nº 21
abril
1988

elektor eletrônica

Cz$ 280,00



Gerador com frequências discretas

Possibilidades da energia solar

Técnicas de realimentação negativa

TURBO THOR

- A ATS Tecnologia reserva-se o direito de alterar as características técnicas sem prévio aviso.

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

• PLACA CENTRAL DO SISTEMA

Microprocessador INTEL 8088 ou NEC V20 de 16 bits, operando com freqüência de 4.77 ou 8 MHz, memória RAM de 640 kB, memória ROM de 8 kB (ROM BIOS) com autodiagnóstico e detecção de erros. Coprocessador aritmético 8087*, total de 8 slots, dos quais 6 são livres para expansões e 2 são utilizados pelas placas controladora de vídeo e multi-interface.

• PLACA MULTI-INTERFACE

Permite o controle de até 2 unidades de disco flexível de 360 kB de capacidade ou 1 unidade de 360 kB e 1 de 1.2 MB (alta densidade 96 TPI)* ou 1 unidade de 8 polegadas* ou ainda a possibilidade de conexão de uma unidade de 3,5 polegadas com capacidade de até 700 kB*. Uma porta serial padrão RS-232C, segunda porta serial RS-232C* e uma porta paralela padrão CENTRONICS. Relógio interno permanente, alimentado por bateria. Porta para conexão de joystick ou paddles.

• PLACA CONTROLADORA DE VÍDEO

Saída para vídeos compostos monocromáticos, possibilitando a visualização de 16 tonalidades. Saída para vídeos RGB com a geração de 8 cores em 16 tonalidades. Um conector para caneta ótica e um conector para modulador de RF. Operação com gerador de caracteres com 256 caracteres em matriz de 8×8, incluindo os caracteres comuns à língua portuguesa. Operação em modo gráfico com resolução média de 320×200 em 8 cores e 16 tonalidades e alta resolução de 640×200 em 2 cores.

• TECLADO

Composto de 84 teclas tipo QWERTY com repetição automática, divididas em: teclas alfanuméricas, teclas em bloco numérico, teclas de função programáveis e teclas de controle. Possui também um buffer de 16 caracteres.

• FONTE DE ALIMENTAÇÃO

A fonte de alimentação do microcomputador THOR PC/XT é uma fonte chaveada para 110/200 Volts em 50/60 Hz, sendo suficiente para permitir a expansão do microcomputador THOR PC/XT na sua totalidade.

• MONITOR DE VIDEO

Monocromático de 12 polegadas com tela antireflexiva em fósforo verde ou âmbar. Controles externos de brilho, contrastes, centralização vertical e horizontal.

• EXPANSÕES PERMITIDAS

Com 6 slots livres, o THOR PC/XT aceita qualquer tipo de placa de expansão utilizada em micros compatíveis com a linha IBM PC/XT.

• SISTEMAS OPERACIONAIS

O microcomputador THOR PC/XT aceita todas as versões de sistemas operacionais compatíveis com o MS-DOS, gerenciando com eficácia todos os dispositivos físicos do equipamento. Sistemas operacionais compatíveis com UNIX, UNIX-LIKE e CPM/86 também poderão ser utilizados.

• LINGUAGENS

Linguagens de programação como BASIC, PASCAL, TURBO PASCAL, TURBO C, COBOL, FORTRAN, ASSEMBLER, etc. podem ser utilizadas com segurança e toda a potencialidade de programação por elas permitidas.

• APLICAÇÕES

Pacotes tais como LOTUS 1-2-3, DBASE III Plus, WORDSTAR, SUPERCALC IV, DATAFLEX e uma infinidade de outra aplicações mostram toda a capacidade de processamento e gerenciamento de informações do qual o microcomputador THOR PC/XT é capaz.

• SUPORTE AO USUÁRIO

Os produtos ATS são fornecidos através de ampla rede de revendedores autorizados, que além do auxílio nos projetos das configurações adequadas, estão capacitados para o atendimento de assistência técnica e suporte durante e após o período de garantia, sempre com a retaguarda da ATS Tecnologia.



*OPCIONAL

ATS Tecnologia Indústria e Comércio Ltda.

Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.

ATS TECNOLOGIA

sumário

INFORMAÇÃO/SERVIÇOS

Serviço de placas 35
Correio 65
Teletipo 67
Mini-anúncios 68

TECNOLOGIA

A alternativa da energia solar 14
As várias formas de aproveitamento dessa energia e o princípio de operação das células fotovoltaicas

MONTAGENS

Gerador senoidal com frequências discretas 9
Um instrumento que fornece apenas quatro frequências fixas, mas com precisão muito superior à dos modelos com variação contínua; ideal para testes e pesquisas em áudio

Prelúdio — 3ª parte 21
É a vez do controle de tonalidade, com placa e tudo

Idéias 43
Sete instrumentos para teste e medição

Os prés fonográficos do Prelúdio 55
São dois circuitos em cascata, projetados para cápsulas de ímã e bobina móvel; permitem um casamento perfeito da impedância de entrada

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Realimentação negativa: como e quando utilizar 25
Um extenso artigo sobre essa famosa técnica, com seus prós e contras; os cálculos foram simplificados ao máximo, para informar sem confundir o projetista amador

Equalizador RC 62
Veja como aplicar em seus amplificadores o mesmo artifício dos prés fonográficos do Prelúdio



Nossa capa mostra um novo sistema de controle de tráfego aéreo, projetado para simplificar a identificação dos aviões e melhorar as demais leituras, atualmente em teste pela ***Federal Aviation Administration*** *(FAA), nos EUA. Batizado de* ***Hughes-Sanders Advanced Automation System,*** *ele incorpora consoles com maior número de cores, a fim de distinguir o movimento das aeronaves e outras informações. Assim, os trajetos dos aviões aparecem em verde; as fronteiras entre cidades e estados, em azul claro; as condições meteorológicas extremas, em branco; e os demais dados, em vermelho. Aqui vemos um engenheiro da Hughes Aircraft testanto as cores e o brilho do console, com o auxílio de rotas aéreas simuladas sobre a região da Nova Inglaterra.*

elektor eletrônica

Elektor edição Brasileira

Ano II, Número 21, Abril/88

Direitos de reprodução para o Brasil:
Publitron Publicações Técnicas Ltda.
Al. dos Jurupis, 896 – 4º andar
(011) 241-0833
CEP 04088 – S. Paulo

Diretor responsável: Engº Antonio J. Neves Rosa

Diretora executiva: Helena Orlinski

Editor: Juliano Barsali

Arte: Carlos Alberto de Camargo
Francisco Reinaldo Borges
Lúcia Helena Corrêa Pedrozo
Andréia Wirthmann

Laboratório: Alberto Tomaz de Aquino

Comercial:
Jorge A. Brum Calaça (gerente)

Assistente Administrativa:
Tânia M. C. Batista

Assinaturas: Marli Mantovani
Nilza Bueno do Nascimento

Editor-chefe da edição internacional: Len Seymour

Editor assistente: J. Buiting

Diretor técnico e coordenação internacional: K. K. M. Walraven

Secretaria editorial internacional: G.W.P. Linden, M. Pardo

Edições em outros países:
Elektor Sarl, Bailleul, França
Elektor Verlag, GmbH, Aachen, Alemanha Ocidental
Elektor EPE, Atenas, Grécia
Elektor Electronics PVT Ltd., Bombaim, Índia
Ferreira & Bento Ltda., Lisboa, Portugal
Elektuur B.V., Beek, Holanda
Ingelek S.A., Madri, Espanha
Kedhorn Holdings PTY Ltd., Wahroonga, Austrália
Electronic Press AB, Danderyd, Suécia
Elektor Electronics, Herts, Grã-Bretanha

Proibida a reprodução total ou parcial, mesmo citando-se a procedência, dos artigos assinados, fotografias, projetos e circuitos impressos publicados em Elektor.

Printed in Brasil
Copyright: 1986 Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
1986 Publitron Publicações Técnicas Ltda. (São Paulo, Brasil)

Composição: GAZETA MERCANTIL
Fotolito: CENTER GRAPH
Impressão: EDITORA PARMA
Distribuição: FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.

elektor códigos

Valores de resistência e capacidade
Sempre que possível, evitamos nos valores de resistência e capacidade o uso de casas decimais e um grande número de zeros. Para facilitar a leitura empregam-se os seguintes prefixos:
p (pico-) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili-) = 10^{-3}
k (kilo-) = 10^{3}
M (mega-) = 10^{6}
G (giga-) = 10^{9}

Exemplos
2,7 k Ω = 2700 Ω
3,3 M Ω = 3 300 000 Ω
Todos os resistores utilizados são de carvão, 1/4 W de dissipação e 5% de tolerância, exceto indicação em contrário.

Capacitores
47 pF = 0,000 000 000 047 F;
10 nF = 0,01 μF = 10^{-8} F = 10 000 pF.
Todos os capacitores, exceto os eletrolíticos e os de tântalo, são previstos para uma tensão mínima de funcionamento de 60 V em corrente contínua. Como regra prática, pode-se considerar que a tensão de serviço de um capacitor deve ser igual a pelo menos o dobro da tensão de alimentação do circuito onde está inserido.

Tensões indicadas
Os valores de tensões contínuas indicados nos circuitos foram medidos com voltímetros de 20kΩ/V, a não ser que haja indicação em contrário.

Utilização de U e não de V
Geralmente faremos uso do símbolo internacional "U" para indicar tensões, em vez da letra "V", que é facilmente confundida com a abreviatura da unidade "Volt".
Por exemplo, escrevemos U_b = 10 V.

Direitos autorais: Todos os desenhos, fotografias, projetos de qualquer espécie e, principalmente, os desenhos dos circuitos impressos publicados em cada número de Elektor estão sob a proteção de Direitos Autorais e não podem ser total ou parcialmente reproduzidos por qualquer meio ou imitados sem a permissão prévia por escrito da empresa editora da revista. Alguns dos circuitos, dispositivos, componentes, etc., descritos nesta revista, podem estar sob a proteção de patentes: a empresa editora não aceita qualquer responsabilidade decorrente de não indicação explícita dessa proteção.
Os circuitos e esquemas publicados em Elektor só podem ser realizados desde que se tenha em vista uma utilização privada ou científica sem fins lucrativos.

Com baixíssima distorção em suas quatro frequências de saída, este aparelho permite testar e calibrar a quase totalidade dos circuitos de áudio, com qualidade equivalente à dos modelos de laboratório

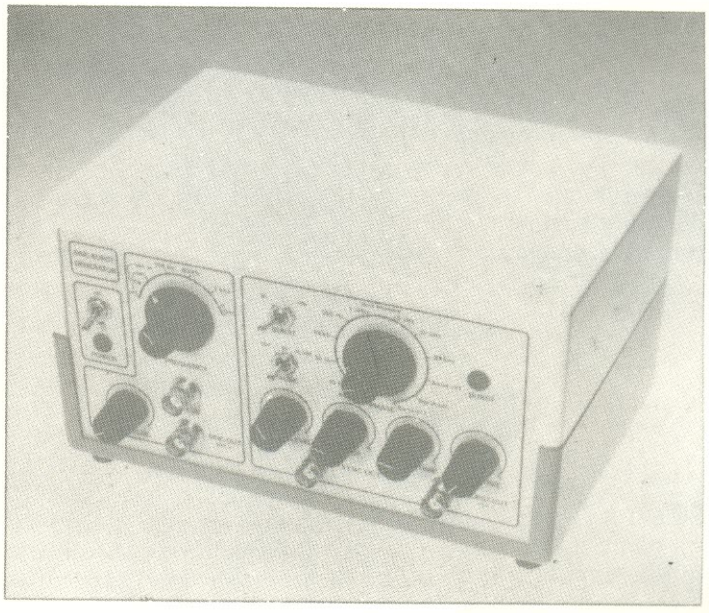
Gerador senoidal com frequências discretas

M. G. Weigl

1º parte

O gerador de frequências discretas é usado principalmente em medidas de distorção. Ele deve seu nome ao fato de fornecer uma ou mais frequências fixas de saída, ao invés de faixas contínuas; apenas a título de informação, tais frequências fixas recebem o nome de *spots,* em inglês, e o instrumento é chamado então de *spot sinewave generator.* O uso de valores fixos de frequência permite que o gerador seja projetado de forma a produzir senóides excepcionalmente puras, contendo bem menos distorção do que seria possível com um aparelho continuamente variável.

O modelo descrito nesta matéria em duas partes exibe recursos técnicos que o tornam ideal para uma grande variedade de aplicações, envolvendo, por exemplo, análise, teste e ajuste de equipamentos sofisticados de áudio. Seu excelente desempenho é tanto mais surpreendente quando se observa sua simplicidade, seu custo relativamente baixo e a utilização de componentes corriqueiros, dispensando os "dedicados".



Gerador senoidal com freqüências discretas

FICHA TÉCNICA

Freqüências de saída	5 kHz, 1 kHz, 500 Hz, 100 Hz
Tensão de saída:	1,5 V RMS (variável)
Estabilidade de freqüênca:	depende do cristal de quartzo
Distorção	0,008% (3º harmônica)
Recurso adicional:	circuito embutido de "afinação" f = 440 Hz, V_s = 2 V RMS (variável)

As bases do projeto

Na figura 1 pode-se ver os blocos funcionais que compõem o gerador de frequências discretas. Em poucas palavras, a senóide é obtida gerando-se primeiramente uma onda quadrada, que é depois integrada para dar origem a uma onda triangular, que por sua vez é aplicada a um filtro passa-baixas de ordem elevada, fornecendo então o sinal senoidal. Essa abordagem baseia-se na teoria de Fourier sobre a síntese e análise de sinais, a qual propõe que toda onda retangular é composta por um número infinito de senóides harmonicamente relacionadas.

O oscilador de *clock* de 4 MHz existente no gerador é controlado a cristal, excitando um divisor por 16 para obter um sinal de 250 kHz. Após outras duas divisões, uma por 25 e outra por 2, sobra uma onda retangular de 5 kHz para ser integrada em uma malha RC. As outras três frequências do instrumento são conseguidas dividindo-se 10 kHz por 10 (= 1 kHz), 1 kHz por 2 (= 500 Hz) e 1 kHz por 10 (= 100 Hz).

As quatro ondas retangulares são integradas mediante o auxílio

de diferentes combinações RC, produzindo assim as ondas triangulares desejadas. Cada uma desta ondas é passada então por um filtro passa-baixas, o que torna as senóides disponíveis para acionar o circuito adaptador de salvas, através da chave rotativa S4. Outro utilíssimo recurso de nosso gerador é o estágio embutido de "afinação", que fornece uma nota de 440 Hz de grande estabilidade e pureza.

Descrição do circuito

O esquema básico do gerador discreto aparece na figura 2. Veja que o oscilador central de *clock* (IC1) é controlado pelo cristal X1 — cuja frequência de operação pode ser calibrada exatamente em 4,000 MHz por meio do *trimmer* C5. As saídas Q4 e O7 do contador IC1 fornecem, respectivamente, o *clock* de 250 kHz para os divisores das frequências discretas e um *clock* de 31,25 kHz para o circuito afinador.

O sinal de 250 kHz sofre uma divisão por 25 em IC2; isto é feito de uma forma não muito usual, por intermédio de uma função E de três bits (N1), que provoca um *reset* no contador sempre que a saída Q5 assume um nível alto. O sinal de **10 kHz** na saída Q5 tem a forma de uma onda retangular assimétrica, que foi colocada à disposição no ponto de teste TP, além de aplicada às entradas CL K de FF1 e IC5.

Como o biestável divide por 2, uma onda triangular de 5 kHz será obtida após a integração feita por P1 e C1. Já o contador divide por dez e excita a rede integradora formada por P2 e C2, dando origem ao sinal triangular de 1 kHz. Da mesma forma, o biestável FF2 e o contador IC6 foram incluídos para fornecer os sinais de 500 e 100 Hz, respectivamente. Repare que a parte resistiva de cadas um dos quatro filtros integradores pode ser ajustada para se adequar ao período da onda quadrada correspondente. Exemplificando, P1-C1 deve ser calibrado para que forneça um período de 1/5000 = 200 μs. Nesse ponto de ajuste, a amplitude do sinal triangular é exatamente 63% daquela exibida pela onda quadrada aplicada; para calibrar os trimpots, portanto, basta medir a amplitude de pico dos dois sinais.

1

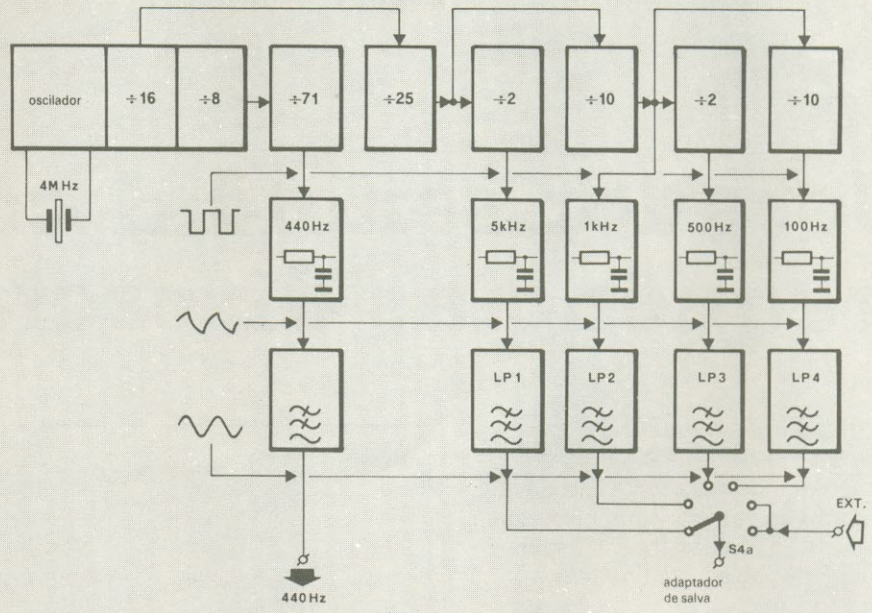


figura 1 — Diagrama de blocos do gerador "discreto".

TABELA 1 — Dados técnicos dos filtros (LP1...LP4)

Tipo de filtro:	Butterworth, passa-baixas: 8º ordem com realimentação múltipla
Freqüências de corte (fc):	5kHz (LP1); 1 kHz (LP2) 500 Hz (LP3); 100 Hz (LP4)
Coeficientes dos filtros:	A1 = 1,9616; A2 = 1,6629; A3 = 1,1111; A4 = 0,3902; B1...B4 = 1
Amplificação global:	$A_t = \prod_{i=1}^{4} A_o = (A_o)^4 = 1\ (F_{test} << f_c)$
Amplificação das seções individuais de filtragem:	$A_o = -1\ (F_{test} << f_c)$

Cálculo dos valores dos componentes em uma seção de filtragem (veja também as listas de componentes relativas à fig. 5):

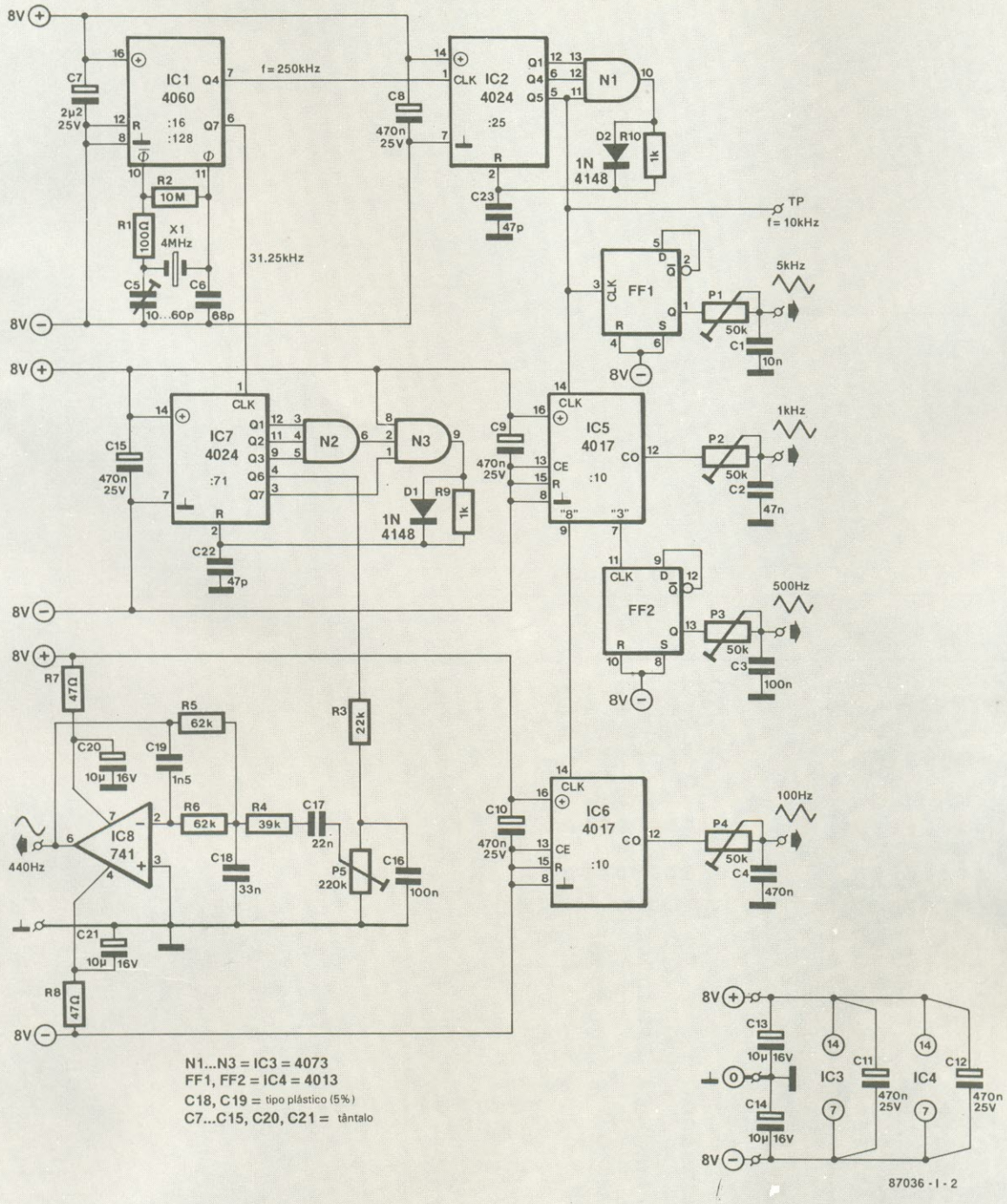
$$R_{1i} = R_{2i} - A_{oi}$$

$$R_{2i} = \frac{A_i C_{2i} - \sqrt{A_i^2 C_{2i}^2 - 4 C_{1i} C_{2i} B_i (1 - A_{oi})}}{4\pi f_c C_{1i} C_{2i}}$$

$$R_{3i} = B_i / (4\pi^2 f_c^2 C_{1i} C_{2i} R_{2i})$$

$$C_{2i} / C_{1i} \geq 4 B_i (1 - A_{oi}) / A_i^2$$

O contador IC7 foi implementado de modo a dividir o sinal de 31,25 kHz por 71, com a ajuda das portas N2 e N3, do tipo E. O sinal desejado é entregue pela saída Q6, para ser então enviado à malha integradora R3-C16. O



N1...N3 = IC3 = 4073
FF1, FF2 = IC4 = 4013
C18, C19 = tipo plástico (5%)
C7...C15, C20, C21 = tântalo

figura 2 — Esquema do gerador senoidal sem os filtros de saída.

trimpot (P5), neste caso, tem a função de ajustar o nível da onda triangular de 440 Hz, antes que ela seja aplicada ao filtro passa-baixas ativo, constituído por IC8 e alguns componentes de apoio. Ele é do tipo Butterworth, com realimentação múltipla, dimensionado para exibir uma frequência de corte de exatamente 440 Hz. Como a saída foi deixada com acoplamento CC, poderá ser necessário um capacitor em série ao excitar um amplificador.

Os filtros passa-baixas

Para converter os quatro sinais triangulares disponíveis em senóides puras, é preciso dispor de igual número de filtros passa-baixas ativos. A figura 3 mostra o esquema básico do filtro Butterworth de 8ª ordem, com quatro seções, empregado em nosso gerador de frequências discretas. Pode-se notar, inclusive, que cada estágio formado por um operacional é idêntico ao filtro de 440 Hz já mencionado. Cada um desses filtros passa-baixas (LP1...LP4) foi dimensionado segundo os cálculos da Tabela 1.

3

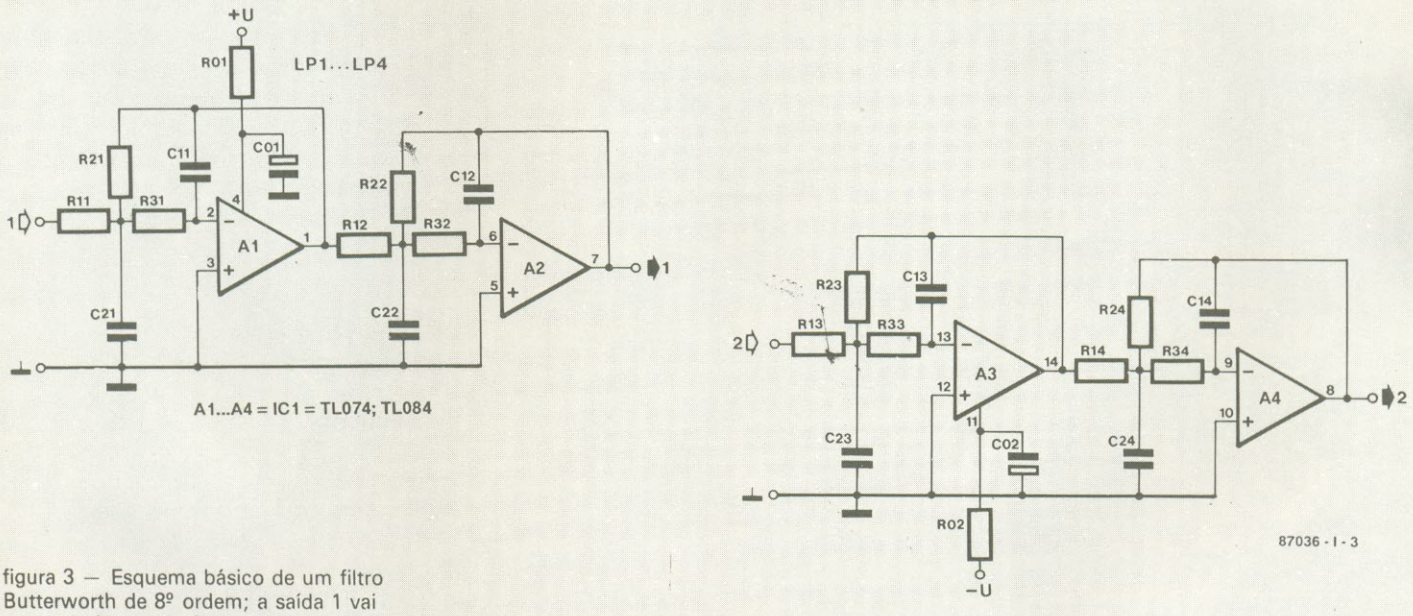
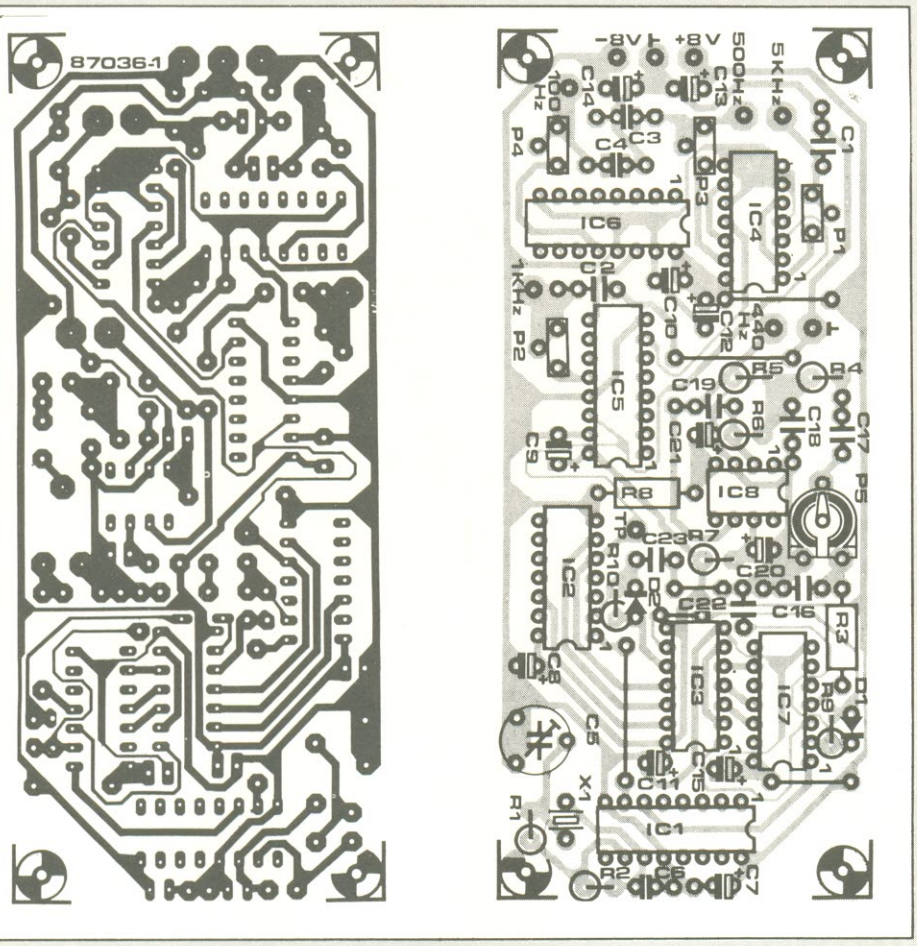


figura 3 — Esquema básico de um filtro Butterworth de 8º ordem; a saída 1 vai acoplada à entrada 2.

4



Lista de componentes (placa principal, fig. 4)

Resistores (5%)
R1- 100
R2- 10 M
R3- 22 k
R4- 39k
R5,R6- 62 k
R7,R8- 47
R9,R10- 1 k
P1...P4- trimpots de 50 k, montagem vertical
P5 — trimpot de 220 k
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1- 10 nF
C2- 47 nF
C3,C16- 100 nF
C4- 470 nF
C5- trimmer de 60 pF
C6- 68 pF
C7-2,2 µF/25 V (tântalo)
C8...C12,C15- 0,47 µF/25 V (tântalo)
C13,C14,C20, C21-10µF/16 V (tântalo)
C17- 22 nF
C18- 33 nF*
C19- 1,5 nF*
C22,C23- 47 pF
* capacitores plásticos de 5%

Semicondutores
D1,D2- 1N4148
IC1- 4060
IC2,IC7- 4024
IC3- 4073
IC4- 4013
IC5,IC6- 4017
IC8- 741

Diversos
X1 — cristal de 4 MHz
Placa nº 87036-1

figura 4 — Placa de circuito impresso destinada ao estágio básico do gerador.

5

Lista de componentes (filtros LP, fig. 5)

LP1

Resistores *
R01,R02- 10
R11,R21-118,7 k (110 k + 9,1 k)
R12,R22- 89,86 k (47 k + 43 k)
R13,R23-138,5 k (130 k + 8,2 k)
R14,R24-22,35 k (22 k + 360)
R31- 82,57 k (82 k)
R32 - 75,37 k (75 k)
R33- 107,6 k (100 k + 7,5 k)
R34-30,23 k (30 k)

* tipos de 1% (ou 5% com os valores mais próximos)

Capacitores**
C01,C02-22µF/16V (tântalo, 20%)
C11,C13- 220 pF
C13- 100 pF
C14- 150 pF
C21- 470 pF
C22,C23-680 pF
C24- 10 nF

** tipos de 5% (ou 10% com os valores mais próximos)

Semicondutor
IC1- TL 074
ou TL 084

LP2

Resistores *
R01,R02- 10
R11,R12-119,5 k (120 k)
R12,R22-63,79 k (62 k + 1,8 k)
R13,R23-69,24 k (68 k + 1,2 k)
R14,R24-50,78 k (51 k)
R31-96,35 k (91 k + 5,1 k)
R32- 56,32 k (56 k)
R33-53,8 k (47 k + 6,8 k)
R34-68,7 k (68 k + 680)

* tipos de 1% (ou 5% com os valores mais próximos)

Capacitores**
C01,C02-22µF/16V (tântalo, 20%)
C11,C13- 1 nF
C12- 1,5 nF
C14- 330 pF
C21- 2,2 nF
C22- 6,8 nF
C24- 22 nF

**tipos de 5% (ou 10% com os valores mais próximos)

Semicondutor
IC1- TL 074
ou TL 084

LP3

Resistores*
R01,R02- 10
R11,R12-118,7 k (110 k + 9,1 k)
R12,R22-127,6 k (120 k + 7,5 k)
R13,R23-138,5 k (130 k + 8,2 k)
R14,R24-46,6 k (47 k)
R31- 82,57 k(82 k)
R32-112,6 k (110 k + 2,7 k)
R33- 107,6 k (100 k + 7,5 k)
R34-68,02 k (68 k)

* tipos de 1% (ou 5% com os valores mais próximos

Capacitores**
C01,C02-22µF/16V (tântalo, 20%)
C11, 2,2 nF
C12- 1,5 nF
C13- 1 nF
C14- 680 pF
C21,C22- 4,7 nF
C23- 6,8 nF
C24- 47 nF

** tipos de 5% (ou 10% com os valores mais próximos)

Semicondutores
IC1- TL 074
ou TL 084

LP4

Resistores*
R01,R02- 10
R11,R12-119,5 k (120 k)
R12,R22-63,79 k (62 k + 1,8 k)
R13, R23 -97,53k) (91 k + 6,8 k)
R14,R24-50,78 k (51 k)
R31- 96,35 k (91 k + 5,1 k)
R32- 56,32 k (56 k)
R33- 81,26 k (82 k)
R34- 68,7 k (68k + 680)

* tipos de 1% (ou 5% com os valores mais próximos)

Capacitores**
C01,C02-22µF/16V (tântalo, 20%)
C11- 10 nF
C12- 15 nF
C13- 6,8 nF
C14- 3,3 nF
C21- 22 nF
C2,C23- 47 nF
C24- 220 nF

**tipos de 5% (ou 10% com os valores mais próximos)

Semicondutor
IC1- TL 074
ou TL 084

Nota: cada um dos filtros é montado sobre uma placa nº 87036-2

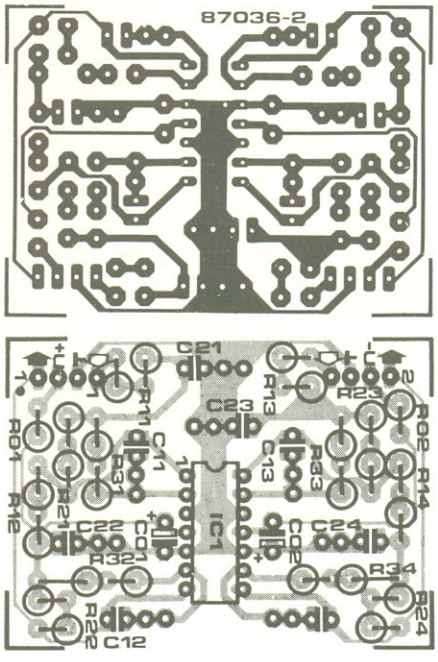


figura 5 — Cada um dos filtros ativos deve ser montado em uma placa como esta.

Os capacitores das seções filtrantes foram tomados como ponto de partida para o cálculo dos resistores de precisão, que permitiram a obtenção das frequências de corte corretas. Isto porque é mais fácil encontrar resistores de alta estabilidade (1%) do que capacitores de precisão. Além disso, pode-se fazer aproximações razoáveis aos valores teóricos dos resistores utilizando componentes de filme metálico combinados em série, como sugere a lista de componentes dos filtros passa-baixas.

Montagem

Nas figuras 4 e 5 estão representadas as placas de circuito impresso referentes ao gerador principal e a uma das quatro seções de filtragem, vistas pelos dois lados, em tamanho natural. A montagem das várias peças não deve apresentar dificuldades, estando à mão as relações de componentes e o desenho das placas; convém apenas providenciar para que os filtros recebam os componentes corretos. Além disso, não custa assinalar as placas de filtragem com as designações LP1, LP2, LP3 e LP4, para evitar que sejam acopladas às saídas erradas da placa principal.

De resto, faltou apenas falar do eterno problema com que nos deparamos aqui no Brasil: a escassez de componentes. Neste caso específico, os elementos críticos são os resistores de 1%, que apesar de serem produzidos normalmente por aqui, dificilmente são encontrados para venda no varejo. Apesar dessa dificuldade, não quisemos deixar de publicar o gerador de frequências discretas, para não tirar a oportunidade daqueles montadores que têm condições de obter esses componentes, seja através da empresa onde trabalham, seja por encomenda a lojistas amigos. Sabemos, também, que um bom hobista não se aperta em casos como esse: adota resistores de 5% (como está sugerido na relação de componentes) ou substitui os resistores fixos por trimpots, que podem ser "travados" com cera ou lacre após terem sido calibrados com um bom ohmímetro digital.

E por enquanto é só. Na próxima edição concluiremos a confecção do gerador, apresentando o adaptador para salvas e a montagem final do instrumento. Alé lá.

A crise do petróleo deflagrada nos anos 70 colaborou para acelerar as pesquisas de aproveitamento do Sol como mais uma fonte de energia. Pelo fato dessa energia ser limpa e renovável, o interesse avivou-se ainda mais nesta década — em parte pela crescente preocupação com as centrais nucleares e com a poluição causada pelas usinas termoelétricas, que funcionam queimando óleo e carvão

A alternativa da energia solar

O Sol converte 600 milhões de toneladas de hidrogênio em hélio a cada segundo, através da fusão nuclear — um processo que libera energia suficiente para suprir todas as nossas necessidades por um milhão de anos. Infelizmente, apenas uma porcentagem mínima dessa energia alcança nosso planeta, uma dedução óbvia quando se sabe que o Sol irradia por igual em todas as direções.

Considerando que a distância média da Terra até a nossa estrela situa-se em torno dos 150 milhões de quilômetros, essa energia (sob a forma de radiação eletromagnética) leva cerca de 8 minutos para chegar até nós. Nesse meio tempo, a energia total irradiada pelo Sol espalha-se por todo o volume de uma esfera imaginária com área externa de 3×10^{17} km2. Como a área superficial máxima da Terra que pode ser "iluminada" de uma só vez não passa de 113×10^{6} km2, concluiu-se que somente uma parte equivalente a 0,4 bilionésimo do total irradiado nos alcança; o restante perde-se no universo.

A parcela de energia solar que nos cabe pode ser convertida em calor ou eletricidade de várias formas, mas principalmente através de coletores solares, geradores MHD (magneto-hidrodinâmicos) e células fotovaltaicas (mais conhecidas como "células solares"). O principal empecilho ao uso generalizado desses sistemas baseados em energia solar é o seu custo elevado, produzindo um quilowatt várias vezes mais caro que o gerado por meios convencionais. Em contrapartida, suas vantagens não são nada desprezíveis:

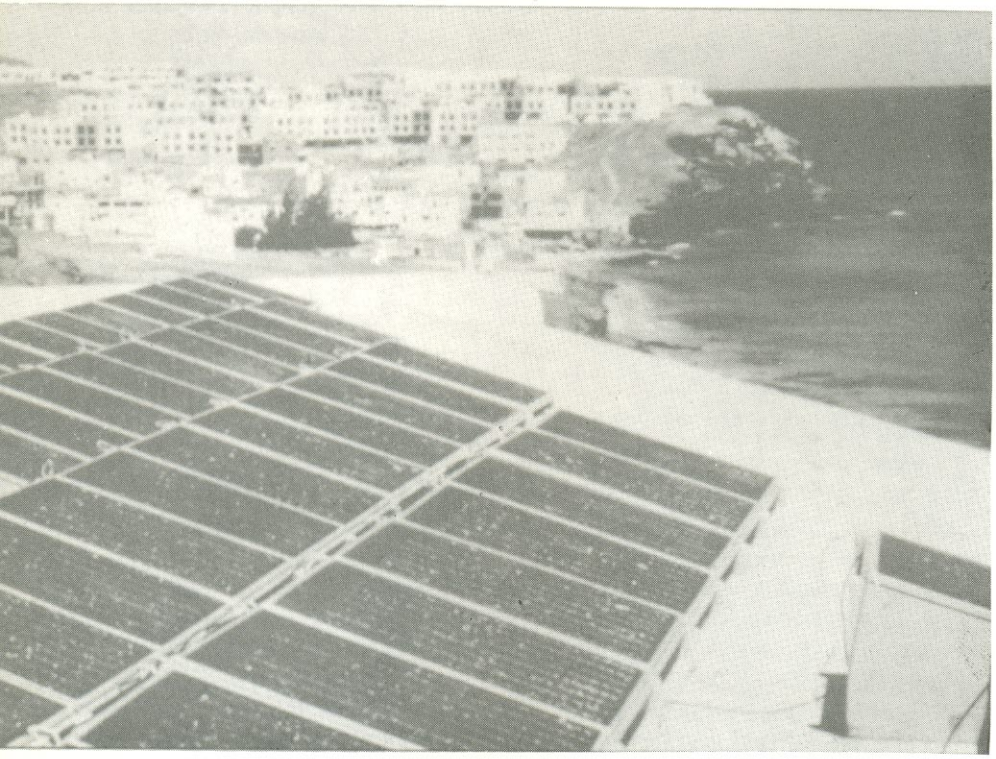
— O fornecimento da energia solar é inesgotável e gratuito.

— A eletricidade pode ser gerada no próprio local onde é necessária, de forma direta ou indireta, o que em muitos casos permite dispensar sistemas de distribuição de energia.

— As "centrais" de energia solar raramente possuem partes móveis, o que tende a simplificar tremendamente a manutenção; além disso, permite uma operação sem vistorias periódicas, como é o caso dos satélites artificiais.

— A energia obtida desse modo não deixa resíduos sólidos ou gasosos; é uma energia limpa.

Assim sendo, embora os custos da eletricidade gerada a partir da energia solar ainda sejam elevados, retardando a adoção em grande escala desses sistemas, espera-se que os preços caiam drasticamente dentro dos próximos 10 ou 15 anos.



Coletores solares

São dispositivos que permitem converter a energia solar diretamente em calor, de uma forma simples e engenhosa. Dividem-se em três tipos distintos: planos, côncavos e heliostatos; o primeiro tem a vantagem de operar com luz difusa, enquanto os outros dois só trabalham com luz direta.

Todos os coletores solares operam segundo o mesmo princípio básico: a luz do Sol incide sobre uma superfície enegrecida e vai aquecer o material colocado logo abaixo da mesma.

Esse "material" costuma ser água, mas existem também aquecedores de ar trabalhando por esse princípio (veja a figura 1). Para proteger os coletores contra manchas e os efeitos atmosféricos, els são normalmente recobertos por chapas de material plástico transparente.

Os coletores do tipo côncavo (ou parabólico) são capazes de produzir temperaturas de até 4000ºC e têm um aspecto semelhante ao das antenas receptoras de sinais via satélite. Quanto aos heliostatos, utilizam espelhos planos ou côncavos que podem ser deslocados (atualmente sob o controle de computadores), a fim de acompanhar o movimento do Sol (veja a figura 2). Eles chegam a atingir eficiências da ordem de 30%.

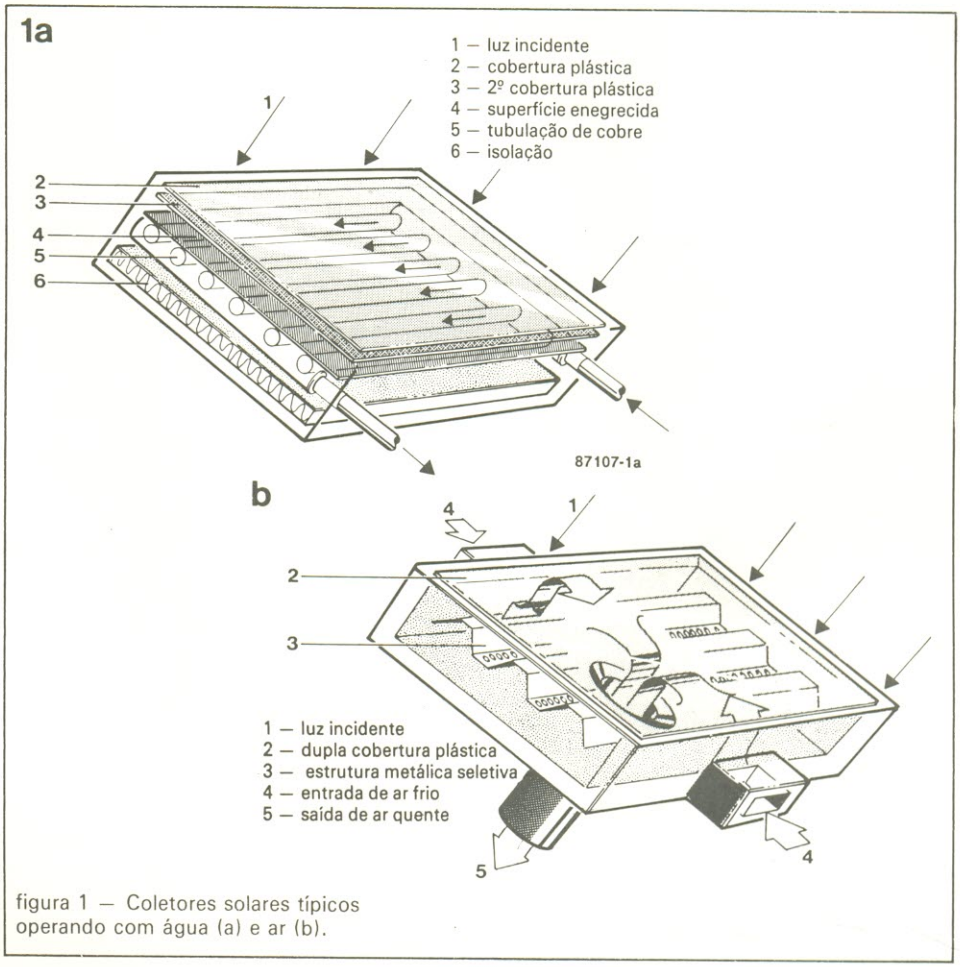
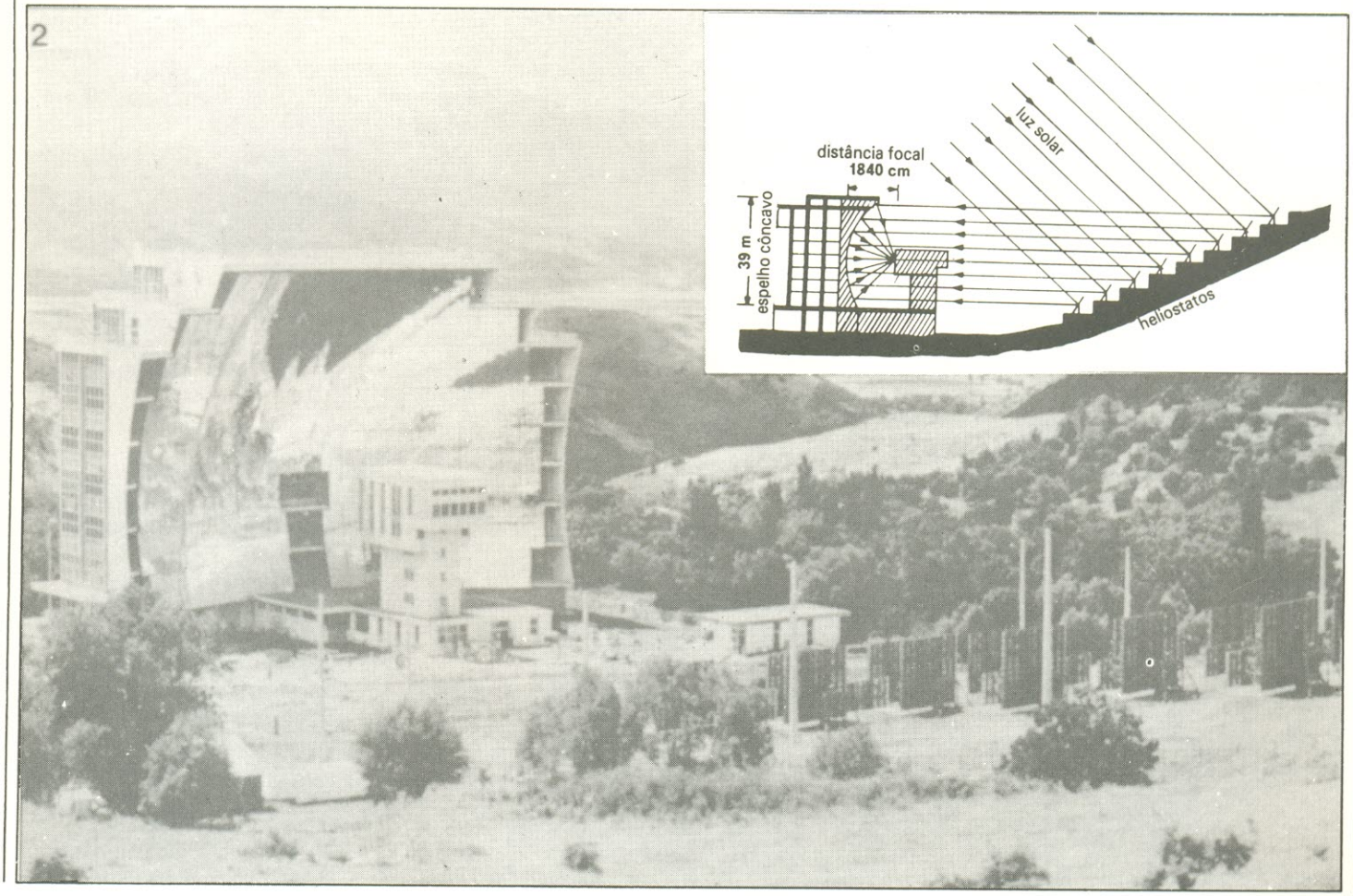


figura 1 — Coletores solares típicos operando com água (a) e ar (b).

figura 2 — A imensa fornalha solar de Odeillo, nos Pirineus franceses. Ela emprega uma grande quantidade de heliostatos, que provocam a deflexão da luz solar sobre um grande espelho côncavo. A superfície total ocupada pelos heliostatos é de 2000 m², ao passo que o espelho possui 39 metros de altura e 54 de largura; sua distância focal é de 18,4 metros.



Os coletores solares como um todo exibem geralmente bons níveis de eficiência e estão ficando cada vez mais baratos. Isto vale especialmente para o caso dos modelos planos, que podem ser vistos com mais e mais freqüência nos telhados de casas particulares e instalações industriais (figura 3).

Na figura 4 podemos ver uma aplicação experimental de grande porte dos coletores solares. Consiste de uma torre com cerca de 300 metros de altura, ao redor da qual inúmeros heliostatos planos ou parabólicos são agrupados em círculos. Os espelhos fazem a luz do Sol convergir para o alto da torre, onde está situado um grande coletor solar. A energia assim concentrada é então convertida em calor, que é usado para acionar uma grande turbina.

Geradores MHD

Os geradores magneto-hidro-dinâmicos possibilitam transformar o calor diretamente em eletricidade, como se pode observar pela representação simplificada da figura 5. A energia térmica é obtida pelo aquecimento de um gás a 2500ºC, através de um grande coletor solar côncavo. Ao atingir essa temperatura, o gás sofre uma ionização e suas moléculas são aceleradas a mais de 300 m/s; ele é obrigado a passar então por um campo magnético, que separa elétrons e íons e produz uma corrente elétrica.

Esse tipo de gerador encontra-se ainda nos primeiros estágios de desenvolvimento, se bem que existam grandes protótipos em operação nos E.U.A. e na URSS. O principal problema continua sendo justamente o aquecimento do gás até as temperaturas necessárias; os protótipos testados demonstram funcionar bem, no entanto, e com eficiências de até 55%.

Células solares

São os dispositivos mais promissores entre todos os geradores à base de luz solar. Permitem também uma conversão direta, mas não em calor, como os coletores, e sim em eletricidade.

3

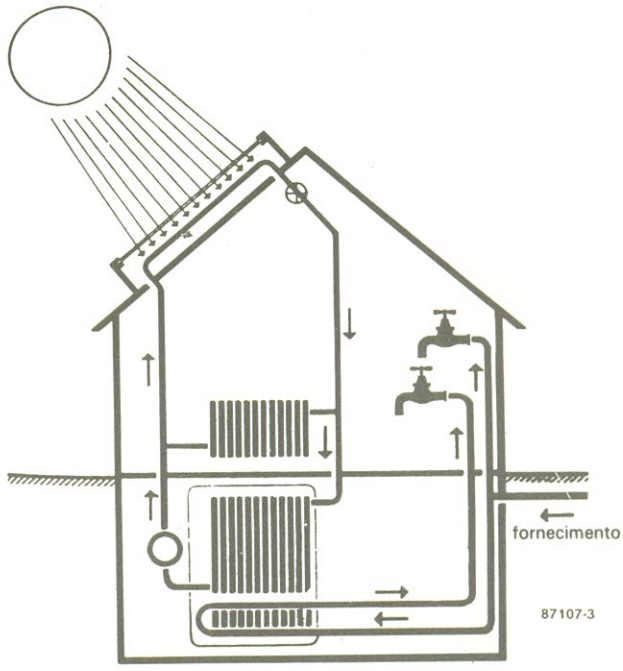


figura 3 — Coletores solares planos, instalados no telhado de uma casa particular.

4

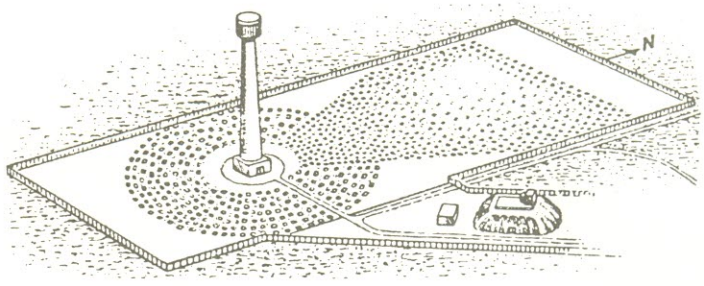


figura 4 — A torre solar de Albuquerque, nos E.U.A., que só é considerada economicamente viável onde se necessita elevados níveis de potência.

5

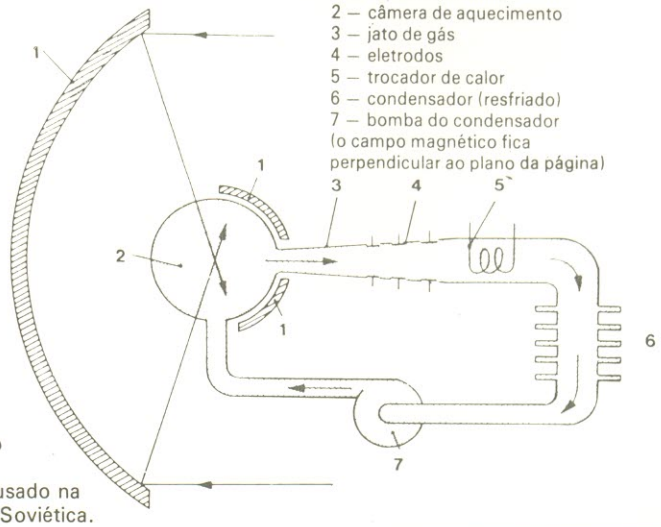


figura 5 — Representação esquemática do gerador magneto-hidro-dinâmico usado na instalação UO2 da União Soviética.

Antes de examinar os fundamentos de sua operação, vejamos quais são os principais tipos existentes:

— Silício cristalino (Si): é o material utilizado na grande maioria das células atuais, cuja estrutura básica aparece na figura 6; seu princípio de operação será analisado mais adiante.

— Silício amorfo (a-Si): segundo vários pesquisadores, pode ser o material de todas as futuras células solares, já que seus custos de produção correspondem a uma fração, apenas, do tipo cristalino.

O silício amorfo pode se obtido de várias formas, tal como pirólise, *sputtering* e descarga por alta freqüência. Esta última técnica é a mais utilizada hoje em dia e consiste em se manter um substrato a uma temperatura de 300ºC, dentro de um recipiente com uma pressão aproximada de 5 torr. Certos compostos híbridos de silício, tais como SiH_4, Si_2H_6 ou SiF_4, são então introduzidos no recipiente. Com a aplicação de uma tensão de alta freqüência, começa a haver um acúmulo de silício amorfo sobre o substrato. A dopagem do material é efetuada pelo acréscimo de híbridos de fósforo (PH_3, por exemplo) para o tipo N ou de boro (tal como B_2H_6 para o tipo P.

— Sulfeto de cobre-sulfeto de cádmio (Cu_2SCdS): é um semicondutor com características bastante promissoras, tanto que continua merecendo bons investimentos em pesquisas. A julgar pelo desempenho dos protótipos, é certo que deverá apresentar eficiências e potências elevadas.

— Arsenieto de gálio (GaAs): embora apresente uma eficiência das mais elevadas, este material é de produção dispendiosa. Por outro lado, pelo fato de possuir uma resposta luz-potência não linear, torna-se particularmente interessante no uso combinado com coletores solares côncavos. Ademais, se comparado ao silício cristalino, o GaAs dissipa menos calor e exige menos resfriamento (ou seja, dissipadores de menor tamanho).

— Cádmio-Selênio (CdSe). pouca coisa sabemos sobre este material, já que ele ainda se encontra no estágio de desenvolvimento.

TABEL A 1 — Desempenho das várias células solares

tipo de célula	eficiência de conversão (%)	custos
SILÍCIO		
— monocristalino	12	relativamente elevados
— policristalino	15	elevados
— amorfo	8/10	bastante baixos
Sulfeto de cobre — Sulfeto de cádmio	7/9	elevados
Arsenieto de gálio	21	bastante elevados
Cádmio — Selênio	6/7	desconhecidos

6

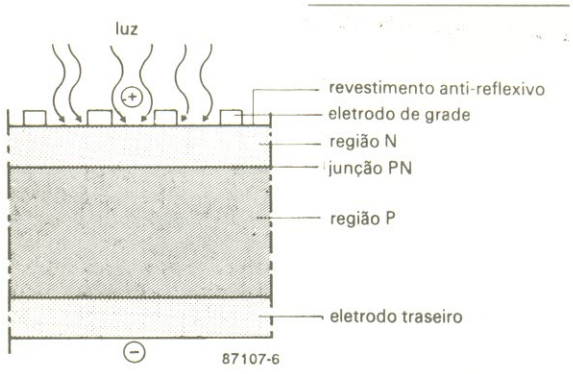


figura 6 — Estrutura básica de uma célula solar de silício.

7

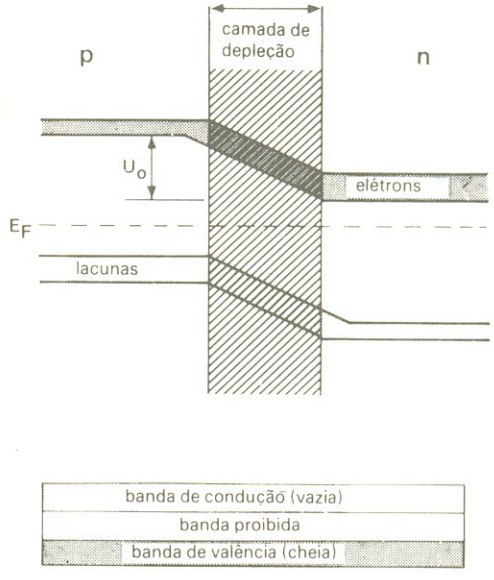


figura 7 — Diagrama de níveis de energia (simplificado) em um semicondutor.

A Tabela 1 faz uma comparação resumida entre esses vários tipos de células solares. Vários outros materiais estão sendo investigados por laboratórios de todo o mundo, mas parece pouco provável que encontram aplicações comerciais ainda neste século.

Operação de uma célula solar

O comportamento de todo semicondutor vai depender da natureza dos átomos que o compõem e da forma como esses átomos são agrupados. Em outras palavras, é uma função da estrutura atômica, assim como da estrutura cristalina do semicondutor.

Os átomos são constituídos por núcleos positivamente carregados e envoltos por elétrons de carga negativa, que ficam dispostos em órbitas discretas (ou "camadas"). Os elétrons só podem girar em órbitas estáveis, próximas do núcleo, apenas em certos valores discretos de energia, denominados **níveis de energia do átomo**. As energias permitidas aos elétrons, dentro de um átomo, estão representadas por linhas horizontais no diagrama de níveis da figura 7. Repare que não mais que dois elétrons podem ocupar o mesmo nível; como conseqüência, os elétrons tendem a ocupar primeiro os menores níveis de energia.

Como os átomos de um semicondutor ficam bem próximos uns dos outros, existem muitos níveis de energia associados a cada núcleo (devido à interação existente entre os átomos). Como resultado, o diagrama de níveis do material converte-se em um diagrama de bandas de energia (onde cada banda contém inúmeros níveis).

A menor das bandas de energia é conhecida por **banda de valência**; ela é totalmente preenchida de elétrons, já que existe um elétron para cada um dos níveis de energia contidos na banda. A maior das bandas, ao contrário, fica virtualmente isenta de elétrons, sendo denominada **banda de condução**. Existe também uma pequena banda proibida entre as bandas de valência e condução; e, devido à energia térmica do semicondutor em temperatura ambiente, alguns elétrons conseguem ultrapassar a banda proibida, em direção à banda de condução. O nível de energia vago resultante, na banda de valência, é chamado de **lacuna**.

8

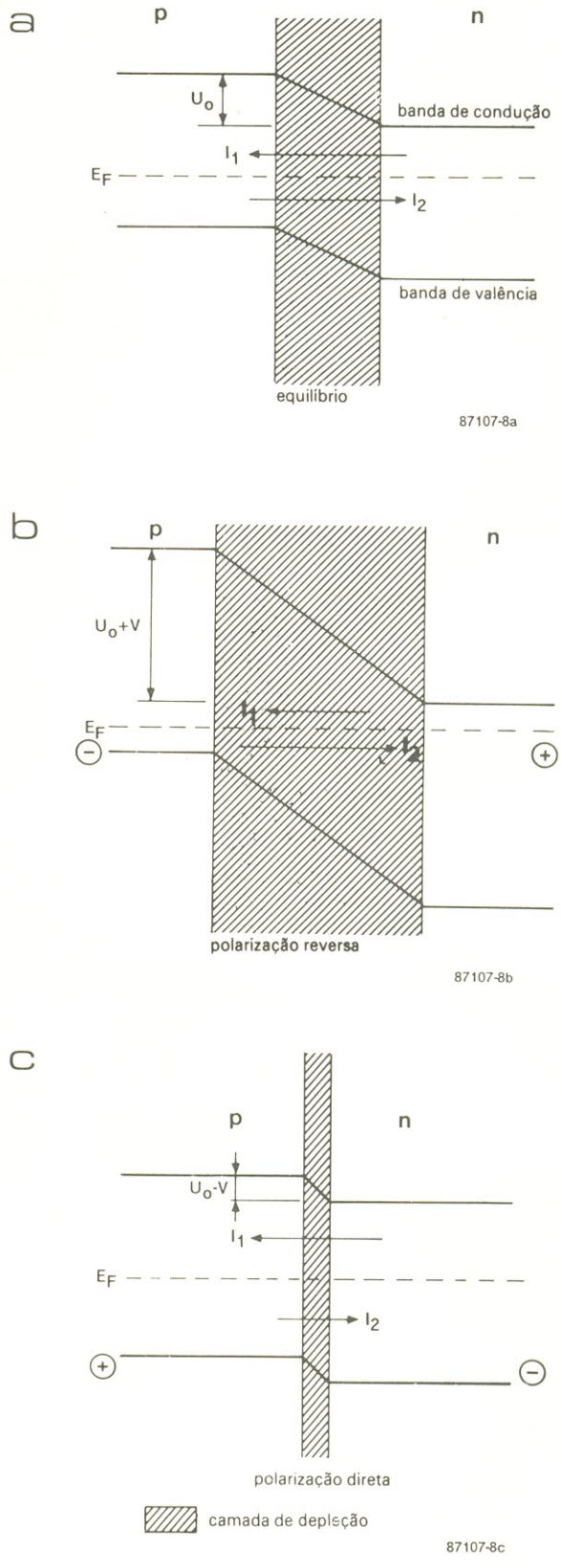


figura 8 — Diagramas de bandas de energia em uma junção PN de silício, sob diferentes condições de polarização. A corrente resultante pela junção vai depender da intensidade do campo interno, o qual é aumentado com a polarização reversa (b) e reduzido com a direta (c).

A corrente total produzida pelos elétrons em uma banda de valência preenchida equivale a

$$j = nev = e\Sigma_{i=1}^{n} V_i = 0 \qquad [1]$$

onde "j" é a densidade de corrente, "n" a densidade de elétrons, "e" a carga de um elétron e "v" a velocidade média dos elétrons na banda de valência.

Caso o "k-ésimo" elétron passe para a banda de codução, vamos ter:

$$e\Sigma_{i=1,i\neq k}^{n} V_i = -evk \qquad [2]$$

Vê-se, portanto, que o local vago (ou lacuna) na banda de valência pode ser considerado como um portador positivamente carregado, totalmente análogo ao "k-ésimo" elétron de carga negativa. Além disso, a velocidade da lacuna é equivalente à de um elétron no mesmo nível de energia.

Na temperatura de zero absoluto, todos os elétrons ocupam os níveis inferiores de energia, a banda de valência fica preenchida ao máximo e nenhum dos níveis superiores é ocupado. Essa condição de energia máxima é conhecida como nível de Fermi (E_F), que é aproximadamente constante com a temperatura. No caso da temperatura ambiente, os elétrons de um semicondutor ficam distribuídos entre as bandas de valência e condução, e o nível de Fermi está situado na banda proibida.

Sabendo que o nível de Fermi é constante por todo o silício, as bandas de energia nas junções resultam distorcidas (figura 8), o que provoca o aparecimento de um campo elétrico sobre a junção; é o chamado ***campo interno.***

Sempre que uma junção PN de silício encontra-se em equilíbrio (fig. 8a), sem polarização, a corrente I1 provocada pelos elétrons que provêm da região N é igual à corrente I2, resultado dos elétrons que deixam o lado P. Aplicando-se uma tensão positiva a essa junção (fig. 8b), o campo interno aumenta em intensidade; o número de elétrons liberados pela região N é bem menor agora, pois somente alguns deles têm a energia necessária para vencer o campo interno. Entretanto, aqueles que se

9

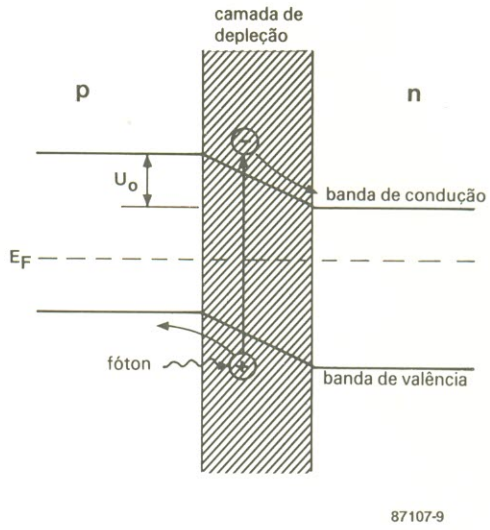


figura 9 — Efeito fotovoltaico em uma junção PN sem polarização.

10

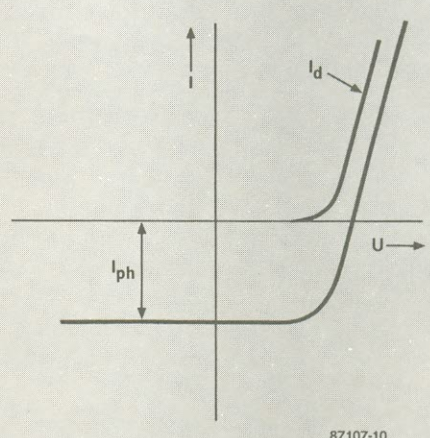


figura 10 — Característica corrente-tensão de uma célula solar de silício.

11

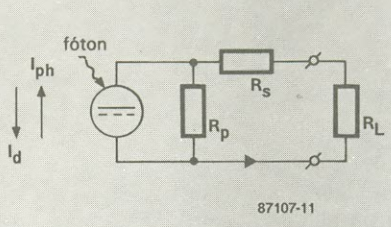


figura 11 — Circuito básico de uma célula solar iluminada e ligada à carga.

deslocam da região P para a N não são afetados em número, já que esses elétrons não encontram campo algum como obstáculo.

Existe, portanto, uma corrente resultante, porém limitada pela pequena quantidade de elétrons existentes na região P. Se a polaridade da tensão aplicada for invertida (fig. 8c), o campo interno sofrerá uma redução e I1 aumentará, devido ao grande número de elétrons presentes na região N. Como anteriormente, a corrente I2 formada pela região P não será afetada, fazendo com que a corrente resultante seja elevada, correspondendo ao sentido "direto".

Essa corrente global (I), sob condições de polarização direta, é dada pela seguinte expressão exponencial:

$$I = Io\,[\exp(eV/nkT)-1] \qquad (3)$$

onde Io é a corrente reversa de saturação, "e" a carga do elétron, "V" a tensão aplicada, "n" um fator entre 1 e 2 (representando o desvio em relação às características do diodo ideal), "k" a constante de Boltzman e "T" a temperatura absoluta.

Em uma célula solar de silício, na ausência de luz incidente, a expressão da corrente resultante é idêntica à da corrente I, na fórmula (3). Mas assim que a célula é iluminada, uma corrente fotoelétrica começa a fluir como corrente reversa da junção, sendo proporcional a intensidade da iluminação.

Com base na figura 11, vê-se que a corrente resultante I é dada por

$$I = -I_{ph} + I_d$$
$$I = -I_{ph} + I_o\,[\exp(eV/nkT) - 1)] \qquad (4)$$

Onde I_{ph} é a corrente sob iluminação e I_d, a corrente no escuro. A tensão U_L sobre a carga e a corrente I_L que flui por ela produzem uma potência da saída P_o equivalente a $U_L I_L$ ou $I^2_L R_L$ — que é o resultado final da luz que atinge a célula.

A figura 12, por fim, demonstra que a sensibilidade de uma célula solar de silício atinge seu valor máximo em um comprimento de onda aproximado de 0,8 μm — ou seja, no extremo inferior do espectro visível, quase na região do infravermelho.

12

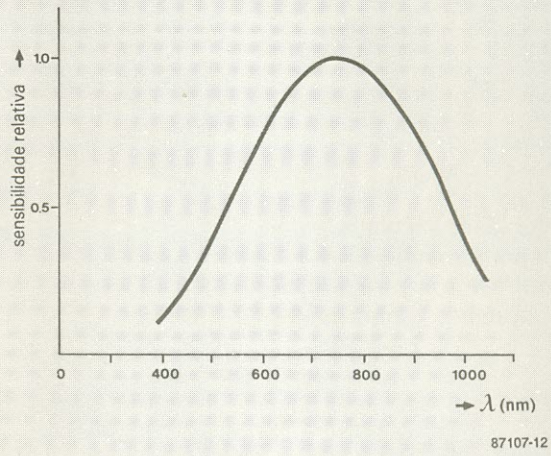


figura 12 — Resposta espectral de uma célula solar típica de silício.

Referências

— *Physics of atoms and molecules* — B. H. Bransden e C. J. Joachain.
— *Quantum physics of atoms, molecules, solids, nuclei and particles* — Robert Eisberg e Robert Resnick.
— *Die Technik der Solarzelle* — Diaz Santanilla.

Com este controle de tonalidade, o Prelúdio entra na fase final de montagem. Embora não seja essencial, pode mostrar-se de grande utilidade em certos casos, graças aos pontos de transição comutáveis, entre outros recursos

Prelúdio - a última palavra em pré-amplificador

3ª parte

Existe, antes de mais nada, uma questão que merece explicação: por quê o Prelúdio ganhou um controle de tonalidade ? Afinal de contas, no primeiro artigo da série afirmamos que os projetistas tinham feito tudo para manter o sinal "processado" tão puro quanto possível, com o mínimo de interferências externas. Não seria então um contra-senso incluir um controle que altera as características originais do sinal ?

Nem tanto. O controle de tonalidade seria realmente supérfluo se tudo corresse às mil maravilhas entre a fonte de sinal e os alto-falantes. Sabemos, no entanto, que na vida real não é bem assim e que frequentemente surge a necessidade de efetuar correções sutis na resposta em frequência. Basta considerar, por exemplo, o caso de velhas gravações, em discos de 20 ou 30 anos atrás; elas sempre deixam algo a desejar em termos de qualidade, que poderia ser corrigido com o auxílio de um controle de tonalidade. É óbvio que não temos nada a argumentar contra os modernos discos compactos a laser.

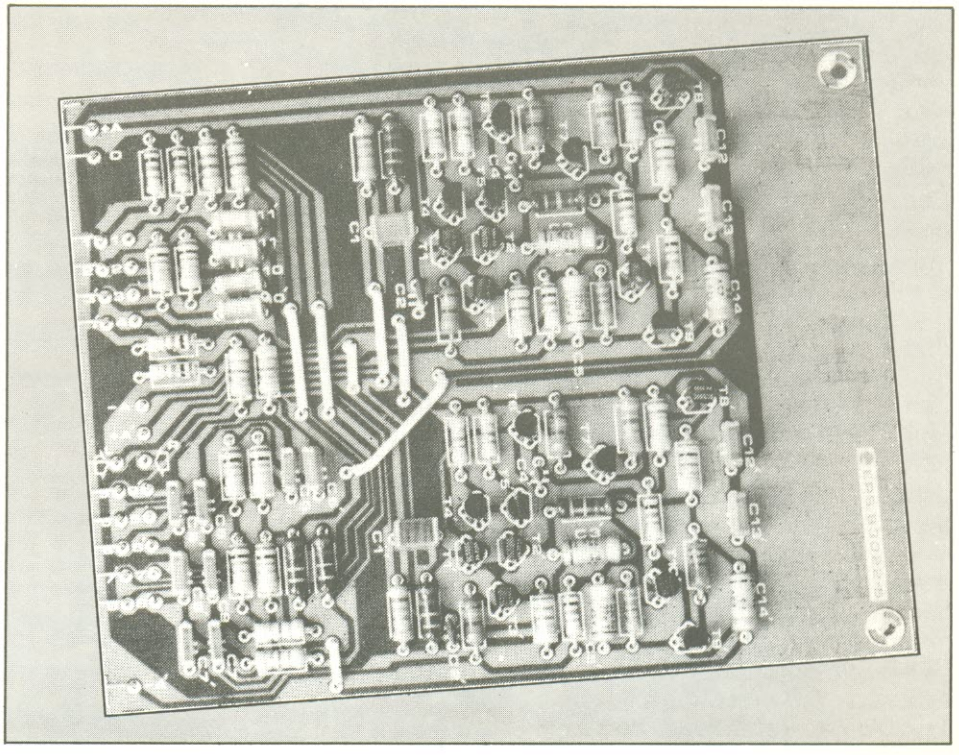
Outro ponto a favor dos controles de tonalidade torna-se evidente quando se considera o velho tópico "caixas acústicas x ambiente". Está seguramente comprovado, hoje em dia, que a acústica do ambiente de audição influi de forma significativa sobre as caixas utilizadas. As eventuais inadequações podem ser compensadas pelo uso criterioso de um bom controle de tonalidade. Além disso, dentro de certos limites pode-se dar uma "mãozinha" a alto-falantes de qualidade mediana.

Outro fator incontestável é a diferença de acuidade auditiva de um ouvinte para outro, sem falar na grande diversidade de gosto pessoal; não é pequena a quantidade de "curtidores" do áudio que apreciam um bom reforço nos graves, por exemplo. Analisando todos esses fatores, os projetistas chegaram à conclusão de que um controle de tonalidade não era incompatível com o Prelúdio — especialmente se fossem acrescentados alguns recursos inéditos, tais como dois pontos de transição comutáveis, tanto nas baixas como nas altas frequências, e a chave *tone defeat,* que faz o sinal "contornar" a etapa de controle de tonalidade.

O circuito em detalhes

O esquema completo do controle de tonalidade está representado na figura 1. Como se vê, ele adota o mesmo conceito já aplicado no amplificador de linha (Elektor nº 20) e que será usado também no amplificador para fones, no próximo número. A descrição detalhada da seção amplificadora, portanto, pode ser encontrada no próprio artigo do amplificador de linha.

Em poucas palavras, porém, podemos dizer que o sinal de entrada é aplicado a T1, que forma um amplificador diferencial juntamente com T2, associado ainda a um espelho de corrente (T4 e T5) ligado aos seus



coletores. O sinal passa então ao estágio de saída, composto por T8/T9, através de um par darlington formado por T6 e T7; essa configuração proporciona um ganho considerável. O fornecimento de corrente para o amplificador diferencial é providenciado por T3, enquanto T10 cuida do par darlington (e também do estágio final, portanto). Esses dois transistores estão atuando como fontes de corrente. O sinal de entrada é aplicado na base de T1, ao passo que a realimentação volta para a base de T2; parte da rede controladora de tom está incluída no laço de realimentação.

Precisamos agora abrir um pequeno parêntese nesta análise, porque o controle de tonalidade difere um pouco das concepções tradicionais esperadas. Entre estas, a mais comumente encontrada em controles de tom é a do tipo **Baxandall** — constituída por um circuito ativo que aproveita o laço de realimentação dos amplificadores. Seu princípio de operação está ilustrado na figura 2a: um potenciômetro dependente da frequência (P) compõe o laço de realimentação do amplificador, com o sinal de entrada presente em uma extremidade e o de saída, na outra extremidade.

Se tomarmos a impedância do lado esquerdo do potenciômetro como Z1 e a do lado direito como Z2, o ganho será dado por Z2/Z1. Isto quer dizer que os sinais de entrada e saída terão o mesmo valor sempre que o cursor do potenciômetro estiver em sua posição central. Consequentemente, ao se girar P no sentido horário, Z1 vai sofrer um aumento com a mesma magnitude da redução em Z2; dependendo da característica (indutiva ou capacitiva) de P, determinadas partes do espectro de frequência serão mais amplificadas que outras. Por outro lado, se o potenciômetro for girado no sentido oposto, o fator de amplificação será reduzido.

O controle global de tonalidade deve apresentar uma impedância bastante baixa, a fim de evitar problemas de ruído. O processo Baxandall, portanto, exige um estágio *buffer* de entrada — que sendo de boa qualidade, como em

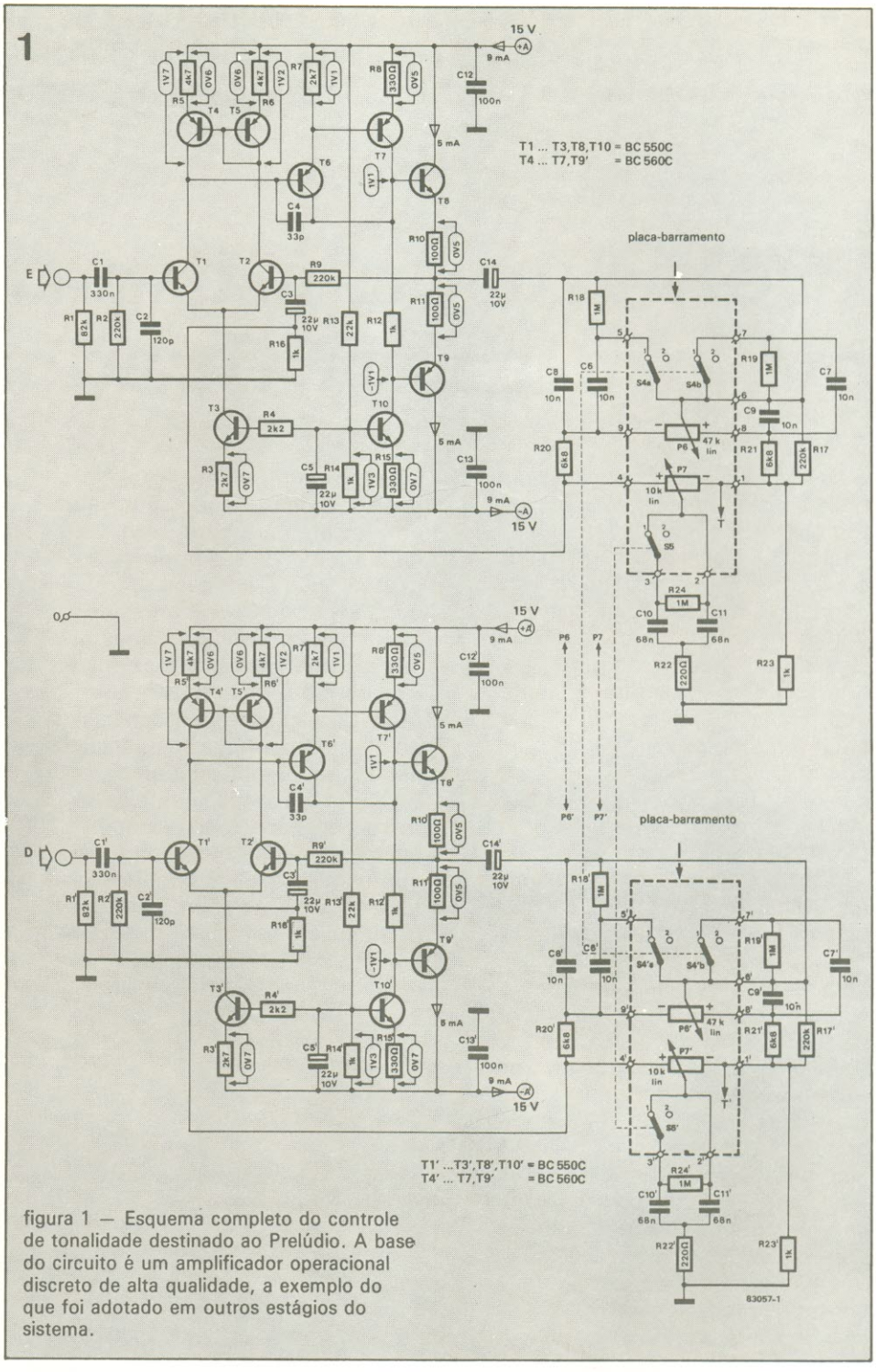


figura 1 — Esquema completo do controle de tonalidade destinado ao Prelúdio. A base do circuito é um amplificador operacional discreto de alta qualidade, a exemplo do que foi adotado em outros estágios do sistema.

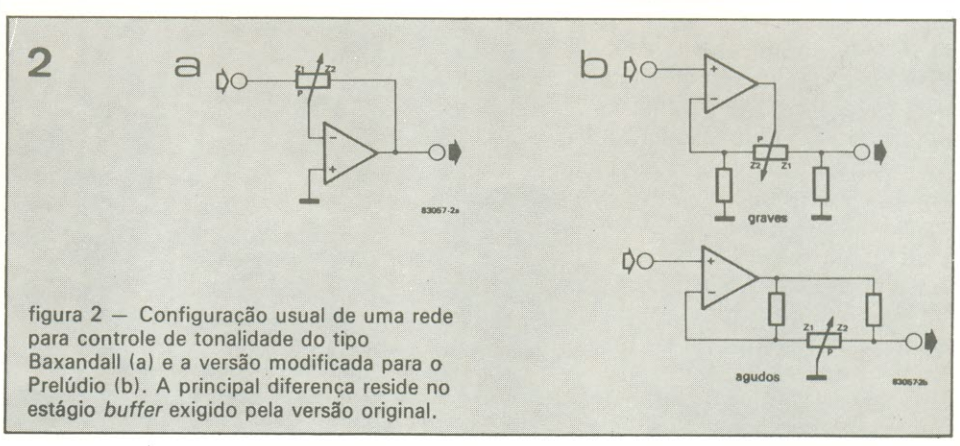


figura 2 — Configuração usual de uma rede para controle de tonalidade do tipo Baxandall (a) e a versão modificada para o Prelúdio (b). A principal diferença reside no estágio *buffer* exigido pela versão original.

4

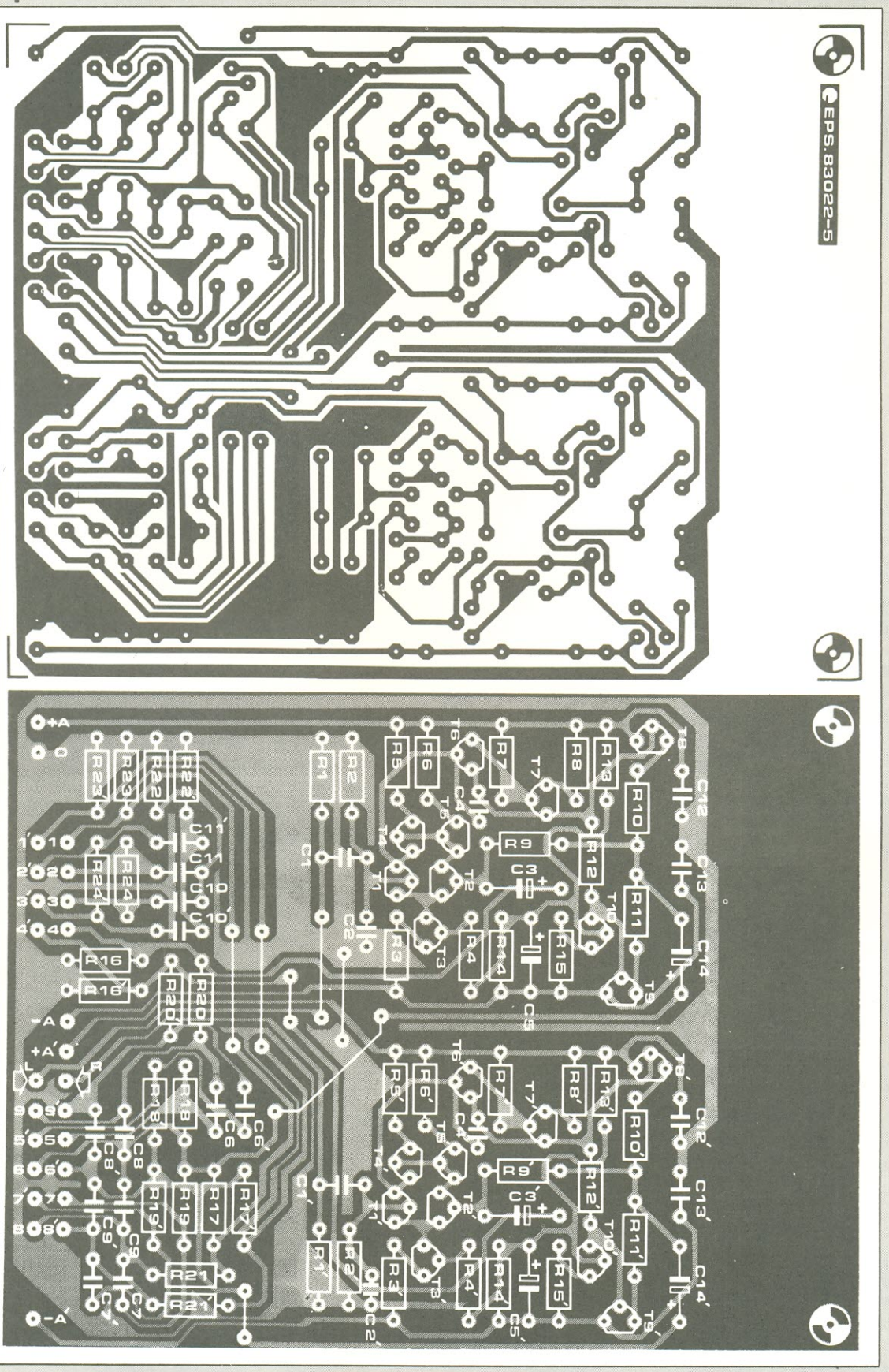


figura 4 — Placa de circuito impresso do estágio de controle de tonalidade. Note que existem duas sequências de pontos que devem ser ligados à placa-barramento através de pequenas pontes de fio.

Lista de componentes

Resistores
R1,R1'- 82 k
R2,R2',R9,R9',
R17,R17'- 220 k
R3,R3',R7,R7'-
2,7 k
R4,R4',- 2,2 k
R5,R5',R6,R6'-
4,7 k
R8,R8',R15,
R15'- 330
R10,R10',R11,
R11'- 100
R12,R12',R14,
R14',R16,R16',
R23,R23'- 1 k
R13,R13'- 22 k
R18,R18',R19,
R19',R24,R24'-1 M
R20,R20',R21,
R21'- 6,8 k
R22,R22'- 220
P6,P6'- pot.
estéro de
50 ou 47 k
(linear)
P7,P7'- pot.
estéreo de 10 k
(linear)
Todos os
valores em ohms

Capacitores
C1,C1'- 330 nF
C2,C2'- 120 pF
C3,C3',C5,C5',
C14,C14'-
22 µF/10 V
C4,C4'- 33 pF
C6...C9,
C6'...C9'-10 nF
C10,C10',C11,
C11'- 68 nF
C12,C12',C13,
C13'- 100 nF

Semicondutores
T1,T1',T2,T2',
T3,T3',T8,T8',
T10,T10'-BC550C
T4...T7,
T4'...T7',
T9,T9'-BC560C

Diversos
S4- chave de
4 pólos,
2 posições*
S5- chave
de 2 pólos,
2 posições*
Placa nº 83022-5

*montadas na placa-barramento

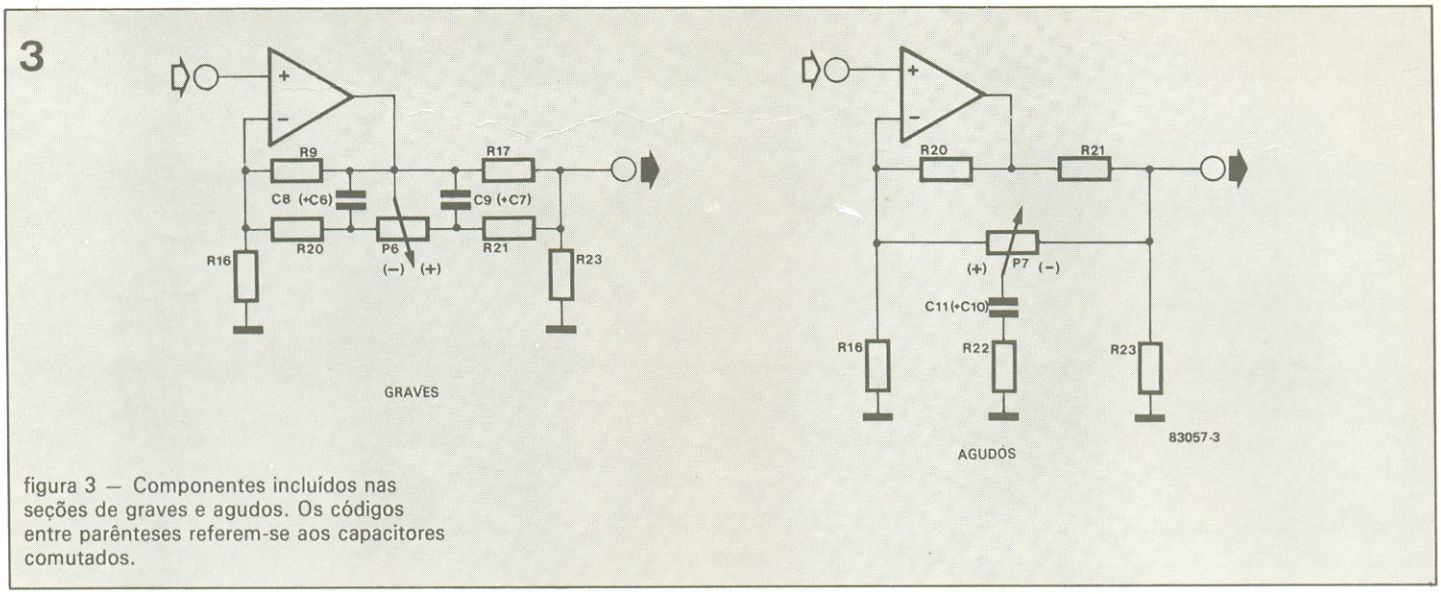


figura 3 — Componentes incluídos nas seções de graves e agudos. Os códigos entre parênteses referem-se aos capacitores comutados.

nosso caso, deve incluir um grande número de componentes. Assim sendo, os projetistas do Prelúdio optaram por outra modalidade de circuito, que pede apenas um estágio simples de amplificação.

A solução encontrada apaece na figura 2b, mostrando que agora o potenciômetro dependente da frequência foi colocado depois do operacional. Sua operação, porém, é praticamente idêntica à do controle Baxandall: girando o potenciômetro de modo que Z1 aumente e Z2 diminua, tem-se uma redução do fator de amplificação e uma elevação da atenuação de saída — e vice-versa.

Essa configuração tem uma única desvantagem, quando comparada à Baxandall: a saída deve fonecer uma tensão ligeiramente maior, a fim de compensar a atenuação mencionada. Isto poderia ocasionar o ceifamento dos maiores níveis de sinal, mas o problema não deve ocorrer se os trimpots de ajuste, na entrada do Prelúdio, estiverem posicionados corretamente.

Os circuitos "reais" para o controle dos graves e dos agudos podem ser vistos na figura 3. Repare que os capacitores têm dupla identificação, devido ao recurso dos pontos de transição comutáveis. Voltando ao esquema geral da figura 1, pode-se verificar que esse recurso é comandado pelas chaves S4 (baixas frequências, 400 ou 800 Hz) e S5 (altas frequências, 2 ou 4 kHz). Ambas alteram o valor das capacitâncias que determinam a frequência, pelo acréscimo de capacitores em paralelo.

A chave *tone defeat* (S12) não aparece nesse esquema do controle de tonalidade; como ela não tem nada a ver com a operação deste estágio, foi incluída no esquema da placa-barramento. Sua atuação é bastante simples: faz o sinal de áudio desviar do controle de tonalidade, ao mesmo tempo em que aterra sua entrada, evitando assim que ele influencie a reprodução.

Montagem

Na figura 4 foi representada, em tamanho natural e vista pelos dois lados, a placa impressa destinada ao controle de tonalidade do Prelúdio. A montagem, embora fácil, tem alguns detalhes que requerem maior atenção. Começamos lembrando que as chaves S4 e S5 e os potenciômetros estéreo P6/P6' e P7/P7' são instalados diretamente na placa-barramento e ligados através de pequenas extensões de fio encapado.

O próximo passo exige alguma paciência, pois existem duas sequências de conexões a ser feitas entre esta placa e a placa-barramento (uma para cada canal). Para que o acoplamento seja perfeito, uma das sequências deve ser efetuada pela face dos componentes e a outra, pela face cobreada. Pequenos pedaços de fio (sobras dos terminais de resistores, por exemplo) devem ser soldados nos pontos devidos e dobrados de forma que possam coincidir com as furações da placa-barramento; não esqueça de isolar os fios mais "críticos". Lembre-se, por fim, antes de fazer as conexões, de que a face dos componentes do controle de tonalidade fica voltada para a direita, quando se observa o Prelúdio de frente.

O pré-amplificador pode ser considerado realmente pronto, caso você não se interesse pelo amplificador para fones de ouvido e um pequeno adendo (um *buffer* de entrada para reduzir o *crosstalk*, no caso de fontes de sinal de alta impedância), que apresentaremos na próxima edição. De qualquer modo, ele já pode ser exibido aos parentes e amigos, com o devido orgulho de montador. ⏮

Existem inúmeros sistemas em que a informação de saída é supostamente proporcional à de entrada; sistemas lineares, é como os chamamos. Muitos deles, porém, não são lineares — como os amplificadores, que além de distorcer o sinal, também lhe acrescentam informações "estranhas". Defrontados com esse problema, os projetistas recorrem à sua arma tradicional: a realimentação negativa, que reduz os efeitos indesejáveis. O ganho também é reduzido, mas pode ser facilmente reposto.
Este artigo é dirigido a todo projetista ocasional que já queimou as pestanas tentando por em prática tal abordagem. Os demais leitores, mais experientes ou apenas com interesse teórico no assunto, podem lê-lo por prazer — e por sua conta e risco! A intenção é uma só: fornecer dicas práticas, sem aborrecer os interessados.

Realimentação negativa -- como e quando utilizar

Os circuitos eletrônicos são geralmente conjuntos de componentes ativos e passivos, dispostos de forma e desempenhar uma determinada função. Tais circuitos costumam ter uma entrada e uma saída — você lhes fornece a "matéria-prima" e eles entregam o resultado processado.

Os osciladores, em particular, podem ser considerados como circuitos que reaproveitam a própria saída; mas também pode-se afirmar que se comportam como amplificadores não linerares seletivos. O fato, porém, é que eles não possuem uma entrada **aparente**.

Embora certos tipos de oscilador realmente adotem um amplificador com realimentação negativa, esta análise terá que se restringir a circuitos que possuam entradas e saídas ligadas ao mundo exterior; este é o primeiro ponto importante a considerar aqui. Nossa tarefa também será facilitada se considerarmos, para fins de análise, apenas os circuitos quase lineares.

Convencionou-se chamar de "sistema linear" todo circuito que fornece uma saída proporcional ao sinal de entrada. O exemplo mais simples em eletrônica é o amplificador de tensão, representado na figura 1 sob a forma do famoso triângulo; o sinal de saída v_o é uma cópia da tensão v_i de entrada, mas ampliada "A" vezes. Nada foi dito, contudo, sobre a magnitude e o comportamento de v_i no tempo.

Suponhamos, por exemplo, que A = 1000 — implicando em um v_o de 1 V para uma entrada (v_i) de 1 milivolt; tudo está tipicamente normal. Mas se a entrada for elevada para 1 V, o amplificador vai começar a soltar faíscas; por quê, se ele devia ser linear?

Linear, sim, mas não com esse nível de entrada, o que nos leva ao

1

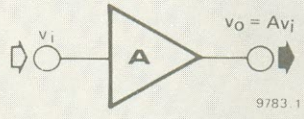


figura 1 — Símbolo de um sistema linear ideal, tal como um amplificador. A saída reproduz a entrada com perfeição, porém ampliada pelo "ganho" A do sistema.

2

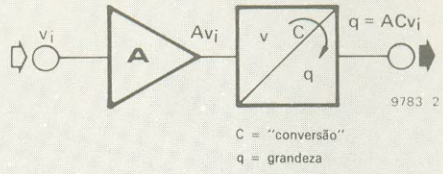


figura 2 — Qualquer grandeza "q" não elétrica que requer controle pode ser obtida a partir da combinação de um amplificador eletrônico e um "conversor tensão-q". Caso "q" seja algum tipo de movimento, o conversor costuma ser chamado de **transdutor**.

segundo ponto genérico de nosso artigo: é preciso ter sempre em mente a região de operação em que o sistema mantém suas características de linearidade (ou quase). Assim, usando valores reais típicos, o amplificador da figura 1 poderia saturar (ou "ceifar" o sinal, como se costuma dizer) em torno dos 10 V de saída. O ruído de entrada, dentro da faixa de áudio, estará provavelmente ao redor de 1 microvolt; assim sendo, o sinal de entrada terá que ser consideravelmente maior, caso queiramos dele algo realmente ambicioso.

Certos sistemas eletrônicos não fornecem na saída a mesma grandeza da entrada. Com o acoplamento de um conversor qualquer na saída, conforme nos mostra a figura 2, permitimos que eles efetuem uma elevação de temperatura, uma aceleração ou qualquer outra coisa que possamos imaginar, quantificada em unidades. Usando um exemplo "genérico", poderíamos querer um resultado em silvas por hora, unidade criada em homenagem a algum grande gênio chamado José da Silva, pioneiro naquele determinado tipo de conversão. O "ganho" de nosso sistema hipotético seria então representado por S/h/V (silvas por hora por volt).

Mas vamos ao que interessa; vejamos o que realmente acontece quando se aplica uma realimentação negativa. Para isso, será conveniente representar o amplificador "real" pela combinação de um sistema ideal (como o das figuras 1 e 2) com um "gerador de distorção" b, a exemplo das figuras 3 e 4. Assume-se então que "b" injeta no sinal de saída todo o ruído e distorção existentes.

O que é realimentação?

Todo sistema que opera com realimentação dispõe de um sinal **interno** de entrada, obtido a partir da combinação entre a própria entrada do sistema e uma parcela do sinal de saída. Parte desse sinal, portanto, vai **realimentar** a entrada, como ilustram as figuras 5, 6 e 7.

Se a realimentação atuar de modo a reforçar a entrada do sistema, ela é chamada de **positiva**

3

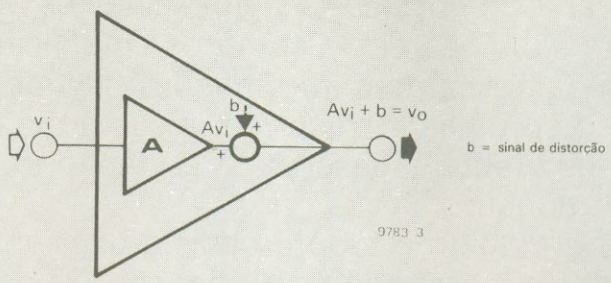


figura 3 — Um sistema real pode ser representado pela combinação de um sistema ideal com um "gerador de distorção" b — o qual injeta diretamente na saída todos os efeitos indesejáveis que ocorrem na prática.

4

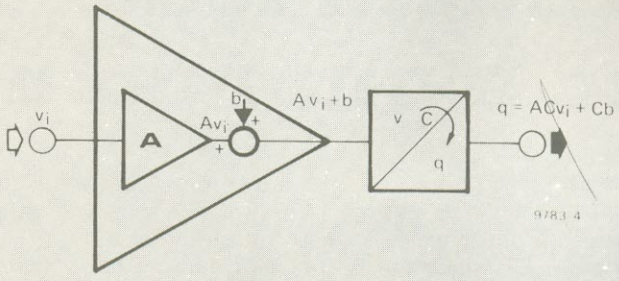


figura 4 — Sistema eletrônico real da fig. 3, agora ampliado com o conversor tensão-q (ou transdutor). Para evitar maiores complicações, assume-se um conversor sem distorções — o que em geral não corresponde à realidade.

5

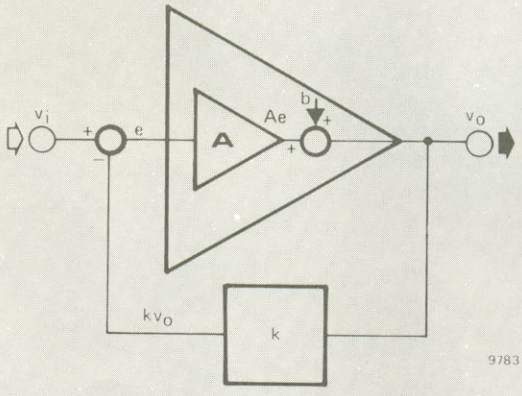


figura 5 — Adotando realimentação negativa no sistema da fig. 3. O amplificador é agora excitado por uma tensão de entrada interna ("e"), obtida subtraindo-se da tensão de entrada v_i uma parcela k da tensão de saída (v_o). Pelas fórmulas, nota-se que tanto a sensibilidade do sistema como a injeção de distorções foram reduzidas de um fator (1 + Ak).

$$\left.\begin{aligned} e &= v_i - kv_o \\ v_o &= Ae + b \end{aligned}\right\} \rightarrow \left\{\begin{aligned} v_o &= v_i \frac{A}{1+Ak} + b\frac{1}{1+Ak} \\ e &= v_i \frac{1}{1+Ak} - b\frac{k}{1+Ak} \end{aligned}\right.$$

(fig. 7); nesse caso, a entrada interna será maior que a entrada do sistema. Com uma dose suficiente de realimentação positiva, ou seja, quando o ganho interno compensa em excesso a divisão sofrida pelo sinal de saída, este sinal vai ganhar intensidade (possivelmente a partir do ruído), até que seja atingida a saturação.

Esse processo, como se pode perceber, é empregado nos osciladores, onde os requisitos de projeto é que vão determinar o que deve saturar e como — e também se devem ser empregados componentes que dependem da frequência (como em osciladores senoidais) ou capacitores cujo tempo de carga estabelece intervalos entre sucessivas mudanças de estado (tal como nos multivibradores).

Quando, ao contrário, a realimentação se opõe à entrada original, ela é conhecida como **negativa** (fig. 5 e 6). Essa entrada deve então prever um maior nível, a fim de compensar a realimentação, implicando na redução do ganho do sistema. Caso essa diminuição do ganho não seja desejada (e às vezes é), pode ser compensada facilmente. Mas o principal efeito da realimentação se faz sentir na supressão de sinais indesejáveis, originados no interior do "laço". Para entender como isto ocorre vamos observar a fig. 5.

Ali vemos uma realimentação negativa aplicada ao sistema da fig. 3. O círculo logo à direita do terminal de entrada é um símbolo indicando que a tensão de entrada "interna" (e) equivale à tensão de entrada v_i menos uma parcela (k) da tensão de saída v_o. Traduzindo esse processo em uma fórmula, vamos ter

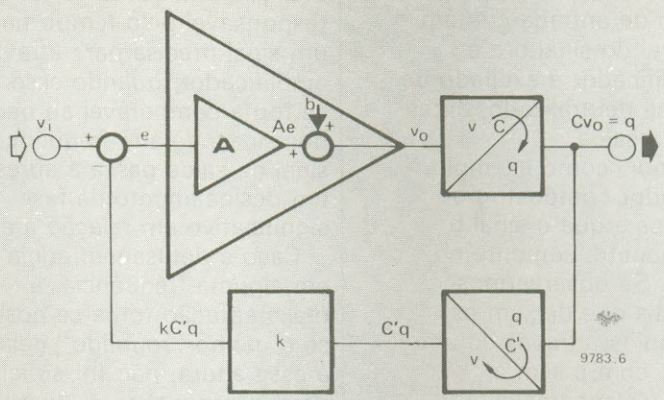
$$e = v_i - kv_o$$

Mas com base na fig. 3, vemos também que

$$v_o = Ae + b$$

A figura 5 traz ainda os resultados de alguns cálculos um tanto complicados, baseados nessas duas fórmulas. Fiquemos apenas com eles e uma conclusão importante: a relação entre v_o e v_i (ou seja, o "ganho" do circuito) foi reduzido de um fator 1 + Ak, quando comparado ao mesmo circuito sem realimentação. Esse fator é justamente conhecido por **fator de redução**, no qual A é o ganho em malha aberta, k é o fator de realimentação e Ak, o ganho no interior do laço.

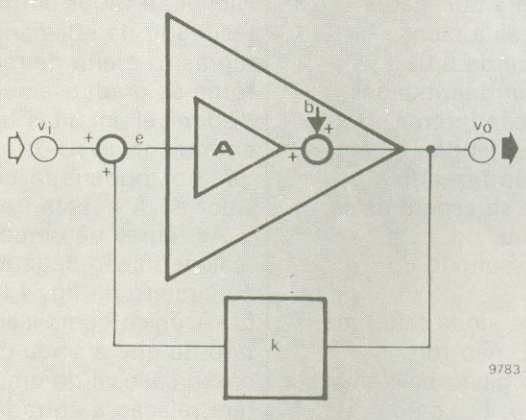
6



$$\left.\begin{aligned} e &= v_i - kc'q \\ q &= CAe + Cb \end{aligned}\right\} \rightarrow \left\{\begin{aligned} q &= v_i \frac{CA}{1 + kCC'A} + b \frac{C}{1 + kCC'A} \\ e &= v_i \frac{1}{1 + kCC'A} - b \frac{kCC'}{1 + kCC'A} \end{aligned}\right.$$

figura 6 — Sistema com transdutor após a aplicação da realimentação negativa. O sensor "q-tensão" é o novo elemento, cuja função é reconverter a magnitude de grandeza "q" de saída em uma tensão apropriada para a retroalimentação. Esta vai reduzir os erros do conversor tensão-q (por um fator 1 + Ak), mas qualquer erro introduzido pelo sensor irá distorcer o próprio processo de realimentação.

7



$$\left.\begin{aligned} e &= v_i + kv_o \\ v_o &= Ae + b \end{aligned}\right\} \rightarrow \left\{\begin{aligned} v_o &= v_i \frac{A}{1 - Ak} + b \frac{1}{1 - Ak} \\ e &= v_i \frac{1}{1 - Ak} + b \frac{k}{1 - Ak} \end{aligned}\right.$$

figura 7 — Quando uma fração da saída, na fig. 3, é somada à entrada, a realimentação torna-se positiva. As fórmulas mostram como pode ocorrer o desastre: se Ak for igual ou maior que a unidade, o sistema tenderá a oscilar ou até "travar".

Repare que o sinal b aparece na saída reduzido pelo mesmo fator do ganho. Dessa forma, distorções e sinais espúrios sofrem uma redução equivalente à do ganho do sistema. Mas é essencial compreender o que está

acontecendo. Não há mágica alguma nisso; acontece apenas que a tensão de entrada contém um certo nível do sinal b e o próprio amplificador é excitado de modo a quase neutralizá-lo, antes que alcance a saída.

Vamos supor, como exemplo, um amplificador composto por vários estágios e que o sinal b indesejável penetre somente no estágio final. Se observarmos agora os sinais que deixam os diversos estágios, através de um osciloscópio, com e sem a presença de realimentação, poderemos verificar alguns efeitos interessantes. Sem a presença de realimentação (e sem qualquer excitação de entrada), vamos encontrar nosso odiado sinal b, em toda sua glória, apenas na saída do amplificador.

Aplicando em seguida uma realimentação, veremos que os distúrbios vão praticamente desaparecer de cena. Todos os outros estágios, porém, estarão agora manipulando o sinal neutralizador, fazendo com que surja um sinal indesejável em diversos pontos intermediários. Isto explica porque um amplificador fornecendo uma saída plena, distorcida em cerca de 0,01%, apenas, pode exibir quantidades maciças de distorção interna. Os estágios anteriores, limpos e bem comportados, estão fazendo exatamente o que se espera deles: neutralizando o mau comportamento assumido do estágio final.

Mas essa análise ainda tem uma falha fundamental: não foi discutido o tempo gasto pelo sinal ao percorrer o laço. E, como sabemos, todos os sistemas físicos requerem um tempo finito para executar suas tarefas. Não é preciso ser gênio para explicar esse fenômeno; basta observar a curva de resposta em frequência e teremos todas as respostas que precisamos.

Ela nos dirá, por exemplo, que é impossível tornar infinito o ganho no interior do laço (Ak), a fim de reduzir a zero o fator b. Além disso, qualquer amplificador prático exibe, na curva de resposta para o ganho em malha aberta (A), uma queda na região das altas frequências (os amplificadores sem acoplamento CC também apresentam uma queda nas baixas frequências). O mecanismo que provoca tais quedas é também responsável pelo tempo finito que um sinal precisa para atravessar o amplificador; quando esse tempo se torna comparável ao período dos sinais de alta frequência, o sinal de saída passa a apresentar um deslocamento de fase significativo em relação à entrada.

Caso a defasagem atinja 180° em alguma frequência, a realimentação torna-se positiva. E se o ganho "roubado" pela queda, a essa altura, não for suficiente para eliminar todo o "lucro" no percurso ao longo do laço, o amplificador vai oscilar. Antes mesmo que essa condição seja alcançada, porém, o sistema começará a dar sinais de instabilidade. Pode-se demonstrar, na prática, que o uso adequado da realimentação negativa, em um determinado amplificador, exige um projeto muito cuidadoso da resposta em frequência com laço aberto.

A implementação dessas regras pode ser efetuada a partir das pesquisas matemáticas de cientistas como Bode, Nyquist, Nicholls e vários outros. Como resultado da obediência a tais regras, o efeito de realimentação torna-se gradativamente menos disponível em altas frequências — em menor nível, pelo menos, do que nos poderia fazer supor o valor de A nessas frequências.

As regras não mudam quando a realimentação negativa é aplicada ao circuito da fig. 4 (veja a figura 6). A única complicação reside no fato de que a saída do sistema, nesse caso, é de um tipo diferente (em relação à entrada) — exigindo então um segundo conversor (normalmente conhecido como "sensor") para transformar parte da saída novamente em tensão, a fim de que seja compatível com a entrada e a realimentação possa ser efetivada.

Percorrendo o laço da fig. 6, vamos constatar que a saída elétrica do amplificador faz com que o primeiro conversor (ou transdutor) realize uma ação "q". O sensor transforma tal ação em uma tensão C'q, a qual é enviada de volta à entrada do amplificador, opondo-se ao sinal original. A entrada interna "e" passa agora a excitar o amplificador, que fornece uma saída v_0 ao transdutor. Pode-se demonstrar que qualquer desvio no comportamento do transdutor "v_0-q" será reduzido pelo efeito da realimentação, como atestam as fórmulas reunidas na própria figura.

A utilização de um sensor de conversão no laço realimentador apresenta uma desvantagem em potencial: caso o sensor tenha algum tipo de não linearidade ou contribua para a captação de sinais indesejáveis (vibração, por exemplo), o laço vai excitar o "q" numa tentativa de compensar o "erro". Em suma, a relação entre v_i e q se tornará não linear por influência da própria realimentação.

Um bom exemplo de aplicação do sistema da fig. 6 na prática é o chamado **alto-falante com realimentação móvel**. Em poucas palavras, ele se baseia no princípio de que uma resposta plana de frequência, dentro da faixa de trabalho do *woofer*, é obtida quando a aceleração do cone torna-se proporcional à tensão de entrada do sistema. Um dos mais

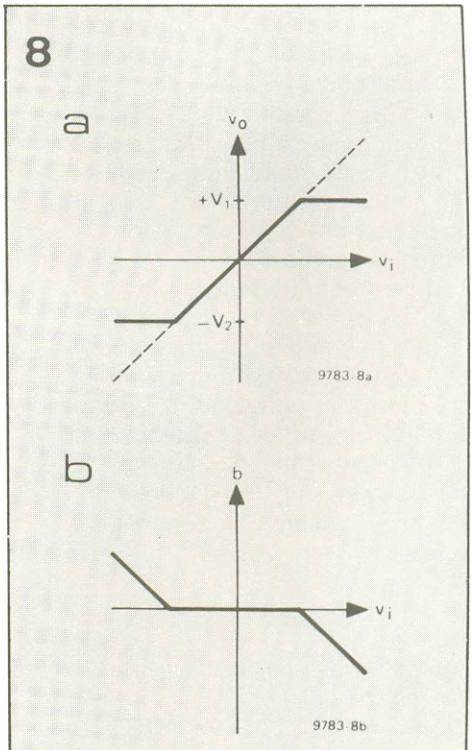


figura 8 — A relação entre os sinais de saída e entrada, em um sistema "ceifador", está representada em (a). Os níveis V1 e V2 são iguais, implicando em um "ceifamento" simétrico. Em (b), o gerador de distorção atua de modo a provocar erros na saída sempre que ocorre uma sobre-excitação da entrada.

recentes modelos comerciais emprega um dispositivo semelhante a um acelerômetro, montado na fôrma da bobina, de modo a permitir a realimentação de uma tensão adequada para a entrada do amplificador de potência.

O alto-falante com realimentação móvel (MFB ou *motional feedback loudspeaker*, em inglês) serve para demonstrar três características da operação com realimentação negativa. Em primeiro lugar, a sensibilidade aparente do sistema sofre uma redução, sendo preciso dispor de uma maior tensão de entrada para excitar plenamente o amplificador de potência com o laço fechado. Em segundo lugar, há também uma redução da frequência inferior de corte do sistema. E, por fim, a distorção no alto-falante é consideravelmente reduzida.

Mas o sistema MFB demonstra mais uma coisa: não é grande o nível de realimentação que pode ser aplicado a sistemas contendo transdutores no interior do laço, sem que ocorra instabilidade (isto se fizermos comparação com as dezenas de decibéis permitidas em laços puramente eletrônicos). De qualquer forma, uma redução de 3 ou 4 vezes na distorção já é benvinda.

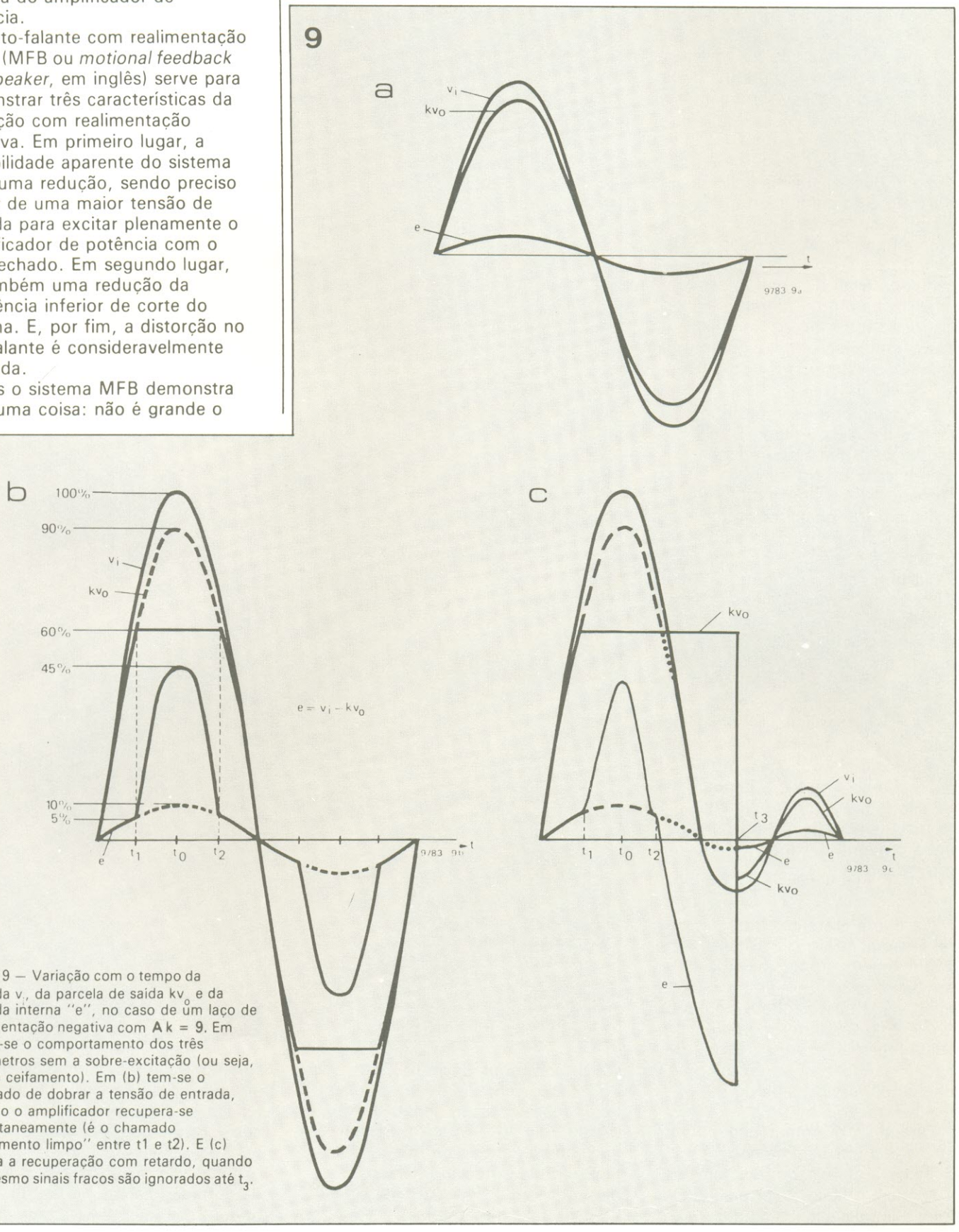


figura 9 — Variação com o tempo da entrada v_i, da parcela de saída kv_o e da entrada interna "e", no caso de um laço de realimentação negativa com **A k = 9**. Em (a) vê-se o comportamento dos três parâmetros sem a sobre-excitação (ou seja, sem o ceifamento). Em (b) tem-se o resultado de dobrar a tensão de entrada, quando o amplificador recupera-se instantaneamente (é o chamado "ceifamento limpo" entre t1 e t2). E (c) mostra a recuperação com retardo, quando até mesmo sinais fracos são ignorados até t_3.

Quando a realimentação acaba...

Está evidente, pelas fórmulas das fig. 5 e 6, que a realimentação existe por obra e graça do ganho em malha aberta; ou seja, sem ganho, nada de realimentação. Colocando de outra forma, quando A = O, não há saída de CA, mesmo com uma entrada aplicada ao sistema; não há sentido, portanto, em ligar a saída com a entrada interna.

Se isto lhe parece uma observação banal, saiba que existem duas maneiras pelas quais o ganho em malha aberta de um amplificador pode ser momentaneamente "zerado": (1) quando o sistema é levado ao ceifamento ou (2) quando exibe uma "zona morta" durante a transição (*crossover*). Os dois casos merecem um extenso e detalhado estudo.

— **Ceifamento**: sempre que a tensão de saída de um amplificador tenta acompanhar uma excitação excessiva na entrada, há um ponto em que o transistor (ou qualquer outro dispositivo) que fornece a corrente final vai dar com a cabeça na linha de alimentação. Na figura 8a vemos uma curva que ilustra a relação entre v_o e v_i num circuito semelhante ao da fig. 3 (sem realimentação), quando é levado ao ceifamento. Acima do nível V1 e abaixo do -V2 a tensão v_o de saída deixa de seguir a reta original (que aparece em linha tracejada). Neste exemplo o ceifamento é chamado de simétrico, já que V1 e V2 são iguais em módulo. As assíntotas horizontais indicam onde o ganho deixa de existir, provocando uma falta momentânea de saída em CA.

Na figura 8b temos uma representação do "erro" que ocorre em v_o sempre que v_i se torna excessiva; esse erro é nada mais, nada menos que o sinal b da fig. 3. É justamente no interior dessa região de v_i em excesso que não há ganho — e, portanto, nenhuma possibilidade de realimentação.

Quando a realimentação é aplicada a um sistema sob ceifamento, ela não é apenas inútil — pode até piorar toda a situação. Para exemplificar, as figuras 9a e 9b foram montadas a partir da excitação senoidal de um sistema cuja realimentação negativa exibe Ak + 1 = 10. Ambas mostram um único período de três tensões diferentes: a tensão interna de entrada (e), a entrada geral v_i e a tensão realimentada kv_o.

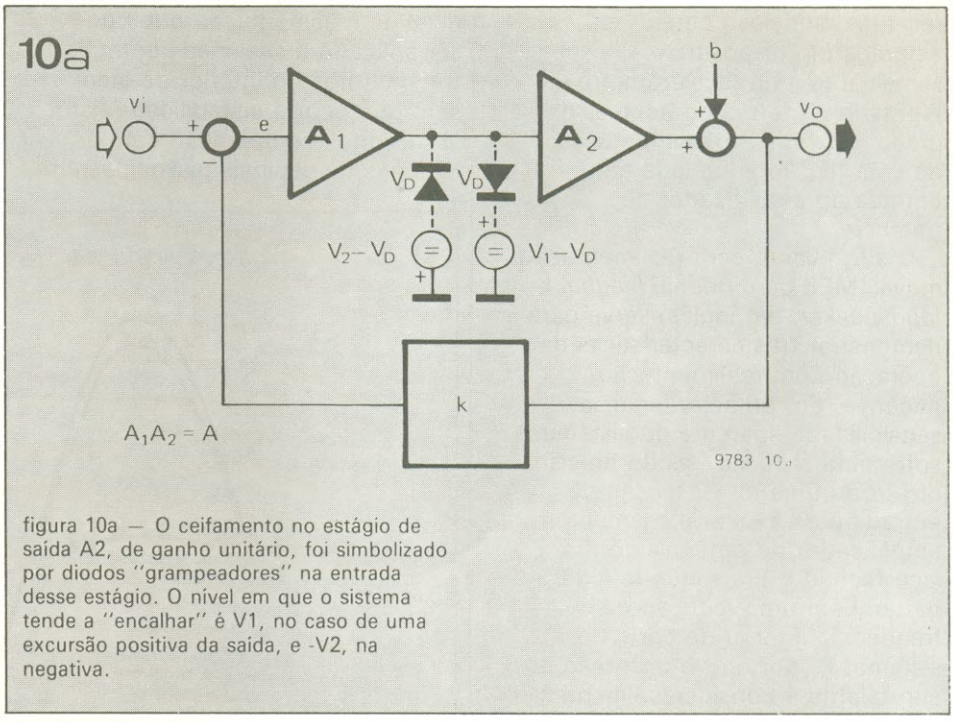


figura 10a — O ceifamento no estágio de saída A2, de ganho unitário, foi simbolizado por diodos "grampeadores" na entrada desse estágio. O nível em que o sistema tende a "encalhar" é V1, no caso de uma excursão positiva da saída, e -V2, na negativa.

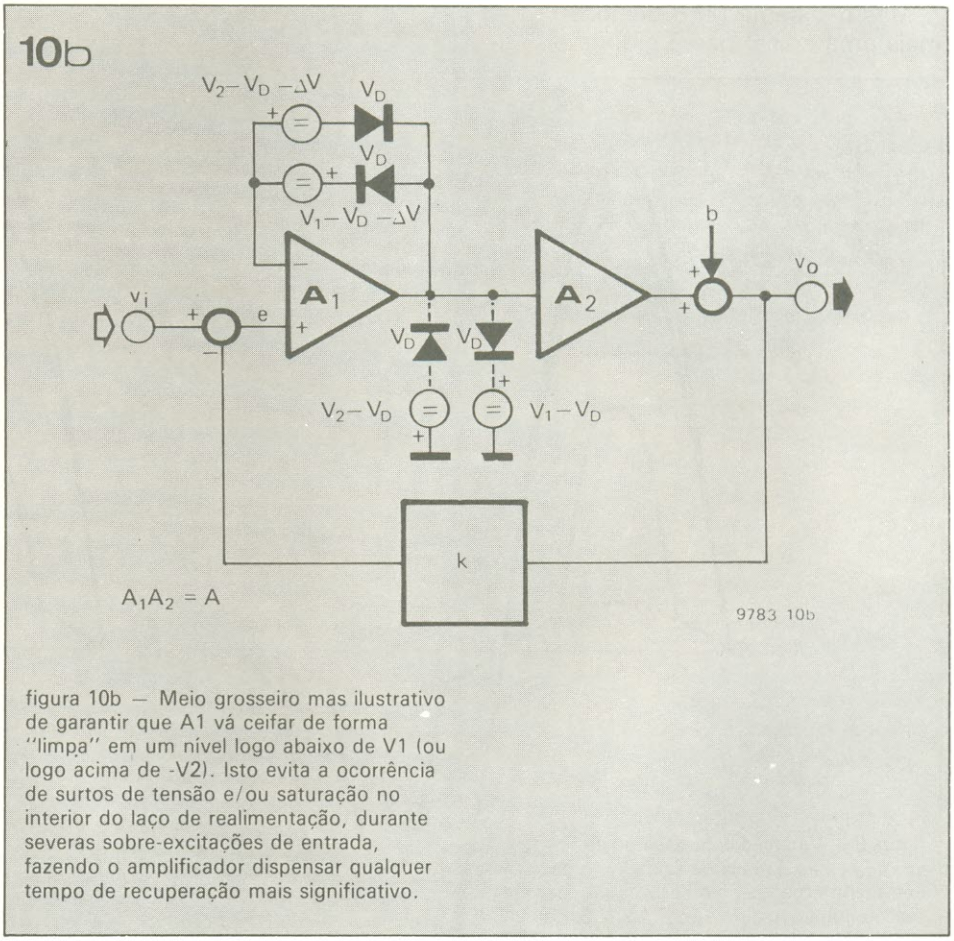


figura 10b — Meio grosseiro mas ilustrativo de garantir que A1 vá ceifar de forma "limpa" em um nível logo abaixo de V1 (ou logo acima de -V2). Isto evita a ocorrência de surtos de tensão e/ou saturação no interior do laço de realimentação, durante severas sobre-excitações de entrada, fazendo o amplificador dispensar qualquer tempo de recuperação mais significativo.

A fig. 9a ilustra a condição em que não há sobre-excitação: a tensão "e" é sempre 1/10 de v_i, como resultado da subtração de 9/10 de v_i (Ak = 9). Já o resultado de se dobrar a excitação de entrada aparece na fig. 9b, onde o ceifamento acontece em

60% do pico de v_i. Observe que na ausência do ceifamento, as curvas de kv_o e "e" iriam assumir os percursos tracejados.

Além disso, a partir do instante $t = t_1$ não haverá mais nenhum acréscimo da tensão negativa de realimentação (kv_o) como conseqüência do ceifamento no estágio final. Quanto à tensão interna de entrada (e), normalmente equivalente a 10% de v_i no instante $t = t_o$, vai aumentar então para 45% de v_i — uma elevação de 4,5 vezes.

É óbvio que a realimentação está bem intencionada; para ela, é como se alguma coisa estivesse "engripada" e faz então o possível para normalizar a situação. O fato é que boas intenções de nada servem quando um dispositivo físico entra em saturação; é um caso perdido.

Os cantos "vivos" da fig. 8 são, na verdade, ligeiramente arredondados; em casos práticos, cerca de 100 ou 200 mV separam o ganho em malha aberta da condição normal para o valor zerado. Só que com transistores esse arrendondamento é menos pronunciado do que com as velhas válvulas. As variações bruscas da fig. 8 devem ser consideradas, então, apenas como símbolos de uma mudança relativamente drástica entre situações normais e desesperadoras.

Toda a tensão adicionada à entrada interna só consegue fazer com que os elementos saturados sejam empurrados ainda mais saturação adentro (assim como um navio entrando a todo vapor em um banco de areia). É bom lembrar também que quando um transistor é levado à saturação, um percurso bidirecional é estabelecido entre o coletor e o emissor — o que pode resultar em um efeito de realimentação positiva, já que a tensão de base encontra-se normalmente em oposição de fase com a de coletor, causando o "engripamento" do componente (é o que chamamos de transistor "travado").

Isto significa que o amplificador não irá se recuperar da sobre-excitação até que a fonte seja desligada. Mas mesmo que não aconteça um travamento (semi) permanente, os deslocamentos dos níveis CC, combinados às redes

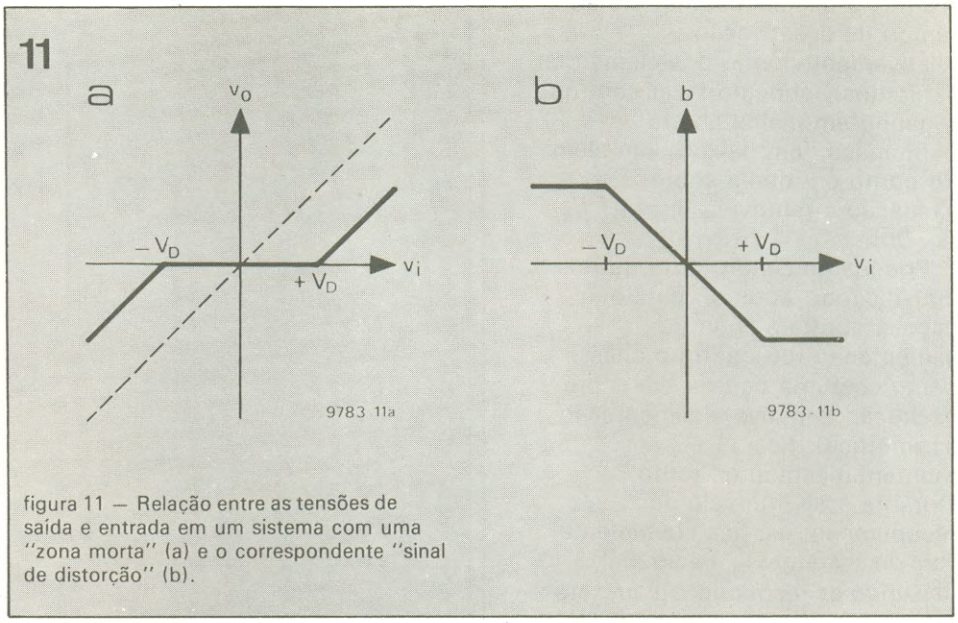


figura 11 — Relação entre as tensões de saída e entrada em um sistema com uma "zona morta" (a) e o correspondente "sinal de distorção" (b).

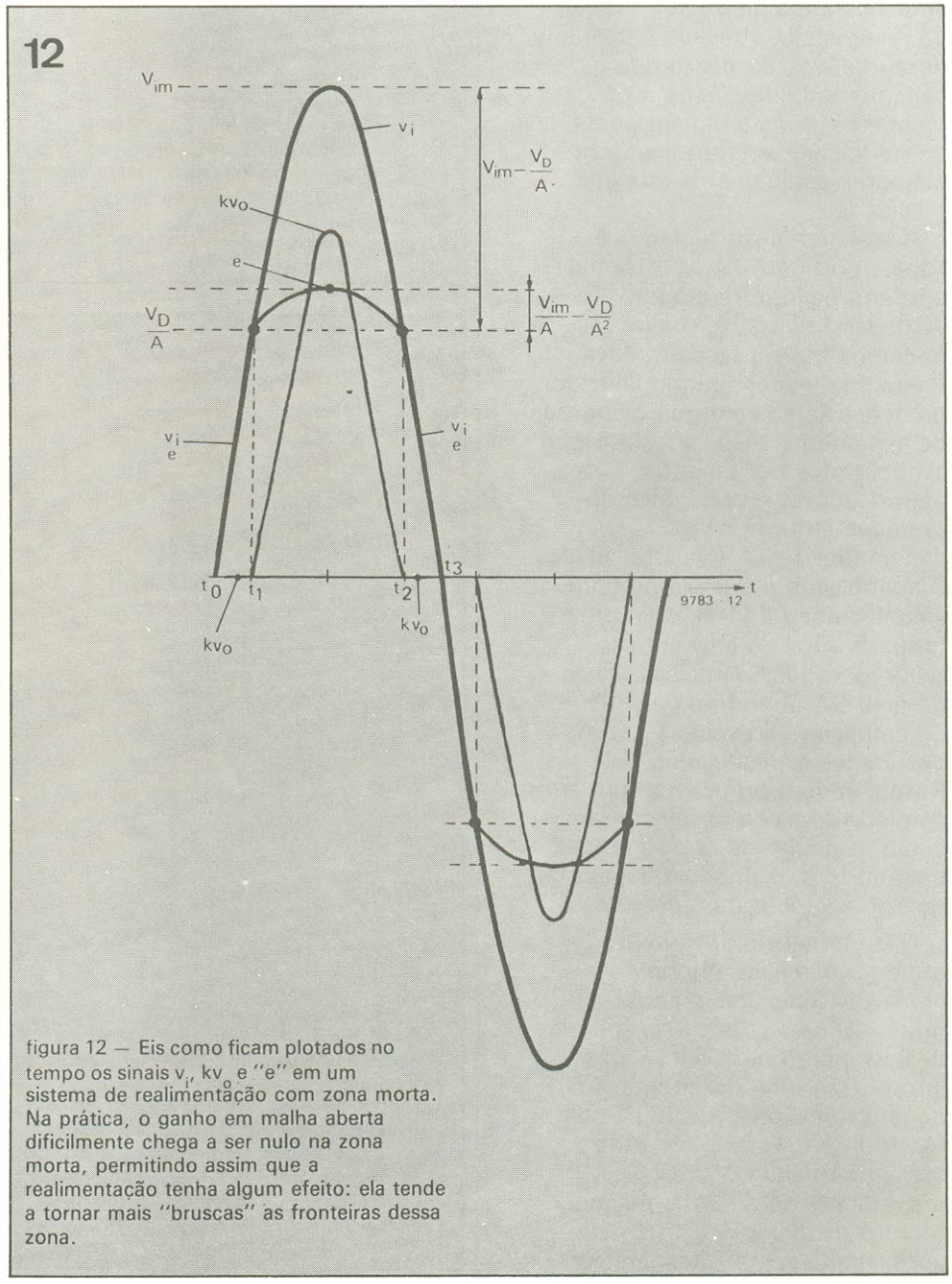


figura 12 — Eis como ficam plotados no tempo os sinais v_i, kv_o e "e" em um sistema de realimentação com zona morta. Na prática, o ganho em malha aberta dificilmente chega a ser nulo na zona morta, permitindo assim que a realimentação tenha algum efeito: ela tende a tornar mais "bruscas" as fronteiras dessa zona.

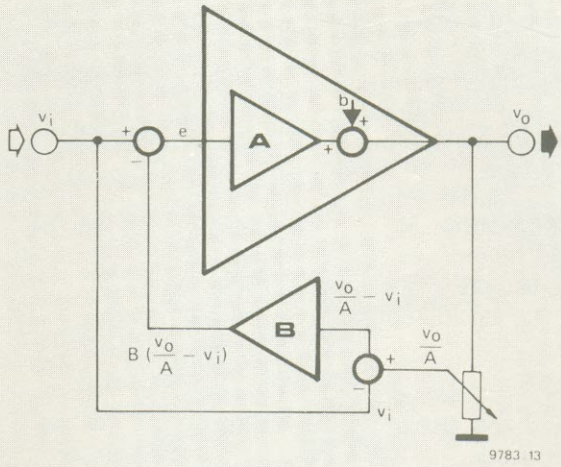
RC das proximidades (ou até ao tempo de desativação relativamente longo dos elementos saturados), poderão fazer com que o ganho em malha aberta permaneça "em baixa" bem além do ponto em que a sobre-excitação é removida (t = t_2, na fig. 9b).

Poderíamos então dizer que o amplificador, após ter batido a cabeça contra a linha de alimentação (ou contra o chassi, como costuma ocorrer em sobre-excitação negativa e alimentação assimétrica), fica momentaneamente "tonto" Durante esse intervalo de recuperação, ele fica literalmente fora de ação (até t_3, na fig. 9c), deixando de responder até mesmo a pequenos sinais de entrada. Nos amplificadores de áudio, o efeito de recupeação atrasada é bastante desagradável, ao passo que o ceifamento "limpo" (de recuperação instantânea) passa quase despercebido, mesmo nos melhores equipamentos de alta fidelidade.

A realimentação negativa é capaz, portanto, de transformar um fenômeno normal num verdadeiro desastre; o que podemos fazer a respeito ? Na figura 10a vemos um amplificador de dois estágios em que os pontos de ceifamento (+V1 e -V2) foram simbolizados por diodos grampeadores e por fontes de deslocamento de níveis, conectados pelas linhas tracejadas. O simbolismo assume ainda um amplificador A2 ideal, com uma fonte de sinal de erro em sua saída, para representar as falhas no final CA quando os diodos "grampeiam" a excitação acima dos limites especificados. Respeitando a prática comum em amplificadores de potência para áudio, o ganho de tensão em A2 é unitário (é o chamado estágio final do tipo seguidor de tensão).

O circuito da figura 10b foi obtido a partir do anterior, contendo mais dois diodos grampeadores com *offset* (ou deslocamento de nível) — que introduzem uma realimentação negativa adicional, de 100%, em torno de A1. Esse efeito atua somente quando o sinal proveniente de A1 se aproxima (dentro de 200 mV, aproximadamente), dos limites

13



$$\left.\begin{aligned} v_o &= Ae + b \\ e &= v_i - B\left(\frac{v_o}{A} - v_i\right) \end{aligned}\right\} \rightarrow \left\{\begin{aligned} v_o &= A\,v_i + b\,\frac{1}{1+B} \\ e &= v_i - b\,\frac{B}{A(1+B)} \end{aligned}\right.$$

figura 13 — A realimentação negativa seletiva pode mostrar-se útil quando é preciso eliminar um sinal de distorção forte, mas conhecido com exatidão. Desse modo, o ganho em outros pontos da gama de freqüência não é reduzido desnecessariamente.

14

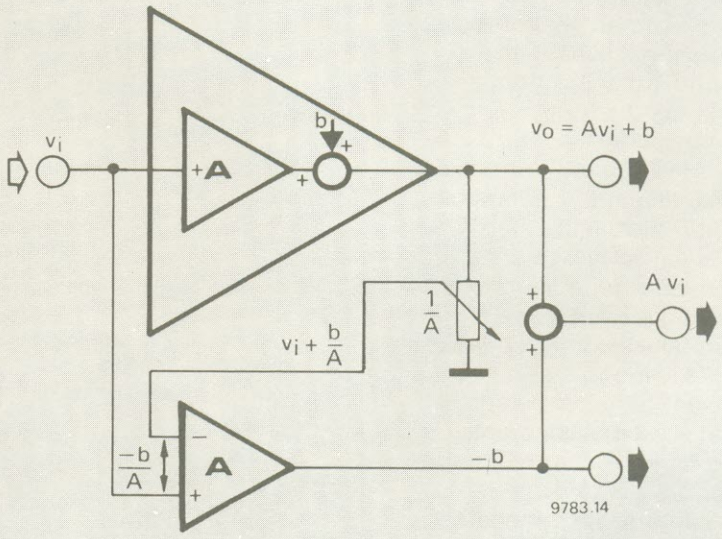


figura 14 — Sistema que adota proalimentação na correção de erros, ao invés da retroalimentação. Um amplificador de erro em separado detecta o sinal de distorção presente na saída interna, aplicando então uma "imagem espelhada" do mesmo diretamente no ponto de conexão com a carga. Utiliza-se neste caso um amplificador de ganho positivo e maior que a unidade.

perigosos de A2 — cujo efeito é simbolizado por ΔV. Como essa realimentação extra não deixa de atuar com sobre-excitação na entrada (ao contrário, é justamente quando ela entra em ação), A1 vai ceifar o sinal de forma "limpa" um pouco antes de A2.

O tempo de recuperação, no caso, vai depender somente desses diodos "limitadores"; pode se tornar desprezível com a utilização de diodos de comutação rápida (note que A1 não chega realmente a saturar). Em circuitos práticos, a função ceifadora de A1 pode tornar-se mais rápida (e barata) pela utilização de dispostivos especialmente projetados para a entrada, contendo um processo de drenagem de corrente.

— "Zona morta": O segundo caso de realimentação inativa ocorre, como já dissemos, quando o sistema no interior do laço apresenta uma "zona morta". Trocando em miúdos, isto quer dizer que o sistema interno só está preparado para seguir sinais de entrada que excedam um certo nível de limiar (V_D, na figura 11). Temos um exemplo típico no chamado amplificador de áudio classe B, quando polarizado em uma corrente quiescente muito baixa (ou nula). "Chamado", porque essa é uma das polarizações incorretas da classe B; na verdade, ela gera um amplificador classe C, aceitável somente estágios sintonizados, tal como osciladores e amplificadores especiais.

Podemos observar, na fig. 11a, como a tensão de saída v_o só acompanha a tensão v_i de entrada quando esta ultrapassa os níveis de limiar $\pm V_D$. O sinal de erro b, correspondente à sub-excitação, está representado no gráfico da fig. 11b.

Para ilustrar o que acontece quando realimentação negativa é aplicada a um sistema desses, foram plotadas as três tensões envolvidas (e, v_i e kv_o) na figura 12, considerando um único ciclo senoidal de entrada. A realimentação opera normalmente (no bom sentido) apenas no intervalo situado entre t_1 e t_2; no interior da zona morta (entre t_o e t_1 e de t_2 a t_3), não há saída nem realimentação. Embora não ajude em nada, a entrada interna "e"

15

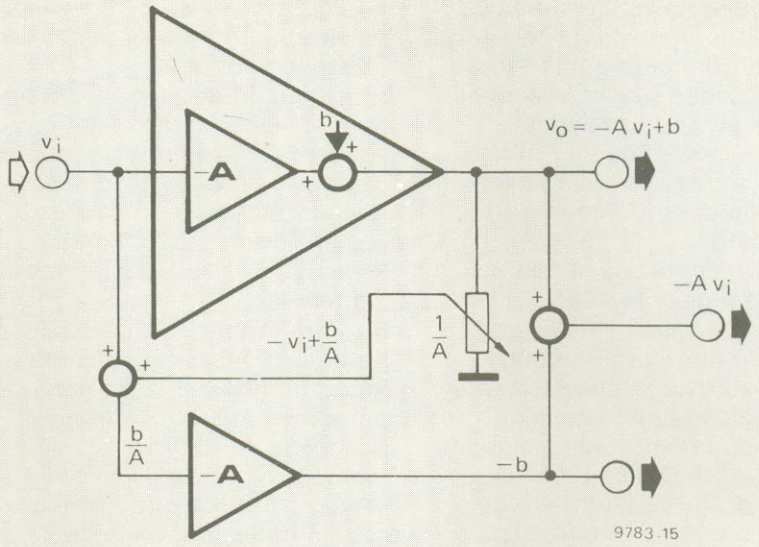
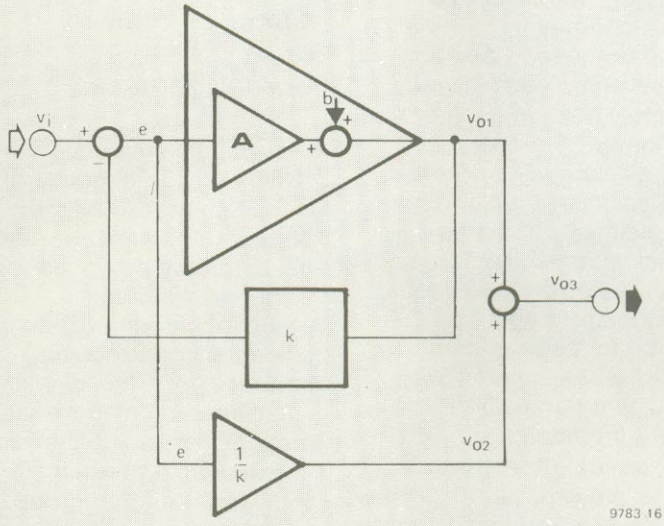


figura 15 — Sistema de proalimentação empregando um amplificador inversor.

16



$$e = v_i \frac{1}{1+Ak} - b \frac{k}{1+Ak} \text{ (fig. 5)}$$

$$v_{o1} = v_i \frac{A}{1+Ak} + b \frac{1}{1+Ak} \text{ (fig. 5)}$$

$$v_{o2} = v_i \frac{1}{k(1+Ak)} - b \frac{1}{1+Ak}$$

$$v_{o3} = v_{o1} + v_{o2} = \frac{v_i}{k}$$

figura 16 — Circuito que emprega uma combinação de proalimentação com retroalimentação negativa tradicional. Tira-se proveito aqui do fato de que a tensão interna de entrada (e), no laço de realimentação, contém um componente de erro que pode ser amplificado separadamente e então injetado na conexão com a carga — a fim de anular com precisão o sinal de distorção.

equivale à tensão v_i nessa faixa.

Em um amplificador real com estágio de saída incorretamente polarizado (ou projetado), as bordas da zona morta não são definidas com a precisão mostrada na figura 12. O processo de realimentação, contudo, tende a torná-las assim, devido a um efeito análogo ao descrito em "ceifamento".

O ganho em malha aberta dentro da região de "transição", onde um dos elementos de saída aproxima-se do corte e o outro deveria estar suportando toda a carga, pode assumir um valor bem inferior ao normal — chegando até a ser anulado. O efeito da realimentação, portanto, é o de produzir surtos de tensão interna, que podem provocar ceifamento em pontos específicos (geralmente no primeiro estágio com ganho de tensão, que perde a "força").

Isto tende a gerar uma desagradável distorção assimétrica, com harmônicas elevadas, responsável pelo som áspero de muitos amplificadores transistorizados, quando operam com níveis elevados de saída. Um efeito diferente, mas que soa de modo semelhante, é a distorção por intermodulação de transientes (TIM), provocada por outros fatores em projetos mal feitos e ocorre apenas com excitação com altas frequências e níveis elevados; como ele exige um artigo exclusivo, não foi abordado aqui.

Concluindo: a realimentação negativa não tem condições de "ressuscitar" um amplificador mal projetado, mas pode transformar um projeto razoável em um espécime de excelente qualidade.

Realimentação amplificada

A figura 13 ilustra uma forma diferente de compensar a perda de sensibilidade introduzida pela aplicação da realimentação negativa. Um potenciômetro é utilizado para se obter um "A-ésimo" da tensão de saída, que é então subtraído da tensão aplicada ao sistema. Como resultado temos, em princípio, uma fração 1/A do sinal de distorção, sem qualquer componente do sinal "útil" v_i. Esse "sinal de erro" pode ser amplificado (pelo "amplificador de distorção" B) e em seguida aplicado à entrada interna, depois de invertido.

Como consequência, obtemos uma realimentação negativa que suprime apenas o ruído indesejável e os produtos da distorção. O grau de realimentação pode ser estabelecido pelo ganho de B, que substitui o "Ak" nas fórmulas anteriores.

Para evitar decepções, alertamos que não é possível obter maior nível de realimentação por esse processo; de fato, esse nível depende da resposta em frequência do amplificador A. A regra geral de que o ganho ao longo do laço deve cair para um valor seguro, antes que a resposta de fase chegue aos 180° de deslocamento, continua exigindo total obediência.

Cancelamento de erros ou "proalimentação"

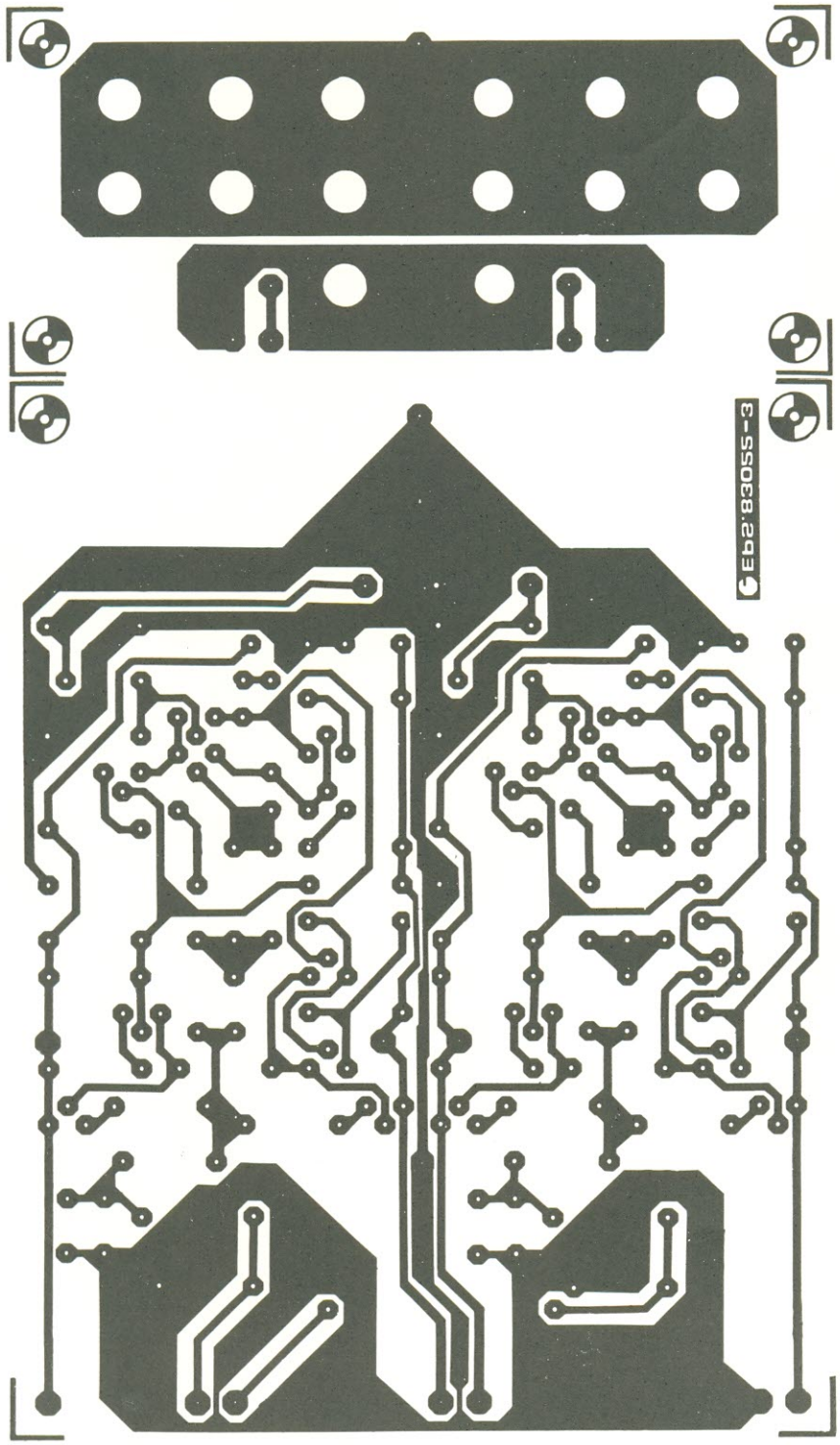
O principal objetivo da realimentação negativa (ou retroalimentação negativa, como é também chamada) é o de eliminar os distúrbios provocados pelo "sinal de distorção". A preocupação de equilibrar cuidadosamente certos parâmetros, a fim de manter a estabilidade, costuma ser o preço a pagar por esse benefício.

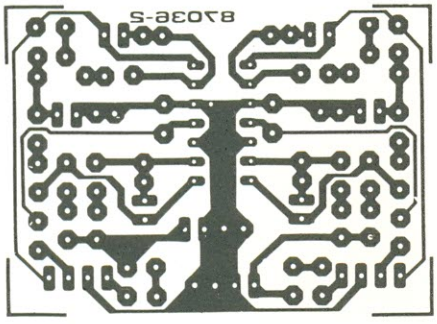
Existe uma abordagem totalmente diferente que merece ser mencionada aqui, ao menos de passagem. Já que o "sinal de distorção" pode ser isolado do sinal desejado, é possível então amplificá-lo e somá-lo em antifase no ponto de conexão com a carga. Isto tem o efeito de cancelar a parte indesejável da saída principal; e como não há mais retroalimentação para o canal principal, não é mais necessário obedecer às regras do sr. Nyquist e companhia.

Esse método é realmente usado na prática, sob o nome de "cancelamento de erros" ou "proalimentação" (*feedforward*, em inglês, em oposição a *feedback*). A designação aplicada, em cada caso, indica a utilização prevista para o processo. A figura 14 mostra a concepção de um amplificador não inversor, enquanto a 15 ilustra um modelo inversor; a possível combinação com retroalimentação aparece na figura 16.

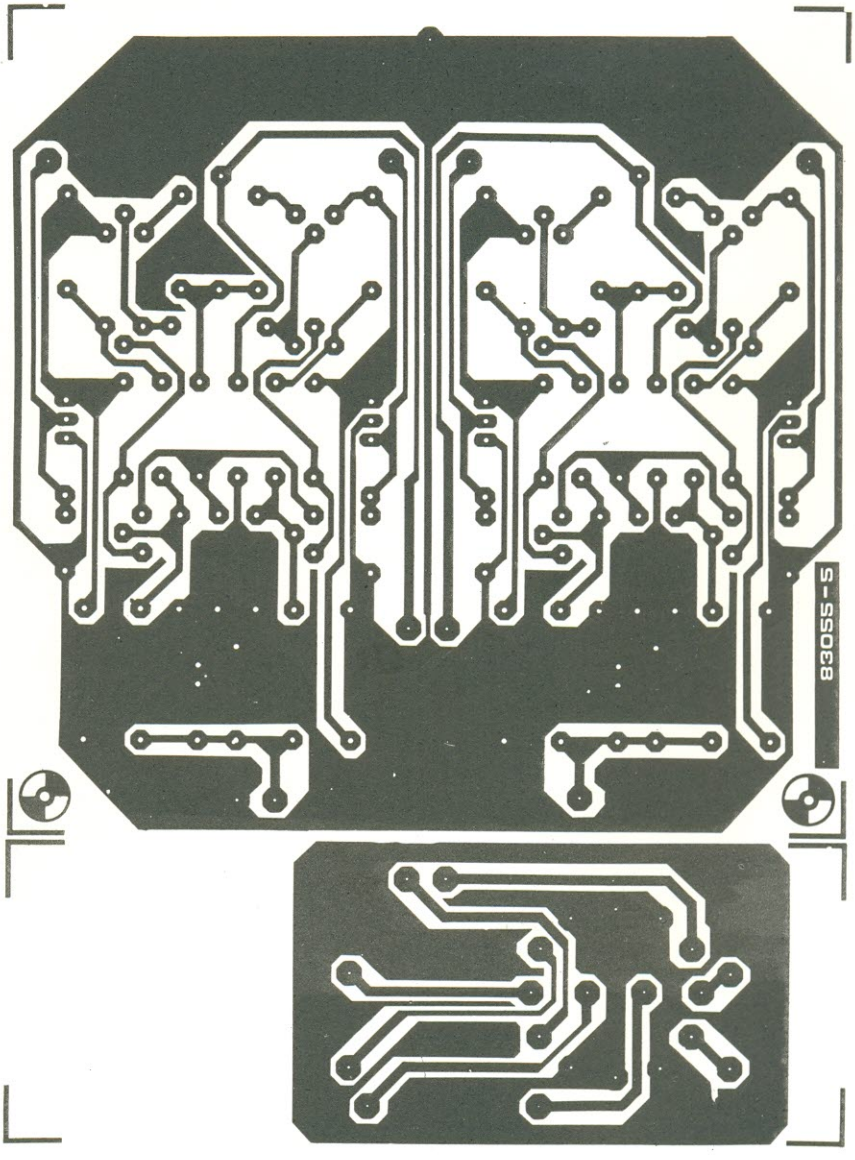
Neste último exemplo, o "sinal de distorção" é isolado, subtraindo-se da entrada do sistema uma fração 1/A da tensão de saída (no amplificador principal). Com a exata amplificação de "A" vezes, o erro será cancelado (desde que ele seja pequeno, se comparado ao sinal principal). O problema, no caso, consiste em combinar duas saídas de potência, sem interferências mútuas, no ponto de excitação da carga. Isto requer, em geral, circuitos exóticos de soma ou subtração à base de transformadores.

prés fonográficos...

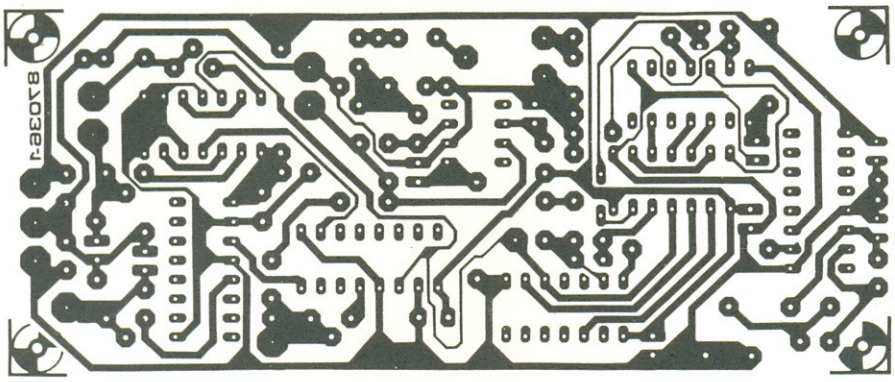




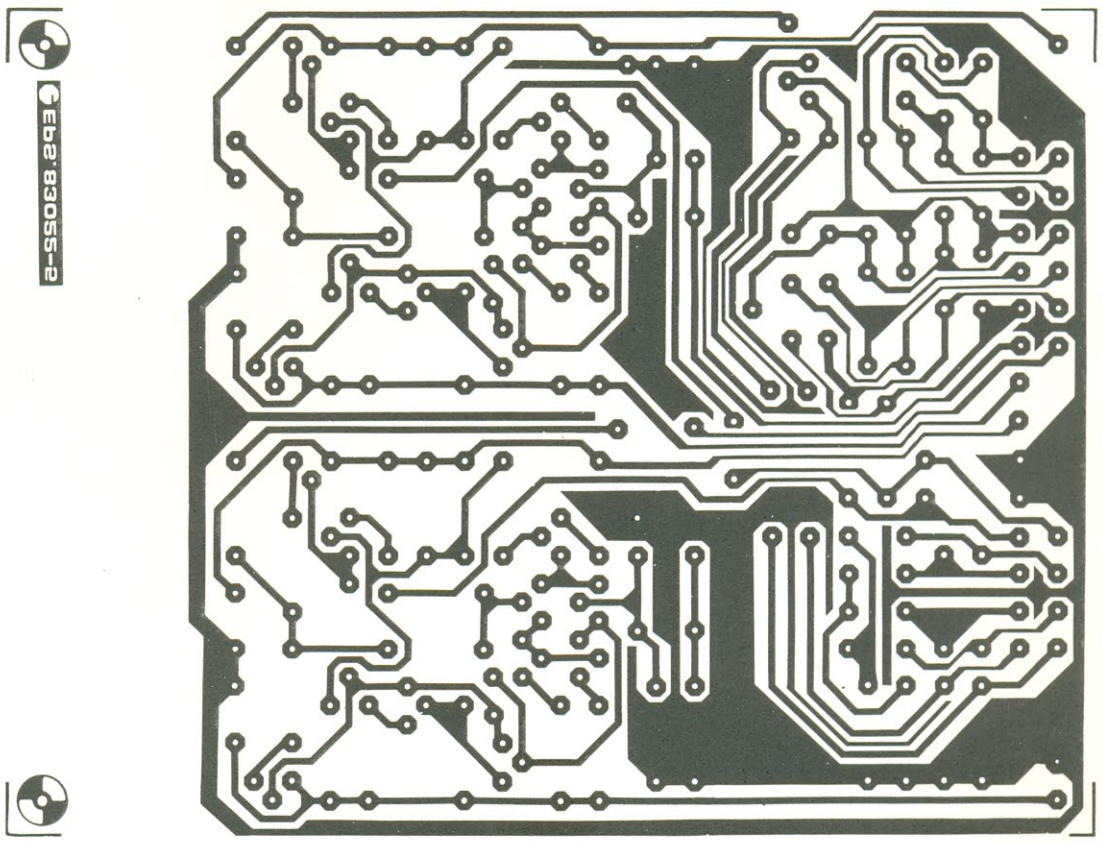
gerador...



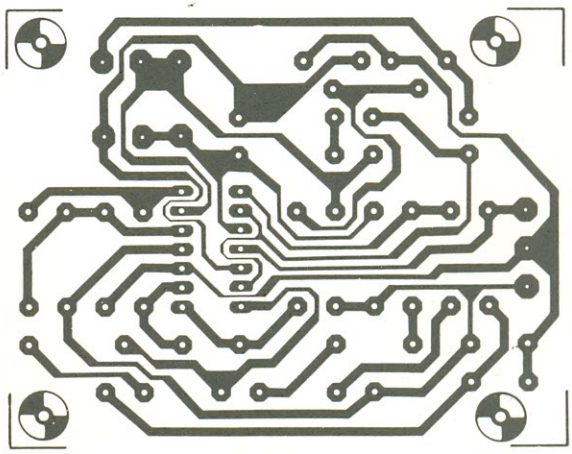
prés fonográficos...

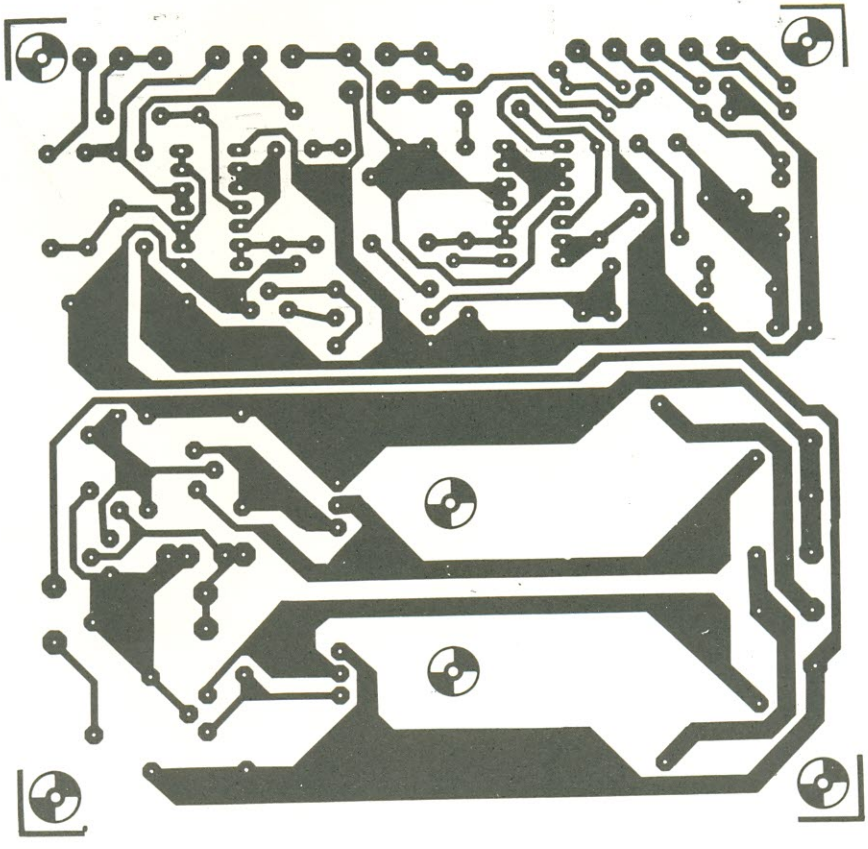


gerador...



Prelúdio





Sete instrumentos para teste e medição

1. Casador de transistores

A seleção de pares casados de transistores é um mal necessário ao qual temos que nos dedicar de tempos em tempos. Normalmente, essa tarefa consiste em improvisar um circuito de teste e, juntamente com um multímetro, passar horas seguidas testando pilhas de transistores da sucata ou das gavetas da oficina. Pois este circuito foi projetado para evitar perdas de tempo e aborrecimentos, pela simples comparação entre componentes. Três LEDs fazem todo o serviço, indicando um bom "casamento" quando a tensão base-emissor (U_{BE}) e a amplificação de corrente (h_{FE}) dos dois transistores forem as mesmas. O grau de precisão pode variar de "aproximadamente iguais" para "idênticos" (1%), podendo ser ajustado se necessário.

O circuito faz todo o trabalho; basta inserir os transistores em seus soquetes e observar os LEDs. Um deles indica que a amostra nº 1 é melhor que a nº 2, outro indica o contrário e o terceiro, que o par está casado. Uma ferramenta indispensável, portanto, na confecção de amplificadores diferenciais ou sensores de temperatura.

Funcionamento

Embora a teoria dê a impressão de algo um tanto complicado, o testador baseia-se em um princípio dos mais simples. A figura 1 mostra uma versão simplificada do circuito, a fim de esclarecer as coisas. Tudo se resume à aplicação de uma onda triangular aos transistores sob teste (TSTs) e à detecção de dois comparadores, que depois é assinalada pelos LEDs.

Explicando mais detalhadamente, os dois TSTs são excitados pela mesma tensão de controle, mas possuem resistores de coletor ligeiramente diferentes. De fato, R2a e R2b em conjunto perfazem um valor pouco maior que R1, ao passo que R2a isoladamente é um pouco menor que R1 — e aí reside todo o truque do testador.

Vamor supor que os dois TSTs são idênticos, ao menos no que diz respeito às suas U_{BE} e h_{FE}. A rampa ascendente da tensão de entrada vai então fazê-los conduzir simultaneamente, provocando uma queda nas tensões de coletor. Se pudéssemos congelar o processo nesse ponto, veríamos que a tensão de coletor de TST2 é ligeiramente inferior à de TST1, devido à sua resistência total de coletor ser um pouco maior. Como, por outro lado, R2a mostra um valor pouco inferior ao de R1, a tensão da junção formada por R2a/R2b resulta um pouco maior que a do coletor de TST1.

Em consequência, a entrada "+" do 1º comparador (K1) fica positiva em relação à entrada "-"; isto significa que a saída de K1 assume um nível alto, impedindo que o LED D1 acenda. Ao mesmo tempo, a entrada "+" de K2 está negativa em relação à outra entrada, fazendo com que sua saída seja baixa e deixando o LED D3 também apagado. Mas essa situação, em que a saída de K1 é alta e a de K2 baixa, causa o acendimento de D2, numa indicação de que os dois transistores sob teste formam um par casado.

1

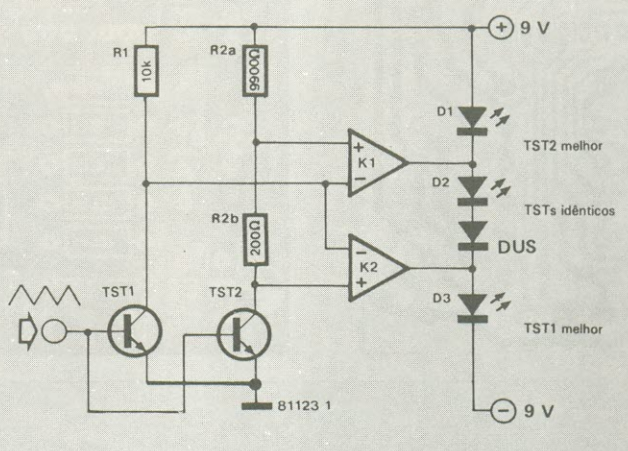


figura 1 — Diagrama simplificado do casador de transistores. Os comparadores acusam diferenças específicas entre os dois transistores por intermédio dos LEDs.

2

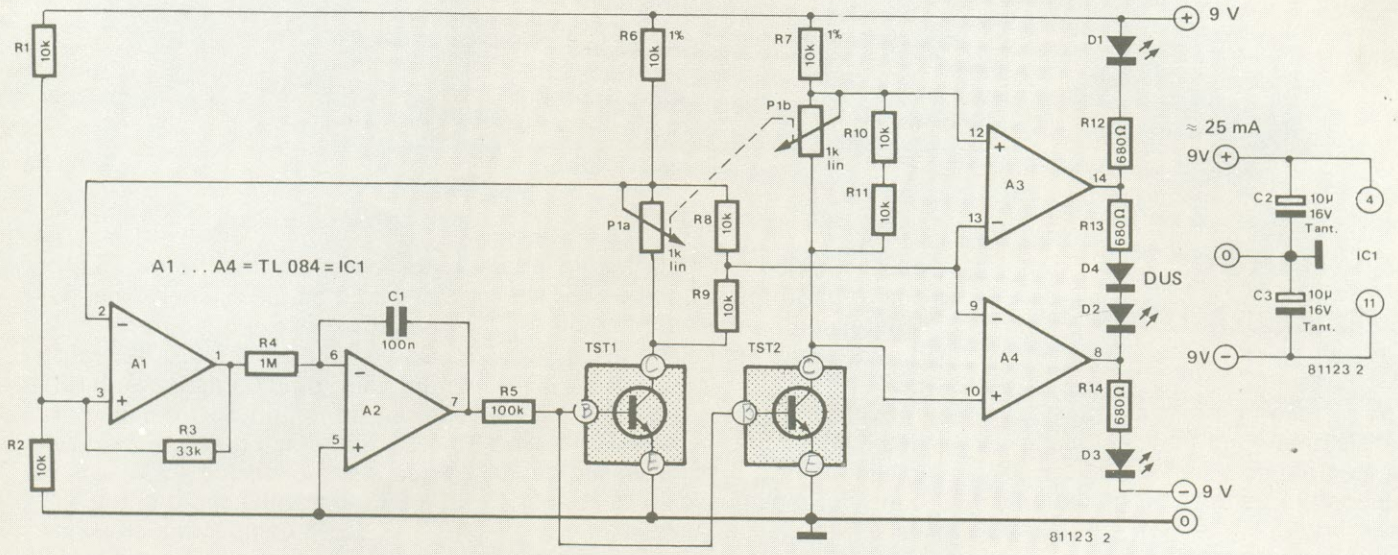
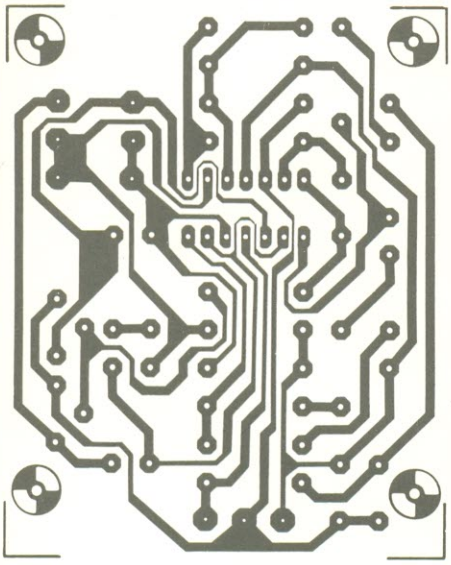


figura 2 — Versão completa do testador, construído com base em quatro operacionais: dois deles (A1 e A2) atuam como gerador de ondas triangulares, enquanto os outros dois constituem a rede de comparação.

3



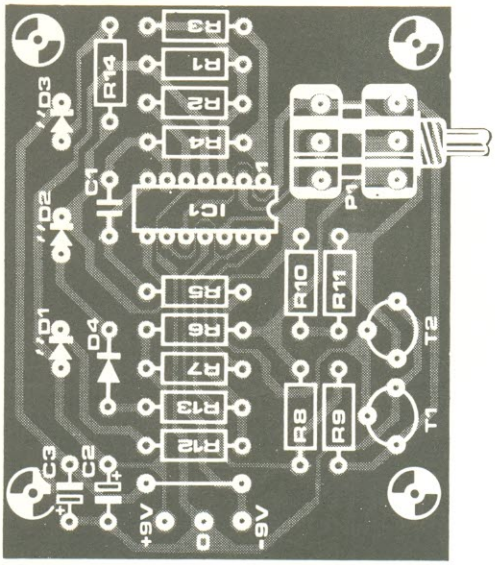


figura 3 — Traçado do cobre e disposição dos componentes referentes à placa do casador de transistores. É aconselhável utilizar soquetes de qualidade para os TSTs.

Lista de componentes

Resistores
R1,R2,
R8...R11 — 10 k
R3 — 33 k
R4 — 1 M
R5 — 100 k
R6,R7 — 10 k/1%
R12,R13,R14 — 680
P1 — pot. estéreo de 1 k, linear
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1 — 100 nF
C2,C3 — 10 µF/16V

Semicondutores
IC1 — TL 084
D1...D3 — LEDs
D4 — DUS

Diversos
Placa nº 81123
Soquetes para transistores

Vejamos agora o que acontece quanto TST1 exibe uma U_{BE} menor e/ou uma h_{FE} maior que a de TST2. Durante a rampa de subida do sinal triangular, a tensão no coletor de TST1 vai cair antes e/ou mais rapidamente que a de TST2. O comparador K1 reage a essa situação da forma já vista — tornando sua entrada "+" mais positiva que a "-" e assumindo um nível alto na saída. Como essa baixa tensão de coletor de TST1 está acoplada também à entrada "-" de K2, ela apresenta um nível inferior ao da entrada "+", ligada ao coletor de TST2; isto faz com que a saída de K2 suba de nível.

Considerando que agora as saídas dos dois comparadores estão em níel alto, o diodo D1 fica impedido de acender; D2, da mesma forma, encontra-se entre dois níveis elevados, e permanece apagado. Mas nada pode impedir que D3 acenda, indicando assim que TST1 é o "melhor" dos dois transistores.

Caso o melhor dos dois seja TST2, sua tensão de coletor vai cair mais rapidamente que a de TST1 e tanto essa tensão como a da junção R2a/R2b serão inferiores à tensão presente no coletor de TST1. Com isso, as entradas "+" dos comparadores ficarão ambas em um nível menor que as entradas "-", levando as respectivas saídas a um nível baixo. Nessas condições, D2 e D3 deixam de se manifestar, sendo a vez de D1 acender, indicando que TST2 é a melhor escolha.

Circuito e montagem

A figura 2 traz o circuito completo do testador, que consiste de um único integrado TL 084 (formado por quatro operacionais com transistores FET de entrada), além dos LEDs e necessários elementos passivos. O disparador Schmitt A1 e o integrador baseado em A2 foram combinados para dar origem a um simples gerador de ondas triangulares, que fornece a tensão de teste aos transistores. Os outros dois operacionais (A3 e A4) atuam como os comparadores que vimos, controlando as indicações dos LEDs D1...D3.

Uma olhada mais atenda à malha de resistores existente nos coletores dos transistores pode esclarecer porque utilizamos uma versão simplificada para explicar o circuito, antes de entrar no esquema prático. Este parece muito mais complexo, pois inclui um potenciômetro duplo (P1) que predetermina a faixa na qual os transistores podem ser considerados iguais. Caso P1 seja girado totalmente para a esquerda e o LED D3 acenda, é sinal que os dois TSTs são idênticos dentro de 1% de tolerância, aproximadamente. O critério do "par casado" assume exigências menos rígidas quando o potenciômetro é levado totalmente para o sentido horário (10% de tolerância).

A máxima precisão possível será limitada pela tolerância de R6 e R7, pela tensão de *offset* do TL 084 e também pela acuidade de trilhagem de P1a/P1b. Além disso, os transistores sob teste vão reagir a variações em sua temperatura, fator que deve ser levado em conta em todos os casos. É comum, por exemplo, que um "espécime" mantido na palma da mão durante algum tempo e depois inserido no testador vá afetar os resultados do teste; assim sendo, é melhor aguardar até que esfrie novamente, antes de tirar conclusões.

O circuito pede uma fonte de alimentação simétrica, mas sem valores críticos; ele poderá trabalhar tão bem como os +9 e -9 V indicados, quanto com $\pm$7 ou $\pm$12 V. a alimentação pode ser fornecida por duas baterias de 9 V, do tipo miniatura, já que o consumo não passa dos 25 mA (e, de qualquer modo, esse testador não fica ligado por horas a fio). Optando por alimentar o circuito com baterias, ele podera ser alojado em uma caixa bastante compacta, facilitando seu transporte e utilização.

A figura 3 ilustra a placa de circuito impresso do casador de transistores, que não deve apresentar maiores dificuldades. Convém apenas fazer o possível para que R6 e R7 sejam resistores com 1% de tolerância, para o bem da precisão global. ◀

2. Testador de operacionais

O circuito aqui proposto é capaz de analisar todos os tipos de amplificadores operacionais existentes e baseia-se em um princípio bastante simples: uma tensão triangular é aplicada à entrada inversora de cada elemento, que deve resultar então invertida; se, em seguida, essa tensão inversa e a onda triangular original são somadas, o resultado tem que ser nulo. Qualquer desvio dessa condição é encarado como um defeito, sendo indicado por um dos dois LEDs sinalizadores. Como não poderia deixar de ser, o testador dispõe de um recurso de auto-análise que garante uma operação confiável.

Os operacionais A1 e A2 formam um gerador de pulsos triangulares, à semelhança do primeiro circuito desta série. Assim, A1 atua como um integrador, no qual o capacitor C é carregado até atingir o limiar do disparador Schmitt A2, que ao disparar acopla R4 à terra; C1 é então descarregado até que a tensão em seus terminais alcança o segundo limiar de A2, quando o processo se repete. O operacional A3 funciona como um estágio somador, cuja saída é aplicada aos dois transistores que excitam os LEDs.

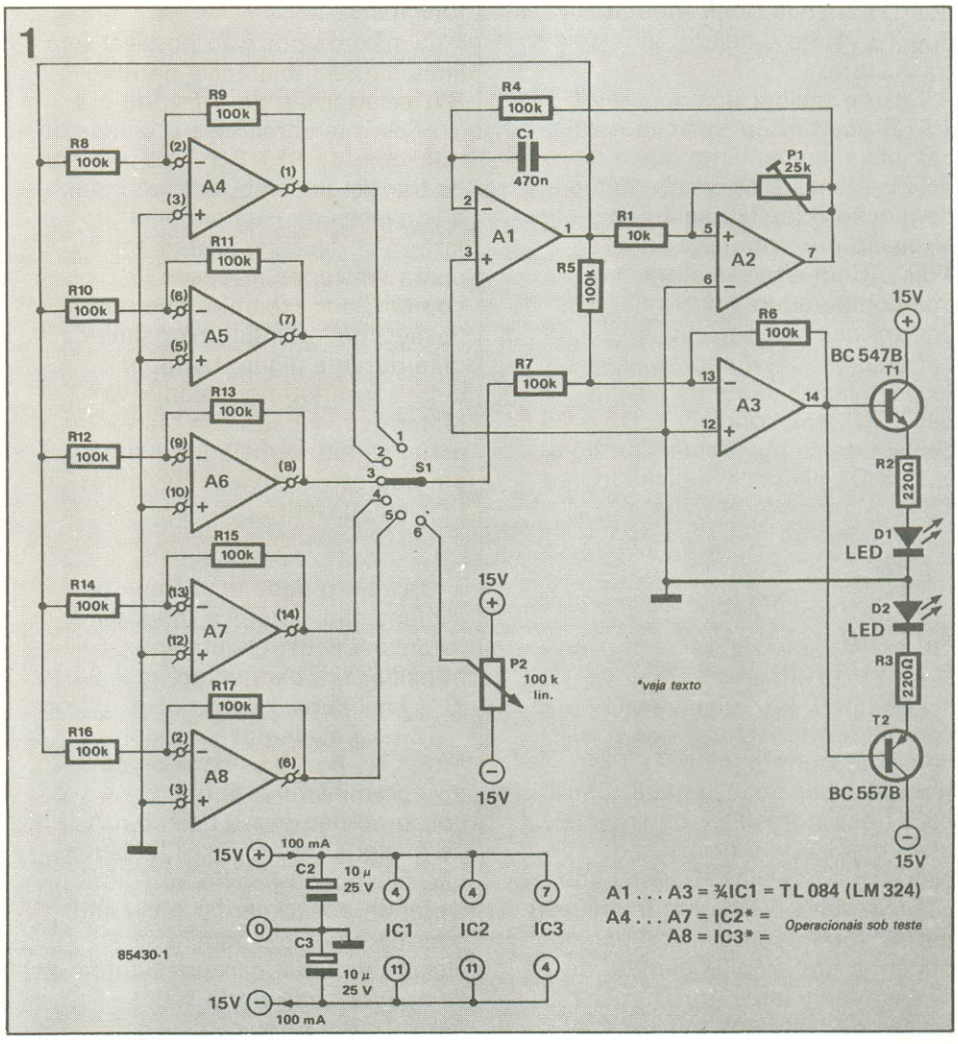
Os espécimes sob teste são ligados na configuração inversora tanto nas posições A4...A7 como A8 — sendo as quatro primeiras destinadas aos tipos quádruplos (como o TL 084, por exemplo), de 14 pinos, e a última a tipos encapsulados isoladamente, em DIPs de 8 pinos (tal como o LM355 ou LM387). Note que, de acordo com a pinagem de cada modelo, as conexões representadas na figura devem ser alteradas para se adaptar a cada caso.

Na presença de um operacional defeituoso, a saída de A3 é constituída por uma tensão triangular sobreposta ao *offset* CC. Isto é suficiente para polarizar os transistores de excitação e fazer com que um ou ambos os LEDs pisquem em cadência com o sinal triangular. A frequência desse sinal é de 10 Hz, mas pode ser alterada até certo ponto mudando-se o valor de R4 e/ou C1.

É óbvio que a tensão na saída de A3 deve ser superior a +0,6 V, para que a polarização dos transistores não seja muito reduzida. Desse modo, é preciso calibrar o trimpot P1 até que os LEDs apenas ameacem acender quando um operacional em boas condições é inserido no soquete de teste.

A função de auto-análise pode ser explicada em poucas palavras: sempre que P2 é levado de um extremo a outro de seu percurso, ocorre o acendimento do primeiro LED, depois de ambos e enfim somente do segundo. As posições 1...4 da chave S1 permitem testar sequencialmente os quatro operacionais contidos em cápsulas tipo TL 084, por exemplo; na posição 5 são testados operacionais isolados e na 6 é realizado o auto-teste do circuito.

1



3. Proteção de entrada para DVMs

Normalmente, a entrada de alta impedância do amplificador inicial, em voltímetros digitais, é protegida contra tensões excessivas através de dois diodos. Um deles vai ligado entre a entrada e a linha positiva de alimentação, enquanto o outro fica entre a linha negativa e a entrada. Em termos gerais, esse tipo de proteção contra sobretensões é totalmente satisfatória.

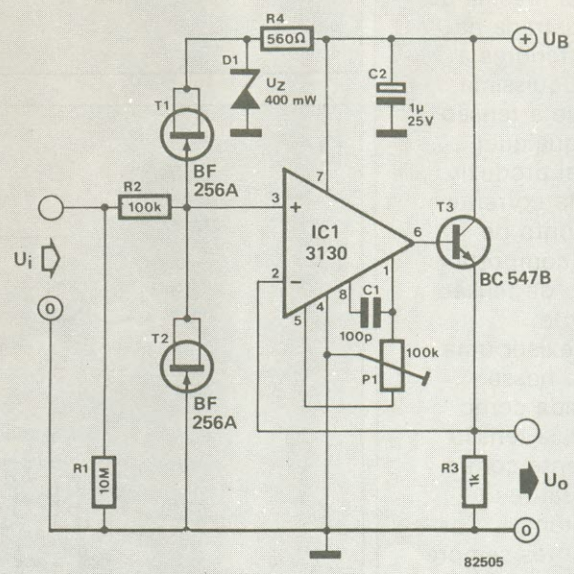
Os diodos adotados, porém, devem possuir uma baixíssima corrente de fuga — o que os torna de difícil obtenção e bastante caros. A alternativa dos hobistas são os diodos de aplicação geral, tal como o 1N4148, cuja corrente de fuga provoca uma tenção *offset* de alguns milivolts, considerando 1 MΩ como impedância de entrada. Como se tornou uma necessidade comum, hoje em dia, medir tensões dessa magnitude, é preciso encontrar uma solução para evitar leituras enganadoras.

Um bom "jeitinho" consiste em substituir os diodos por FETs. De fato, com uma tensão reversa de 15 V como polarização, o diodo exibe correntes de fuga de 5,2 nA, ao passo que no "diodo" FET não passa de 12 pA! Isto quer dizer que a impedância de entrada do instrumento pode ser elevada para 10 MΩ sem dificuldade.

O circuito do estágio de entrada, em um típico voltímetro de alta impedância baseado no princípio descrito, pode ser visto na figura anexa. O resistor R1 constitui a impedância de entrada de 10 MΩ, ao passo que os transistores T1 e T2 são os "diodos" FET de proteção, capazes de suportar uma corrente máxima de 10 mA. O restante do circuito (IC1, T3, etc.) compõe um seguidor de emissor com uma impedância de saída relativamente baixa. A tensão de operação (U_B) pode assumir qualquer valor entre 5 e 15 V, enquanto a tensão nominal do zener deve ter 2 V a menos que a de alimentação.

A calibração desse estágio é bastante simples: ajusta-se o trimpot P1 até que a tensão obtida na saída seja a mesma da entrada. Teoricamente, o circuito protege a entrada até 1000 V, se bem que para isso os resistores de entrada devem ser tipos de alta tensão.

1



$5\ V \leq U_B \leq 15\ V$

$U_Z = U_B - 2\ V$

4. Testador de zeners

Em muitos casos, a tensão de ruptura dos diodos zener está claramente impressa em seu encapsulamento. Assim, por exemplo, é fácil deduzir que o código BZY88 6V8 identifica um zener de 6,8 V da família BZY88 (comercializado, no Brasil, pela Ibrape). Infelizmente, porém, a maioria dos fabricantes imprime códigos indecifráveis em seus componentes, obrigando os usuários a consultar manuais e folhetos de características. Além disso, às vezes é necessário testar lotes inteiros de diodos sem identificação, seja para pequenas linhas de produção ou simplesmente saber o que existe na sucata. Em todos esses casos, um simples testador de zeners pode mostrar-se muito útil como instrumento de bancada.

Princípio de operação

A curva característica reversa de um diodo zener está ilustrada na figura 1. Em tensões inferiores à de zener, ele drena pouquíssima corrente; mas assim que a tensão de ruptura é atingida, qualquer acréscimo na tensão vai produzir uma grande elevação da corrente — ou seja, acima do ponto de ruptura, o diodo zener comporta-se como um dispositivo de tensão mais ou menos constante. Contudo, pelo fato de existir uma resistência interna finita nesse diodo (também conhecida como "resistência dinâmica"), a tensão de zener varia ligeiramente com a corrente, devido à queda de tensão sobre essa resistência. Por esse motivo, os fabricantes sempre se referem à tensão de zener em relação a uma determinada corrente (entre 5 a 10 mA, normalmente).

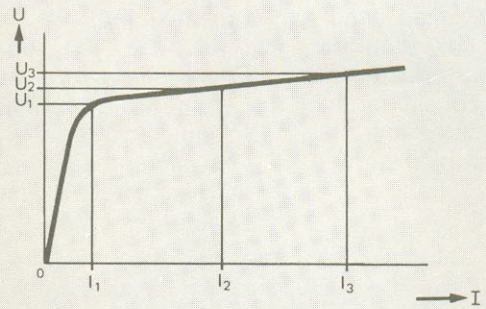
Claro que é possível medir a tensão de zener usando uma bateria, um resistor em série e um multímetro. No entanto, o fluxo de corrente pelo zener será determinado pelo valor do resistor e pela diferença entre as tensões da bateria e de zener, o que pode acarretar erros de medição.

Assim, o testador aqui proposto aplica uma corrente constante conhecida ao zener, a qual pode ser escolhida entre sete opções diferentes, permitindo plotar a tensão do zener em relação à corrente. O esquema está representado na figura 2 e contém apenas nove componentes. Os transistores T1 e T2 atuam como um regulador de tensão, sendo que T1 recebe uma tensão polarizada diretamente da alimentação (via R4) e drena corrente de lá por meio do zener sob teste.

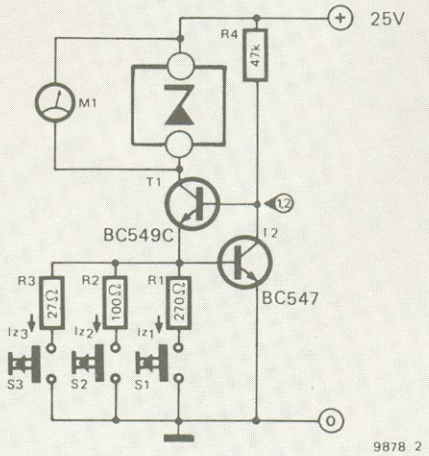
Caso sua tensão de emissor ameace ultrapassar, porém, o 0,6 V da tensão base-emissor de T2, este transistor vai "puxar" mais corrente, reduzindo a tensão de base de T1 e também a de emissor. Se, ao contrário, o emissor de T1 tentar cair abaixo do nível de base-emissor de T2, este irá exigir menos corrente e sua tensão de coletor subirá, juntamente com a tensão de emissor de T1. Esse sistema de realimentação negativa implica em uma tensão constante de aproximadamente 0,6 V, sempre presente no emissor de T1.

Se uma ou mais chaves do circuito (S1...S3) forem acionadas, vamos ter uma corrente de I = 0,6 V/"R" fluindo por um ou mais dos

1



2



resistores associados (R1...R3). Repare que o "R" da fórmula representa R1, R2, R3 ou uma associação em paralelo de dois ou mais deles. Essa corrente vai fluir também por R1 e pelo diodo zener em teste — o que permite medir então a tensão de zener através de um multímetro comum, conforme se vê na figura. O multímetro, aliás, deve exibir uma elevada resistência (20 kΩ/V ou mais), de modo a não "roubar" muita corrente do zener.

Pressionando uma, duas ou as três chaves, em diferentes combinações, pode-se obter um total de sete correntes diferentes para o zener. Essas correntes estão relacionadas na Tabela 1, sobre as quais deve ser considerada uma tolerância de 10%, devido às tolerâncias dos próprios resistores e ao coeficiente de temperatura de T2.

Os valores da tensão de zener obtidos com as diversas correntes podem ser plotados em um gráfico como o da figura 3. A partir daí, é possível calcular a resistência dinâmica do componente; basta dividir um incremento de tensão (ΔU) por outro de corrente (ΔI):

$$R_{din.} = \Delta U/\Delta I$$

Com a tensão de alimentação sugerida, a máxima tensão que pode aparecer entre a linha positiva e o coletor de T1, sem que este chegue à saturação, é cerca de 23 ; dessa forma, a máxima tensão de zener que pode ser medida é de 22 V, aproximadamente. Mas o circuito pode ser modificado para aceitar zeners de maior valor, desde que seja empregado um transistor de maior tensão em T1. Será preciso algum cuidado, porém, para não exceder o limite de dissipação de T1 ou do próprio zener nas faixas mais altas de corrente.

Como a corrente de zener é determinada exclusivamente pela tensão base-emissor de T2 e pelos resistores R1...R3, não é preciso adotar uma alimentação estabilizada. De fato, um transformador de 18 V/50 mA, uma ponte retificadora de 30 V/50 mA e um capacitor de 470 μF/35 V constituem uma fonte ideal para o testador.

3

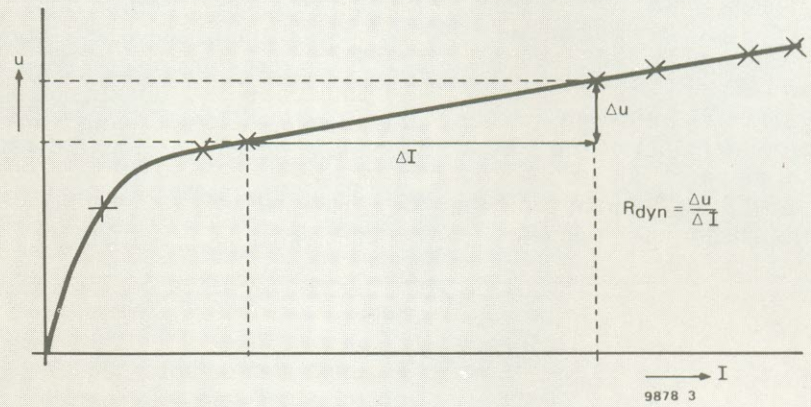


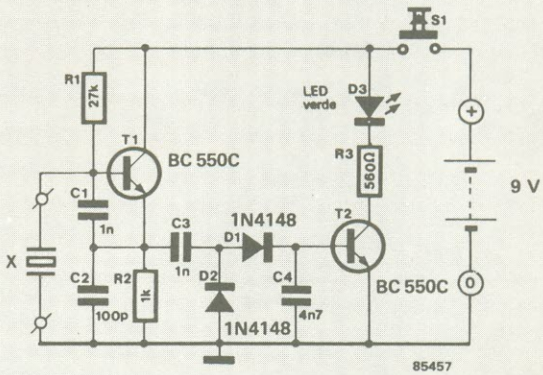
TABELA 1

chave	corrente I2 (mA)
S1	2,22
S2	6
S3	22,2
S1 + S2	8,2
S1 + S3	24,4
S2 + S3	28,2
S1 + S2 + S3	30
alimentação = 25 V	

5. Testador de cristais

Muitos hobistas de eletrônica têm seu pequeno estoque de cristais, mas nem sempre a certeza de que todos estão operando corretamente. Quando pequenas oficinas ou indústrias de pequeno porte adquirem lotes de cristais, novos ou de segunda mão, pode ser interessante efetuar uma vistoria inicial em todos eles, para evitar problemas mais tarde, na

1



manutenção ou linha de montagem. Pois este testador de cristais indica rapidamente se um componente pode ser usado ou deve ser descartado, por meio de um único LED.

O transistor T1 forma um oscilador, juntamente com o cristal sob teste, ao passo que os capacitores C1 e C2 atuam como divisor de tensão nesse primeiro estágio. Se o cristal estiver em boas condições, o oscilador vai funcionar e sua tensão de saída será retificada e "suavizada" por D1 e C4, respectivamente. A tensão contínua resultante na base de T2 será então suficiente para fazê-lo conduzir e acender o LED associado.

O circuito pode ser utilizado com cristais variando entre 100 kHz e 30 MHz. Seu consumo de corrente gira em torno dos 50 mA.

6. Testador de servos

Este circuito vai interessar particularmente a duas categorias de montadores: em primeiro lugar, aos aficcionados de aeromodelismo, que normalmente precisam operar seus transmissores de radiocontrole durante longos períodos, a fim de ajustar os servomotores e as partes mecânicas associadas; e em segundo, aos projetistas de robôs controlados por computador, que incorporam servomotores. Esta segunda área de aplicação costuma ser uma combinação típica de mecânica e eletrônica aliada a *software*, e seria uma "mão na roda" poder testar os movimentos do robô sem apelar para programas especiais de teste.

A unidade de testes sugerida, como se vê pela figura, baseia-se apenas em temporizadores do tipo 555 ligados em cascata e pode ser ampliada para acionar mais de dois servos simultaneamente, se necessário (percebe-se de imediato que o segundo e o terceiro estágios são idênticos). O primeiro temporizador (IC1) funciona como multivibrador astável, cujo sinal de saída exibe um período determinado por

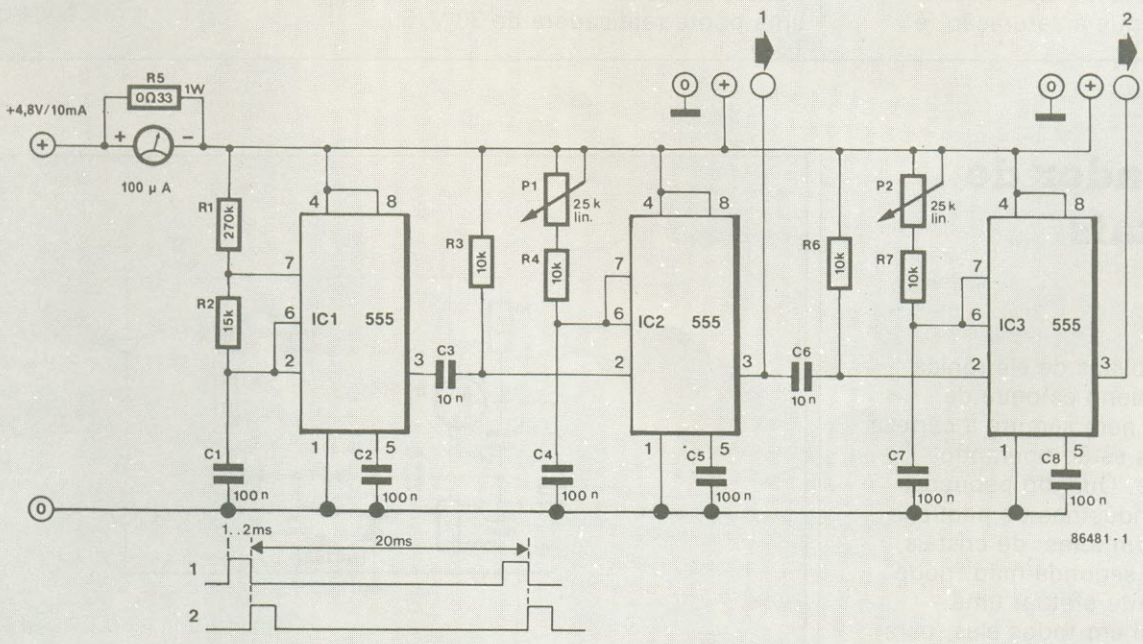
$$T = 0{,}693(R1 + R2)C1$$

Com os valores indicados, vamos ter um período equivalente a 20 ms, aproximadamente, no pino 3 de IC1.

A borda ascendente dessa onda quadrada vai disparar o monoestável IC2, cujo pulso de saída pode ter a largura controlada através de P1. A ligação em série de P1 e R4 garante uma gama de larguras de pulso ampla o suficiente para a maioria dos servomotores, que geralmente exigem pulsos da ordem de 1...2 ms.

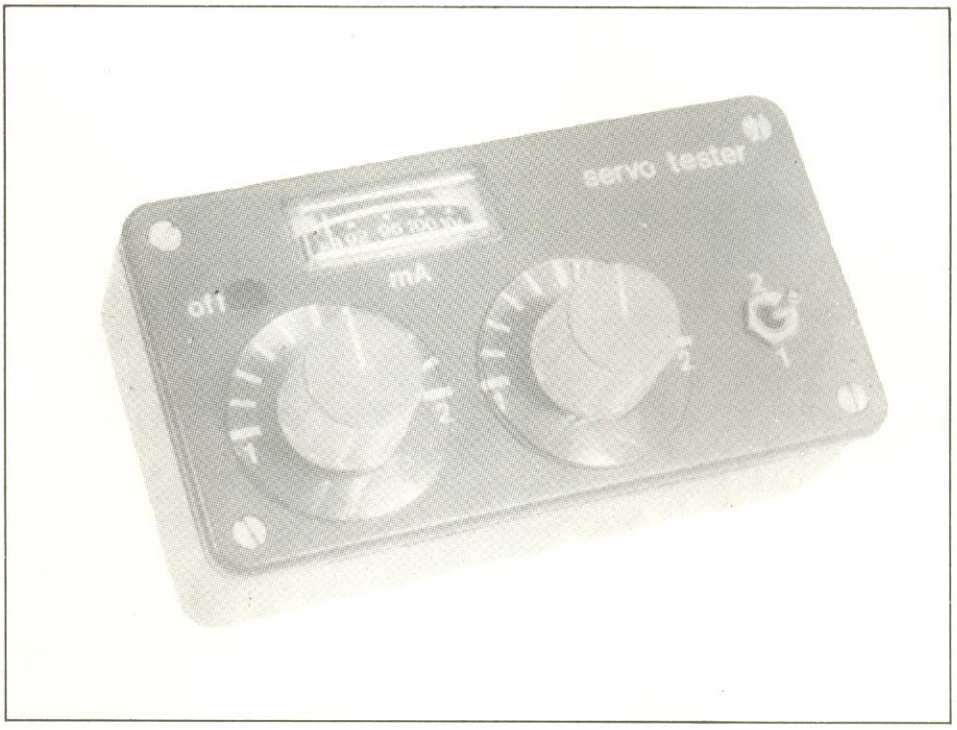
O segundo estágio de servocontrole é igual ao primeiro e como ele podem ser

1



implementados mais seis, totalizando oito estágios com 555, cada um deles com seu próprio controle de largura de pulso. Sugere-se também que cada potenciômetro receba uma escala calibrada, para que forneça uma indicação relativa da posição lateral ou angular do motor correspondente (veja foto).

O amperímetro colocado em série com a linha positiva da alimentação oferece uma leitura da corrente total drenada pelos servos, permitindo assim detectar imediatamente quando um deles fica "engripado". O circuito em si não contribui muito para o consumo de corrente indicado pelo instrumento: cada 555 da série "puxa" em torno de 3 mA, apenas. É perfeitamente viável, portanto, instalar o testador como uma unidade portátil, alimentada a pilhas.



7. Gerador senoidal/ quadrada/ triangular

Instrumento indispensável no teste e medição de equipamentos de áudio, este gerador difere de seus semelhantes produzindo senóides diretamente, através de um oscilador por ponte de Wien, ao invés de obtê-las a partir de ondas triangulares. Estas, assim como as quadradas, é que são geradas a partir das senóides. Uma boa pedida para quem dá preferência aos sinais senoidais, em detrimento dos outros dois.

O oscilador por ponte de Wien baseia-se em quatro portas NE do tipo CMOS (N1...N4) e a estabilização da amplitude é proporcionada por T1, D1 e D2. Esses diodos devem formar, se possível, um par casado, a fim de garantir uma distorção mínima. O potenciômetro de ajuste de freqüência (P1) também deve ser de boa qualidade, com um erro de trilhagem inferior a 5% entre as duas metades. Tomadas essas providências e usando o trimpot R3 para minimizar a distorção, o valor total da distorção harmônica será inferior a 0,5%.

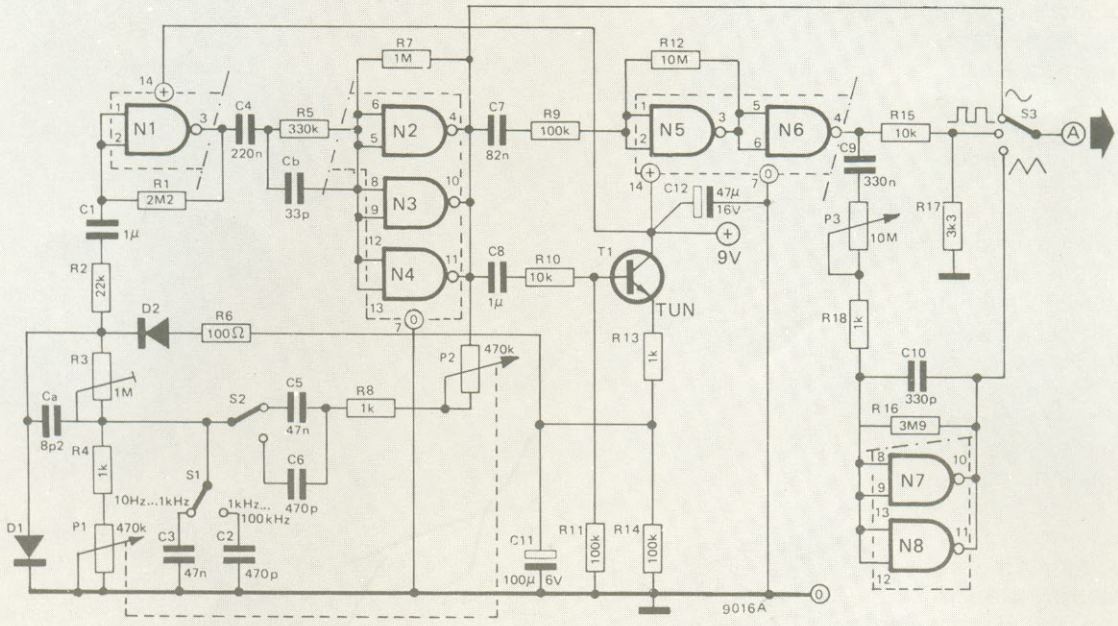
A saída do oscilador é acoplada a N5, que está polarizada em sua região linear, atuando como amplificador; juntamente com N6, essa porta amplifica a ceifa a saída do oscilador, para dar origem à onda quadrada. O ciclo de trabalho dessa forma de onda depende em parte das tensões de limiar de N5 e N6, mas pode ser considerado próximo a 50%.

O sinal liberado por N6 vai excitar um integrador, construído em torno de N7 e N8, que vai converter a onda quadrada em triangular. A amplitude desta última vai depender da freqüência, é claro; e como o integrador não é perfeito, a linearidade também vai variar com a freqüência. Na prática esse fator não é muito importante, porém, já que o gerador será quase sempre usado com um milivoltímetro ou um osciloscópio, que podem ajudar na monitoração do sinal de saída (a amplitude da onda triangular é ajustada através de P3).

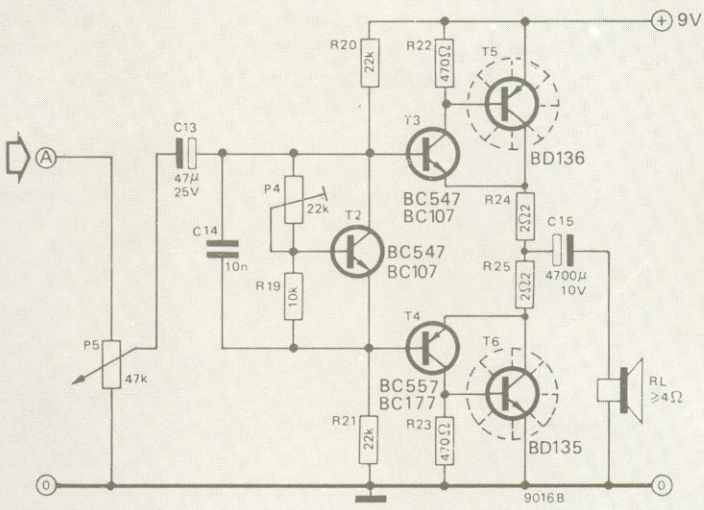
Pelo fato de as portas CMOS não poderem excitar cargas de impedância muito baixa, previu-se a inclusão de um amplificador de saída, que contribui para aumentar a utilidade do instrumento. Esse estágio final é capaz de excitar cargas iguais ou superiores a 4 ohms, o que o torna particularmente adequado para o teste de alto-falantes.

Caso o gerador vá ser utilizado constantemente na produção de ondas quadradas de baixa freqüência (inferiores a 100 Hz), talvez seja conveniente elevar o valor de C15, a fim de tornar mais plano o topo da onda. Quanto ao ajuste da corrente quiescente, deve ser feito por P4 em cerca de 50 mA, enquanto P5 se encarrega de controlar a amplitude de saída. A chave S1, por fim, permite selecionar a faixa de alcance do aparelho: de 10 Hz a 1 kHz ou de 1 kHz a 100 kHz.

1

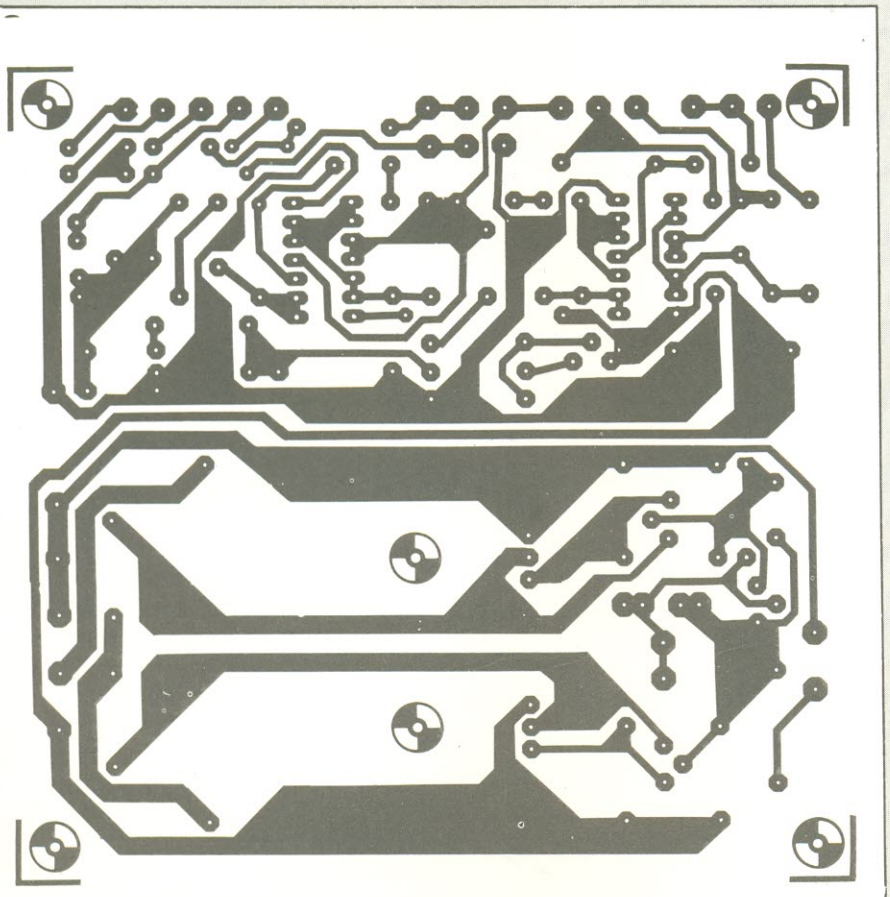


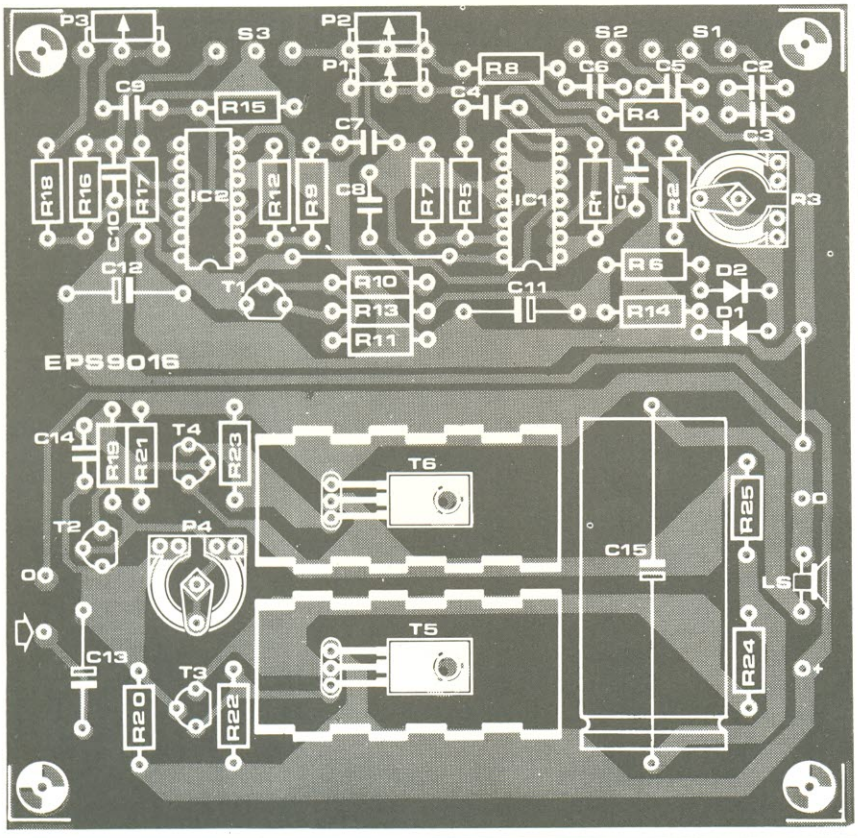
N1 ... N4 = CD4011 = IC1
N5 ... N8 = CD4011 = IC2
D1 ... D2 = 1N4148



Como as impedâncias ao redor dos circuitos CMOS são relativamente altas, é conveniente alojar o gerador em uma caixa metálica blindada, para evitar a captação de interferências. Optando por uma fonte retificadora, será aconselhável providenciar uma blindagem em torno da mesma, para impedir a captação de ronco da rede. Por fim, melhores resultados em alta frequência podem ser obtidos com o acréscimo de Ca e Cb (8,2 pF e 33 pF, respectivamente).

A placa de circuito impresso pode ser vista na figura 2 e permite alojar todos os componentes, com exceção de Ca e Cb. Note que a parte do amplificador é totalmente independente da parte geradora, permitindo a exclusão da primeira, se desejado. Veja também que os transistores de saída (T5 e T6) pedem dissipadores de calor, que podem ficar apoiados sobre a





Lista de componentes (gerador)

Resistores
R1- 2,2 M
R2- 22 k
R3- trimpot de 1 M
R4,R8,R13,
R18- 1 k
R5- 330 k
R6- 100
R7- 1 M
R9,R11,R14-100 k
R10,R15- 10 k
R12- 10 M
R16- 3,9 M
R17- 3,3 k
P1/P2- potenc. estéreo, 470 k
P3- pot. 10 M
Todos os valores em ohms

Capacitores
C1,C8- 1µF (sem polarização)
C2,C6- 470 pF
C3,C5- 47 nF
C4- 220 nF
C7- 82 nF
C9- 330 nF
C10- 330 pF
C11-100 µF/6 V
C12-47 µF/16 V
Ca- 8,2 pF*
Cb- 33 pF*

*ver texto

Semicondutores
IC1 IC2- 4011
D1,D- 1N4148
T1- TUN

Diversos
Placa impressa
S1/S2-chave inversora de 2 pólos
S3- chave de 1 pólo, 3 posições

Lista de componentes (amplificador)

Resistores
R19- 10 k
R20,R21- 22 k
R22,R23- 470
R24,R25-2,2
P4- trimpot de 22 k
P5- pot. 47 k
Todos os valores em ohms

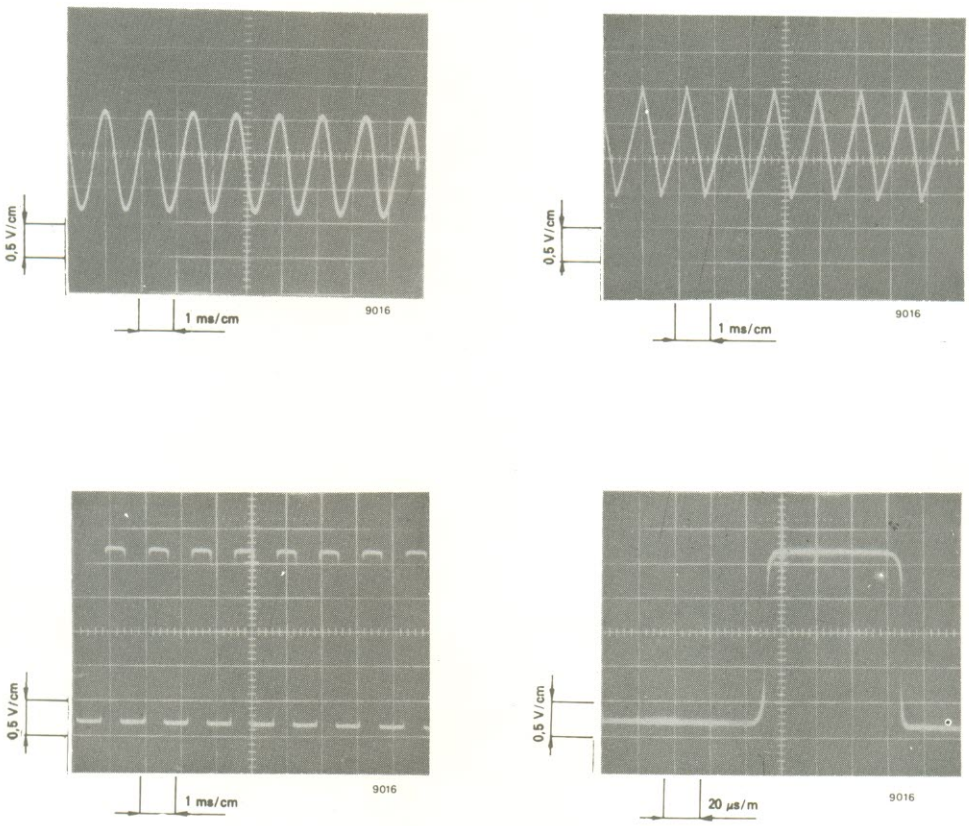
Capacitores
C13-47 µF/25 V
C14- 10 nF
C15-4700 µF/10V*

Semicondutores
T2, T3-BC547
T4- BC557
T5- BD136
T6- BD135

Diversos
Placa impressa
Dissipadores para T5/T6

*ver texto

3



própria placa. A figura 3 reúne algumas amostras dos sinais produzidos pelo instrumento, observadas na tela de um osciloscópio; a sensibilidade vertical é de 0,5 V/cm, enquanto a horizontal é de 1 ms/cm nas três primeiras e de 20 µs/cm na última. ⏮

As "interfaces" com toca-discos tradicionais são uma parte importante de nosso pré-amplificador, assim como de qualquer outro que se preze. É que apesar do avanço inexorável dos discos compactos a laser, a versão analógica continua sendo uma das melhores fontes de sinal em áudio. Os dois estágios aqui descritos foram projetados para formar um módulo único, que poderá ser incorporado a qualquer equipamento de qualidade, além do próprio Prelúdio

Os prés fonográficos do Prelúdio

Todo pré-amplificador fonográfico tem duas tarefas a cumprir: "reforçar" a saída de cápsulas de ímã móvel (ou dinâmicas) e modificar a curva de resposta em frequência de um modo predeterminado. A figura 1 mostra o gráfico teórico de gravação em discos analógicos, sob a forma de três retas, começando no canto inferior esquerdo e terminando no canto superior direito. A curva que acompanha esse trajeto é a resposta real do equipamento de gravação.

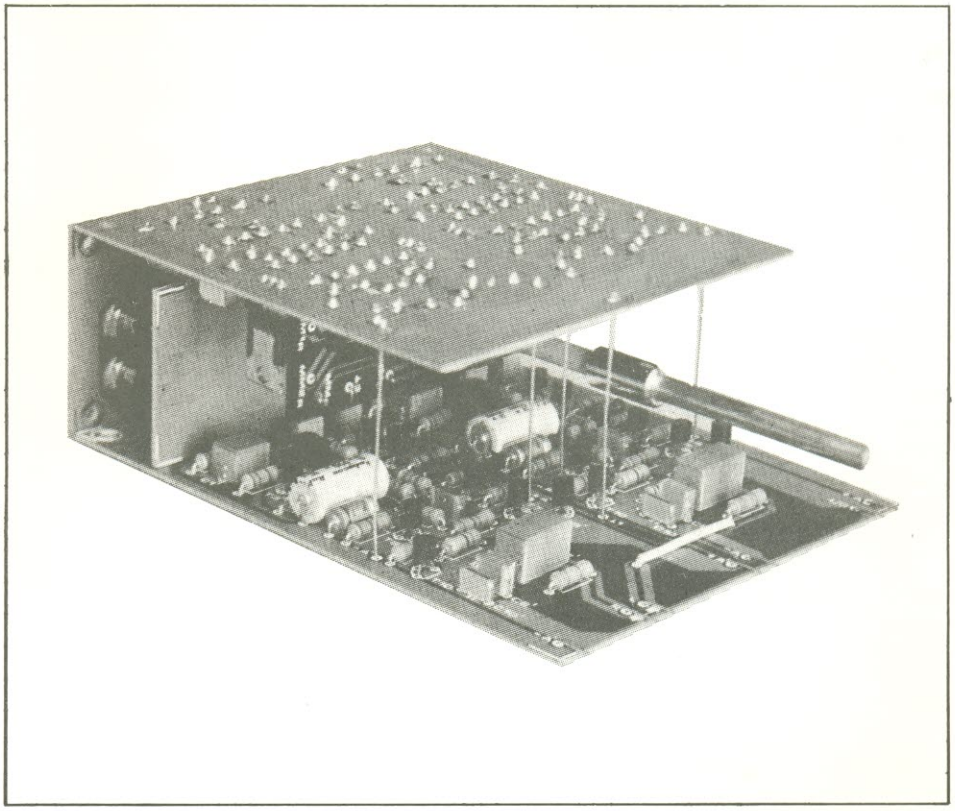
Para se obter uma resposta global plana, é preciso aplicar uma característica invertida durante a reprodução; ela está sendo representada pela curva que vai do canto superior esquerdo para o inferior direito, ainda na fig. 1. Embora pareça algo complexo, a obtenção dessa resposta é mais uma questão de garantir a presença de malhas RC padronizadas no pré-amplificador.

Nessa padronização, a característica RIAA americana coincide com a IEC européia (coisa rara...). Considerando a curva de reprodução, a partir da esquerda, a primeira constante de tempo é de 3180 μs — originando uma resposta que cai a 6 dB/oitava a partir dos 50 Hz. Em seguida, temos 318 μs, que tende a uma resposta mais plana acima dos 500 Hz, seguido quase que imediatamente por 75 μs, que dá origem a uma segunda rampa de 6 dB/oitava acima de 2120 Hz.

Conhecer as constantes de tempo exigidas é uma coisa; saber onde inseri-las no circuito é outra. Existem duas possibilidades básicas: malhas RC passivas ou o uso do laço de realimentação para obter filtros ativos. É claro que, pelo fato de serem três as constantes de tempo, uma ou duas poderão ser representadas por redes passivas e o restante, por redes ativas. Algumas dessas possibilidades podem ser vistas na figura 2.

É viável a inclusão de um filtro passivo na entrada do pré, como se vê na fig. 2a. Essa opção tem a desvantagem de reduzir drasticamente o nível do sinal nas altas frequências (em 30 dB ou mais!), antes que ele atinja o estágio inicial; em outras palavras, é o mesmo que pedir por uma relação sinal/ruído sofrível.

Vamos tentar então de outra forma: incluir a malha RC na saída, conforme ilustra a fig. 2b. Aqui o problema tem uma natureza diferente: o sinal de entrada é aplicado com um nível que, além de encobrir o ruído, vai provavelmente distorcer a saída do pré! Assim sendo, a versão mais usada é a da fig. 2c, onde as redes



Módulo completo dos prés fonográficos; com todos os fios de conexão instalados, ele forma uma "construção" bastante robusta.

RC são incluídas no laço de realimentação. Desde que o circuito seja adequadamente projetado, pode fornecer bons resultados.

Mas o sistema representado na fig. 2d é ainda melhor: as duas constantes de tempo "inferiores" ficam no laço de realimentação, o que oferece pouco risco de sobrecarga do pré-amplificador. A terceira constante RC, no entanto, foi para a saída, sob a forma de filtro passivo — significando que as frequências mais elevadas passam pelo pré com níveis relativamente maiores, melhorando assim a relação sinal-ruído global. Como vantagem adicional, esse sistema simplifica o projeto de bons pré-amplificadores, já que a redução gradativa da resposta de um amplificador em direção aos agudos tende a provocar instabilidades.

Lendo portanto nas entrelinhas do parágrafo anterior, ficou claro que o circuito aqui descrito corresponde à opção da fig. 2d.

O pré de ímã móvel (MM)

O lado direito da figura 3 já deve ser bastante familiar, a esta altura; não passa no "operacional discreto", adotado em vários módulos do Prelúdio. Como essa implementação já foi discutida a fundo no artigo do amplificador de linha, não há sentido em repetir aqui toda a análise. Sem nos estendermos demais no assunto, o estágio de entrada é um amplificador diferencial (T1, T2), com uma fonte de corrente acoplada à linha comum de emissor (T3). As correntes que deixam os coletores são combinadas através de um espelho de corrente (T4, T5) e entregues a um estágio final classe A (T9, T10), por meio de um estágio darlington (T6, T7) que dispõe de uma fonte de corrente como impedância de carga no coletor (T8).

O laço de realimentação (formato por C5, R7... R10 e C3) contém as duas primeiras constantes de tempo, como já foi

1

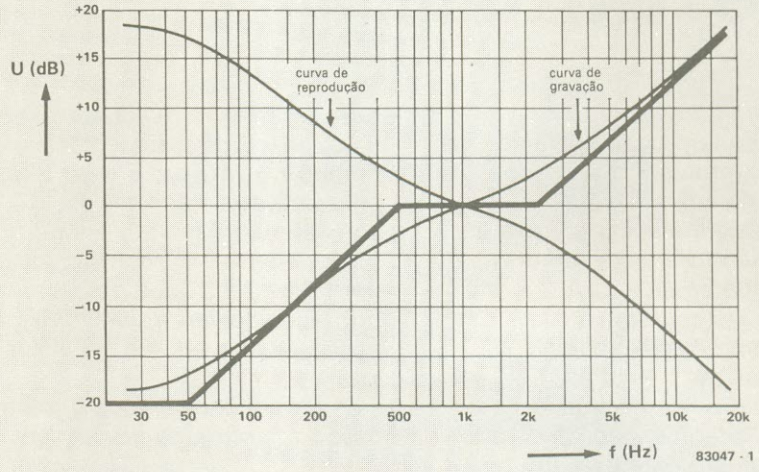
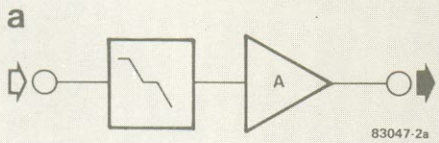
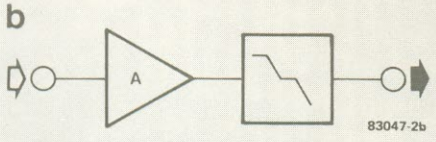
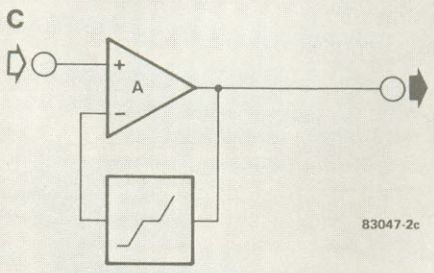


figura 1 — Curva de frequência adotada no corte de uma matriz fonográfica (da parte inferior esquerda para a superior direita) e a resposta exigida na reprodução.

2







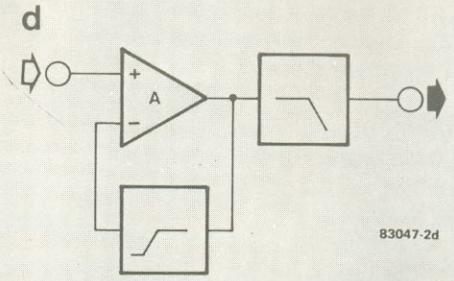


figura 2 — As constantes de tempo "oficiais" podem ser incluídas no pré de várias maneiras. É possível utilizar redes puramente passivas, precedendo (a) ou seguindo o pré (b); ou então inseridas no laço de realimentação (c). A solução em (d) — duas constantes de tempo no laço de realimentação e uma como rede passiva na saída — combina o melhor das duas abordagens.

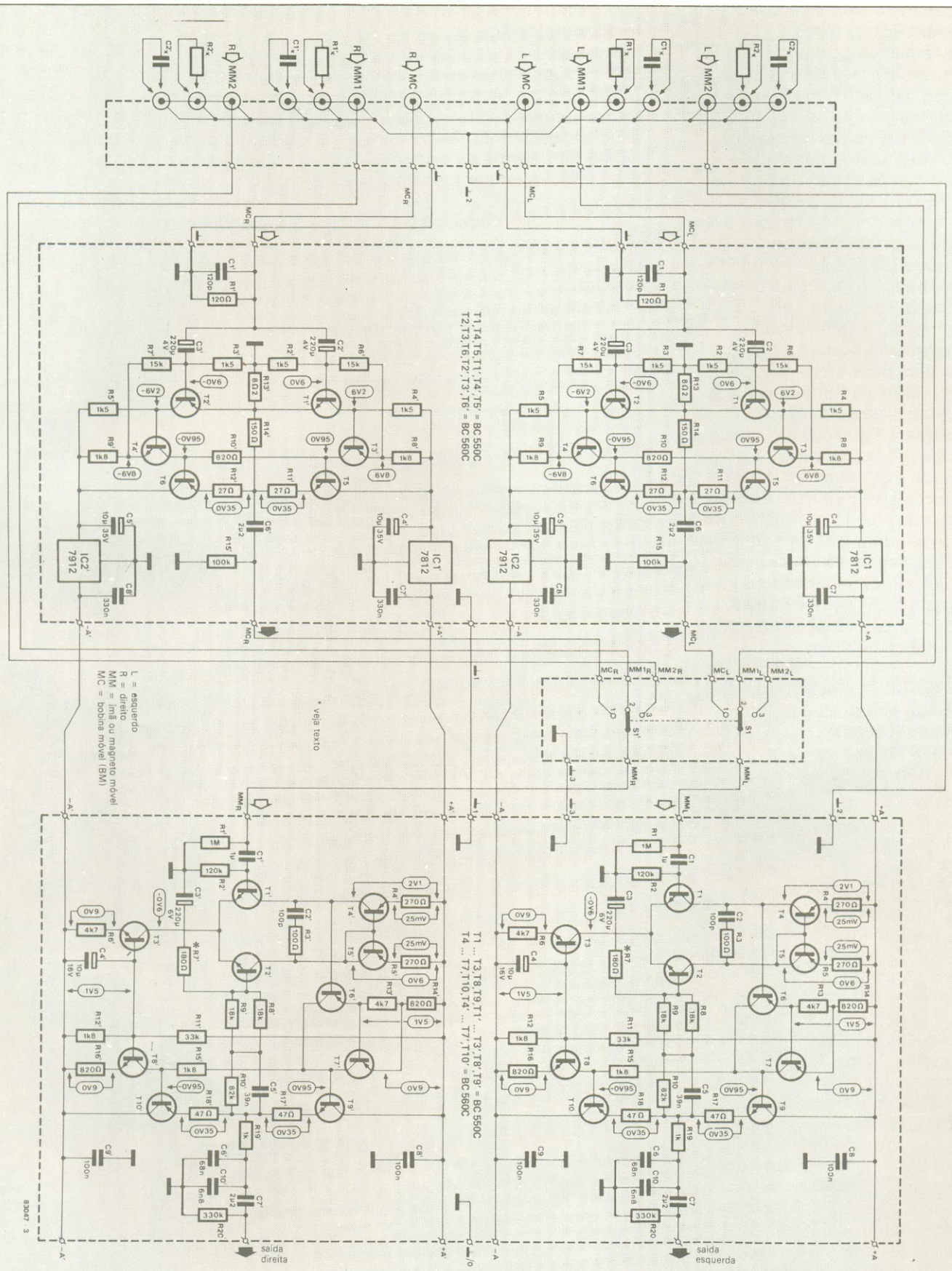


figura 3 — Circuito completo dos prés, sendo um deles para cápsulas de imã móvel e outro para as de bobina móvel. Foram previstos bornes adicionais de entrada, a fim de que a impedância de entrada possa ser adaptada a qualquer fonocaptor em particular.

explicado. Isto significa que a resposta é plana acima de 500 Hz, aproximadamente, com um ganho de 50 estabelecido pela relação entre R8//R9 e R7. De 500 Hz a 50 Hz, a resposta "sobe" ao ritmo de 6 dB/8ª e abaixo de 50 Hz o ganho volta a ser constante (= 500, determinado pela relação entre R8//R9 + R10 e R7). A terceira constante de tempo, que provoca a queda de resposta acima de 2120 Hz, foi implementada pela malha passiva de saída (R19, C6 e C10).

Dispomos de três entradas, selecionadas por meio de S1, sendo uma para o pré de bobina móvel e dois para ímã móvel, todas representadas no lado esquerdo da fig. 3. Cada uma dessas entradas, por sua vez, dispõe de três soquetes: um para a entrada de sinal e outros dois para o casamento de impedâncias (Rx e Cx) — uma técnica, aliás, que está sendo explicada em um adendo deste artigo, denominado "Equalizador RC". Note que a impedância básica de entrada do pré-amplificador é de 107 k (R1//R2), exigindo então que 4 resistores de 82 k sejam inseridos nas posições Rx, para obtermos a impedância "padrão" de 47 k na entrada.

O pré de bobina móvel (BM)

Os fonocaptores de bobina móvel fornecem um sinal bastante "limpo", mas com níveis baixíssimos (100...500 μV) — situação que pede um "pré-pré-amplificador" entre a cápsula e o pré "normal" para ímã móvel.

Essa parte do circuito está no lado esquerdo da figura 3. Embora de estrutura simples, ele foi projetado para oferecer o melhor desempenho possível — pois a relação sinal-ruído deve ser excepcional nessas aplicações. Foi utilizado, então, um sistema classe A totalmente complementar, onde T1...T4 fornecem um ganho elevado e T5/T6 são os excitadores de saída. O ganho é determinado por R14 e R13, no laço de realimentação; os baixos valores adotados permitiram minimizar o ruído de entrada.

O ganho desse pré é 20, totalizando então, da entrada BM até a saída final, um global de 1000; em outras palavras, com 100 μV de entrada teremos 100 mV de saída. A polarização CC é estabelecida por R2, R3, R6 e R7, enquanto a corrente pelos elementos de entrada é imposta por R4 e R5. Isto quer dizer que todo montador poderá testar outros transistores de entrada, bastando modificar esses dois resistores.

As alimentações positiva e negativa são obtidas a partir das linhas principais de +15 e -15 V. Repare que foram incluídos dois CIs reguladores de 12 V, principalmente para impedir que transientes, ronco, zumbido e outros ruídos espúrios alcancem os prés. A impedância de entrada é de 100 ohms, adequada a praticamente todas as cápsulas de bobina móvel. Caso seja necessário dispor de uma impedância ainda mais baixa, o valor de R1 (e R1') deve ser reduzido de acordo.

4

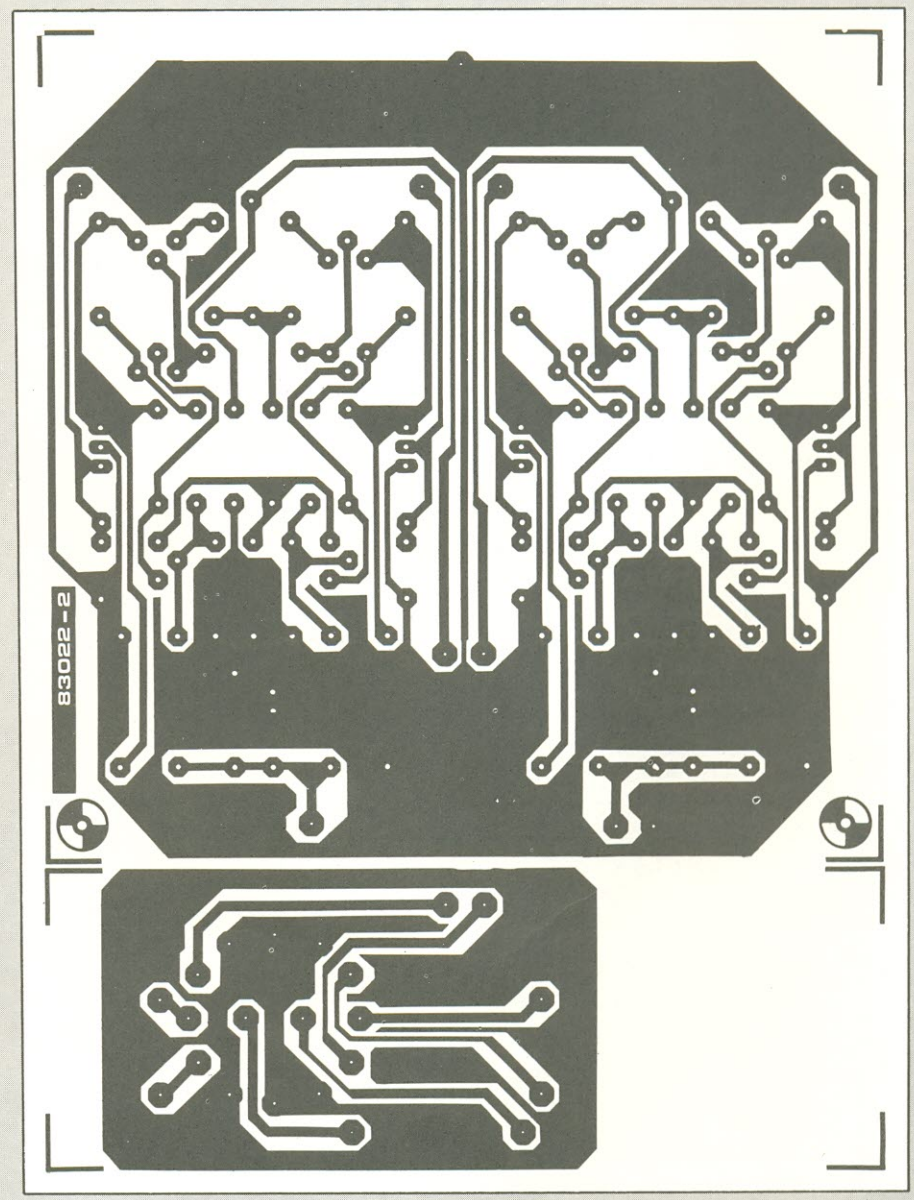


figura 4 — Placa composta por duas partes que devem ser separadas: a maior destina-se ao pré de bobina móvel, enquanto a outra acolhe a chave seletora de entrada.

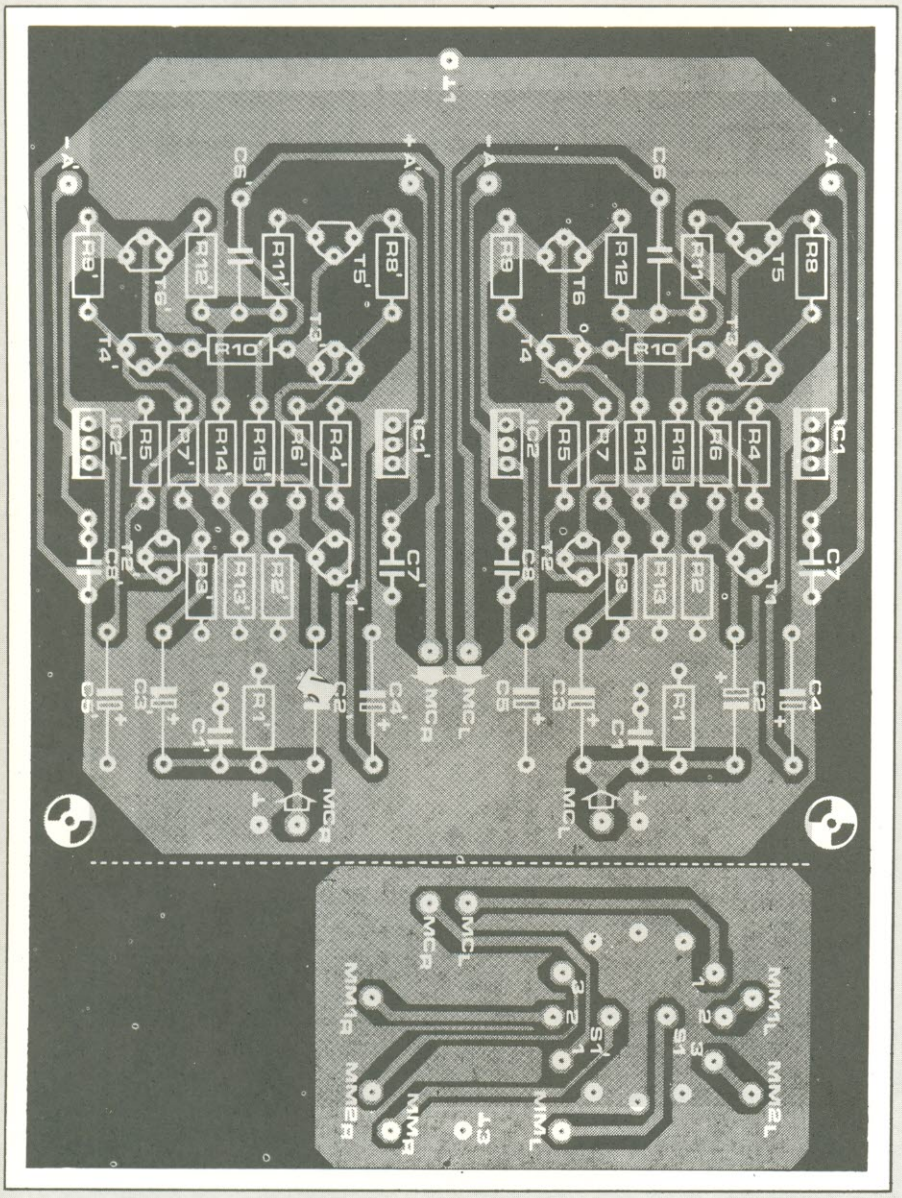
Montagem

Embora os dois prés sejam unidades completas, que podem ser usadas separadamente, vamos abordar apenas a montagem do módulo fonográfico como um todo. Assim, mesmo se o pré-pré-amplificador não for (ainda) necessário, será conveniente montar as duas placas, a fim de obter uma estrutura mais confiável, tanto do ponto de vista mecânico como elétrico. Por medida de economia, pode-se deixar a segunda placa vazia, nesse caso.

Como se vê pelas figuras 4 e 5, as duas placas são compostas por duas partes — as quais devem ser separadas, antes de qualquer outra providência. A pequena placa junto à do pré de ímã móvel foi destinada aos soquetes de entrada, enquanto que a outra é usada para se instalar o seletor de entrada. Como sempre, é aconselhável utilizar componentes de boa qualidade; os resistores R7...R10 e os capacitores C5/C6, especificamente, devem ser tipos com 5% de tolerância.

Uma vez completadas as quatro placas (já que a soldagem em si não oferece grandes dificuldades), aquela contendo os soquetes de entrada vai montada perpendicularmente com a do pré BM, em uma de suas bordas (veja fotos) e na face dos componentes; cuide para que as inscrições MC_L e MC_R coincidam nas duas placas. Essas conexões são feitas entre a face cobreada da placa dos soquetes e a face dos componentes da placa BM.

O próximo passo consiste em instalar uma série de fios de interligação. Os quatro grupos de três soquetes devem receber uma ligação comum, caso isto não



Lista de componentes (pré BM)

Resistores
R1, R1' - 120
R2...R5,
R2'...R5'-1,5 k
R6,R6',R7,R7'-15 k
R8,R8',R9,R9'-1,8 k
R10,R10'-820
R11,R11'
R12,R12'-27
R13,R13'-8,2
R14,R14'-150
R15,R15,-100 k

Capacitores
C1,C1'-120 pF
C2,C2',C3,C3'-220 µF/4 V
C4,C4',C5,C5'-10 µF/35 V
C6,C6'-2,2 µF
C7,C7',C8,C8'-330 nF

Semicondutores
T1,T1',T4,T4'
T5,T5'-BC 550C
T2,T2',T3,T3'
T6,T6'-BC 560C
IC1,IC1'- 7812
IC2,IC2' - 7912

Diversos
S1- chave de 2 pólos, 3 posições
Placa nº 83022-2
Eixo de extensão para S1, com dispositivo de montagem em painel

tenha sido feito anteriormente (oriente-se pelo esquema da fig. 3). Em seguida, deve-se soldar um comprido terminal à conexão de terra, na face cobreada da placa dos soquetes, mais exatamente na borda ainda livre da mesma. Outros quatro fios (com 4 ou 5 cm de extensão), devem ser soldados às ilhas identificadas por $MM1_L$, $MM1_R$, $MM2_L$ e $MM2_R$, na placa do seletor de entrada, novamente partindo da face do cobre. Por fim, dois fios mais curtos (2 cm, aproximadamente) vão ligados às ilhas MC_L e MC_R, ainda na placa do seletor e mais um par deles aos pontos MM_L e MM_R, na borda oposta.

Feito todo esse trabalho de base, é uma boa medida conferir novamente sua montagem com as fotos do protótipo. Quando os fios provenientes das ilhas MC_L e MC_R, na placa do seletor, forem acoplados aos pontos correspondentes da placa BM (bobina móvel, abreviado como MC no esquema e nas placas), os quatro fios extensos já ligados àquela mesma placa deverão alcançar facilmente os soquetes de entrada (as inscrições ao lado de cada fio correspondem aos quatro soquetes onde devem ser ligados)

Agora já é possível juntar ao conjunto a placa MM, com seu lado dos componentes voltado para dentro. As interligações envolvem então dois fios vindos da placa do seletor e mais um daquela em que estão instalados os soquetes. Para encerrar, cinco interconexões devem ser efetuadas entre as duas placas maiores, atravessando todo o espaço existentes entre ambas.

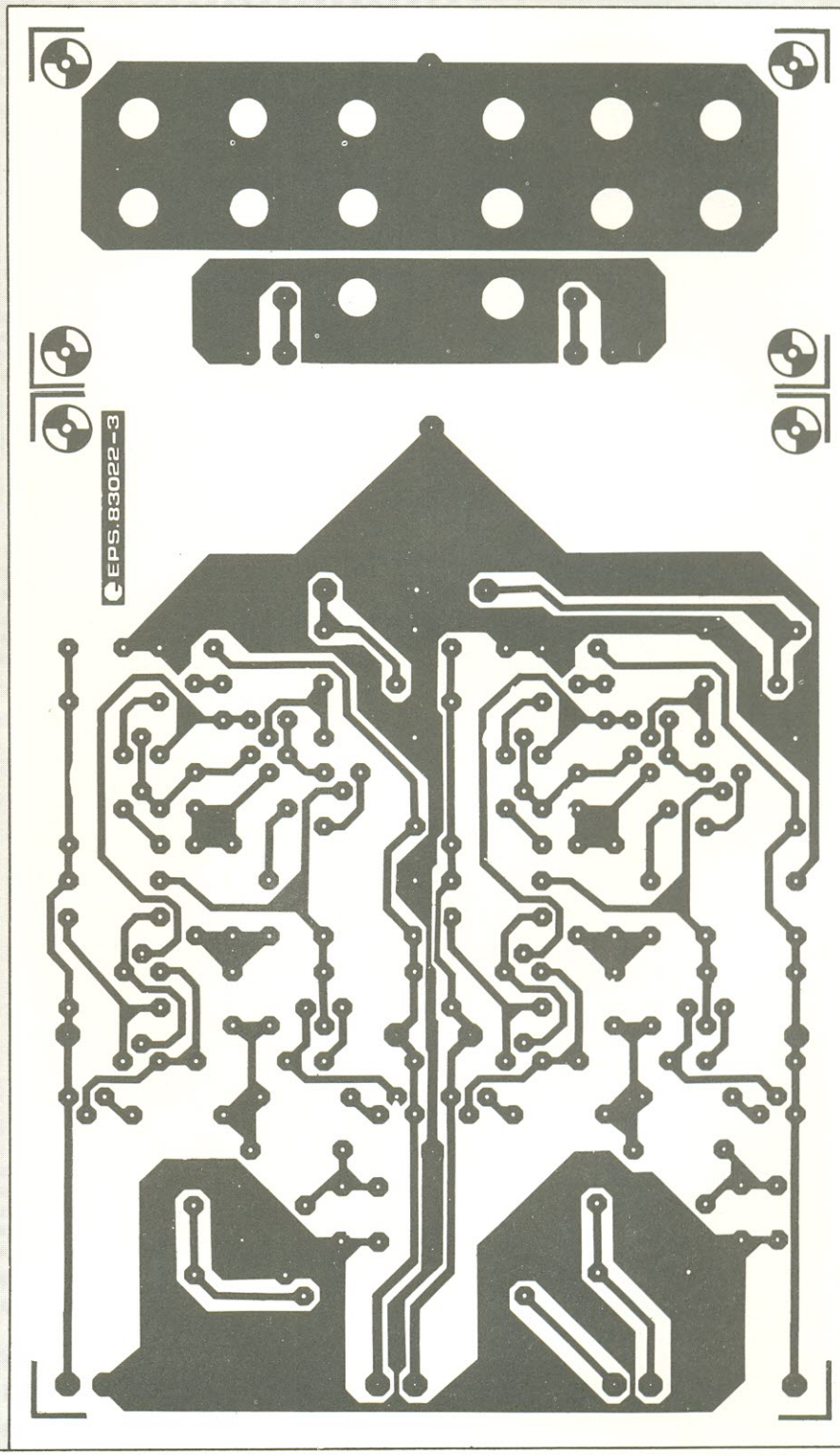
O módulo já montado e conferido pode ser então instalado na placa-barramento do Prelúdio. Observe que se o eixo do seletor não for suficientemente longo, ele terá que ser estendido um pouco além da borda da placa maior. Se os demais módulos estiverem em posição, incluindo o controle de tonalidade descrito nesta mesma edição, você já pode testar um Prelúdio quase completo. Com qualquer uma das duas entradas MM selecionadas, nenhum ruído deverá se ouvir; quanto à entrada BM, um leve chiado aparecerá com o controle de volume no máximo. Nada com que se preocupar, porém: será preciso baixar bastante o volume para ouvir qualquer disco.

Casando as impedâncias de entrada

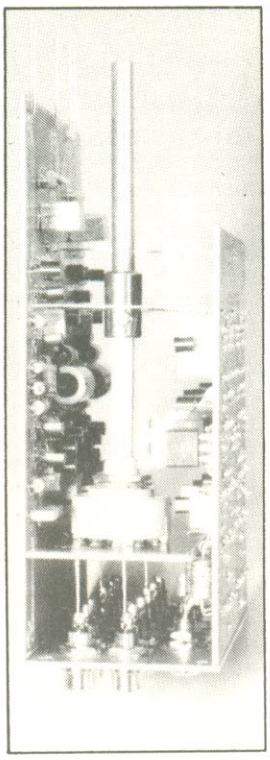
Para se obter o melhor desempenho possível de uma cápsula dinâmica (ou ímã móvel), a impedância de entrada do pré deve estar adequadamente casada. Como dissemos, esse ponto foi melhor abordado no artigo "Equalizador RC", também desta edição, mas é sempre bom enfatizar alguns detalhes.

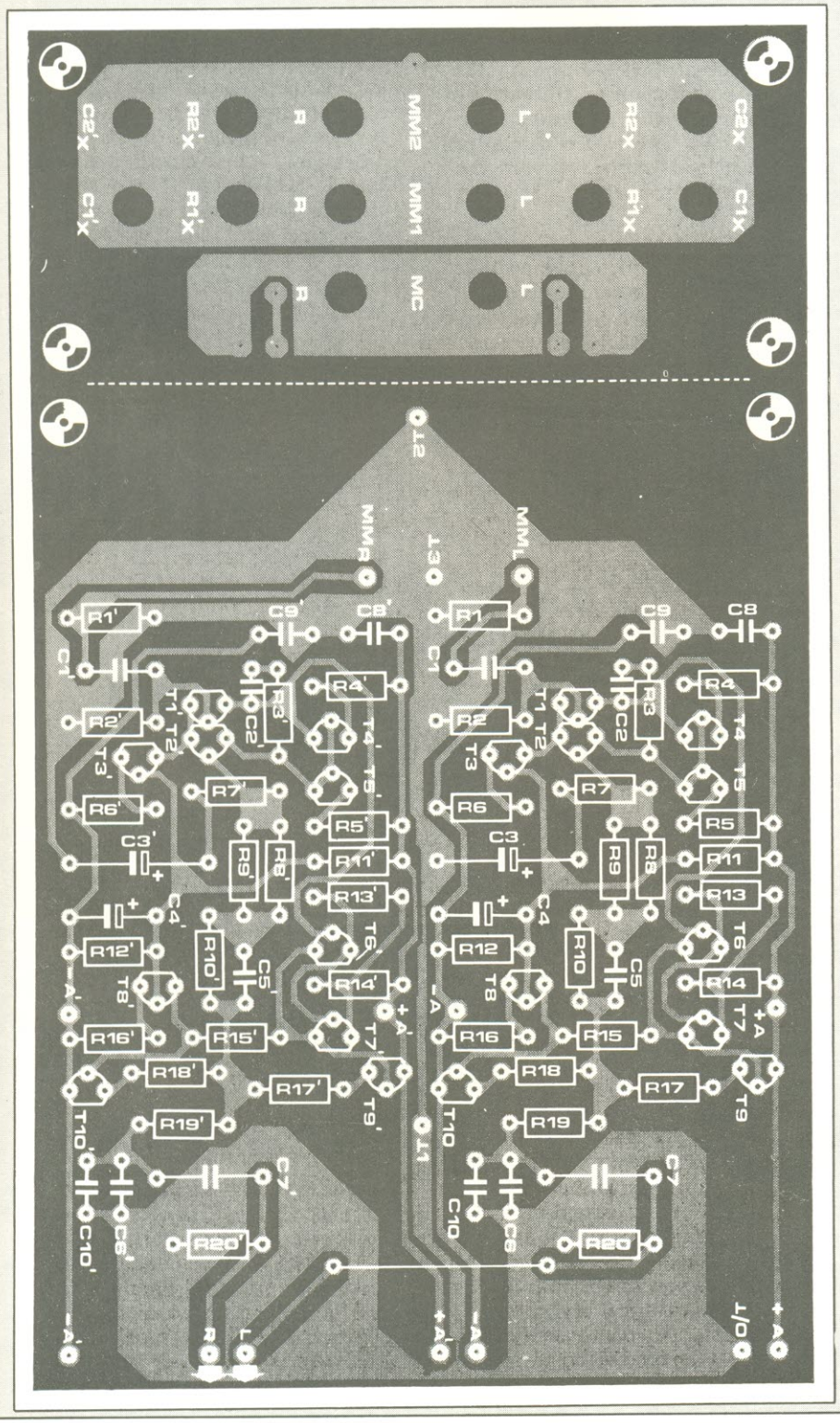
A impedância inicial desse pré-amplificador é de aproximadamente 107 k, em paralelo com 25 pF. Como primeira aproximação (também já

5



mencionada), quatro resistores de 82 k podem ser instalados nos soquetes Rx — o que reduz a impedância para 47 k. Na prática, a maioria dos fonocaptores tende a fornecer melhores resultados quando "enxergam" uma carga de 300...500 pF; tendo em mente que a capacitância dos cabos varia de 50 pF a algumas centenas de picofarads, convém testar diversos valores de Cx (de zero até cerca de 470 pF), para ver qual deles dá melhor resultado.





Lista de componentes (pré MM)

Resistores
R1,R1'- 1 M
R2,R2'- 120 k
R3,R3'- 100
R4,R4',R5,R5'- 270
R6,R6'
R13,R13'- 4,7 k
R7,R7'- 180
R8,R8',R9,R9'- 18 k
R10,R10'- 82 k
R11,R11'- 33 k
R12,R12',
R15,R15'- 1,8 k
R14,R14',
R16,R16'- 820
R17,R17',
R18,R18'- 47
R19,R19'- 1 k
R20,R20'-330 k
R1x, R1x',R2x, R2x'- ver texto

Capacitores
C1,C1'- 1 µF
C2,C2'- 100 pF
C3,C3'-220µF/6 V
C4,C4'- 10µF/16V
C5,C5'- 39 nF
C6,C6'- 68 nF
C7,C7'- 2,2 µF
C8,C8',C9,C9'- 100 nF
C10,C10'-6,8 nF
C1x,C1x',C2x, C2x,-ver texto

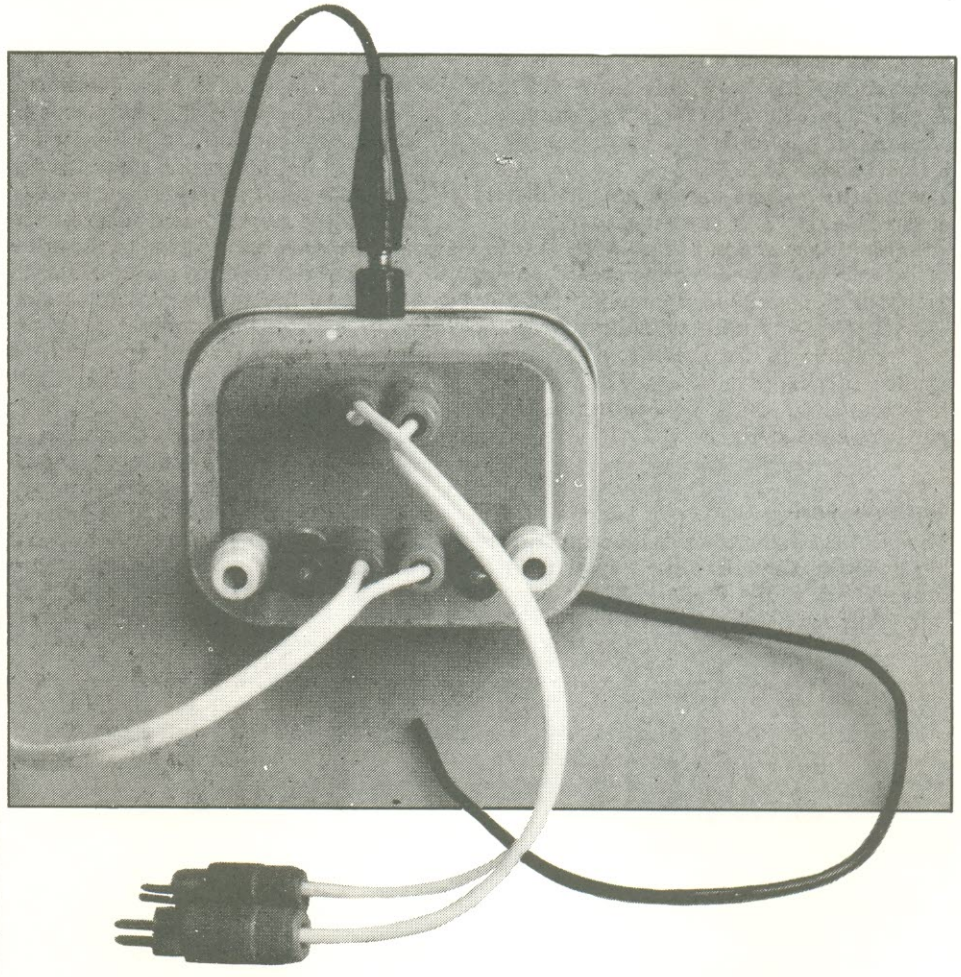
Semicondutores
T1,T1',T2,T2', T3,T3',T8,T8', T9,T9'-BC550C
T4,T4',T5,T5', T6,T6',T7,T7', T10,T10'-BC560C

Diversos
Placa nº 83022-3
14 bornes de metal, c/ rosca
Soquetes para Rx e Cx (8)

figura 5 — Placa impressa do pré de ímã móvel, juntamente com a dos bornes de entrada. Elas também devem ser separadas antes da montagem dos componentes.

Os fonocaptores de ímã móvel exigem um perfeito casamento de impedâncias para fornecer todo o som de que são capazes. Tentamos aqui esclarecer os fatores eletroacústicos envolvidos, aproveitando para sugerir um método simples e barato de se obter uma grande melhora na qualidade sonora dessas cápsulas

Equalizador RC



Ao procurar um novo toca-discos ou amplificador, presenciando vários testes de desempenho nas cabines das lojas, fatalmente tiramos duas conclusões:
1. Cada toca-discos ou amplificador soa diferente dos demais.
2. O equipamento adquirido tem um som, em casa, diferente daquele que ouvimos na loja.
Não devemos, porém, nos deixar levar pela resignação face a tais idiossincrasias do áudio. Essas diferenças sonoras têm uma explicação perfeitamente racional e podem ser até medidas; a única questão é como fazê-lo.

Causa e efeito

As causas das diferentes sonoridades devem ser procuradas na estrutura dos fonocaptores de ímã (ou magneto) móvel, podendo ser esclarecidas pelo circuito equivalente dos mesmos, que aparece na figura 1. Como se sabe, nessas cápsulas a agulha fica acoplada a um pequeno ímã permanente, em cujo campo magnético são dispostas bobinas captadoras; as variações no campo, provadas pelo movimento da agulha, são convertidas em uma tensão variável por essas bobinas.

Esse tipo de bobina deve ter obrigatorisamente um grande número de espiras e, devido aos pouquíssimo espaço interno da cápsula, o fio usado nos enrolamentos é o de menor bitola possível. Além da indutância das bobinas (L, de 200 mH a 1 H), essa situação implica em resistências e capacitâncias internas consideráveis (R_i, de 200 a 1000 ohms e C_i, de até 100 pF, respectivamente).

Toda cápsula é projetada para exibir uma resposta em frequência plana quando acoplada a uma impedância específica. Supõe-se, além disso, que com essa impedância seja também neutralizada a influência de L, R_i e C_i; as normas DIN alemãs, por exemplo, especificam uma impedância de 47 k/400 pF para tais acoplamentos. Tudo estaria bem, portanto, desde que $C_k + C_x + C_v$ resultassem em 400 pF, enquanto R_x e R_v em paralelo fornecessem o valor de 47 k.

Mas na prática as coisas não são assim tão simples, já que os fabricantes de cápsulas fonocaptoras e equipamentos de áudio têm o costume de interpretar essa norma apenas como orientação. Assim, as cápsulas comerciais são projetadas, na verdade, para serem acopladas a impedâncias que variam entre 33 e 100 k e capacitâncias de 80 pF a 1 nF, de acordo com a procedência. Basta acompanhar os costumeiros testes efetuados em revistas de alta fidelidade para constatar, também, que as impedâncias de entrada dos pré-amplificadores para cápsulas magnéticas nem sempre correspondem ao valor especificado.

Levando em conta que apenas os equipamentos mais sofisticados vêm com um recurso que permite selecionar a impedância de entrada, não é de admirar a variedade de desempenhos resultantes, quando combinamos diferentes toca-discos e amplificadores no mesmo sistema.

Equalizador fonográfico

Já que é tão impossível alterar a capacitância do cabo (C_k) quanto modificar a estrutura do fonocaptor, a única solução que nos resta é "casar" o pré-amplificador. Dentro de certos limites, isto pode ser feito sem qualquer alteração no circuito, empregando o chamado equalizador fonográfico — que não passa de uma pequena caixa, inserida entre a cápsula e o pré-amplificador. Ele permite que vários resistores e capacitores sejam inseridos em paralelo com a entrada, por meio de chaves.

Em vista do baixo custo dos componentes usados nesse acessório, só podemos concluir que o usuário paga mesmo pelo sofisticado nome de "equalizador fonográfico" e não pelo seu conteúdo. Além disso, não há garantias de que esse recurso forneça resultados satisfatórios.

De fato, segundo as instruções de operação desses equalizadores, deve-se tocar um disco com grande variedade de sobretons e selecionar a combinação ideal, entre as várias possíveis no aparelho, até que o som pareça "ideal". Em muitos casos, porém, o resultado é apenas um som diferente e não propriamente uma melhoria técnica. Em qualquer ponto de vista, não é uma solução digna do nome "alta fidelidade".

1

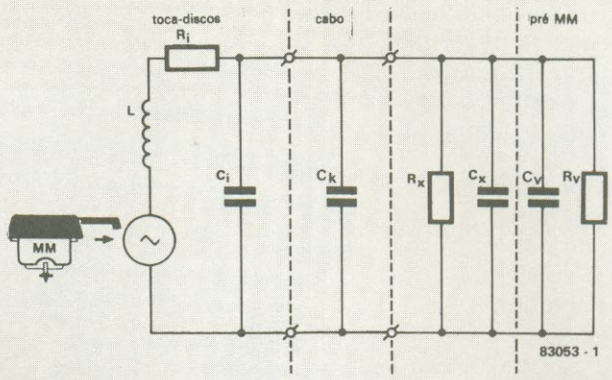


figura 1 — Circuito elétrico equivalente de uma cápsula de imã móvel, quando ligada a um pré-amplificador via cabo.

2

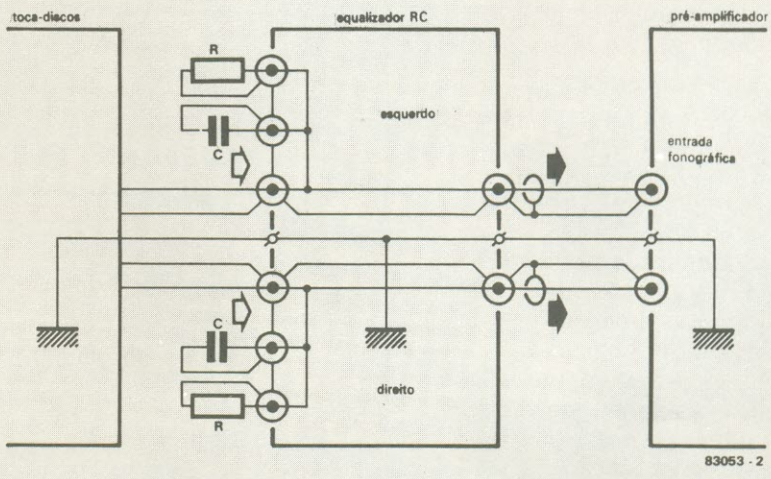


figura 2 — Esquema do equalizador RC para cápsulas MM. Como ele consiste apenas de uma caixinha com 6 tomadas fonográficas (veja foto) e 4 plugues adicionais, resulta consideravelmente mais barato que qualquer equalizador comercial.

O equalizador RC

A melhor alternativa consiste em adotar o chamado equalizador RC. Como se vê na figura 2, esse acessório doméstico é formado simplesmente por uma caixa metálica com dois soquetes RCA de entrada, dois de saída e mais quatro adicionais. Os soquetes de entrada e saída são interligados, fazendo com que o dispositivo seja incluído entre o toca-discos e o amplificador, como se fosse um equalizador fonográfico. Os soquetes adicionais têm a função de aceitar plugues RCA ligados a pequenos resistores e capacitores.

Dispomos, assim, de uma opção equivalente ao equalizador comercial — isto é, de um recurso para acoplar capacitores e resistores em paralelo com a entrada do pré, mas a um custo bem inferior e maior flexibilidade. Observe, no entanto, que todos os soquetes devem ficar isolados da caixa, a fim de evitar a captação de zumbido — o que pode ser facilmente solucionado através de arruelas plásticas com diâmetro adequado.

A caixa metálica passa a dispor então de um terra proveniente do toca-discos, que costuma ser um terminal separado na maioria deles, além de outra linha para o fio terra ligado ao amplificador. Como vocês já devem ter reparado, esta é a versão individual do equalizador RC previsto no circuito do Prelúdio, pré-amplificador que vem sendo apresentado desde o nº 19 de Elektor.

Equalizando na prática

Uma vez montada a caixa de equalização, devemos inserir as resistências e capacitâncias necessárias; mas antes precisamos calcular os valores de ambas. Uma das possibilidades é a consulta à

literatura técnica dos fabricantes, a fim de estabelecer qual a impedância de carga exigida pela cápsula e a impedância de entrada exibida pelo pré-amplificador. Como alternativa, existem os discos de teste, que devem obrigatoriamente incluir uma varredura senoidal entre 50 Hz e 20 kHz, aproximadamente.

As medições poderão ser feitas de ouvido, com o auxílio do circuito da figura 3 e um multímetro analógico convencional. Depois de instalar o equalizador RC no circuito, podemos por mãos à obra:

1. Deve-se, em primeiro lugar, posicionar os controles de tonalidade a meio curso; ou, melhor ainda, desligá-los, se possível. Desativa-se também todos os filtros do sistema (subsônico, *loudness*, etc.);

2. Toca-se então o disco contendo a varredura e ajusta-se o volume até obter alguma leitura no multímetro (com o circuito de teste acoplado ao alto-falante);

3. Caso a deflexão permaneça constante nas altas frequências (sendo que uma variação de ±15% dentro do valor em baixas frequências é perfeitamente aceitável), o sistema pode ser considerado em ordem, dispensando equalização.

Mas se a leitura for nitidamente alterada com a elevação da frequência, será preciso prosseguir com a sequência de alinhamento. Começando então com pequenos valores de C (10 pF) e grandes valores de R (10 M), solda-se capacitores e resistores aos plugues RCA, que são alojados nos soquetes auxiliares. Toca-se novamente o disco da varredura, observando mais uma vez a leitura do multímetro.

O processo deve ser repetido tantas vezes quantas forem necessárias, com diferentes valores de R e C, até que seja obtida uma resposta razoavelmente plana. Convém ter sempre em mente, nessa tarefa, que R e C influenciam-se mutuamente.

Se a resposta em frequência só tende a piorar com a presença do equalizador RC, é sinal de que a impedância de entrada do pré-amplificador deve ser baixa demais. A solução é modificar o estágio inicial do mesmo, o que só deve ser tentado com o esquema em mãos.

3

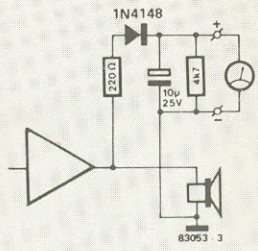


figura 3 — Este circuito de teste permite medir até as frequências mais elevadas com precisão; deve ser conectado em paralelo com os alto-falantes.

correio

Esta seção é o canal de comunicação entre Elektor e seus leitores. Aqui são sanadas as dúvidas, resolvidas as eventuais dificuldades e comentadas as sugestões que recebemos por carta — sempre, é claro, dentro das possibilidades de espaço disponível e visando o interesse geral. Envie a correspondência diretamente ao nosso endereço, usando a identificação "Correio Elektor" no envelope.

TV via satélite

Quero, antes de mais nada, parabenizá-los pelo excelente trabalho que vem sendo feito através da Elektor Eletrônica, realmente sem precedentes. Ressalto aqui a matéria sobre recepção de sinais via satélite, bem oportuna e com informações que se fazem desejosas, dentro do que temos disponível em termos de material bibliográfico editado em português.

Gostaria, se me permitem, de fazer algumas observações: na página 57 da revista nº 11 (junho 87) comenta-se a respeito da faixa de FI (450 a 950 MHz) contida na faixa de VHF, quando na verdade ela cobre o espectro de 30 a 300 MHz e não pode conter a FI gerada pelo conersor em bloco. O certo seria então dizer que a conversão feita pelo BDC é para a faixa de UHF (300 a 3000 MHz).

Também na página 52, tabela 1, a FI do sistema terá de ser entre 950 e 1450 MHz e não de 950 a 1750 MHz; logo, o que se transmite será somente a gama de 500 MHz contendo os 12 ou 24 canais oriundos do satélite, ou seja, informações de vídeo, áudio, dados, etc.

Guilherme Costa Cardoso
Itajubá — MG

Estou instalando em minha residência uma antena para receber sinais via satélite e fiquei curioso com a matéria de recepção de TV por satélite. Notei que as informações das equações ali contidas (revistas nº 10 e 11) estão meio lacônicas e gostaria que fossem retificadas, principalmente a equação nº 1, que na minha conta em um computador Casio FX-702 forneceu um esultado de 204.516 e não $T_r = 24$; algo está errado.

Gostaria de receber dados sobre azimute, ângulo horário, elevação, latitude do observador, declinação e outras que venham facilitar o direcionamento correto da antena. Caso vocês não possuam tais informações, solicito que me informem onde poderei conseguí-las.

Renato Gonçalves
Curitiba — PR

Obrigado por nos ter alertado para esse erro involuntário, Guilherme; na troca do U pelo V a faixa de FI acabou ficando num lugar impróprio do espectro. Quanto à faixa de FI do Intelsat V F-4, confirmamos que ela ocupa as freqüências entre 950 e 1750 MHz, de acordo com a tabela do artigo original em inglês.

O mesmo vale para as fórmulas publicadas nos artigos sobre recepção via satélite, Renato; não há nada ali a retificar, nem mesmo na equação 1 que você citou — já que nossos cálculos, feito em uma calculadora científica, confirmaram o resultado. Por outro lado, como já tivemos ocasião de comentar, nesta mesma seção, a relativa superficialidade de certas partes é inerente aos artigos publicados em revista. Para quem deseja aprofundar-se ou dissecar completamente um assunto existem os livros especializados — entre os quais selecionamos três títulos para o seu caso: The home satellite TV installation and troubleshooting manual, *de Baylin e Gale;* Introduction to satellite TV, *de Bowick e Kearney; e* The satellite TV handbook, *de Anthony T. Easton.*

Os três são publicados pela Howard W. Sams, uma das maiores editoras dedicadas a obras paradidáticas e hobistas. Caso você não os encontre nas livrarias técnicas (você pode tentar a Litec, de São Paulo), aqui vai o endereço da editora: 4300 West 62 nd Street, Indianapolis, IN 46268 USA.

Consultas

Sinceramente grato pelo espaço dedicado ao áudio nessa revista e pelo bom nível técnico apresentado. Aproveito para sugerir que publicassem mais matérias de estilo informativo, como a do DAT *(digital audio tape).*

Tenho sérias intenções de montar um informativo dedicado ao áudio, onde aqueles que possuem mais experiência divulgariam seus conhecimentos aos mais jovens, além de manter o máximo de abrangência em todos os aspectos da área. A idéia é fundamentalmente boa, mas esbarra num obstáculo aparentemente intransponível: a impossibilidade de se publicar o referido informativo, por falta de estrutura gráfica e editorial.

Venho então me dirigir a essa revista e à Publitron sobre a possibilidade de criar condições de publicação ou indicar-me os rumos que devo tomar. Aproveito para avisar a todos os leitores que estou aberto ao intercâmbio de idéias nesse assunto e ao áudio em geral; para tanto, segue o meu endereço para ser publicado na seção de mini-anúncios.

Roberto de Zardo
Contagem — MG

Gratos pelo incentivo, Roberto; fique certo de que o áudio sempre terá um lugar de destaque na

Elektor, seja em matérias teórico-informativas, seja em montagens. A sua idéia de um informativo voltado para a divulgação do áudio, com intercâmbio de dados, é realmente muito boa; acreditamos, porém, que o processo tradicional de publicação, envolvendo composição-fotolitográfica, esteja fora de questão nesse caso, devido aos custos envolvidos (a Elektor nº 11, na seção Correio, faz um resumo das etapas envolvids nesse processo).

A alternativa, portanto, é o método artesanal, empregando o clássico mimeógrafo a tinta ou álcool e simples folhas de papel sulfite. Você poderia arregimentar colaboradores pelo correio ou com pequenos anúncios em revistas especializadas (como o que saiu na Elektor nº 20), que poderiam lhe responder e enviar colaborações também por carta. Para receber um exemplar do informativo, os leitores teriam a opção de contribuir com um envio periódico de selos, por exemplo. Depois que sua publicação ganhar adeptos e leitores, ela teria até a possibilidade de receber alguns anúncios, principalmente de lojas especializadas e editoras técnicas de pequeno porte que trabalhem com reembolso postal. Só queríamos alertá-lo para dois detalhes: Em primeiro lugar, não tente essa empreitada sozinho; procure auxílio de amigos com interesse comum. E não se esqueça de consultar a legislação editorial brasileira, antes de pôr o projeto em prática. Boa sorte e vá em frente.

Sugestões e pedidos

Escrevo para felicitá-los pela ótima revista que estão publicando. É a melhor revista que surgiu no Brasil desde 1980, quando comecei a colecionar publicações que abordam o assunto. Prefiro, dentre os artigos de Elektor, as montagens de áudio e aplicações gerais, que me satisfazem mais, por ter a eletrônica como um *hobby*. Por quê não publicam mais montagens para automóveis, tal como tacômetros, velocímetros digitais, etc.? Seriam bem recebidos.

Thomé M. G. M.
Belo Horizonte — MG

Leitor de várias revistas de eletrônica, constatei que a Elektor é a melhor revista do Brasil. Tenho algumas reclamações e sugestões a fazer. São as seguintes:

— As placas de circuito impresso são muito difíceis de se desenhar e quando se vai comprá-las o preço é muito alto, impedindo-nos assim de realizar as montagens.

— Queria projetos para computadores tipo MSX, robótica e música eletrônica. E gostaria que a Elektor publicasse grandes montagens, mas sem falhas (...)

Anastase T. Kyriakos
São Paulo — SP

Parabéns pela Elektor brasileira, muito bem elaborada e completa. Venho por meio desta solicitar montagens de um modem, uma interface, um conversor analógico/digital e uma expansão de memória, todos para o TK 90X. O conversor poderia formar, junto com o computador, um voltímetro e um osciloscópio — como tomei conhecimento pela revista Nova Eletrônica nº 75, onde os autores faziam um breve apanhado sobre o assunto.

José Carlos D. dos Santos
São Paulo — SP

Estou escrevendo expondo dois palpites-consultas:

— Estava montando o pré-mixer da revista nº 15, quando noitei que há dois pontos de ligação vazios; fiquei na dúvida se foi simples esquecimento ou apenas uma ligação que não existe. É muito arriscado cometer tais erros...

— Gostaria que a equipe da revista publicasse um esquema completo de órgão com o CI M-108, com alguns filtros (registros de flauta, oboé, clarinete, etc., em 4', 8' e 16'), junto com alguns recursos de efeito (...)

Francisco Gubaua
Paranavaí — PR

As várias sugestões, como sempre fazemos, foram anotadas e serão consideradas em futuras edições. Algumas delas, porém, já foram até publicadas: a linha TK-Sinclair de micros mereceu um artigo inteiro só de periféricos (Expansões para a linha Sinclair, Elektor nº 4) e a linha MSX, também ("Expansões MSX", Elektor nº 5, 6 e 8).

No setor de música eletrônica, prometemos para breve a publicação do Formant, *famoso sintetizador da Elektor, com teclado brasileiro e outras adaptações. Ele é excelente para aqueles que desejam montar seu primeiro sintetizador, porque emprega componentes de fácil localização (ao menos na maior parte) e também por ser modular; em outras palavras, poderá ser montado aos poucos, interrompido temporariamente se necessário ou até aproveitado em partes. Sem falar que a série de artigos será, por si só, uma verdadeira aula sobre a estrutura interna dos sintetizadores, culminando com dicas práticas de uso desses instrumentos.*

No seu caso específico, Francisco, informamos que as ligações em aberto têm sua utilidade, mas não nessa etapa da Mini-percussão. Como o próprio texto diz, o pré-mixer tem capacidade para dez canais de entrada, dos quais apenas três estão sendo utilizados, no seu caso. Se você consultar a Elektor nº 17/18, que traz o artigo de encerramento da Mini-percussão, verá que as ligações foram ocupadas por um capacitor, já que esse estágio agora recebe todos os dez canais.

Já temos editoração computadorizada

Quando o ex-editor Paul Brainerd juntou diagramas, laudas e fotos de um jornal sobre sua mesa e resolveu desenvolver um programa de computador para automatizar as tarefas de produção de publicações, não imaginava criar uma ferramenta que seria assimilada por mais de 25 países e traduzido para 10 línguas. Menos de três anos depois, o chamado *desktop publishing* (ou editoração por computador) — sistema que permite realizar diagramação, edição e fotocomposição de forma automática, em uma tela de microcomputador, economizando 60% de tempo em relação ao processo convencional — chega ao Brasil na versão 3.0 do *PageMaker,* com hifenização em português.

Desenvolvido pela Aldus Corporation, ele se tornou um dos *softwares* mais populares dessa área, representando uma alternativa informatizada de baixo custo ao processo tradicional de edição, diagramação, composição e arte-finalização de publicações. Agências de publicidade, editoras, profissionais autônomos, grupos comunitários, entre outros casos, podem usar o produto para elaborar suas comunicações impressas com qualidade profissional. Além de reduzir o tempo gasto com produção de textos, composição, revisão, emendas e gráficos — que em um boletim de 16 páginas, por exemplo, pode consumir até 9 dias — o *PageMaker* reduz em 10 vezes os gastos com produção, até a arte-finalização.

O *software* permite, além da hifenização e correção imediata do texto, utilização de centenas de famílias de tipos, de gráficos e tabelas, assim como de ilustrações, que podem ser ampliadas ou reduzidas e diagramadas na própria tela do micro. Da mesma forma, com ele é possível desenhar caixas e linhas, definir tonalidades de fundos ou criar retículas de várias densidades. Em todos esses procedimentos, a grande vantagem reside na manipulação do processo pelo monitor do micro, sem a utilização de papel.

A versão 3.0 do *PageMaker,* com lançamento simultâneo no Brasil e nos EUA, vem ainda com 20 modelos de publicações, a fim de auxiliar a produção de documentos, propostas, cartas comerciais, calendários, listas de preços, relatórios ou boletins, entre outros impressos. A configuração mínima recomendada para a versão PC do novo *software* é um micro compatível com o IBM PC-XT com 640 kbytes de memória RAM, disco rígido de 10 Mbytes, monitor e *mouse.* Só que para oferecer todo o potencial disponível, na impressão dos documentos, ele precisaria dispor também de uma impressora a laser — já anunciada mas ainda não lançada em nosso país.

A MultiSoluções Informática foi a empresa nacional selecionada pela Aldus para representar o *PageMaker* entre nós. Segundo Antonio Lapa Silveira, seu diretor, o programa de editoração é uma complementação das atividades da empresa, que já prestava serviços de consultoria à Editora Abril, Edições Paulinas, Cidade Nova Editora e Edições Loyola, entre outras. Essa experiência editorial, como afirma Lapa, foi fundamental no processo de seleção da companhia americana. Ele avalia o mercado imediato do *PageMaker* em cerca de 1800 agências de publicidade e 5 mil empresas do setor editorial, além de firmas ou profissionais liberais que publicam propostas, listas de preços, folhetos de especificações, manuais, brochuras, relatórios anuais, apresentações e boletins. A meta inicial é vender 200 unidades do produto até o final deste ano.

"Mas o mais importante é a democratização que o *desktop publishing* trará à imprensa, nos mesmos moldes da revolução detonada por Gutemberg, no século XV", diz Antonio Lapa Silveira. "Com o *PageMaker* qualquer empresa ou pequeno grupo comunitário que necessite produzir comunicações impressas com qualidade profissional, poderá fazê-lo a partir do seu microcomputador, com redução de custos de produção, flexibilidade, prazos e controle incomuns nos processos convencionais". O programa será fornecido com os necessários módulos do *Microsoft Windows (software* de processamento de texto e ferramentas gráficas) e custa 180 OTNs.

Pólo tecnológico de São Carlos é um sucesso

Obedecendo a uma política de auto-suficiência em tecnologia, o Conselho Nacional de Desenvolvimento Tecnológico e Científico — CNPq vem criando

desde 1984 uma série de pólos tecnológicos em vários pontos do país. Já foram criados os pólos de Manaus (AM), Joinville (SC), Campina Grande (PB), Santa Maria (RS) e São Carlos — que forma, juntamente com São José dos Campos e Campinas, os principais centros geradores de tecnologia do interior do Estado de São Paulo.

Sendo já considerado um experiência bem sucedida pelos seus organizadores, São Carlos atua nas áreas de ótica, química, robótica/automação, informática, instrumentação científica, ligas especiais e cerâmica — esta última com *know-how* fornecido pela própria Universidade Federal de São Carlos. O sucesso do empreendimento é atribuído a um conjunto de fatores favoráveis: além de uma localização geográfica propícia, a cidade conta com a experiência acadêmica de duas universidades públicas e um parque industrial de razoáveis proporções. Existe ainda o CEDIN (Centro de Desenvolvimento das Indústrias Nascentes de São Carlos), criado pelo governo para auxiliar pequenas e médias empresas, mediante a oferta de galpões industriais no início de suas atividades.

A implantação do pólo de São Carlos está sendo coordenado pela Fundação Parque de Alta Tecnologia de São Carlos (FPaqtc — SC), que proporciona vários serviços, desde assessorias especializadas até apoio secretarial. Os financiamentos e incentivos estão sendo fornecidos por entidades ligadas ao Ministério e à Secretaria Estadual da Ciência e Tecnologia, com o auxílio da prefeitura e câmara municipal da cidade, que promoveram a criação do CEAT — Centro Empresarial de Alta Tecnologia, um área de 1,1 milhão de m^2 destinada tanto a empresas convencionais como às de tecnologia de ponta. A mão de obra qualificada deverá ser fornecida pelo CETESC — Centro de Inovação Tecnológica.

Como prova do desenvolvimento alcançado no pólo tecnológico de São Carlos, foi realizado entre 7 e 9 de abril a III Feira de Alta Tecnologia da cidade, onde foram expostos diversos produtos já desenvolvidos e comercializados, alguns deles até substituindo similares importados.

elektor teletipo elektor teletipo elektor teletipo elektor

mini anúncios

A revista Elektor está aceitando pequenos anúncios para publicação gratuita. Eles devem ser enviados diretamente ao nosso endereço, com a identificação "Mini-anúncios" no envelope, respeitando as seguintes condições:

- Publicaremos apenas um anúncio por mês de cada leitor;
- Os textos devem ser breves e concisos, de preferência datilografados, trazendo nome e endereço completos;
- Somente pessoas físicas poderão anunciar, tratando de compra, troca ou venda de material e equipamentos eletro-eletrônicos e publicações, contatos entre leitores e confecção artesanal de circuitos e placas impressas;
- A revista apenas veiculará os anúncios, não se responsabilizando pelos eventuais contatos e transações entre leitores;
- Os anúncios serão publicados de acordo com o espaço mensal disponível.

Compro Elektor Eletrônica nº 2 — engº Taborda; fone: (0455)73-2519. Ou escrever para José Renato Taborda Ribas; Av. Pedro Basso, 218/101, Foz do Iguaçu, PR, CEP 85890.

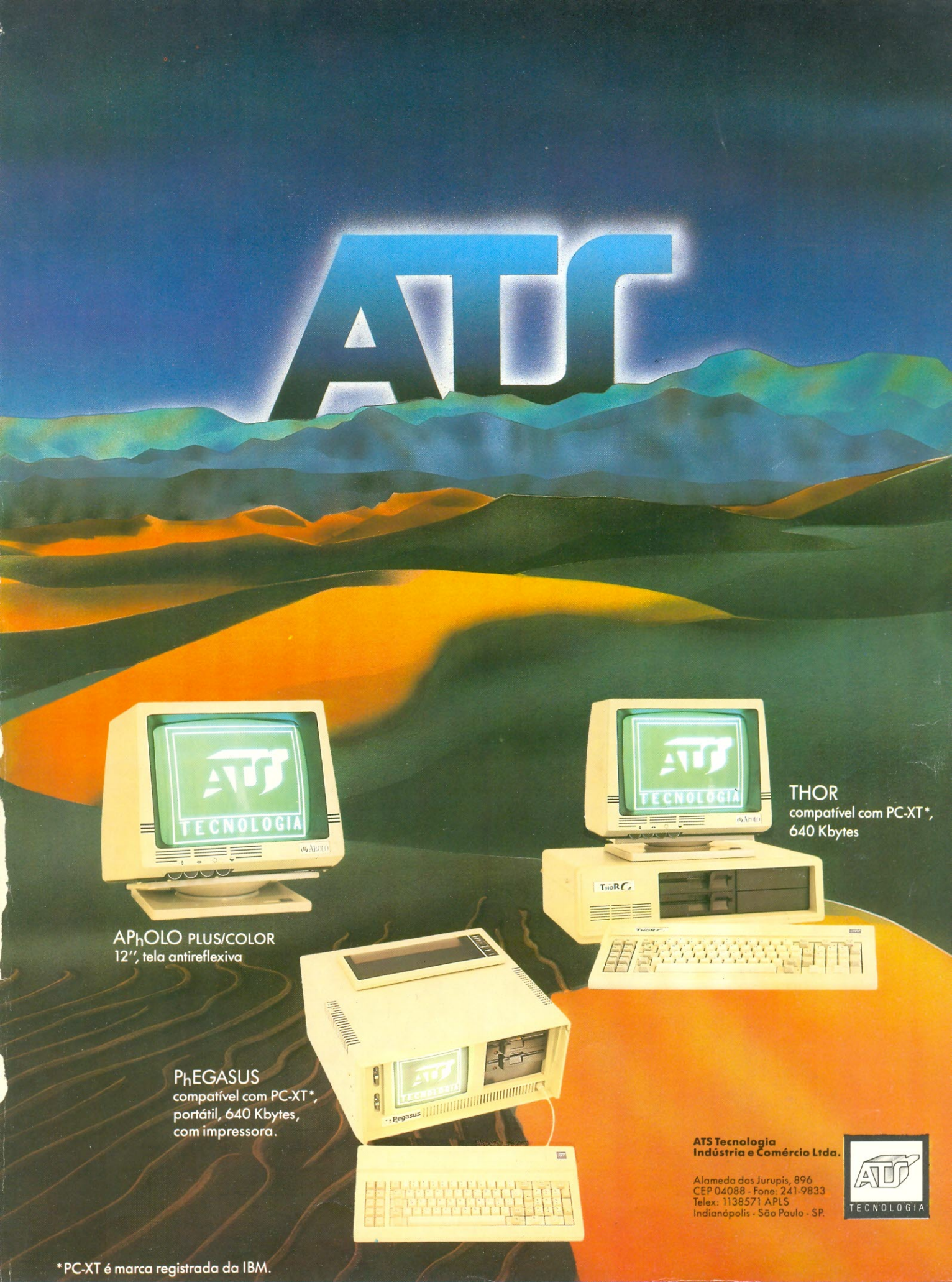
Escreva para o CCEE — Clube de Computação e Eletrônica: cursos, intercâmbios, serviços e informações — R. Ismenia Vieira de Alencar, 213, Curitiba, PR, CEP 81500; A/C Antonio Elias da Silva.

Vendo kits de sintonizadores de FM com TBA120S; circuito aperfeiçoado; Cz$ 1800,00 — Eugênio C. Moreira; R. Paraná, nº 414, Lorena, SP, CEP 12600; fone: 52-2510.

Compro o nº 2 de Elektor ou xerox do mesmo — Luís Carlos M. de Morais; SQS 215 bloco K, apto. 102, Brasília, DF, CEP 70294, fone 242-4039.

Vendo kit Z80 (gravador de EPROMs opcional) montado, novo, por 23 OTNs — Paulo; fone (011) 521-1638, S. Paulo, SP.

Faço placas de circuito impresso a partir do *lay-out*; pequenos projetos — Diney Jesus da Costa; R. Delminda Silveira, 225, Florianópolis, SC.


ATS
TECNOLOGIA
THOR
compatível com PC-XT*,
640 Kbytes
APHOLO PLUS/COLOR
12", tela antireflexiva
PHEGASUS
compatível com PC-XT*,
portátil, 640 Kbytes,
com impressora.
ATS Tecnologia
Indústria e Comércio Ltda.
Alameda dos Jurupis, 896
CEP 04088 - Fone: 241-9833
Telex: 1138571 APLS
Indianópolis - São Paulo - SP.
TECNOLOGIA
*PC-XT é marca registrada da IBM.

MULTÍMETRO

DIGITAL



MIC 7000 FT

- 4 1/2 dígitos
- TRUE — RMS
- PRECISÃO BÁSICA: 0,05%
- FREQUENCÍMETRO: ATÉ 200 KHz
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

MIC 2200 A

- BAIXO CUSTO
- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,8%
- TESTE DE DIODOS
- CORRENTE DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- VIDA DA BATERIA: 800 horas
- DIMENSÕES: 91x170x40 mm (LxCxA)
- PÊSO 320 gramas

MIC 6600 C

- 3 1/2 dígitos
- PRECISÃO BÁSICA 0,5%
- TESTE DE TRANSISTORES — Hfe
- CONDUTÂNCIA 200 nS
- TESTE DE CONTINUIDADE
- CORRENTE: AC/DC ATÉ 10 A
- VOLTAGEM ATÉ 1.000 V
- DIMENSÕES: 87x175x32 mm (LxCxA)
- PÊSO 290 gramas

SOLICITE UMA DEMONSTRAÇÃO NO REVENDEDOR DE SUA CONFIANÇA

RE-SOM
ELETRÔNICA LTDA.
Rua General Osório, 164 - 2º andar
CEP: 01213 - São Paulo - SP - Tel.: 221-8194 / 221-6213