

KIT HOBBY PARA VOCÊ!
• Microfone K61 •

REVISTA DO
**INSTITUTO
UNIVERSAL
BRASILEIRO**

RÁDIO-TV-ELETRÔNICA

Ano III nº 25 junho 1986

Cz\$ 11,20

Alta Floresta, Altamira, Boa Vista, Ji-Paraná, Macapá, Manaus, Porto Velho, Rio Branco, Santarém, Sinop (via aérea): Cz\$ 12,84



**Chegou o Amplificador de Som
que você esperava!**

KIT SUPER COMPLETO K60

Mais um lançamento exclusivo IUB

Agora!

Um Laboratório Fotográfico Confiável Criado especialmente para você!



Recomendado pelo Instituto Universal Brasileiro, a maior e mais perfeita organização de ensino por correspondência do país, o LABORATÓRIO SOPOSTAL, chegou para lhe oferecer o melhor atendimento fotográfico.

Revele já seus filmes pelo SISTEMA  **sópostal**

E ganhe qualidade, rapidez, economia e BRINDES SENSACIONAIS. A segurança fica por conta do nome e da tradição do Instituto Universal Brasileiro que há 46 anos utiliza os serviços dos Correios, com total confiabilidade.

A enorme receptividade que o curso de Fotografia do IUB encontrou, através de milhares de fotógrafos formados em todo o país, gerou uma grande demanda no campo da revelação. Havia a necessidade urgente de um Laboratório Fotográfico que tivesse as características básicas exigidas pela Equipe Técnica do IUB, tais como: qualidade no processamento das cópias, com total definição das cores, rapidez de atendimento, segurança no envio dos filmes e recebimento das fotos e principalmente economia.

Surgiu então o Sistema Sópostal de Revelação, que preenche todas as necessidades do aficionado da fotografia.

O IUB recomenda, o IUB você conhece!

Escreva hoje mesmo para o Laboratório Sópostal solicitando grátis nosso catálogo ilustrado.

Caixa Postal 19208 – São Paulo – Capital

Editorial

O mundo viveu momentos de tensão, expectativa e temor com o trágico acidente de Chernobyl, quando o reator nº 4 da central nuclear soviética ali instalada incendiou-se, provocando aquela que seria classificada como a maior catástrofe nuclear de todos os tempos.

Recordando o acontecido, à 1h23 da madrugada do dia 26 de abril ocorreu uma explosão destruindo parte do prédio do reator. Em poucos dias uma nuvem radioativa estendeu-se por toda a Europa Central, atingindo vários países, e segundo se sabe, essa nuvem iniciou uma caminhada ao redor do planeta, tendo inclusive chegado ao Brasil, embora aqui, os especialistas garantam que a radiação foi mínima, portanto, não perigosa.

Um fato como esse mostra que a moderna tecnologia pode atuar como uma faca de dois gumes: enquanto a eletrônica, por exemplo, marca sua presença em todos os campos, principalmente na medicina, salvando vidas, acontecimentos como o acima relatado contribuem para que aconteça exatamente o contrário.

Temos na verdade que nos posicionar criticamente e nos precaver contra tais acidentes. Lembremo-nos que temos no nosso país a usina nuclear de Angra dos Reis, potencialmente sujeita a sofrer panes iguais a de Chernobyl. Cabe portanto, aos dirigentes mundiais evitar que novas tragédias se repitam, vindo juntar-se aos já conhecidos efeitos negativos da poluição, hoje tão comuns em quase todas as nações.

Na conquista do poder impera o desmedido emprego de quantias fabulosas no sistema de armamentos, usinas atômicas e armas nucleares. As verbas destinadas a essa corrida armamentista resolveria em parte alguns problemas que afetam os países do "Terceiro Mundo", como a fome, o analfabetismo, etc.

Enquanto o homem não tomar consciência de que é o único responsável pelo que lhe acontece, o "destino", o "azar", serão tidos como os culpados pelos "acidentes" ocorridos, encobrendo assim a mediocridade humana.

Luiz Carlos Naso



DIRETORIA

Luiz Fernando Diniz Naso
José Carlos Diniz Naso
Paulo Roberto Diniz Naso

REDAÇÃO

Editor Chefe: Luiz Carlos Naso - MTPS 5831

EQUIPE TÉCNICA

Consultor: Eng^o Gilberto J. da S. Leite

Colaboradores

Eng^o Fábio Serra Flosi
Eng^o David Marco Risnik
Eng^o Carlos Augusto da Silva Carvalho
Eng^o Ismael Corso
Josir Cavalcanti
Norberto dos Santos

Laboratório Eletrônico IUB:

Eng^o José A. M. Almeida
Jefferson Aicardi Chatagnier
Sérgio Fernando Gonçalves do Couto

ARTE

Coordenação,

Diagramação e Arte-Final:

Enio Silingardi Lopes

Desenhos

Lineu Nório Kohatsu
Roberto Gonçalves da Silva

Composição

Ivaní Abdo Lopes
Wilde Velasques Kern

Capa - Projeto gráfico

Maximiliano Antonio de Oliveira e Silva

Fotografia

José Carlos Schmid

PUBLICIDADE

JC Publicidade

IMPRESSÃO

IUB Gráfica Ltda.

REVISTA DO INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO - RÁDIO - TV - ELETRÔNICA é uma publicação da IUB EDITORA LTDA., Rua Brigadeiro Tobias, 298 - Fone: D.D.D. (011) 229-9455 - (PABX) - Caixa Postal 01306 - CEP 01000 - São Paulo - Capital. Preço do exemplar avulso: o constante na capa. Os pedidos de assinatura deverão ser feitos à IUB Editora Ltda., Caixa Postal 01306 - CEP 01000 - São Paulo - Capital. Preço da assinatura: 12 meses - Cz\$ 134,40 - Distribuição exclusiva em bancas, em todo o território nacional: DINAP - Distribuidora Nacional de Publicações. Todos os direitos reservados. Não é permitida a reprodução total ou parcial das matérias constantes desta edição sem o expresso consentimento dos editores. Matrícula nº 3.735 do Livro A nº 5, Registro de Títulos e Documentos, Termo nº 811441350 - em 31/01/84 no I.N.P.I.

5

KIT DO MÊS - MAGNETRON K58

A utilização de Circuitos Integrados nas etapas de saída em Amplificadores de Áudio, tem se acentuado nos últimos tempos. Leia nesta matéria como podemos utilizá-los praticamente.

25

KIT HOBBY - μFONE IUB K61

Os microfones são largamente utilizados em aplicações de áudio. Nesta matéria você irá conhecer algumas das técnicas utilizadas em sua confecção.

15

Prática/Bancada - VEJA COMO É FÁCIL CALCULAR TRANSFORMADORES

O projeto de transformadores sempre constituiu-se numa necessidade ao técnico. Veja como é fácil projetá-los nesta matéria.

34

Áudio - O QUE É O SISTEMA "SURROUND"

O tratamento dos sinais de áudio podem produzir vários efeitos especiais. Conheça os detalhes do efeito "Surround" lendo este artigo.

13

Eletrônica Digital - CPU A UNIDADE CENTRAL DE PROCESSAMENTO

A Unidade Central de Processamento é o cérebro do Computador. Nesta matéria o autor aborda mais algumas importantes características da CPU.

36

Prática/Teoria & Informação - DISSIPADOR TÉRMICO - COMO CALCULAR

O dimensionamento de componentes semicondutores sempre está relacionado à temperatura. Os dissipadores ajudam na dissipação de calor destes componentes, mantendo-os na temperatura ideal de trabalho. Veja como dimensioná-los lendo este artigo.

41

Vídeo & TV - TRANSCODIFICAÇÃO DE SISTEMAS

A integração das comunicações televisivas representa um grande avanço no intercâmbio de informações entre os países. Os diferentes sistemas utilizados em cada país corresponde num impecflío só suplantado pelos "transcodificadores". Nesta matéria o autor aborda novas características na transcodificação dos sistemas PAL-M/NTSC.

47

Áudio - AUDIÇÃO X INTENSIDADE SONORA

Conheça os efeitos da intensidade sonora na audição humana lendo este artigo.

índice

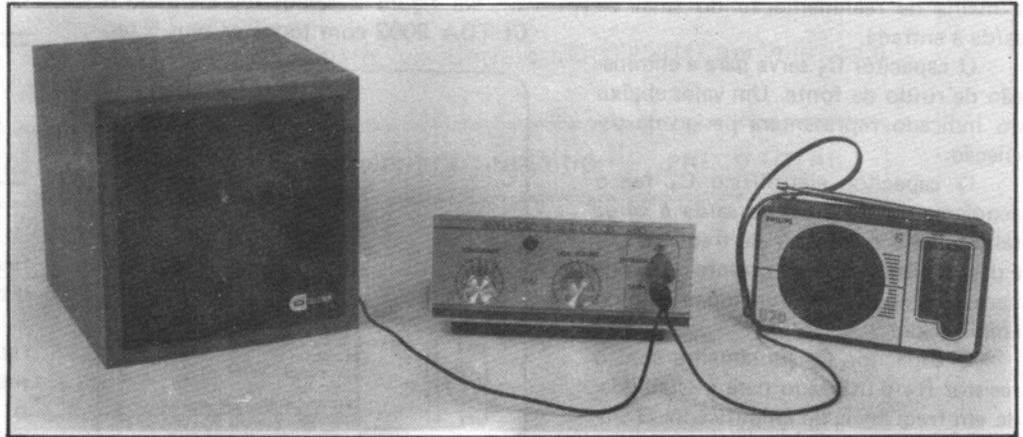
Editorial	03	Vídeo e TV	41
Kit do Mês	05	Vídeo e TV - Amplificador	44
Informática - Eletr. Digital	13	Áudio - Audição/Intensidade	47
Prática - Bancada	15	Seção Engenharia	50
Componentes e Aplicações	19	Correio Técnico	54
Kit Hobby	25	Tabelas e Equivalências	57
Prática - Projetos	29	Teste seus Conhecimentos	58
Áudio	34	Livros Técnicos	60
Prática - Teoria e Informações	36	Ponto de Encontro	66
PY/PX	39	IUB Informa	66

As matérias publicadas neste número são de inteira responsabilidade de seus autores.

AMPLIFICADOR DE ÁUDIO

IUB

K-60



O TDA 2002 e o TDA 2002A são Circuitos Integrados especialmente projetados para serem utilizados em projetos de amplificadores de rádios automotivos, os quais, pelas próprias dimensões do local onde serão utilizados (interior do automóvel), possuem potência máxima de saída na ordem de 7 W (alimentando auto-falante ou divisor de frequência de 2 Ω).

Neste Kit, aproveitamos o TDA 2002 e confeccionamos um amplificador de excelente qualidade, o qual poderá ser utilizado para aumentar a potência de pequenos rádios e gravadores portáteis ou mesmo na bancada do técnico, para a pesquisa de sinais, teste de transdutores, etc.

Veja como tudo isso foi feito utilizando este versátil CI amplificador, lendo esta matéria. . .

CI TDA 2002

A alimentação deste CI amplificador pode variar de + 8 V a + 18 V. Seus circuitos de proteção interna permitem que o mesmo suporte transientes de tensão com picos de até + 28 V, e ele poderá fornecer uma breve corrente de até 3,5 A e dissipar até 15 W de potência numa temperatura de 90°C sem o risco de ser destruído.

Quando alimentado com 14,4 V, tensão característica de uma Bateria Automotiva, por exemplo, a máxima potência de saída poderá atingir os 4,8 W numa carga (alto-falante ou divisor de frequências) de 4 Ω .

O CI TDA 2002 poderá, também, alimentar cargas com baixa impedância de até 2 Ω , e neste caso, poderemos obter 7 W RMS de potência na saída.

Na figura 1, temos um circuito amplificador característico utilizando o TDA 2002 com alimentação assimétrica (positiva com relação à massa, que neste caso também é o terra do circuito).

O ganho de tensão (amplificação) é obtido pela razão existente entre os resistores R_1 e R_2 , e é dado por:

$$G = \frac{R_1}{R_2}$$

Com R_1 cem vezes maior que R_2 , o ganho de amplificação, neste caso, é de 100 vezes. Isto quer dizer que se um sinal com 0,02 Vpp for colocado na entrada, teremos na saída um sinal de 2 Vpp para ser aplicado numa carga.

O resistor R_3 faz a estabilização em

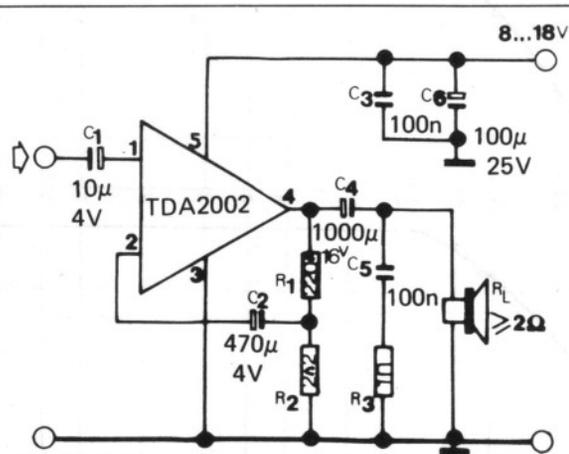


FIGURA 1

CIRCUITO CARACTERÍSTICO DE UM AMPLIFICADOR COM O TDA 2002

freqüência, e um valor maior que o indicado poderá causar oscilações indesejáveis em altas freqüências para cargas indutivas, como é o caso do alto-falante.

O capacitor eletrolítico C_1 faz o acoplamento do sinal de entrada e desacopla a corrente contínua do amplificador à fonte de sinal. A utilização de um valor abaixo do indicado aumentará o corte em baixa freqüência.

O capacitor eletrolítico C_2 pertence a malha de realimentação do sinal de saída à entrada.

O capacitor C_3 serve para a eliminação de ruído da fonte. Um valor abaixo do indicado representará perigo de oscilação.

O capacitor eletrolítico C_4 faz o acoplamento do sinal de saída à carga (alto-falante ou divisor de freqüências), e desacopla da carga a corrente contínua necessária ao perfeito funcionamento do amplificador.

O capacitor C_5 juntamente com o resistor R_3 é utilizado para a estabilidade em freqüência do amplificador. Também aqui, a utilização de um valor menor que o indicado poderá causar oscilações indesejáveis.

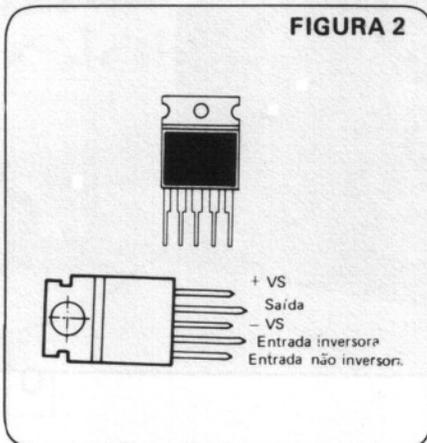
Finalmente, o capacitor C_6 faz a filtragem da fonte de tensão, evitando que oscilações perturbem o bom funcionamento do circuito.

No circuito do nosso amplificador K60, como você verá posteriormente, não foram utilizados os capacitores C_3 e C_6 , pois como a fonte de tensão faz parte do Kit, no projeto do filtro da mesma já levamos em consideração as recomendações do fabricante do CI.

Na figura 2 temos representado o CI TDA 2002 com todos os seus 5 ter-

minais enumerados, podendo você perceber que o mesmo possui um encapsulamento num envólucro do tipo "pentawatt", muito parecido com aquele em que são apresentados os transistores TIP 31, TIP 41, etc.

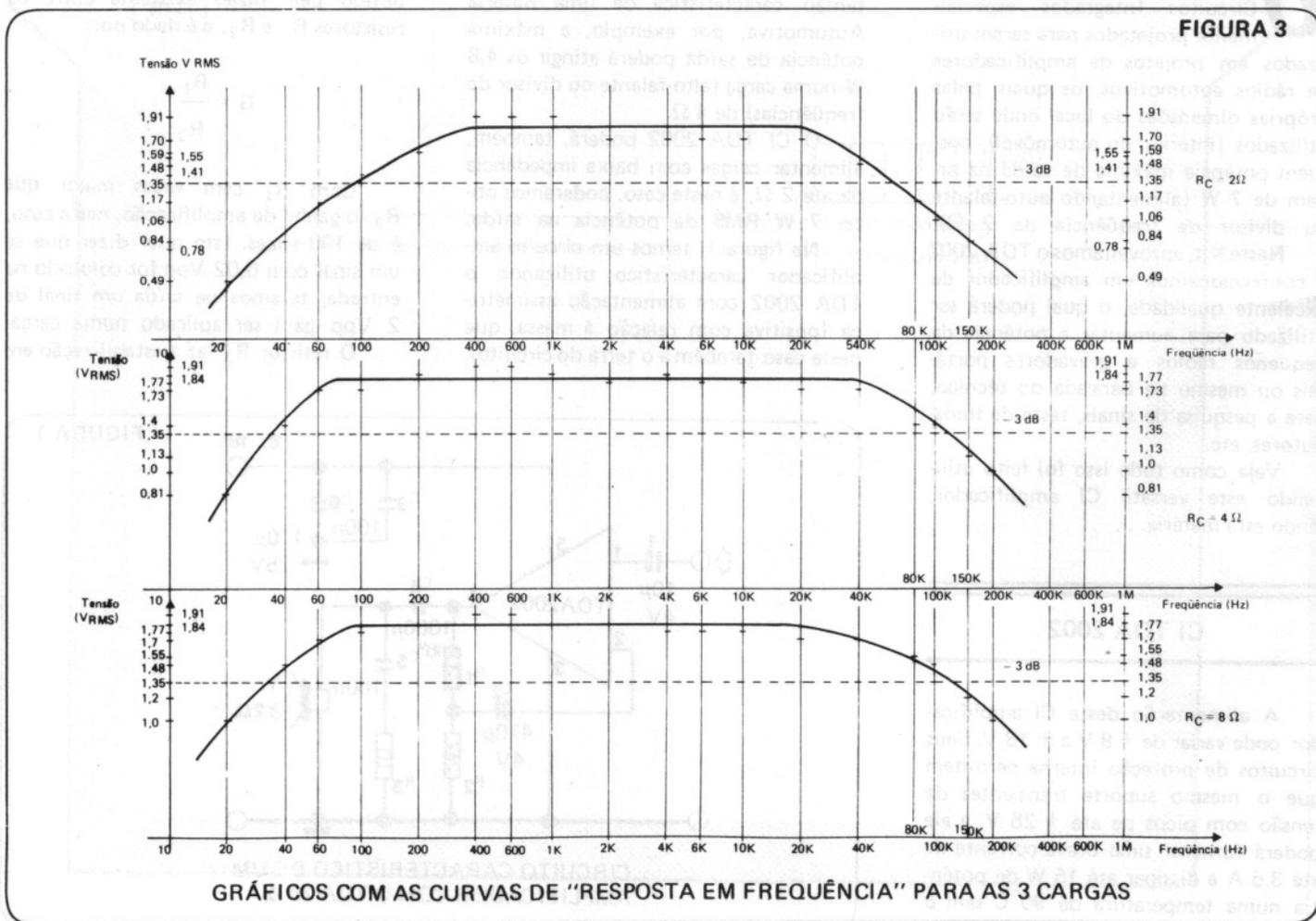
Para evitar o sobreaquecimento do CI, ao mesmo deve ser adicionado um dissipador de calor com capacidade de dissipar aproximadamente 8°C/W .



KIT K60 AMPLIFICADOR DE ÁUDIO IUB

As características do nosso amplificador podem ser observadas no Quadro 1.

Como você pode observar, suas características são excelentes. São justamente suas características que garantem o agradável som que você obterá ao utilizá-lo para reforçar a potência sonora de saída de pequenos rádios e gravadores. Além disso, você também poderá



QUADRO 1 – Características Técnicas do K60

Alimentação: fonte de tensão interna com 14 V_{DC} de saída e entrada com 110 ou 220 V_{CA}.

Potência de Saída: 7 W RMS

Carga: $R_C \geq 2 \Omega$

Resposta em frequência
(- 3 dB)

$\left\{ \begin{array}{l} 80 \text{ Hz a } 60 \text{ KHz para carga de } 2 \Omega \\ 30 \text{ Hz a } 110 \text{ KHz para carga de } 4 \Omega \\ 30 \text{ Hz a } 140 \text{ KHz para carga de } 8 \Omega \end{array} \right.$

Consumo: máximo de 1 A.

utilizá-lo no carro, para obter uma boa amplificação destes aparelhos. Para isso, basta você eliminar o transformador de força e os diodos retificadores do circuito, ligando fios aos terminais do capacitor de filtro e deste à Bateria do automóvel.

Para que você possa observar melhor a resposta deste amplificador, damos na figura 3, as "curvas de resposta em frequência" para os 3 tipos de carga, ou seja, 2 Ω , 4 Ω e 8 Ω .

O levantamento desta curva é feito aplicando-se um sinal senoidal por intermédio de um gerador de áudio com variação de frequências na faixa audível (10 Hz a 20 KHz), mais ou menos. A amplitude deste sinal deve ser tal a não provocar nenhuma distorção na saída, para toda a faixa de frequência audível. Tomamos o cuidado de manter a amplitude deste sinal em toda a faixa e para os 3 tipos de carga, isto é, 2 Ω , 4 Ω e 8 Ω , para que fosse possível fazer-se uma comparação da resposta deste amplificador quando o mesmo alimentar qualquer uma das cargas acima citada. Os dados obtidos foram aqueles apresentados no Quadro 2.

As cargas que mencionamos, poderão ser auto-falantes ou divisores de frequências que apresentem uma das 3 impedâncias mencionadas.

Como você observou, nosso amplificador é mono, porém, você poderá utilizar um em cada canal, obtendo assim um excelente amplificador estéreo com uma potência de saída de até 14 WRMS. Além disso, ele é dotado de um controle de "tonalidade" para "graves - agudos", para que você ouça seus programas favoritos no tom que desejar.

Na figura 4 temos o circuito elétrico do K60. Como você pode ver, os componentes utilizados possuem valores iguais àqueles sugeridos pelo fabricante do CI. A única implementação foi a in-

serção do resistor R_4 e do capacitor C_3 , os quais têm a função de limitar a frequência superior de corte do amplificador. Os outros componentes referem-se a fonte de alimentação (transformador e diodos 1 e 2), ao controle de tona-

lidade (C_7 , C_8 e o potenciômetro de 100 K Ω) ao controle de volume (potenciômetro de 22 K Ω) e ao resistor R_5 que limita a corrente que passa pelo LED piloto.

O funcionamento e a função de cada componente já foi comentada anteriormente, nada restando a falar sobre isso. Passemos, então, à montagem do Kit K60.

MONTAGEM DA PLACA DO K60

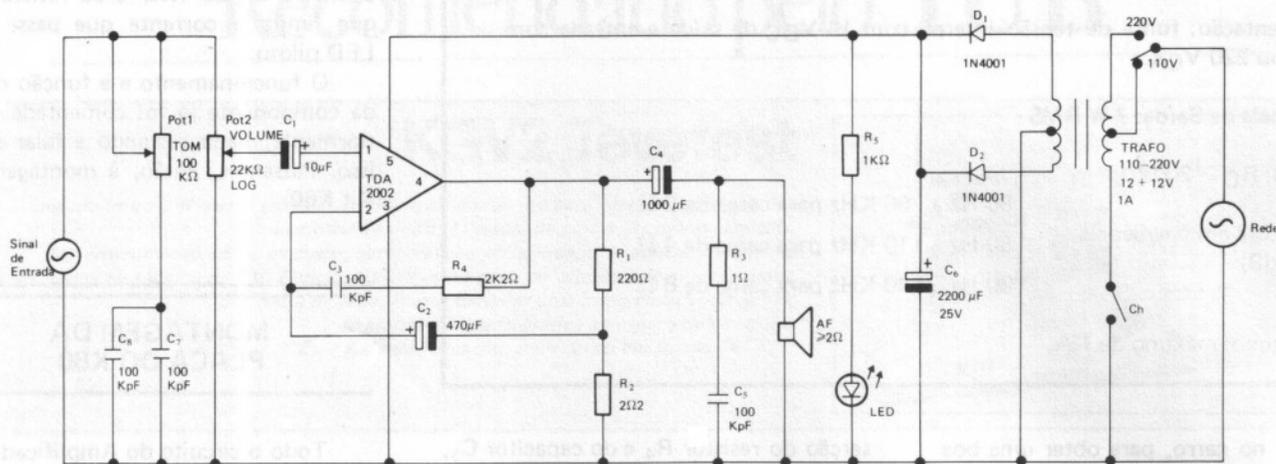
Todo o circuito do Amplificador de Áudio IUB é montado sobre uma placa de circuito impresso, exceto aqueles que serão fixados no chassi-painel. Na figura 5 ilustramos o chapeado mostrando o lado do cobre e dos componentes em ta-

QUADRO 2 -- Dados obtidos para o levantamento da Curva Resposta em frequência para as 3 cargas

Tensão de sinal de entrada = 21,2 mV RMS

Frequência (Hz)	Tensão de saída (V) RMS para $R_C = 2 \Omega$	Tensão de saída (V) RMS para $R_C = 4 \Omega$	Tensão de saída (V) (RMS) para $R_C = 8 \Omega$
20	0,49	0,81	1,00
40	0,84	1,40	1,48
60	1,17	1,73	1,70
100	1,41	1,73	1,77
200	1,59	1,84	1,84
400	1,91	1,91	1,91
600	1,91	1,91	1,91
1 K	1,91	1,84	1,84
2 K	1,70	1,77	1,84
3 K	1,70	1,77	1,70
4 K	1,70	1,84	1,77
5 K	1,70	1,84	1,77
6 K	1,70	1,77	1,77
8 K	1,70	1,77	1,77
10 K	1,70	1,77	1,77
12 K	1,70	1,77	1,77
15 K	1,70	1,73	1,77
20 K	1,70	1,73	1,70
30 K	1,55	1,73	1,70
40 K	1,48	1,73	1,70
80 K	1,17	1,40	1,55
100 K	1,06	1,40	1,48
150 K	0,84	1,13	1,20
200 K	0,78	1,00	1,00

FIGURA 4



CIRCUITO COMPLETO DO K60

manho natural e na figura 6 você pode observar uma fotografia da placa e do Kit já montados, para sua melhor orientação ao executar os trabalhos.

Todos os componentes utilizados já são nossos velhos conhecidos, porém, na figura 7, você poderá identificá-los para não restar nenhuma dúvida.

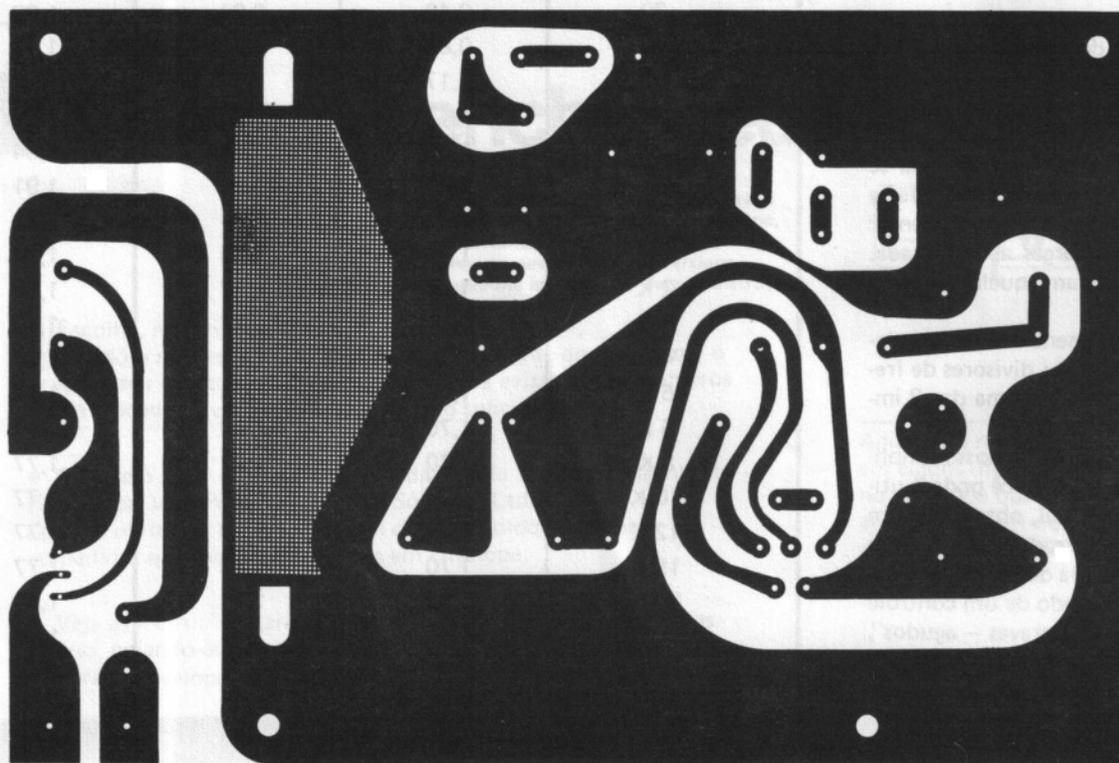
Inicie as montagens fixando o transformador na sua correta posição na placa CI. Utilize-se dos parafusos e porcas fornecidos. Feito isto, solde os terminais do primário e do secundário do transformador. Tome muito cuidado ao fazer isso e oriente-se pelas marcações contidas na própria placa, principalmen-

te em relação às cores de cada terminal.

Feito isso, solde a chave comutadora 110/220 V que servirá para comutar a tensão da rede disponível no local em que será utilizado o amplificador.

Agora solde os diodos, capacitores e resistores, tomando muito cuidado com as suas corretas posições na placa e

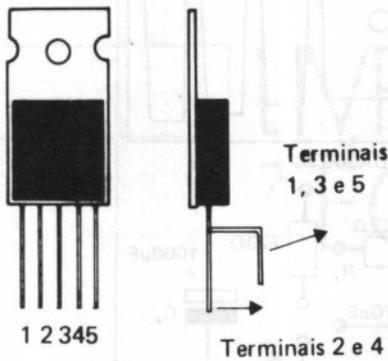
FIGURA 5



CHAPEADO LADO DO COBRE

FIGURA 8

TDA 2002



DOBRAMENTO DOS TERMINAIS DO TDA 2002

DOBRAMENTO DO CI TDA

gem do seu Kit. Observe que as ligações entre a placa e o chassi-painel deverão ser feitas com cabos blindados, para evitar interferências indesejáveis.

A fixação da placa, na base do chassi-painel, deverá ser feita através de parafusos e porcas, porém a placa não deverá ter suas trilhas encostadas na base do chassi, por isso, utilize-se das buchas fenólicas espaçadoras, que evitará que isso ocorra.

RELAÇÃO DE MATERIAIS

Veja no quadro 3 a relação completa de todos os materiais e componentes.

Observe que além de todos os materiais e componentes que integram o K60, estamos enviando-lhe 2 conectores RCA machos para facilitar as conexões da fonte de sinal e do amplificador à carga (alto-falante, divisor de frequência ou caixa acústica).

CONCLUSÃO

A baixa qualidade de reprodução de aparelhos portáteis, tais como rádios de pilha, minigravadores, etc., deixam muito a desejar em termos de reprodução sonora.

Para resolver esses problemas, e para que você possa ouvir com satisfação seus programas preferidos, nosso amplificador de áudio K60, além de reforçar o nível sonoro de tais aparelhos,

FIGURA 9

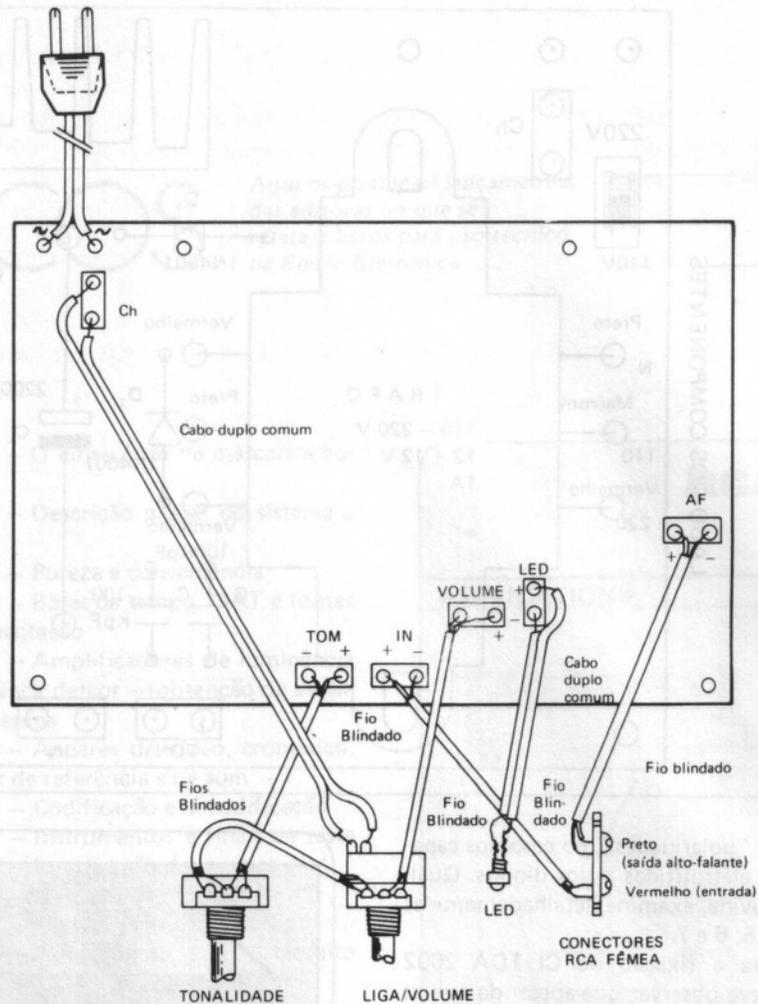


DIAGRAMA DE LIGAÇÕES

dará um "colorido" ao som reproduzido.

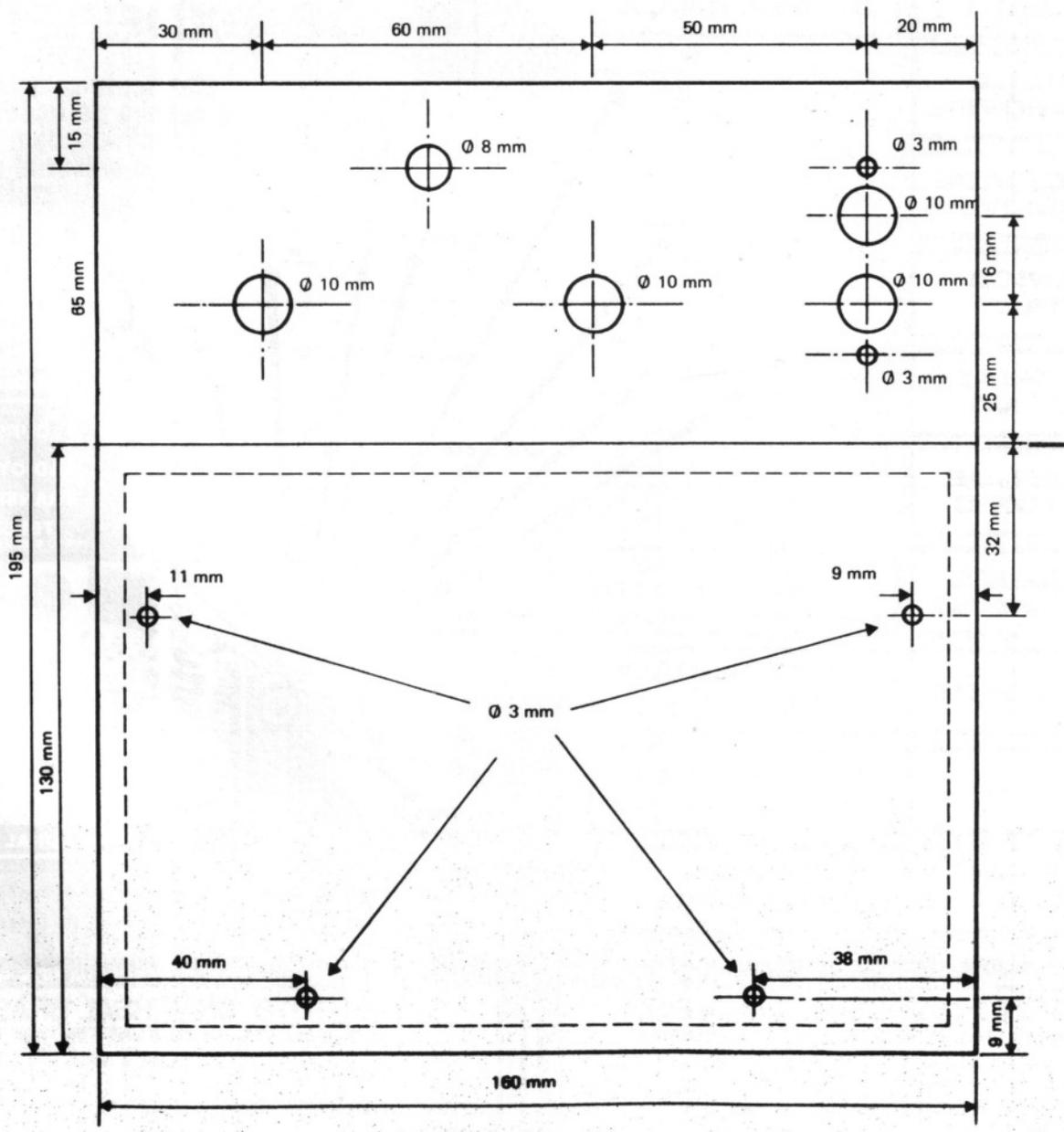
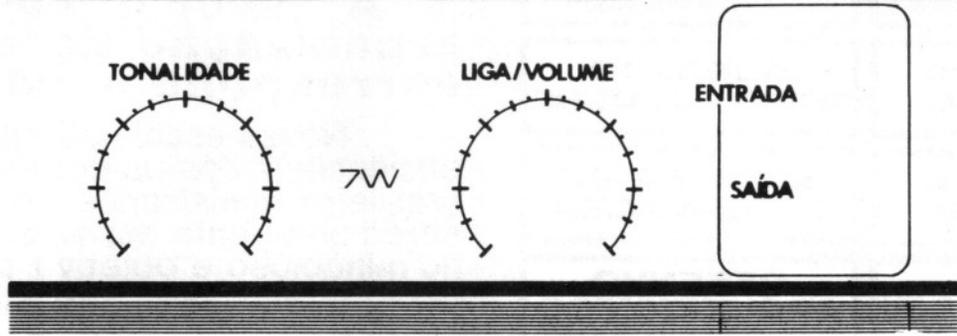
Ligado a uma boa caixa acústica, o amplificador demonstrará toda a sua qualidade. Além disso, o Kit K60 pode-

rá ser alojado dentro da própria caixa acústica, a qual poderá ser comprada pronta ou construída por você mesmo.

Quadro 3 - Relação dos Materiais e Componentes do K60

- | | |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> 1 CI TDA2002 1 metro de solda 1 Chave H-H Miniatura 1 Cordão de força 1 Transformador 110-220 V/12 + 12V /1A 1 Dissipador de Alumínio 20x40x85 1 Placa de Circuito Impresso K60 1 Chassi-Painel K60 1/2 m de Cabo paralelo para força nº 18 1 m de cabinho blindado simples 1 conector.RCA fêmea duplo 2 conectores RCA machos 1 visor suporte para led 5 mm 1 potenciômetro de 22 K Log c/chave 1 potenciômetro de 100 K Lin 2 Knobs para potenciômetro 2 Diodos 1N4001 (D₁ e D₂) | <ul style="list-style-type: none"> 1 Capacitor Eletrolítico de 2200µF/ 25V (C₆) 1 Resistor de 1 KΩ (R₃) (marrom, preto e vermelho) 1 LED vermelho 5 mm 1 Resistor de 1 Ω (R₃) 4 Capacitores Cerâmicos ou Poliéster de 100 KpF (C₃, C₅, C₇ e C₈) 1 Capacitor eletrolítico de 1000µF/16 V (C₄) 1 Resistor de 220 Ω (R₁) (vermelho, vermelho, marrom) 1 Resistor de 2,2 Ω (R₂) 1 Capacitor Eletrolítico de 470µF (C₂) 1 Resistor de 2K2 Ω (R₄) (vermelho, vermelho, vermelho) 1 Capacitor Eletrolítico de 10 µF (C₁) 7 parafusos M3 x 8 7 porcas M3 4 buchas fenólicas 4 pés de borracha auto-adesivos |
|--|---|

AMPLIFICADOR DE AUDIO IUB K60



DETALHES DA FURAÇÃO DA CAIXA

INSTITUTO

cursos rápidos !

DESENHO ARTÍSTICO E PUBLICITÁRIO

CORTE E COSTURA
(PARA A FORMAÇÃO DE MODISTAS)

SUPLETIVO DE 1º GRAU

BORDADO TRICÔ E CROCHÊ

SUPLETIVO DE 2º GRAU

AUXILIAR DE ENFERMAGEM

REFRIGERAÇÃO E AR CONDICIONADO

DESENHO ARQUITETÔNICO
(Desenho de Plantas para Construções)

TORNEIRO MECÂNICO

DESENHO DE MECÂNICA

MECÂNICA DE AUTOMÓVEIS

ELETRICIDADE DE AUTOMÓVEIS

MECÂNICA GERAL

SECRETARIADO MODERNO

AUXILIAR DE ESCRITÓRIO

PORTUGUÊS (1º e 2º Graus)

AUXILIAR EM ADMINISTRAÇÃO DE EMPRESAS

ELETRICIDADE

CONTABILIDADE PRÁTICA
(ASSISTENTE DE CONTADOR)

INGLÊS

MATEMÁTICA (1º e 2º Graus)

e mais dois novos lançamentos:

FOTOGRAFIA e CINEMA SUPER 8

UNIVERSAL BRASILEIRO

A maior e mais perfeita organização de ensino por correspondência do país!

Nossa escola atinge, com rapidez e eficiência, todos os pontos do território brasileiro, ministrando, através de professores altamente especializados, um ensino minucioso e objetivo, de resultados práticos imediatos.

Afinal são 46 anos de experiência!

Matricule-se com urgência e receba as lições do curso escolhido, bem como todo o material necessário gratuitamente.

MENSALIDADES AO ALCANCE DE TODOS.



CURSO DE RADIOTÉCNICO TRANSISTORES TELEVISÃO
PRETO E BRANCO E A CORES



GRÁTIS MATERIAL COMPLETO

Matriz: Av. Rio Branco, 781 - Caixa Postal 5058 - São Paulo - CEP 01000

Filial Rio de Janeiro: Rua Riachuelo, 159 (Próximo aos Arcos da Lapa)

MANDE O CUPOM ABAIXO OU ESCREVA-NOS HOJE MESMO.

INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO

Av. Rio Branco, 781 - Cx. Postal 5058 - São Paulo - CEP 01000

Senhor Diretor: Peço enviar-me GRÁTIS o folheto completo sobre o curso de

(INDICAR O CURSO DESEJADO) _____ por correspondência.

Nome _____

Rua _____ N.º _____

CEP _____ Bairro _____ Cx. Postal _____

Cidade _____ Estado _____

ESTE CUPOM É SEU

MANDE O CUPOM ABAIXO OU ESCREVA-NOS HOJE MESMO.

INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO

Av. Rio Branco, 781 - Cx. Postal 5058 - São Paulo - CEP 01000

Senhor Diretor: Peço enviar-me GRÁTIS o folheto completo sobre o curso de

(INDICAR O CURSO DESEJADO) _____ por correspondência.

Nome _____

Rua _____ N.º _____

CEP _____ Bairro _____ Cx. Postal _____

Cidade _____ Estado _____

ESTE É PARA SEU AMIGO

CPU: A UNIDADE CENTRAL DE PROCESSAMENTO

A Unidade Central de Processamento, ou CPU ("Central Processing Unit") como também é conhecida, é o que comumente chamamos de Microprocessador. É a CPU que executa o programa e controla todo o sistema.

A CPU é constituída pela *Unidade Lógico-Aritmética*, ALU (do inglês "Arithmetic-Logic Unit"); *Unidade de Controle* e pelos *Registradores*. Sendo construída pela tecnologia de Integração em Larga Escala, permite que o microprocessador possa ser implementado em um ou mais circuitos integrados.

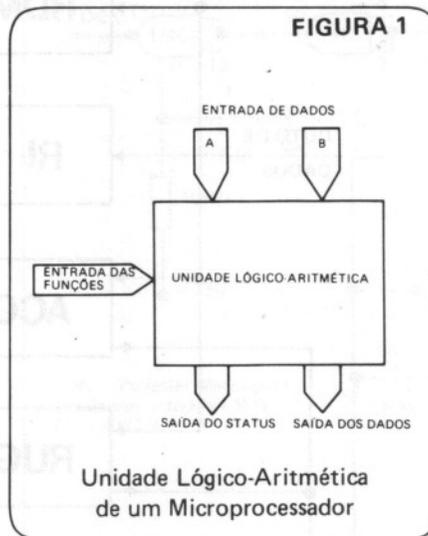
Analisaremos neste artigo, separadamente um bloco monolítico geral, que exerce a função de CPU em um sistema de Microcomputadores.

UNIDADE LÓGICO-ARITMÉTICA

A Unidade Lógico-Aritmética, ou ALU é formada por um somador binário e por outros circuitos lógicos de apoio. Pode ser esquematizada conforme mostra a figura 1, com duas entradas para os dados, as entradas que selecionam a função a ser desenvolvida, a saída dos dados, a saída de "status" e os vários bits indicadores ("flags").

As funções realizadas por uma típica ALU são:

- Adição
- Subtração
- E (AND)
- OU (OR)
- OU Exclusivo
- Complemento
- Incremento
- Decremento
- Deslocamento à esquerda (soma uma entrada com ela mesma, isto é,



multiplica por 2, que equivale a deslocar o número de uma posição à esquerda)

- Apaga (coloca zero no resultado)

As operações de multiplicação, divisão, seno, cosseno, exponenciação e outras, são implementadas através de uma seqüência de operações da ALU seguindo um determinado algoritmo. Porém, existem circuitos que realizam es-

tas operações por "hardware" de maior velocidade sendo que seus custos se tornam bem mais elevados do que uma ALU padrão.

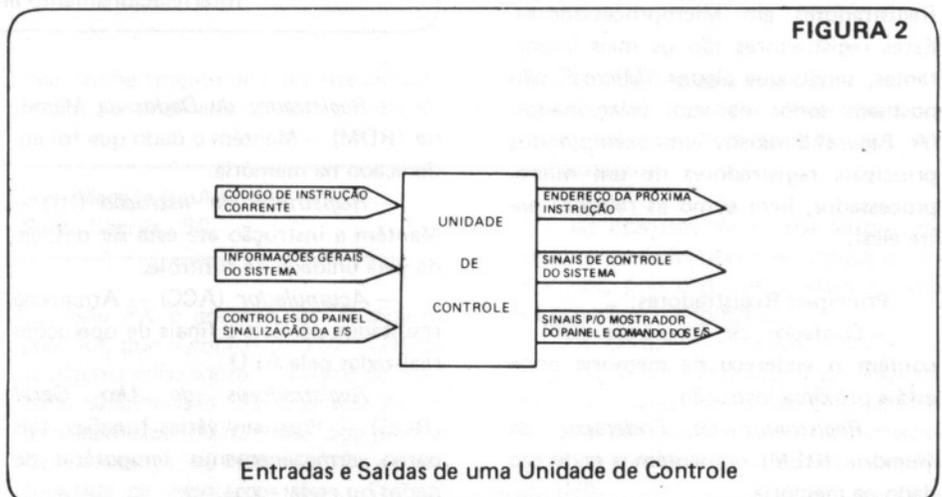
UNIDADE DE CONTROLE

É a Unidade de Controle que realiza a decodificação das instruções obtidas na memória em sinais de controle que manejam a operação em andamento, mediante geração de comandos em passos distintos.

A Unidade de Controle realiza estes passos na ordem correta e só começa cada um, quando o anterior tiver sido completado. Somente um dispositivo pode comandar o duto, por vez.

Quando este controle é realizado por circuitos lógicos fixos, temos a chamada *Unidade de Controle Fixo* ("Hard Wired CPU").

Entretanto, existe a possibilidade desses passos, no controle da operação, serem seqüências gravadas que são cha-



madas e executadas, manejando assim toda a operação. A este tipo de controle, chamamos de *Unidade de Controle Microprogramada*, e a ação de organizar esta unidade, é o que se conhece por *Microprogramação*.

A maioria dos microprocessadores não possuem a Unidade de Controle Microprogramada, por causa da economia de espaço.

A figura 2 esquematiza uma unidade de controle, com suas entradas e saídas principais.

REGISTRADORES

Os Registradores são pequenas memórias que se ligam à Unidade de Controle. Consistem de células binárias, não endereçáveis, com uma posição, distinguindo-se entre si.

Os dados podem ser guardados nos Registradores, até que o duto ou uma outra unidade estejam prontas para recebê-los, ou até que sejam requisitados pelo programa.

Dentro da CPU, os registradores são muito importantes, porque os acessos aos dados neles armazenados são mais rápidos, já que não há necessidade de buscá-los na memória. Os registradores são interligados entre si e entre as outras partes da CPU por dutos internos.

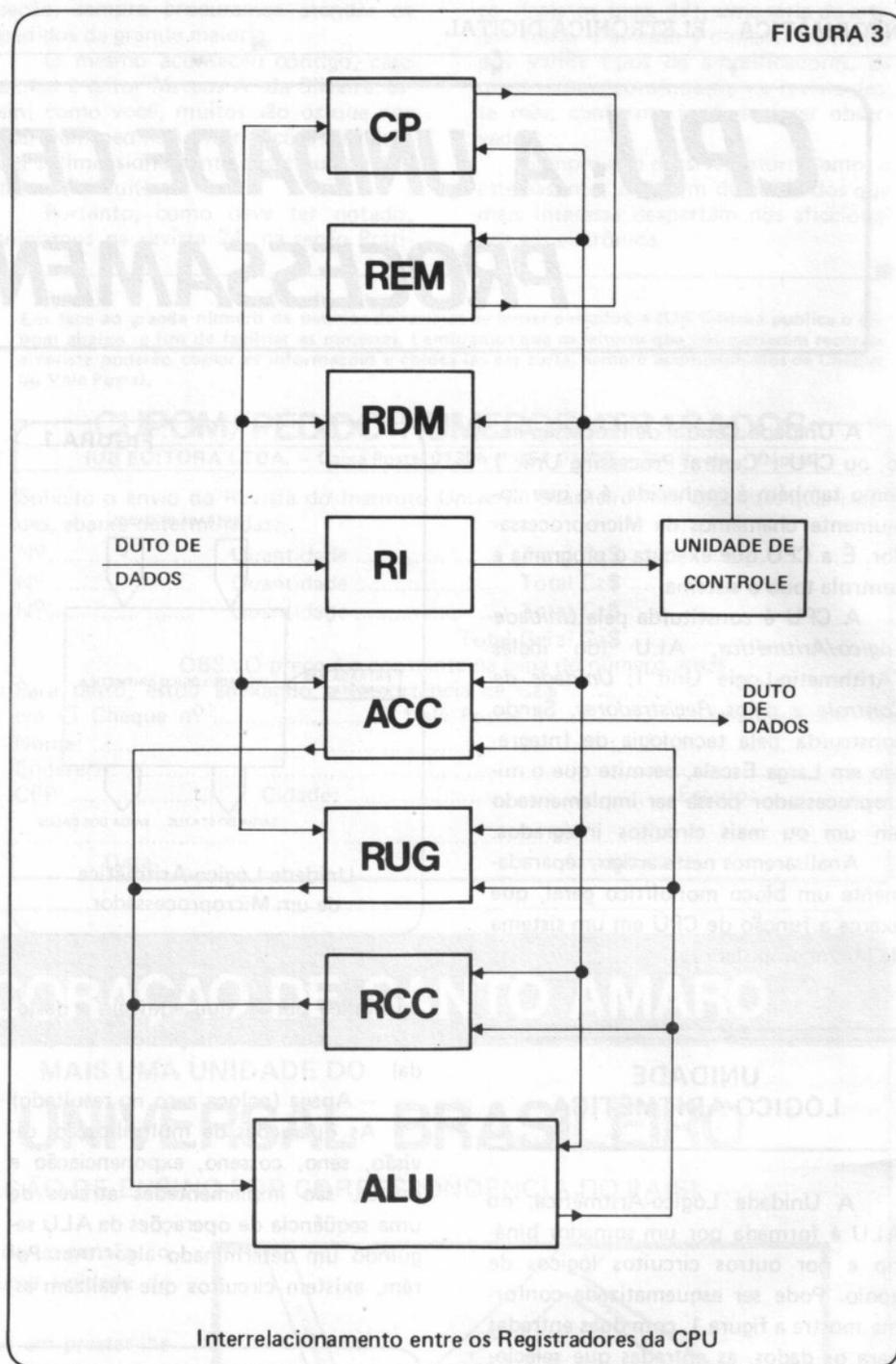
Quanto maior for o número de registradores numa CPU, menor será a necessidade de transferência de dados da CPU para a memória e vice-versa, reduzindo assim, o número de acessos à memória e o comprimento das instruções.

A seguir, relacionamos os principais Registradores em Microprocessadores. Estes registradores são os mais importantes, sendo que alguns "Micros" não possuem todos os aqui relacionados. (A Figura 3 mostra um exemplo dos principais registradores de um microprocessador, bem como as relações entre eles).

Principais Registradores:

– *Contador de Programas (CP)* – contém o endereço da memória onde está a próxima instrução.

– *Registrador de Endereços da Memória (REM)* – mantém o endereço dado na memória.



Interrelacionamento entre os Registradores da CPU

– *Registrador de Dados da Memória (RDM)* – Mantém o dado que foi endereçado na memória.

– *Registrador de Instrução (RI)* – Mantém a instrução até esta ser desligada pela unidade de controle.

– *Acumulador (ACC)* – Armazena resultados parciais e finais de operações realizadas pela ALU

– *Registradores de Uso Geral (RUG)* – Possuem várias funções, tais como, armazenamento temporário de dados ou endereços.

– *Registradores de Condição de Código (RCC)* – também conhecidos como Registradores de Status (RS), são registradores de bits indicadores ("flags"), que representam o estado da CPU.

– *Ponteiro de Pilhas (PP)* – contém o endereço do topo da pilha.

– *Indexadores (I)* – são usados para endereçamento. O seu conteúdo é somado ao endereço da memória para obtenção do endereço efetivo.

Projetar transformadores de alimentação pode parecer tarefa inacessível aos técnicos de nível médio¹, quando na realidade tal não se passa.

A confecção de um transformador divide-se em duas partes: dimensionamento, ou cálculo e enrolamento. Para alguns técnicos afigura-se mais difícil calcular e para outros enrolar². O cálculo ou desenho de transformadores é tarefa de prancheta e o enrolamento, de bancada. O presente trabalho versará apenas sobre o desenho de transformadores monofásicos de potência até 150 watts. A parte de execução do projeto pouco ou nada aparecerá no texto ou nas referências. É de toda conveniência que sejam lidas também as chamadas (1), (2), etc. Elas encerram assunto de interesse para melhor compreensão do artigo.

ROTEIRO DOS CÁLCULOS

No desenho³ de qualquer circuito cabe seguir uma ordem, um roteiro de encaminhamento. No caso de desenho de transformadores o roteiro é o seguinte:

- a) Tensão dos enrolamentos secundários
- b) Corrente dos enrolamentos secundários
- c) Potência secundária total
- d) Potência primária total e frequência da rede
- e) Tensão do primário
- f) Área do núcleo
- g) Espiras primárias
- h) Relação espiras/volts
- i) Espiras secundárias
- j) Dados adicionais:
 - 1) Regime de trabalho
 - 2) Densidade da corrente em A/mm² de área do fio.
 - 3) Linhas do ferro.

São esses os elementos necessários para se projetar e dimensionar um transformador.

PROJETO, CÁLCULO E DESENHO

Embora sob certos aspectos muito se pareçam, projeto e cálculo, ou dimensionamento são assuntos diferentes. Resumindo podemos dizer que projeto é a imaginação, a forma e características do transformador. Cálculo, ou dimensionamento, é a confirmação da viabilidade do projeto. Desenho, finalmente, engloba todos os aspectos, inclusive o da forma física do transformador.

Transformadores

Nosso projeto imagina um transformador que apresente as seguintes características:

Primário: 110 V 60 Hz

Secundários:

S1 - 6,3 V e 1 A

S2 - 5,0 V e 2 A

S3 - 250-0-250 V e 30 mA

Potência total, e soma dos watts secundários

S1 - $6,3 \times 1 = 6,3$ W

S2 - $5,0 \times 2 = 10$ W

S3 - $220 \times 0,03 = 6,6$ W

Total. 22,9 W

É fácil de verificar que as duas áreas, projeto e cálculo, se superpuseram. Ainda imaginando como o transformador deve ser, passamos ao cálculo de sua potência. Doravante cálculo será o predominante.

Determinada que foi a potência secundária total, cabe agora calcular qual deverá ser a potência primária. Nessa parte convém tecer alguns comentários.

A energia transfere-se do primário para os secundários através da massa de ferro do núcleo, por efeito do campo magnético. Há portanto um transporte de energia. E até a presente data não se conseguiu transportar energia sem perdas. Em transformadores dessa potência, as perdas são grandes. Devem ser estimadas em 20%. Assim sendo, a potência primária deve ser 20% maior que a secundária.

Calculando a potência primária temos:

Potência secundária 22,9 W

Acréscimo de 20%. 4,5 W

Total. 27,4 W

Veja como é fácil calcular

Essa energia de 27,4 W representa a consumida pelos secundários sob a forma de alimetnação da carga e parte pela que o núcleo consome sob a forma de perdas. Deve pois o núcleo ter massa de ferro suficiente para manejar essa energia.

CÁLCULO DA SEÇÃO DO NÚCLEO

Os cálculos e fórmulas usados para dimensionar transformadores apresentam uma extensa gama de variedades. Para calcular a área em cm² que o núcleo deve apresentar temos a seguinte fórmula:

$$S = \sqrt{\frac{P}{0,73}}$$

onde:

S = Área do núcleo em cm²

P = Potência primária em watts

0,73 = Fator constante.

Desenvolvendo a fórmula com os valores do transformador que está sendo calculado, temos:

$$S = \sqrt{\frac{27,4}{0,73}}$$

$$S = \sqrt{37,534}$$

$$S = 6,12 \text{ cm}^2$$

A seção do núcleo pode ser calculada também por outra fórmula. Nesse o percentual de perdas é considerado numa das variáveis da fórmula, no fator constante 36.

$$S = 36 \sqrt{\frac{P}{f \cdot q \cdot B}}$$

onde:

S = Área do núcleo em cm²

36 = Fator constante

P = Potência em watts (secundária)

f = Frequência da rede em Hz

q = Densidade da corrente nos enrolamentos, em A/mm² (4)

B = Indução máxima do ferro em milhares de gauss (5) Ferro de 8.000 linhas. No caso B = 8

Efetuada o cálculo por essa outra fórmula acha-se o seguinte resultado:

$$S = 36 \sqrt{\frac{22,9}{60 \cdot 3 \cdot 8}}$$

$$S = 36 \sqrt{0,0159027}$$

$$S = 36 \times 0,1261059$$

$$S = 4,53 \text{ cm}^2$$

Por meio dessa nova fórmula achamos uma área do núcleo menor, ou seja, menos ferro, mais econômica. A primeira fórmula superdimensiona o núcleo. Já a segunda incorpora outras variedades, como seja a densidade da corrente⁴ e a indutância do ferro⁵. Isso dá como resultado uma quantidade de ferro mais adequada e econômica.

RENDIMENTO DO TRANSFORMADOR

Toda máquina produz um trabalho, que por sua vez exige energia.

Qualquer máquina o que faz na realidade é transformar energia⁶. Um motor de automóvel transforma a energia química do combustível em energia mecânica. Eles são máquinas dinâmicas. Um transformador pode ser considerado como uma máquina. Seu trabalho é modificar os valores da tensão e da corrente que lhes são entregues. Como não têm partes mecânicas móveis, enquadram-se na classificação das máquinas estáticas.

O transformador ideal seria aquele que trabalhasse sem perdas. Se isso existisse seu rendimento seria de 100%. Como isso não existe, até agora, em todos os cálculos de dimensionamento desse dispositivo elétrico cabe considerar as perdas. Na segunda fórmula empregada as perdas entram no fator constante 36.

Pode ser empregada uma outra fórmula para se calcular o núcleo.

$$S = 24 \sqrt{\frac{P \cdot q}{f \cdot B \cdot \alpha}}$$

onde:

S = Área do núcleo em cm²

24 = Fator constante

P = Potência secundária em watts

q = Densidade de corrente nos enrolamentos, em A/mm² (4)

f = Frequência da rede em Hz

B = Indução máxima do ferro em milhares de gauss (no caso 8.000 linhas)

α = Perdas no ferro em watts/kg⁷

Aplicando os elementos de cálculo a essa nova fórmula, e considerando que o peso do núcleo é de 3 kg, temos:

$$S = 24 \sqrt{\frac{22,9 \cdot 3}{60 \cdot 8 \cdot 3}}$$

$$S = 5,24 \text{ cm}^2$$

ESPIRAS DO PRIMÁRIO

Uma vez calculada a área do núcleo, o passo seguinte é determinar qual será o número de espiras do enrolamento primário. Isso é levado a efeito por meio da seguinte fórmula:

$$N = \frac{E \cdot 10^8}{4,4 \cdot f \cdot S \cdot B}$$

onde:

N = Número de espiras primárias

E = Tensão primária

10⁸ = 100.000.000 (cem milhões)

constante

4,4 = Constante

f = frequência da rede em Hz

S = Área do núcleo em cm²

B = Linhas do ferro (usaremos 8.000 linhas)

De acordo com o nosso projeto teremos o seguinte desenvolvimento:

$$N = \frac{110 \times 100.000.000}{4,4 \times 60 \times 6 \times 8.000}$$

OBS.: Estamos adotando 6 cm² como área do núcleo, resultante da primeira fórmula.

Simplificando por cancelamento, para introduzir os dados na calculadora, temos:

$$N = \frac{110 \times 10.000}{4,4 \times 6 \times 6 \times 8} = \frac{1100000}{1267,2}$$

$$N = 868 \text{ espiras}$$

O enrolamento primário deve ter 868 espiras.

ESPIRAS SECUNDÁRIAS

De posse do número de espiras do primário, partimos agora para calcular as espiras que cada secundário deve ter. Antes disso cabe calcular a relação de espiras por volt. Isso é feito por meio de uma simples divisão. Divide-se o número de espiras primárias pela tensão do primário.

$$868 \div 110 = 7,89$$

Para cada volt devemos enrolar 7,89 espiras secundárias.

O secundário S1 é para 6,3 V. Serão necessárias 7,89 x 6,3 = 49,7 espiras. A esse número de espiras calculado devemos acrescentar um fator de correção, o qual depende da característica de serviço do transformador; se intermitente ou contínuo. Essa correção apresenta dois fatores:

Serviço contínuo: fator 1,1 (10%)

Serviço intermitente: 1,05 (5%)

Considerando que nosso transformador é para serviço contínuo, as espiras dos secundários serão:

$$S1 - 7,89 \times 6,3 \times 1,1 = 54,6$$

$$S2 - 7,89 \times 5,0 \times 1,1 = 43,4$$

$$S3 - 7,89 \times 250 \times 1,1 = 2169,7$$

OBS.: As frações de espiras podem ser abandonadas, usando-se a parte inteira.

- S3 tem 2169 espiras duas vezes, com tomada central.

Esse fator multiplicador 1,1 deve-se ao seguinte fato: todo transformador ao lhe ser ligada uma carga, sofre uma baixa de tensão em seus secundários. Se o número de espiras secundárias for baseado na relação espiras/volt, quando a carga solicitar corrente secundária provoca uma queda de tensão. Por esse motivo o número de espiras secundárias deve ser algo maior, objetivando compensar essa queda de tensão.

BITOLA DOS FIOS

No dimensionamento de transformadores o calibre dos fios a serem usados é elemento de grande importância. O emprego de fio inadequado, de bitola abaixo do necessário, gera perdas por aquecimento (perdas no cobre, Efeito Joule). Se for escolhido fio de bitola acima do requerido, isso significa excesso

de peso e mais espaço ocupado, além de encarecer o projeto.

A escolha do fio fica subordinada a duas exigências, a saber:

a) Corrente que circulará pelos diversos enrolamentos

b) Regime de trabalho do transformador, se contínuo ou intermitente.

O item "a" é atendido pela tabela de bitolas de fios, a Tabela Brown & Sharp, que nos fornece o número do fio para a corrente necessária. O item "b" atende a parte conhecida como densidade de corrente, ou seja, a corrente em função da área do fio. Esse padrão depende do regime de trabalho de transformador. Para regime contínuo o padrão é de 3 A/mm² e para regime intermitente 2 A/mm² de área do fio. Admitindo que nosso transformador seja para funcionar em regime contínuo, o padrão adotado será o de 2 A/mm².

O desenvolvimento dos cálculos dos fios exige considerar o limite para o regime de trabalho e as correntes nos diversos enrolamentos.

Corrente no primário

$$I = \frac{P}{E} = \frac{27,4}{110}$$

$$I = 0,249 \text{ A}$$

Correntes secundárias

Corrente em S1 = 1A

Corrente em S2 = 2A

Corrente em S3 = 0,03A

Cálculo da bitola do fio primário.
Regra da proporção.

$$2 \div 1/0,249 \div x$$

$$x = 0,249 \times 1 \div 2 = 0,1245$$

Cálculo do fio de S1

$$2 \div 1/1 \div x$$

$$x = 1 \times 1 \div 2 = 0,5$$

Cálculo do fio de S2

$$2 \div 1/2 \div x$$

$$x = 2 \times 1 \div 2 = 1$$

Cálculo do fio de S3

$$2 \div 1/0,03 \div x$$

$$x = 0,03 \times 1 \div 2 = 0,015$$

De posse desses dados de mm² entramos na tabela B & S para determinarmos qual o número do fio que mais se aproxima ao resultante do cálculo.

Fio primário: 0,1245 mm². Esse valor de área em mm² fica entre os fios 26 e 27. Escolheremos o calibre maior, ou seja, n^o 26, que corresponde a 0,13 mm².

Fio secundário S1: 0,5 mm². Situa-se entre o 20 e 21 da tabela B & S. Ado-

teremos o calibre maior, que corresponde ao n^o 20.

Fio secundário S2: 1 mm². Está tabelado entre os n^{os} 18 e 17. Preferiremos o calibre maior, que é o 17.

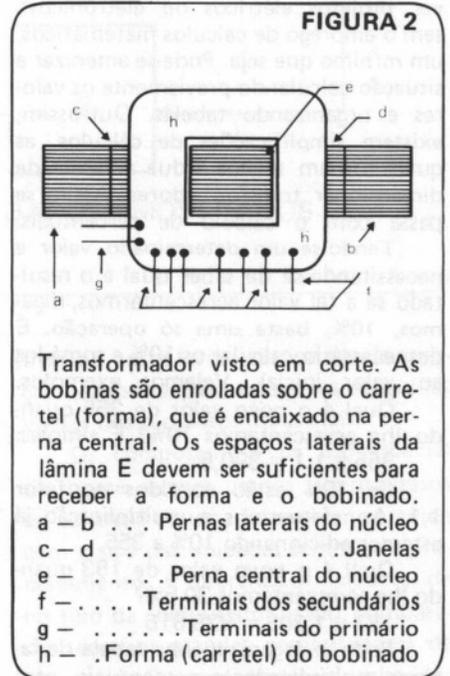
Fio secundário S3: 0,015 mm². Localiza-se entre os n^{os} 36 e 35. Ficaremos com o n^o 35.

Com os valores calculados até agora temos o transformador quase que totalmente desenhado. Resta ainda outra parte. Ela diz respeito às "janelas", ou seja, os espaços, ou aberturas, do núcleo destinados a alojar as bobinas formadas pelos enrolamentos. Essa parte do desenho pertence tanto ao técnico como ao tecnólogo. É uma superposição de áreas. É entendimento do autor que essa tarefa seja atribuída ao tecnólogo. Assim sendo, será feita apenas uma ligeira referência ao assunto.

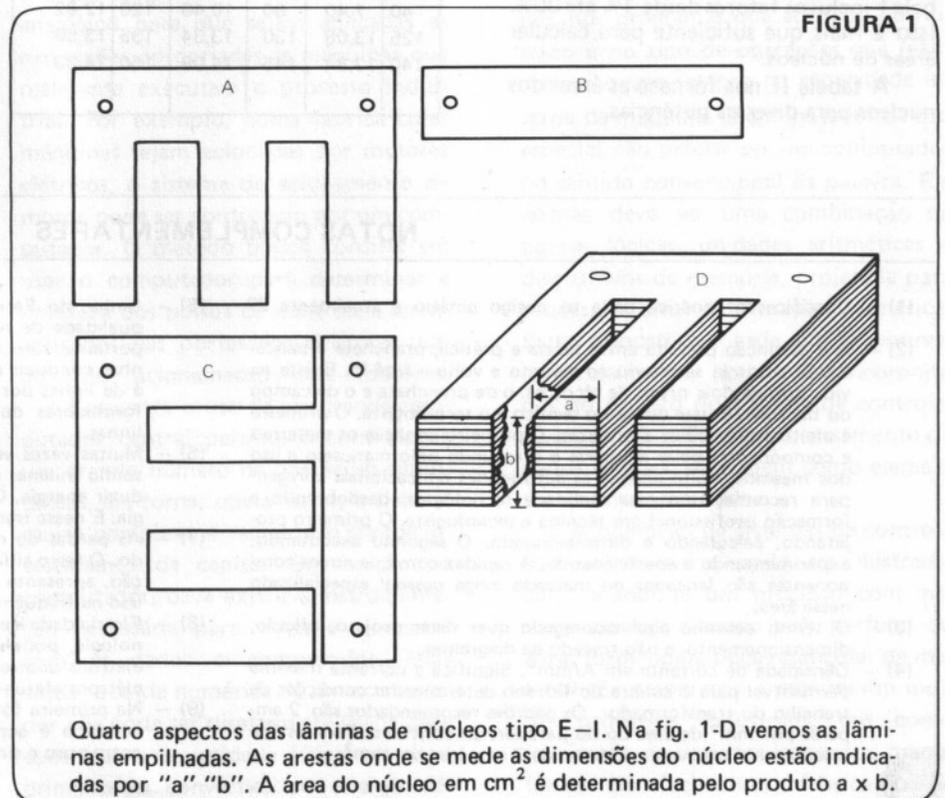
FORMATO DO NÚCLEO

O presente artigo parte do pressuposto de que o leitor esteja familiarizado com transformadores de alimentação. Não obstante será apresentada uma explicação gráfica de quais arestas do núcleo são usadas para se calcular a área em cm². Um formato de núcleo muito empregado em transformadores de alimentação é o E-I. Assim se chama porque as lâminas têm a forma dessas letras. A figura 1 mostra o desenho das lâminas E-I.

A perna central das arestas "a" e "b" é onde são alojadas as bobinas que formam o primário e os secundários. O bobinado aloja-se entre a perna central e os lados do núcleo. Verdadeiramente o núcleo é apenas a parte central e sobre ela enrola-se o bobinado. As laterais têm a finalidade de impedir a dispersão do campo, formando um circuito magnético fechado. Na figura 2, temos em corte, o desenho de um núcleo com seu bobinado.



Transformador visto em corte. As bobinas são enroladas sobre o carretel (forma), que é encaixado na perna central. Os espaços laterais da lâmina E devem ser suficientes para receber a forma e o bobinado.
a - b . . . Pernas laterais do núcleo
c - d Janelas
e - Perna central do núcleo
f - Terminais dos secundários
g - Terminais do primário
h - Forma (carretel) do bobinado



Quatro aspectos das lâminas de núcleos tipo E-I. Na fig. 1-D vemos as lâminas empilhadas. As arestas onde se mede as dimensões do núcleo estão indicadas por "a" "b". A área do núcleo em cm² é determinada pelo produto a x b.

O tecnologista de posse das características do transformador, que foram fornecidas pelo técnico, leva esses dados para a bancada e dá início a tarefa de enrolar as bobinas, escolher o núcleo e montar o transformador.

DADOS E TABELAS

É inteiramente impossível desenvolver projetos elétricos ou eletrônicos⁸ sem o emprego de cálculos matemáticos, um mínimo que seja. Pode-se amenizar a situação calculando previamente os valores e organizando tabelas. Outrossim, existem simplificações de cálculos, as quais tornam menos árdua a tarefa de dimensionar transformadores. Assim se passa com o cálculo de percentuais.

Tendo-se um determinado valor e necessitando-se de saber qual é o resultado se a tal valor acrescentarmos, digamos, 10%, basta uma só operação. É desnecessário calcular os 10% e somá-los ao valor inicial. Vejamos exemplos.

Qual é o novo valor de 355 quando lhe acrescentamos 10%? É simples. $355 \times 1,1 = 390,5$

Os 10% estão contidos no fator 1,1. Ao efetuarmos a multiplicação já estamos adicionando 10% a 355.

Qual é o novo valor de 183 quando lhe acrescentamos 30,5%?

$$183 \times 1,305 = 238,815$$

Pode-se organizar uma tabela de fatores multiplicadores percentuais, para uso nos cálculos de percentagens. A tabela I inclui os fatores desde 1% até 30%. Isso é mais que suficiente para calcular áreas de núcleos.

A tabela II nos fornece as áreas dos núcleos para diversas potências.

A tabela III nos fornece os dados sobre áreas dos núcleos e número de espiras primárias para diversas potências.

OBS.: Os valores em cm^2 são resultantes dos cálculos. Na prática pode-se abandonar as frações ou arredondá-las.

Os valores de W tabelados consideram os watts secundários acrescidos dos 20%.

%	Fator	%	Fator	%	Fator
1	1,01	11	1,11	21	1,21
2	1,02	12	1,12	22	1,22
3	1,03	13	1,13	23	1,23
4	1,04	14	1,14	24	1,24
5	1,05	15	1,15	25	1,25
6	1,06	16	1,16	26	1,26
7	1,07	17	1,17	27	1,27
8	1,08	18	1,18	28	1,28
9	1,09	19	1,19	29	1,29
10	1,10	20	1,20	30	1,30

W	Scm ²	W	Scm ²	W	Scm ²
5	2,61	45	7,85	85	10,79
10	3,70	50	8,27	90	11,10
15	4,53	55	8,68	95	11,40
20	5,23	60	9,06	100	11,70
25	5,86	65	9,43	105	11,99
30	6,41	70	9,79	110	12,27
35	6,92	75	10,13	115	12,55
40	7,40	80	10,46	120	12,82
125	13,08	130	13,34	135	13,59
140	13,84	145	14,09	150	14,33

W	S	N	W	S	N
5	2,61	1996	95	11,40	457
10	3,70	1408	100	11,70	445
15	4,53	1150	105	11,99	434
20	5,23	996	110	12,27	424
25	5,85	890	115	12,55	415
30	6,41	813	120	12,82	406
35	6,92	753	125	13,08	398
40	7,40	704	130	13,34	390
45	7,85	664	135	13,59	383
50	8,27	630	140	13,84	376
55	8,68	600	145	14,09	370
60	9,06	575	150	14,33	363
65	9,43	552			
70	9,79	532			
75	10,13	514			
80	10,46	498			
85	10,79	483			
90	11,10	469			

W = Potência em watts
S = Área do núcleo em cm^2
N = Espiras primárias
— Ferro de 8.000 linhas
— Freq. da rede 60 Hz
— Na prática as frações podem ser arredondadas ou desprezadas.

NOTAS COMPLEMENTARES

- (1) — Classificação genérica dada ao antigo ginásio e atualmente 2º grau.
- (2) — É a distinção perfeita entre teoria e prática, prancheta e bancada. O autor já se referiu ao assunto e volta a fazê-lo. Existe na vida prática dois níveis de técnicos: o de prancheta e o de campo ou bancada. Existe de fato o técnico e o tecnologista. O primeiro é afeito aos cálculos e projetos. O primeiro conhece os materiais e componentes pelas amostras e o segundo pelo manuseio e uso dos mesmos. Falta apenas às autoridades educacionais coragem para reconhecerem essa realidade tecnológica, desdobrando a formação profissional em técnico e tecnologista. O primeiro projetando, calculando e dimensionando. O segundo executando, experimentando e aperfeiçoando. A rapidez com que novos componentes são lançados no mercado exige pessoal especializado nessa área.
- (3) — O termo desenho aqui empregado quer dizer projeto, cálculo, dimensionamento, e não traçado de diagramas.
- (4) — Densidade de corrente em A/mm^2 . Significa a corrente máxima permitida para o calibre do fio, sob determinadas condições de trabalho do transformador. Os padrões recomendados são: 2 ampères por mm^2 de área do fio para serviço contínuo. Para serviço intermitente esse valor pode ser de 3 ampères por mm^2 .
- (5) — Linhas do Ferro ou Indutância do Ferro. O cobre apresenta a qualidade de não conduzir as linhas de força magnéticas. Tem portanto zero indutância. Já o ferro as conduz. Quanto mais linhas conduzir melhor é o ferro para transformadores. O padrão é de linhas por cm^2 . Os ferros comerciais empregados em transformadores de alimentação prometiam entre 8.000 e 10.000 linhas.
- (6) — Muitas vezes vemos a expressão "produzir energia". Isso é um sonho milenar da humanidade. Ninguém conseguiu, até hoje, produzir energia. O que se faz apenas é modificar, transformar energia. E nessa transformação há sempre perdas.
- (7) — As perdas do núcleo dependem da qualidade do ferro empregado. O ferro silício, muito usado em transformadores de alimentação, apresenta perdas que oscilam entre 0,8 a 1,0 watt por Kg, isso na frequência de 60 Hz.
- (8) — Eletricidade e eletrônica. Definição difícil. À luz da moderna tecnologia, pode-se considerar eletricidade quando a condução dos elétrons ocorre nos metais, e eletrônica quando a condução dos elétrons efetua-se no vácuo ou nas substâncias cristalinas.
- (9) — Na primeira fórmula de cálculo da área do núcleo a potência secundária é acrescida de 20%. Nas demais fórmulas esse valor entra puro e simples, sem adição dos 20%.

O Mos-fet de Enriquecimento

Os MOS-FET ou transistores de efeito de campo de gate, isolado (IG-FET) se dividem em dois grupos: o dos FET de empobrecimento, no qual a largura do canal se reduz com a tensão gate-supridor e os FET de enriquecimento, nos quais a largura do canal aumenta com a tensão gate-supridor.

Os transistores de efeito de campo são constituídos, basicamente, por um CANAL de material semiconductor em cujos extremos encontramos os terminais de SUPRIDOURO e de DRENO, sendo que o supridor faz o papel do emissor de um transistor bipolar e o dreno faz o papel do coletor. Na verdade, a semelhança maior seria com uma válvula eletrônica, na qual a corrente se manifesta sempre do cátodo para o ânodo ou placa. No caso dos FET, o supridor desempenha o papel do cátodo e o dreno o papel da placa. A corrente que se estabelece entre supridor e dreno ganha o nome de CORRENTE DE DRENO, sendo usado o símbolo I_D para identificá-la nas fórmulas.

Entre dreno e supridor encontramos o eletrodo de controle, o GATE ou PORTA. O controle da intensidade da corrente de dreno é feito mediante a tensão entre o gate e supridor (VGS) ou melhor, o campo eletrostático criado assim. O gate, nos transistores MOS-FET é eletricamente isolado do canal mediante uma capa de óxido metálico.

A capa de óxido metálico a um só tempo traz todas as vantagens do MOS-FET e é seu ponto mais fraco, pois, basta uma tensão de uns 50 V entre gate e supridor para destruir a capa de óxido metálico. Para contornar o problema e tornar o manuseio dos

MOS-FET mais fácil, os fabricantes introduziram diodos zener de proteção entre o gate e supridor, os quais entram em condução quando a tensão superar o valor máximo permissível, salvando, assim, a capa de óxido metálico.

O MOS-FET de enriquecimento é constituído, basicamente, por um substrato de material semiconductor. Nesse substrato são difundidas duas junções, uma para o supridor e outra para o dreno, de modo que, se o substrato for de material P, o dreno e o supridor serão de material N. A junção supridor-substrato, é polarizada diretamente e a junção dreno-substrato é polarizada inversamente, isto é, sendo o substrato de material P, o dreno e o supridor serão de material N e o supridor será ligado ao pólo negativo da bateria enquanto o dreno será ligado ao positivo.

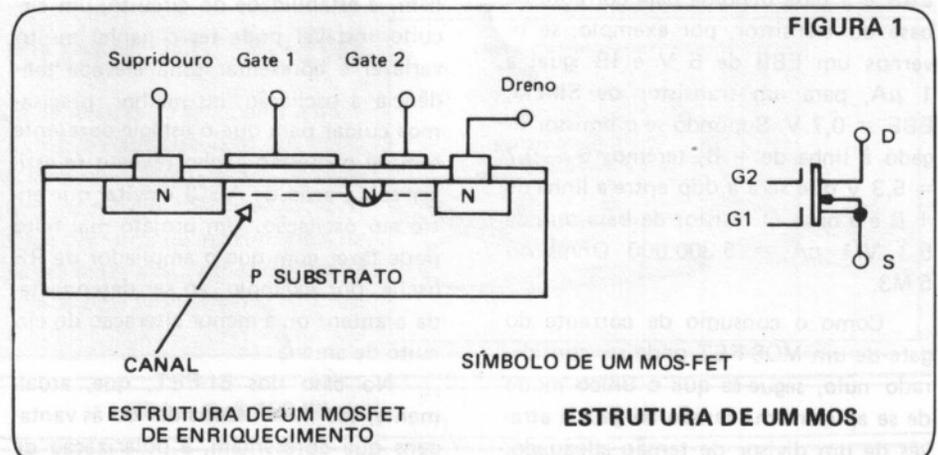
Nesse caso, aplicando-se uma tensão positiva ao gate, que fica aplicado ao canal, esse potencial irá atrair elétrons livres criando uma região de alta condutividade entre o supridor e o dreno.

Na figura 1 ilustramos a estrutura de um MOS-FET de enriquecimento dotado de dois gates (BI-FET ou DUAL-FET).

Como dissemos acima, a corrente de dreno é diretamente proporcional à tensão VGS de modo que o ganho do transistor, ou melhor, esse efeito de controle, é dado como a sua TRANSCONDUCTÂNCIA (G_m) ou TRANSADIMENSÃO (y_{fs}) que é informada em mho, Siemens ou em miliampères por volt, dependendo do sistema escolhido pelo fabricante.

O mais correto seria informar a transcondutância em Siemens, que é a unidade oficialmente adotada para a condutância, porém, nos catálogos da TEXAS, por exemplo, a transcondutância dos transistores de efeito de campo é dada em mho (Ohm de trás para a frente), sendo igual à variação da corrente de dreno pela variação da tensão gate supridor.

Do mesmo modo como se fabricam transistores bipolares PNP e NPN, os MOSFET podem ser de canal P ou N, tendo, portanto, características simétricas, aliás, a famosa tecnologia C-MOS usada em circuitos eletrônicos digitais consiste, simplesmente, em usar um par de transistores MOS, COMPLEMENTARES, isto é, com as mesmas características elétricas, porém, com polarização inversa ou simétrica, ou seja, onde um dos transistores receber uma tensão de



1 V, o outro receberá uma tensão de -1 V e assim por diante.

Vista de uma forma geral o funcionamento e estrutura dos MOS-FET de enriquecimento, podemos adiantar que seu principal emprego tem sido como amplificador de RF para as faixas de VHF e de UHF. Os BI-FET têm vantagens sobre outros semicondutores devido às reduzidíssimas capacitâncias de realimentação, baixo ruído e alto ganho que permite a montagem de amplificadores de RF para pequenos sinais (da ordem dos microvolts) de grande eficiência. Praticamente, todo o equipamento profissional para a faixa de VHF e UHF emprega transistores desse tipo como dispositivo de entrada e os modernos seletores de canais para TV já estão utilizando como amplificadores de RF.

Diga-se de passagem que o MOS-FET pode, também, ser utilizado como oscilador local e como misturador de modo que podemos construir um conversor usando MOS-FET em todas as posições (amplificador de RF, oscilador local e misturador).

A polarização de um MOS-FET de enriquecimento pode se tornar algo complicada; nos tipos J-FET e MOS-FET de empobrecimento, podíamos utilizar a auto-polarização, empregando um resistor de supridouro, porém, no caso dos MOS-FET de enriquecimento, o gate fica com a mesma polaridade do dreno, muito embora a tensão VGS seja sempre muito menor que VDS, exceto quando o transistor estiver saturado.

No caso dos transistores bipolares ocorre o mesmo fenômeno e um modo simples de polarizar a base do transistor consiste em calcular um resistor que é igual à diferença de potencial entre o EBB e a base dividida pela corrente de base do transistor, por exemplo; se tivermos um EBB de 6 V e IB igual a 1 μ A, para um transistor de Silício, EBE = 0,7 V. Supondo-se o emissor ligado à linha de -B, teremos 6 - 0,7 = 5,3 V que será a ddp entre a linha de +B e a base. O resistor de base será de 5,3 V/1 μ A = 5.300.000 Ohms ou 5 M3.

Como o consumo de corrente do gate de um MOS-FET pode ser considerado nulo, segue-se que o único modo de se aplicar uma tensão ao gate é através de um divisor de tensão adequado,

cujo único inconveniente reside em reduzir a impedância de entrada do circuito.

Na prática, em RF, procura-se trabalhar com impedâncias de entrada e de saída bastante baixas; é padrão adotar-se o valor de 50 ou de 75 Ohms para a impedância de entrada e de saída dos diversos circuitos, mormente aqueles que devam ser ligados a outros aparelhos. Esse valor baixo de impedância reduz os riscos de captação espúria (quanto mais alta a impedância de entrada de um circuito amplificador, maior a facilidade para captar RF) e possibilita o emprego de cabos coaxiais para a conexão entre os diversos circuitos, cabos esses que têm impedância característica de 50 ou 75 Ohms devendo, portanto, serem ligados a cargas com essas mesmas impedâncias.

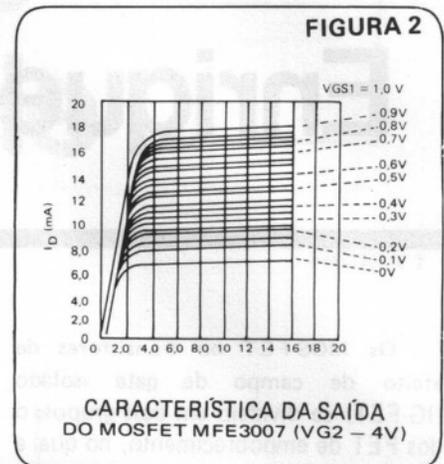
Tendo isso em vista, a impedância de entrada de um MOS-FET pode ser tão baixa quanto 500 Ohms, o que somente facilita o casamento de impedância entre o circuito de gate e o circuito de entrada.

A escolha do ponto de funcionamento é grandemente facilitada pelo uso das curvas de característica do transistor, sendo interessante observar que os fabricantes informam qual é o ganho máximo possível com um determinado transistor e, naturalmente, as condições em que esse ganho é alcançado, bem como em que condições se obtém o menor ruído possível.

Em algumas circunstâncias, é possível que a condição de máximo ganho não coincida com a de menor ruído e o projetista deve, portanto, adotar uma solução de compromisso entre o ruído e o ganho, tendo que levar em conta, também, a estabilidade do circuito; um circuito instável pode ter o ganho muito variável e apresentar uma elevada tendência à oscilação, ou melhor, precisamos cuidar para que o estágio apresente sempre o mesmo ganho (exceto se estiver sob a ação de AGC) e evitar que entre em oscilação. Um projeto mal feito pode fazer com que o amplificador de RF oscile, por exemplo, ao ser desconectada a antena ou à menor alteração do circuito de antena.

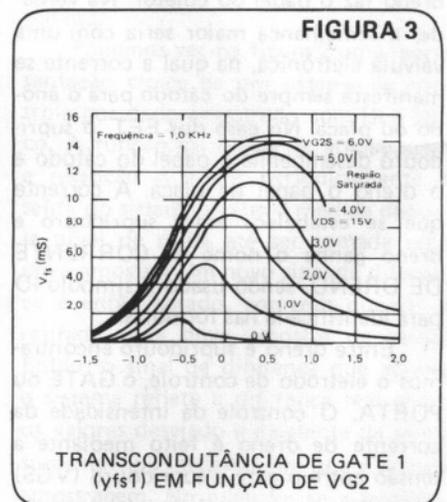
No caso dos BI-FET, que, atualmente, são mais usados devido às vantagens que apresentam, a polarização de

G2 influi no ganho de G1, ou melhor, na transcondutância do transistor, de modo que o fabricante fornece uma família de curvas (Figura 2) para a relação VG1, ID e VDS e uma família de curvas VG2 X yfs.

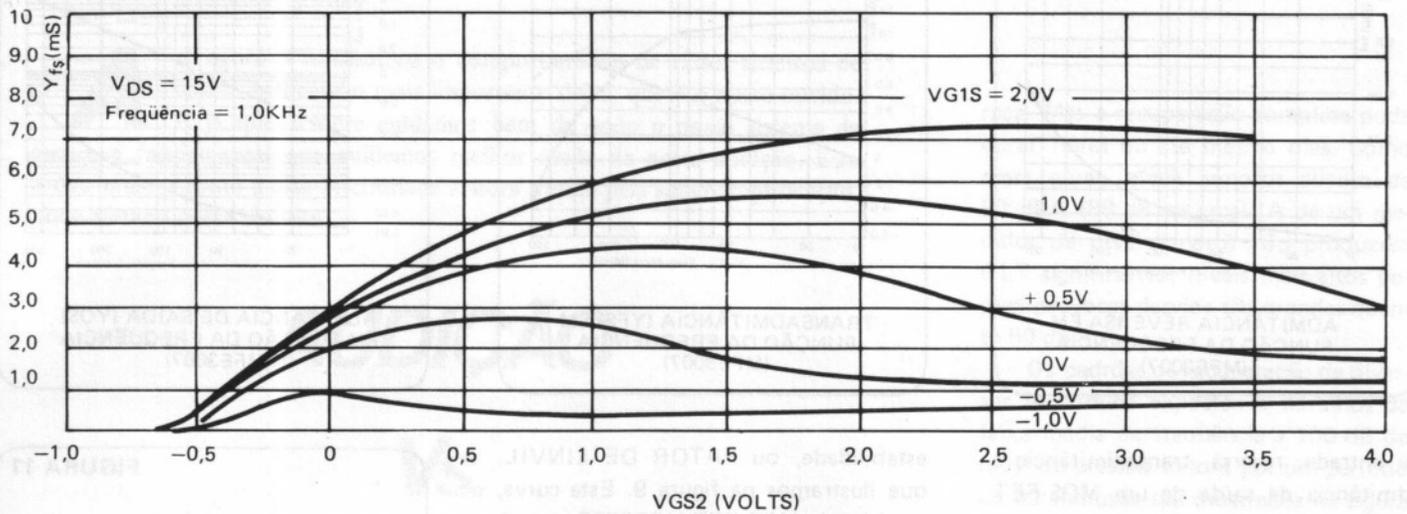


Baseando-se nessas curvas, o projetista pode escolher o ponto que lhe proporcione o máximo ganho (yfs), mínimo ruído, evitando, também, as regiões de saturação e de corte das famílias de curvas, de modo a garantir a linearidade da operação.

Nas figura 3 e 4 ilustramos as curvas de VG2.



Como dissemos anteriormente, os MOS-FET podem ser empregados em qualquer posição dentro de um circuito conversor, muito embora a preferência seja para a posição de amplificador de RF (ou amplificador de RF, como preferem alguns autores), podemos montar osciladores e conversores ou melhor, misturadores, usando BI-FET.



TRANSCONDUTÂNCIA DE G2 EM FUNÇÃO DE VG1

Os osciladores com BI-FET não apresentam novidade, sendo interessante realizar a realimentação entre dreno e supridor (aterrando G1 e G2 para o sinal) ou entre dreno e G1 ou entre supridor e G1, de acordo com o tipo do oscilador escolhido.

Já os misturadores permitem um bom número de alternativas que devem ser estudadas com muito cuidado: Podemos injetar o sinal de RF e o sinal do oscilador local de vários modos:

- a) O sinal do oscilador local em G2 e de RF em G1;
- b) Ambos os sinais em G1
- c) O sinal do oscilador local no supridor e o de RF em G1;
- d) O sinal do oscilador local em G1 e de RF em G2.

Como o ganho do transistor para sinais aplicados em G2 é muito baixo, as soluções A e D não são muito aconselháveis. As soluções B e C apresentam melhores resultados, mesmo assim, exige-se um sinal de cerca de 1 V do oscilador local para que o MOS-FET realize a conversão a contento.

É importante observarmos que, para que ocorra a heterodinação, isto é, com o batimento entre a RF da portadora e o sinal do oscilador local apareça a FI igual à soma ou diferença entre esses sinais, é necessário que o misturador esteja operando em uma região não-linear de suas curvas de característica, isto é, saturado ou no corte. O exame

das curvas permite escolher o ponto mais adequado a esta função.

Por falar em curvas características, os fabricantes de transistores publicam, em seus manuais, famílias de curvas características que permitem a determinação dos diversos parâmetros de cada transistor. Essas curvas são selecionadas de acordo com o método que o fabricante julga mais adequado para que se desenvolvam projetos usando seus produtos.

É digno de nota o fato de que, muito embora pudéssemos, em princípio, utilizar qualquer ponto quiescente de funcionamento e escolher a reta de carga com o auxílio único e exclusivo das curvas VDS x ID, à semelhança do que se fazia com válvulas, existe um ponto de funcionamento ótimo que é recomendado indiretamente pelo fabricante, uma vez que diversas curvas de características são levantadas para um determinado valor de VD e de ID. Podemos considerar que pontos de operação próximos desses produzirão resultados aproximados e o erro nos cálculos poderá ser desprezível, compensando-se com os dispositivos ajustáveis introduzidos no circuito.

Até aqui vimos falando em impedância de entrada e impedância de saída, muito embora muitos autores preferam falar em ADMITÂNCIAS de entrada e de saída, apresentando-as na forma de um número complexo $G + jB$ onde

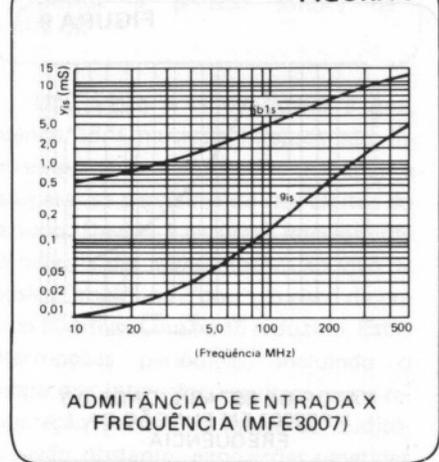
G é a condutância e B, a parte imaginária, é a susceptância capacitiva.

A admitância é representada pela letra Y, de modo que $y = G + jB$.

Os principais parâmetros de um MOS-FET são sua admitância de entrada y_{in} , que é representada em um sistema matricial por y_{11} , a admitância reversa (entre o dreno e a entrada) y_{rs} (y_{12}), a transadmitância direta y_{fs} (y_{21}) e a admitância de saída y_{os} (y_{22}). Esses parâmetros variam com ID e, principalmente, com a freqüência de operação, já que a reatância capacitiva das capacitâncias parasitas do MOS-FET compõe a parte imaginária de cada um desses valores.

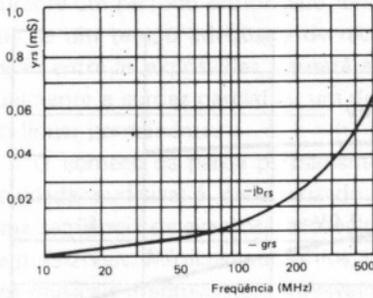
Assim, as figuras 5, 6, 7 e 8 ilustram os diversos valores de admitância

FIGURA 5



ADMITÂNCIA DE ENTRADA X FREQUÊNCIA (MFE3007)

FIGURA 6



ADMITÂNCIA REVERSA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA (MFE3007)

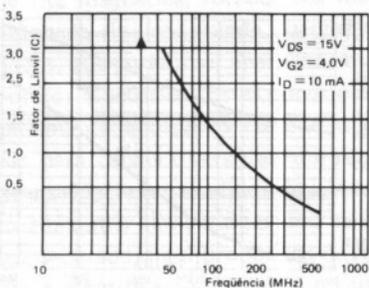
de entrada, reversa, transadmitância e admitância de saída de um MOS-FET (MFE3007), em função da frequência, mantendo-se constante os valores de VDS e de ID.

Podemos observar que essas curvas têm uma componente real (G) e uma componente imaginária (B). A componente real é o inverso da resistência e a componente imaginária é o inverso da reatância capacitiva. Poderíamos, a partir dessas mesmas curvas, determinar as resistências e capacitâncias e desenhar um circuito equivalente ou calcular a impedância diretamente.

Cabe lembrar que esses parâmetros são fornecidos tendo-se em conta que a entrada ou a saída estão em curto para CA, isto é, a admitância de entrada é calculada considerando-se a saída em curto e vice-versa; carregando-se devidamente a saída e com uma certa impedância na entrada, ocorre um certo deslocamento dos valores acima, contudo, servem como base para o cálculo.

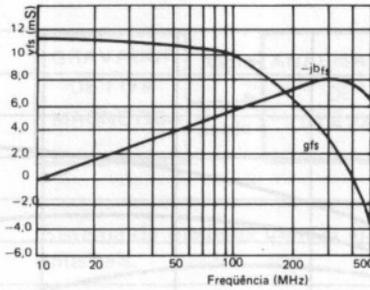
Outra curva de grande interesse é aquela que permite calcular o fator de

FIGURA 9



FATOR DE ESTABILIDADE DO MFE3007 EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA

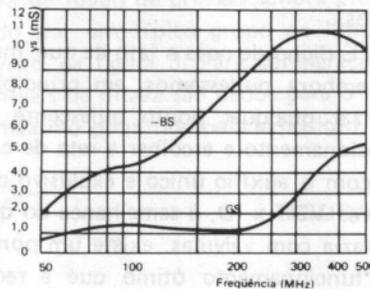
FIGURA 7



TRANSADMITÂNCIA (YFS) EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA (MFE3007)

estabilidade, ou FATOR DE LINVIL, que ilustramos na figura 9. Esta curva, também do MOS-FET MFE3007, permite-nos verificar se o transistor é ou não estável a uma determinada frequência. Por exemplo, a 100 MHz o fator de estabilidade é igual a 2,0 o que quer dizer que o transistor pode entrar em oscilação, a menos que seja neutralizado, unilateralizado ou, simplesmente, o circuito seja de tal modo calculado que os gates sempre enxerguem uma impedância ótima na fonte de sinal e o dreno também enxergue uma impedância de carga ótima. As curvas das figuras 10 e 11 nos

FIGURA 10

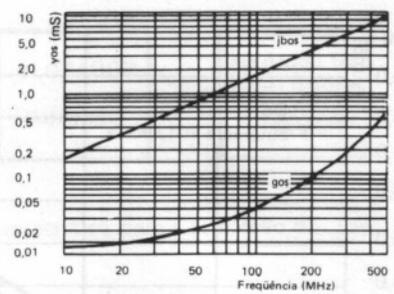


ADMITÂNCIA DE FONTE IDEAL (YS) PARA CIRCUITO NÃO NEUTRALIZADO

permitem determinar os valores ótimos para a admitância da fonte YS e a admitância de carga, YL. Para 100 MHz, condição na qual o fator de estabilidade é 2,0, como vimos antes, a admitância ótima de carga é $0,35 - j2,1$ mS e a admitância ótima de fonte é $1,3 - j4,4$ mS (mS = mili Siemens, 1/1000 da unidade de condutância que é o Siemens).

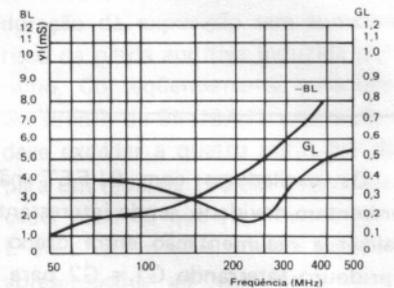
Para a frequência de 100 MHz, os parâmetros de MFE3007 são: Yis =

FIGURA 8



ADMITÂNCIA DE SAÍDA (YOS) EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA (MFE3007)

FIGURA 11



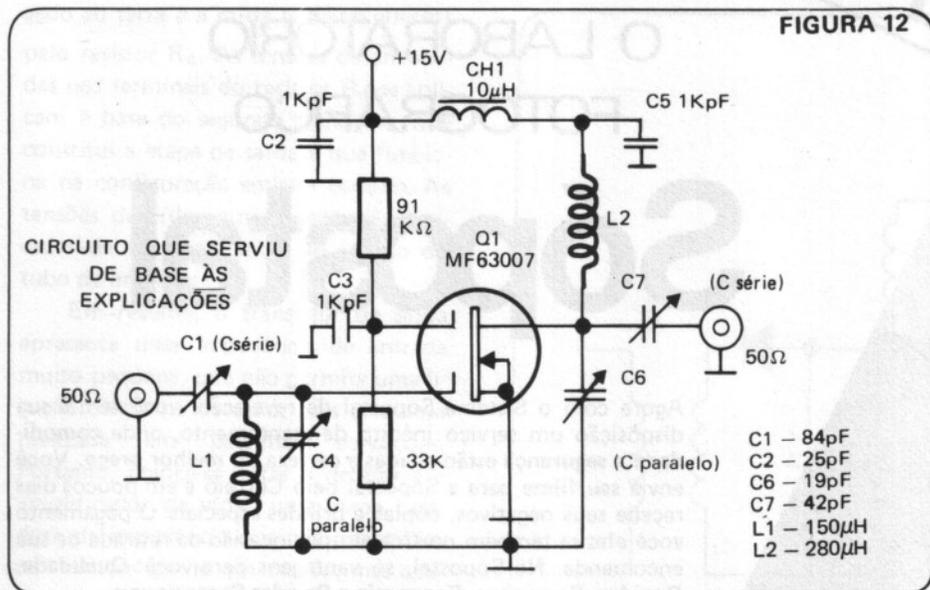
ADMITÂNCIA IDEAL DE CARGA PARA CIRCUITO NÃO-NEUTRALIZADO

$0,15 + 3,0$ mS; $yfs = 10 - j5,5$ mS; $yrs = 0 - j0,012$ e $yos = 0,04 + j1,7$ mS.

De posse desses dados, podemos começar a trabalhar no projeto de um amplificador de RF para 100 MHz. Com o auxílio das curvas de característica, verificamos que a corrente ótima é alcançada com $VG1 = 0V$ e $VG2 = 4V$, de modo que G2 é polarizada com o auxílio de um divisor de tensão e desacoplada para a massa por intermédio de um capacitor ao passo que G1 pode ser ligada à massa através de um resistor ou bobina, elementos esses que, naturalmente, farão parte do circuito destinado ao casamento de impedâncias (figura 12).

Os circuitos de RF têm, normalmente, impedância de entrada e de saída padronizada de 50 Ohms (EUA) ou 75 Ohms (Europa). Neste caso, adotaremos 50 Ohms, de modo que os circuitos de casamento de impedância deverão transformar os 50 Ohms nos valores ótimos encontrados anteriormente.

FIGURA 12



Começando pela saída, só para dar uma idéia de como é feito o cálculo, com o auxílio da fórmula $X_S = R_S \sqrt{R_P/R_S - 1}$ determinamos um valor de reatância capacitiva a ser colocado em série com a saída do transistor e a entrada do circuito seguinte, só que, nesse caso, os 50 Ohms da saída deverão ser transformados na resistência de carga, ou seja, a parte real da admitância de carga. $R_L = 1/G_L$ de modo que, com os valores anteriormente encontrados temos: $R_L = 1/0,35 \times 10^{-3} = 2,86K$ Ohms. Com esse valor e os 50 Ohms da saída, empregando a fórmula de cálculo de X_s , fazemos:

$X_S = 50 \times \sqrt{(2,86 \times 10^3 / 50) - 1} = 375$ Ohms. Essa é a reatância de um capacitor de 4,2 pF à frequência de 100 MHz.

Porém, esse capacitor só não basta; necessitamos de um capacitor em paralelo o qual, além de contribuir para o casamento de impedâncias, irá compor um circuito ressonante sintonizado na frequência de operação e também determinar a largura de banda passante. Esse capacitor, X_P é determinado através da fórmula $X_S [1 + (R_S/X_S)^2]$.

Substituindo as letras pelos valores até agora encontrados, teremos: $375 \times [1 + (50/375)^2]$ que é igual a 382 Ohms. Valor bastante próximo dos 375 Ohms anteriormente calculados o que nos permite afirmar que o capacitor terá aproximadamente 4 pF. O valor exato não tem muita importância, pois a capacitância desse capacitor irá se somar a capacitância de saída do próprio MOSFET exigindo, portanto, que se utilize

um trimmer para ajustar exatamente o circuito.

O circuito de entrada é calculado segundo os mesmos princípios já vistos, fazendo com que os 50 Ohms da fonte de programa (antena, circuito anterior, instrumento, etc.) se transformem na parte real da admitância ótima de fonte.

Os indutores L1 e L2 formam circuitos ressonantes na frequência de 100 MHz e poderíamos, em princípio, determinar os valores dos capacitores em paralelo e, partindo daí, calculamos os valores de L1 e L2.

Os parâmetros γ que mencionamos anteriormente são válidos na condição de que o extremo oposto esteja em curto para o sinal, ou seja, o γ usado nas curvas de característica corresponde à situação em que G_1 esteja em curto para o sinal e γ_{rs} seja igual a zero. Nas condições reais de funcionamento, nas quais à G_1 se liga uma impedância de fonte e γ_{rs} assume um certo valor, a admitância de saída, Y_{OUT} passa a ser igual a $\gamma_{os} - [(\gamma_{fs} \cdot \gamma_{rs})/\gamma_{is} + Y_S]$. Substituindo as letras pelos valores que apresentamos como exemplo, teríamos $Y_{OUT} = 0,04 + j1,7 - [(10 - j5,5 \times 0 - j0,064)/(0,15 + j3,0 + 1,3 - j4,4)]$ ou seja, $-0,055 + j2,05$ mS. O valor de γ_{rs} usado ($0 - 0,064$) representa a admitância de realimentação do transistor, mais a capacitância parasítica do circuito, assumindo que a capacitância total de realimentação chegue a 0,1 pF.

A resistência de saída, R_{OUT} é igual ao inverso do G_{OUT} , ou seja, $R_{OUT} = 1/-0,055 \times 10^{-3} = -18,2$

KOhms. A capacitância de saída C_{OUT} é igual a $B_{OUT}/2 \times 3,14 \times f$, substituindo pelos valores encontrados teremos $2,05 \times 10^{-3} / 6,28 \times 10^8 = 3,26$ pF. A impedância de saída negativa indica instabilidade do amplificador, se não estiver devidamente carregado.

Mantendo-se constantes as demais condições, se a parte real da impedância de carga for maior que 18,2 K Ohms, o circuito oscilará.

Com os dados acima, podemos calcular a impedância total sobre o circuito ressonante de saída; $R_T = 1/G_{OUT} + G_L$, ou $1/-0,55 \times 10^{-3} + 0,35 \times 10^{-3} = 3,39$ K Ohms, ainda com os valores até agora dados como exemplo. Como a impedância de saída é muito maior que a impedância de entrada do transistor, a largura de banda fica dependendo, principalmente, do Q carregado. Para uma largura de banda 5 MHz, calculamos a capacitância total através da seguinte fórmula: $C_T = 1/6,28 \times R_T \times B$ onde B é a largura de banda desejada. Substituindo as letras da fórmula pelos valores do exemplo, teríamos: $1/6,28 \times 3,39 \times 10^3 \times 5 \times 10^6 = 9,4$ pF. Com esse valor, determinamos a indutância de L2, que é de 269 nH.

O circuito de entrada é calculado da mesma forma, sendo que, neste caso, podemos usar uma largura de banda um pouco maior; 10 MHz, resultando em uma capacitância total de entrada de 17 pF o que faz L1 igual a 150 nH.

Outro ponto de importância é a chamada figura de ruído, que é determinada, ou prevista, mediante as curvas da figura 13 em função da frequência e da resistência da fonte de sinal, ou seja, a resistência enxergada pelo gate 1.

FIGURA 13

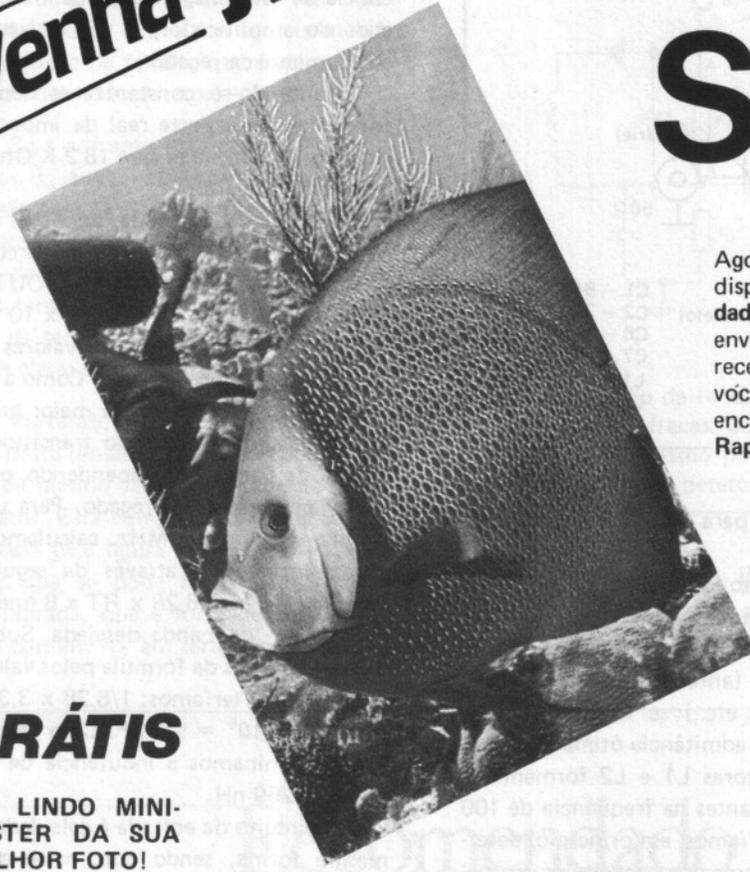


FATOR DE RUÍDO E GANHO DE POTÊNCIA DO MFE3007 EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA E RESISTÊNCIA DA FONTE (1/GS)

Venha já para

O LABORATÓRIO
FOTOGRAFICO

Sópostal



GRÁTIS

UM LINDO MINI-
POSTER DA SUA
MELHOR FOTO!

Você escolhe a sua melhor foto e a Sópostal lhe dá de presente um Mini-poster nas medidas 20 x 20 cm para fotos quadradas e 20 x 25 cm para fotos retangulares.

Jornal Sópostal

O Jornal Sópostal vai colocá-lo a par das novidades do mundo da fotografia. Sendo um verdadeiro manual a fornecer-lhe dicas de como melhorar suas fotos e aperfeiçoar-se tecnicamente, é o veículo ideal para alicerçar nosso relacionamento.

**Solicite hoje mesmo
nosso catálogo ilustrado!**

Ao Laboratório Fotográfico Sópostal
Caixa Postal 19.208 – CEP 01000
São Paulo – Capital

Solicito o envio **GRÁTIS** do Folheto ilustrado Sópostal.

Nome
Rua Nº
Bairro CEP
Cidade Estado

Agora com o Sistema Sópostal de revelação, você tem à sua disposição um serviço inédito de atendimento, onde **comodidade** e **segurança** estão aliadas a certeza do **melhor preço**. Você envia seu filme para a Sópostal pelo Correio e em poucos dias recebe seus negativos, copias e brindes especiais. O pagamento você efetua também no Correio por ocasião da retirada de sua encomenda. Na Sópostal, só vantagens para você: **Qualidade, Rapidez, Segurança, Economia e Brindes Sensacionais.**

Brindes especiais:

PORTA-RETRATO

Um lindo Porta-Retrato para você emoldurar e expor suas melhores fotos ou a foto de quem você gosta.



ÁLBUM PARA FOTOS

A Sópostal projetou especialmente para você um prático Álbum para você proteger e arquivar suas fotos.



MALETA TÉRMICA

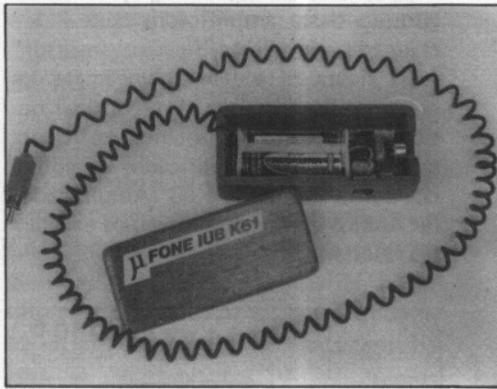
A cada revelação você recebe um selo especial. Juntando 4 selos você ganha uma prática Maleta Térmica, para proteger seus filmes e equipamentos fotográficos.



BALÃOZINHO TAGARELA

A cada revelação você recebe uma cartela com Balões Adesivos. No seu interior frases interessantes para personalizar a sua foto. Mais uma promoção do seu Laboratório Sópostal.





μFONE K-61

Nas inúmeras versões em que são apresentados, os microfones constituem-se numa das principais fontes de sinal, sendo empregados em amplificadores, gravadores, transmissores, etc.

Na revista nº 20, numa matéria intitulada "MICROFONES PARA PY E PX", o autor abordou as diversas características que possuem esses componentes, de tal forma que possamos desfrutá-los de forma racional e utilizar aquele que mais se adaptaria à uma dada situação.

O Kit Hobby deste mês, μFONE IUB K61, é um microfone eletrônico amplificado, que aproveita as excelentes qualidades apresentadas pelos "microfones de eletreto" casadas com as também excelentes características dos amplificadores operacionais, podendo ser usados em inúmeras aplicações práticas.

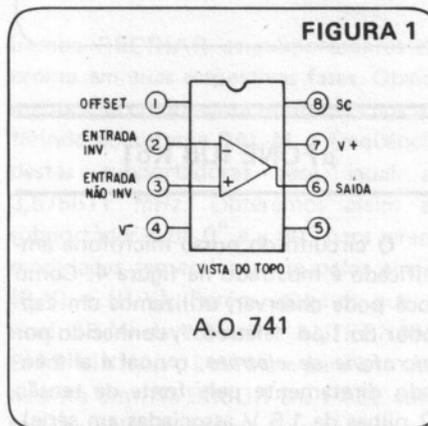
etc., além de aplicações como comparadores, multivibradores, filtros, amplificador não inversor, etc.

Na figura 1 temos o diagrama funcional de um 741, mostrando a função de cada um de seus oito terminais e na figura 2 apresentamos o diagrama esquemático dos amplificadores operacionais dotados de compensação interna de fase.

Na figura 3, o gráfico do ganho de tensão em função da tensão de alimentação, comprova as excelentes qualidades apresentadas pelo 741.

Entre as principais vantagens deste componente podemos citar:

- não requer compensação de frequência
- possibilidade de anular a tensão de offset
- largas faixas de tensão diferencial e de modo comum
- baixo consumo de potência



A.O. 741

AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741

Dos amplificadores operacionais, o 741 foi o de maior aceitação por parte do grande público. Ele tem sido utilizado nas mais variadas aplicações dentro da eletrônica.

O nome amplificador operacional tem sua origem nos computadores analógicos e deriva-se da possibilidade de implementarmos diversas operações analógicas, as quais dependem, basicamente, do tipo de realimentação externa que é feita. Variando-se os elementos de realimentação externa (resistores, capacitores, etc.), podemos realizar diversas operações matemáticas, como diferenciadores, integradores, somadores,

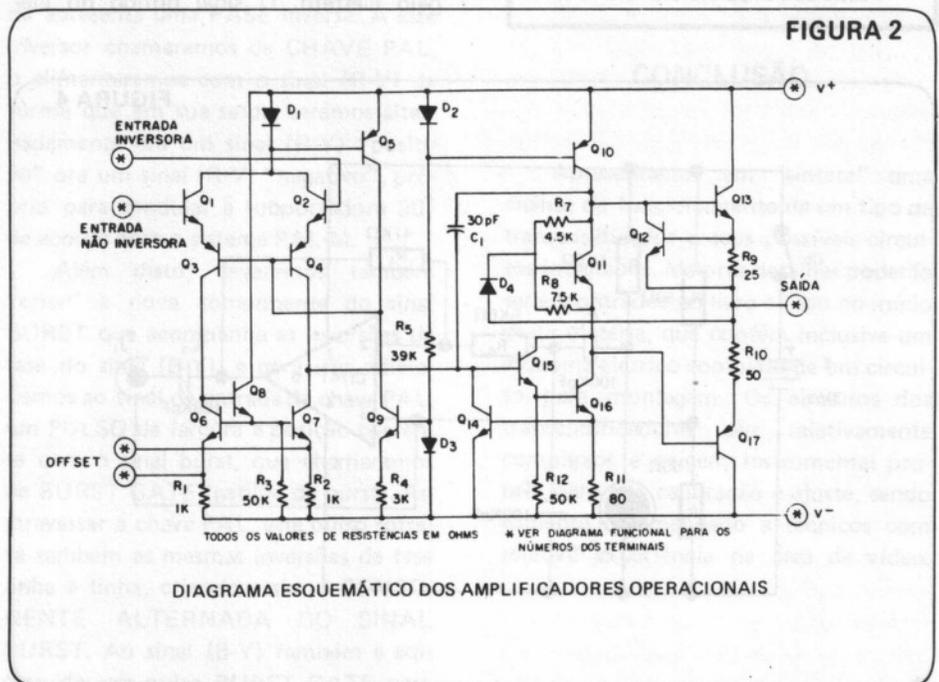
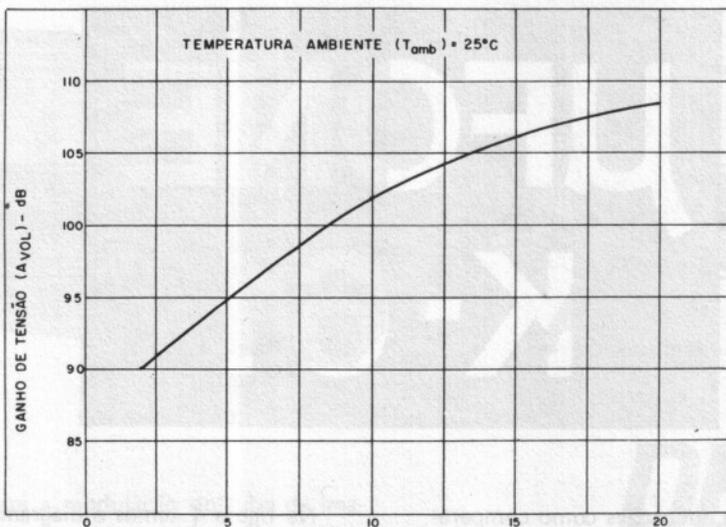


DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

FIGURA 3



GANHO DE TENSÃO EM MALHA ABERTA VS. TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO

GANHO DE TENSÃO EM MALHA ABERTA VS. TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO

No quadro 1 apresentamos as principais características elétricas deste componente, as quais devem ser observadas na confecção de circuitos que o utilizam.

QUADRO 1

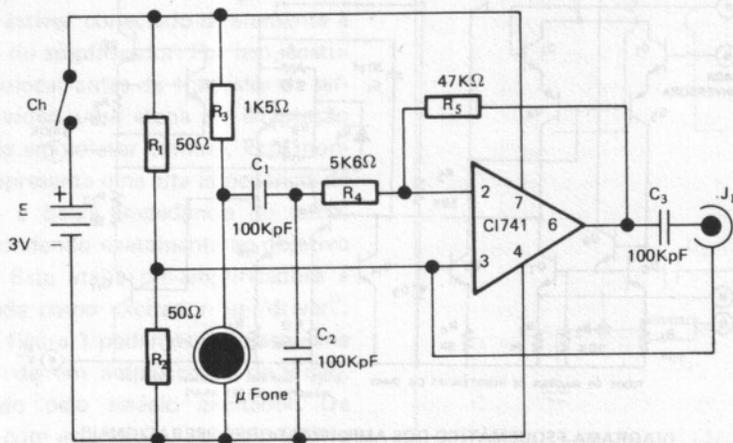
Valores Máximos Absolutos:

- Tensão de alimentação: ± 22 V
- Tensão de Entrada Diferencial: ± 30V
- Tensão de Entrada: ± 15V
- Faixas de Temperatura: 0°C a 70°C

μ FONE IUB K61

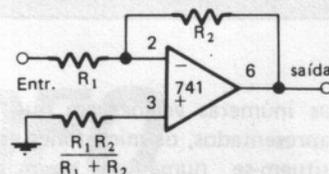
O circuito do nosso microfone amplificado é mostrado na figura 4. Como você pode observar, utilizamos um capacitor do tipo "eletreto", conhecido por *microfone de eletreto*, o qual é alimentado diretamente pela fonte de tensão (2 pilhas de 1,5 V associadas em série), via resistor R₃ que limita a corrente pelo eletreto. O sinal obtido do ele-

FIGURA 4



treto é jogado num circuito amplificador formado pelos resistores R₄ e R₅ e pelo 741, via capacitor C₁. A configuração deste amplificador com 741 é chamada de "amplificador inversor" (veja figura 5) e tem a função de um pré-amplificador, que dota o sinal obtido do eletreto de potência suficiente para excitar um amplificador de potência, como é o nosso K60 (Amplificador de Áudio) e no qual obtivemos excelentes resultados.

FIGURA 5



GANHO	R ₁	R ₂	f	R _E
1	10KΩ	10KΩ	1KHz	10KΩ
10	11KΩ	10KΩ	100KHz	1KΩ
100	1KΩ	100KΩ	10KHz	1KΩ
1000	100Ω	100KΩ	1KHz	100Ω

AMPLIFICADOR INVERSOR

O ganho de tensão obtido nesta configuração amplificadora com o 741 é dado pela relação existente entre os valores de R₂ e R₁ (figura 5) por:

$$G = \frac{-R_2}{R_1}$$

O sinal negativo que aparece na fórmula é justamente devido à configuração utilizada, isto é, inversora, que em outras palavras, inverte o ciclo do sinal de entrada, assim, se na entrada tivermos um ciclo positivo, na saída teremos um ciclo negativo e vice-versa.

Os outros componentes utilizados têm funções específicas, assim, C₁ acopla o sinal do eletreto ao pré-amplificador; C₂ filtra possíveis interferências e sinais indesejáveis e C₃ acopla o pré-amplificador com o Jack de saída (conector RCA macho).

Os resistores R₁ e R₂ formam um divisor de tensão necessário para produzir as tensões + V e - V de alimentação, em relação à um terra referencial (obtido na junção de R₁ com R₂). Desta forma a alimentação do CI 741 é feita com uma tensão positiva de + 1,5 V (pino 7) e uma tensão negativa de - 1,5 V (pino 4) em relação ao terra do circuito (junção de R₁ com R₂).

Como você deve ter observado, principalmente analisando o gráfico da figura 3, as tensões mínimas recomendáveis para a alimentação positiva e negativa do 741 devem ser superiores a 2 V, sendo que o máximo ganho, com uma boa linearidade na resposta, é obtido com tensões de ± 15 V na alimentação.

Devido às exigências do espaço físico do μ FONE, fomos obrigados a optar por alimentação feita por intermédio de 2 pilhas comuns, obtendo assim um máximo de 3 V para a alimentação, e que fornece os $\pm 1,5$ V pelo divisor. No entanto, mesmo com essa baixa alimentação, obtivemos um bom funcionamento do 741, o qual apresentou boa resposta e ganho.

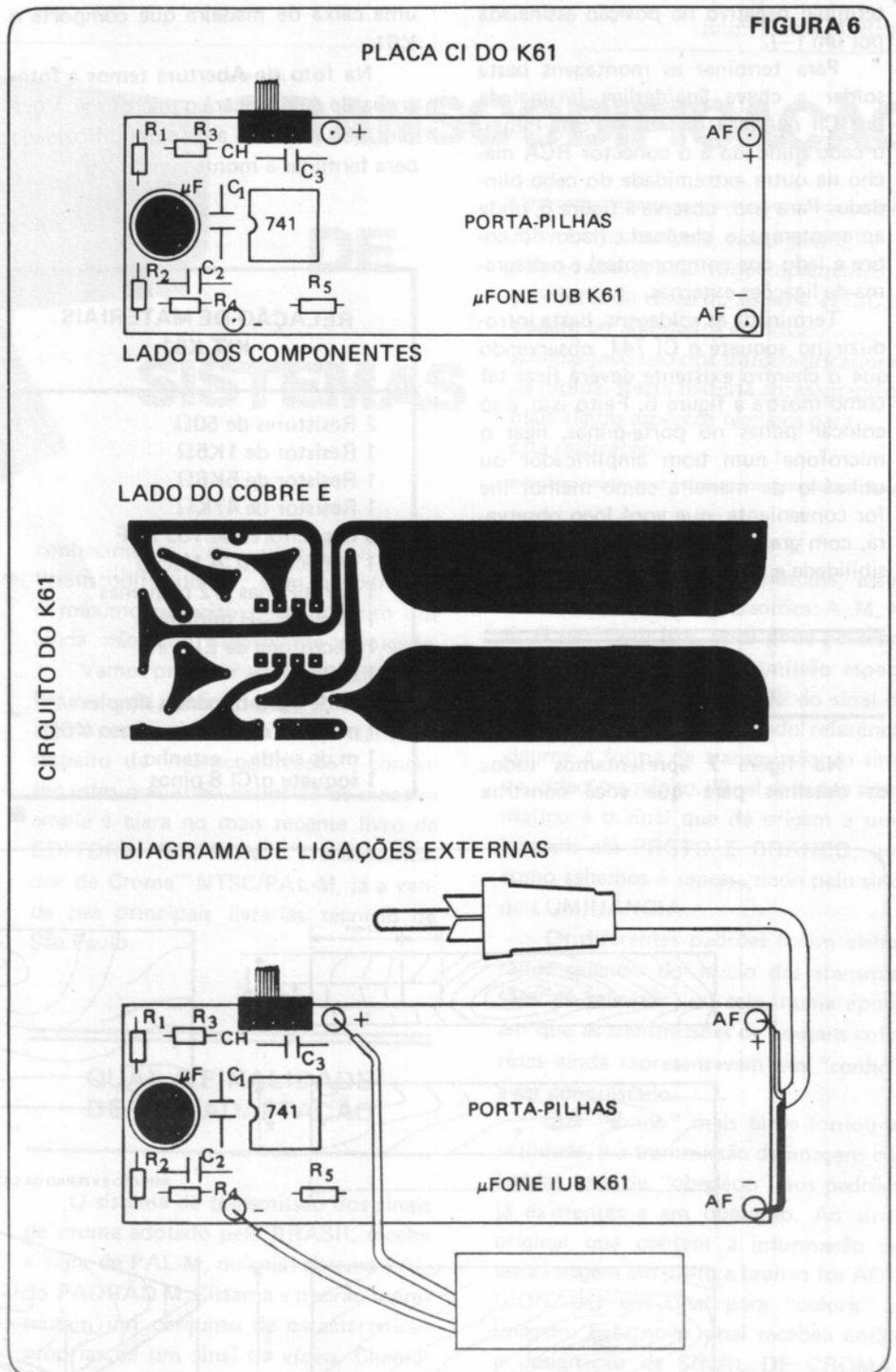
Além disso, a opção de uso de baterias de 9 V, iguais às utilizadas em algumas calculadoras, rádio-relógios digitais, etc., e que poderiam fornecer $\pm 4,5$ V por intermédio de um divisor, foi abandonada devido à dificuldade das mesmas serem encontradas em alguns pontos do Brasil, o que dificultaria a sua substituição.

Também abandonamos a idéia de utilizarmos a mesma fonte de alimentação dos amplificadores de potência, devido à grande variação do valor nominal das mesmas, o que iria implicar na necessidade de substituição de componentes do μ FONE, para o seu perfeito funcionamento.

Dessa forma, acreditamos ter escolhido a melhor opção, e, que depois de exaustivos testes, apresentou os melhores resultados nas mais variadas situações. Portanto, você poderá utilizar o K61 em qualquer amplificador de potência, e até mesmo como um MIKE DE GANHO em transceptores PY/PX, seja em transmissões de AM ou SSB. O raio de alcance atinge aproximadamente 10 metros, assim, um som poderá ser perfeitamente reproduzido mesmo que sua fonte esteja a 10 m do μ FONE.

MONTAGEM DO K61

O K61 é constituído por uma única placa de circuito impresso que conterà todos os componentes, exceto os externos (cabo blindado e conector RCA macho). Como sugestão, nesta mesma matéria você encontrará dicas para construir uma caixinha de madeira para conter a placa de circuito impresso e dar um aspecto profissional ao seu microfone, tal qual aquela utilizada em nosso protótipo.



Inicie as montagens pelos resistores e capacitores, os quais não possuem polaridade. Note que o C1741 não deverá ser soldado diretamente na placa de circuito impresso. Dessa forma, solde o soquete para CIs 8 pinos na posição do 741. Para a soldagem do microfone de eletreto observe o seguinte:

1º) O microfone de eletreto, que você recebeu, possui 2 terminais (um positivo e um negativo). O terminal negativo é aquele que possui uma ligação com a carcaça externa do eletreto, sen-

do facilmente determinado por uma análise visual. O terminal positivo, obviamente é o outro.

2º) A estes 2 terminais, que se parecem muito com pontos de solda, devemos soldar um pedaço de mais ou menos 3 cm de fio nú estanhado.

3º) As outras extremidades destes fios nú estanhados é que deverão ser soldadas na placa de CI. A única observação a ser feita é que o terminal positivo deverá ser soldado na posição assinalada com um (+) na placa de CI, e o

terminal negativo na posição assinalada por um (-).

Para terminar as montagens basta soldar a chave liga/desliga (assinalada por Ch na placa de CI), o Porta-Pilhas, o cabo blindado e o conector RCA macho na outra extremidade do cabo blindado. Para isso, observe a figura 6, onde apresentamos o chapeado (lado do cobre e lado dos componentes) e o diagrama de ligações externas.

Terminada as soldagens, basta introduzir no soquete o CI 741, observando que o chanfro existente deverá ficar tal como mostra a figura 6. Feito isso, é só colocar pilhas no porta-pilhas, ligar o microfone num bom amplificador ou utilizá-lo da maneira como melhor lhe for conveniente, que você logo observará, com grande satisfação, a grande sensibilidade e eficiência do K61.

CONCLUSÃO

Na figura 7 apresentamos todos os detalhes para que você construa

uma caixa de madeira que comporte o K61.

Na foto de Abertura temos a fotografia de como ficará o microfone. Você verá que não terá a mínima dificuldade para terminar a montagem do K61.

RELAÇÃO DE MATERIAIS KIT K61

- 2 Resistores de 50Ω
- 1 Resistor de 1K5Ω
- 1 Resistor de 5K6Ω
- 1 Resistor de 47KΩ
- 3 Capacitores de 100 KpF
- 1 Conector RCA Macho
- 1 Porta-Pilhas p/2 pequenas
- 1 Chave H-H miniatura
- 1 Microfone de Eletreto
- 1 CI741
- 2 m de cabo blindado simples
- 1 placa de circuito impresso K61
- 1 m de solda — estanho
- 1 soquete p/CI 8 pinos

LIVROS PETIT

CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALARIO-MÍNIMO

Micro de bancada, p/prática de projetos, manutenção, assembler/código de máquina.

CZ\$ 98,00 mais despesas postais.

ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

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

CZ\$ 68,00 mais despesas postais.

MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE.

CZ\$ 72,00 mais despesas postais.

ELETRÔNICA DIGITAL — Teoria e Aplicação

CZ\$ 56,00 mais despesas postais.

ELETRÔNICA BÁSICA — Teoria e Prática

CZ\$ 30,00 mais despesas postais.

TELEVISÃO — Teoria e Consertos — Cores/PB.

CZ\$ 70,00 mais despesas postais.

TRANSCODIFICADOR DE CROMA NTSC/PAL-M

Teoria e Prática - P/Videocassete, micros, videogames, etc

CZ\$ 120,00 mais despesas postais.

RÁDIO — Teoria e Técnicas de Consertos

Mais FMs, Alta Fidelidade, Stereo, etc.

CZ\$ 40,00 mais despesas postais.

SILK-SCREEN

P/Eletrônica, camisetas, chaveiros, adesivos, etc.

CZ\$ 30,00 mais despesas postais.

AUTÔMOVEIS — GUIA DE MANUTENÇÃO

CZ\$ 38,00 mais despesas postais.

FOTOGRAFIA

CZ\$ 18,00 mais despesas postais ou gratuitamente se o seu pedido for acima de Cz\$ 130,00

- Faça o seu pedido pelo Reembolso Postal.
- Só atenderemos pedidos mínimos de CZ\$ 50,00.
- Pedimos citar o nome desta revista em seu pedido.

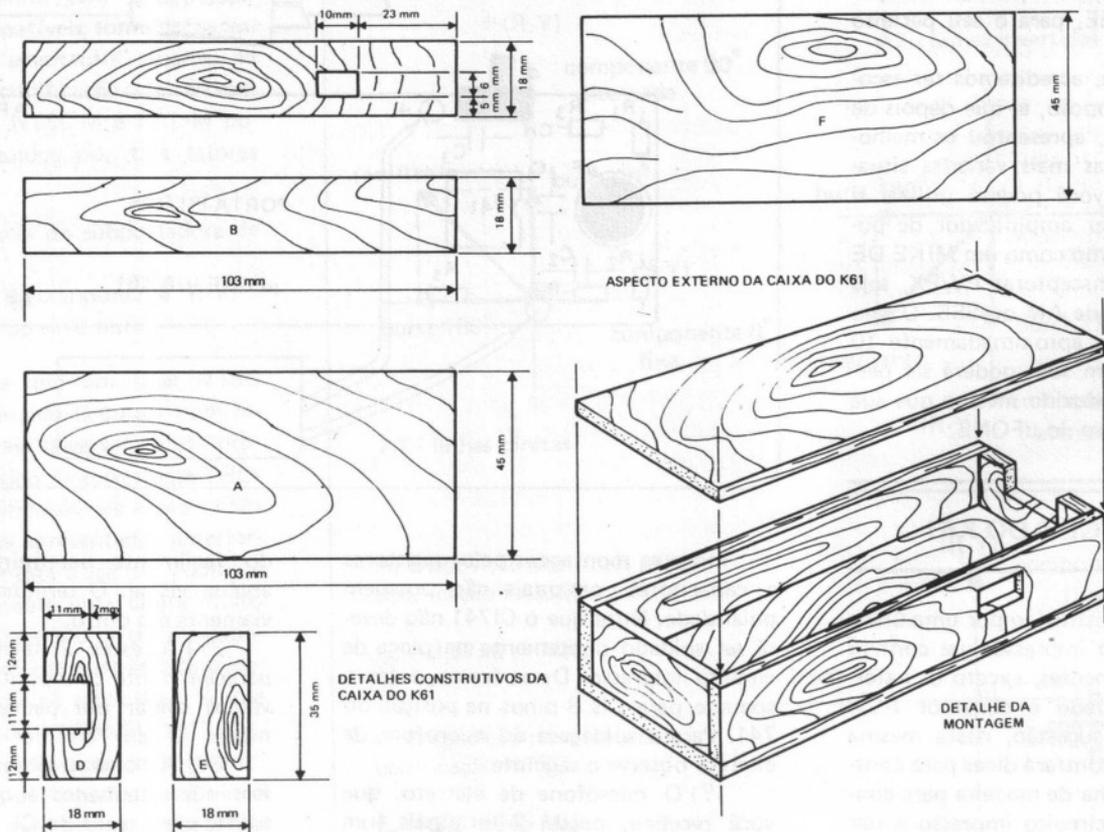
PETIT EDITORA LTDA.

CAIXA POSTAL 8414 - SP - 01000

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

Fone: (011) 36-7597

FIGURA 7



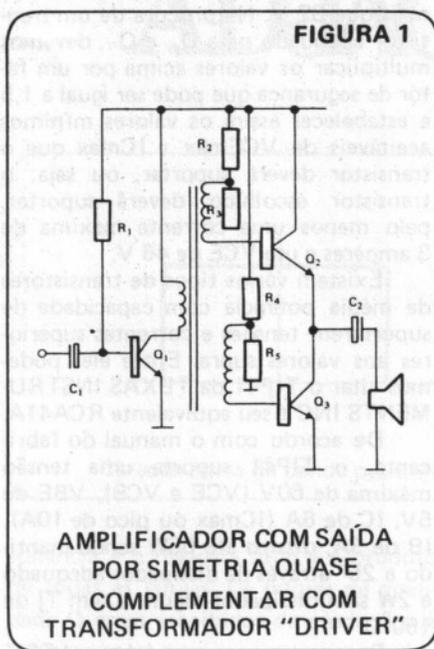
Em trabalho anterior, havíamos mencionado o fato de que os amplificadores de áudio com etapa de saída por simetria complementar só eram eficientes até a potência de 10 W. Acima disso, o excitador passa a consumir uma potência muito elevada e o circuito se torna inviável. Para contornar essa deficiência, se desenvolveram os circuitos com etapa de saída por simetria quase complementar.

CÁLCULO DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO COM SAÍDA POR SIMETRIA QUASE COMPLEMENTAR

Na figura 1 ilustramos o circuito que originou estes amplificadores e podemos observar que se trata de um amplificador de áudio dotado de um transformador entre o excitador (Q_1) e os transistores de saída (Q_2 e Q_3). Estes estão montados em série, isto é, o emissor de Q_2 está ligado ao coletor de Q_3 de sorte que a tensão da fonte se distribui igualmente entre ambos, tal como sucede nos amplificadores com um par complementar na saída. O transformador de acoplamento possui dois secundários, eletricamente isolados entre si, através dos quais é feita a polarização de base dos transistores, pois, como é fácil de se concluir, há uma enorme diferença entre o potencial de base de Q_2 e o potencial de base de Q_3 . Devido ao transformador, o sinal amplificado por Q_1 é aplicado às bases de Q_2 e de Q_3 defasado de 180° de sorte que durante um semi-ciclo um dos transistores conduz e o outro é levado ao corte e no semi-ciclo seguinte o que conduzia passa ao corte e o que estivera cortado entra em condução; nestas condições, como o transistor em condução não pode tirar corrente do outro, que está no corte, só lhes resta carregar e descarregar C_2 , isto é, durante a condução de Q_2 , C_2 se carrega e durante a condução de Q_3 , C_2 é descarregado. As correntes de carga e descarga circulam pelo alto-falante.

Este circuito, na verdade, foi desenvolvido pouco antes do aparecimento dos amplificadores com saída por simetria complementar e, em que pese as deficiências de um transformador especial, de difícil construção e caro, foi bastante utilizado, tanto em aplicações de baixa potência, como em circuitos de potência elevada.

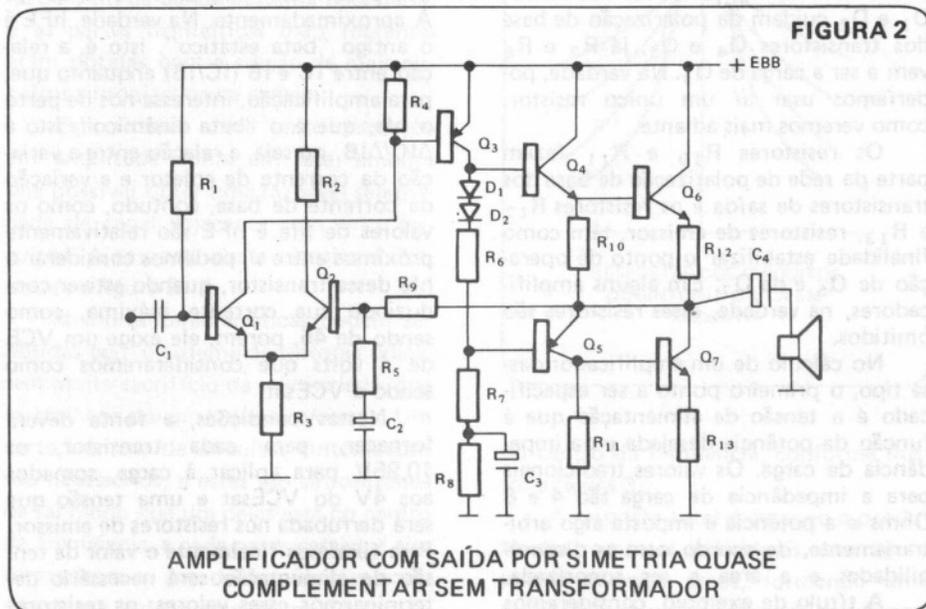
Na figura 2 ilustramos o diagrama esquemático da versão totalmente em estado sólido desse mesmo amplificador de áudio; o circuito em questão se divide em três etapas que são: a etapa de entrada, que é constituída por Q_1 e



Q_2 montados como um amplificador diferencial, a etapa intermediária que é constituída por Q_3 , Q_4 e Q_5 , que formam o inversor de fase e a etapa de saída constituída por Q_6 e Q_7 que, como podemos observar, têm a mesma polaridade; no caso em foco, ambos são NPN.

O sinal é aplicado à base de Q_1 e este o amplifica e aplica à base de Q_3 que é um excitador; o par complementar Q_4/Q_5 funciona tal como uma etapa de saída complementar; durante um semiciclo Q_4 conduz e no semiciclo seguinte Q_5 entra em condução.

A grande diferença reside no passo seguinte: Q_4 e Q_5 estão diretamente acoplados a Q_6 e Q_7 , respectivamente, de sorte que, quando Q_4 estiver conduzindo, Q_6 entrará em condução e quando Q_5 entrar em condução, levará Q_7 consigo; na condução de Q_6 o capacitor será carregado (C_4) e na condução de Q_7 , será descarregado e as correntes de



carga e descarga circularão pela bobina móvel do alto-falante.

Q_2 , como dissemos, forma um amplificador diferencial com Q_1 ; a característica de tais amplificadores é amplificar a diferença de potencial entre suas entradas, no caso, as bases de Q_1 e de Q_2 , por outro lado, a corrente que circula por R_3 é a soma das correntes de emissor de Q_1 e de Q_2 ; ora como o potencial entre a base de Q_1 e terra e a base de Q_2 e terra é fixado através dos resistores de polarização, segue-se que qualquer alteração na tensão entre os terminais de R_3 irá se refletir na tensão EBE desses transistores; por isso mesmo, se a corrente de coletor de um transistor diminuir, a do outro será forçada a aumentar para manter constante a tensão entre os terminais de R_3 .

A base de Q_2 é ligada ao positivo de C_4 através de R_9 , assim, a polarização desse transistor depende da tensão neste ponto que deve ser igual à metade da tensão da fonte de alimentação, desta forma, se por qualquer motivo a tensão entre o positivo de C_4 e massa aumentar ou diminuir, a corrente de base de Q_2 sofrerá uma alteração no mesmo sentido, refletindo-se isso em sua corrente de emissor e isso acarretará uma alteração EM SENTIDO CONTRÁRIO na corrente de coletor de Q_1 , a qual será transmitida a Q_3 , Q_4 , Q_5 , Q_6 e Q_7 . Desta forma, obtemos um sistema de fixação automática da tensão entre o positivo de C_4 e massa e um elo de realimentação negativa. Para que essa realimentação negativa não reduza o ganho do amplificador, ela é parcialmente desacoplada, para CA, através de C_2 , porém, mediante R_5 mantemos uma reduzida taxa de realimentação negativa destinada a evitar distorções. Em decorrência disso, o ganho do amplificador fica praticamente definido pela relação entre R_5 e R_9 .

O resistor R_6 , junto com os diodos D_1 e D_2 cuidam da polarização de base dos transistores Q_4 e Q_5 , já R_7 e R_8 vem a ser a carga de Q_3 . Na verdade, poderíamos usar aí um único resistor, como veremos mais adiante.

Os resistores R_{10} e R_{11} fazem parte da rede de polarização de base dos transistores de saída e os resistores R_{12} e R_{13} , resistores de emissor, têm como finalidade estabilizar o ponto de operação de Q_6 e de Q_7 . Em alguns amplificadores, na verdade, esses resistores são omitidos.

No cálculo de um amplificador desse tipo, o primeiro ponto a ser especificado é a tensão de alimentação que é função da potência desejada e da impedância de carga. Os valores tradicionais para a impedância de carga são 4 e 8 Ohms e a potência é imposta algo arbitrariamente, de acordo com as disponibilidades e a área a ser sonorizada.

A título de exemplo, consideremos

um amplificador com potência de saída que chamaremos de P_o igual a 15W e com carga de 8 Ohms. Como sabemos, $P = E^2/R$, de sorte que, partindo dessa equação podemos dizer que: $E^2 = P.R$ e que $E = \sqrt{P.R}$. Aplicando-se esse princípio: $E_{bb} = \sqrt{R.L.P_o}$.

No nosso caso, substituindo os símbolos por seus valores, temos: $E_b = \sqrt{8 \times 15 \times 2} = \sqrt{240} = E_{bb} = \sqrt{240} = E_{bb} = 15,49 \text{ V}$.

Com esse dado, passamos a calcular a corrente máxima que o circuito deverá fornecer à carga que será igual a $15,49 \text{ V} \div 8 \text{ Ohms}$ ou 1,93 A, condições em que deveremos procurar um transistor capaz de suportar essa corrente de coletor, por outro lado, na verdade, os 15,49 V correspondem apenas à metade da tensão que a fonte deve fornecer, isto é, ao VCE de repouso dos transistores de saída, ou seja, a fonte deverá fornecer mais que 32 V. Na procura de um transistor adequado para Q_6 e Q_7 , devemos multiplicar os valores acima por um fator de segurança que pode ser igual a 1,5 e estabelecer assim os valores mínimos aceitáveis de V_{CEmax} e I_{Cmax} que o transistor deverá suportar, ou seja: o transistor escolhido deverá suportar, pelo menos uma corrente máxima de 3 ampères e um VCE de 46 V.

Existem vários tipos de transistores de média potência com capacidade de suportarem tensões e correntes superiores aos valores supra. Entre eles podemos citar o TIP41 da TEXAS INSTRUMENTS INC e seu equivalente RCA41A.

De acordo com o manual do fabricante, o TIP41 suporta uma tensão máxima de 60V (VCE e VCB), VBE de 5V, IC de 6A (ICmax ou pico de 10A), IB de 3A, dissipa até 65W sendo mantido a 25° através de dissipador adequado e 2W sem dissipador algum e tem T_j de 150°C.

Por esse mesmo manual, seu hFE é de 45 com um VCE de 4V e IC de 1,9 A aproximadamente. Na verdade, hFE é o antigo "beta estático", isto é, a relação entre IC e IB (IC/IB) enquanto que, para amplificação, interessa-nos de perto o hfe, que é o "beta dinâmico", isto é $\Delta IC/\Delta IB$, ou seja, a relação entre a variação da corrente de coletor e a variação da corrente de base, contudo, como os valores de hfe e hFE são relativamente próximos entre si, podemos considerar o hfe desse transistor, quando estiver conduzindo sua corrente máxima, como sendo de 45, porém, ele exige um VCE de 4 volts que consideraremos como sendo o VCEsat.

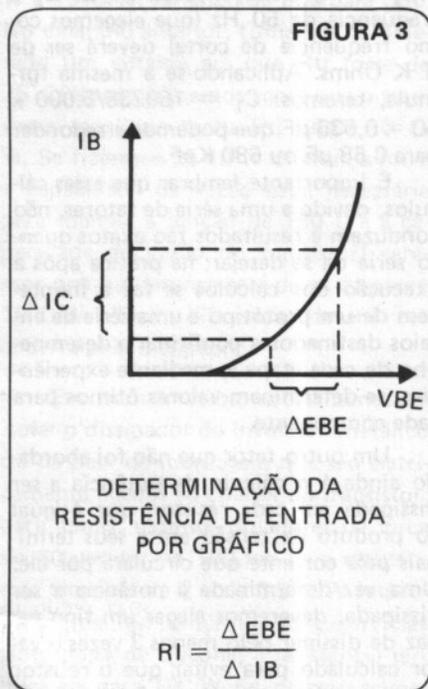
Nestas condições, a fonte deverá fornecer, para cada transistor, os 10,95V para aplicar à carga, somados aos 4V do VCEsat e uma tensão que será derrubada nos resistores de emissor. Para fixarmos finalmente o valor da tensão de alimentação será necessário determinarmos esses valores; os resistores

de emissor, como dissemos antes, têm como finalidade estabilizar o funcionamento dos transistores de saída de sorte que, quanto maior for seu valor, maior a estabilidade do circuito, porém, em sentido contrário, quanto maior for seu valor, maior a potência que neles será dissipada inutilmente, assim, assume-se um valor de compromisso entre a estabilidade e a eficiência do circuito. Normalmente esse valor corresponde a 10% do valor da carga, no máximo. Como a carga é de 8 Ohms, segue-se que o resistor de emissor deverá ser de, no máximo, 0,8 Ohms. Um tanto arbitrariamente escolheremos o valor de 0,47 ohms que é um valor comercial. Assim, a queda de tensão entre os terminais de R_{12} e R_{13} , quando os transistores estiverem em máxima condução será de $1,9 \text{ A} \times 0,47 \text{ Ohms} = 0,893 \text{ V}$. Esta tensão se soma aos 4 V de VCEsat e aos 15,49V totalizando 20,38 V para cada transistor e 42V para a tensão Ebb, ou seja, a fonte de alimentação deverá fornecer uma tensão de 42V e uma corrente máxima de 1,9A. Na verdade, para especificarmos a fonte, tomamos o valor médio, que é igual al valor máximo (1,9A) dividido por 3,1416 (número pi), assim, a fonte deverá fornecer 0,60A ou 600 mA. A potência entregue pela fonte será de 25W e a eficiência será de 60% aproximadamente.

Com esses dados em mãos podemos partir para o próximo passo que será impor as correntes de coletor de Q_4 e de Q_5 , que são o par inversor de fase. Naturalmente, a corrente MÍNIMA que deverão fornecer, para que os transistores de saída desenvolvam a máxima potência será igual à corrente de base desses mesmos transistores, durante a máxima condução; considerando-se o ganho de corrente (no pico) como sendo de 45, segue-se que para conduzirem 1,9A os transistores Q_6 e Q_7 precisarão de 0,042A de corrente de base (IC/hFE = $1,9 \div 45 = 0,042\text{A}$) ou 42 mA. Com esse dado passamos a considerar o valor de R_{10} que é igual a R_{11} .

De certo modo, quanto maior o valor de R_{10} , maior será a porção da corrente de coletor de Q_4 que irá para a base de Q_6 , por outro lado, em repouso, a corrente de coletor dos transistores de saída ficará muito elevada. O valor é calculado como sendo igual a 10 vezes a resistência de entrada dos transistores de saída que é igual à soma do hie ou resistência base-emissor, com o efeito do resistor de emissor, no caso R_{12} . Com efeito, quando penduramos um resistor de emissor não desacoplado em um transistor, aparece em sua base uma impedância igual ao produto do valor desse resistor pelo ganho de corrente do transistor, assim, a impedância de entrada de Q_6 passará a ser igual a $R_{12} \times hFE + hie$. O hie deveria ser determinado a partir de curvas publicadas pelo fabri-

cante, entre elas a curva de características de entrada onde se relaciona a variação da corrente de base com a variação da tensão de base ou VBE. Na figura 3 ilustramos a forma de se realizar esse cálculo através do gráfico, contudo, um meio bastante simples é usar a fórmula: $r_i = hFE/40 I_C$, assim: $r_i = 45/40 \times 1,9 = 45 \div 76 = 0,59$ Ohms. O efeito de R_{12} : $45 \times 0,47 = 21,15$ Ohms, assim, a impedância de entrada de Q_6 é de 21,71 Ohms. Como podemos ver, o hie praticamente não influenciou no valor final pelo que podemos desprezá-lo e considerar a resistência de entrada do transistor como sendo igual ao produto do ganho de corrente pelo valor do resistor de emissor (NOTA: isso só vale para TRANSISTORES DE POTÊNCIA, um BC548 tem hie de vários milhares de ohms).



De posse desse dado, podemos calcular R_{10} como tendo, no máximo, 217,1 Ohms, ou 220 Ohms que é um valor comercial. Para obtermos uma tensão de 0,6V no mínimo, entre os terminais de R_{10} necessitamos de uma corrente de $0,6/220 = 0,0027A$ ou 2,7mA que somados aos 42 mA exigidos pela base de Q_6 totaliza 44,7 mA que podemos arredondar para 45 mA. Esta será a corrente DE PICO dos transistores Q_4 e Q_5 , porém, isso implica em uma corrente de repouso de 4,5 mA apenas, com o que a tensão entre os terminais de R_{10} ficaria em 0,6 V, porém a corrente de repouso dos transistores de saída fica consideravelmente baixa. Na verdade, o que Q_4 enxerga, em funcionamento, é uma resistência igual à associação em paralelo de R_{10} com a resistência de entrada de Q_6 , como esta é muito menor,

segue-se que a carga de Q_4 fica restrita à resistência de entrada de Q_6 .

Nesta altura podemos ir pensando na polarização de Q_4 e de Q_5 ; para tanto, devemos estudar a distribuição das tensões; como vimos anteriormente, a tensão entre o positivo de C_4 e massa deve ser igual à metade da tensão da fonte, ou seja, em ausência de sinal, 21V. Admitindo-se que a queda de tensão em R_{12} fosse zero devido a uma reduzidíssima corrente quiescente em Q_6 , o potencial entre o emissor de Q_4 e massa será de 21 V somados ao VBE de Q_6 que, sendo de 0,6 V, nos dará 21,6 V e como a base de Q_4 deve ser 0,6 V mais positiva que seu emissor, o potencial entre a base de Q_4 e massa será de $21,6 + 0,6 V = 22,2 V$.

Com Q_5 , que é PNP, ocorre o inverso; sua base deve ser mais negativa que o emissor e como este está diretamente ligado ao positivo de C_4 , segue-se que potencial de emissor de Q_5 é de 21 V e o potencial de sua base será de $21 - 0,6 V = 20,4 V$. Assim, a diferença de potencial entre a base de Q_4 e a base de Q_5 será de $22,2 - 20,4 = 1,8V$. Esta será a queda de tensão entre os terminais de R_6 , D_1 e D_6 .

Poderíamos, na verdade, usar apenas R_6 , porém, D_1 e D_2 contribuem para a estabilidade térmica do circuito, evitando que a corrente de coletor dos transistores inversores sofra aumento com o aumento da temperatura. Agora, para calcularmos R_6 , devemos saber a corrente de base de Q_4 e de Q_5 , ou seja, devemos escolher os transistores que funcionarão nessa posição e conhecer suas características.

Inicialmente, os transistores deverão ser capazes de suportar uma tensão VCE de 42V, pelo menos, e corrente de coletor de, no mínimo, 63 mA. Um BC337 pode suportar uma tensão VCE de 50V, I_C de 500 mA e dissipar uma potência de 0,8W servindo, portanto, para funcionar como Q_4 . Seu complementar é o BC327 e assim poderemos escolher um par BC337/327 como Q_4 e Q_5 . Poderíamos, na verdade, usar em seu lugar um outro par de transistores capazes de manobrar potências maiores, por medida de segurança.

A potência a ser dissipada por Q_4 e Q_5 é bem inferior àquela que os transistores de saída deverão dissipar, podendo-se arbitrar como sendo igual à potência de saída dividida pelo ganho de corrente dos transistores de saída, ou seja, como a potência de saída é de 15W, dividindo-se isso por 45, teremos 0,33 W ou 330 mW como potência a ser dissipada pelo par inversor. Esse valor está abaixo do máximo permissível para o BC337, de sorte que podemos, perfeitamente, confirmar o par BC337/327 nas posições Q_4 e Q_5 . De acordo com o manual de características, estes transistores têm hFE de 200 a I_C de 45 mA,

com VC de 1 V. Nestas condições, a corrente de base que exigirão para levarem Q_6 e Q_7 à máxima saída será de $45 \text{ mA}/200 = 0,2 \text{ mA}$, ou mais exatamente, $225\mu A$.

Como já vimos, esta etapa funciona tal e qual um amplificador com saída por simetria complementar, de sorte que a corrente de coletor do excitador, no caso, Q_3 , deveria ser de, no mínimo, 1,5 vezes a corrente de base máxima dos transistores de saída. Neste caso, a corrente de coletor de Q_3 deveria ser de 0,33 mA, porém, este valor é muito baixo; para manter uma melhor estabilidade de funcionamento, deveremos impor a corrente de coletor de Q_3 como sendo de 1 mA e, partindo desse valor, calcularemos R_6 .

Já havíamos visto que a ddp entre a base de Q_4 e a base de Q_5 é de 1,8 V e que esta tensão se distribuirá entre R_6 , D_1 e D_2 . Usando-se para D_1 e D_2 diodos de Silício para sinal do tipo BA315 ou similar, a tensão entre seus terminais será de 0,6 V, para uma corrente de 1 mA, assim, entre o anodo de D_1 e catodo de D_2 a tensão será de 1,2 V, restando 0,6 V para R_6 . Calculamos R_6 pela Lei de Ohm; $0,6V/1 \text{ mA}$ que dá 600 Ohms. Podemos usar 560 ou 680 Ohms que são os valores comerciais mais aproximados, sendo interessante observar que, se usarmos 560 ohms a corrente de repouso dos transistores de saída ficará muito baixa, podendo, mesmo, ocorrer problemas de cross-over. Por outro lado, com 680 ohms essa corrente poderá ficar muito alta, devendo se verificar qual o melhor valor experimentalmente.

Resta agora calcular R_7 e R_8 . A queda de tensão entre seus terminais deverá ser igual ao potencial entre a base de Q_5 e massa, que é de 20,4V como dissemos antes. Como a corrente que circulará por esses resistores é de 1mA, calculando-se pela Lei de Ohm chegamos à conclusão que R_7 e R_8 deverão, somados, totalizar 20,4 KOhms. Poderíamos usar um resistor de 18 ou de 22 K, porém, nestas condições quando Q_3 estiver cortado, situação na qual toda a corrente circulante por esse resistor seria a corrente de base de Q_7 , uma elevada queda de tensão entre os terminais desse resistor limitaria a amplitude do pico negativo do sinal na saída; para que o sinal tenha a máxima amplitude possível, seria interessante que o potencial entre a base de Q_5 e massa fosse de 1V, especialmente porque na máxima condução de Q_3 (que corresponde ao pico positivo do sinal) a tensão entre a base de Q_4 e a linha de +B é o VCEsat de Q_3 , que é de 1V.

A presença de um resistor de 22K nesse ponto tornaria o sinal assimétrico, assim, este resistor é desdobrado em dois, com uma relação de 1:2 ou 2:3 entre os valores de R_7 e R_8 . Se déssemos para R_8 o valor de 12K e para R_7 , 8K2,

segue-se que C_3 ficaria carregado com 12V aproximadamente. Cortando Q_3 , C_3 se descarregaria e, com isso, no momento em que entre os terminais de C_3 tivéssemos zero volts, seria como se entre a base de Q_5 e massa houvesse apenas R_7 . Neste caso, a queda de tensão entre os terminais de R_7 seria de $0,2\text{mA} \times 8\text{K} = 1,64\text{V}$ aproximadamente, permitindo, assim, uma melhor simetria da forma de onda na saída.

O cálculo de C_3 poderia ser feito de uma forma um tanto arbitrária, levando em conta a constante RC entre R_8 e C_3 e a menor frequência a ser amplificada pelo circuito, que é FREQUÊNCIA DE CORTE que chamaremos de F_c . Podemos impor o valor de F_c como sendo igual à 50 Hz que é um valor razoável. Podemos, também, usar a seguinte fórmula: $C_3 = (10^3 \times hFE_{Q_4} \times hFE_{Q_6} \times R_7 \times R_8) \div (2 \times 3,14 \times F_c \times R_8 \times R_7)$. Substituindo os símbolos pelos valores do exemplo, teremos: $C_3 = 10^3 \times 200 \times 45 \times 12\text{K} \times 8\text{K} \div (6,28 \times 50 \times 8\text{K} \times 12\text{K}) = 10^{14} \times 8,8 \div 3,0913 \times 10^{10} = 2,86 \times 10^4 \text{ nF}$ o que dá 28 nF, que pode ser aproximado para 22 KpF que é o valor comercial mais próximo. Na prática, poderemos elevar esse valor para 2,2 μF , ou mais dependendo de experiências a serem realizadas em laboratório.

Passemos agora ao excitador Q_3 , cujo maior compromisso será o de suportar a tensão de 40 V VCE. O BC557 suporta perfeitamente essa tensão e poderá ser usado nesta posição sem maiores problemas.

Como seu ganho é de 250, a corrente de base será de 4 μA , com o que a corrente de coletor de Q_1 seria de apenas 40 μA . E um valor demasiadamente baixo para que o circuito opere de modo confiável de sorte que, um tanto artificialmente, imporemos a corrente de coletor de Q_1 como sendo de 1 mA. Resta calcular R_4 que deverá proporcionar uma queda de tensão de 0,6 V para polarizar adequadamente a base de Q_3 . Pela Lei de Ohm teríamos $0,6\text{V} / 1\text{mA} = 600 \text{ Ohms}$ e poderíamos usar um resistor de 560 Ohms, mas, nestas condições o ganho de Q_1 ficaria muito baixo; uma solução de compromisso será reduzir a corrente de coletor de Q_1 para 0,5 mA e, assim, aumentar R_4 para $0,6\text{V} / 0,5 \text{ mA} = 1\text{K}2$.

Para Q_1 e Q_2 usaremos transistores BC547 que, como o 557, suportam a tensão de 40 V, muito embora suas características de ruído sejam inferiores ao BC548 e ao BC549 que é o ideal em circuitos de entrada devido ao seu baixo fator de ruído o que poderá ser facilmente contornado fazendo o ganho do circuito relativamente baixo, ou seja, fazendo com que a sensibilidade do circuito seja da ordem dos 0,7 V que é a sensibilidade-padrão de amplificadores de classe.

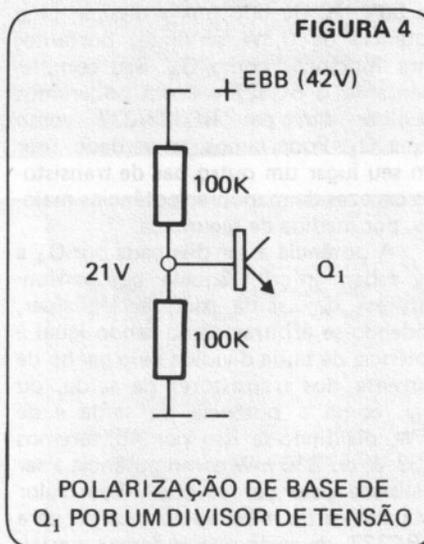
A corrente de coletor de Q_2 deve ser igual à de Q_1 , de sorte que a corrente em R_3 será de 1 mA.

Nesta altura podemos ir fixando também o valor de R_2 que será igual ao valor de R_4 , sendo sua única função equilibrar as condições de funcionamento do amplificador diferencial.

Para calcularmos R_3 devemos impor o potencial entre a base de Q_1 e massa e, em última análise, a diferença de potencial entre a base de Q_2 e o positivo de C_4 , considerando-se que a queda de tensão entre os terminais de R_9 será igual a esse valor.

Para uma corrente de coletor de 0,5 mA ou 500 μA , podemos contar com uma corrente de base de 2 μA . Nestas condições, usando-se para R_9 um resistor de 10 K Ohms, teremos uma queda de tensão de 0,02 V. Como a tensão no positivo de C_4 é de 21 V, segue-se que a base de Q_2 ficará com um potencial de praticamente 21V em relação à massa e, portanto, a tensão entre os terminais de R_3 será igual a esses 21V, menos a tensão VBE de Q_1 e de Q_2 que é de 0,6V, ou seja, a tensão entre os terminais de R_3 será de 20,4V. Como a corrente é de 1 mA, necessitaríamos de um resistor de 20 K Ohms. Podemos, entretanto, usar um de 18 K aumentando a corrente de Q_1 e de Q_2 para 0,56 mA ou um de 22 K reduzindo essa mesma corrente para 0,46 mA. A menor diferença é a imposta pela redução da corrente de coletor para 460 μA pelo que podemos adotar o valor de 22 K Ohms para R_3 .

R_1 deveria derrubar os 21 V com uma corrente de 2 μA de sorte que seu valor seria de 10,5 Megohms. Podemos usar um resistor de 10 Megohms ou substituir R_1 por um divisor de tensão com 100 K Ohms em cada braço (ver figura 4).



Resta agora calcular R_5 e C_2 . Já dissemos que o ganho do circuito é praticamente igual à relação R_9/R_5 assim,

devemos calcular a tensão na saída, que é determinada pela fórmula $E = V_{Po}$. RL. Como $P_o = 15\text{W}$ e $R_L = 8 \text{ Ohms}$, segue-se que E_{RL} é igual a 10,95 V. Fazendo-se a sensibilidade igual a 0,7 V, o ganho de tensão deverá ser de: $10,95/0,7 = 15,6$ e assim a razão R_9/R_5 será igual a 16. Sendo R_9 de 10 K, R_5 será igual a $10 \text{ K} / 16 = 0,625 \text{ KOhms}$ ou 625 Ohms que podemos aproximar para 680 Ohms.

C_2 deverá oferecer uma reatância capacitiva de 1/10 da resistência de R_5 à frequência de corte, assim, $C_2 = 159235 \div (68 \times 50) = 46 \mu\text{F}$ que podemos aproximar para 47 μF .

Para C_1 , sua reatância também deverá ser de 1/10 da resistência de entrada do circuito que será, praticamente, igual à associação em paralelo dos resistores de polarização de base de Q_1 , ou seja, 50 K, assim, a reatância de C_1 à frequência de 50 Hz (que elegemos como frequência de corte) deverá ser de 5 K Ohms. Aplicando-se a mesma fórmula, teremos: $C_1 = 159235 / 5.000 \times 50 = 0,636 \mu\text{F}$ que podemos arredondar para 0,68 μF ou 680 KpF.

É importante lembrar que esses cálculos, devido a uma série de fatores, não conduzem a resultados tão exatos quanto seria de se desejar; na prática após a execução dos cálculos se faz a montagem de um protótipo e uma série de ensaios destinados a confirmar o desempenho de cada etapa e, mediante experiências, se determinam valores ótimos para cada componente.

Um outro fator que não foi abordado ainda é o cálculo da potência a ser dissipada em cada resistor, que é igual ao produto da tensão entre seus terminais pela corrente que circulará por ele. Uma vez determinada a potência a ser dissipada, deveremos eleger um tipo capaz de dissipar pelo menos 3 vezes o valor calculado para evitar que o resistor se aqueça durante a operação do circuito. Podemos, contudo, abrir uma exceção para R_{12} e R_{13} , usando nessas posições resistores de fio com capacidade de dissipação próxima do valor calculado. Na montagem, estes resistores deverão ser deixados a cerca de 0,5 cm da face da placa de circuito impresso a fim de irradiarem melhor o calor e evitar que queimem a placa.

Os transistores Q_4 , Q_5 , Q_6 e Q_7 deverão ser dotados de dissipadores de calor adequados. No caso de Q_4 e Q_5 usam-se dissipadores do tipo "estrelinha", próprios para esse tipo de transistor. Para Q_6 e Q_7 , dissipadores mais avantajados, já que a potência a ser dissipada será maior.

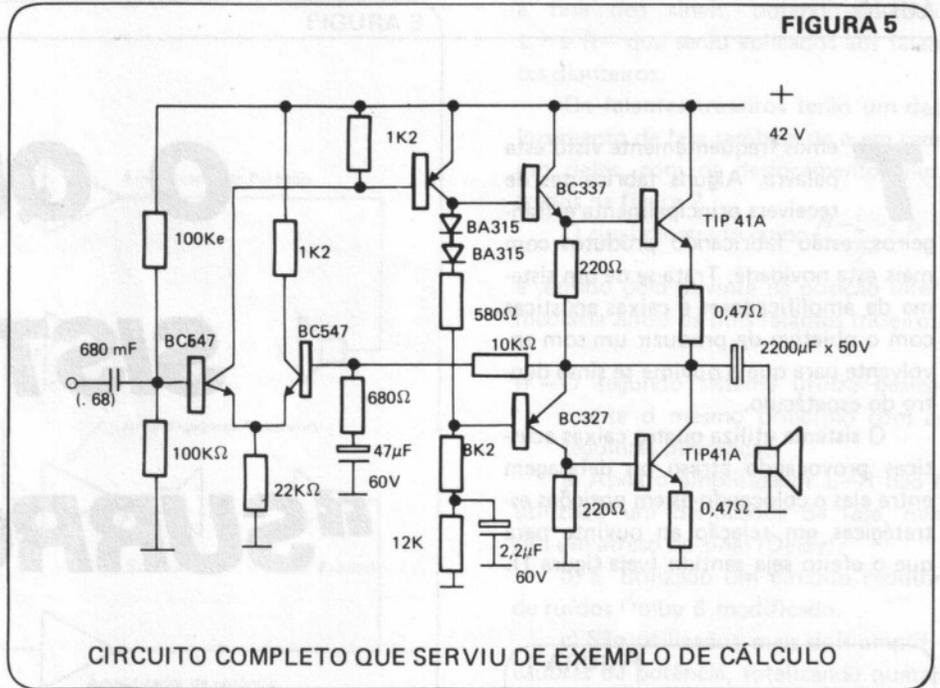
A potência em Q_6 e Q_7 é igual à diferença entre a potência entregue pela fonte, que é de 25 W e a potência entregue à carga, que é de 15 W, assim, os transistores dissiparão 10 W, sendo 5 W

para cada um. Considerando que a temperatura da junção (T_j) é de 150° e deve ser mantida a 25° , segue-se que a resistência térmica total (R_{tt}) será de $25^\circ\text{C}/\text{por Watt}$.

Em uma montagem experimental é conveniente experimentar o funcionamento do circuito SEM os transistores Q_6 e Q_7 , verificando o desempenho de todo o resto, consumo de corrente em Q_4 e Q_5 , se a polarização está adequada ou não, se o circuito é estável, se ocorrem oscilações que deverão ser contornadas mediante o emprego de capacitores de desacoplamento. Uma vez certos de que o circuito não oferece risco à integridade dos transistores de saída e do alto-falante, poderemos instalar os transistores de saída em seu lugar e fazer um ensaio geral, inclusive alcançando a potência máxima.

Durante os testes, em laboratório, o alto-falante é substituído por um resistor ou resistores, ou seja, uma carga resistiva com 8 Ohms é capaz de dissipar a potência máxima entregue pelo circuito. A fonte de programa é um gerador de áudio, normalmente ajustado para 1 KHz e se observa, com o osciloscópio, a forma de onda na saída, verificando a ocorrência ou não de distorções. Antes de um projeto chegar ao mercado, deverá ser submetido a uma série de testes e análises, assegurando, assim, um perfeito desempenho.

À falta de maiores recursos, devemos nos contentar em medir as tensões,

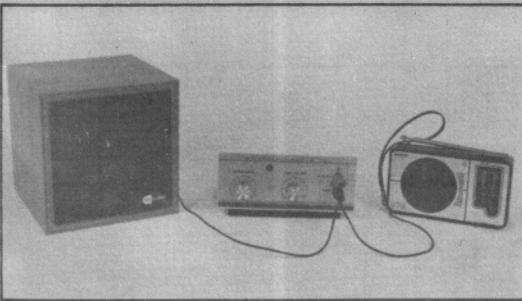


nos certificando de que estão dentro dos valores calculados e verificar "de ouvido" o desempenho do aparelho. Pessoas que tenham estudado música podem perceber distorção harmônica ou por intermodulação em taxas bastante reduzidas.

Uma última recomendação: Em um circuito como o da figura 1, que reproduzimos na figura 5 com todos os valo-

res calculados, **NÃO SE DEVE** medir a tensão entre a base de Q_1 ou de Q_2 e massa usando multímetro com sensibilidade de 20.000 Ohms por Volt. O multímetro drena uma certa porção de corrente, suficiente para alterar a polarização desses transistores sobrecarregando os transistores de saída.

Recomendado pelo IUB

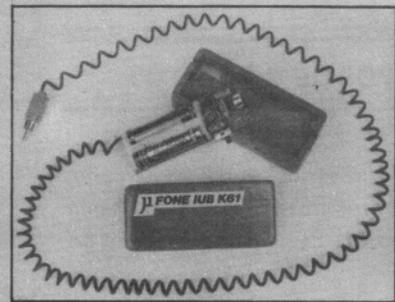


K60 Amplificador de Áudio IUB

Este amplificador de áudio monofônico utiliza o integrado TDA 2002 e apresenta, entre outras, as seguintes características: até 7 W de potência de saída em carga de 2 Ω ; alimentação por fonte interna; boa resposta em frequência numa ampla faixa de frequências; controle de graves e agudos; etc.

K61 μ FONE IUB

Com pequenas dimensões mas com grande sensibilidade, este versátil microfone eletrônico amplificado pode ser utilizado em qualquer amplificador, ou como um MIKE DE GANHO em estações transmissoras de PY/PX. É alimentado com duas pilhas pequenas.

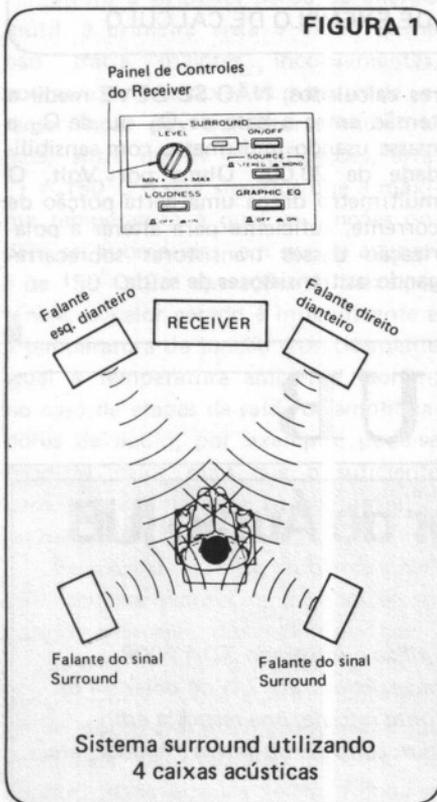


K60 - Cz\$ 320,00

K61 - Cz\$ 83,00

Temos freqüentemente visto esta palavra. Alguns fabricantes de receivers principalmente estrangeiros, estão fabricando produtos com mais esta novidade. Trata-se de um sistema de amplificadores e caixas acústicas com o objetivo de produzir um som envolvente para que o ouvinte se sinta dentro do espetáculo.

O sistema utiliza quatro caixas acústicas provocando atraso ou defasagem entre elas e colocando-as em posições estratégicas em relação ao ouvinte para que o efeito seja sentido (veja figura 1).



- 4 – Processador em amplificador de 4 canais
- 5 – Processador Digital com atraso

- II – Sistema com 4 amplificadores, utilizando um processador *Dolby Surround* (tipo 2).

COMO FUNCIONA

Discutiremos aqui o funcionamento de dois tipos básicos:

- I – Sistema com matrixagem de falantes utilizando um *processador surround* (tipo 1).

I – O primeiro sistema utiliza um amplificador adicional que recebe canal esquerdo e direito. O canal esquerdo é aplicado na entrada positiva e canal direito na entrada negativa, obtendo-se então L-R, que chamaremos de α (alfa).

Após este amplificador o sinal passa por um deslocador de fase e é reinjetado nos amplificadores principais, mudando

TIPOS DE CIRCUITOS

Existem vários tipos de circuitos que podem produzir o efeito do chamado "Surround System" que são os seguintes:

- 1 – Processador Surround
- 2 – Processador Dolby Surround
- 3 – Processador com amplificador traseiro

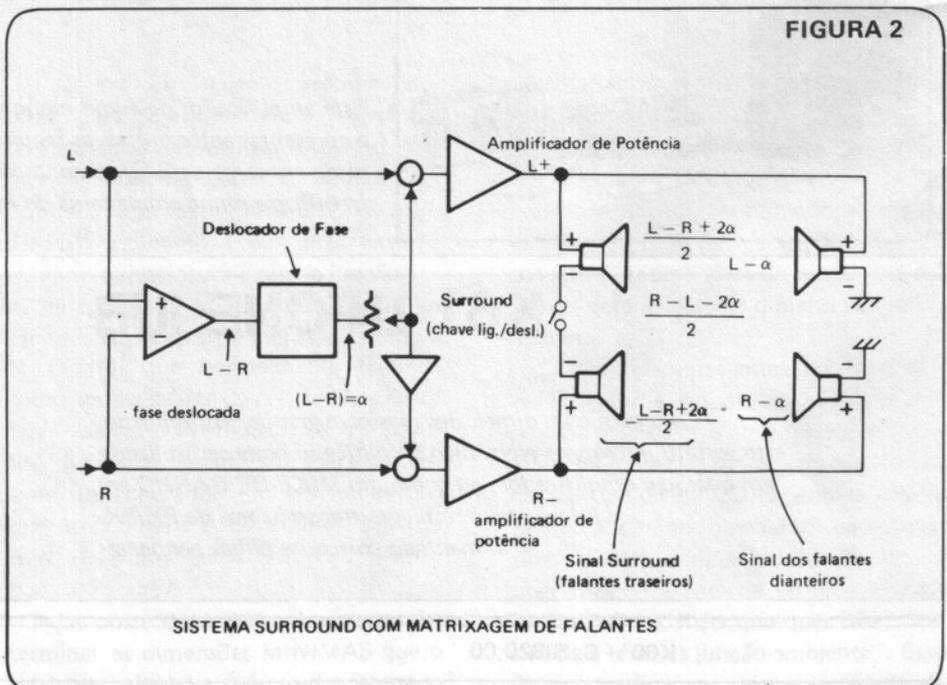
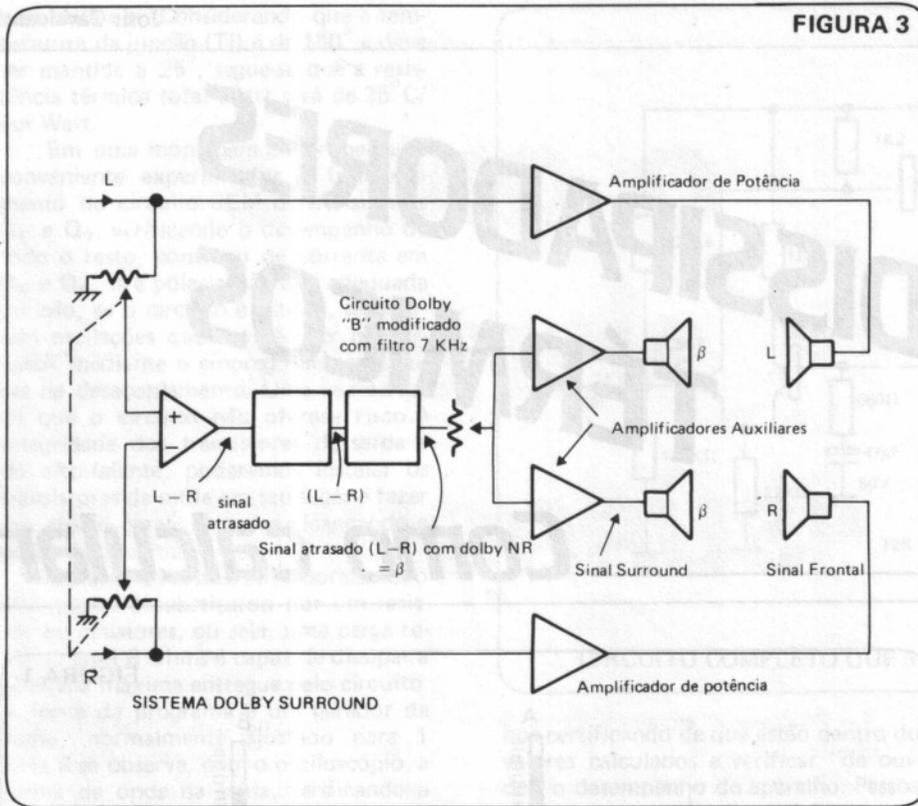


FIGURA 3



a fase dos sinais, obtendo-se então L+ e R- que serão aplicados aos falantes dianteiros.

Os falantes traseiros terão um deslocamento de fase também de α em cada um deles, com os deslocamentos ilustrados na figura 2.

$$\text{O sinal mostrado como } \frac{R-L-2\alpha}{2}$$

é sentido pelo ouvinte na posição intermediária entre os dois falantes traseiros.

II - O segundo sistema utiliza basicamente o mesmo princípio com as seguintes diferenças:

a) Após o amplificador L-R não é utilizado um deslocador de fase, mas sim um atraso no sinal (Delay).

b) É utilizado um circuito redutor de ruídos Dolby B modificado.

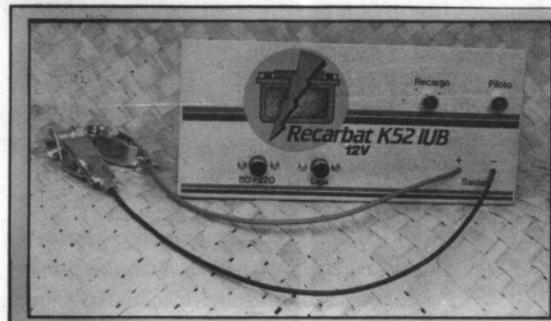
c) São utilizados mais dois amplificadores de potência, totalizando quatro amplificadores, conforme figura 3.

Recomendado pelo IUB



SUPERVOX K36

O Supervox K36, realiza as funções de "compressor de áudio" com indicação luminosa por meio de led dos picos de potência que estão sendo comprimidos, ou opera como um pré-amplificador de altíssimo ganho (ajustável). A sensibilidade está adaptada para aceitar diretamente os sinais de um microfone dinâmico (baixa impedância). Alimentação por tensão de 12 Vcc com consumo máximo de 70 mA, sendo que esta alimentação pode ser fornecida por bateria de automóvel ou fonte de alimentação externa.



RECARBAT K52

RECARBAT K52, a maneira econômica, prática e segura para recarregar suas Baterias. Este eficiente KIT, é dotado de um circuito inteligente que permite a você carregar suas Baterias, sem a necessidade de ter que ficar observando quando ela estiver completada, pois, o recarregador é desligado "automaticamente". Além disso, uma sinalização visual por meio de um LED, indicará quando a mesma estiver concluída. Você deverá mencionar a alimentação na qual vai utilizá-lo, para o perfeito dimensionamento do Fusível de proteção que acompanhará o seu KIT.

K36 - Cz\$ 146,00

K52 - Cz\$ 450,00

DISSIPADORES TÉRMICOS

Como calcular

Como sabemos, quando uma corrente circula por um circuito, devido à sua resistência elétrica, aparece uma diferença de potencial e uma certa potência acaba sendo dissipada sob forma de calor devido ao Efeito Joule; essa potência é igual ao produto da ddp em volts pela intensidade da corrente em ampères.

No caso específico dos transistores, consideramos a chamada POTÊNCIA DE COLETOR (P_c) que é igual ao produto do VCE por IC. Essa potência é dissipada sob forma de calor e esse calor é gerado no interior do "chip" do transistor.

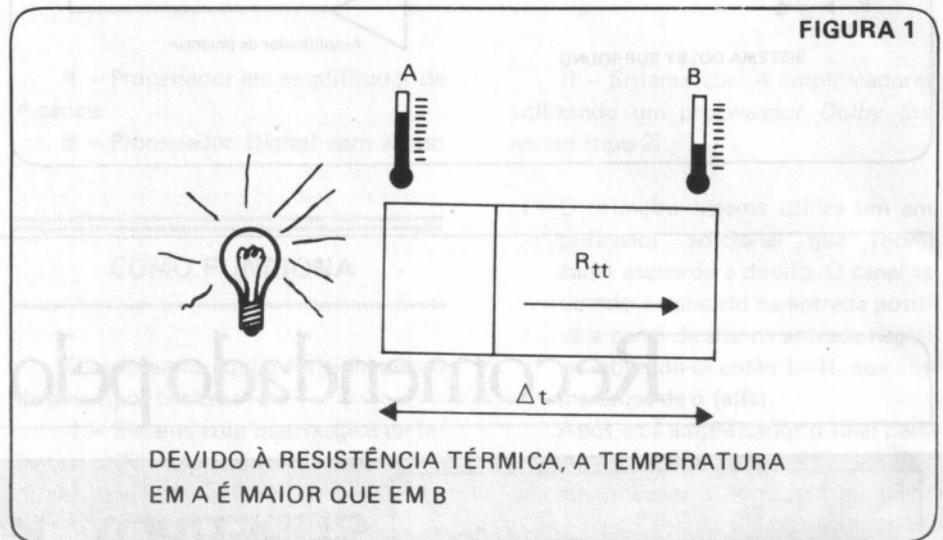
Afora a evidente perda de energia inútil, à primeira vista o efeito acima não traria maiores inconvenientes, porém, examinando-se os manuais de características dos transistores encontramos, entre outras especificações, esta: $T_j = 150^\circ\text{C}$ o que significa que a máxima temperatura à qual as junções podem ser submetidas sem que se alterem é de 150°C . Em operações de baixa potência, o calor gerado é insignificante e a temperatura da junção é praticamente igual à temperatura ambiente, porém, no caso de etapas de saída de amplificadores de áudio, por exemplo, pode-se produzir calor mais que o suficiente para que a junção se aqueça a 150°C ou mais.

Para contornar esse problema e permitir aos transistores uma operação segura, se empregam dissipadores de calor.

O calor é uma forma de energia radiante, isto é, tende a se irradiar a partir do ponto em que é produzido e sua velocidade de irradiação depende da condutividade térmica do meio onde se desloca, ou da resistência térmica, que é o inverso da condutividade.

Devido à resistência térmica, que representamos por R_t , aparecem diferenças de temperatura entre dois pontos; diferenças que representamos por Δt . (figura 1).

Para avaliarmos a capacidade de irradiar calor de um dispositivo elétrico, calculamos sua RESISTÊNCIA TÉRMICA TOTAL (R_{tt}) que é expressa em Graus por Watt, associando, assim, a vazão térmica à potência elétrica que produz o calor.



No caso específico dos semi-condutores, para determinarmos a resistência térmica total de um dispositivo, efetuamos um cálculo bastante simples; em primeiro lugar determinamos Δt , considerando Δt como a diferença entre a máxima temperatura à qual a junção pode ser submetida, que é T_j do manual de características, e a temperatura ambiente (T_{amb}) que normalmente fixamos como sendo de 25°C . A diferença entre esses valores é dividida pela potência a ser dissipada; assim, se tivermos um transistor operando em condições tais que sua potência de coletor seja de 5 W, determinaremos R_{tt} : $150 - 25/5$ que dá 25°C/W .

De posse desse dado, deveremos determinar as dimensões MÍNIMAS que o dissipador deve ter para que a tempera-

tura da junção se mantenha tão próxima quanto possível dos 25°C .

Evidentemente, se dispuséssemos de um dissipador infinito, não haveria necessidade de nos preocuparmos com os cálculos, porém, na maior parte dos casos isso é impraticável de modo que devemos determinar seu dimensionamento mínimo.

Como dissemos antes, nos transistores o calor é gerado na junção e em seguida esse calor é transferido ao invólucro ou à base de montagem, de acordo com o tipo de encapsulamento adotado. Devido a isso, nos manuais de características aparece a especificação R_{tj-c} que quer dizer "resistência térmica junção-invólucro" ou R_{tj-a} que quer dizer "resistência térmica junção-ambiente". Essa última medida nos dá a capacidade de

dissipação do transistor sem nenhum dissipador.

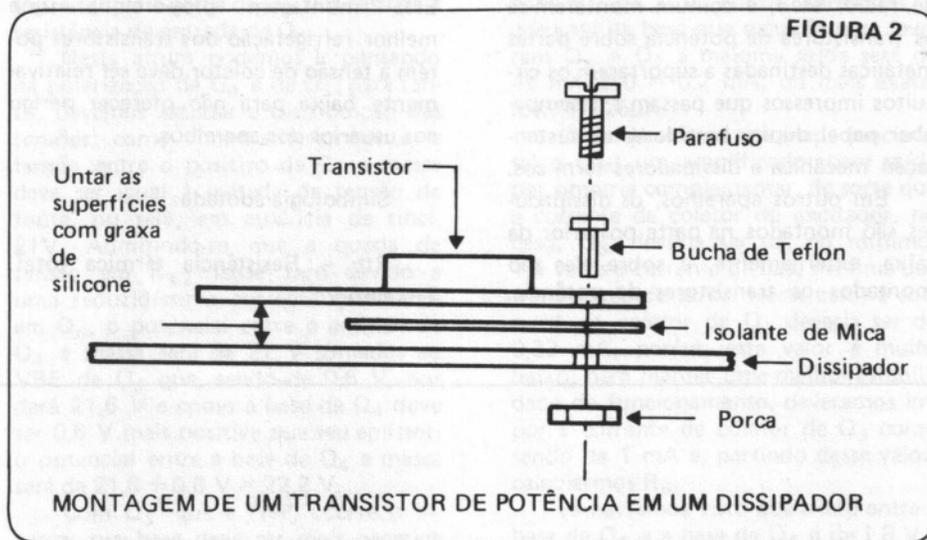
Para fixarmos melhor as idéias, podemos dizer que um transistor como o BC548, por exemplo, que usa invólucro TO-92, tem resistência térmica R_{tj-a} de $0,156^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Esse transistor tem P_c máximo de 0,5 W, assim, fazendo-se os cálculos de R_{tt} temos: $150^{\circ} - 25^{\circ}/0,5 = 250^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Isso significa que com uma dissipação de 0,5 W, será gerado um calor de 125°C que, somando-se aos 25°C da temperatura ambiente, levará a junção à perigosa marca dos 150°C .

Os transistores de potência têm resistências térmicas, ou melhor, capacidade de transferência térmica de $3,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ a $10^{\circ}\text{C}/\text{W}$, variando de tipo para tipo. No exemplo anterior, tínhamos considerado um sistema em que R_{tt} fosse de $25^{\circ}\text{C}/\text{W}$; consideremos agora que o transistor escolhido tenha R_{tj-mb} de $10^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Se fizermos 25-10 (a diferença entre a capacidade de vazão total necessária para manter a junção de 150°C e a capacidade de vazão do transistor) veremos que a diferença será de exatamente $15^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Essa diferença deverá ser coberta pelo dissipador.

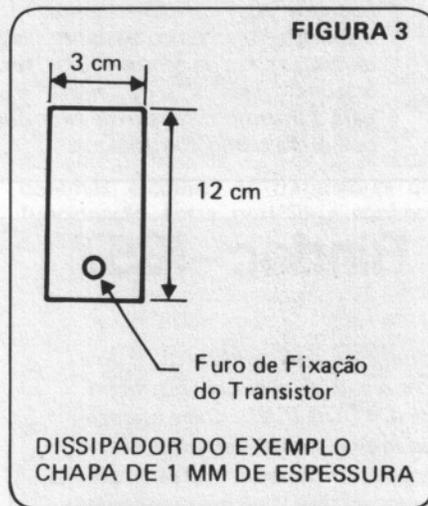
Em muitos casos, necessitamos de isolar o dissipador do invólucro metálico ou da base de montagem que são eletricamente ligados ao coletor do transistor; para tanto, usam-se isoladores de mica de $50\ \mu\text{m}$ ou de $100\ \mu\text{m}$ com resistências térmicas de 2 e de $3,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ respectivamente. Se untarmos as superfícies com graxa de silicone, a resistência térmica cai para $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Se, no caso acima, usássemos um isolador de mica, então deveríamos deduzir os valores acima da R_{tt} ; $25 - 10 - 1 = 14^{\circ}\text{C}/\text{W}$ que será a resistência térmica dissipador-ar (figura 2).

Existem à venda dissipadores térmicos de vários formatos padronizados, muito embora possamos usar para tal, especialmente quando a R_{td-a} for relativamente baixa, uma folha de alumínio com 1 mm de espessura, na vertical. A área mínima que representamos por A é determinada dividindo-se 500 (uma constante) pela R_{td-a} . No exemplo em foco, faríamos: $A = 500/14 \cong 35,7\ \text{cm}^2$.

Para acharmos as medidas, basta extrair a raiz quadrada desse valor: 5,97 cm, ou seja, o dissipador MÍNIMO seria uma chapa de alumínio de 1 mm de es-



pessura com $5,97 \times 5,97\ \text{cm}$ que poderíamos arredondar para $6 \times 6\ \text{cm}$. Como o que importa é a área, podemos, perfeitamente reduzir uma dimensão, aumentando a outra, fazendo a chapa retangular: $12 \times 3\ \text{cm}$ por exemplo (figura 3).



Quando mencionamos dissipador mínimo, isso quer dizer que, se fosse possível, no exemplo acima, usar um dissipador com área superior à calculada, seria melhor, uma vez que aumentaria a transferência de calor e manteria a junção a uma temperatura mais baixa o que contribui para aumentar a segurança de operação, confiabilidade do circuito e duração dos componentes.

Os dissipadores são feitos, na maior parte dos casos, de alumínio. O alumínio anodizado preto é bem mais eficiente que o alumínio com acabamento brilhante e o dissipador de cobre é ainda mais eficiente, porém, seu custo é muito

elevado pelo que tem aplicações muito restritas.

Para obter uma maior eficiência com um volume menor, empregam-se aletas, assim, o dissipador tem uma área de irradiação bastante grande sem, no entanto, ocupar muito espaço no aparelho (figura 4). A posição vertical proporciona a máxima eficiência ao dissipador.

FIGURA 4

DISSIPADORES		
TO3	119	75x37x18
	130	35x37x18
	208	150x90x30
	218	37x90x18
	333	TO-5
870	812	30x27x15
	822	27x15x15
	870	TO-92
812 e	1434	85x75x20
822	1448	85x37x20
	860	TO-5 5 mm
	848	TO-5 10 mm
		TO-220
		Virgem
208	212K	
	119	
	218	

DISSIPADORES COM ALETAS

Caso isso seja necessário, pode-se reforçar a dissipação por meio de ventiladores (circulação de ar forçada) porém esse é um recurso aplicado quase que exclusivamente em aparelhos de uso profissional devido ao evidente aumento do custo do equipamento, além do maior consumo de energia.

Em muitos aparelhos, especialmente os destinados ao entretenimento (receptores de TV, gravadores, receptores

de rádio, etc.), é comum montarem-se os transistores de potência sobre partes metálicas destinadas a suportarem os circuitos impressos que passam a desempenhar papel duplo: bastidores de sustentação mecânica e dissipadores térmicos.

Em outros aparelhos, os dissipadores são montados na parte posterior da caixa, externamente, e sobre eles são montados os transistores de potência.

Essa montagem proporciona uma melhor refrigeração dos transistores porém a tensão de coletor deve ser relativamente baixa para não oferecer perigo aos usuários dos aparelhos.

Simbologia adotada:

Rtt — Resistência térmica total:
Tj-Tamb/Pc

Rtj-c — Resistência térmica junção invólucro

Rtj-mb — Resistência térmica junção-base de montagem

Rtj-a — Resistência térmica junção-ambiente

Rtc-d — Resistência térmica invólucro-dissipador (isolador de mica)

Rtd-a — Resistência térmica dissipador-ambiente (Rtt-Rtj-C + Rtc-d)

Recomendado pelo IUB

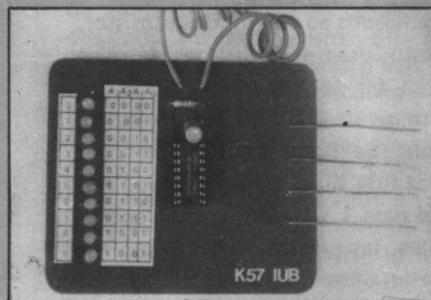
Termoled-K-56



Diversos equipamentos operam em função de uma faixa de temperatura que deve estar constantemente em "vigia". O TERMOLED K56 é um dispositivo eletrônico bastante simples e preciso, permitindo controlar diversas faixas de temperaturas, fornecendo uma indicação visual dos estados "normais" e de "alerta" e uma saída elétrica (contatos de um relé) para alimentar dispositivos externos (por exemplo: aquecedores) que estão sendo controlados.

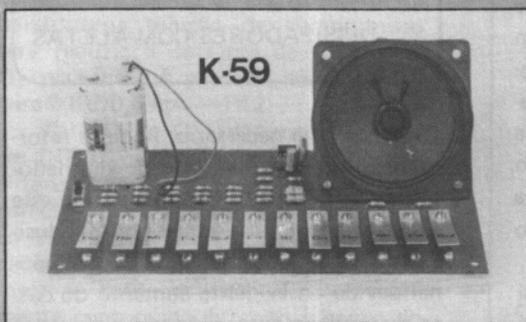
Decodificador Bindec-K-57

Detetar os níveis lógicos de uma linha de sinal "dinâmica" é uma tarefa difícil de ser realizada com um voltímetro. Para isto, o DECODIFICADOR BINDEC lhe oferece "instantaneamente" uma indicação luminosa (led) correspondente ao código binário presente em suas pontas de prova. Um kit indispensável para o técnico moderno.



Mini Órgão Monofônico K-59

Torne-se um músico e conheça as principais características básicas montando este Kit. Além de aprender montando, você irá passar horas agradáveis compondo suas próprias músicas.



K56 — Cz\$ 258,12

K57 — Cz\$ 93,33

K59 — Cz\$ 104,63

A SELETIVIDADE DOS CANAIS ADJACENTES

A seletividade dos estágios de RF de um receptor é uma função da frequência, sendo melhor para frequências mais baixas e tornando-se mais pobre quando a frequência aumenta. Também é difícil ajustar diversos circuitos sintonizados de alto fator de qualidade Q, quando eles estão sintonizados.

Por esta razão, a seletividade dos estágios de RF da maioria dos receptores é propositalmente mais larga do que o necessário para operação em canal único, e a seletividade final é obtida no amplificador de FI.

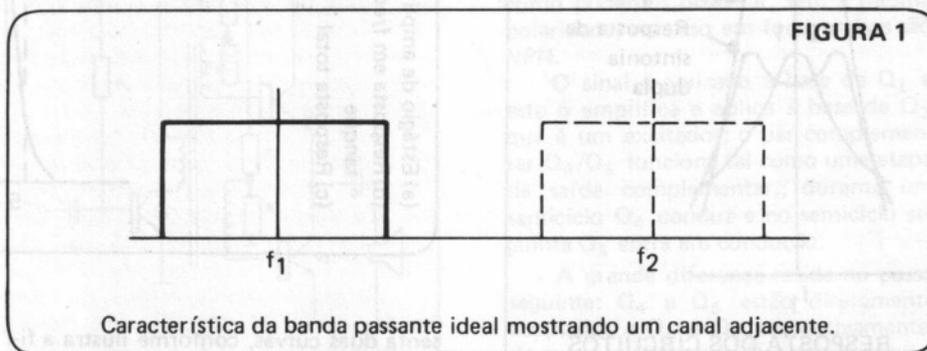
As determinações das posições dos canais num espectro lotado são feitas o mais próximo possível, com espaçamento típico de 10 KHz para estações de AM nas faixas de média e alta frequência. Um espaçamento mais largo é dado para as estações de FM, e mais largo ainda para televisão e sistemas de microondas.

Seria possível para duas estações ocuparem canais adjacentes com um mínimo de espaçamento entre eles, e o receptor deveria ser capaz de separá-los. A característica ideal de uma banda passante de um canal de FI é ilustrada na figura 1. A característica possui uma resposta plana dentro da faixa centrada no canal de frequência f_1 , possui as partes fronteiriças na vertical e uma rejeição uniforme, idealmente infinita, fora da faixa.

Sob estas condições, nenhum sinal da faixa ao redor do canal adjacente de frequência f_2 irá interferir com o sinal de f_1 . Mas na prática os filtros estão muito longe do ideal, e permitem passar parte do sinal do canal adjacente.

Um bom receptor deve fornecer uma rejeição dos canais adjacentes de 60 a 80 dB.

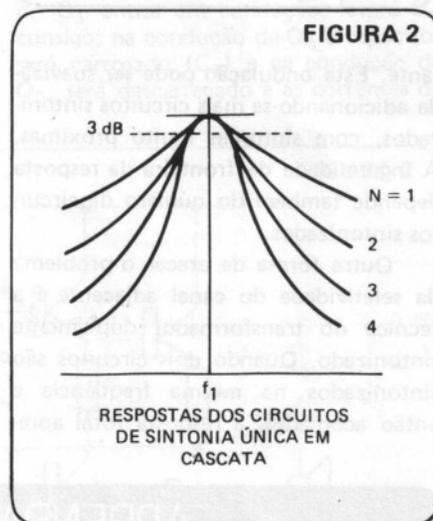
A seletividade de FI era obtida no passado usando-se diversos circuitos sintonizados de alto Q em cascata, que podiam assumir várias combinações. O sistema mais direto, simplesmente utilizava um estágio amplificador de FI constituído de dois ou mais amplificadores, e diversos transformadores acoplados, todos sintonizados em FI. Cada qual contribui com uma única curva de res-



sonância e a resposta total é o produto de todas as curvas. Os fatores de qualidade Q eram escolhidos de modo que a resposta total possuía uma largura de faixa de 3 dB da banda passante necessária, e as partes fronteiriças mais íngremes eram obtidas com a adição de mais circuitos sintonizados na cadeia.

Este sistema sofre tanto distorção em amplitude como em fase, embora seja possível obter uma razoável seletividade de canal adjacente com cinco circuitos. A resposta deste circuito é ilustrada na figura 2.

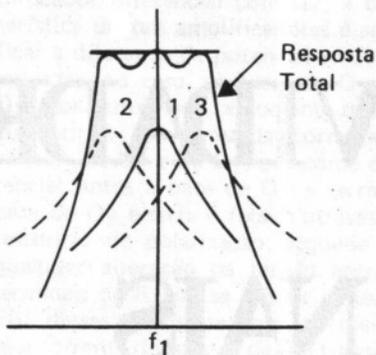
Melhores características podem ser obtidas com o sistema de sintonia única, sem muito sacrifício da seletividade, que se conhece por *sintonia escalonada*. Um certo número de circuitos sintonizados são necessários, e estes são sintonizados de tal modo que um deles está no centro da frequência, e cada par sucessivo é sintonizado num par de frequências equidistante e sucessivamente mais afastado



do centro da frequência, conforme ilustra a figura 3.

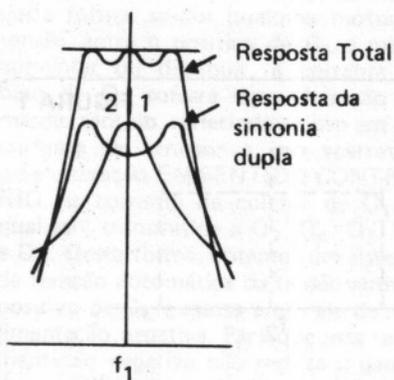
A resposta total é de novo o produto das respostas individuais, mas agora possui diversos picos, formando uma ondulação através do topo da banda pas-

FIGURA 3



RESPOSTA DOS CIRCUITOS DE SINTONIA ESCALONADA

FIGURA 4



RESPOSTA DOS CIRCUITOS DE SINTONIA DUPLA

sante. Esta ondulação pode ser suavizada adicionando-se mais circuitos sintonizados, com sintonias muito próximas. A ingremidade da fronteira da resposta depende também do número de circuitos sintonizados.

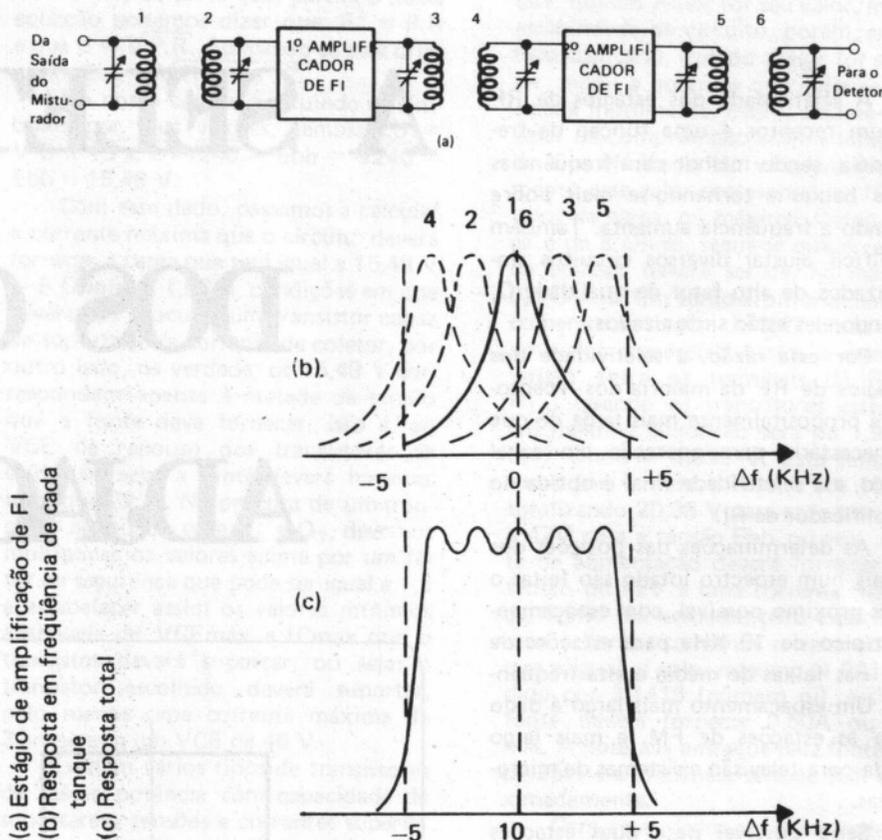
Outra forma de atacar o problema da seletividade do canal adjacente é a técnica do transformador duplamente sintonizado. Quando dois circuitos são sintonizados na mesma frequência e então acoplados, a resposta total apre-

senta duas curvas, conforme ilustra a figura 4. O afastamento das curvas em relação ao centro da frequência depende do grau do acoplamento, e a ingremidade das fronteiras depende do fator de qualidade Q do circuito.

Dois ou mais transformadores em cascata formam o filtro de FI total.

Este sistema possui a vantagem sobre o de sintonia escalonada que para isolar os amplificadores necessita apenas colocá-los entre pares de circuitos sintonizados ao invés de estarem em circuitos individuais. Conseqüentemente, reduzindo o número total de amplificadores necessários.

FIGURA 5



Um típico estágio de amplificação de FI utilizando transformador acoplado, consiste de três transformadores e dois amplificadores. A resposta total deste sistema apresenta uma onda de cinco curvas. A amplitude desta ondulação é facilmente mantida abaixo de 1 dB. O estágio completo e a forma de onda resultante podem ser vistos na figura 5.

Em receptores mais sofisticados e em receptores especiais, usa-se um ou mais amplificadores em circuito integrado e também filtros especiais.

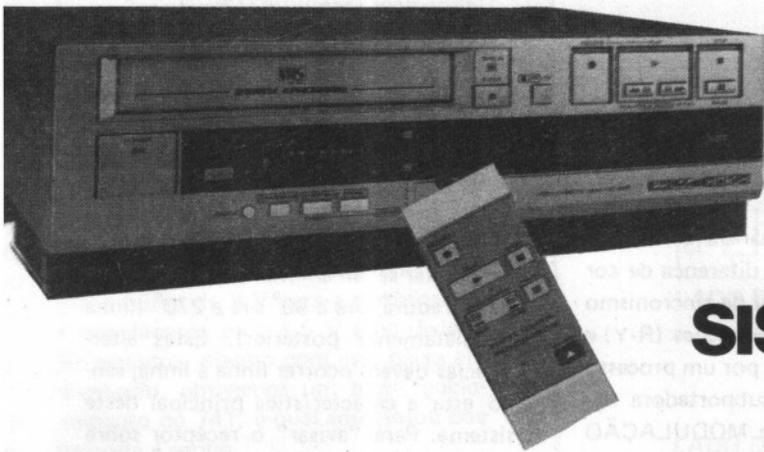
APRENDA NO IUB A PROFISSÃO DO FUTURO!

- Radiotécnico e Televisão (a cores e preto e branco)
- Televisão a cores (e preto e branco)
- Montagens de Rádio

Em pouco tempo você poderá aplicar seus conhecimentos e tornar-se um profissional bem remunerado.

NÃO PERCA TEMPO! MATRICULE-SE HOJE MESMO!

Utilize o Certificado de Matrícula da página 73 e assegure o seu futuro!



TRANSCODIFICAÇÃO

DE

SISTEMAS

Microcomputadores, video-games, video-cassetes e outros equipamentos geradores de vídeo do sistema NTSC, podem ser adaptados ao nosso sistema pelo uso dos transcodificadores de croma. Nesta matéria apresentamos mais alguns aspectos técnicos para esta realização.

INTRODUÇÃO

Os videocassetes originais do sistema NTSC não apresentam uma reprodução À CORES quando utilizados em conjunto com receptores de televisão do sistema PAL-M. Esta "incompatibilidade" entre os sistemas de recepção de sinais de vídeo NTSC e PAL-M incentivaram o desenvolvimento de uma série de técnicas especiais que visam a adaptação dos equipamentos NTSC aos nossos padrões.

Conhecidas por CONVERSÃO DE SISTEMA, estas técnicas especiais foram ganhando as mais diferentes formas de acordo com a sua complexidade, porém sempre com a finalidade de tornar viável a utilização destes equipamentos em conjunto com o nosso receptor de TV.

Dentre estas técnicas especiais, um tipo específico de circuito tornou-se em evidência dentro deste cenário. Trata-se dos chamados TRANSCODERS ou TRANSCODIFICADORES, que desempenham a função de processar a "troca" do sistema de CODIFICAÇÃO DO SINAL DE CROMA. Os "transcodificadores", hoje já estão disponíveis em nosso mercado, e seus circuitos podem ser instalados no interior dos videocassetes (transformação de sistema) ou EXTERNAMENTE, representando neste caso uma unidade independente e autônoma.

Para todos os técnicos que desempenham suas atividades com relação aos videocassetes e receptores de TV, é muito importante adquirirem, também, o

conhecimento de operação destes "transcodificadores", afim de extrair o máximo proveito deste circuito que ainda não esta plenamente divulgado.

Vamos procurar aqui preencher esta lacuna de informação, oferecendo alguns conceitos muito importantes a respeito da "transcodificação", conceitos estes que estão expostos de maneira ampla e clara no mais recente livro da EDITORA RISTRON: "Transcodificador de Croma" NTSC/PAL-M, já a venda nas principais livrarias técnicas de São Paulo.

QUAL A FINALIDADE DE UMA ADAPTAÇÃO

O sistema de transmissão dos sinais de croma adotado pelo BRASIL recebe a sigla de PAL-M, ou seja: sistema PAL do PADRÃO M. Sistema e padrão representam um conjunto de características próprias de um sinal de vídeo. Chamamos de PADRÃO as características que determinam procedimento para uma transmissão do sinal de vídeo à sua composição na tela. Portanto, o PADRÃO de transmissão é que determina o número de linhas de varredura da imagem e por conseqüência as frequências de deflexão horizontal e vertical. O padrão de transmissão determina também a qualidade de definição da imagem (resolução) especificando a largura de faixa do sinal de vídeo e áudio bem como a sua distribuição dentro do sinal de televisão. Identificamos os padrões de transmissão

através de uma letra maiúscula, assim por exemplo temos os padrões: A, M, N, B, G etc. Com isto, você pode perceber que o "padrão" de transmissão especifica a *forma de transmissão* do sinal de vídeo *acromático*, não tendo referência alguma a forma de transmissão do sinal de vídeo *cromático*. Sinal de vídeo acromático é o sinal que dá origem a uma imagem em PRETO E BRANCO, que como sabemos é representado pelo sinal de LUMINÂNCIA.

Os diferentes padrões foram elaborados quando do início das transmissões de televisão, ou seja, numa época em que as transmissões de imagens coloridas ainda representavam um "sonho" a ser conquistado.

Este "sonho" mais tarde tornou-se realidade, e a transmissão de imagens coloridas teve de "obedecer" aos padrões já existentes e em operação. Ao sinal original que contém a informação de uma imagem em preto e branco foi ADICIONADO um sinal para "colorir" a imagem. Este novo sinal recebeu então a designação de SINAL DE CROMA. O sinal de croma é adicionado ao sinal de luminância mas com uma condição importante: NÃO ALTERAR AS CARACTERÍSTICAS determinadas pelo *padrão de transmissão*, isto é, a largura de faixa deve permanecer inalterada. Para isto ser possível, o sinal de croma é INTERCALADO ao sinal de luminância e recebe um tratamento especial para atingir aos seus propósitos. Este tratamento especial, que não está regido pelo padrão de transmissão, é designado por SISTEMA de codificação do SINAL de croma. O sistema pioneiro foi desen-

volvido pelos Estados Unidos e recebeu a sigla NTSC. Este sistema apresentou uma série de inconvenientes que infelizmente só foram constatados depois de sua implantação, tornando então "inviável" qualquer alteração. Tendo por base estas deficiências deste sistema pioneiro, os países que tiveram a implantação da TV a cores em épocas posteriores, já se encontravam em condições de processar as alterações necessárias neste sistema básico, compensando as suas falhas. Nasceu então o sistema PAL, desenvolvido originariamente pela Alemanha cujo padrão de transmissão é do tipo "G". Portanto as transmissões de televisão na Alemanha obedecem ao sistema-padrão - PAL-G. O Brasil adotou também o sistema PAL adequando-o ao padrão "M" de transmissão, cuja identificação é feita então pelas siglas PAL-M. O sistema PAL representa uma derivação aprimorada do sistema NTSC, onde os deficientes deste último são tratados por um método que possibilita a correção automática das cores.

Como os Estados Unidos e o Brasil adotam o MESMO PADRÃO "M" de transmissão, os equipamentos produzidos originariamente por estes países, para serem compatíveis, somente necessitam de uma "adaptação" quanto ao SISTEMA de codificação de cor.

Os sistemas NTSC-M e PAL-M podem ser distinguidos por três fatores principais:

- a frequência da subportadora de cor
- a posição da componente (R-Y)
- a posição do sinal burst.

Assim, para que um sinal NTSC possa ser reproduzido (à cores) num receptor PAL-M, ele deve ser antes "processado" no sentido de sofrer uma TROCA em sua codificação, de acordo com as características apresentadas anteriormente. Processar esta troca de "codificação" não representa uma tarefa muito fácil, exigindo para isto circuitos elaborados especificamente para esta finalidade. A estes circuitos específicos é que denominamos de TRANSCODIFICADORES ou seja: "troca de codificação".

A operação de "adaptar" um videocassete NTSC considera a inclusão de um transcodificador no estágio de cor. É interessante observar que esta transcodificação é dirigida tão somente

ao sinal de cor, permanecendo inalterado o sinal de luminância.

COMO OPERA UM TRANSCODIFICADOR

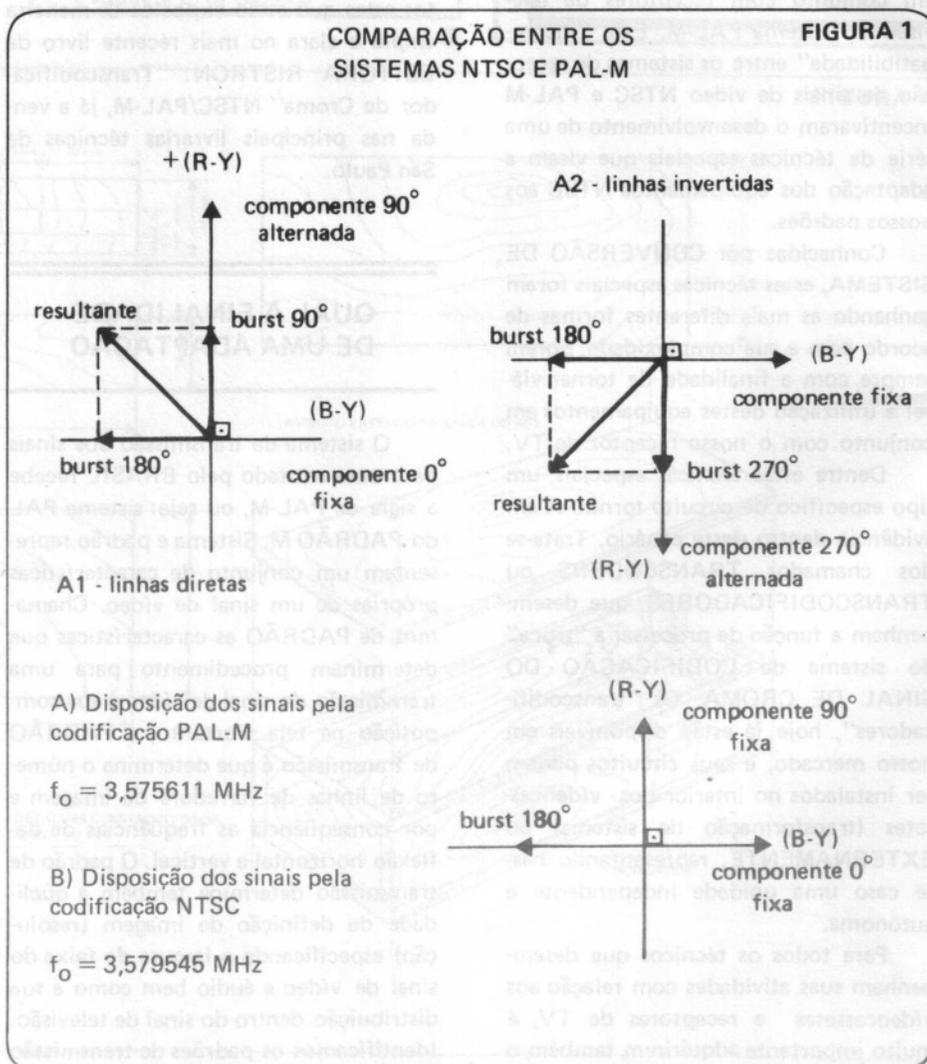
O sinal de corinância contém as informações dos sinais diferença de cor (R-Y) e (B-Y) e o sinal de sincronismo de cor BURST. As informações (R-Y) e (B-Y) estão codificadas por um processo especial dentro da subportadora de cor, denominado de MODULAÇÃO EM QUADRATURA. Observem que nos sistemas de modulação convencionais (AM) uma única informação modula a portadora. Como para o sinal de cor temos de enviar DUAS informações (sinais diferença de cor), esta modulação recebe um tratamento especial. Cada um dos sinais irá modular a *mesma subpor-*

taadora, porém com componentes defasadas a 90°, ou seja em QUADRATURA.

Assim, a componente (B-Y) é dito a ZERO GRAUS ou *componente de referência*. Sob este aspecto os sistemas NTSC e PAL-M são idênticos. A diferença encontra-se na componente (R-Y) que para o sistema NTSC apresenta-se **CONSTANTEMENTE** a 90° enquanto que para o sistema PAL-M, ela deve apresentar-se em *alternância* a cada linha de varredura, ora a 90° ora a 270° (linha imediatamente posterior). Estas alternâncias devem ocorrer linha a linha, sendo esta a característica principal deste sistema. Para "avisar" o receptor sobre estas alternâncias, o sinal de SINCRO-NISMO de cor contém uma componente a mais do que no sistema NTSC. A figura 1 mostra em detalhes estas diferenças de constituição entre os sistemas PAL-M e NTSC. Além destes fatos quanto a apresentação dos sinais, temos ainda que a "frequência" da subportadora

COMPARAÇÃO ENTRE OS SISTEMAS NTSC E PAL-M

FIGURA 1



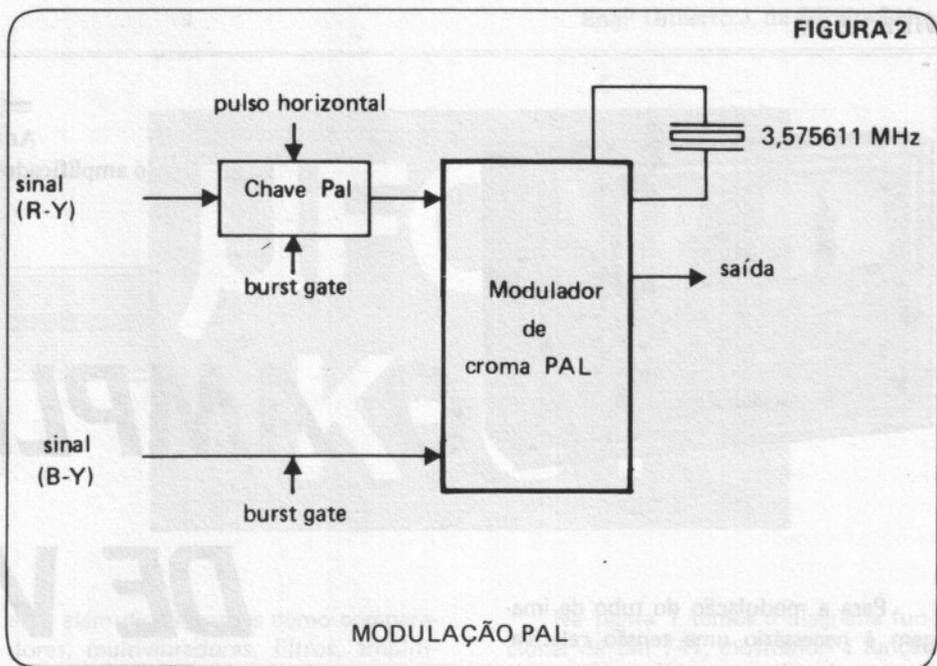
para os dois sistemas são diferentes, sendo igual a: 3,579545 MHz para o sistema NTSC e igual a 3,575611 MHz para o sistema PAL-M.

Vamos então, para efeito de um raciocínio, admitir que desejamos operar uma transcodificação de um sinal original NTSC para o sistema PAL-M. Existem diferentes métodos para se obter este resultado, podendo-se atuar sobre o sinal modulado, ou através de uma segunda opção, extrair do sinal NTSC as informações relativas aos sinais diferença de cor e processá-las novamente já com as características PAL-M. Vamos considerar esta segunda opção para efeito desta análise.

Extrair as informações (R-Y) e (B-Y) do sinal de croma significa realizar a operação de DECODIFICAÇÃO, a semelhança do que é realizado nos receptores de TV. Porém, como vamos extrair estas informações de um sinal NTSC, é óbvio que utilizaremos um DECODIFICADOR NTSC, ou seja: o mesmo circuito que é utilizado nos receptores NTSC. Como sabemos, para decodificar um sinal de croma, devemos inicialmente RECRIAR as subportadoras nas suas RESPECTIVAS FASES. Para isto é utilizado um circuito que a partir do sinal BURST, "sincroniza" um oscilador local de alta estabilidade e precisão, qualidades estas que são obtidas pelo uso de um CRISTAL DE QUARTZO. A frequência deste cristal naturalmente será igual a frequência da subportadora do sistema NTSC (3,579545 MHz). Existem vários circuitos integrados comerciais que realizam esta função, dentre eles o tradicional TBA 540.

Uma vez obtida a subportadora regenerada com frequência e fase coincidente com a subportadora que deu origem ao sinal de croma (suprimida na transmissão), devemos adicioná-la ao sinal de croma para que a DEMODULAÇÃO seja realizada, e obteremos assim os sinais diferença de cor. Esta operação é também realizada por diversos circuitos integrados comerciais, dentre eles o tradicional TBA 520. Com isto finalizamos a primeira etapa da transcodificação.

A segunda etapa da transcodificação será formada pela MODULAÇÃO apropriada dos sinais obtidos na primeira etapa, obedecendo agora ao SISTEMA de codificação PAL-M. Inicialmente



iremos RECRIAR as subportadoras de croma em suas respectivas fases. Obviamente que como agora estaremos nos referindo ao sistema PAL-M, a frequência destas subportadoras será igual a: 3,575611 MHz. Obteremos assim as subportadoras de 0° e a 90° para serem moduladas respectivamente pelos sinais (B-Y) e (R-Y). Porém sabemos que o sinal (R-Y) deverá sofrer ALTERNÂNCIAS LINHA A LINHA, e para isto utilizamos um INVERSOR DE FASE controlado pelos pulsos de sincronismo horizontal, ou seja: a cada pulso a sua saída apresenta uma FASE inversa. A este inversor chamaremos de CHAVE PAL, o alimentaremos com o sinal (R-Y) de forma que em sua saída, teremos alternadamente ora um sinal (R-Y) "positivo" ora um sinal (R-Y) "negativo", próprio para modular a subportadora 90° de acordo com o sistema PAL-M.

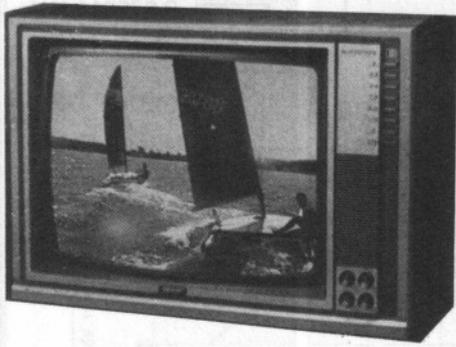
Além disto, deveremos também "criar" a nova componente do sinal BURST que acompanha as inversões de fase do sinal (B-Y), e para isto adicionamos ao sinal de entrada da chave PAL, um PULSO de largura e posição coerente com o sinal burst, que chamaremos de BURST GATE (gatilho de burst). Ao atravessar a chave PAL, este pulso sofrerá também as mesmas inversões de fase linha a linha, criando assim a COMPONENTE ALTERNADA DO SINAL BURST. Ao sinal (B-Y) também é adicionado um pulso BURST GATE para

dar origem a COMPONENTE FIXA do sinal burst. Observem a figura 2 onde estes conceitos estão melhor demonstrados.

A criação das subportadoras de croma e sua modulação em quadratura com subportadora suprimida pelos sinais (R-Y) e (B-Y) é também realizada por alguns circuitos integrados comerciais muito utilizados em "câmeras" e "geradores de sinais" para TV, dentre eles o LM1889.

CONCLUSÃO

Apresentamos em "síntese" uma análise de funcionamento de um tipo de transcodificador e seus possíveis circuitos integrados. Maiores detalhes poderão ser encontrados no livro citado no início desta matéria, que contém inclusive um esquema elétrico completo de um circuito para montagem. Os circuitos dos transcodificadores são relativamente complexos e exigem instrumental própria para sua calibração e ajuste, sendo somente recomendado a técnicos com relativa experiência na área de vídeo.



Analisaremos neste artigo, o papel desempenhado pelo amplificador de vídeo-frequência, ou apenas, amplificador de vídeo como é mais conhecido.

O AMPLIFICADOR DE VÍDEO

Para a modulação do tubo de imagem é necessário uma tensão relativamente elevada, que atinge cerca de 100 V pico-a-pico. O elemento ativo do amplificador, seja um transistor ou uma válvula, deve permitir a amplificação de frequências muito elevadas. Esta possibilidade se alcança diminuindo-se as zonas ativas do elemento.

No caso do transistor, a saída deve admitir correntes de coletor muito altas, da ordem de 25 a 50 mA, logo, deve também dissipar uma potência relativamente elevada. Ao mesmo tempo, o transistor deve possuir uma rapidez de corte consideravelmente grande. Portanto, um amplificador de vídeo exige um transistor de média potência, de corte rápido e que pode suportar uma tensão base-coletor superior a 100 V.

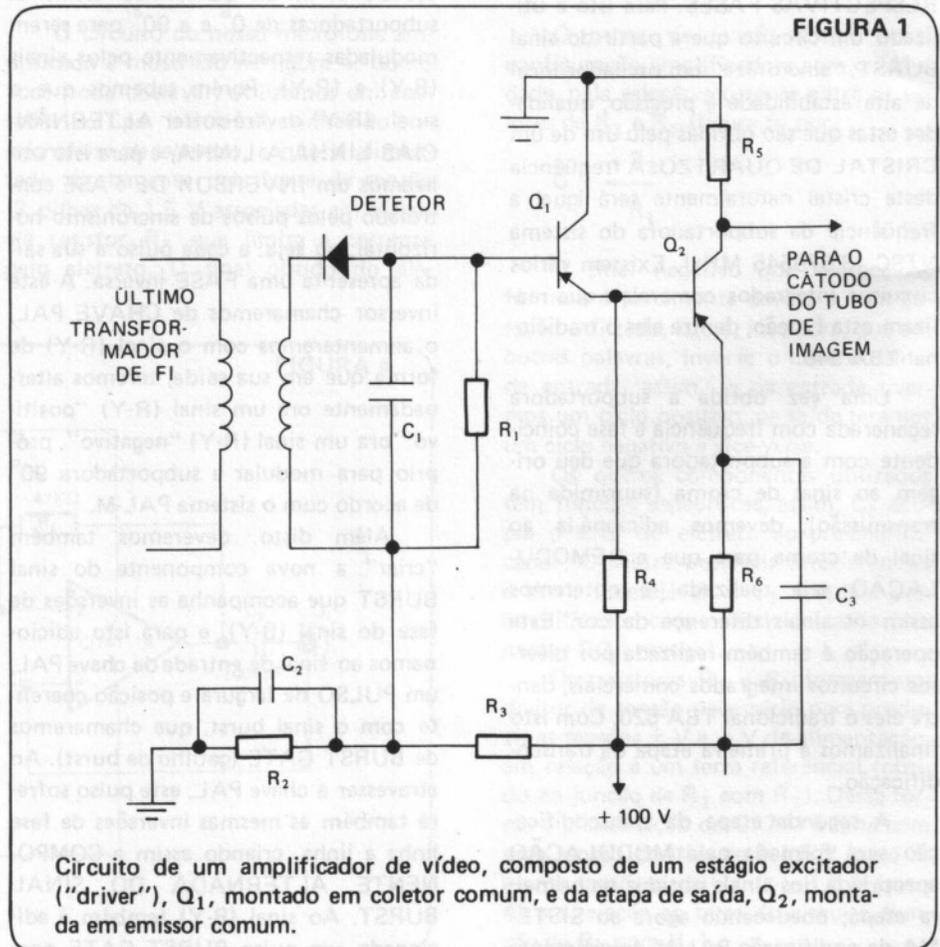
Tal transistor apresentará uma impedância de entrada relativamente pequena, o que pode causar uma grande diminuição do rendimento do detetor, se este estiver conectado diretamente à entrada do amplificador. Por isso, costuma-se colocar antes do transistor de saída de vídeo uma etapa de adaptação montada em coletor comum. Esta montagem apresenta uma alta impedância de entrada e baixa impedância de saída, correspondendo exatamente ao objetivo visado. Esta etapa pré-amplificadora é conhecida como excitador ou "driver".

Na figura 1 podemos ver o esquema elétrico de um amplificador de vídeo, precedido pelo estágio excitador. De acordo com esta figura, vemos o último transformador de FI da cadeia de imagem, cujo secundário está ligado a um diodo de detecção.

A tensão de vídeo detectada aparece nos terminais do resistor R_1 e do capacitor C_1 em paralelo, que estão conectados à base do primeiro transistor ("driver") e ao divisor formado por R_2

e R_3 , que determina a tensão média da base.

O resistor R_2 está desacoplado pelo capacitor C_2 , de valor muito elevado. O coletor do primeiro transistor está li-

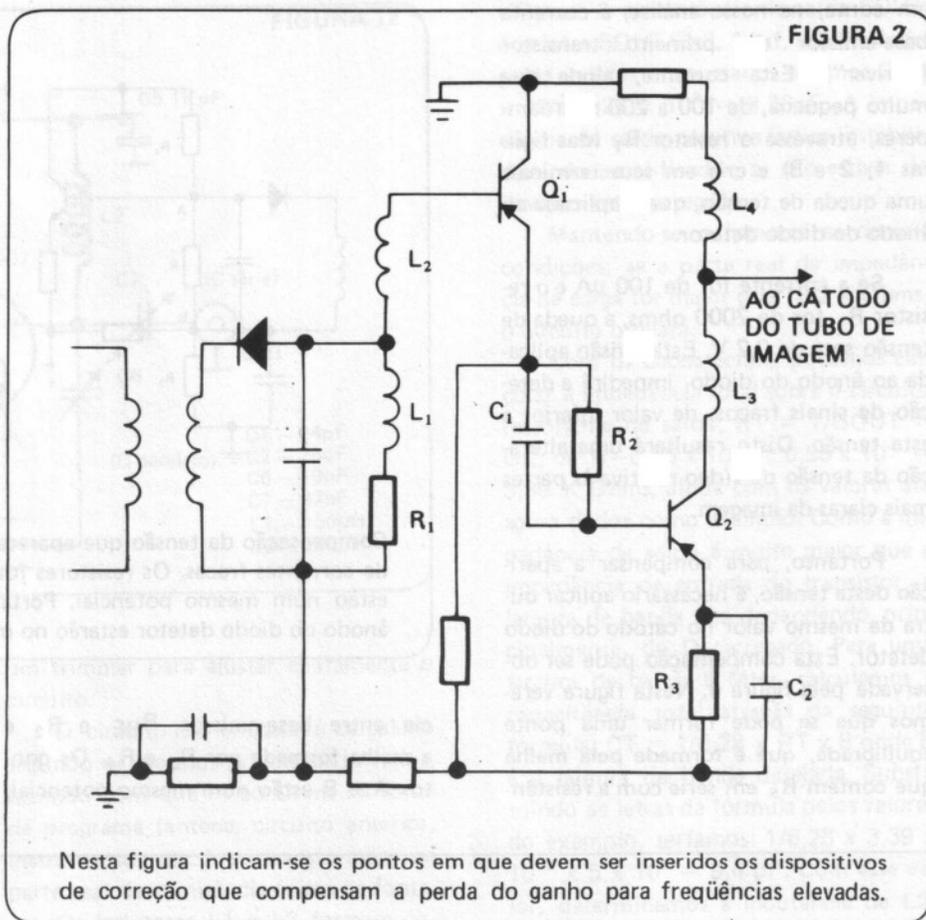


gado ao terra e a saída se dá no emissor pelo resistor R_4 . As tensões desenvolvidas nos terminais do resistor R_4 se aplicam à base do segundo transistor, que constitui a etapa de saída e que funciona na configuração emissor comum. As tensões de vídeo amplificadas são retiradas de R_5 e aplicadas ao cátodo do tubo de imagem.

Em resumo, o transistor de saída apresenta uma impedância de entrada muito pequena, que não permite uma ligação direta na detecção, pois esta seria realizada em péssimas condições. Portanto, coloca-se entre o detetor e o amplificador de vídeo uma etapa casadora de impedância que não proporciona nenhum ganho em tensão, mas apenas um ganho de potência e de corrente. Com o "driver", a impedância de entrada do conjunto torna-se elevada, o que é favorável ao detetor, e a impedância de saída pequena, o que é conveniente para a etapa de saída do amplificador.

O sentido do diodo da figura 1 está previsto para modulação negativa, quando a saída está aplicada ao cátodo.

No caso dos aparelhos a válvulas, é necessário corrigir o amplificador para compensar a perda de ganho nas frequências elevadas. Para esta finalidade, usa-se dispositivos de correção que podemos observar, de acordo com a figura



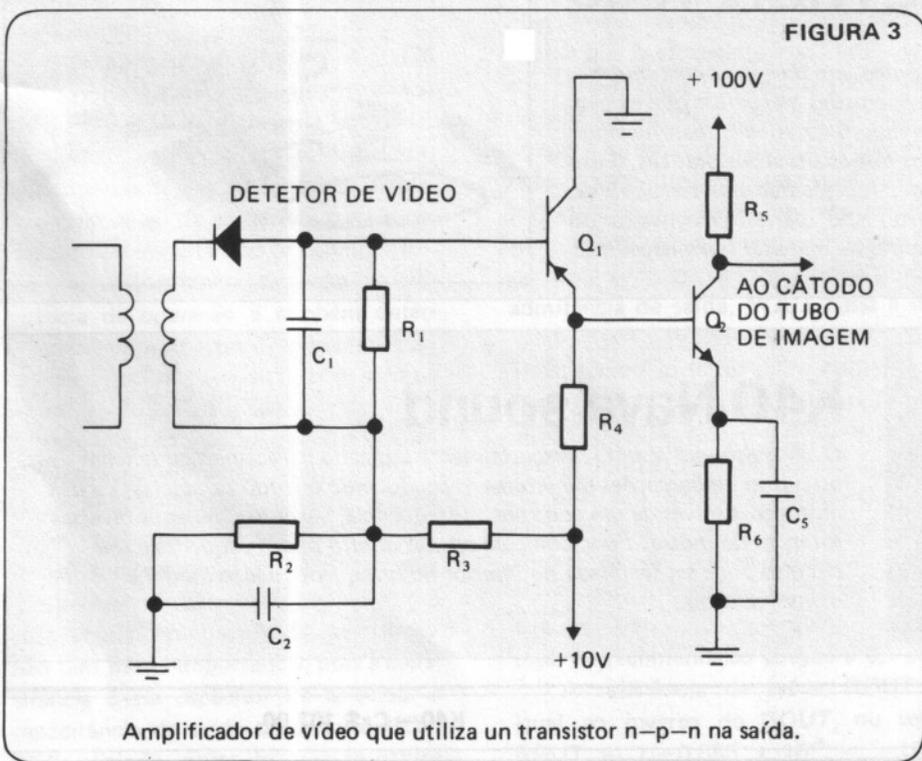
2. O indutor L_1 forma o que chamamos de correção em paralelo, enquanto que L_2 forma a correção em série. O circuito formado por R_2, C_1 , ligado entre o emissor

do "driver" e a base do segundo transistor, serve como um filtro passa-alta, que favorece as frequências elevadas do espectro transmitido. Outro circuito com o mesmo propósito é o formado por R_3, C_2 . O resistor R_3 introduz uma realimentação negativa, cuja ação, por causa do capacitor C_2 diminuir com a frequência, o que favorece também as frequências elevadas. O coletor do segundo transistor, conta também com uma correção em série e em paralelo.

Uma das vantagens dos transistores sobre as válvulas, é que no caso do amplificador de vídeo, é possível prever um mando de contraste adicional em vídeo, que permitirá ao usuário ajustar o contraste o quanto lhe parecer mais conveniente. Este controle se realizará variando o valor do resistor em série com o emissor do transistor de saída. A variação do valor deste resistor modifica um pouco a resposta do amplificador, mas com certas precauções, esta mudança torna-se imperceptível para o espectador.

Podemos usar da mesma forma, como etapa de saída, um transistor n-p-n. Neste caso, o circuito será o da figura 3.

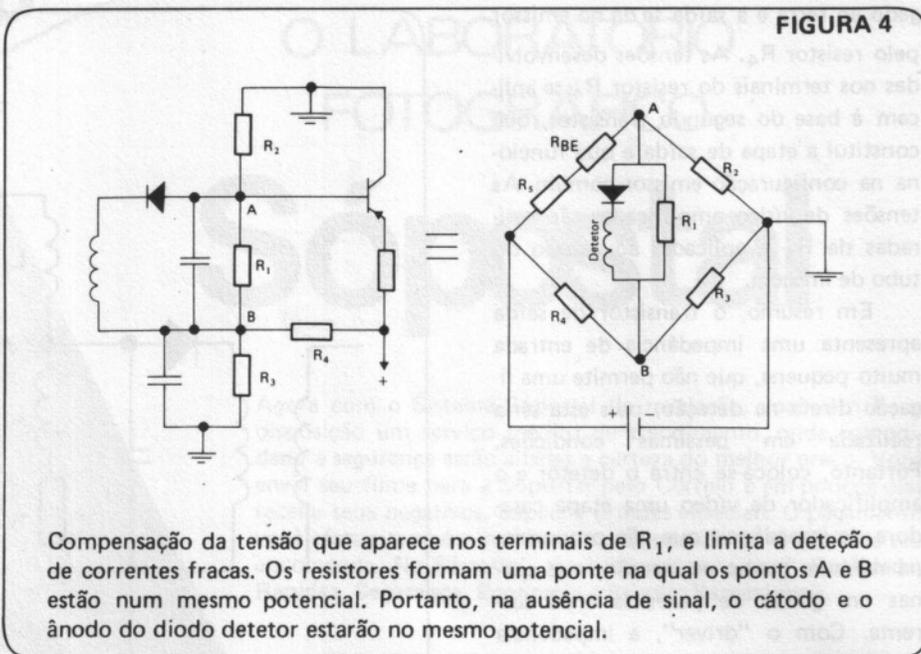
Até agora não estávamos levando



em conta, na nossa análise, a corrente base-emissor do primeiro transistor ("driver"). Esta corrente, ainda que muito pequena, de 100 a 200 microampères, atravessa o resistor R_1 (das figuras 1, 2 e 3) e cria em seus terminais uma queda de tensão, que é aplicada ao ânodo do diodo detetor.

Se a corrente for de $100 \mu A$ e o resistor R_1 for de 2000 ohms, a queda de tensão será de 0,2 V. Esta tensão aplicada ao ânodo do diodo, impedirá a detecção de sinais fracos, de valor inferior a esta tensão. Disto resultará uma alteração da tensão de vídeo relativa às partes mais claras da imagem.

Portanto, para compensar a aparição desta tensão, é necessário aplicar outra de mesmo valor no cátodo do diodo detetor. Esta compensação pode ser observada pela figura 4. Nesta figura veremos que se pode formar uma ponte equilibrada, que é formada pela malha que contém R_5 em série com a resistên-



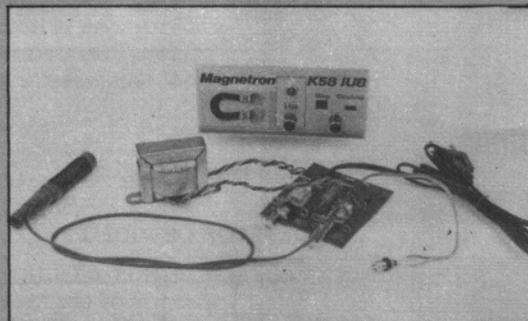
cia entre base-emissor, R_{BE} e R_2 e a malha formada por R_3 e R_4 . Os pontos A e B estão num mesmo potencial,

assim como o cátodo e o ânodo do diodo detetor.

Recomendado pelo IUB

MAGNETRON K-58

No dia a dia de um técnico eletrônico, em diversas oportunidades ele é solicitado a desenvolver algumas operações mecânicas que exigem uma habilidade maior, como por exemplo fixar aquele "parafusinho" em local de difícil acesso. Nestas e em muitas outras situações práticas, o uso de ferramentas "magnetizadas" pode vir a representar uma terceira mão no auxílio ao técnico. O "Magenetron K58" permite magnetizar ou desmagnetizar ferramentas de material ferromagnético.



K40 Navalsound

O "Navalsound" é um kit especialmente indicado para sonorizar lanchas ou outras embarcações miniaturas, reproduzindo o ruído característico dos motores. Através de um controle de frequência, permite simular as diversas rotações do motor. Funciona com apenas quatro pilhas pequenas e seu circuito pode ser instalado no interior do brinquedo, conferindo-lhe maior realismo.



K58 - Cz\$ 170,40

K40 - Cz\$ 102,00

A té agora já analisamos o comportamento de vários sistemas de áudio, inclusive o mais importante deles, que é o nosso ouvido. E já que sempre cuidamos bem de todo o nosso sistema de áudio, é fundamental que cuidemos melhor ainda da nossa audição. Este artigo mostra como a alta intensidade sonora obtida pela super-amplificação, pode afetar a nossa audição.

AUDIÇÃO

vs.

INTENSIDADE SONORA



Sons de alta intensidade, como aqueles produzidos por grupos de música "pop" ou "rock", ou de salões de festa super-amplificados, etc., podem afetar a audição em diversas maneiras que são grosseiramente classificadas como desvio do limiar temporário (DLT), desvio do limiar permanente (DLP) e trauma acústico, a ordem indica o grau de seriedade da exposição ao barulho.

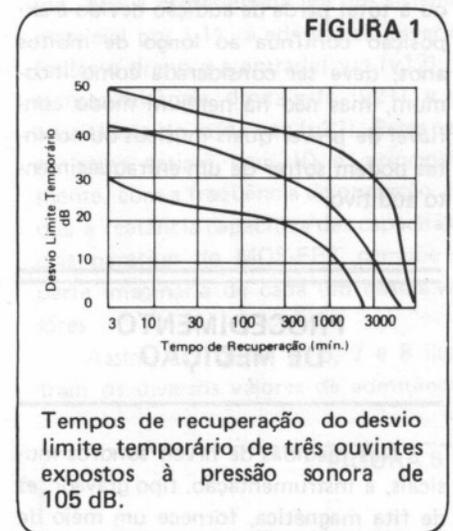
O DLT é um efeito relativamente curto, no qual a exposição a altos sons atinge o limiar da audição. Ele reduz temporariamente a capacidade do ouvido em escutar sons fracos. Quanto mais alto for o nível sonoro e mais longa for a exposição, maior será o desvio do limiar da audição. Por exemplo,

quando indivíduos são expostos continuamente à música "pop" ou "rock", o sintoma mais comum é uma prolongada sensação de falta de acuidade auditiva ou em alguns casos, um zumbido enlouquecedor nos ouvidos. Isto é, de algum modo, análogo ao enfraquecimento da acuidade visual seguida após o disparo de um "flash" de fotografia.

Componentes de som com energia máxima concentrada nas frequências baixas produzem menos DLT do que os sons concentrados nas altas frequências. Então, um som forte tipo um trovão é menos perigoso para os ouvidos do que um som da mesma intensidade porém agudo. Se a exposição a música intensa for breve, a DLT irá gradualmente diminuir até que a fadiga acústica desapa-

reça. Mas a recuperação completa pode durar horas ou até mesmo dias. Como regra geral, níveis sonoros abaixo de 80 dBA (80 dB na escala A de um medidor de nível sonoro) não produzem DLT significativo; níveis mais altos podem provocar desvios tão grandes quanto 50 dB.

Os padrões de recuperação de diversos indivíduos expostos a barulhos da faixa média de frequência a 105 dB de nível de pressão sonora por um período de 90 minutos são mostrados na figura 1. Aqui, o dB significa o limiar normal da audição estabelecido por medidas audiométricas anteriores à exposição. Em cada caso, a resposta auditiva após a exposição foi tomada a 4000 Hz, onde o ouvido humano é particularmente vulnerável ao DLT. Pode ser observado que a perda inicial da audição, bem como o tempo completo de recuperação variam bastante entre os ouvintes.



Um ponto a se considerar é que, quando sons musicais intensos são interrompidos, o ouvido pode descansar e recuperar-se parcialmente dos efeitos do barulho. Devido à natureza intermitente da maioria das apresentações ao vivo de música "rock" ou "pop", o risco de um dano auditivo é um tanto reduzido. Estas interrupções periódicas, incluindo o tempo dos intervalos, resultam numa recuperação parcial da fadiga do auditório. Não obstante, exposições repetidas

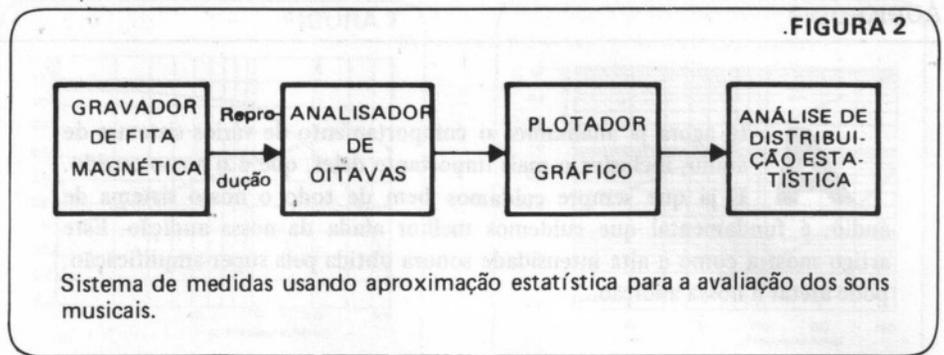
a níveis sonoros maiores do que 80 dBA durante um período prolongado, sem seguir-se um tempo adequado de recuperação entre as exposições, causará eventualmente a surdez parcial ou um desvio do limiar permanente.

O começo da perda permanente da acuidade auditiva é caracterizado por uma seqüência de eventos, razoavelmente previsíveis. Músicos, audiófilos, críticos musicais e entusiastas, provavelmente seriam os primeiros a notar a perda da acuidade auditiva para sons agudos, como os sobretens produzidos por um violino ou um piccolo. A presença desses sobretens dá a característica e a qualidade à música, e habilitam o ouvinte a distinguir os instrumentos na escala de frequências altas.

Se a exposição prejudicial continuar, a perda permanente da audição irá eventualmente se estender às médias frequências, que são as mais importantes para o entendimento de uma conversação. Neste estágio, quando a perda auditiva afetar a capacidade de conduzir conversações verbais sob as condições diárias, nada poderá ser feito para reverter esta condição. A surdez profunda ou a total perda de audição devido à exposição contínua ao longo de muitos anos, deve ser considerada como incomum, mas não há nenhum modo confiável de prever quais músicos ou ouvintes podem sofrer de um enfraquecimento auditivo.

PROCEDIMENTO DE MEDIÇÃO

Nas medidas de níveis sonoros musicais, a instrumentação, tipo gravadores de fita magnética, fornece um meio de obtenção de uma grande quantidade de dados, que podem ser analisados num laboratório acústico. Estes gravadores são geralmente equipados com duas entradas para canais diferentes, um recebendo a saída de um medidor de nível sonoro e o outro alimentando uma trilha de voz separada, para propósitos de marcação e identificação. Incluído no sistema de medição, está um calibrador do medidor de nível sonoro que fornece uma frequência de um nível de pressão sonora, precisamente conhecido, para um mi-



crofone e torna possível a gravação de um sinal de referência.

No laboratório, uma amostra de música gravada é reproduzida através de um analisador de oitavas, que separa eletronicamente a energia acústica em faixas identificáveis de frequência. Como mostra a figura 2, a saída analisada alimenta um plotador gráfico, para fornecer uma escrita contínua de dados como função do tempo. É sempre conveniente estender o plotador gráfico de níveis sonoros por técnicas estatísticas, para avaliar-se os sons musicais automaticamente em termos da duração da energia sonora. Para este propósito, um analisador de distribuição estatística apresenta um mostrador numérico da informação gravada simultaneamente com o processo de escrita no plotador.

Um gráfico de uma análise de oitava de níveis de pressão sonora produzido por um típico grupo de "rock" é visto na figura 3. Para comparação, os níveis de oitava são dados para o limite máximo permitido para exposição, equi-

valente a 90 dBA, especificado por imposições legais para exposição de barulhos industriais durante um período de trabalho de oito horas.

O intervalo da exposição pode ser aumentado de 5 dB para cada metade da duração da exposição sem aumentar o risco da perda auditiva induzida por barulho. Conseqüentemente, para um nível sonoro de 95 dBA, a exposição não deve exceder a quatro horas por dia, e para um nível de 115 dBA, não deve exceder mais do que 15 minutos por dia. É claro que o nível sonoro gerado por apresentações ao vivo de grupos de "rock" estão bastante acima dos limites de conservação da audição impostos para indústria.

TESTES DE EXPOSIÇÃO AO BARULHO

Infelizmente, a relação entre a perda temporária da audição e a permanente, não podem ser determinadas, diretamente, em humanos porque o interior do ouvido é uma região delicada, praticamente inacessível para exames. Conseqüentemente, é necessário fazer as experiências com animais. Em experiências recentes, cientistas da Universidade do Tennessee, EUA, expuseram "porquinhos da Índia" à música "rock" a aproximadamente 120 dB de nível de pico de pressão sonora, iguais aos medidos numa apresentação de "rock". As sessões de audição foram estendidas por um período de três meses em intervalos projetados para vir de encontro com os hábitos de audiência da média dos fãs do "rock". Ao final deste período, as células internas dos ouvidos das cobaias foram examinadas no microscó-

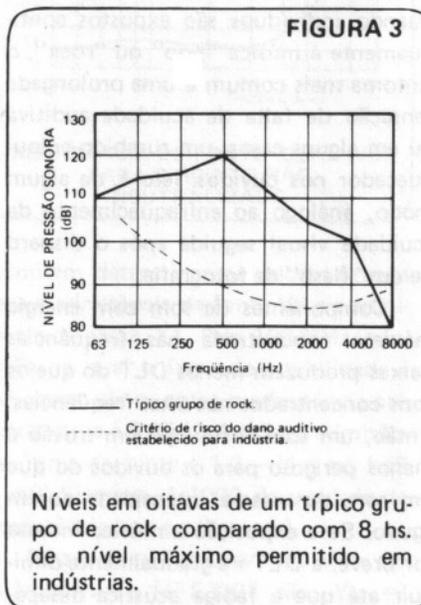
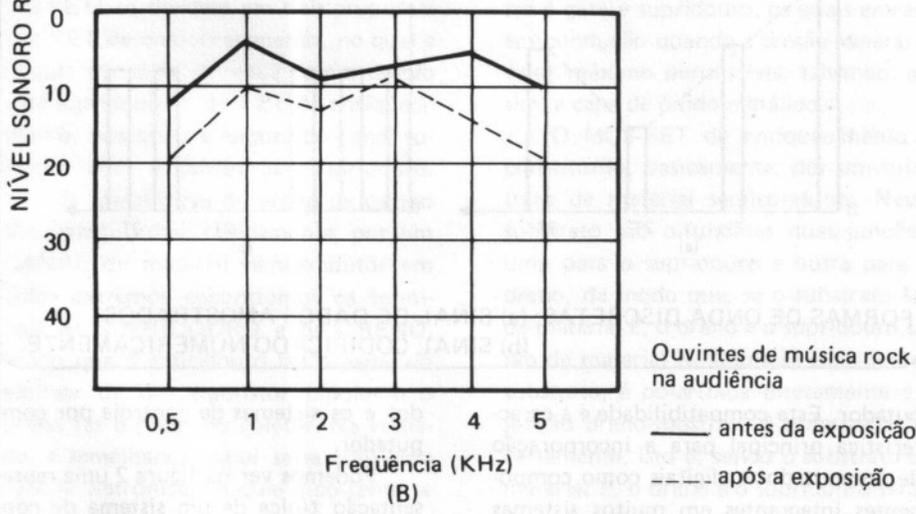
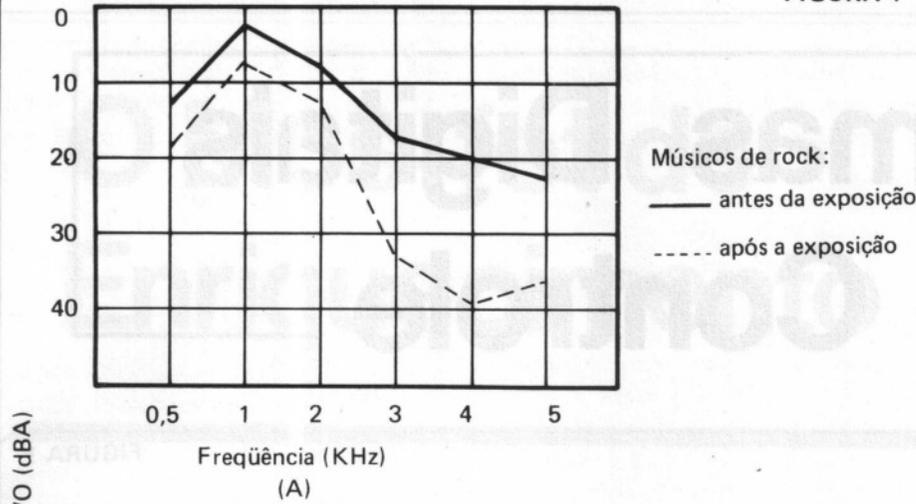


FIGURA 4



Níveis de audição após uma apresentação de 3 horas; nível sonoro médio de 112 dBA.

pio, o que revelou claramente a destruição de células de regiões internas responsáveis pela conversão de ondas sonoras em impulsos nervosos.

Alguns dados foram coletados numa apresentação de "rock", com o propósito de se determinar os efeitos na audição dos membros do grupo e de indivíduos do auditório. Na figura 4 podemos observar os gráficos dessas amostras. O nível sonoro médio era de 112 dBA e era razoavelmente uniforme em todo o auditório. Os níveis de audição dos músicos e de um grupo de pessoas da platéia, foram determinados por medidas audiométricas, antes e imediatamente depois de três horas de apresentação do conjunto.

De acordo com a figura 4A, os níveis de audição antes da exposição mostram uma perda média maior da audição em comparação com os ouvintes, mostrados na figura 4B, isto porque os músicos estão mais expostos a altos níveis sonoros. Porém, em ambos os casos, pode-se observar um desvio do limiar temporário significativo.

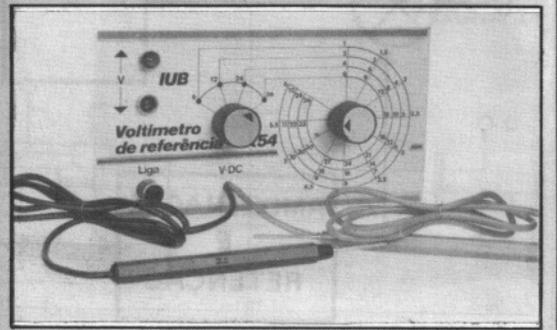
A repetida exposição à música ao vivo é apenas um aspecto da super-estimulação dos ouvidos humanos sofrida pelas pessoas destas atividades recreativas. O aumento do risco de danos à audição deve-se a outras inúmeras fontes de poluição sonora encontrada em todos os lugares e todos os dias da nossa vida moderna, tanto em meios sociais como industriais.

Recomendado pelo IUB

Voltímetro de Referência K-54

Este sensacional Kit permitirá a leitura de tensões na faixa de 1 a 36 V pela comparação de uma outra, pré-ajustada pelo operador.

De simples montagem, não requer nenhum ajuste para seu perfeito funcionamento. É outro instrumento que não pode faltar na bancada do técnico ou principiante que necessita de instrumentos de medida simples e baratos. A ordem de grandeza das tensões medidas é obtida pelo acendimento de Leds.



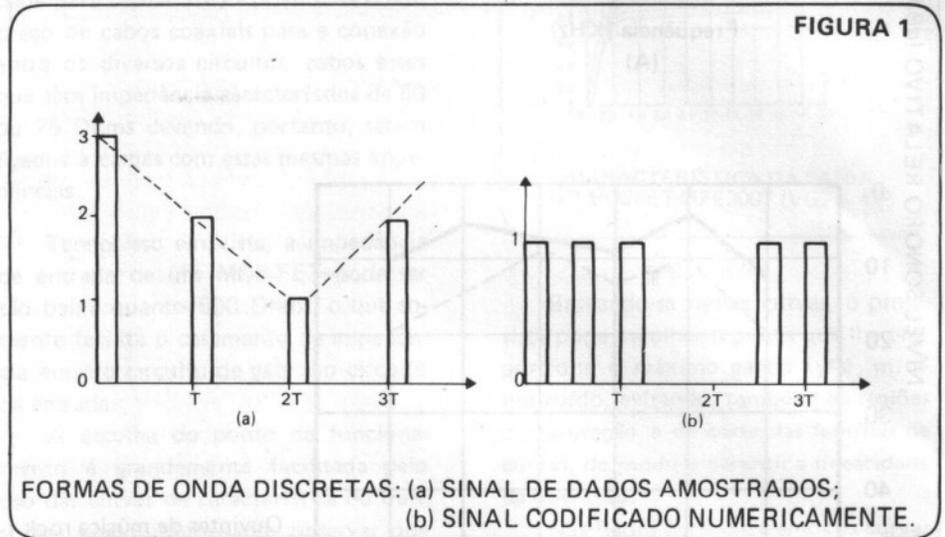
K54 - Cz\$ 199,60

Sistemas Digitais de Controle

A velocidade, a precisão e a disponibilidade dos computadores digitais são as principais razões para o desenvolvimento de sistemas digitais de controle, os quais analisaremos neste artigo.

Um sistema digital utiliza sinais discretos, em contraste com os sinais contínuos (analógicos) utilizados pelos sistemas de controle convencionais. Na figura 1 podemos ver os dois tipos de sinais discretos utilizados. O sinal de dado amostrado, visto na figura 1 (a), é uma seqüência de pulsos nos quais a amplitude é igual à amplitude do sinal analógico (curva tracejada), no instante da amostragem.

Na figura 1 (b) os trens de pulsos em cada intervalo representam o valor numérico, geralmente expresso em termos binários (alto ou baixo), das amplitudes dos pulsos amostrados correspondentes. A representação binária de um número é a base de operação dos computadores digitais. Portanto, os sinais do tipo mostrado na figura 1 (b) podem alimentar diretamente um com-

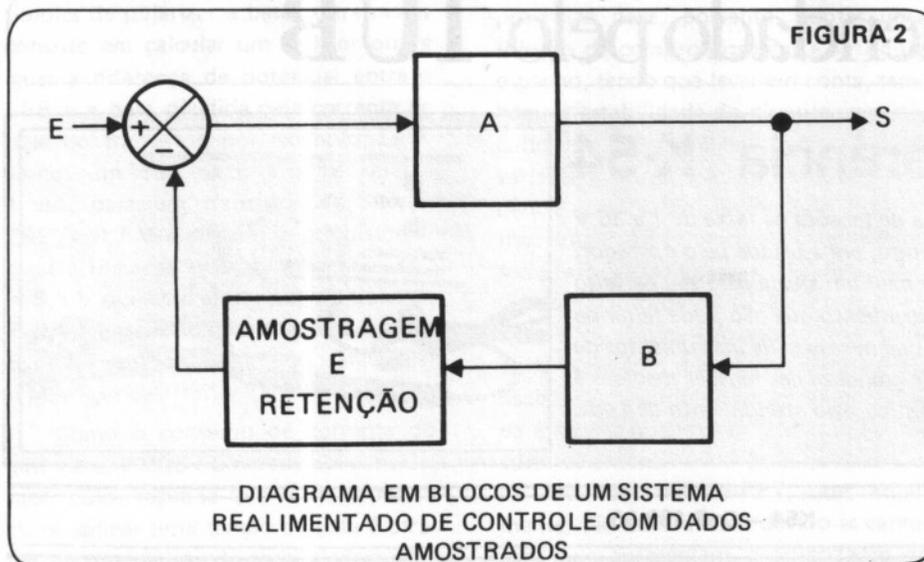


putador. Esta compatibilidade é a característica principal para a incorporação de computadores digitais como componentes integrantes em muitos sistemas de controle. Baseadas nos dois tipos de sinais discretos, existem duas classes gerais de sistemas digitais de controle: os sistemas de controle por dados amostra-

dos e os sistemas de controle por computador.

Podemos ver na figura 2 uma representação típica de um sistema de controle por dado amostrado com laço único. A função do bloco de amostragem e retenção é medir periodicamente a saída do sistema e reter a medida daquele nível de saída até ser tomada uma nova amostra. Um novo sinal de diferença é então gerado, somente quando é retirada uma nova amostra da saída. Então, o sinal de diferença que aciona o sistema reflete a diferença real entre os valores desejado e existente da saída somente nos instantes em que é feita a amostragem. No entanto, se a frequência de amostragem, isto é, o número de amostras por unidade de tempo, for grande comparado com o tempo de resposta do sistema, o controle da saída obtido será virtualmente igual ao obtido com sistemas de controle contínuos.

Existem duas vantagens básicas no uso de sistemas de dados amostrados. A primeira é que, por amostragem, vários processos podem ser controlados



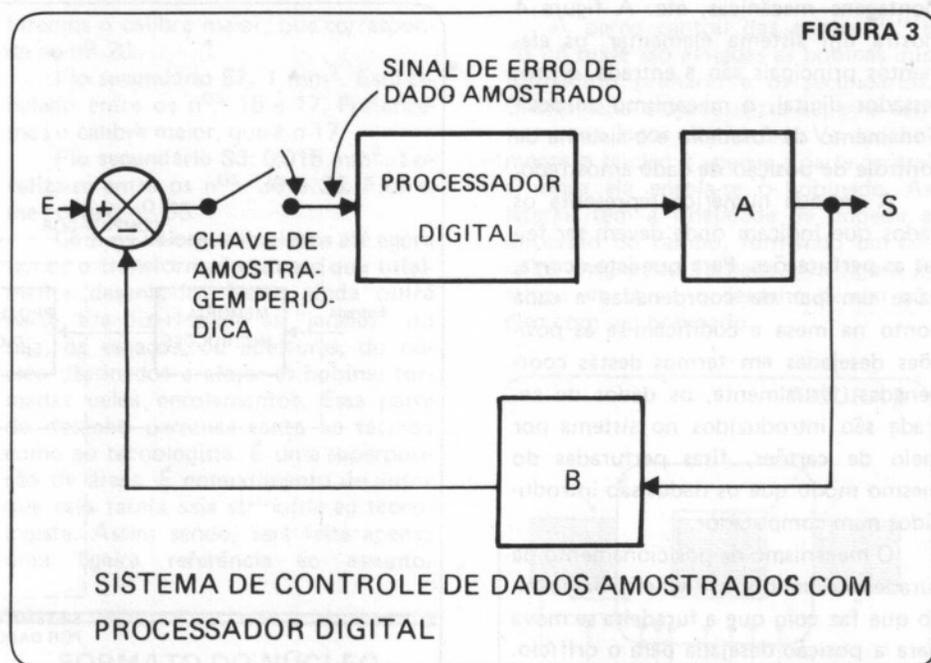
pela mesma unidade central. Segundo, a conversão do dado amostrado para uso em computador é realizada com facilidade. Uma desvantagem dos sistemas de dados amostrados é que eles requerem mais circuitos do que os sistemas contínuos, estando este aumento de circuito no bloco de amostragem e retenção. Se o nível de controle deve ser mantido, a complexidade e o comportamento requerido do circuito adicional crescem, à medida que cresce a velocidade de resposta do sistema de controle.

Um segundo tipo de sistema de controle de dado amostrado está representado funcionalmente na figura 3. Os blocos indicados por A e B executam as mesmas funções que em qualquer sistema realimentado. As diferenças principais entre os sistemas das figuras 2 e 3 são o local onde ocorre a amostragem e o uso de um processador digital.

No sistema da figura 3 o sinal de diferença é amostrado. O sinal amostrado é introduzido em um processador digital, cuja saída fornece a excitação do controlador A. O processador digital pode ser tanto um computador central quanto um computador de uso especial projetado para a função de controle particular. Para utilizar o processador digital, o sinal amostrado é convertido em sinal numérico. A saída numérica é introduzida em um conversor digital-analógico que gera o sinal contínuo necessário para acionar o bloco A. A função do processador digital é dupla. Primeiro ele analisa o sinal de diferença por comparação com o comportamento previsto para o sistema e armazenado na memória do computador. A segunda função, baseada na informação obtida com a análise do sinal de diferença, é gerar, em forma numérica, o sinal de excitação a ser aplicada a A para estabelecer a saída desejada.

As três características dos computadores usadas no controle digital são a velocidade e a habilidade de realizar uma grande quantidade de computação, suas memórias e a possibilidade de programação. Cada uma destas características, quase sempre combinadas, é usada em tipos particulares de sistemas de controle.

Os grandes computadores de alta velocidade são usados para o controle central em grandes indústrias automáticas. Em tais sistemas são usadas as três características, pois um único computador controla todas as operações requeri-



das no processo industrial. O computador é programado para indicar a seqüência de operações requeridas e é constantemente alimentado com dados de várias estações monitoras, durante a realização do processo.

Usa-se, então, a computação para comparar o comportamento real com o desejado, e o computador gera um novo conjunto de instruções para corrigir os desvios. O novo conjunto de instruções é quase sempre convertido em um sinal analógico para que sejam aplicadas as excitações apropriadas às máquinas que realmente executam o processo industrial. Por exemplo, numa fábrica cujas máquinas sejam acionadas por motores elétricos, o sistema de acionamento de motor pode ser controlado por um computador. O método básico consiste em usar o computador para determinar a natureza dos pulsos de controle a serem aplicados nas portas dos tiristores usados no acionamento dos motores.

Enquanto o uso de um grande computador central permite o controle de um grande número de operações simultâneas, ele torna, obviamente, o sistema muito complexo e requer um grande investimento de capital. Em adição ao computador, deve existir a instrumentação necessária para obter e alimentar com os dados o computador. Mais ainda, a saída numérica de um computador não pode ser diretamente usada para controlar uma unidade física, ela deve primeiro ser convertida em energia elé-

trica ou outra forma apropriada de energia necessária para operar as máquinas usadas nos processos industriais.

Os computadores de uso especial são quase sempre usados nos processos de controle de uma forma bem parecida com o uso das unidades centrais de processamento. A diferença principal reside no tipo de computador usado, comparados com os grandes computadores de uso geral. Os computadores projetados para uma aplicação específica são limitados nos programas que aceitam, no número e no tipo de operações que realizam, e quase sempre na capacidade interna da máquina. O computador de uso especial não precisa ser um computador no sentido convencional da palavra. Ele apenas deve ser uma combinação de portas lógicas, unidades aritméticas e dispositivos de memória, projetada para processar uma informação numérica. Estes dispositivos, cada um disponível comercialmente, podem ser incorporados ao projeto do sistema de controle. Como sua função é o processamento de dados digitais, eles agem como elementos de um computador.

A operação de sistemas de controle com computador pode ser ilustrada, considerando-se um processo com máquina operatriz usado para perfurar ou abrir furos numa peça retangular de material. Esta operação é comum em muitos processos industriais, tais como fabricação de circuitos impressos, manufatura de fechaduras, fabricação de

montagens mecânicas, etc. A figura 4 mostra um sistema elementar, os elementos principais são a entrada, o processador digital, o mecanismo de posicionamento da furadeira e o sistema de controle de posição de dado amostrado.

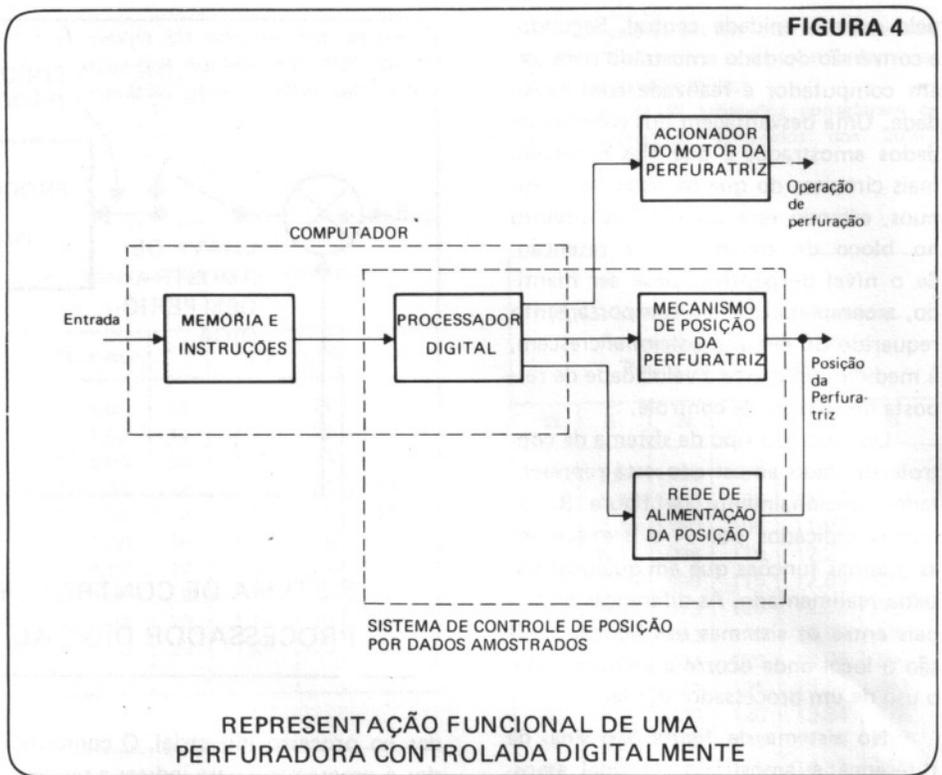
A entrada numérica representa os dados que indicam onde devem ser feitas as perfurações. Para que isto ocorra, dá-se um par de coordenadas a cada ponto na mesa e codificam-se as posições desejadas em termos destas coordenadas. Usualmente, os dados de entrada são introduzidos no sistema por meio de cartões, fitas perfuradas do mesmo modo que os dados são introduzidos num computador.

O mecanismo de posicionamento da furadeira é um dispositivo eletromecânico que faz com que a furadeira se mova para a posição desejada para o orifício. O sistema de controle de posição por dados amostrados do tipo mostrado na figura 3 é usado para posicionar fisicamente a furadeira nas coordenadas desejadas. Uma vez devidamente posicionada a furadeira, deve-se fazer o orifício no material.

O processo digital tem várias funções no sistema. Primeiro, ele deve converter os dados de entrada em sinais elétricos e armazenar as informações. Se os dados de entrada não informam a seqüência em que os orifícios devem ser perfurados, o processador deve gerar esta seqüência. Esta segunda função pode ser realizada por um programa interno que ordene os dados de tal forma que a seqüência de perfuração gerada requeira o mínimo de deslocamento entre operações sucessivas. A terceira função é a de fazer parte do sistema de dado amostrado. Como tal, ele age como um elemento comparativo no posicionamento da furadeira e também, após converter o dado digital em analógico, controla o acionamento do posicionador da furadeira. Após coincidência entre as posições desejada e obtida, a quarta função do processador é comandar o início e o final do processo de perfuração.

O processo de controle pode ser resumido do seguinte modo:

1) Após o recebimento dos dados de entrada, o processador determina a seqüência de operações e armazena na memória a seqüência e a posição dos furos.



2) A furadeira é posicionada no local do primeiro furo por meio do sistema de dado amostrado.

3) Quando a posição real da furadeira coincide com a posição desejada, armazenada na memória, o processador gera um sinal que inicia o processo de perfuração.

4) Após a conclusão da primeira operação de perfuração, o processo é repetido para cada furo adicional.

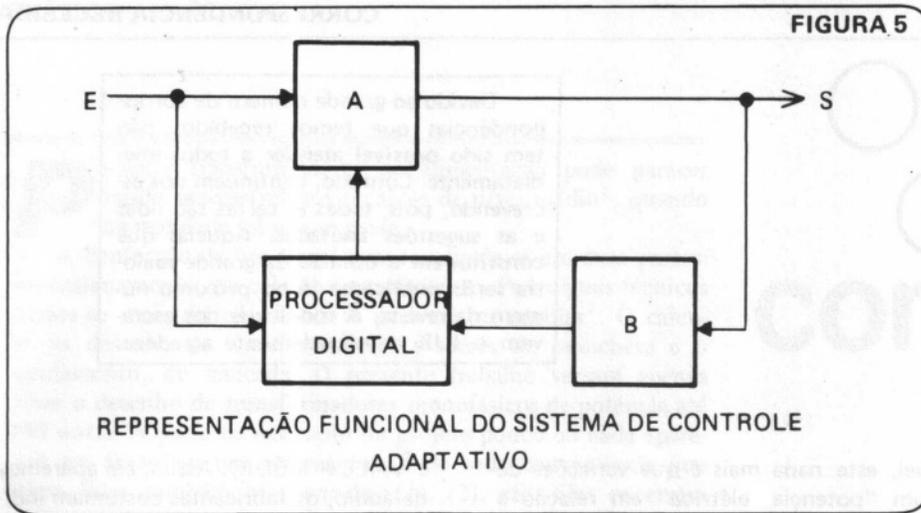
Pode ser adicionada uma sofisticação maior ao sistema básico, requerendo que sejam controladas outras funções correlacionadas. Operações típicas são as de controle de velocidade e da duração do processo de perfuração. O controle da velocidade traz flexibilidade ao sistema permitindo que sejam perfurados diferentes tipos de materiais. A aplicabilidade do sistema a materiais variados requer geralmente uma variação nas brocas, tendo cada uma delas uma velocidade de corte ideal.

O controle da duração do tempo em que a broca corta, está relacionado efetivamente à profundidade do furo. Esta flexibilidade adicional é manifestada na aplicabilidade do sistema a materiais de diferentes espessuras. Ambas as operações podem ser facilmente aco-

modadas no sistema: o controle da velocidade e o controle da duração. Além disso, podem ser adaptados para este uso os circuitos tiristorizados usados nos acionadores de motores elétricos.

Um terceiro tipo de sistema de controle que usa um computador é chamado controle adaptativo e é representado funcionalmente na figura 5. O bloco A é o sistema ou dispositivo usado para fornecer a saída do sistema a partir da entrada do sistema. A realimentação é fornecida por B e é convertida num sinal digital. Este sinal digital serve como uma entrada ao processador digital cuja função é efetuar o controle necessário.

A maneira pela qual o controle é atingido é notadamente diferente num sistema de controle adaptativo de sistemas de controle como os descritos até agora. O mecanismo de controle adaptativo consiste essencialmente em variar as características do bloco A para que se obtenha a saída desejada a partir de uma dada entrada. Então, os parâmetros do processo ou sistema representado por A não são constantes mas variam com o tempo. O modo de variação de A é determinado pelo processador digital. A técnica utilizada é baseada geralmente na previsão do comportamento do sistema. O processador digital, quase sempre um computador, tem outras entradas, armazenadas em sua unidade



de memória. As entradas são baseadas nos valores esperados dos componentes do sistema e, a partir deles, o computador calcula a resposta prevista. O processador, então, calcula os parâmetros que A deveria ter para o valor dado do sinal de entrada real, também introduzido no computador. Então, os sinais que representam os parâmetros de A são convertidos, geralmente, em sinais analógicos cuja função é ajustar fisicamente estes parâmetros.

O processo de controle adaptativo pode ser ilustrado pelo sistema de controle de velocidade do motor baseado no ajuste da resistência da armadura, sendo mostrado na figura 6.

A função do computador é utilizar todos os dados de entrada e calcular o valor ideal de RA (resistência da armadura), tal que a velocidade do motor seja apropriada à carga. O sinal que representa o valor calculado de RA é convertido em outro que possa ser utilizado para variar a posição do eixo do potenciômetro. A resistência real da armadura é, então, controlada pela posição do eixo do potenciômetro.

Uma das principais razões do uso de sistemas adaptativos no controle industrial é a velocidade e potência do computador digital. Relativamente ao tempo necessário para mover objetos, o tempo requerido para o processamento digital é extremamente pequeno. Tipicamente, pensamos na escala de tempo para o movimento mecânico em segundos ou, no máximo, em frações de segundo. Eletronicamente, a escala de tempo do computador é da ordem de microssegundos. De fato, muitos computadores eletrônicos modernos são capazes de reali-

zar um milhão de multiplicações de dois números de 12 dígitos em um segundo. Então, o processo de previsão da resposta desejada e a comparação com a resposta real podem ser realizados em tempo relativamente curto, comparado com o tempo de resposta do sistema a ser controlado.

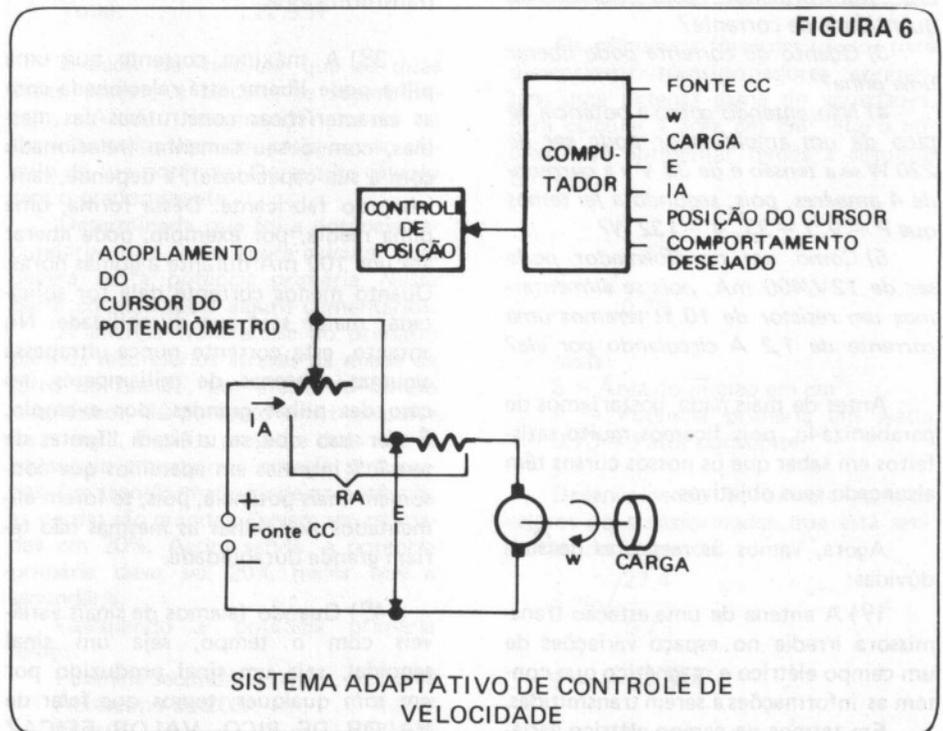
Nem todos os sistemas adaptativos operam digitalmente. O conceito é muitas vezes usado em sistemas analógicos (que não empregam um computador). Um exemplo é o controle automático de ganho, CAG, usado em receptores de rádio comerciais.

Os conceitos e as técnicas de sistemas de controle têm uma aplicabilidade muito maior do que os sistemas físicos

descritos neste artigo. Isto é bem caracterizado nos sistemas que utilizam um computador digital como elemento integrante. O controle de estoque e o controle de fluxo de dinheiro nos negócios, o controle do número e localização das ambulâncias para emergências de tratamento de saúde, e a modificação do comportamento na psicologia do aprendizado são alguns exemplos de usos dos sistemas realimentados de controle.

Uma característica essencial em cada caso é a velocidade e a capacidade do computador em prever a resposta dentro da grande faixa de variações que afetam cada sistema. Em essência, o computador é usado para simular o comportamento do sistema e, então, prever a resposta do sistema a cada uma das excitações. Os sistemas de grande escala deste tipo têm, geralmente, muitas entradas aplicadas simultaneamente. Sem o benefício do computador, que pode prever as respostas mais rapidamente do que elas podem ocorrer, não se pode obter êxito no controle.

Devido à capacidade do computador em armazenar e processar um grande número de dados, e devido à existência de uma extensa gama de equipamentos eletrônicos para controle e comunicação, as técnicas e os conceitos de sistemas realimentados digitais de controle estão sendo cada vez mais largamente utilizados.



CORREIO TÉCNICO

Devido ao grande número de correspondências que temos recebido, não tem sido possível atender a todos imediatamente. Contudo, continuem nos escrevendo, pois, todas as cartas são lidas e as sugestões anotadas. Aquelas que constituírem a opinião da grande maioria serão publicadas já no próximo número da revista. A todos que nos escrevem o IUB antecipadamente agradece.

Eziquiel G. D'Ávila
Toledo - PR

Sou leitor mensal da revista do IUB e antes dela fiz o curso de Montagens de Rádio, o qual montei e tenho até hoje funcionando a todo vapor o Kit do rádio de 3 faixas que acompanha o curso. Desde então venho consertando e montando aparelhos que alegram a todo mundo. No entanto, tenho ainda algumas dúvidas que surgiram em função do meu trabalho, e como não tenho ninguém para perguntar, recorro a vocês, que como bons amigos, tenho a certeza que vão me auxiliar. Aí vão as perguntas:

1) Por que um condutor que está sendo utilizado como antena, tem que estar isolado em suas extremidades?

2) Como é feito os enrolamentos de um transformador para liberar tal quantidade de corrente?

3) Quanto de corrente pode liberar uma pilha?

4) Não entendo como a potência de pico de um amplificador pode ser de 220 W se a tensão é de 33 V e a corrente de 4 ampères, pois, segundo a lei temos que $P = V \cdot I = 33 \cdot 4 = 132 \text{ W}$?

5) Como um transformador pode ser de 12V/400 mA, pois se alimentarmos um resistor de 10Ω teremos uma corrente de 1,2 A circulando por ele?

Antes de mais nada, gostaríamos de parabenizá-lo, pois ficamos muito satisfeitos em saber que os nossos cursos têm alcançado seus objetivos.

Agora, vamos às respostas de suas dúvidas:

1º) A antena de uma estação transmissora irradia no espaço variações de um campo elétrico e magnético que contém as informações a serem transmitidas. Em termos de campo elétrico variá-

vel, este nada mais é que variações de um "potencial elétrico" em relação a um ponto cujo potencial é tomado como "referência". O ponto cujo potencial elétrico é utilizado como referência é a terra, que admite-se possuir potencial nulo ou zero. Dessa forma, numa antena transmissora, o que temos são variações de potencial elétrico, da antena em relação à terra. Sendo assim, uma antena receptora tem que, necessariamente, estar isolada da terra, pois, se de algum modo ela fizer contato com a terra antes de passar pelo receptor, o sinal "induzido" nela será anulado e não teremos mais o funcionamento do receptor.

2º) Para tirar esta dúvida, basta você ler com toda atenção a matéria apresentada na Seção Prática-Bancada dessa mesma revista, onde o autor aborda todos os aspectos construtivos dos transformadores.

3º) A máxima corrente que uma pilha pode liberar está relacionada com as características construtivas das mesmas, com o seu tamanho (relacionado com a sua capacidade), e depende, também, do fabricante. Dessa forma, uma pilha média, por exemplo, pode liberar até uns 100 mA durante algumas horas. Quanto menos corrente dela for solicitada, maior será sua durabilidade. No entanto, esta corrente nunca ultrapassa algumas centenas de miliampères, no caso das pilhas grandes, por exemplo. É por isso que se utilizam "fontes de tensão" internas em aparelhos que consomem mais potência, pois, se forem alimentados por pilhas as mesmas não terão grande durabilidade.

4º) Quando falamos de sinais variáveis com o tempo, seja um sinal senoidal, seja um sinal produzido por um som qualquer, temos que falar de VALOR DE PICO, VALOR EFICAZ

e VALOR MÉDIO. Assim, em aparelhos de áudio, os fabricantes costumam indicar a potência dos mesmos em watts RMS ou watts IHF. Quando a potência é dada em RMS estamos falando na potência eficaz e quando for dada em IHF em potência de pico.

A melhor maneira de você entender é a seguinte: numa tomada de tensão, sabemos que a mesma pode ser de 110 volts. Esse é o valor eficaz da tensão. O seu valor de pico, ou valor máximo, é $\sqrt{2}$ vezes maior, ou seja: $V_{\text{max}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}} = 1,41 \cdot 110 \cong 155 \text{ V}$. Assim, a tensão de 33 V que você nos forneceu pode ser a tensão eficaz, assim como, também pode ser a corrente. Dessa forma, a potência que você obteve aplicando a fórmula conhecida seria a potência eficaz do aparelho e 220 W seria, como você mesmo informou, a potência de pico ou IHF. Melhores informações a este respeito devem ser tiradas do manual de características técnicas do aparelho.

5º) O que acontece neste caso é o seguinte: se no secundário de um transformador podemos obter 12 V e 400 mA de corrente, isto quer dizer que a máxima carga a ser colocada nele não poderá consumir uma potência superior a $12 \times 0,4 = 4,8 \text{ W}$. No caso de alimentarmos um resistor de 10Ω com uma tensão de 12 V, de fato a corrente que o atravessaria seria de 1,2 A, o que significa que no resistor estariam sendo dissipados $12 \times 1,2 = 14,4 \text{ W}$ de potência. Portanto, se ligarmos este resistor no secundário do transformador em questão, o mesmo não teria a capacidade de fornecer ao resistor uma corrente de 1,2 A, pois, a máxima corrente que pode atravessar o secundário, e que depende das características construtivas do transformador (veja a matéria citada anteriormente), é de 400 mA. Nesse caso, portanto, o transformador "arreja", ou seja, a tensão do secundário fica sendo menor que os 12 V nominais que deveríamos ter no secundário.

Waldir da Silva
Santo André – SP

Gostaria de parabenizá-los pelas revistas que vêm lançando. Trabalho como técnico e sempre obtenho importantes informações que muito auxiliam meu trabalho.

Me interesse muito pouco pelos Kits lançados, em vista da falta de tempo para montar. Mas da revista Ano 11, nº 13, de junho, 85, montei o "K34 Protcar" para o meu carro e funcionou normalmente como informa o esquema.

Acontece que o C1555, C11, fica informado do pulso negativo mesmo depois de desarmado o circuito da alimentação, se armar duas vezes em seguida ele dispara.

Gostaria de uma resposta para este problema.

Na revista Ano 11, nº 20, de janeiro de 1986, me deparei com o interesse do leitor Luiz Cláudio Imenez sobre um oscilador com a frequência para o M108.

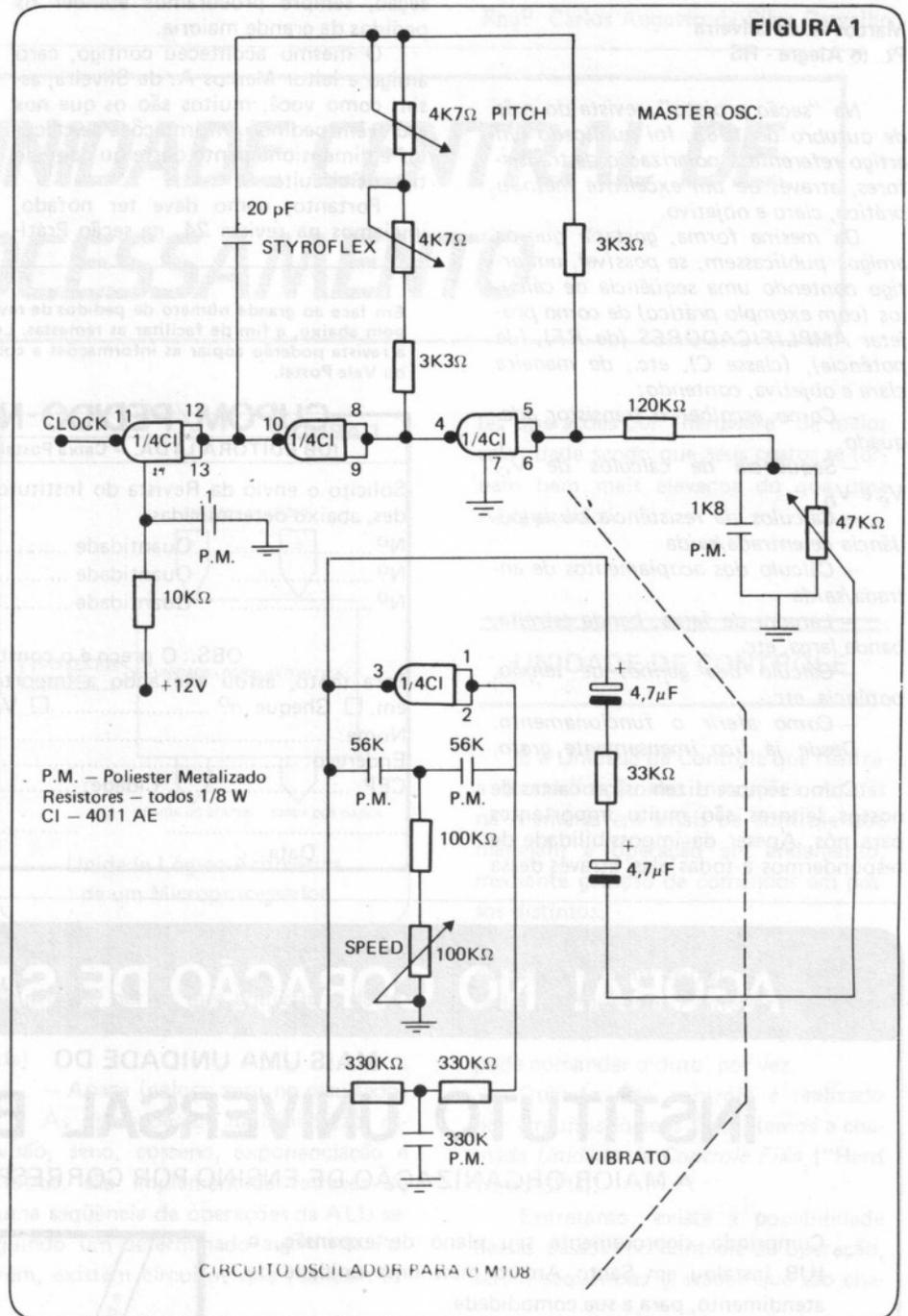
É do meu conhecimento o esquema enviado por ele, do M108, porquanto, nas minhas horas de folga monto órgãos eletrônicos como passatempo (com efeitos e bateria eletrônica).

Caso interesse a ele ou a revista, o esquema enviado é de um oscilador de 2,0022 MHz com oscilador de vibrato ideal ao M108.

Caro amigo e leitor Waldir da Silva, ficamos muito satisfeitos em receber sua carta, e toda a equipe do IUB manda-lhe um grande abraço, esperando sempre poder auxiliá-lo em suas dúvidas, quer seja pelas matérias da revista, quer seja pelo Correio Técnico, que por sinal está bastante atrasado, devido ao grande acúmulo de correspondências.

Quanto às suas dúvidas em relação ao K34, acreditamos que os problemas que você está encontrando sejam os mesmos daqueles que um outro colega seu encontrou, e que para os quais, o autor do projeto procurou saná-los em sua resposta dada ao Walter de Jesus Zago de Campinas - SP, na seção Correio Técnico da revista nº 23. Portanto, sugerimos a você que leia atentamente as explicações que provavelmente irão sanar as suas dúvidas.

Em relação ao esquema do oscilador para o M108 que você nos mandou, ficamos muito agradecidos e tomamos a liberdade de publicá-lo (veja a figura 1), para que o Luiz Cláudio Imenez ou tantos outros que se interessem por montagens de órgãos eletrônicos, possam to-



mar conhecimento de mais este circuito, e dar continuidade às suas montagens.

José Macedo de Andrade
Santa Cecília - SC

Sou PX e gostaria, na medida do possível, que a equipe do IUB publicasse alguma coisa sobre "Câmaras de Eco" para rádioemissão. Sei que esta revista tem publicado muita coisa boa para os radioamadores, eu mesmo já tive a oportunidade de montar e usar o SUPER-

VOX K36 em minha estação.

Gostaria, também, de parabenizar a revista por tão bom trabalho que vem publicando.

As opiniões de nossos leitores são sempre consideradas com muita estima por nós, pois elas nos ajudam e muito na direção a ser tomada.

Sendo assim, caro José Macedo, sua sugestão já está anotada, e tão logo seja possível, agradeceremos você e todos os leitores com uma matéria a este respeito. Um grande abraço de toda a equipe do IUB.

Marcos A. da Silveira
Porto Alegre - RS

Na "seção projeto", revista do mês de outubro de 1985, foi publicado um artigo referente a polarização de transistores, através de um excelente método prático, claro e objetivo.

Da mesma forma, gostaria que os amigos publicassem, se possível, um artigo contendo uma seqüência de cálculos (com exemplo prático) de como projetar AMPLIFICADORES (de RF), (de potência), (classe C), etc., de maneira clara e objetiva, contendo:

— Como escolher o transistor adequado

— Seqüência de cálculos de V_C , V_e e V_b

— Cálculos da resistência ou impedância de entrada/saída

— Cálculo dos acoplamentos de entrada/saída

— Largura de faixa, banda estreita, banda larga, etc.

— Cálculo dos ganhos de tensão, potência, etc.

— Como aferir o funcionamento. Desde já fico imensamente grato.

Como sempre dizemos, as cartas de nossos leitores são muito importantes para nós. Apesar da impossibilidade de respondermos a todas elas, através dessa

seção, sempre procuramos atender os pedidos da grande maioria.

O mesmo aconteceu contigo, caro amigo e leitor Marcos A. da Silveira, assim como você, muitos são os que nos escrevem pedindo informações de cálculos e dimensionamento deste ou daquele tipo de circuito.

Portanto, como deve ter notado, iniciamos na revista 24, na seção Práti-

ca- Projetos (pag. 47), uma série de artigos sobre o cálculo e dimensionamento dos vários tipos de amplificadores, os quais damos continuação na revista deste mês, conforme você deve ter observado.

Sempre que possível retornaremos a este assunto, pois sem dúvida é dos que mais interesse despertam nos aficionados em eletrônica.

Em face ao grande número de pedidos de revistas de meses passados, a IUB Editora publica o cupom abaixo, a fim de facilitar as remessas. Lembramos que os leitores que não quiserem recortar a revista poderão copiar as informações e colocá-las em carta, sempre acompanhados de Cheque ou Vale Postal.

CUPOM/PEDIDO-NÚMEROS ATRASADOS

IUB EDITORA LTDA. — Caixa Postal 01306 — CEP 01000 — São Paulo — Capital

Solicito o envio da Revista do Instituto Universal Brasileiro, nas seguintes quantidades, abaixo determinadas:

Nº Quantidade Total Cz\$

Nº Quantidade Total Cz\$

Nº Quantidade Total Cz\$

Total Geral Cz\$

OBS.: O preço é o constante na capa do número atual

Para tanto, estou anexando a importância de Cz\$
em Cheque nº Vale Postal nº (marque com X)

Nome:

Endereço:

CEP: Cidade: Estado:

.....
Data

.....
Assinatura

AGORA! NO CORAÇÃO DE SANTO AMARO

MAIS UMA UNIDADE DO

INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO

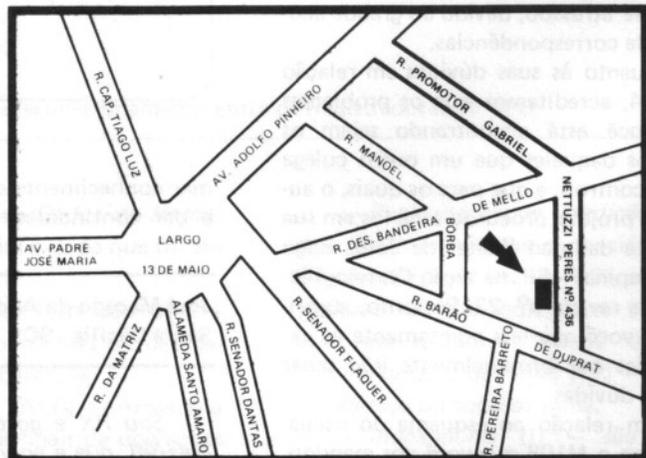
A MAIOR ORGANIZAÇÃO DE ENSINO POR CORRESPONDÊNCIA DO PAÍS!

Cumprindo rigorosamente seu plano de expansão, o IUB instalou em Santo Amaro mais uma unidade de atendimento, para a sua comodidade.

Nossas funcionárias terão imenso prazer em prestar-lhe informações sobre todos os cursos, efetuar sua matrícula, receber seus pagamentos e informá-lo sobre os horários das consultas didáticas.

Afinal são 46 anos dedicados ao ensino, procurando constantemente melhor atender e formar profissionais competentes em todo o Brasil.

**JUNTE-SE A NÓS
E ASSEGURE O SEU FUTURO!**



RUA PROMOTOR GABRIEL NETTUZZI PERES, Nº 436
FONE: 521-6062 — SANTO AMARO

Tabelas & Equivalências

A seguir apresentamos as várias classificações das frequências por suas respectivas faixas.

CLASSIFICAÇÃO DAS FREQUÊNCIAS			
ABREVIACÃO	FREQUÊNCIA	COMPRIMENTO DE ONDA	CLASSIFICAÇÃO
VLF	Até 30 KHz	até 10 Km	frequências muito baixas
LF	30 – 300 KHz	10 – 1 Km	frequências baixas
MF	300 – 3000 KHz	1000 – 100 m	frequências médias
HF	3 – 30 MHz	100 – 10 m	frequências altas
VHF	30 – 300 MHz	10 – 1 m	frequências muito altas
UHF	300 – 3000 MHz	100 – 10 cm	frequências ultra altas
SHF	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	frequências super-altas
EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	frequências extra-altas

FAIXAS DE MICROONDAS			VELOCIDADES DO SINAL	
FAIXAS	FREQUÊNCIAS	COMPRIMENTO DE ONDA		
P	225 – 390 MHz	133,3 – 76,9 cm	Espaço Livre Condutor Duplo Cabo Coaxial Cabo Telefônico	300.000.000 m/s 250.000.000 m/s 200.000.000 m/s < 50.000.000 m/s
L	390 – 1550 MHz	76,9 – 19,3 cm		
S	1550 – 5200 MHz	19,3 – 5,78 cm		
C	5200 – 8500 MHz	5,78 – 3,53 cm		
X	8,5 – 10,9 GHz	3,53 – 2,75 cm		
Ku	10,9 – 17,25 GHz	2,75 – 1,74 cm		
Ka	17,25 – 36 GHz	1,74 – 0,834 cm		
V	46 – 56 GHz	6,53 – 5,35 mm		

FAIXAS DE TELEVISÃO		FAIXA DE RADIOAMADORES		
CANAIS	FREQUÊNCIAS			
2 – 4	54 – 72 MHz	80 m	–	3500 – 4000 KHz
5 – 6	76 – 88 MHz	40 m	–	7000 – 7300 KHz
FM Comercial	88 – 108 MHz	20 m	–	14000 – 14350 KHz
7 – 13	174 – 216 MHz	15 m	–	21,00 – 21,45 MHz
14 – 83 (UHF)	470 – 890 MHz	10 m	–	28,00 – 29,70 MHz
		6 m	–	50 – 54 MHz
		2 m	–	144 – 148 MHz

TESTE SEUS CONHECIMENTOS

SOLUÇÃO DO NÚMERO ANTERIOR

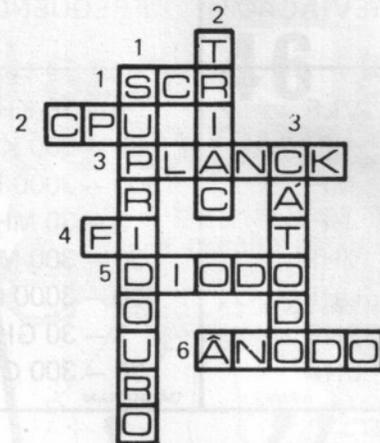
TESTE Nº 1

Se aplicarmos um trem de pulsos (onda quadrada) num circuito diferenciador, a forma de onda obtida será igual àquela apresentada na alternativa "a".

TESTE Nº 2

Já num circuito integrador, ao aplicarmos um trem de pulsos de entrada, obtemos na saída a forma de onda apresentada em "b".

TESTE Nº 3

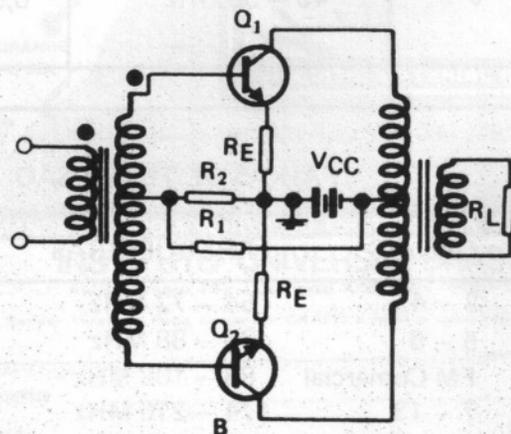
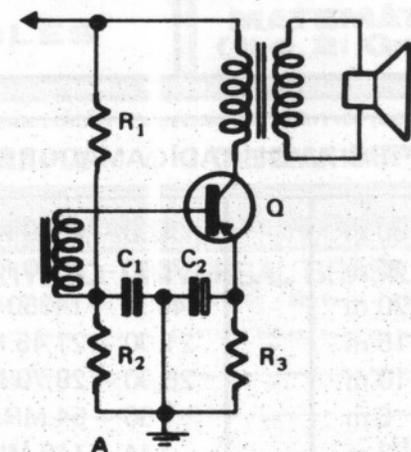


E AQUI MAIS 3 TESTES PARA VOCÊ RESOLVER E CONFERIR NO PRÓXIMO NÚMERO

TESTE Nº 1

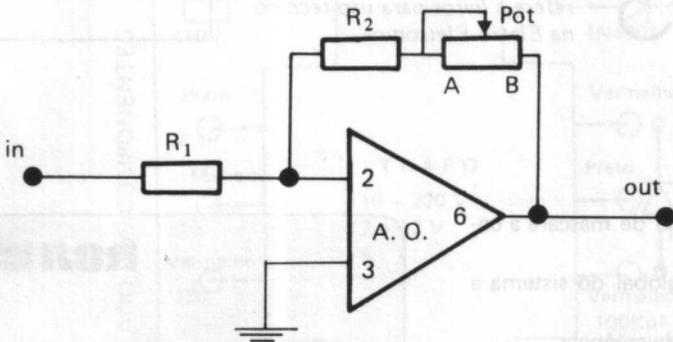
Dado os circuitos amplificadores abaixo, qual é o "classe A" e qual é o "push-pull"?

B – tensão de alimentação



TESTE Nº 2

Na figura abaixo temos um amplificador operacional na configuração de um amplificador inversor. Obtenha o ganho de tensão deste amplificador, supondo-se que num primeiro caso o cursor do potenciômetro esteja na posição A, e num segundo caso na posição B.

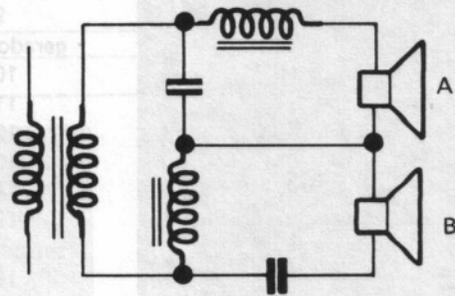


As posições A e B representam os extremos do potenciômetro.

$R_1 = 1K\Omega$
 $R_2 = 10K\Omega$
 $P_{ot} = 100K\Omega$

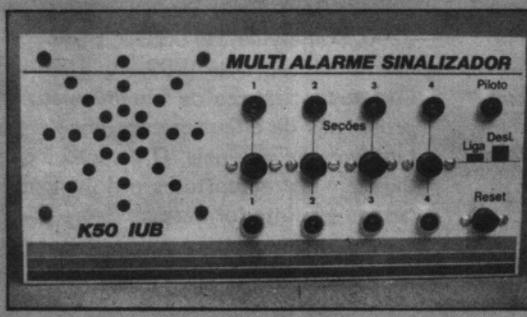
TESTE Nº 3

Dado o circuito divisor de frequências abaixo, qual dos alto-falantes (A e B) representa um "woofer" e qual representa um "tweeter"?



Recomendado pelo IUB

Multialarme Sinalizador K-50



Este sensacional Kit possui inúmeras aplicações práticas. Além de ser um excelente Alarme Residencial, pode ser aplicado no controle e monitoração de processos industriais, acionando ou desacionando máquinas, motores, etc. Basta colocar sensores adequados a cada situação, que abra um contato NF (normalmente fechado) quando a mesma for satisfeita, que teremos o acionamento do alarme e a indicação luminosa por um Led, indicando a seção em que ocorreu o evento. Pode controlar independentemente 4 SEÇÕES, as quais poderão ter um número ilimitado de sensores. Funciona com ou sem energia da rede. O Kit K50 poderá ser fornecido em três versões: K50A – Completo; K50B – Sem circuito acoplador; K50C – Sem circuito acoplador e sem eliminador de pilhas.

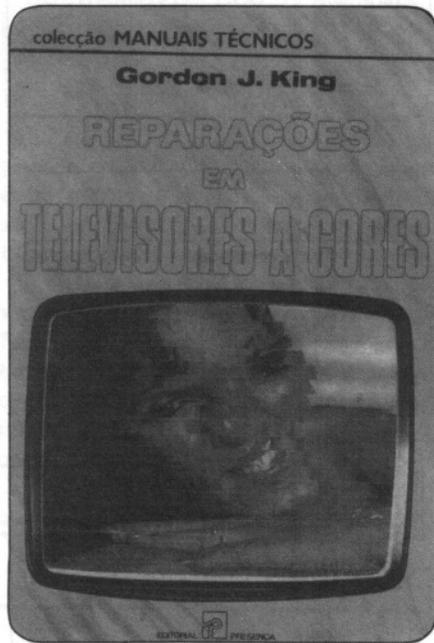
K50(A) – Cz\$ 632,00

K50(B) – Cz\$ 492,00

K50(C) – Cz\$ 440,00

LIVROS TÉCNICOS

Aqui os principais lançamentos das editoras no que se refere a livros para uso técnico na Eletro-Eletrônica.



REPARAÇÕES EM TELEVISORES A CORES

Autor: Gordon J. King

Editor: Editorial Presença Ltda., Rua Augusto Gil, 35-A, Lisboa (1000) - Portugal.

Edição: 1983

Conteúdo: são discutidos o princípio de funcionamento, os métodos de ajuste e as técnicas de reparação dos receptores de TV em cores que trabalham no sistema PAL de 625 linhas, em uso na Inglaterra (PAL-I), num total de dezessete capítulos e um apêndice:

- 1 - Introdução
- 2 - A ciência das cores
- 3 - A câmara, sinais e visores a cores

- 4 - O cinescópio de máscara a cores
- 5 - Descrição global do sistema a cores
- 6 - Pureza e convergência
- 7 - Bases de tempo, MAT e fontes de alimentação
- 8 - Amplificadores de luminância e diferença de cor - obtenção da escala de cinzentos
- 9 - Andares de vídeo, cromático, gerador de referência e de som
- 10 - Codificação e decodificação
- 11 - Instrumentos e sinais de teste
- 12 - Localização das avarias
- 13 - Métodos de reparação
- 14 - Reparções no domicílio
- 15 - Alinhamento do circuito sintonizado
- 16 - Sintomas de avarias do cinescópio
- 17 - Tendências na concepção de receptores.

Apêndice - Sistemas de Televisão.

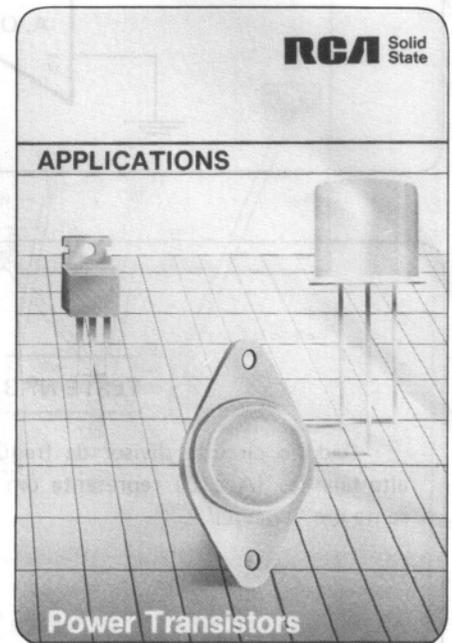
Características gráficas: formato - 14,5 cm x 20,5 cm; número de páginas - 384; número de ilustrações - 223.

Preço: Cz\$ 174,00 (maio de 1986)

Comentários: o livro que estamos apresentando é o volume nº 17 da Coleção Manuais Técnicos. Trata-se de uma tradução do original em inglês COLOUR TELEVISION SERVICING, feita por Conceição Jardim e Eduardo L. Nogueira.

Basicamente, ele é dividido em três partes. Na primeira é feita uma descrição dos sistemas NTSC e PAL, além de uma introdução à Colorimetria. Na segunda são analisados os circuitos utilizados nos receptores de TV em cores híbridos (válvulas + transistores) e transistorizados. A terceira e última parte trata mais especificamente dos sintomas de avarias e dos métodos de reparação.

A obra é indicada aos leitores que já possuem alguns conhecimentos sobre TV em preto e branco.



POWER TRANSISTORS APPLICATIONS

Autor: RCA Corporation

Editor: RCA Solid State Division, Box 3200, Somerville, NJ 08876, USA.

Edição: Outubro de 1983.

Conteúdo: trata-se de um manual para projetistas de circuitos com transistores bipolares de potência. O assunto é dividido em treze capítulos e dois apêndices, da seguinte forma:

- 1 - Basic design considerations
- 2 - Packaging, Handling and Mounting
- 3 - Ratings and characteristics
- 4 - Linear regulators for DC power supplies
- 5 - Switching-regulator power supplies

- 6 – Power conversion
- 7 – Overload protection
- 8 – Audio power amplifiers
- 9 – TV deflection systems
- 10 – Ultrasonic power sources
- 11 – Automotive applications
- 12 – High-reliability transistors
- 13 – Radiation-hardened power transistors

A – Power transistor product matrices

B – Terms and symbols

Características gráficas: formato - 17,5 cm x 25,0 cm; número de páginas - 286; número de ilustrações - 413 (esquemas, gráficos, tabelas, etc.)

Preço: Cz\$ 150,00 (maio de 1986)

Comentários: projetistas de circuitos e sistemas eletrônicos precisam ter às mãos informações detalhadas a respeito dos componentes com que irão trabalhar.

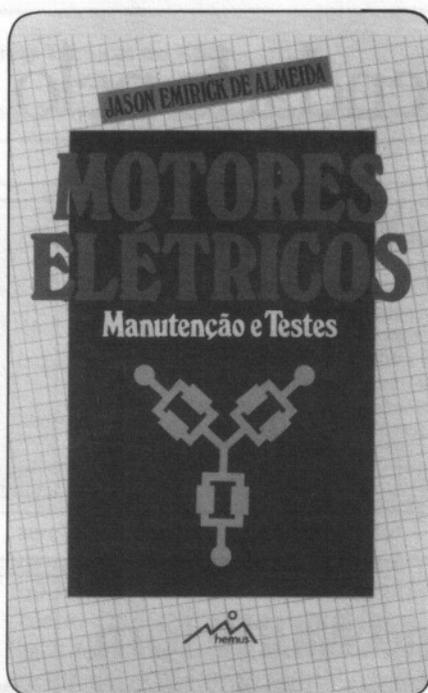
Em se tratando de transistores bipolares de potência, as informações necessárias são apresentadas neste manual da RCA.

Inicialmente é feita uma breve introdução sobre a física do estado sólido. Informações gerais sobre encapsulamentos, técnicas de montagem, fatores térmicos, etc., também são fornecidas.

Em seguida é feita uma discussão detalhada sobre a teoria de operação, os parâmetros, as estruturas, as geometrias, etc., dos transistores de potência.

Procedimentos e critérios específicos de projeto são apresentados para circuitos que empregam transistores de potência em amplificação, retificação, conversão, controle e chaveamento.

Exemplos de projeto são analisados, bem como são fornecidos circuitos de aplicações práticas.



MOTORES ELÉTRICOS MANUTENÇÃO E TESTES

Autor: Jason Emirick de Almeida

Editor: Hemus Editora Ltda., Rua da Glória, 312, Cep 01510, São Paulo, SP.

Edição: 1986

Conteúdo: são analisados os métodos de testes e as técnicas de reparação dos motores elétricos. A matéria é apresentada em sete capítulos, assim distribuídos:

- 1 – Instrumentos para testes em motores elétricos
- 2 – Testes de manutenção
- 3 – Testes de funcionamento
- 4 – Testes de fechamento
- 5 – Testes de identificação
- 6 – Práticas de reparo
- 7 – Testes e manutenção de controladores motrizes.

Características gráficas: formato - 14 cm x 21 cm; número de páginas - 190; número de ilustrações - 241.

Preço: Cz\$ 75,00 (maio de 1986)

Comentários: Os motores elétricos utilizados em residências, no comércio e na indústria sempre necessitam de manutenção. Os procedimentos práticos para testá-los e repará-los foram incluídos no livro que estamos comentando.

No primeiro capítulo o autor descreve o funcionamento e a utilização de vários instrumentos para testes em motores elétricos. Em muitos casos são fornecidos todos os dados para que o leitor monte os seus próprios instrumentos de teste, como o MEGGER (ou MEGOHMETRO), o BESOURO (ou testador de induzido), etc.

No sétimo capítulo são descritos vários testes de componentes semicondutores com o ohmímetro, incluindo diodos retificadores, SCRs, TRIACs, DIACs e transistores, que são os mais utilizados nos controladores motrizes.

A obra destina-se não só aos técnicos que já trabalham com motores elétricos, mas também à formação de mão-de-obra especializada nessa área.

O autor adotou uma explanação totalmente voltada para o lado prático, restringindo ao máximo o uso da Matemática, de modo a atingir o maior número possível de leitores.

Recomendado pelo IUB

K42V Vídeo-In

Todo receptor de televisão possui a etapa de RF seguida do amplificador de vídeo que alimenta o cinescópio. Um sinal de vídeo não modulado pode alimentar diretamente o amplificador de vídeo do receptor desde que ele esteja convenientemente adaptado. O Kit K42V representa um pré-amplificador de características flexíveis que pode ser adaptado a maioria dos receptores de TV, oferecendo assim uma entrada de vídeo externa.

Uma chave tecla permite comutar os modos de operação: normal (RF) ou vídeo externo. É importante ressaltar que para esta adaptação o técnico deverá possuir conhecimentos adequados para os circuitos do receptor.



K42V – 115,00

Recomendado pelo IUB

KGV2 Tevetest

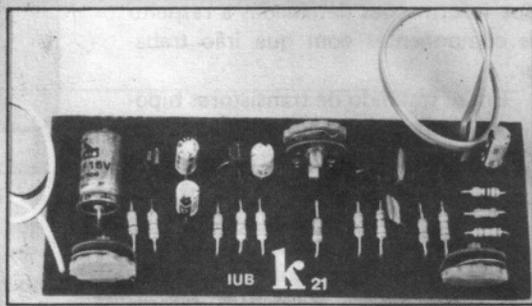
Um moderno e eficiente gerador de vídeo, desenvolvido para oferecer dois padrões distintos de sinais: 1) escala de cinzas, 2) listras verticais.

Um instrumento de baixo custo, comparável a versatilidade de aplicações que ele proporciona ao técnico de TV. Funciona a pilhas ou pode ser alimentado externamente por fonte de rede. Possui também uma saída auxiliar de áudio, de grande utilidade prática ao reparo de circuitos. Este Kit será fornecido com chassi em forma de "L".



K21 Sirene Multi-Tom

MONTAGEM SIMPLÍSSIMA, IDEAL PARA PRINCIPIANTES OU HOBBISTAS
ALIMENTAÇÃO: 6V DC/4 PILHAS OU ADAPTADOR AC/DC
SAÍDA PARA CONECTAR A QUALQUER AMPLIFICADOR DE ÁUDIO
INFINIDADE DE EFEITOS PARA VOCÊ AJUSTAR A SEU GOSTO
COM PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO E TODO MATERIAL NECESSÁRIO



KGV2 - Cz\$ 175,00

K21 - Cz\$ 60,00

Como preencher seu Pedido

Para facilitar suas compras, a SÓPOSTAL passa, a partir de agora, a lhe fornecer a folha de pedido/envelope, evitando que você recorte a revista nas páginas com artigos técnicos que lhe interessam. Veja as instruções:

sópostal

- Escolha, nos anúncios, os Kits que lhe interessam, anotando o número (K-20, K-03, etc. . .), o nome do aparelho e o preço. Faça isso com bastante atenção, para evitar que os números sejam trocados e você receba um kit não solicitado.
- Calcule o valor da compra, e decida-se pela forma de pagamento — Cheque ou Vale Postal, a favor da Sópostal Ltda. Se você efetuar o pagamento com cheque, coloque-o junto ao pedido, que será transformado em envelope.
- Veja as instruções para recortar a folha de pedidos, obedeça as dobras, colando-as nos lugares indicados. O próprio pedido se tornará o envelope, que você nos enviará em seguida.

Aguarde o recebimento, em alguns dias, do material solicitado, no endereço que você indicou no pedido, através dos Correios.



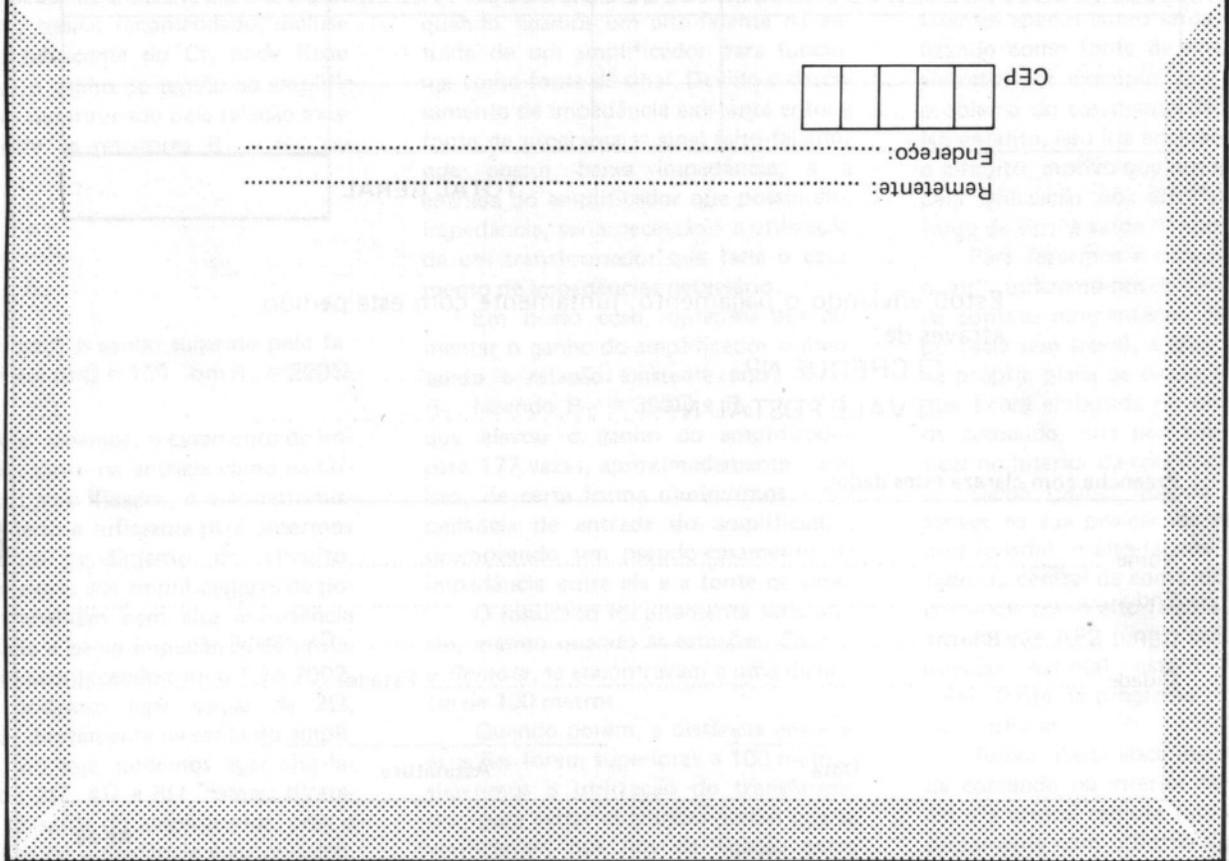
Caixa Postal 19.208
CEP 01000 – São Paulo – Capital

0 1 0 0 0

RPC

CEP

Endereço:
Remetente:



MATRICULE-SE HOJE MESMO NO INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO

A MAIOR ORGANIZAÇÃO DE ENSINO POR CORRESPONDÊNCIA DO PAÍS

Rua Brigadeiro Tobias, 298 - Caixa Postal 5058 - CEP 01000 - São Paulo - Capital

E COMECE A ESTUDAR IMEDIATAMENTE

RADIOTÉCNICO E TELEVISÃO a cores e preto e branco

Plano A - Pagamento à vista de Cz\$ 962,55

Plano B - 8 meses - No ato da matrícula Cz\$ 136,68 e mais 7 mensalidades de Cz\$ 136,68

Plano C - 12 meses - No ato da matrícula Cz\$ 96,58 e mais 11 mensalidades de Cz\$ 96,58

TV A CORES E PRETO E BRANCO

Plano A - Pagamento à vista de Cz\$ 607,13

Plano B - 4 meses - No ato da matrícula Cz\$ 162,10 e mais 3 mensalidades de Cz\$ 162,10

Plano C - 8 meses - No ato da matrícula Cz\$ 86,21 e mais 7 mensalidades de Cz\$ 86,21

MONTAGEM DE RÁDIO

Plano A - Pagamento à vista de Cz\$ 923,84

Plano B - 5 meses - No ato da matrícula Cz\$ 200,47 e mais 4 mensalidades de Cz\$ 200,47

Plano C - 10 meses - No ato da matrícula Cz\$ 108,09 e mais 9 mensalidades de Cz\$ 108,09

Para facilitar e tornar mais rápida a sua matrícula, a direção do IUB coloca a sua disposição o **Certificado de Matrícula** abaixo:

INSTRUÇÕES PARA O PREENCHIMENTO DO CERTIFICADO DE MATRÍCULA

- Escolha o curso de sua preferência.
- Observe que existem 3 planos de pagamento.
- Indique no quadradinho com um X, o plano de sua escolha.
- Indique o valor da importância que deverá ser remetida para o IUB.
- Coloque um X no quadradinho referente a sua opção de pagamento: Cheque ou Vale Postal e indique o nº do documento.
- Se você escolheu o plano B ou C, preencha os dados correspondentes.
- Preencha com atenção os seus dados pessoais.
- Remeta para o IUB o seu **Certificado de Matrícula** juntamente com o pagamento escolhido.

Assim que recebermos o **Certificado de Matrícula** acompanhado do respectivo pagamento providenciaremos a expedição de sua **Carteira de Estudante** e enviaremos as primeiras lições e o material de estudo necessário. É importante mencionar que durante o curso você terá toda a assistência didática necessária, com acesso constante ao nosso Departamento de Consultas. Ao final do curso, e constatada a sua aprovação, será providenciada a expedição do seu **Certificado de Conclusão**.

CERTIFICADO DE MATRÍCULA

RE-26

Sr. Diretor

Solicito a minha matrícula no curso de:

Estou enviando juntamente com este Certificado a importância de Cz\$ relativa ao pagamento:

- Do plano A, a vista
 Da 1ª parcela do plano B
 Da 1ª parcela do plano C

- Este pagamento está sendo feito através de:
 Cheque N°
 Vale Postal N°

ATENÇÃO: Se você escolheu o Plano B ou Plano C, preencha também as linhas abaixo.

Comprometo-me a remeter-lhes mais mensalidades de Cz\$ todo o mês, até completar o preço do meu curso. Caso eu não atrase o pagamento de minhas mensalidades, fica entendido que o IUB manterá esse preço até o final do meu curso.

DADOS PESSOAIS DO ALUNO

Curso de: Plano:

Nome:

Rua: N°:

Bairro: CEP: Cx. Postal:

Cidade: Estado:

Estado civil: Idade: Sexo:

Data

Assinatura

PONTO DE ENCONTRO

Waldir da Silva
Rua Haiti, 67 - Parque das Nações
Santo André - SP
CEP 09250

Gostaria de entrar em contato com o leitor Luiz Cláudio Imenez, ou que ele entrasse em contato comigo para troca de informações, principalmente com relação a órgãos eletrônicos.

O endereço do leitor Luiz Cláudio Imenez é Rua Godofredo Gonçalves, 58, Bairro do Limão, São Paulo, SP, CEP 02727.

David J. Soares
Caixa Postal 852
Caxias do Sul - RGS
CEP 95100

Peço o especial obséquio de enviar-me o endereço do Sr. Waldevino Soares Antero de Lins - SP, o qual escreveu para a seção Correio Técnico da revista nº 10 de março de 1985, pois tenho interesse nos esquemas de rádio e servos os quais foram apresentados.

Caro leitor David, infelizmente não dispomos do endereço do amigo Waldevino. Aproveitamos o ensejo para solicitar ao Waldevino que entre em contato conosco ou com você di-

retamente, atendendo ao seu apelo e também do Gerson de Azevedo e Silva (veja Ponto de Encontro da revista 22), que também como tantos outros, deseja manter este contato.

Eziquel G. D'Ávila
Rua Marechal Floriano, 400
Toledo - PR
CEP 85900

Gostaria de formar um clubinho por correspondência com um mínimo de 50 sócios. Os primeiros 50 que escreverem receberão uma lista com os nomes e endereços de cada um dos 50 sócios.

Portanto, escrevam para o endereço acima.

IUB Informa:

ERRATAS

1) Na figura 1, página 17 da revista nº 24 (Manutenção e Ajuste dos Tape Decks), o nome correto do instrumento mostrado é "Desmagnetizador utilizando Ferro de Soldar".

2) Nas figuras 2 e 3 da página 18 da revista nº 24, houve inversão nas representações do "núcleo sem uso" e "núcleo desgastado". As representações das "cabeças magnéticas" sem uso e desgastada estão corretas.

3) O esquema elétrico elétrico apresentado no Teste nº 2 da seção "TESTE SEUS CONHECIMENTOS" da revista nº 24, página 57, é de um circuito "integrador" e não diferenciador.



CAIXA POSTAL 19.208 - CEP 01000 - SÃO PAULO - SP

PEDIDO DE LIVROS

RE25

Ref.:	Quant.	Valor Cz\$
Ref.:	Quant.	Valor Cz\$
Ref.:	Quant.	Valor Cz\$
Ref.:	Quant.	Valor Cz\$
		Valor Total Cz\$

O pagamento do valor total geral deste pedido está sendo enviado através de:

Cheque anexo N°

Vale Postal N°

Nome:

Endereço:

Bairro: CEP: Cx. Postal:

Cidade: Estado:

Data / / Assinatura

LIVROS TÉCNICOS ESPECIALMENTE SELECIONADOS E RECOMENDADOS PELO IUB

Ref.:	LIVROS	Preço
4073 -	Rádio: Mais 50 Perguntas e Respostas	Cz\$ 28,00
4072 -	Rádio: 50 Perguntas e Respostas	Cz\$ 28,00
4022 -	Manutenção e Preparo de TV a Cores	Cz\$ 112,00
4028 -	Formulário de Eletrônica	Cz\$ 44,00
4038 -	Eletricidade: 50 Perguntas e Respostas.	Cz\$ 29,00

INSTRUÇÕES PARA O PREENCHIMENTO DO PEDIDO DE LIVROS

- Indique, nas linhas pontilhadas, a referência, a quantidade e o valor relativo ao número de livros escolhidos.
- Some esses valores, colocando o resultado na linha Valor Total.
- Remeta o pagamento para Sópostal - por meio de CHEQUE ou VALE POSTAL, juntamente com o Pedido de Livros. Sem o pagamento, não remeteremos os livros solicitados.
- Assim que recebermos o Pedido de Livros, acompanhado do respectivo pagamento, providenciaremos o envio das obras via Correio.

LIVROS TÉCNICOS

Especialmente selecionados e recomendados pelo IUB



RÁDIO MAIS 50 PERGUNTAS E RESPOSTAS

O sucesso do 1º volume foi tão grande que preparamos esta continuação com mais 50 questões práticas sobre formato e comprimento de onda, amplificação de RF, soldagens, consertos, adaptações, gráficos, tabelas e muitas ilustrações.

118 Páginas

Cz\$ 28,00

Ref.: 4073

Através dos anos, os professores do IUB reuniram as perguntas que os alunos mais freqüentemente fazem em suas consultas. Agora a IUB Editora está publicando essas perguntas, juntamente com as suas respostas, em livrinhos práticos e úteis. Amplamente ilustrados esses livros constituem valioso complemento aos cursos do IUB, porque se antecipam a uma pergunta que o aluno gostaria de fazer, além de esclarecer e ampliar muitos detalhes. Até o momento foram publicados estes livros; e estão à sua disposição.



RÁDIO 50 PERGUNTAS E RESPOSTAS

Importantes questões sobre grandezas elétricas, unidades de medida, códigos de identificação, corrente alternada e muitos conselhos úteis. Tudo ilustrado com gráficos, esquemas e tabelas. Precioso auxiliar para o Raiotécnico.

82 Páginas

Cz\$ 28,00

Ref.: 4072



MANUTENÇÃO E REPARO DE TV A CORES

Este manual explica detalhadamente as técnicas de recepção a cores assim como seus defeitos e modo de repará-los. Mais de 200 fotos, ilustrações e diagramas.

120 Páginas

Cz\$ 112,00

Ref.: 4022

FORMULÁRIO DE ELETRÔNICA

117 fórmulas para cálculos de circuitos eletrônicos, numa coletânea de Francisco Ruiz Vassallo, com tradução de César Pontes. Totalmente ilustrado e exemplificado.

186 Páginas

Cz\$ 44,00

Ref.: 4028

FRANCISCO RUIZ VASSALLO

Formulário de Eletrônica

TODAS AS LEIS FUNDAMENTAIS DA ELETRICIDADE
E DA ELETRÔNICA

117 fórmulas
para o cálculo
de circuitos eletrônicos,
úteis aos técnicos e aos estudantes



ELETRICIDADE 50 PERGUNTAS E RESPOSTAS

Neste livro estão reunidas as questões mais discutidas pelos alunos do Curso de Eletricidade do IUB. Através de ilustração são esclarecidos assuntos como: campo magnético, resistência elétrica, esquemas, instalações, prevenção de acidentes, etc.

62 Páginas

Cz\$ 29,00

Ref.: 4038

Faça HOJE MESMO o seu pedido!

Escolha os livros que mais lhe interessarem e preencha o PEDIDO DE RESERVA que se encontra na página 74 da Revista. Envie rapidamente para a Sópostal, acompanhado do valor correspondente à sua compra, que poderá ser através de Cheque, Vale Postal ou Valor Declarado. Em poucos dias você receberá, pelo Correio a sua encomenda.

ESTA TV ESTARIA DESLIGADA SE NESTA CIDADE DE 2.243 HABITANTES NÃO HOUVESSE UM TÉCNICO ESPECIALIZADO.



Nestes últimos anos o Brasil se modificou. Estradas romperam o isolamento dos lugarejos. Vilas se transformaram em cidades. O rádio e a televisão tornaram-se presenças comuns, mesmo nos lugares mais distantes. Com isto, abriu-se um mercado de trabalho especializado e surgiu a necessidade de técnicos no próprio local.

Acompanhando o Brasil nesse processo de modernização, o INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO ocupou um relevante papel: proporcionou a milhões de brasileiros, das mais diferentes regiões, cursos profissionalizantes por correspondência. E dessa forma contribuiu para a formação de técnicos e de mão-de-obra especializada.

Isso mesmo. Mais do que simplesmente informar, os cursos por correspondência do IUB formam profissionais. Que podem colocar em prática o que aprenderam nos cursos. E mesmo em países mais desenvolvidos os cursos por correspondência têm importante papel no aprimoramento profissional. Prova disso é que a Universidade aberta (por correspondência) forma anualmente milhares de pessoas em nível universitário.

Cada luz azul de uma TV ligada, na capital ou no interior, indica que por perto há sempre um técnico de Rádio e TV, formado pelo IUB. Graças à eficiência da Empresa Brasileira de Correios e Telégrafos (ECT) ele teve acesso ao curso do IUB e pôde assim se profissionalizar.

É esta a contribuição do INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO, uma escola que há mais de 40 anos faz parte do Brasil e luta permanentemente pelo desenvolvimento da educação profissional. Formando e informando, o IUB é parte atuante da cultura do país.

INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO
Uma escola do tamanho do Brasil