitativa final será muito mais cômoda, pois seu ouvido se cansará menos. Num teste subjetivo, perceba atentamente a clareza das vozes, dos instrumentos e a “transparência” do sistema. Os agudos suaves, mas bem presentes, são mais agradáveis em audições prolongadas que os agudos “brilhantes”. Os alto-falantes da caixa e o sistema não deverão realçar os chiados e ruídos das fitas e discos, mas apenas reproduzi-los. ●

Glossário

Flutter: Variação do sinal captado de um disco ou fita, devido à variação da velocidade do prato do toca-discos ou do mecanismo de transporte de fita. É de frequência mais alta que o wow, da ordem de 10 Hz.

Wow: Semelhante em causa e efeito ao flutter, só que de frequência mais baixa — da ordem de 1 Hz.

Rumble: Ruído de baixa frequência introduzido num programa. É originado pelo sistema de tração, pelo motor de um toca-discos ou pela parte mecânica de transporte de fita, num gravador.

ANATOMIA DE UM ESTÚDIO DE GRAVAÇÃO — 3ª PARTE

O microcomputador na automação de estúdios

Concluindo a série, o autor fala agora do processador *Harrison 864 Autoset*, membro de uma família de equipamentos que se tornou indispensável nas mixagens com múltiplos canais

Nos anos 60, a produção de um álbum durava no máximo dois dias, entre a gravação — feita em aparelhos de 2, 3 ou 4 canais — e a mixagem final em mono ou estéreo. Por imposição da indústria fonográfica, desejosa de oferecer “mais flexibilidade para a maior criatividade das gravações”, os consoles de mixagem e respectivos periféricos evoluíram para 8, 16, 32 e até 64 canais, de alguns consoles atuais. Com esta evolução, as mixagens passaram a ser, em muitos casos, “pesadelos” que duram semanas e até meses.

A partir do momento que estas operações tornaram-se onerosas para aqueles que “bancavam” a produção de um disco, passou-se a imaginar um dispositivo que pudesse facilitar a vida do técnico, tornando mais fácil e rápida a operação desses consoles. No início da década de 70, várias companhias discutiam a viabilidade de tal dispositivo e, em 1972, um fabricante chegou a descrever um console totalmente digitalizado. Com a evolução dos microcomputadores e dos circuitos integrados digitais, essa idéia foi se tornando cada vez mais viável. As primeiras automações, embora de poucos recursos, já facilitavam bastante a operação dos consoles aos quais estavam acopladas.

O princípio geral de operação — Para que possam ter seu funcionamento relacionado com essas automações, os consoles de mixagem requerem certas sofisticacões. Ao invés de seus



Visão em primeiro plano do equipamento Harrison 864 Autoset, responsável pela automação das mixagens no Estúdio Transamérica.

atenuadores (*faders*) serem meros potenciômetros acoplados à saída de amplificadores de linha, passaram a ser montados e acoplados a amplificadores controlados por tensão (VCAs). Nestes, um sinal de tensão CC é aplicado a um amplificador cujo ganho é proporcional ao nível dessa tensão; dessa forma, o sinal não passa por nenhum componente passivo, nem sofre alterações diretas.

Uma vez que o sinal de controle é de corrente contínua ele pode ser

transformado, sem maiores dificuldades, de analógico em digital, e assim ser codificado em números binários facilmente armazenáveis por uma memória, num processador de dados. Com isso, torna-se muito fácil variar o nível dos *faders*, apenas teclando uma série de dados no processador.

O Harrison 864 Autoset — Esse aparelho é formado, basicamente, por dois processadores gêmeos, controlados por *software* armazenado em

- memória ROM. O acesso a seus programas internos é feito via teclado, com um mínimo esforço e máxima rapidez, operação que pode ser acompanhada visualmente através de um terminal de vídeo acoplado ao processador. Aliás, essa automação tem um visual bastante similar ao do computador pessoal HP-85, como se vê na foto.

Uma vez colocado em funcionamento, o 864 pode ser facilmente operado, mesmo por aqueles que não tenham conhecimento de linguagens de computação ou treinamento prévio intensivo nessa unidade. Por meio daquilo que o fabricante resolveu chamar de *menu*, o usuário vai recebendo instruções bastante simples sobre o que deve fazer para qualquer operação do console. Toda operação é apresentada na forma de "página", onde vão sendo selecionados os pontos ou modos de funcionamento desejados. É necessário apenas digitar um número ou letra para que a unidade passe a operar segundo o modo desejado, sem maiores complicações.

Formatos de operação — A automação tem duas formas de operação: a dinâmica e a estática, ambas com seu funcionamento ligado à geração de dados provenientes dos níveis de tensão, nos VCAs do console. Como foi dito, tais níveis são transformados em números binários e enviados para a automação. Cada *fader* envia ao processador palavras com tamanho de 8 bits, as quais armazena um total de 256 posições possíveis para a situação do controle do atenuador. Cada posição corresponde a uma variação de 0,5 dB em relação à posição anterior.

Como cada *fader* dá origem a uma palavra de 8 bits e existe a possibilidade de se acoplar até 63 atenuadores a essa automação, todas as palavras são ligadas em paralelo, convertidas já codificadas, para armazenamento em uma das trilhas dos gravadores multipistas. Assim obtemos um dos modos de operação da automação, que é o dinâmico.

A operação em modo dinâmico consiste em fazer com que o processador varie automaticamente a posição dos *faders*, ou melhor, o nível da tensão de controle dos mesmos, continuamente. Exemplificando, se o técnico variar, durante a gravação, o nível do canal 12 de -10 para -2dB, essa in-

formação será registrada e, mais tarde, durante um ensaio da mixagem final, poderá ser recuperada isoladamente e comparada com uma outra variação — digamos, entre -10 e 0 dB, também registrada — bastando teclar um ou outro código.

A automação irá realizar sozinha o manejo dos controles, numa ou outra variação, cabendo ao técnico ou produtor decidir qual a passagem deu melhor resultado, sem exigir outros ajustes na mesa, a não ser o volume do monitor. No modo dinâmico são armazenados ainda os canais acionados ou não e as condições de *mute* e *status* da mesa ou dos canais.

No formato estático, a automação comporta-se como se estivesse tirando "instantâneos" das posições dos *faders* num dado momento e também do *status* e *mute* de cada canal. Nesse modo, a geração e armazenamento dos dados é totalmente interna ao processador, sendo utilizada através de

um cartucho próprio para esse fim e adequado para uso com microprocessadores em geral. Uma vantagem deste modo sobre o anterior está no fato de não depender de meios externos ao console/automação, podendo assim ser utilizada a plena capacidade de registro das máquinas multipistas.

Para ambos os modos de operação, se o técnico desejar visualizar no console a posição dos cursores de cada canal, bastará deslocar tais cursores, de maneira a apagar os LEDs existentes em cada módulo, chamado *null lights*. Eles possuem duas indicações — "+" ou "." — assinalando que o cursor está respectivamente acima ou abaixo do nível indicado/registrado pela automação. Quando os LEDs estão apagados, significa que o cursor encontra-se na posição indicada.

Durante a operação dinâmica, o usuário deve inicialmente selecionar o número de canais a ser usado, de 1 a 61. Feito isto, é escolhida então a ta-

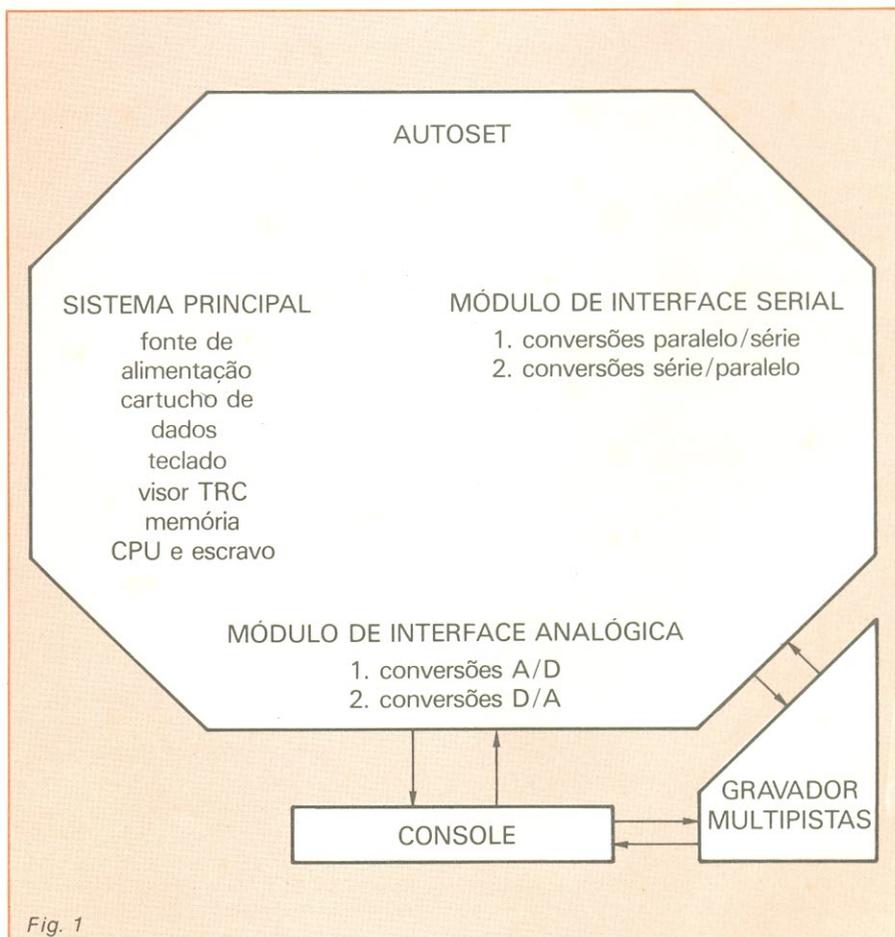


Fig. 1

Esquema de hardware do Autaset, relacionando seus vários circuitos.

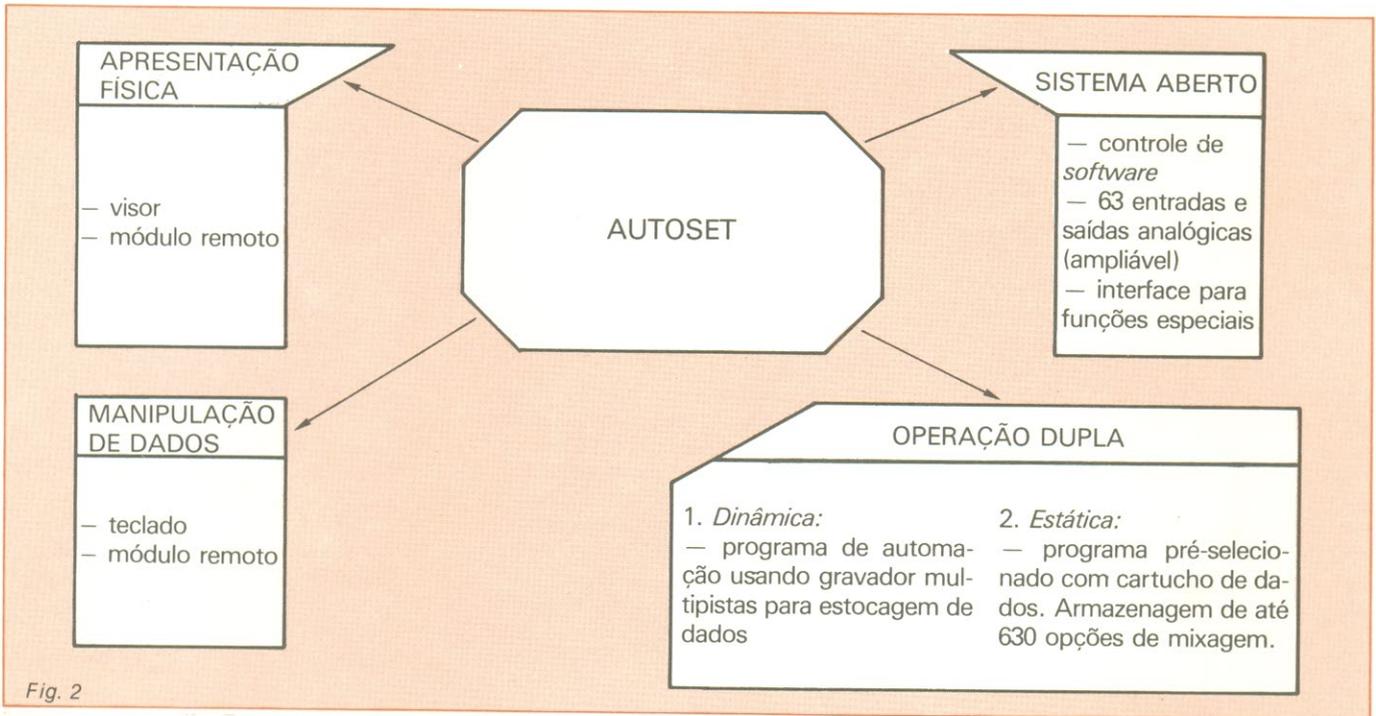


Fig. 2

Os recursos do processador de estúdio da Harrison em diagrama de blocos.

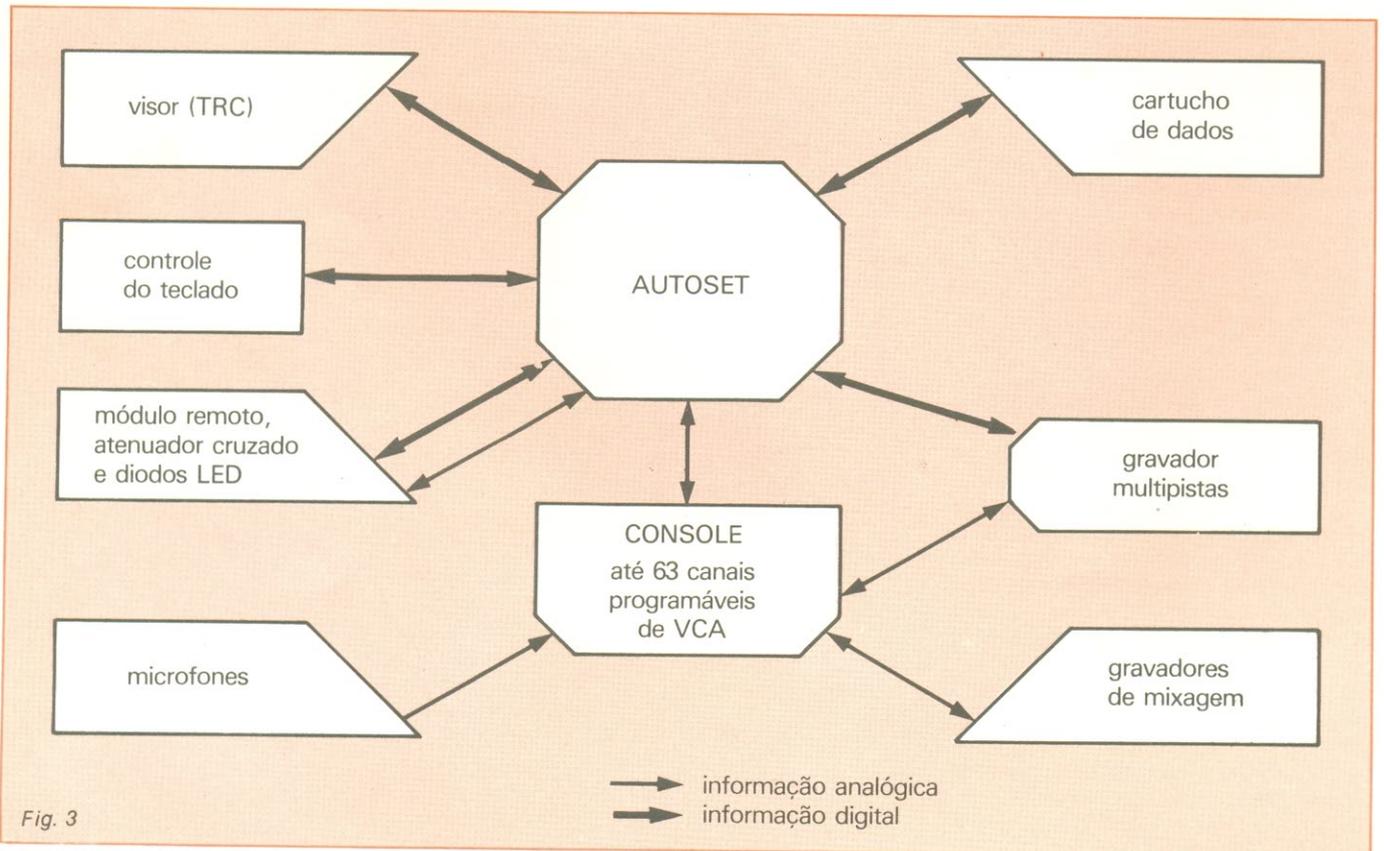


Fig. 3

Diagrama do fluxo de informações entre o AutoSet e seus periféricos.

• xa de transmissão de informações por segundo, gerada pelo computador, para armazenamento em uma das máquinas de gravação. Em termos de computação, essa taxa chama-se *baud rate* e é expressa em bits por segundo. O próximo passo consiste em selecionar os canais onde serão alocados os retornos dos gravadores, pelos quais serão lidos seus dados.

A automação permite, nesse modo de operação, armazenar simultaneamente quatro modos de mixagens diferentes por canal; com isso pode-se fazer uma pré-mixagem de 4 maneiras distintas e armazenar cada uma delas. Na mixagem final, bastará acionar a automação, de modo que se ouça cada mixagem feita e seja possível fazer uma comparação entre elas.

Essa comparação pode ser feita em combinações de duas a duas, simultaneamente; ou seja, o processador compara contínua e alternadamente cada modo de mixagem. Ou, então, reproduzir um dos modos com as posi-

ções de outro. E se, por exemplo, for desejado fazer uma mistura, entre as quatro mixagens, de partes separadas de cada uma delas, bastará dar entrada no micro de quais canais e modos de mixagem sejam os desejados, para cada um deles, e fazer com que a automação execute a mixagem final da maneira desejada.

Exemplificando mais detalhadamente, no modo de mixagem 1 deseje-se apenas a seção de metais, que mostrou um melhor som; no modo 2, apenas a seção de cordas, cujo resultado final foi melhor que nos outros três; no modo 3, apenas os teclados e no modo 4, somente as vozes. Estas informações são transmitidas ao computador e logo em seguida estará sendo tocado o *play-back* da maneira desejada. Se finalmente agradar, bastará iniciar a gravação da mixagem final, sem correrias ou perda de tempo.

Quando operando no modo estático, foi dito que o computador tira "instantâneos" das posições dos *fa-*

ders. Nesse modo são possíveis dez "fotos" por canal, num total de 63 canais de entrada no *Autoset*; isso equivale a 630 níveis de programação diferentes. Por meio de comandos de processador, são possíveis combinações de diferentes níveis para canais distintos, permitindo avaliar várias mixagens entre eles. De certa maneira, tem-se os mesmos recursos da operação em modo dinâmico, mas mantém-se a vantagem de não depender das trilhas das máquinas de gravação.

Os consoles de mixagem com esse tipo de recurso vieram evitar que certos acidentes ocorressem durante a gravação de um disco. É bastante freqüente, por exemplo, que após o ajuste dos controles do console, para a mixagem final de uma música, alguém por descuido acabe mudando a posição de todos ou alguns *faders* da mesa, pon-do a perder todo o trabalho de várias horas, às vezes dias; dispositivos como *Harrison Autoset* e seus equivalentes eliminaram esse transtorno. ●

Rita Rita Bits

“O melhor periférico para seu micro”



INSTRUMENTOS DE MEDIDA
PARA A ELETRÔNICA — CONCLUSÃO

Acessórios e instrumentos lógicos

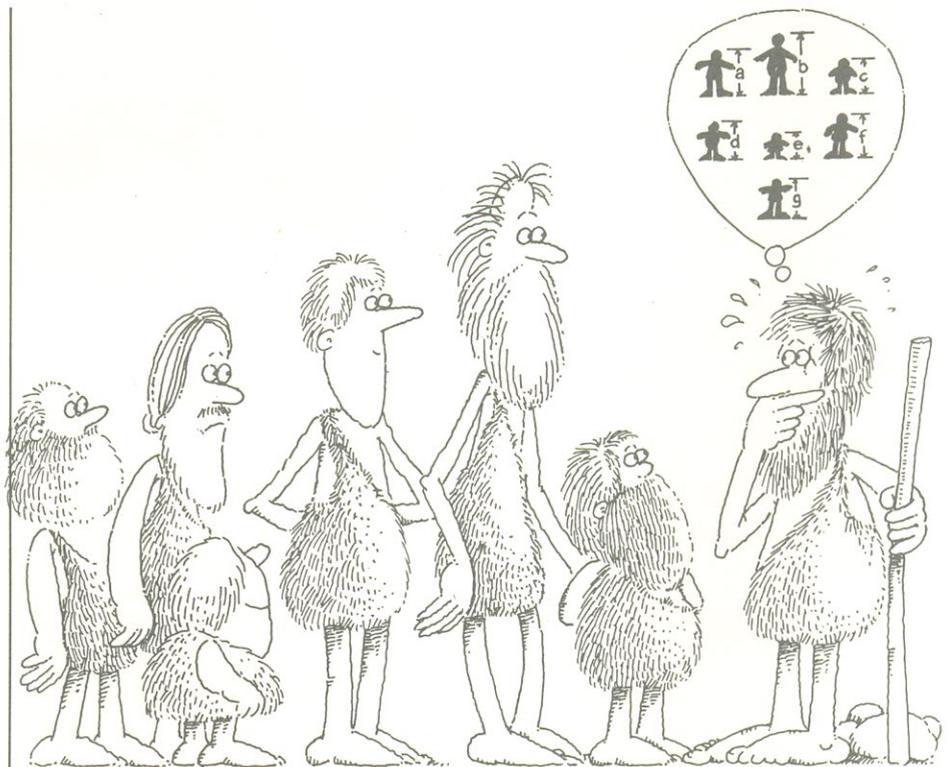
Concluindo a série, vamos falar alguma coisa sobre os principais acessórios usados em instrumentação e os aparelhos destinados à medição de circuitos digitais

Os acessórios são dispositivos de muito maior importância do que possa parecer à primeira vista, porque normalmente os instrumentos eletrônicos necessitam de algum tipo de acessório para poderem ser usados, mesmo que seja apenas um simples par de pontas de prova.

Os bons fabricantes de instrumentos costumam oferecer uma ampla linha de acessórios opcionais, que pode atender às necessidades mais diversas; mas, antes de apresentá-los, vamos primeiramente definir o que sejam "acessórios" de um aparelho. Tecnicamente falando, acessório é uma peça ou dispositivo que contribui para ampliar a utilidade de um equipamento, sem alterar suas funções básicas.

E aqui fazíamos distinção entre duas categorias genéricas de acessórios: 1) aqueles que auxiliam a conexão ao objeto da medição ou que, de alguma forma, alteram as escalas ou certas especificações do aparelho; 2) aqueles que acrescentam uma determinada capacidade ao aparelho, aumentando sua versatilidade, como, por exemplo, um sensor de temperatura. Por falta de um nome melhor, chamaremos os primeiros de acessórios "passivos" e os segundos, de "ativos". Estes geralmente necessitam de alimentação própria.

Acessórios passivos — Provavelmente o aparelho que maior número de acessórios passivos pode aceitar é o multímetro digital. Vamos descrevê-los, indicando sua utilidade:



1. Par de pontas de prova, com garras miniatura tipo gancho em um extremo e pino banana no outro. Sua finalidade é permitir a conexão firme do aparelho a pontos de circuito ou componentes, em lugares apertados, e deixar o operador com as mãos livres;

2. Jogo de pontas de prova "de luxo", com ponteiros intercambiáveis, oferecendo quatro tipos diferentes de conexão, inclusive garras jacaré e

ponta tipo agulha, fixa por uma espécie de mandril;

3. Ponta de prova para alta tensão que estende a capacidade de medição em CC até 40 kV, com 1,5% de precisão;

4. Ponta de prova de RF que possui alta impedância e estende a capacidade de medição de tensões CA, em frequência, até 700 MHz;

5. Alicata de corrente CA, que amplia a capacidade de medição de cor-

- rente alternada até 200 A e permite a medição sem abrir o circuito;

6. *Shunt* de corrente para 50 A, consistindo de um resistor de baixíssimo valor ôhmico e alta dissipação.

Quanto a outros instrumentos, o osciloscópio também pode usar alguns acessórios bastante úteis, como ponta de prova para alta tensão, ponta de corrente CA e inúmeros cabos, conectores, terminações, garras etc., para uma infinidade de aplicações. Um acessório típico desse instrumento é a ponta atenuadora; sua maior vantagem é reduzir a capacitância de entrada do aparelho, de modo a não carregar excessivamente o circuito sob teste. Além disso, permite estender a escala de tensão do instrumento. Existem pontas atenuadoras de 10X, 100X e 1000X, esta última destinada à medição de alta tensão.

Acessórios ativos — Constituem um conjunto de dispositivos, alguns muito simples e outros altamente complexos, destinados a finalidades às vezes surpreendentes, como, por exemplo, um pequeno e simples dispositivo que transforma seu multímetro digital em medidor de ganho de transistores.

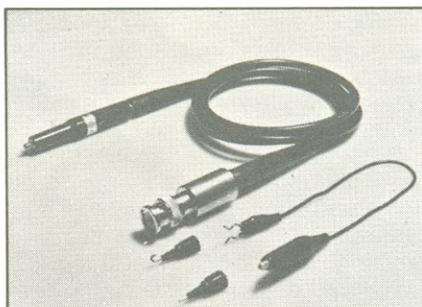
Talvez um dos acessórios mais usados com multímetros seja o transdutor de temperatura. Podem ser usados com modelos analógicos e digitais e medem temperaturas desde -50°C até $+150^{\circ}\text{C}$, com saída de $1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$.

Um outro acessório, bem mais complexo, é a ponta de prova para correntes CC usada com osciloscópios ou registradores. Podem medir CC ou CA em uma ampla gama de frequências.

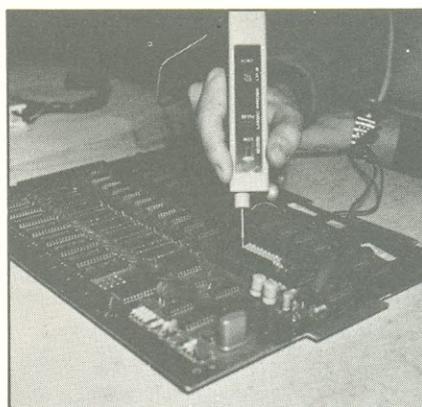
Alguns modelos medem correntes até 20 A na faixa de CC até 50 MHz e, se for combinada como o transformador de corrente, pode medir pulsos de corrente até 50 mil ampères.

Também bastante usadas com osciloscópios são as câmeras fotográficas. Destinam-se a obter um registro permanente de formas de onda e são normalmente do tipo *Polaroid*. Elas se adaptam a um suporte previsto na moldura da tela, que as posicionam automaticamente à distância ideal, e são providas de um túnel de vedação de luz externa. Seu uso é mais ou menos restrito a laboratórios de pesquisa e desenvolvimento.

Há uma classe de acessórios que não sei se devem realmente ser cha-



Acessórios típicos para osciloscópio.



A ponta de prova lógica em ação.

mados assim, pois são normalmente instalados dentro dos aparelhos, como opção, e geralmente usados **em** ou **com** sistemas digitais. São as chamadas interfaces, que se constituem em circuitos eletrônicos mais ou menos complexos, destinados ao envio e/ou recebimento de dados e comandos a/de outros aparelhos ou sistemas.

A interface de uso mais largamente difundido é a IEEE-488, um sistema adotado universalmente, com *hardware* e *software* padronizados, e destinado à comunicação de dados e comandos entre instrumentos e entre estes e sistemas de processamento de dados.

Existem outros tipos de interfaces, como a RS-232 e outras de uso restrito, determinado pelo fabricante do equipamento.

Instrumentos para circuitos lógicos

— Informação é uma palavra-chave nos dias atuais. Por trás dela existe todo um universo tecnológico de indústrias, laboratórios de pesquisa e escolas, trabalhando febrilmente para avançar mais e mais, fazer circuitos cada vez menores e mais complexos, vencer seu competidor e chegar primeiro. Onde, não sabemos.

A informação é a razão de ser dos circuitos digitais e lógicos, afora outras aplicações menores. A manipulação, envio, recebimento e processamento de informações em vastíssimas quantidades somente são possíveis, na velocidade em que são feitos e cobrindo as distâncias que cobrem, devido aos circuitos digitais. Com o advento do microprocessador, por volta de 1971, o processo acelerou-se mais ainda e essa complexidade tende a crescer indefinidamente, pois o objetivo de muitos pesquisadores é o robô, não somente pensante, mas autoconsciente. É claro que não vamos entrar aqui na velha e controvertida questão a respeito de máquinas poderem pensar ou não; vamos apenas entrar no "universo digital".

Apesar de vivermos em um mundo essencialmente analógico (referimo-nos à Natureza), o "digitalismo" está invadindo tudo, desde navegação espacial, até liquidificadores e máquinas de lavar roupa. Mas, sendo nosso assunto principal a instrumentação, perguntamos: quais os instrumentos utilizados em circuitos digitais? Para resumir, são: osciloscópios, ponta de prova lógica, *clip* lógico, analisadores lógicos e de estados lógicos, sistemas de teste de integrados digitais, sistemas automáticos de testes de circuitos lógicos, multímetros digitais e multímetros analógicos.

Naturalmente, o mais simples deles é a ponta de prova lógica e é também o mais difundido, pois, além da intensa propaganda de unidades comerciais, já apareceu em projetos caseiros milhares de vezes em revistas e jornais, sendo até mesmo oferecida por uma loja do ramo em forma de *kit*, por um preço irrisório, mesmo levando-se em conta o mau acabamento.

É um instrumento leve, pequeno, fácil de usar, indica estados lógicos por meio de acendimento de LEDs e, nas mãos de um técnico habilidoso, pode ser muito útil. O *clip* lógico é apenas uma ponta de prova mais sofisticada, com possibilidade de examinar os estados de todos os pinos de um CI ao mesmo tempo. É também chamado de "garra lógica".

Mas nenhuma ponta de prova lógica, por mais sofisticada que seja, pode superar, igualar-se ou mesmo aproximar-se de um bom osciloscópio, pois com este pode-se realmente ver o que está acontecendo no circuito.

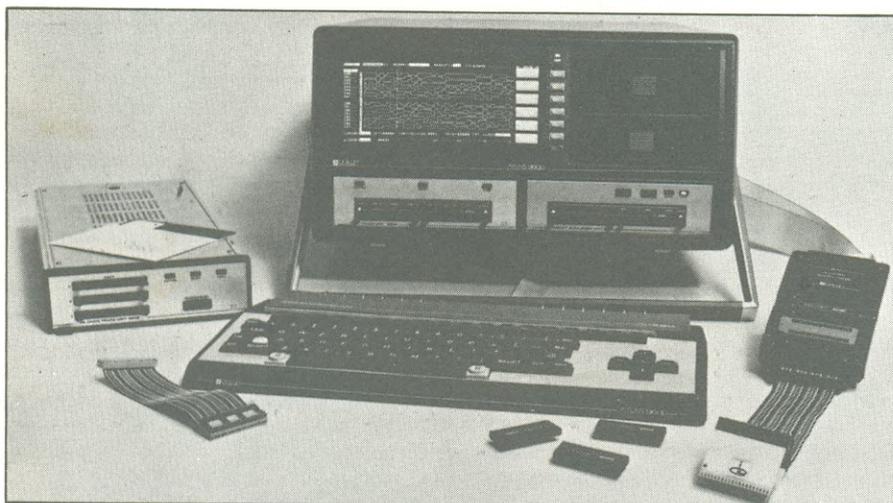
As grandes vantagens da ponta de prova lógica são sua portabilidade, seu preço e a possibilidade de se ter algo com que trabalhar na falta de um osciloscópio. Mas em circuitos envolvendo processadores, tanto um como outro são quase que inúteis.

Os **analísadores lógicos** são instrumentos altamente complexos, destinados ao exame de estados e de tempos em circuitos lógicos; assim, por exemplo, em uma barra de dados, pode-se examinar, em uma tela, os estados de cada linha a cada ciclo ou examinar as relações de tempo entre as várias linhas. Este instrumento pode ser usado, sob certas condições, para exame de *hardware*, mas é normalmente utilizado para análise de *software*.

Uma das tarefas mais difíceis, às vezes impossível, que pode surgir é o teste de um circuito integrado digital, principalmente se for do tipo LSI. Por

de Testes. São sistemas ainda mais complexos que os testadores de integrados mas funcionando segundo o mesmo princípio. Além disso, possuem um poderoso *software*, que auxilia o operador a elaborar programas de testes e, por ocasião do teste de placas, orienta o técnico na aplicação de uma ponta de prova controlada pelo sistema, na busca do nó de circuito onde se localiza a falha. Já existem vários em nosso país.

Infelizmente, nosso assunto tem de ser encerrado em algum momento, ou não o será nunca. E o momento é agora. Perdoem-me a monotonia mas devo repetir aqui o que já afirmei antes: instrumentação eletrônica é campo para dissertação *ad infinitum*. O que tentamos fazer foi um resumo do resumo, para dar uma idéia global do assunto, naturalmente emprestando maior ênfase àquilo que julgamos essencial.



Éis um analisador lógico de modelo bastante recente, dotado de teclado e unidades intercambiáveis.

isso surgiram os sistemas de Teste de CIs Digitais, que se constituem em aparelhos capazes de excitar um integrado com sinais apropriados em suas entradas, ler os sinais nas saídas e apresentar o resultado em forma de "passa" ou "falha", ou até mostrando as medições efetuadas e os erros encontrados. O sistema executa tudo isto controlado por um programa de teste gravado em fita ou discos magnéticos e exige treinamento específico para o operador. Ele já existe aqui e normalmente é utilizado em controle de qualidade e laboratórios de desenvolvimento.

Além de CIs, outra tarefa extremamente difícil é testar as placas de circuito impresso com os CIs digitais, principalmente as que contêm MSI e LSI. Um meio caro, mas altamente eficiente, quando se trata de testar várias placas do mesmo tipo, é o chamado ATE, ou Equipamento Automático

Qualquer crítica ou sugestão (xingações à parte) terá a mais calorosa acolhida por parte deste escrevinhador.

Pequeno perfil histórico — Num certo sentido, a primeira metade do século XIX foi para os descobrimentos dos fenômenos da eletrodinâmica mais espetacular do que está sendo a segunda metade do século XX no desenvolvimento da eletrônica do estado sólido, pois naquela época aconteceram as descobertas dos fenômenos básicos e suas leis, que regem toda a avançada tecnologia de hoje.

Entre eles, destaca-se a do genial físico alemão Georg Simon Ohm, que, em 1828, publicava o resultado de suas pesquisas, que levaram à conceituação de "resistência elétrica" e que resultaram na lei fundamental de toda a eletrodinâmica. Mas, como não podia deixar de ser, no início, suas conclusões não foram aceitas.

Foi somente na primeira metade do século XX que realmente começou a era eletrônica, com a construção do primeiro tipo de válvula — o diodo — em 1904, por Fleming, e que passaria logo a ser usada na detecção de sinais de telégrafo sem fio. E em 1906 começou a amplificação eletrônica, com as primeiras válvulas triodo. Estava definitivamente aberto o caminho e daí para a frente era natural que novas descobertas, novas aplicações e mais pesquisas fossem se acumulando.

De uma certa forma, as guerras também contribuíram para o avanço tecnológico, pois obrigavam à busca de soluções técnicas para problemas de defesa, ataque e comunicações mais eficientes. É o caso típico do radar, desenvolvido pelos ingleses sob a premência de conseguir um meio de detectar os ataques aéreos alemães com alguma antecipação.

Presume-se que foi também em esforço de guerra que se desenvolveram as pesquisas que levaram à construção do primeiro transistor nos laboratórios da Bell, mas, de nossa parte, cremos que com ou sem conflitos o transistor seria construído algum dia.

Com o transistor, mais uma vez estava aberto um caminho, desta feita no domínio dos semicondutores, que realmente trouxeram algum avanço à eletrônica, que passou a poder colocar circuitos cada vez mais complexos em áreas cada vez menores e consumindo menos energia.

Mas houve outro acontecimento histórico que também contribuiu com seu empurrão para maior aperfeiçoamento da tecnologia e avanço do conhecimento, desta vez sem conflitos assassinos (apenas com cavalheirescas trocas de diplomáticos desaforos e pacíficas espionagens industriais). Foi a chamada "corrida espacial" que, afora outros benefícios, nos proporcionou a única oportunidade de ironizar os americanos, com seus fracassos iniciais em lançamentos de foguetes.

Mas, e a instrumentação? É claro que Ohm não usou nem mesmo um simples multímetro digital para trabalhar em suas pesquisas e deduzir sua lei. Ele precisou de muito mais engenho e criatividade.

A partir da descoberta da interação entre campo magnético e corrente elétrica, ainda no século passado, tornou-se possível a construção de galvanômetros, nome derivado de Luigi Galvani, por sua famosa descoberta do movimento da perna da rã morta, em virtude de impulsos elétricos.

Durante mais de um século, o galvanômetro foi o instrumento básico de medição, seja sozinho ou em conjunto com componentes, de forma a

ampliar sua faixa de sensibilidade ou transformá-lo em voltímetro. Até os dias atuais, ele é intensivamente usado nos mais diversos tipos de instrumentos.

Foi somente em 1963 que surgiu o primeiro voltímetro digital, desenvolvido pela *Non-Linear Systems Inc.*, utilizando conversão pelo processo de registrador de aproximação sucessiva, excitado por relés eletromecânicos; daí por diante, muitas companhias tentaram produzir DMMs, usando os mais estapafúrdios meios e mecanismos, até que no fim da década de 60 a *John Fluke Manufacture Company* lançou seu primeiro multímetro digital, o 8100.

No fim dessa década e durante a de 70, a tecnologia eletrônica evoluiu rapidamente. Apareceram os amplificadores operacionais, os transistores de efeito de campo, os LEDs, e a integração em larga escala se tornou viável. Daí para cá, o processo se precipitou e a descoberta de novas técnicas de fabricação vêm permitindo a integra-



ção em escala cada vez maior, passando do SSI para o MSI, LSI e, agora, o VLSI (*Very Large Scale Integration*). Isso permitiu a construção de instrumentos cada vez mais complexos, encerrados em caixas cada vez menores, e só Deus sabe o que estão "bolando" agora os pesquisadores do Vale do Silício, na Califórnia.

O que será do futuro, ninguém sabe com certeza. Muitos arriscam palpites, fazendo uma espécie de projeção do presente com uma lente de aumento e imaginando o futuro da tecnologia eletrônica sempre baseado nos semicondutores.

De nossa parte, acreditamos que algum dia surgirá um desses cérebros privilegiados, que aparecem no mundo de tempos em tempos (e quase sempre são qualificados com adjetivos pouco lisonjeiros), que conseguirá causar mais uma "revolução" nos meios científicos. E será outro passo inicial, para mais uma era; mas, dessa vez, o homem descobrirá que esteve debatendo-se em um mundo primitivo, tentando alcançar algo seguindo por caminhos tortuosos, em vista mesmo de suas limitações naturais, e o próprio conceito de "conhecimento" terá de ser revisto. No campo da eletrônica, será a era da *Eletrônica Molecular*.

Em outros campos talvez seja um novo renascimento. Para o povo em geral, talvez seja a era dos doidos. Não gostamos de fazer citações, mas, segundo Bernard Shaw, "todo progresso se deve aos loucos". Isto não significa, absolutamente, que somos simpatizantes de todos os loucos. Apenas dos inteligentes. ●



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

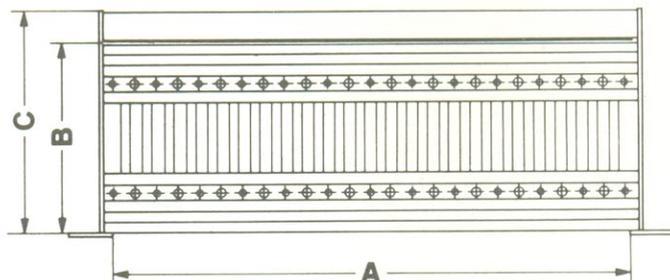
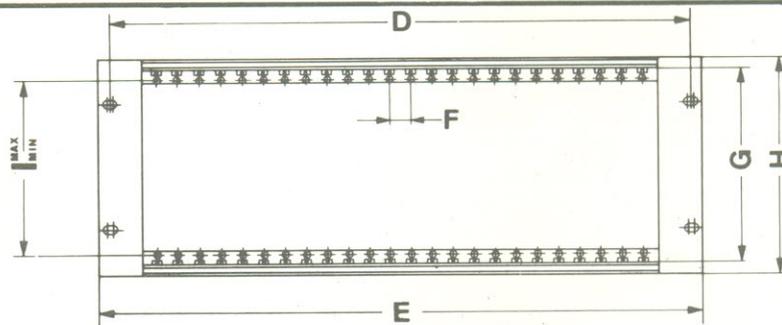


AGORA VOCÊ TEM OPÇÃO DE ESCOLHA

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

2ª PARTE

Um curso completo de telegrafia

Nesta segunda etapa, vamos copiar textos até que a técnica de recepção esteja dominada. Em seguida, com o auxílio de um circuito simples, começaremos a transmitir

A esta altura do curso, após ter aprendido o alfabeto, os sinais de pontuação e os números, você já está apto a começar a receber textos, numa velocidade de 5 a 12 palavras por minuto. Ao copiar o texto, se você não entendeu um determinado sinal, esqueça-o imediatamente e siga em frente. Acostume-se a não parar para pensar, pois caso contrário acabará perdendo o sentido da frase. Não importam alguns caracteres perdidos, porque pelo sentido da frase sempre é possível recuperá-los por dedução. Vamos, então, iniciar o treinamento.

Abreviaturas Internacionais para DX

Tabela 1

AA	- <i>all after</i> = tudo depois	DEC	- <i>december</i> = dezembro
AB	- <i>all before</i> = tudo antes	EL	- <i>element</i> = elemento
ABT	- <i>about</i> = a respeito de....	ES	- <i>and</i> = e
ADR	- <i>address</i> = endereço	EU	- <i>Europe</i> = Europa
AGN	- <i>again</i> = novamente	FB	- <i>fine business</i> = bom trabalho
AM	- <i>amplitude modulation</i> = amplitude modulada	FCC	- <i>federal communications commission</i> = comissão federal de comunicações
ANT	- <i>antenna</i> = antena	FEB	- <i>february</i> = fevereiro
APR	- <i>april</i> = abril	FM	- <i>frequency modulation</i> = frequência modulada
AR	- <i>end of message</i> = fim de mensagem	FER	- <i>for</i> = pelo, pela
AS	- <i>wait</i> = espera	FRI	- <i>friday</i> = sexta-feira
AUG	- <i>august</i> = agosto	GA	- <i>good afternoon</i> = boa-tarde
AVE	- <i>avenue</i> = avenida	GE	- <i>good evening</i> = boa-noite, ao chegar o entardecer
BCI	- <i>broadcast interference</i> = interferência de radiofusão	GB	- <i>good bye</i> = adeus
BK	- <i>break</i> = interrupção, interromper	GLD	- <i>glad</i> = contente
BURO	- <i>bureau</i> = secretaria, escritório	GM	- <i>good morning</i> = bom-dia
CB	- <i>citizens band</i> = faixa do cidadão	GN	- <i>good night</i> = boa-noite
CFM	- <i>confirm</i> = confirme, confirmo	GP	- <i>ground plane</i> = plano terra
CL	- <i>closing station</i> = fechar ou apagar a estação	GUD	- <i>good</i> = bom, boa
CONDX	- <i>conditions</i> = condições	GND	- <i>ground</i> = terra, massa
CPY	- <i>copy</i> = copiado	HI	- <i>high, laughter</i> = rir, sorrir, gargalhar
CQ	- <i>general call to all stations</i> = chamada geral a qualquer estação	HPE	- <i>hope</i> = espero
CUL	- <i>see you later</i> = eu o verei mais tarde	HR	- <i>here</i> = aqui
CW	- <i>continuous wave</i> = onda contínua = A0	HW	- <i>how</i> = como
DR	- <i>dear</i> = caro, querido	HW?	- <i>how do you copy?</i> = como me copiou?
DWN	- <i>down</i> = abaixo	IARU	- <i>International Amateur Radio Union</i> = União Internacional de Radioamadorismo
DX	- <i>distant station</i> = estação distante	ITU	- <i>International Telecommunications Union</i> = União Internacional de Telecomunicações
DE	- <i>from</i> = de origem	JAN	- <i>january</i> = janeiro

JUL	- <i>july</i> = julho
JUN	- <i>june</i> = junho
K	- <i>kambio</i> = câmbio
KW	- <i>kilowatt</i> = mil watts
LID	- <i>poor operator</i> = mau operador
MAR	- <i>march</i> = março
MSG	- <i>message</i> = mensagem
NIL	- <i>nothing</i> = nada mais
NOV	- <i>november</i> = novembro
NR	- <i>near</i> = perto
NW	- <i>now</i> = agora
OCT	- <i>october</i> = outubro
OM	- <i>old man</i> = velho amigo
PSE	- <i>please</i> = por favor
R	- <i>received</i> = recebido
RCVR	- <i>receiver</i> = receptor
RPRT	- <i>report</i> = reportagem
RPT	- <i>repeat</i> = repita, repito
SA	- <i>South America</i> = América do Sul
SASE	- <i>self-addressed stamped envelope</i> = envelope auto-endereçado e selado
SAT	- <i>saturday</i> = sábado
SIGS	- <i>signals</i> = sinais
SRI	- <i>sorry</i> = sinto

SSB	- <i>single sideband</i> = banda lateral simples
TEMP	- <i>temperature</i> = temperatura
TMRW	- <i>tomorrow</i> = amanhã
TNX	- <i>thanks</i> = obrigado, grato
TU	- <i>thank you</i> = lhe agradeço, congratulações
TXT	- <i>text</i> = texto
U	- <i>you</i> = você, vós, vocês
UR	- <i>your</i> = seu, sua, seus, suas
VFO	- <i>variable frequency oscilador</i> = oscilador de frequência variável
WX	- <i>weather report</i> = mensagem meteorológica
XMTR	- <i>transmitter</i> = transmissor
XTAL	- <i>crystal</i> = cristal
XYL	- <i>married female</i> = radioamadora casada
YL	- <i>young lady</i> = radioamadora solteira
73	- <i>best regards</i> = as melhores considerações
88	- <i>love and kisses</i> = carícias e beijos

Estas abreviações foram criadas para serem utilizadas especialmente em CW. Com o auxílio delas, os radioamadores se comunicam com o mundo todo, sem qualquer problema de idioma. Elas são de conhecimento universal dentro do radioamadorismo e é muito importante sabermos empregá-las corretamente.

Textos em 5 palavras por minuto (5 PPM) Fita 2 — Face A

VVV — A instrução da “juventude” é a base primordial da prosperidade dos estados (C. Rufino Ruiz). Há no mundo muitos livros bons. Não percas tempo em ler livros inúteis (Stall).

AR — Final de mensagem DI-DÁ-DI-DÁ-DI ...

VA — Final de transmissão DI-DI-DI-DÁ-DI-DÁ ...-

VVV — Um dirigível que tem seguimentos e que está impossibilitado de manobrar (ou que está voluntariamente com os motores parados), ou que está sendo rebocado, exibirá avante luzes. AR VA

VVV — O homem que não é indulgente com os outros ainda não se conhece a si próprio. Com juízo, trabalho, inteligência e economia, é pobre quem não quer ser rico. Em 30-5-1956. AR VA

VVV — A vontade é a faculdade da realização de passar-se de uma idéia a um ato. A origem da vontade é o desejo. Se for poderoso o desejo de chegar a certo resultado, a vontade não parece intervir. AR VA

Texto em 7 PPM Fita 2 — Face B

VVV — A Estátua da Liberdade foi erigida em 1886, no porto de Nova Iorque. É a maior estátua do mundo, com 46 metros de altura. Seu pedestal mede 25 m de comprimento. A gigantesca obra levanta-se a 96 m acima do nível do mar e em sua cabeça podem acomodar

se 50 pessoas. AR VA

VVV — A Torre Eiffel é a mais alta torre do mundo, com 300 m de altura, aproximadamente. Foi construída no espaço de dois anos (1887-1889), pelo engenheiro francês Alexandre Gustavo Eiffel. AR VA

Texto em 10 PPM

VVV — Avião a jato é invenção de um inglês. Foi o inglês Frank Whittle, natural da cidade de Conventry, quem inventou o avião de propulsão a jato, o turbo-jato. A invenção remonta a 12 de abril de 1937. Whittle fez esse primeiro motor na fábrica de turbinas da British Thomson Houston, em Rugby (Inglaterra). AR VA

Texto em 12 PPM

VVV — “Acabo de chegar, e como temo que o varpor zarpe de volta logo, faço-lhe esta para não deixar de dar as novas. Fiz boa viagem, mas um meio enjôo não me largou desde a saída do rio. Foi bom. Soube o que é mal-estar. Em todos os portos onde saltei, havia amigos. Em “Belém”, tive uma lancha às ordens. Gostei muito da terra do Assaí. As suas ruas são bem largas, com filas de Oitis...” AR VA

Sinais complementares Fita 3 — Face A

ditongo (ÃO)-DI-DI-DÁ-DI-DÁ (...)

Exercício

avião - sertão - mão - pão - são - tão - leão - canção - co-

munhão - nação - irmão - limão - razão - bênção - grão
 letra A com til (Ã)-DI-DÁ-DÁ-DI-DÁ ...-

Exercício

avelã - sã- irmã - maçã - hortelã - cristã - amanhã - mamãe
 - butantã - maracanã

Sinal de compreendido	SN DI-DI-DI-DÁ-DI ...-
Sinal de espera	AS DI-DÁ-DI-DI-DI ...-
Sinal de atenção	VVV DI-DI-DI-DÁ ... (3 vezes)
Sinal de erro	DI-DI-DI-DI-DI-DI-DI-DI
Chamado geral CQ DÁ-DI-DÁ-DI DÁ-DÁ-DI-DÁ ...-
Passagem de câmbio	K DÁ-DI-DÁ ...-
Foi mencionada em primeiro lugar	KN DÁ-DI-DÁ DÁ-DI ...-
Recebido	R DI-DÁ-DI ...-
Para apagar a estação	CL DÁ-DI-DÁ-DI DI-DÁ-DI-DI ...-

Exercício com números

2 5 6 8 1 0 1 9 3 2 8 4 4 1 7 8
 2 1 9 0 3 2 8 5 3 4 5 0 2 1 8 0
 3 8 0 2 1 7 6 2 3 9 5 6 8 1 1 0
 5 7 8 3 7 2 5 4 6 0 9 2 3 7 5 4
 8 2 7 0 6 7 3 4 5 2

Exercício misto (com grupos de 5 caracteres cada)

ÁQKYP DJBSH 2,WX3 MNFGU AR SN VA PR ZIÃOÇ7
 YAÉBX ÇÇÉÉV H6910 J1/?" ?:,MZ 27 - = . BDWUL
 THCKW YZXÇQ ÁÁDRÇ X4NZL ;?(32 58-01 ,AÁ2Z
 FQ513 R2"VG I564B .É5RN AONDH 83,ZB JW1.N S-1ÁQ
 KXB4U V7ÁOYÁ CPH5. ?8", ÇÉR9AR SNB,XW Z8GRT
 YXÇWJ :-5NK B/43V ÁÁÃOH ANUGJ 5,2;" Y(ÇÇÉ
 KGYX/ HN4.S 156,Q V6KÁÉ E2:AR P S/3B. XPRZY 09,71
 (?F., XN3/A 5H; = X ÇA,1V R2ELK

Nota: Nunca é demais repetir os exercícios; quanto mais você os praticar, maior firmeza adquirirá na recepção.

Manipulando — Neste ponto do curso, você poderá iniciar o treinamento de manipulação. Para treinar, é necessário dispor de um manipulador manual — o "cabeçote" ou "queixo duro", como é chamado na gíria radioamadorística. Os exames de CW

do Dentel são feitos com esse tipo de manipulador. Ligue o manipulador ao oscilador de áudio da figura 1 e comece o treinamento.

A melhor posição para transmitir é aquela em que o operador fica mais acomodado para manejar o aparelho. A forma mais comum de pegar no manipulador é colocar o dedo indicador sobre o botão do mesmo e o dedo polegar apoiando na parte lateral.

Toques e espaçamentos — Conforme sabemos, os caracteres Morse são reproduzidos pelas combinações dos sons "dis" e "dás". Para conseguir uma boa caligrafia (uma QSD "jóia", como costumamos dizer), é preciso observar todos aqueles itens sobre o tamanho dos caracteres, o espaçamento entre eles, entre as letras e as palavras. Tome muito cuidado, seguindo criteriosamente as normas telegráficas da boa manipulação, pois uma QSD bem feita é sempre agradável de se ouvir e bem mais fácil de copiar.

A velocidade (QRQ) vem com o tempo, é claro. Não tente transmitir mais rápido do que você consegue receber, pois isto prejudica terrivelmente a clareza dos sinais emitidos, além de ser um procedimento que contraria as regras de ética operacional.

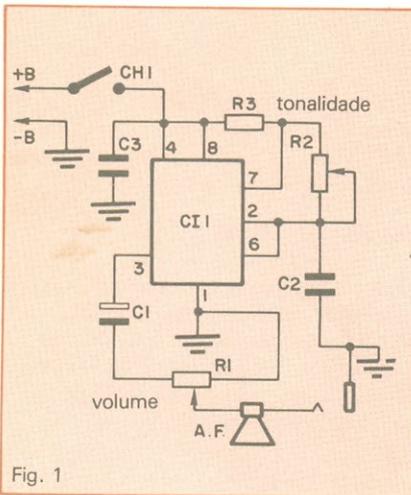


Fig. 1

Circuito do oscilador para telegrafia, utilizando apenas um integrado. Além dele, é preciso apenas um manipulador.

Relação de componentes

- CI1- 555
- R1- 10 kΩ, linear
- R2- 100 kΩ, linear
- R3- 2,2 kΩ, 1/4 W
- C1- 25 μF/25 V(eletrólítico)
- C2- 0,02 μF
- C3- 0,1 μF
- Alto-falante de 2 polegadas
- Terminal para bateria
- Chave liga-desliga
- Plugues fêmea e macho
- Caixa, circuito impresso, solda

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.

Exercício

Para que haja a harmonia indispensável a uma boa QSD é preciso entrar no ritmo certo. Deve existir cadência na manipulação, o que embeleza a transmissão. Acerte o seu ritmo, transmitindo estas frases: esses ossos são nossos — tomei chopp chocho no cocho — o assassino do assessor do tenente do Mississipi — caco a caco caiu a casa.

Transmita várias e várias vezes essas frases, observando os espaçamentos, sempre com muito capricho e, em pouco tempo, você estará com uma manipu-

lação FB (FB = *fine business* — bom trabalho). Transmita notícias de jornais, assuntos de revistas, livros etc., para ganhar ainda mais prática.

Erro na transmissão

Se houver falha na emissão de um caractere, dê o sinal de erro (DI-DI-DI-DI-DI-DI-DI) e volte ao início da palavra, repetindo-a. Na prática, com o sinal de erro costuma-se transmitir abreviadamente DIDI DIDI DIDI ou apenas DIDI DIDI.

Textos para desenvolver velocidade na recepção

Texto em 15 PPM Fita 3 — Face B

VVV — Rudolf Diesel tirou, do funcionamento de um isqueiro, a idéia para seu motor. Entretanto não penses que bastam dez lições práticas para produzir um gênio inventivo: tudo depende da atenção e da perseverança. Tudo depende do esforço continuado e da persistência do trabalho começado. AR VA

Texto em 17 PPM

VVV — O duque de Newcastle tinha a mania de perder o dia em conversas inúteis. Lord Chesterfield disse dele: "Sua alteza perde uma hora cada manhã e passa o dia a correr atrás dela". Não é assim que procedes com teus dias? Horas e horas perdidas em inutilidades? AR VA

Texto em 20 PPM

VVV — Branly nunca houvera feito suas descobertas imortais, se tivesse esperado as ocasiões. Começou por trabalhar muito seriamente. Só depois de três

anos é que conseguiu fazer com que a telegrafia sem fio entrasse no domínio prático. Três anos de pesquisas minuciosas e incansáveis. Terias tu a paciência de três longos anos para seguir uma experiência, uma pesquisa? Muitas vezes bastam 40 minutos de aula para cansar-te, não é verdade? AR VA

VVV — A altitude de uma montanha só se avalia do alto de outra montanha; eleva-te, portanto, moralmente. Só assim poderás ter noção exata da grandeza dos ricos e o brilho dos que esplendem em altos postos; impressiona-te, sim, com a sabedoria dos sábios, o heroísmo dos heróis e a santidade dos santos (ética do estudante). AR VA

VVV — "Conheci um estudante que, em menos de um ano, aprendeu todas as raízes gregas contidas num dicionário de 200 páginas, utilizando os cinco minutos de interrupção das aulas da manhã. Que é que fazes com os teus pequenos minutos? AR VA

À medida que for praticando, você vai aperfeiçoando sua recepção. Ouça as estações que operam QRQ; mesmo que no início tenha dificuldade, com um pouco de insistência a coisa irá melhorando. Vá em frente, insista e verá que vale a pena!

(conclui no próximo número)

ÍNDICE DOS ANUNCIANTES

Argos-Ipdtel	71
Brasele	07
CEDM	31
CEMI	35
Ceteisa	97
Curso Aladim	55
Escolas Internacionais	83
Filcrl	101
Igeatel	87
Litec	14
Locaset	93
Microcraft	15
Novik	2ª capa
Occidental Schools	25
Pró-Eletrônica	37
Rádio Elétrica Sántista	67
Romimpex	09
Schrack	67
Sele-Tronix	99
Telerádio	50
Vitrine Eletrônica	104
XPTO	07



SUGADOR DE SOLDA

Patenteado SS-15

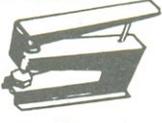


- BEM MAIS LEVE só 45 gramas
- MAIOR SEGURANÇA
- MAIOR VOLUME DE SUCCÃO ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ

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

SUORTE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

REGULÁVEL

A 3ª MÃO

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



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

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

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

A contribuição brasileira na história da eletricidade

A Ordem dos Radioamadores
Padre Roberto Landell de Moura,
em recente reunião, prestou uma homenagem
a esse injustiçado cientista brasileiro

Recebemos da Ordem de Radioamadores Padre Roberto Landell de Moura, por intermédio de seu presidente PY2AJN-Murillo Souza Reis, cópia da palestra proferida por ele, por ocasião da Reunião da Rede Brasileira de Amizade, em Campinas-SP. Transcrevemos aqui os tópicos mais importantes.

No ano de 1550, Giovanni Della Porta tentou um invento a que deu o nome de Telégrafo Simpático. Consistia num aparelho destinado à transmissão de mensagens, com base no fenômeno da atração magnética. Contudo, não obteve êxito.

No século 16, Willian Gilbert realizou estudos e experiências sobre campos magnéticos da Terra. Na mesma época, Otto Von Guericke estudou a repulsão entre cargas do mesmo nome e construiu uma máquina capaz de produzir descargas elétricas por atrito.

Ainda no século XVI, começaram os estudos sobre a transmissão de cargas elétricas. Pierre Mosschenbra para obter êxito nesta realização, em 1745, utilizou a chamada "Garrafa de Leyden" que construiu em 1740.

Com o descobrimento das possibilidades de gerar eletricidade, demonstrado por Willian Watson ao transmitir uma corrente elétrica através de um fio metálico, cujas extremidades estavam ligadas à terra formando o circuito, as barreiras para a transmissão de eletricidade estavam transpostas.

Os diversos trabalhos realizados antes de 1750, permitiram o primeiro estudo de caráter científico sobre eletricidade, atribuído a Benjamin Franklin, que em 1752 recolheu cargas elétricas acumuladas nas nuvens de uma tempestade, utilizando um papagaio de papel.

Nos anos seguintes, de 1785 a

1822, vários cientistas ajudaram a evoluir a ciência da eletricidade, quando em 1845, então, o mundo científico passou a conhecer o sistema rudimentar para geração de correntes elétricas, bem como, sua transmissão. Também ficaram conhecidas as experiências com a transmissão de impulsos elétricos e o trabalho de Ampère sobre a utilização da corrente elétrica do magneto a telegrafia.

Em 1835, Samuel Morse, de posse dessas experiências, construiu um aparelho transmissor que funcionava através de corrente elétrica. Na verdade, era o surgimento do primeiro telégrafo — Marconi nasceu no ano de 1874, portanto, o primeiro telégrafo surgiu 39 anos antes de seu nascimento.

No mesmo ano, o inglês Charles Wheatstone realizou algumas experiências com o sistema da telegrafia que também empregava o sistema de transmissão de sinais através da corrente elétrica. No ano de 1837, quando em Londres, Wheatstone instalou seu "telégrafo" pioneiro, constatou-se que o sistema de transmissão era complicado demais, não oferecendo bons resultados; em 1840, patenteou o "telégrafo impressor" e em 1844 Morse efetuou a primeira transmissão telegráfica à distância com êxito (Washington a Baltimore, EUA). Em 1856, o italiano Antonio Meucci inicia a primeira transmissão de palavras através de fios. Cinco anos depois, pelo mesmo sistema, iniciam as transmissões sonoras através da eletricidade. Passamos por 1875, 1876, 1877, 1884 e já estamos no sistema rudimentar da televisão. Em 1893, surge no cenário científico mundial o nome de um brasileiro, que consegue, após muitos anos de pesquisas transmitir a sua própria voz, da Av. Paulista para o

bairro de Santana — 8 km/h. A experiência foi assistida pelo embaixador inglês P.C. Lupton e por várias autoridades. Um ano após o sucesso de Landell de Moura, 1894, Marconi registra alguns resultados satisfatórios. O sistema do brasileiro é completamente diferente de todos os conhecidos no mundo, idealizados e feitos pelo padre inventor, sem aproveitar experiências de outros inventores; em 1896, Marconi tenta patentear sua invenção na Itália, mas não consegue; vai conseguir inexplicavelmente, na Inglaterra, para espanto do mundo científico.

Pois bem, só cinco anos depois é que Marconi conseguiu seu intento, graças à invenção de outro cientista, Edoard Branly; nessa época, já há sete anos o brasileiro tinha realizado e patenteado sua invenção nos Estados Unidos, em número de três.

Assim, quinze anos antes do final do século passado, já se falava no Brasil em transmissão sem fios, em comunicação interplanetária e já se dava conhecimento dos três sistemas que levaram suas experiências ao sucesso total.

As teorias de Landell de Moura: "Todo movimento vibratório que até hoje, como no futuro, pode ser transmitido através de um condutor, poderá ser transmitido através dum feixe luminoso; por esse mesmo fato, poderá ser transmitido sem o concurso desse mesmo agente".

"Todo o movimento vibratório tende a transmitir-se na razão direta de sua intensidade, constância e uniformidade de seus movimentos ondulatórios, e na razão inversa dos obstáculos que se opuserem à sua marcha e produção. Dai-me um movimento vibratório tão extenso quanto a distância que nos separa desses outros mundos que rolam sobre nossas cabeças ou sob nossos pés e eu farei chegar minha voz até lá".

A palestra foi encerrada com a declaração: "Nós radioamadores, consideramos o Padre Roberto Landell de Moura, o primeiro radioamador do mundo e, por resolução da Labre, é o Patrono dos Radioamadores do Brasil".

Como fazer parte da Ordem de Radioamadores Padre Landell de Moura: escreva para Rua Monte Alegre, 1179 - 1.º andar - CEP 05014 - São Paulo-SP., ou telefone para 65-8524; o Dr. Murillo estará à disposição dos radioamadores.

NOVO CP 300 PROLÓGICA.

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.

Ele já nasceu com 64 kbytes de memória interna com possibilidade de expansão de memória externa para até quase 1 megabyte.

Ele 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,



Permite conexão telefônica.

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.



Pode ser acoplado a uma impressora.



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
• MG-Belo Horizonte - 227-0881 - Betim - 531-3806 - Cel. Fabriciano - 841-3400 - Juiz
de Fora - 212-9075 - Uberlândia - 235-1099 • PA-Belém - 228-0011 • PR-Cascavel - 23-1538 - Curitiba - 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.