REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

MAIO 1979 N.° 373 Cr$ 30,00



VETA UNIVERSAL

power line bravox



Modelo BC-69
50 WATTS



Modelo BC-6
50 WATTS

POWER LINE BRAVOX - Coaxial para amplificadores e toca-fitas.



- **Potência Total** dentro do seu carro.
- Altíssimo rendimento eletroacústico e qualidade de som.
- Perfeito balanceamento sonoro entre os dois alto-falantes, com emissão conjugada de todas as freqüências numa única estrutura, sólida e anti-vibratória.
- Recomendado para todos os amplificadores nacionais.

BRAVOX

alto-falantes Bravox - a alma do som

REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

REGISTRO 336.P.209/73 DCDP - DPF

ANO XXXI | N.º 373 | MAIO | 1979

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

Redação e Administração:
RUA TIMBIRAS, 263 - FONE: 220-7422
CAIXA POSTAL 30 277 - SÃO PAULO

Propriedade do
INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR LTDA.

Diretoria:
ACHILES LEOPARDI
ODARCY S. BARINI
WALDOMIRO RECCHI

Redator:
OCTAVIO A. DE TOLEDO ASSUMPÇÃO

Secretária de Redação:
HELOISA HELENA P. HUFF

Desenhos:
MOACYR JOSÉ GONÇALVES

Consultor Permanente:
NICOLAS GOLDBERGER

Supervisor Técnico:
ENG.º ADALBERT W. MIEHE

Contacto:
CLAUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:
A. Fanzeres
Aquilino R. Leal
Dirceu Fernandes Barbosa
João Michel
Jorge Lauriano N. Sant'Anna
Luiz Sarlos Pereira
Paulo Sérgio P. Ferreira
Rudolf Mäusl
Sidney Yukizaki
IBRAPE

Produção Gráfica:
GRAFICA OBJETIVO
Rua Salete, 378

Distribuidor Exclusivo:
FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.
Rua Teodoro da Silva, 907 - ZC-11
Rio de Janeiro - RJ

Publicidade:
MONITOR PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
Rua João Rudge, 366 1.º andar
Caixa Postal 30 277 - São Paulo - SP

Circulação:
Publicação mensal que circula em todo o País, Portugal e Províncias Ultramarinas.

Tiragem:
23 000 exemplares

Assinaturas:
1 ano ..... Cr$ 330,00
2 anos ..... Cr$ 650,00

ÍNDICE

Como Projetar Suas Fontes de Alimentação 27

Diversas Aplicações com Foto-Resistores .. 33

A Operação Segura de Transistores de Potência — 2.ª Parte 37

ÁUDIO: *Na Onda Quadrada* 42

TELEVISÃO: *Tecnologia de Televisão - 5.ª Parte* 51

Função da Chave PAL na TV a Cores 57

Reparação de Receptores de Rádio Transistorizados - Conclusão 63

TELEFONIA: *Coexistência de Linhas Elétricas e de Telecomunicações* 73

Os Medidores de Resistência de Terra 77

NOSSA CAPA 82

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL 84

LIVROS EM REVISTA 90

TESTE VOCÊ MESMO 94

PROIBIDA A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DOS ARTIGOS E ILUSTRAÇÕES PUBLICADOS NESTA REVISTA.
Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores. O conteúdo e a matéria redacional dos anúncios são de responsabilidade dos anunciantes.

COMO PROJETAR SUAS FONTES DE ALIMENTAÇÃO

Dirceu Fernandes Barbosa*

NESTE ARTIGO O LEITOR ENCONTRARÁ TODOS OS DADOS PARA O PROJETO E MONTAGEM DE SUAS PRÓPRIAS FONTES

Existem no mercado fontes de alimentação ajustáveis de boa qualidade, mas também de preços elevados.

A grande maioria dos aparelhos transistorizados trabalha com tensões entre 1,5 V e 12 V, com correntes que não ultrapassam 1 A e, por isso, neste artigo vamos dar a "receita do bolo" para o projeto e a montagem das mesmas.

Cada fonte é projetada para um fim específico. Por exemplo, se precisamos de uma fonte para substituir as pilhas do radinho de bolso, como devemos proceder? Primeiramente saber quantas pilhas ele usa e, em segundo lugar, estimar a sua máxima corrente de consumo. Se temos um rádio com duas pilhas, a tensão será de 3 V (1,5 V x 2), e um rádio com esta tensão não deverá trabalhar com corrente máxima muito elevada. Podemos medir a corrente máxima introduzindo um miliamperímetro em série com as pilhas.

Por esses dois dados é que se determinam as características da fonte.

O que é uma boa fonte? Uma boa fonte tem que ser insensível às variações de tensões da rede e às variações de corrente da carga. Naturalmente isso só será possível numa fonte ideal e, como sabemos, em todos os componentes existem perdas.

1) Uma fonte comum não possui regulação ou estabilização, ou seja, tem uma tensão determinada na saída. Essa tensão não é fixa e varia com a variação da tensão da rede e de corrente na carga.

2) Se por descuido curto-circuitamos os seus terminais de saída, corremos o risco de danificá-la. Por isso há necessidade de incluirmos um circuito de proteção contra curtos.

O circuito

O transformador T1 transforma a tensão do primário (110 V ou 220 V alternados) numa tensão alternada de 9 V + 9 V. Os diodos D1 e D2 retificam os pulsos positivos que carregam o capacitor C1. O resistor R1 polariza a base de TS1, que é o transistor que fornece a corrente máxima da fonte.

O diodo zener DZ1 é que estabiliza a tensão de base de TS1, e a tensão do emissor, como está

*Prof. da Escola Aladim

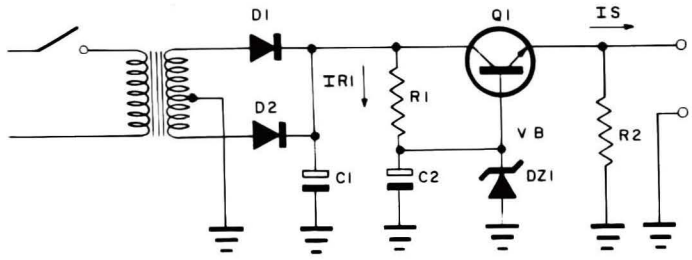


Figura 1

ligada diretamente a ela, também será estabilizada. C2 evita pequenas ondulações ("ripple") que porventura haja na base de TS1. R2 é um resistor de carga, e deriva uma pequena parte da corrente de saída mesmo sem consumo externo (fig. 1).

O projeto

Para o projeto de qualquer fonte, devemos ter em mente os seguintes parâmetros:

Se for uma fonte fixa:

a) tensão de saída da fonte
b) corrente máxima a ser consumida

Se for variável:

a) tensão mínima de saída
b) tensão máxima de saída
c) corrente máxima de saída

1.° exemplo:

Fonte fixa estabilizada, sem proteção de curto (fig. 1). Adotaremos:

$$VS = 6\ V$$
$$IS = 300\ mA$$

1.° passo — T1:

primário = 110 ou 220 V
secundário = VS x 1,2 (20%)
6 x 1,2 = 7,2 (adotamos valor superior padronizado 9 V + 9 V)
corrente do secundário = IS x 1,2 (20%)
300 x 1,2 = 360 mA (na prática usaremos 500 mA)
D1, D2 — deverão suportar tensões maiores que 2 vezes a tensão do secundário (na prática 50 V) e correntes igualmente maiores (1 A) — 1N4001

2.° passo:

$TS1 = VCE > 2 . (VE - VS)$
$IC > 2 . IS$
escolhido BD135

3.° passo

tensão e corrente de base de TS1
VB = tensão de base
VB = VS + 0,6 ($\beta = 80$ do manual)
VB = 6 + 0,6 = 6,6 V

$$IB = \frac{IC}{\beta} \longrightarrow IB = \frac{0,3\ A}{80}$$

IB = 3,8 mA

4.° passo:

IR1 = 10 x 3,8 = 38 mA

5.° passo:

VR1 = VE − VB

6.° passo:

VE = V (transformador) x $\sqrt{2}$ − 0,6 V
VE = 9 . 1,4 − 0,6 = 12 V

7.° passo:

VR1 = 12 V − 6,6 V
VR1 ≅ 6 V

8.° passo:

$$R1 = \frac{VR1}{IR1} = \frac{6}{0,038\ A} = 157\ \Omega$$ (usaremos 150 Ω)

9.° passo:

potência em R1
pot_{R1} = VR1 x IR1
pot_{R1} = 5,4 V x 0,038 = 0,2 W (adotamos 1/2 W)

10.° passo:

Cálculo de DZ1
VZ1 = VB
VZ1 = 6,6 V

não havendo esta tensão de zener, adotar a imediatamente superior
VZ1 = 6,8 V

11.° passo:

potvz1 = VZ1 x IZ1 IZ1 = IR1 − IB

$pot_{VZ1} = 6{,}8\ V \times 34{,}2\ mA$

$pot_{VZ1} = 232\ mW$ (1N754)

12.° passo:

$$R2 = \frac{VS}{0{,}1 \times IS} = \frac{6\ V}{0{,}1 \times 0{,}3\ A} = 200\ \Omega$$

$pot_{R2} = VS \times 0{,}1 \times 0{,}3 = 0{,}18\ W$ (adotamos 1/2 W)

13.° passo:

Cálculo de C1

$$F \begin{cases} \text{meia onda} = 60\ Hz \\ \text{onda completa} = 120\ Hz \end{cases}$$

$$C1 = \frac{\frac{1}{F}}{\frac{Vmax}{Imax} \times \%}$$

Obs.: a) para fontes estabilizadas usamos até 30% (0,3)
b) para fontes não estabilizadas usamos até 20% (0,2)
c) para equipamentos profissionais usamos porcentagens menores que 10% (0,1)

$$C1 = \frac{\frac{1}{120}}{\frac{6\ V}{0{,}3} \times 0{,}3} = 1\,383\ \mu F$$ (usa-se na prática 1 500 µF)

$VC1 = VE \times 1{,}5$

$VC1 = 12\ V \times 1{,}5$

$VC1 = 18\ V$ (na prática usa-se VC1 = 20 V)

14.° passo:

$$C2 = \frac{\frac{1}{120}}{\frac{VZ1}{IB} \times \%} = \frac{0{,}0083}{\frac{6{,}8}{0{,}0038} \times 0{,}1} = 42\ \mu F$$

(na prática C2 = 50 µF/10 V)

Circuito impresso

Para os que não estão acostumados a "bolar" seus próprios circuitos impressos, e sim montar os que já vêm prontos, daremos aqui algumas sugestões.

Primeiramente desenha-se o circuito num papel qualquer, e prende-se este a uma plataforma de isopor com fita adesiva transparente (fig. 2).

De posse de todos os componentes, vai-se espetando um a um no local e posição correspondente aos do desenho. Com isso se saberá as posições e distâncias depois de montado. Feito isso, com uma caneta de cor diferente do circuito, vai-se desenhando e unindo os pontos (fig. 3).

2.° exemplo:

No exemplo n.° 2 damos o circuito de uma fonte de alimentação de boa qualidade e com proteção contra curto. Essa fonte possui um circuito de

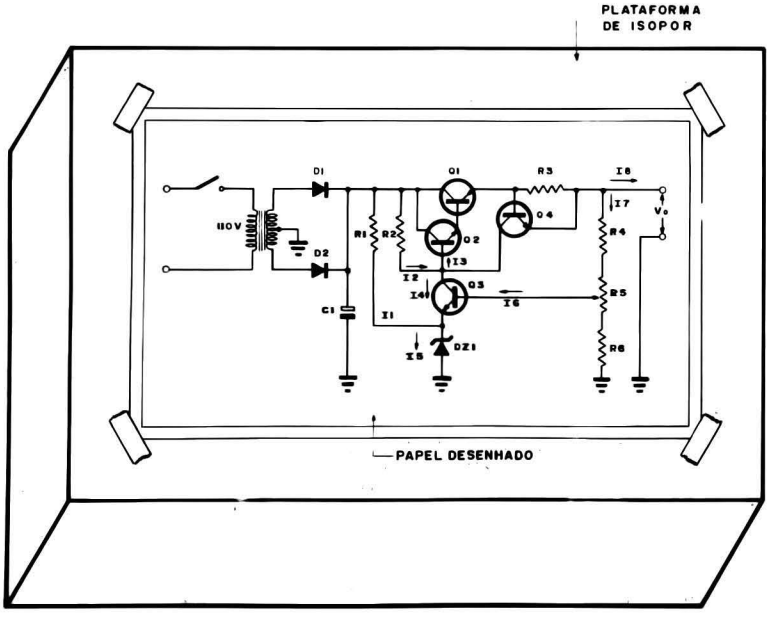


Figura 2

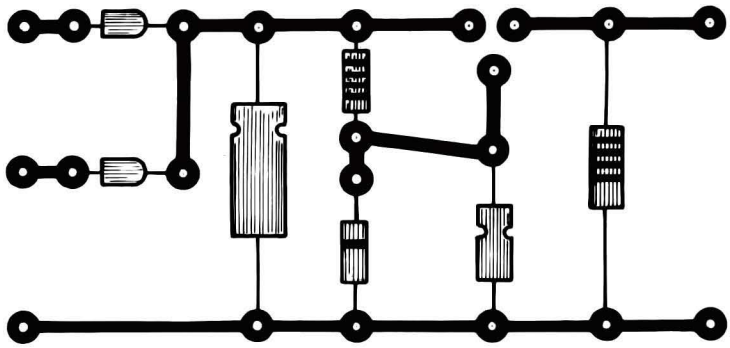


Figura 3

realimentação que funciona da seguinte forma (fig. 4); quando a tensão em V0 diminui devido ao aumento de corrente de carga, por exemplo (a corrente I8 aumenta), a corrente I diminui e com ela diminui I6. Como a corrente de coletor é proporcional à corrente de base, I6 diminui e a corrente I4 também diminui. Ora, I2 = I3 + I4. Se I4 diminui, I2 também diminui e a queda de tensão em R2 diminui. A tensão de saída da fonte V0 está ligada diretamente à tensão de base de Q2, ou seja:

$$V_{base_{Q2}} = V_{e_{Q1}} + V_{be_{Q1}} + V_{be_{Q2}}$$

Como $V_{B_{Q2}}$ aumentou, V0 também voltou à tensão anterior.

O circuito

Os diodos D1 e D2 servem para retificar a corrente alternada vinda do transformador.

R2 = carga de base de Q2 e de coletor de Q3
R1 = carga de DZ1
Q1 = transistor de potência
Q2 = amplificador de corrente

Q1 e Q2 formam o circuito Darlington.

Q3 é o circuito de realimentação.

R4, R5 e R6 = polarização de base de Q3 e determinação da tensão.

Q4 = circuito de proteção. Estará sempre no corte, salvo quando a saída é posta em curto.

R3 = polarização de base de Q4.

O projeto

I8 = 1 A (corrente que a fonte deverá fornecer)
V0 = 6 V a 16 V (tensão da saída da fonte)

$$I_B = \frac{I_C}{I_B}$$

β Q1 = 50 (2N3055)
β Q2 = 170 (BC337 – 20 mA)
β Q3 = 150 (BC337 – 1 mA)

$$I_3 = \frac{I_{CQ1}}{\beta\ Q1 \times \beta\ Q2}$$

$$I_3 = \frac{1\ A}{50 \times 200} = 0{,}0001\ A \text{ ou } 100\ \mu A$$

$I_4 = I_3 \times 10$
$I_4 = 100\ \mu A \times 10 = 1\ mA$

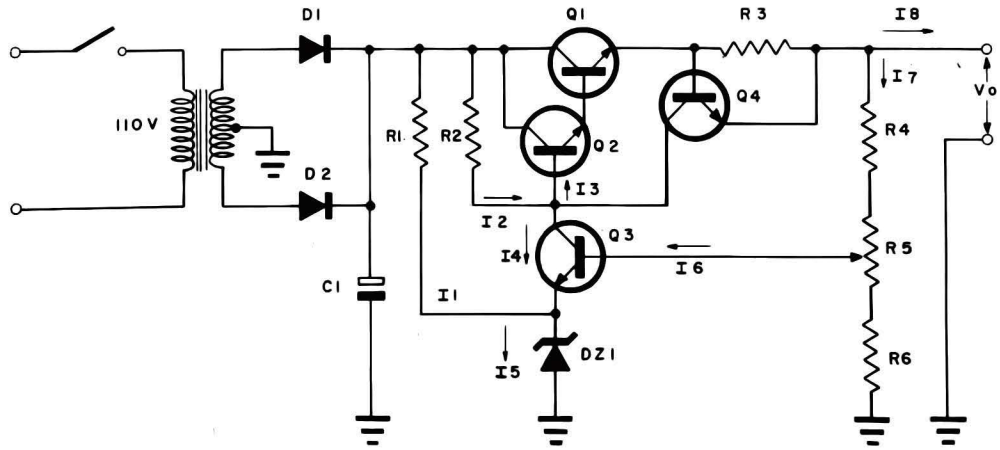


Figura 4

$$R2 = \frac{VC - Vo_{max} + Vbe_{Q1} + Vbe_{Q2}}{I3 + I4}$$

$VC = V\ transf. \times \sqrt{2} - 0{,}6\ V = 15\ V$.

$\sqrt{2} - 0{,}6 = 20{,}6\ V$

$Vo_{max} = 16\ V$

$$R2 = \frac{20{,}6\ V - 16\ V + 0{,}6 + 0{,}6}{1{,}1\ mA} =$$

$$= \frac{3{,}4\ V}{0{,}0011} = 3\ k\Omega$$

$I5 = I4 \times 10$

$I5 = 1\ mA \times 10 = 10\ mA$

$$VDZ1 = \frac{1}{2} Vo_{min}$$

$$VDZ1 = \frac{6{,}8\ V}{2} = 3{,}9\ V$$

$PDZ1 = VDZ1 \times IDZ1$
$3{,}9\ V \times 0{,}01 = 3{,}9\ mW$ (usa-se um diodo zener de 3,9 V/400 mW)

$$R1 = \frac{VC - VDZ1}{I5 + I4} = \frac{20{,}6\ V - 3{,}9\ V}{0{,}011} \cong 1\,500\ \Omega$$

$$R4 + R5 + R6 = \frac{Vo_{min}}{I7}$$

$I_{>min} = I6_{max} \times 10 \rightarrow I6_{max} =$

$$= \frac{VC - Vo_{min} + Vbe_{Q1} + Vbe_{Q3}}{R2 \cdot \beta\ Q3} =$$

$$= \frac{20{,}4 - 6{,}8 + 0{,}6 + 0{,}6}{3\ k\Omega \cdot 150}$$

$I6_{max} = 27{,}5\ \mu A$

$$I6_{min} = \frac{IA_{max}}{\beta\ Q3} = \frac{0{,}001}{150} = 6{,}6\ \mu A$$

$R4 + R5 + R6 = Vo_{min} = 6{,}8\ V =$
$= 10 \times I6_{max} = 10 \times 28\ \mu A$

$R4 + R5 + R6 = 24\,200$

$I7_{min} = 280\ \mu A$

$$I7_{max} = \frac{Vo_{max}}{R4 + R5 + R6} = \frac{16\ V}{24\,200} \cong 660\ \mu A$$

$I7_{max} = 660\ \mu A$

$$R6 = \frac{4{,}5\ V}{I7_{max}} = \frac{4{,}5\ V}{660\ \mu A} = 6{,}8\ k\Omega$$

$$R5 + R6 = \frac{4{,}5\ V}{I7_{min}} = \frac{4{,}5\ V}{280\ \mu A} = 16\ k\Omega$$

$R5 = 16\ k\Omega - 6{,}8\ k\Omega = 9{,}2\ k\Omega$

$R4 = 24\,200 - 16\,000 = 8{,}2\ k\Omega$
$R4 = 8{,}2\ k\Omega$ (ver fig. 5)

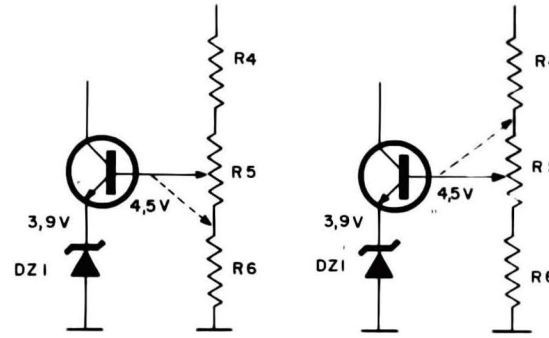


Figura 5

Cálculo de R3:

$$R3 = \frac{Q4_{VBE}}{I8 \times 1{,}2\ (20\%)} = \frac{0{,}6}{1{,}2} = 0{,}5\ \Omega$$

$PR3 = 2 \times I8 \times 1{,}2 \times 0{,}6\ V = 1{,}44\ W$ (usa-se valor imediatamente superior — 2 W)

$$PR2 = \frac{VC^2}{R2}$$

$$PR2 = \frac{20^2}{3\,000} = 0{,}13\ W\ (usa\text{-}se\ 1/2\ W)$$

$$PR1 = (VC - VDZ1)^2 = \frac{(20 - 3{,}9)^2}{1\,500} =$$

$$= 0{,}17\ W\ (usa\text{-}se\ 1/2\ W)$$

$$Co = \frac{\frac{1}{F\ do\ retificador}}{\frac{V_{max}}{I_{max}} \times \%}$$

Freqüência do retificador { onda completa 120 Hz; meia onda 60 Hz }

$V_{max} = 20{,}6\ V$
$I_{max} = 1\ A$
% = menor que 25% (0,25)

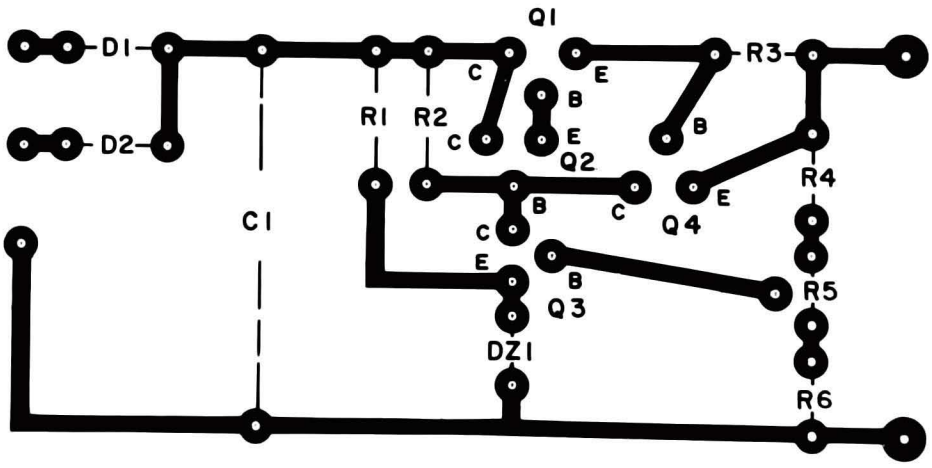


Figura 6

$$C1 = \frac{\frac{1}{120} \times 10^6}{\frac{16\ V}{1\ A} \times 0{,}15} = 3\,472\ \mu F \text{ (na prática, C1} = 3\,500\ \mu F)$$

O desenho da placa de circuito impresso para o diagrama da figura 4 está mostrado na figura 6.

Conclusão

Com base neste artigo, o leitor terá condições de fazer um projeto para a resolução de qualquer caso, tanto para os pequenos rádios de 2 pilhas como para os amplificadores de alta potência.

Outra coisa importante no projeto é ter-se manuais de transistores e diodos com suas características, curvas e também os respectivos preços.

É de bom alvitre que se façam os cálculos com uma calculadora e que se os façam duas vezes, para ter certeza de que não há erros.

Ω

EM RIBEIRÃO PRETO, UM DOS MAIORES HOSPITAIS DE ENSINO DE S. PAULO

Com o acionamento da bomba de cobalto e do acelerador linear, as novas instalações do Hospital das Clínicas da Faculdade de Medicina de Ribeirão Preto, São Paulo, foram inauguradas oficialmente no dia 22 de fevereiro pelo governador Paulo Egydio Martins. Considerado, pelas dimensões e pelo equipamento nele empregado, um dos maiores empreendimentos do gênero no Estado e no País, o Hospital das Clínicas de Ribeirão Preto, com 685 leitos (ampliáveis até mil), foi projetado pela INTARCO — Projetos e Consultoria S/C. Ltda., e recebeu aparelhos radiológicos Philips.

Seus 72 mil metros quadrados de área construída abrigam, dentre outras coisas, um ambulatório composto por 150 consultórios e 77 salas de exames especiais, onde poderão ser feitas até 1 500 consultas por dia; um centro cirúrgico formado por 16 salas de operação, inclusive dependências especiais para a realização de transplantes. O hospital dispõe também de um heliporto, proporcionando um real atendimento de emergência.

RADIOLOGIA

Para o setor de radiologia, onde existem dezessete salas e quatro conjuntos de câmaras escuras, a Philips forneceu onze aparelhos de raios-X para as mais variadas funções, como: instalações Angio-Diagnost para cine-coronariografia de 35 mm, angiografia cerebral, abdominal e periférica; para exames de estereo-taxia cerebral; para exames de tomografia complexa multi-direcional Politome U; para exames de gastro por meio de mesa tele-comandada Diagnost 100 e outras; para exames seriados do tórax com o Pulmo-Diagnost; aparelho Mamo-Diagnost para exames específicos da mama; para exames de planigrafia horizontal BTS 2; inclusive aparelhagem potente para radiografias per-operativas em sala de cirurgia, Diagnost OP.

As instalações que integram a radioscopia estão equipadas com intensificadores de imagem, circuitos fechados de televisão e gravador de video-tape. Três aparelhos móveis de raios-X MCD 100 atendem o serviço ambulante e completam o arsenal de equipamento radiológico Philips.

PIONEIRISMO

Quinze leitos foram instalados na unidade de tratamento intensivo. A cozinha tem capacidade de servir até 3 800 refeições por dia e dispõe de um dispositivo de aquecimento de bandejas por meio de discos — único no país — que mantém o alimento na temperatura adequada, dispensando o uso de carrinhos térmicos para o transporte. Outro pioneirismo no Brasil em lavanderia hospitalar é o processo de lavagem contínua que possibilita o processamento de 800 kg de roupa por hora.

O abastecimento de energia elétrica é assegurado por uma central formada por três subestações que fornecem um total de 7 000 kVA. Em caso de necessidade, um gerador de emergência de 850 kVA substitui o fornecimento normal em dez segundos. A comunicação telefônica é desempenhada por um equipamento PABX com 50 troncos, 600 ramais e 50 linhas diretas.

A INTARCO elaborou o re-estudo completo de toda a circulação interna das dependências do Hospital das Clínicas da Faculdade de Medicina de Ribeirão Preto, em função de progresso da engenharia da arquitetura e das exigências da Medicina moderna. Os projetistas também cuidaram de acrescentar aos planos originais a construção das unidades de tratamento renal e de medicina nuclear.

Idealizado para o atendimento das camadas menos favorecidas da população, o Hospital das Clínicas de Ribeirão Preto tem uma área de influência que se estende a toda Alta Mogiana e regiões circunvizinhas.

DIVERSAS APLICAÇOES

COM FOTO-RESISTORES

Jorge Lauriano N. Sant'Anna

1.º CIRCUITO
UM DISPARADOR FOTO-SENSÍVEL

O circuito apresentado tem por finalidade acionar um relé quando um feixe de luz é interrompido. De imediato pensa-se em uma série de aplicações possíveis, como por exemplo em circuitos de segurança para máquinas-ferramenta, que desligam instantaneamente a máquina quando o operário acidentalmente interrompe o feixe luminoso de proteção, evitando assim muitos acidentes.

Por outro lado, se o feixe passa sobre uma correia transportadora numa linha de produção, a interceptação do feixe pode ser usada na contagem dos objetos produzidos, pela ligação de um dos contactos do relé a um contador eletro-mecânico.

Enfim, as aplicações são múltiplas e estamos certos de que os leitores encontrarão sua maneira particular de usar o disparador.

Como funciona

O circuito do disparador é apresentado na figura 1. Em funcionamento, o relé RL1 encontra-se inicialmente desoperado, com a lâmpada LP1 alimentada através do contacto normalmente fechado do relé e do resistor R6. Deve haver um feixe luminoso atuando sobre o foto-resistor R8; nestas condições, a resistência de R8 é baixa e T1 fica com polarização insuficiente para conduzir, mantendo o relé desoperado e a lâmpada LP1 acesa.

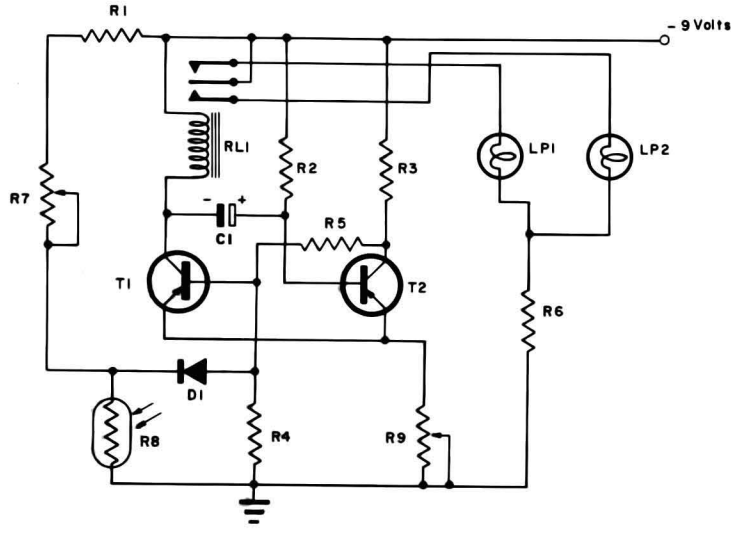


Figura 1

Quando o feixe luminoso é cortado, a resistência de R8 sofre um brusco acréscimo, tornando a base do transistor T1 bem mais negativa e, em conseqüência, esse transistor entra em condução, operando RL1, que apaga LP1 e acende LP2.

A finalidade do diodo D1 no circuito é evitar que a base de T1 receba polarização negativa através de R3, R5 e R8.

Os dois transistores constituem um multivibrador monoestável, que é disparado quando o feixe luminoso é interceptado. Enquanto T1 permanecia cortado, T2 recebia uma polarização de base através de R2, suficiente para fazê-lo conduzir. Entretantó, quando T1 entra em condução, sua tensão de coletor, que antes era igual à tensão da fonte de alimentação (−9 V), sofre um decréscimo em termos absolutos, isto é, desloca-se para um valor absoluto menor, devido à queda de tensão no enrolamento do relé. Este decréscimo, entretanto, equivale a um pulso positivo no coletor de T1, o qual será transmitido à base de T2 por C1.

Recebendo o pulso positivo, a base negativa, assegurando a condução do transistor, passa a ser momentaneamente positiva, cortando o transistor. C1, então, passará a ser carregado através de R2, do transistor T1 e de R9, de tal forma que a constante de tempo desse circuito define o tempo durante o qual o transistor T2 é levado a ficar cortado. Após esse tempo, $t1 = 0{,}69\ (R2 + R9)\ C1$, a base de T2 já terá se tornado suficientemente negativa para levar o transistor de volta à condução, e quando isso ocorre o pulso positivo que aparece no coletor de T2 é levado à base de T1 através de R5, cortando esse transistor e desoperando o relé, que havia operado quando T1 entrou em condução.

O tempo t1, para os valores de componentes dados na lista de material, é de cerca de 4 segundos. Assim, a interceptação do feixe luminoso não deve demorar mais do que esse período, não devendo haver também mais de uma interceptação durante esse tempo, pois somente a primeira seria observada. Se por acaso a aplicação que se tenha em vista assim o exigir, será preciso alterar o valor de C1, de acordo com a fórmula dada acima, para que se obtenha o funcionamento correto. A alimentação de todo o circuito deve ser feita por uma fonte de 9 V.

Montagem

A montagem é bastante simples, pois a disposição dos componentes não é crítica. O uso de uma placa de circuito impresso tornará mais fácil a construção do aparelho.

Como os leitores terão percebido, a ligação das lâmpadas LP1 e LP2 não é em nada indispensável na montagem definitiva, havendo sido apenas incluídas no circuito porque serão utilizadas no ajuste do aparelho. Quanto ao foto-resistor, ele deve ser montado no interior de um tubo de papelão, com a extremidade traseira vedada à luz; por ela só sairão os dois fios de ligação ao circuito.

A extremidade aberta do tubo deve ser voltada para a fonte de luz, a qual deve ser focalizada através de um sistema de convergência qualquer, dentro do tubo.

Ajuste

Deve-se ajustar da seguinte forma: com a fonte luminosa focalizada no interior do tubo onde vai montado o foto-resistor, atue sobre o potenciômetro R9 até LP2 se acender e LP1 se apagar; neste ponto, o aparelho estará pronto para ser utilizado.

Se houver problema no ajuste anterior, deve ser obtido, através de R7, um melhor ponto de funcionamento do foto-resistor R8. Se for usada uma fonte luminosa de pouca intensidade será necessário, dependendo da distância entre ela e o foto-resistor, suprimir o resistor R1.

Lista de material

T1 - OC72
T2 - OC71
D1 - OA81
R1 - 3 kΩ, 1/2 W
R2 - 56 kΩ, 1/2 W
R3 - 1,8 kΩ, 1/2 W
R4 - 820 Ω, 1/2 W
R5 - 4,7 kΩ, 1/2 W
R6 - 25 Ω, 1 W
R7 - 20 kΩ, pot. linear miniatura
R8 - foto-resistor Ibrape B8.731.08 ou equivalente
R9 - 250 Ω, pot. de fio
C1 - 100 μF, 12 V, eletrolítico
LP1, LP2 - lâmpada piloto n.º 47
RL1 - Relé de 400 Ω, 15 mA (Metaltex OP1RCTR400 ou equivalente)

2.º CIRCUITO
UM INTERRUPTOR CREPUSCULAR

Muitas vezes necessitamos acender e apagar lâmpadas com o anoitecer e amanhecer. Isto

tem sido muito utilizado pelas companhias de eletricidade, na iluminação pública. Este aparelho (fig. 2) possui inúmeras outras utilidades, como por exemplo, se desejamos viajar mas tememos deixar a casa vazia, basta instalarmos o nosso aparelhinho de modo que acenda as luzes ao anoitecer e as apague ao amanhecer; assim, qualquer pessoa que esteja interessada, por qualquer motivo, na casa desocupada, pensará que alguma pessoa, por algum motivo, não deixou a casa, e provavelmente nada tentará.

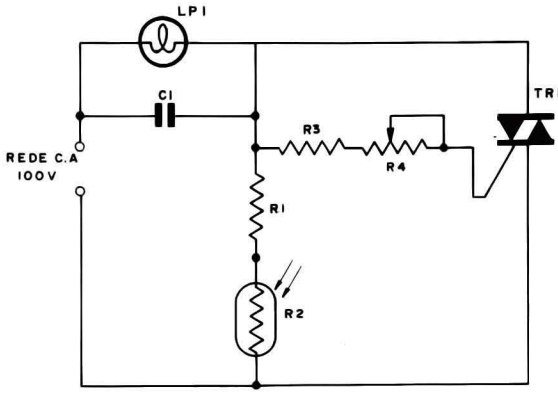


Figura 2

Quanto mais luz, menos resistência, e vice-versa; é esta variação de resistência que determina o acionamento de um relé, porém a utilização de um relé faz com que as lâmpadas se acendam e apaguem repentinamente. Por isso não utilizaremos um relé, e sim um triac; com o triac é possível acender a lâmpada gradativamente ao anoitecer até o seu brilho total e, inversamente, ao amanhecer.

Sem a desvantagem de um relé com suas partes mecânicas, construiremos um dispositivo com poucos componentes e totalmente eletrônico. A potência do aparelho dependerá do tamanho do triac utilizado. O MAC2-4 da Motorola pode permitir a passagem de 5 A.

O foto-resistor deverá ser colocado num tubo ou caixa separada e conectada à distância através de um fio paralelo; desta forma podemos localizar a célula para u'a melhor tomada da luz do sol.

Substituindo o foto-resistor por potenciômetro podemos controlar a velocidade de motores, etc. O potenciômetro miniatura de 10 kΩ (R4) serve apenas para variar a sensibilidade ao ponto desejado.

Lista de material

TR1 - MAC2-4
R1 - 8,2 kΩ, 2 W
R2 - B8.721.03
R3 - 820 Ω, 1/2 W
R4 - 10 kΩ, pot. ajustável
C1 - 0,47 μF, 160 V, poliéster
LP1 - lâmpada de potência máxima de 550 W, 110 V

3.º CIRCUITO
UM ALARME CONTRA LADRÕES

O circuito mostrado na figura 3, embora não apresente nenhuma inovação no assunto, pretende ser algo de intermediário entre os circuitos complexos que utilizam componentes caros ou de difícil obtenção, e os circuitos que, por demais rudimentares, deixam muito a desejar quanto à sua confiabilidade, rapidez operacional, etc.

O nosso alarme apresenta características tais como alta confiabilidade, baixo consumo, funcionamento rápido, bem definido, e dimensões reduzidas.

Uma vez interrompido o feixe luminoso, o alarme é ativado e só parará ao ser comprimido o botão CH1.

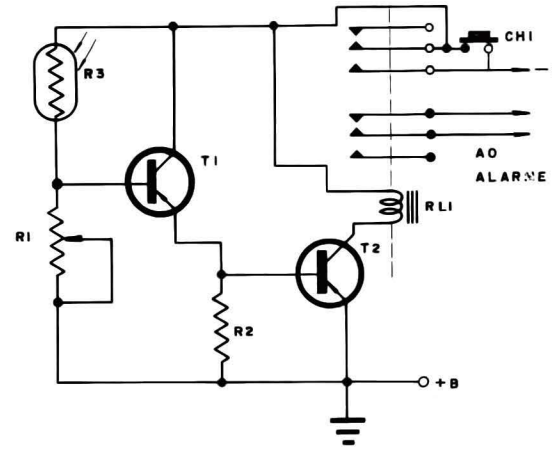


Figura 3

O circuito

Foram utilizados transistores simples tipo PNP, de uso geral, OC71. Outros transistores projetados para pequenos sinais também servirão e sua utilização será grandemente facilitada pela provisão, no circuito, de polarização ajustável.

O foto-resistor deverá ser do tipo OAP12, da Ibrape, ou outro tipo qualquer de uso geral.

O relé deverá ser de pequena dimensão, baixa corrente, pólos reversíveis, com resistência entre 5 e 10 kΩ.

Fonte de luz

A fonte luminosa pode ser montada dentro de uma caixa, como mostra a figura 4. O transformador utilizado é um transformador de filamento (6,3 V, 1 A); pode ser o Watson 9157 ou equivalente.

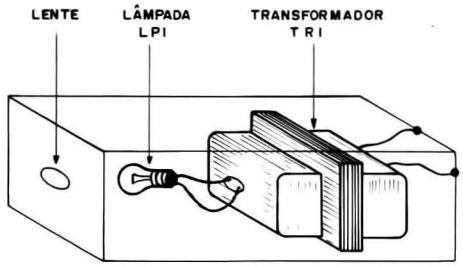


Figura 4

A lâmpada escolhida foi uma piloto n.º 47, para 6,3 V; a fixação da lâmpada deve visar facilitar o deslocamento para que se possa achar o ponto focal ideal para a distância que se pretenda cobrir.

A lente mostrada na figura 4 deve ser do tipo convergente, plano convexa ou bi-convexa, sendo a primeira mais conveniente. Se necessário pode-se instalar o "cérebro" do aparelho em um local conveniente e o foto-resistor em um ponto mais estratégico, através de um fio blindado.

Alimentação do sistema

A alimentação do cérebro do aparelho poderá ser feita através de pilhas (12 a 22 V) ou através de uma fonte própria, como mostra a figura 5.

Montagem

O aparelho pode ser montado do jeito que o leitor preferir, pois a disposição dos componentes não é nada crítica; no entanto, fica

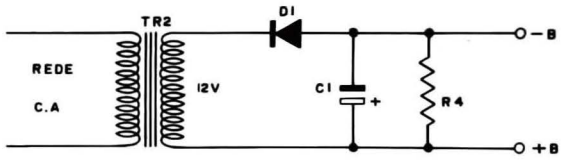


Figura 5

como sugestão o uso do circuito impresso, o qual dá ao trabalho, quando terminado, um aspecto profissional.

O resistor variável R1 nada mais é do que um potenciômetro utilizado em pequenos receptores transistorizados, facilmente encontrado no mercado.

Ajuste

Feita a montagem no local definido, ajuste a posição da lâmpada até obter um foco luminoso sobre o foto-resistor. O filamento da lâmpada deve estar perpendicular à lente, pois dar-lhe-á um ponto mais bem definido. Ao interromper-se o feixe de luz o relé deverá desarmar. Caso isso não ocorra, ajuste R1 até que o relé desarme a qualquer interrupção.

Instale uma campainha nos contactos do relé.

Lista de material

R1 - 5 kΩ, pot. miniatura
R2 - 1,5 kΩ, 1/4 W
R3 - foto-resistor Ibrape OAP12 ou equivalente
R4 - 1 kΩ, 1/2 W
C1 - 100 μF, 25 V, eletrolítico
T1, T2 - OC71
D1 - BY127
LP1 - lâmpada piloto n.º 47 ou n.º 46
CH1 - interruptor de pressão, tipo campainha
TR1 - transformador de filamento, 6,3 V, 1 A (Watson 9157 ou equivalente)
TR2 - transformador de filamento, 12 V, 1 A (Willkason 6371, com secundários em série ou equivalente)
RL1 - relé para CC, 2 pólos reversíveis

Ω

23.ª CONCENTRAÇÃO DE RADIOAMADORES DA 5.ª REGIÃO

Será realizada nos dias 26, 27 e 28 de outubro, em Londrina, Paraná, a 23.ª Concentração de Radioamadores da 5.ª Região. A programação está preparada pelos membros do "Clube de Radioamadores de Londrina" e será amplamente divulgada, com a devida antecedência, pelos radioamadores locais e da região, bem como pela imprensa.

A OPERAÇÃO SEGURA DE TRANSISTORES DE POTÊNCIA

2.ª PARTE

Colaboração da IBRAPE

O limite da segunda ruptura

A segunda ruptura é causada por uma área de alta densidade de corrente em algum lugar dentro da pastilha do transistor. Para se evitar a segunda rutpura, as diferenças de temperatura locais $\triangle T_{j\text{-}mb}$ não devem exceder 16°C (ver Apêndices 2 e 3 — que serão publicados no final desta série de artigos), isto é, a resistência térmica local $r_{th\ j\text{-}mb}$ não deve exceder um certo limite. O início da segunda ruptura é independente da temperatura da base de montagem, uma vez que o sobre-aquecimento local pode ocorrer independentemente de T_{mb}. Em contraste, o limite da dissipação de potência é aplicável apenas a um valor particular da temperatura da base de montagem.

Acima de um determinado valor da tensão coletor-emissor, a potência deve ser reduzida para se evitar que seja excedida a máxima diferença local de temperatura. Essa limitação de potência forma a quarta fronteira da SOAR, que é chamada de limite da segunda ruptura e que completa a área de operação segura dos transistores de potência.

Dois diferentes critérios são usados para definir o limite da segunda ruptura. São eles:

1) O limite acima do qual ocorrem excessivas diferenças de temperaturas locais, fazendo com que a resistência térmica aparente se eleve acima dos dados publicados pelo fabricante.

2) O limite acima do qual o transistor será danificado durante a sua vida útil esperada.

A segunda definição não leva em conta os efeitos térmicos dentro da pastilha, e de fato permite algum grau de sobre-aquecimento local. A primeira definição é mais rigorosa, oferecendo portanto um maior grau de proteção contra a segunda ruptura. Conseqüentemente, utilizamos a primeira definição para a grande maioria dos dados da SOAR.

A figura 10 mostra como a segunda ruptura é definida de acordo com este critério. A resistência térmica local $r_{th\ j\text{-}mb}$ é a resistência térmica que surge da mais alta diferença de temperatura local dentro da pastilha, e $r_{th\ j\text{-}mb}$ se torna maior que o valor publicado da resistência térmica $R_{th\ j\text{-}mb}$ quando um ponto quente começa a se formar dentro da pastilha.

Sob valores de tensão e corrente bem abaixo dos limites da SOAR, a resistência térmica é significantemente menor que os valores publicados.

Note que a temperatura da junção cai à medida que o ponto de operação se move ao longo da fronteira da segunda ruptura em direção a valores mais altos da tensão coletor-emissor. Isto ocorre porque a dissipação de potência cai enquanto a resistência térmica permanece constante.

SOAR para $V_{CE} < V_{CEO\ max.}$

As fronteiras da área de operação segura foram agora definidas e os métodos utilizados para especificar as condições de fronteira foram descritos. Para um transistor de potência operando sob condições de estado estável, cada uma das quatro

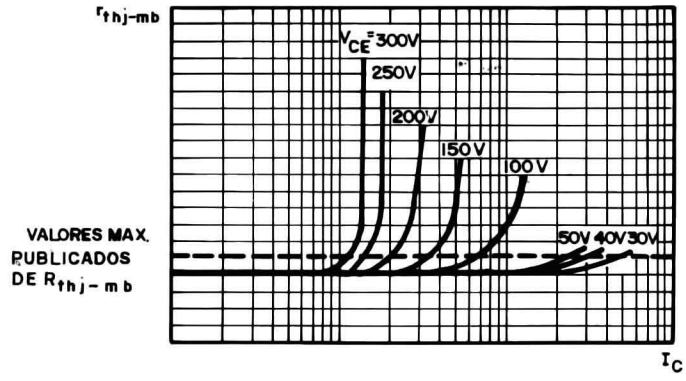


Figura 10

Definição do limite da segunda ruptura.

fronteiras deve ser encarada como um máximo absoluto, mesmo que ao se exceder qualquer uma delas não resulte na destruição imediata do transistor. Conduzindo-se um transistor à segunda ruptura, isso resultará em destruição súbita, ou pelo menos em danos, enquanto que se forem excedidas as especificações de potência ou corrente, isso usualmente causará alterações químicas ou metalúrgicas, o que resulta na redução da vida útil. Portanto, a curva da SOAR define a região de possíveis combinações I_C/V_{CE} dentro da qual o ponto de operação do transistor deverá permanecer sob as piores condições prováveis.

Antes que uma curva da SOAR possa ser utilizada como uma ajuda para o projeto de um circuito, ela deve geralmente ser modificada para se adaptar ao tipo de condições de operação a ser experimentado. Além disso, um processo de limitação pode e deve ser utilizado para os transistores de potência em todas as aplicações. O projetista de circultos estará então apto a assegurar um razoável compromisso entre o custo do dispositivo de potência e a tolerância do componente, enquanto chega a um projeto confiável.

A SOAR CC

A área de operação segura, válida para condições CC, forma a base para todas as outras áreas de operação. A figura 11 mostra um exemplo de uma área de operação CC. Os limites individuais que formam a área de operação serão agora considerados com maiores detalhes.

Para **pequenos** valores de corrente de coletor, a linha vertical é dada pela máxima tensão coletor-emissor com a base em circuito aberto ($V_{CEO\ max}$). Isto evita a operação do transistor na área onde pode ocorrer a ruptura por avalanche (ver fig. 2). Este limite se aplica apenas até uma certa corrente de coletor (cerca de 0,33 A na fig. 11). À medida que a corrente de coletor aumenta, a tensão coletor-emissor deve ser reduzida para evitar o início da segunda ruptura. Esta queda de tensão é uma linha reta (com uma rampa negativa) em um gráfico logarítmico/logarítmico. O valor dessa rampa é maior que a unidade, isto é, a dissipação de potência de coletor (I_C V_{CE}) aumenta com o decréscimo da tensão coletor-emissor. Essa fronteira é independente da temperatura da base de montagem.

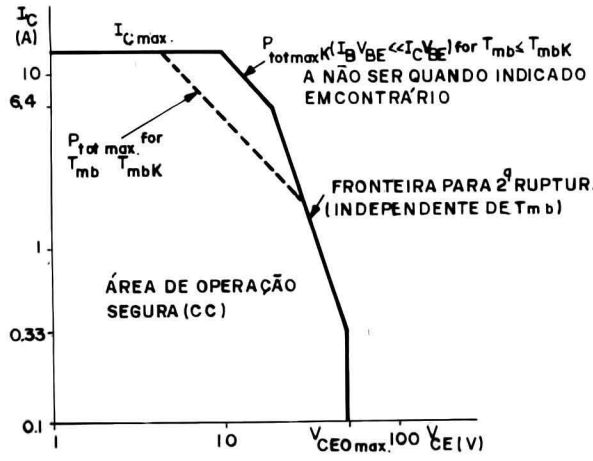


Figura 11

Área de operação CC de um transistor para $V_{ce} < V_{ceo\ max.}$

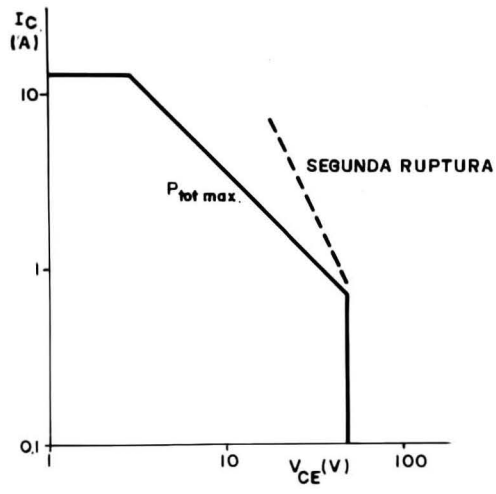


Figura 12

A fronteira da segunda ruptura pode ser excluída quando a máxima dissipação de potência é relativamente pequena.

À medida que a corrente de coletor aumenta ao longo da fronteira da segunda ruptura, deve ser atingido um ponto onde é encontrada a máxima dissipação de potência (o ponto onde $I_C = 6{,}4$ A na fig. 11). À medida que I_C aumenta além desse valor, V_{CE} deve ser reduzido para manter $P_{tot\ max.}$ constante, isto é, o produto $I_C\ V_{CE}$ deve ser mantido constante; a rampa dessa fronteira em um gráfico log/log é portanto -1. Supomos que a potência de dissipação da base possa ser ignorada. Se não, o produto $I_C\ V_{CE}$ deve ser correspondentemente reduzido, isto é:

$$I_C\ V_{CE} = P_{tot\ max.} - I_B\ V_{BE} \qquad \text{(XIV)}$$

$P_{tot\ max.}$ é calculada pela equação (V) ou (VI), mas a fronteira é usualmente plotada para $P_{tot\ max.\ K}$, isto é, ela se aplica a temperaturas de base de montagem abaixo de $T_{mb\ K}$.

À medida que a temperatura da base de montagem aumenta, a fronteira de dissipação de potência encontra o limite da segunda ruptura em valores progressivamente menores de I_C, e pode eventualmente excluir completamente o limite da segunda ruptura (fig. 12). Alternativamente, a situação pode ser invertida se a máxima dissipação de potência for muito alta, ou se a temperatura da base de montagem for muito baixa (fig. 13).

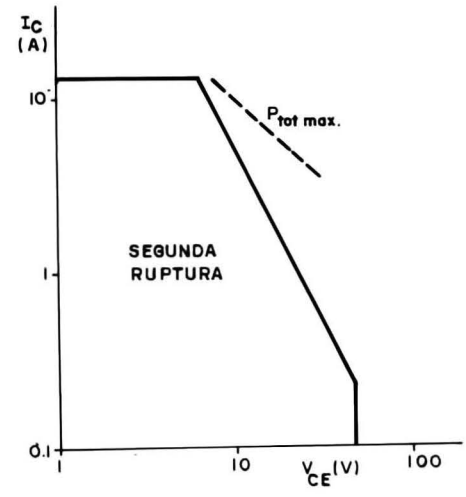


Figura 13

A fronteira da dissipação de potência pode ser excluída quando a máxima dissipação de potência é relativamente alta.

Para pequenos valores de tensão coletor-emissor a área de operação segura está limitada pela máxima corrente de coletor (linha horizontal na fig. 11).

Operação intermitente

Todos os limites que foram, no todo ou em parte, determinados termicamente, podem ser estendidos para a operação intermitente. Esses limites são a segunda ruptura, $I_{C\ max.}$ que se torna $I_{CM\ max.}$ e $P_{tot\ max.}$ que se torna $P_{tot\ M\ max.}$ Note que embora a segunda ruptura seja em geral disparada termicamente quando V_{CE} é maior que $V_{CEO\ max.}$, seu início não depende da temperatura da base de montagem. Assim, o limite da segunda ruptura pode ser estendido para operação intermitente, mas em contraste com o limite de dissipação de potência,

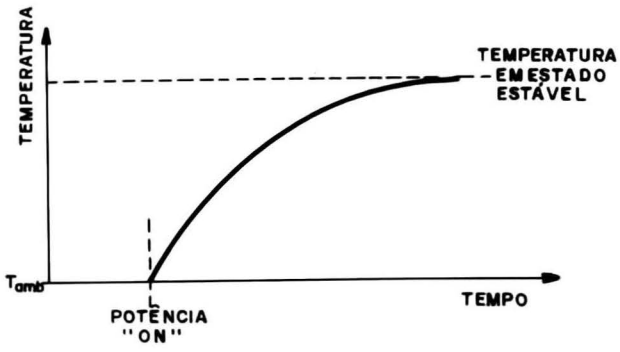


Figura 14

Aquecimento da pastilha de um transistor.

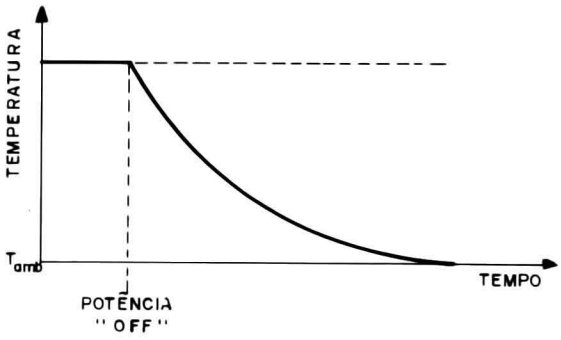


Figura 15

O aquecimento e a refrigeração seguem a mesma lei.

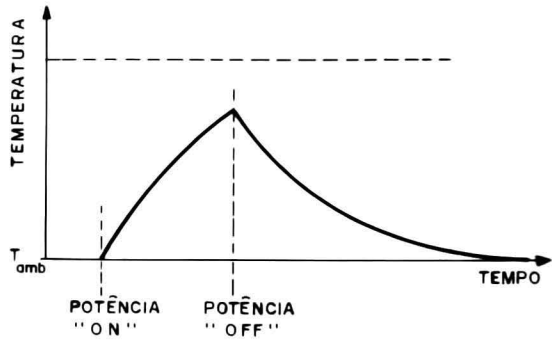


Figura 16

O pico de temperatura causado por um curto pulso de potência pode ser menor que a temperatura de estado estável resultante da mesma potência.

ele não é aplicável a um valor particular de T_{mb}. As extensões reais dessas capacidades dependerão da duração do período de operação (isto é, da duração do pulso) e da freqüência com que ocorre a operação (isto é, do fator de trabalho).

Se for aplicada potência a um transistor, o dispositivo começará imediatamente a se aquecer (fig. 14). Se a dissipação de potência continua, surgirá um equilíbrio entre a geração e a remoção do valor resultando na estabilização de T_j e $\triangle T_{j\text{-}mb}$. Alguma energia térmica será armazenada pela capacidade térmica do dispositivo, e as condições estáveis serão determinadas pelas resistências térmicas associadas com o transistor e seu ambiente térmico. Quando a dissipação de potência cessa, o dispositivo se resfria (as leis de aquecimento e refrigeração serão idênticas — fig. 15). Entretanto, se a dissipação de potência cessar antes que a temperatura do transistor se estabilize, os valores de pico de T_j e $\triangle T_{j\text{-}mb}$ serão menores que os valores encontrados para o mesmo nível de dissipação contínua de potência (fig. 16). Se o segundo pulso for idêntico ao primeiro, a temperatura de pico atingida pelo dispositivo no final do segundo pulso será maior que aquela do final do primeiro pulso. Pulsos posteriores aumentarão a temperatura, até que seja

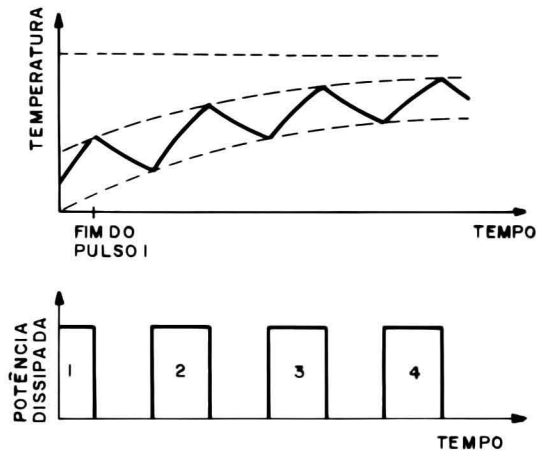


Figura 17

Um trem de pulsos de potência aumenta a temperatura média se o dispositivo não tiver tempo de se refrigerar entre pulsos.

atingida uma nova situação estável (fig. 17). A temperatura do dispositivo nesta condição estável flutuará acima e abaixo da média. Se as excursões para cima se estenderem à região de excessivo T_j, ou excessivo $\triangle T_{j\text{-}mb}$, então a expectativa de vida do dispositivo será reduzida, ou ocorrerá concen-

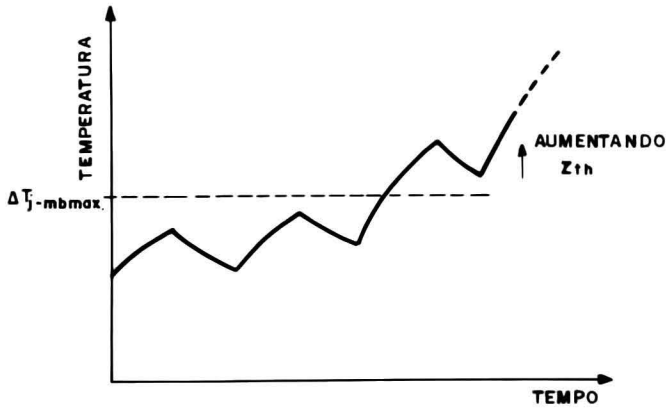


Figura 18

Se qualquer pulso fizer com que $\triangle T_{j\text{-}mb\ max.}$ seja excedido, resultará concentração de corrente e o efeito é cumulativo.

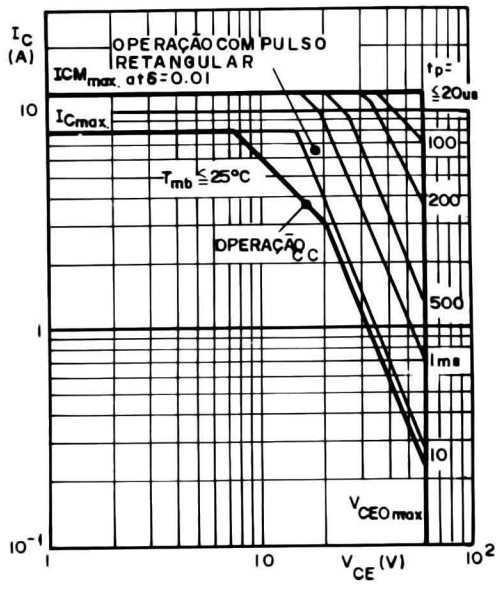


Figura 19

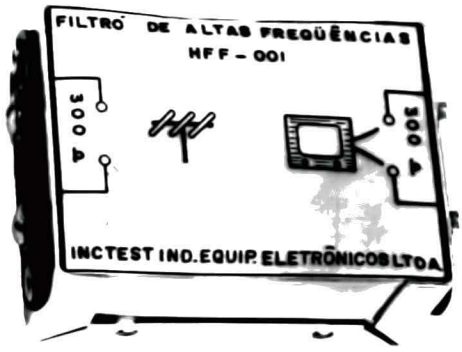
Áreas de operação CC e com pulso retangular com parâmetros fixos δ, t_p e T_{mb}.

tração de corrente, levando possivelmente a uma segunda ruptura e à destruição (fig. 18). Isto pode ocorrer com pulsos de alta potência e baixo fator de trabalho, embora a potência **média** esteja abaixo da especificação CC do dispositivo.

A figura 19 apresenta uma típica área de operação segura para operação em CC de um transistor de potência de baixa tensão. São também mostradas as áreas correspondentes à operação com pulso retangular com fator de trabalho fixo ($\delta = 0{,}01$), e o tempo do pulso, t_p, como parâmetro. Para valores muito pequenos de fator de trabalho, pulsos periódicos operam virtualmente como pulsos mono-disparo, de maneira que essas fronteiras representam a máxima extensão possível da área de operação para determinados tempos de pulsos. Quando o tempo do pulso se torna muito curto, nem a dissipação de potência nem a segunda ruptura possuem uma ação limitadora, e $I_{CM\ max.}$ e $V_{CEO\ max.}$ formam os únicos limites.

(cont. no próx. número)

ASSINE
REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão



FILTRO DE ALTAS FREQÜÊNCIAS HFF - 001

MAIS UM BOM PRODUTO INCTEST

Atenua ou elimina interferências em aparelhos de TV e freqüência modulada

À VENDA NOS BONS COMERCIANTES DO RAMO ELETRÔNICO

INCTEST - INDÚSTRIA DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS LTDA.
RUA DOM LEOPOLDO I, 30 - FONE: 261-9108 - CEP 05468 - S. PAULO - SP



Na Onda Quadrada...

Luiz Carlos Pereira*

Evidentemente, quando recebemos um amplificador de áudio para o conserto, deparamo-nos com um grave problema: instrumentação. A compra de um gerador de áudio, osciloscópio e um milivoltímetro CA, que são equipamentos indispensáveis na manutenção, porém, está fora de cogitação... Que fazer?

Com a introdução do televisor colorido, fomos obrigados a comprar nosso tão almejado osciloscópio, bem como inúmeros outros acessórios e um bom gerador de barras. Nosso problema se resolve quando lançamos mão em construir nosso próprio gerador de sinais. Por inúmeras vantagens optamos por um gerador de áudio em onda quadrada.

Entende-se por onda quadrada a forma de onda de uma quantidade que varia periodicamente de um lado para o outro, de dois valores definidos, formando um padrão retangular ou quadrado, quando se representa graficamente a amplitude em função do tempo.

Fica ainda o caso do milivoltímetro. Com o emprego de dois circuitos integrados operacionais bastante populares, vamos transformar nosso multímetro num eficiente e preciso milivoltímetro CA/CC.

Normalmente um gerador de áudio possui uma extensa gama de freqüências variáveis. Em nosso caso, que é a manutenção, reduzimos em três freqüências fixas: 100 Hz, destinada a observar a atuação do controle tonal em graves, resposta do módulo de potência em graves e a atuação do "loudness"; 1 000 Hz, freqüência média e os 10 000 Hz para observarmos a atuação do controle tonal em agudos, a ação do "loudness" e a resposta do módulo de potência em agudos. A ação do controle de "loudness" compensa a deficiência do ouvido humano em perceber as freqüências altas e baixas em níveis baixos de audição.

As três freqüências possuem três níveis distintos de amplitude. A primeira (A), de 0 a 70 mV, destinada aos testes com entradas de baixíssimo sinal de entrada, por exemplo as entradas de fono magnético, ou cerâmico, e de microfone. A segunda (B), de 0 a 700 mV, destinada às entradas de alto nível, por exemplo fono cristal, rádio ou auxiliar. Na saída B podemos excitar diretamente o estágio de potência, pois raros são os que ultrapassam os 700 mV. A última saída (C) vai de 0 a 7 V, para o caso de aparecer em sua bancada um amplificador gigantão que necessite de tensões superiores aos 700 mV para excitação total. Nesta saída podemos testar diretamente

*dos kits **MARKEL & DIALKIT**

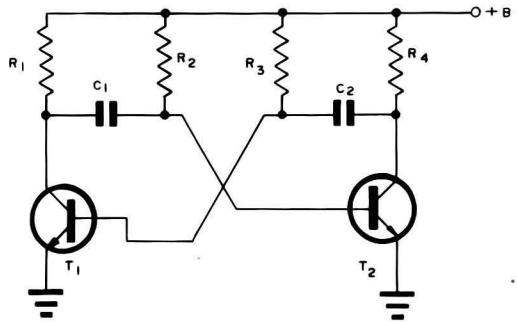


Figura 1

os alto-falantes, observando se os mesmos não estão raspando ou interrompidos.

Como funciona

A onda quadrada é obtida por um multivibrador astável, formado por dois transistores NPN, conforme mostra a figura 1. Pela figura, podemos dizer que se tratam de dois circuitos amplificadores RC cujas saídas estão conectadas às entradas alternadas. A realimentação causa a rotação de fase a cada etapa, fazendo o circuito oscilar. Devido ao forte sinal de realimentação, os transistores saem do corte e chegam à saturação, provocando uma onda conforme mostra a figura 2, tanto no transistor T1 como no transistor T2.

Num determinado instante a tensão de realimentação leva o transistor T1 ao corte e isto faz com que o transistor T2 conduza. A queda de tensão no resistor do coletor R4 deixa o coletor com um potencial quase igual a zero, fazendo com que o capacitor C2 se carregue. Quando a tensão atinge o ponto de disparo do transistor T1, este passa a conduzir. A tensão do coletor do transistor T1 cai e leva o transistor T2 ao corte. Agora o capacitor C2 irá carregar-se, repetindo o ciclo. Em resumo, quando o transistor T1 conduz, o transistor T2

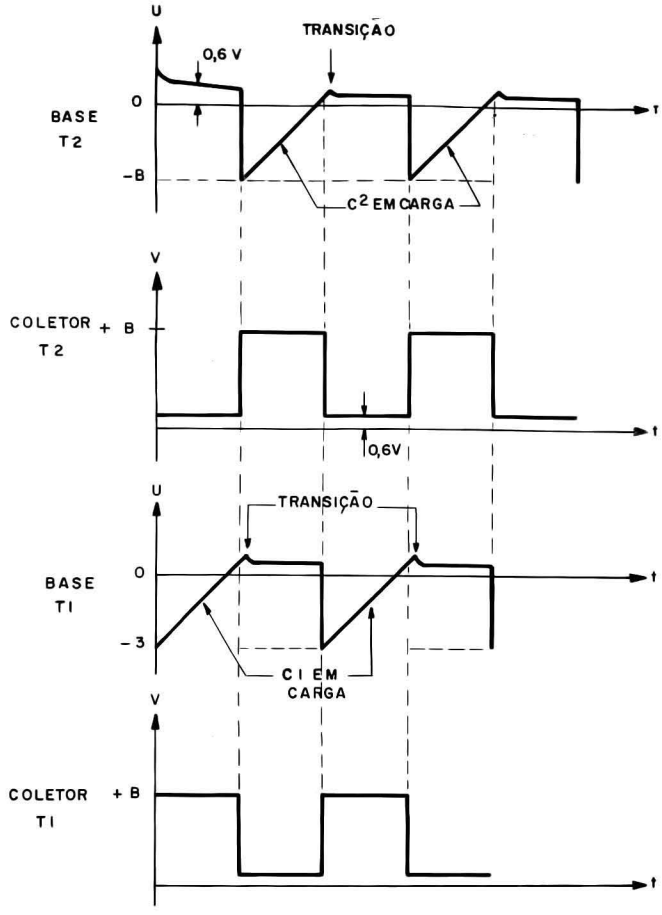


Figura 2

fica em corte; quando o transistor T2 conduz, o transistor T1 entra em corte.

O tempo de cada estado depende exclusivamente da constante de tempo do capacitor C1 e resistor R1, gerando assim uma onda quadrada de amplitude de pico igual à tensão do coletor.

Se o leitor quiser alterar as freqüências de trabalho, poderá, desde que aplique a seguinte fórmula:

$$T = 0{,}69\ (R1C1 + R2C2)$$

$T = 1/f$
f = freqüência

Exemplo: para a freqüência de 100 Hz, em primeiro lugar devemos calcular o tempo do período que será:

$$T = \frac{1}{100} = 10 \text{ milisegundos}$$

Fixando R1 em 68 000 ohms, valor determinado por tentativa até obtermos um capacitor com valor facilmente encontrado no mercado, e substituindo na fórmula acima, temos:

$$10 \text{ ms} = 0{,}69\ (68\,000\ C1 + 68\,000\ C2)$$
$$10 \text{ ms} = 0{,}69\ (136\,000\ C1C2)$$

como C1 = C2, temos:

$$10 \text{ ms} = 0{,}69\ (136\,000\ 2C1)$$

$$C1 = \frac{10^{-3}}{2 \cdot 0{,}69 \cdot 136\,000} = 0{,}000\,000\,1 \text{ F}$$

ou 100 nF, ou ainda 100 kpF.

Circuito

O gerador de áudio é apresentado na figura 3. Poderá ser construído em circuito impresso ou em tiras de terminais, pois a montagem não é nada crítica. Se o leitor preferir poderá alojá-lo nas caixas previamente moduladas que se encontram no mercado, ou montá-lo numa queijeira facilmente encontrada nos supermercados, que dá uma boa aparência ao aparelho.

A polarização do coletor dos transistores T1 e T2 é feita por resistores de 1 000 ohms. Para o coletor do transistor T2 foi empregado um potenciômetro linear que permitirá alterar a

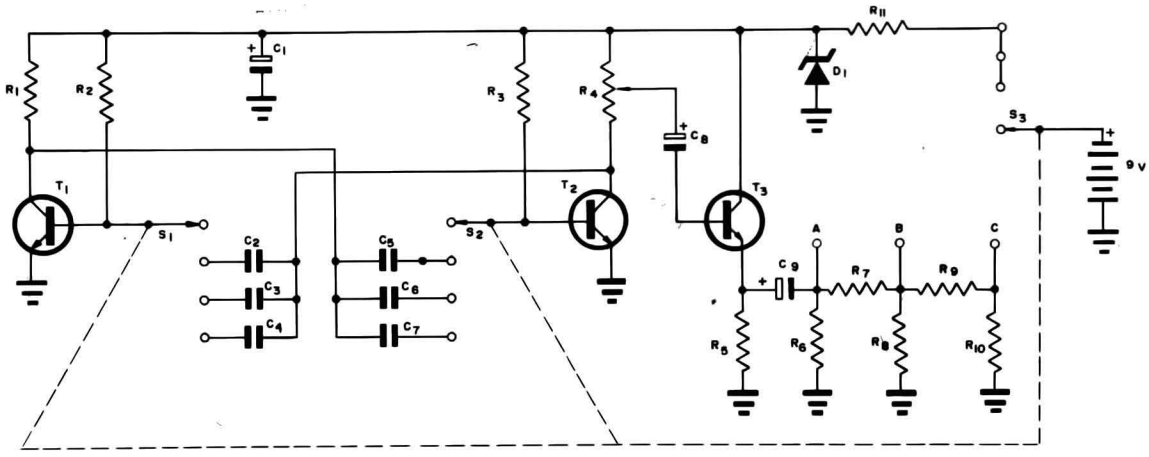


Figura 3

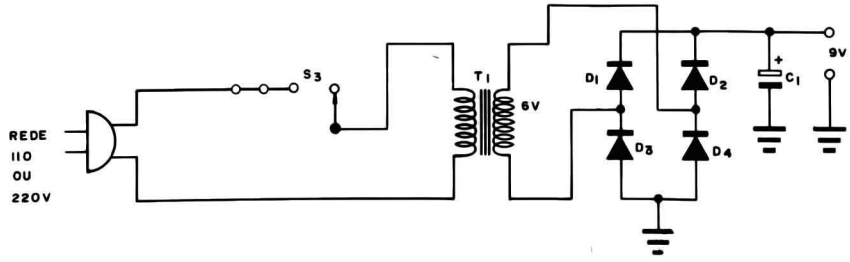


Figura 4

amplitude de 0 a 7 volts. O capacitor C1 de 50 μF estabiliza a tensão.

O sinal do gerador passa através do capacitor C8 e vai direto à base do transistor T3 montado em coletor comum, que se caracteriza por ter uma saída de baixíssima impedância. O sinal passa através de um capacitor eletrolítico de 50 μF para as três saídas de diferentes níveis, compostas pelos divisores de tensão R7 e R9. As saídas são ligadas em três bornes de cores diferentes, exceto o preto, que será o borne negativo. Isto evita a inclusão de mais uma chave, o que poderia ser complicado para um principiante.

Os capacitores que determinam as freqüências são comutados no circuito através de uma chave seletora 3 x 4. Conforme se vê no esquema, uma das secções é destinada a ligar e desligar o aparelho. Esta secção poderá ser suprimida e em seu lugar instala-se uma chave HH 1 x 2. Caso opte por isso, substitua a chave seletora por uma 2 x 3.

O diodo D1 é um zener e se destina a estabilizar a tensão em 7,5 volts. Recomenda-se cuidados especiais na hora de soldá-lo. Este componente, bem como todos os semicondutores, é alérgico à temperatura. Portanto, nada de ferros de 100 watts na montagem. O soldador ideal é o de 30 watts.

A alimentação é feita por uma bateria de 9 volts, o que torna o aparelho portátil. Porém, com o custo elevado das pilhas, podemos alimentá-lo com uma fonte, conforme mostra a figura 4, que nos dá os 9 volts com reduzidíssimo "ripple".

Utilização

Este instrumento poderá ser utilizado das mais variadas formas, conforme foi descrito na sua apresentação.

Interpretação

Agora apresentamos os principais motivos pela opção do gerador de onda quadrada. A simples observação da onda nos antecipará o que está ocorrendo no circuito. Na figura 5 apresentamos uma onda quadrada pura, idêntica à que será gerada pelo gerador descrito neste artigo. Ela é dividida onde cada ponto pré-determinado (veja a fig. 5) indica os agudos, médios ou graves.

Figura 5

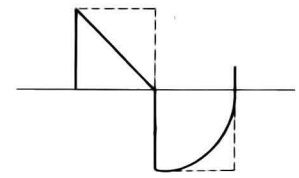


Figura 6

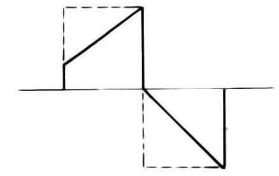


Figura 7

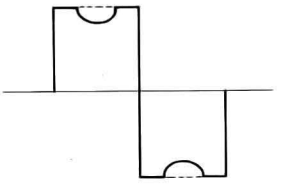


Figura 8

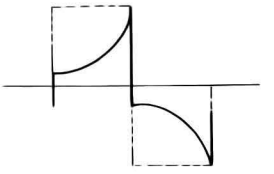


Figura 9

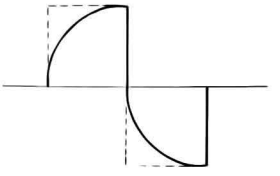


Figura 10

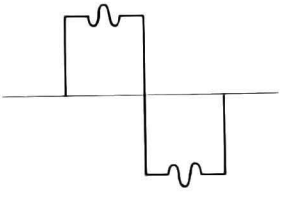


Figura 11

Claro que uma onda senoidal é muito importante para determinarmos a potência, o ponto em que começa a distorção no amplificador e outras vantagens; porém, para nós, reparadores, o gerador de onda quadrada é o mais indicado, visto que nos dá rápida e particularmente o defeito.

A onda quadrada não serve apenas para controlar a linearidade de um amplificador; ela é utilíssima em revelar distúrbios em alta freqüência, inversão de fase de sinal, instabilidade e ondulação "ripple", defeitos que são facilmente visualizados num osciloscópio.

Se no osciloscópio aparecer uma onda conforme se vê na figura 6, teremos um amplificador atenuando os graves e, neste caso, o "galho" estará nos capacitores de passagem com valores alterados para baixo, isso no estágio de potência ou nos capacitores do pré-tonal. Se a onda for igual à da figura 7, o amplificador estará atenuando as altas freqüências.

Quando há atenuação em médios, a onda quadrada apresenta-se conforme a figura 8. Uma forma de onda conforme a figura 9 mostra-nos que o amplificador só responderá com máxima fidelidade em agudos, ficando os médios e graves bastante distorcidos.

Se o amplificador tentar transformar a nossa quadradíssima numa onda dente-de-serra, haverá então uma elevada atenuação de agudo, conforme mostra a figura 10.

A figura 11 mostra uma oscilação espúria. Observe a microsenoidal que é formada. Neste caso, temos uma oscilação de alta freqüência.

Existem mil e uma formas que o leitor com o tempo irá acumular e com uma simples visualização poderá dizer o que realmente está se passando.

Nas figuras 12, 13, 14 e 15 resumimos todas as formas de onda que foram mostradas.

No próximo artigo estaremos divulgando o circuito, descrição e aplicação do conversor para transformar seu multímetro num eficiente e preciso milivoltímetro CA/CC.

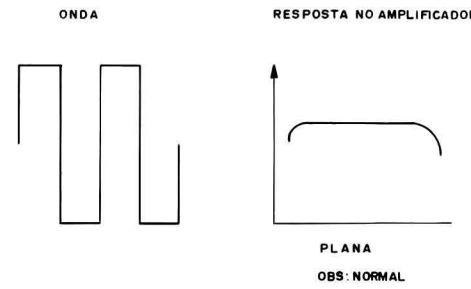


Figura 12

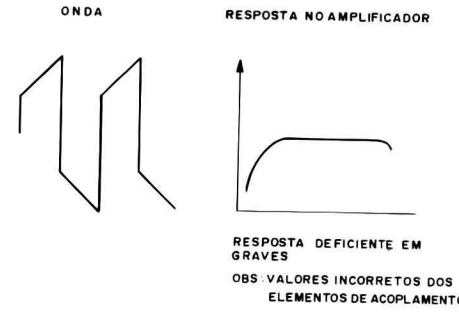


Figura 13

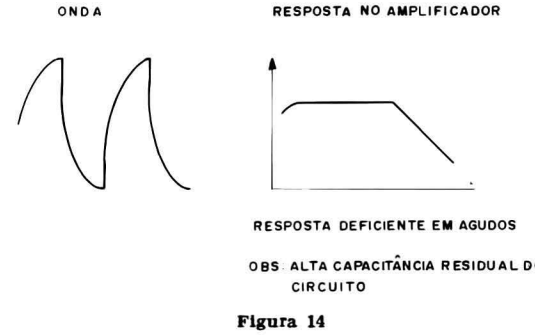


Figura 14

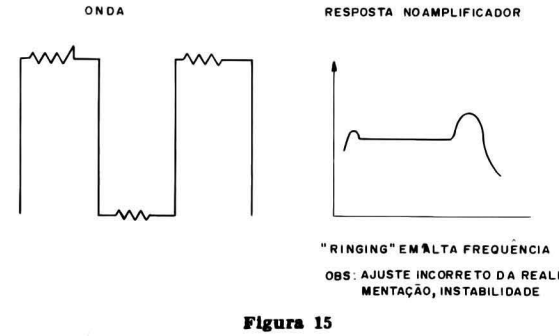


Figura 15

Lista de material

GERADOR DE ONDA

Capacitores:

C1, C8, C9 — 50 μF x 16 V
C2, C5 - 100 nF metalizado, 10%
C3, C6 - 10 nF metalizado, 10%
C4, C7 - 1 nF metalizado, 10%

Resistores (todos de 1/4 W, salvo especif. contrária):

R1 - 1 kΩ, 10%
R2, R3 - 68 kΩ, 5%
R4 - potenciômetro linear, 1 kΩ
R5 - 560 Ω, 10%
R6, R8, R10 - 680 Ω, 10%
R7 - 5,6 kΩ, 10%
R9 - 6,8 kΩ, 10%
R11 - 100 Ω, 10%

Semicondutores:

T1, T2, T3 - BC237B
D1 - zener, 7,5 V, 1/4 W

Diversos:

1 chave seletora 3 x 4 (ver texto)
3 bornes p/ pinos banana, diversas cores
1 borne preto p/ pino banana
solda, fiação, tira de terminal ou circuito impresso

FONTE DE ALIMENTAÇÃO

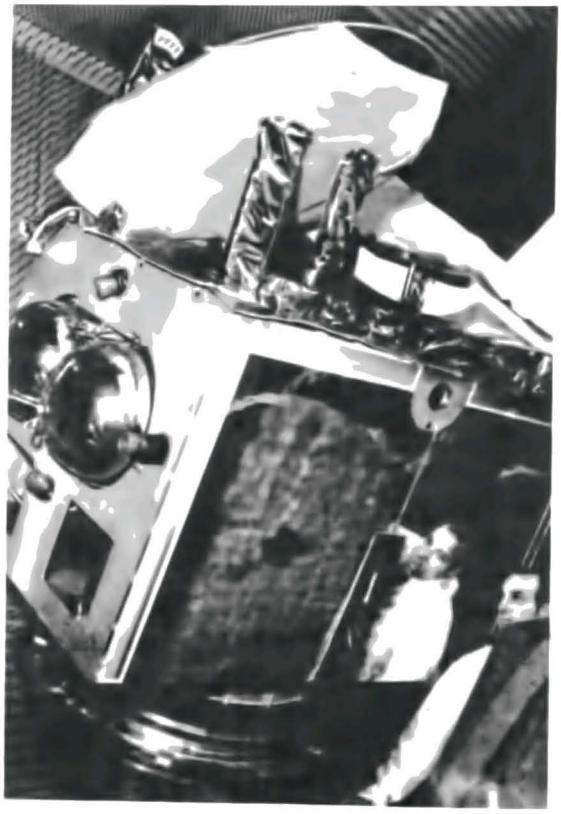
D1 a D4 - diodos de silício 1N4001
C1 - capacitor eletrolítico 1 000 μF x 16 V
SL - chave HH simples (ver texto)
1 cordão de força c/ 1,5 m
T1 - transformador de força; primário 110 V ou 220 V, secundário 6 V, 0,5 A

Ω

CANADÁ LANÇA NOVO SATÉLITE DE COMUNICAÇÕES

Doze amplificadores com válvulas de ondas progressivas, fornecidos pela AEG-Telefunken, com 12 canais de transmissão, equipam o satélite de telecomunicações ANIK B, recentemente lançado pelo Canadá, com o objetivo de ampliar a capacidade de transmissão de dados, de televisão, telefonia e teletipia.

Cerca de 4,4 milhões de marcos foram empregados no desenvolvimento do "coração do satélite", isto é, nos amplificadores do tipo TL 12025 e TL 4010, que operam na tradicional faixa de 4 GHz, além de 6 canais de transmissão na faixa 14/12 GHz.



Esses equipamentos, produzidos especialmente para o novo satélite canadense de telecomunicações, têm como principal característica o elevado grau de eficiência, da ordem de 42%, além de reduzir, sensivelmente, o peso do conjunto.

Pioneira no setor e há muitos anos pesquisando e desenvolvendo sistemas de telecomunicações, sistemas de micro-ondas, rádio-monitoragem, etc., a empresa contribui agora, após o lançamento do ANIK B, com doze satélites de comunicação em órbita, equipados com componentes eletrônicos da AEG-Telefunken, aproximando as mais diversas regiões do planeta.

Tecnologia de Televisão

5.ª PARTE

Rudolf Mäusl*

5. TRANSMISSÃO DO SINAL DE CROMINÂNCIA COM SUBPORTADORA DE COR

Como foi explicado anteriormente, o sinal de TV a cores é transmitido sob a forma de um sinal de luminância Y e de dois sinais de diferença de cor R-Y e B-Y, por razões de compatibilidade. Para transmitir a informação completa do quadro (luminância mais crominância) seria necessário um triplo canal de transmissão. Aqui se poderia pensar em fazer múltiplo uso do canal de transmissão de TV, seja por multiplexação no tempo ou em freqüência. Entretanto, nenhum dos métodos é compatível com o método de transmissão existente para preto e branco.

Um conceito decisivo no método de transmissão de cores que foi atualmente escolhido foi derivado da análise espectral do sinal de luminância, ou do CVS. Torna-se aparente que somente certos componentes de freqüência ocorrem no espectro do CVS, sendo esses componentes principalmente múltiplos da freqüência de linha devido ao procedimento periódico de exploração.

O conteúdo variável do quadro modula em amplitude a seqüência de pulsos repetitivos de linha produzindo bandas laterais espaçadas em múltiplos da freqüência de campo dos componentes espectrais do pulso de linha. A figura 39 mostra um detalhe do espectro do CVS. Essencialmente, o espectro é ocupado somente nos múltiplos da freqüência de linha e em suas vizinhanças. Entre esses grupos de freqüências o espectro exibe significantes lacunas de energia.

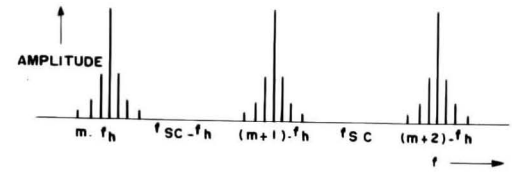


Figura 39

Detalhe do espectro de CVS.

Uma vez que a informação de cor é também repetitiva em linha, o espectro do sinal de crominância consiste somente de múltiplos da freqüência de linha e as correspondentes bandas laterais. Portanto, é apropriado inserir-se a informação adicional de cor nas lacunas do espectro de freqüências CVS. Isso é feito modulando-se o sinal de crominância em uma subportadora de cor cuja freqüência fsc (e, portanto, também os produtos de modulação do espectro repetitivo em linha) está localizada entre as componentes de freqüências do CVS (fig. 40).

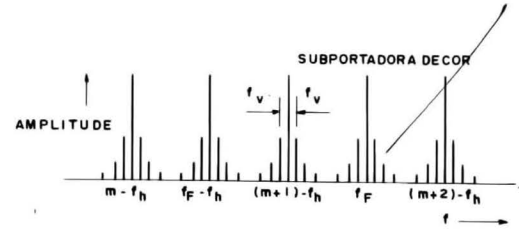


Figura 40

Espectro de CVS e subportadora de cor modulada.

* Professor da Fachhochschule, de Munique
e colaborador da Publicação "News from Rohde & Schwarz"
(Direitos de publicação cedidos a esta Revista por G. A. Boleckis)

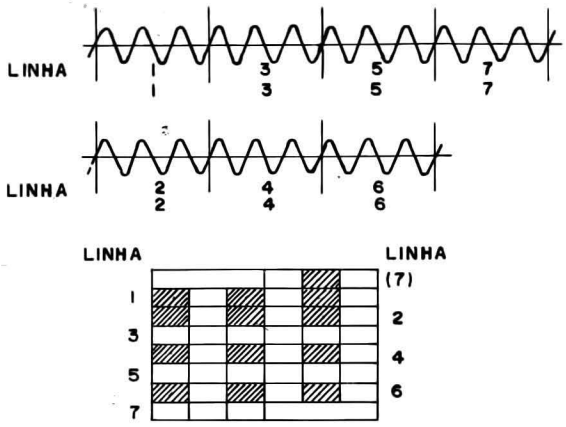


Figura 41

Padrão de interferência causado por subportadora de cor com integral relacionamento entre freqüência de subportadora de cor e freqüência de linha.

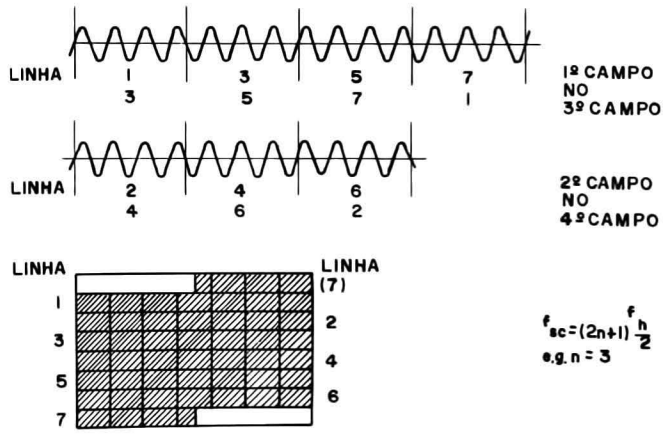


Figura 42

Compensação do padrão de interferência com compensação de meia linha da freqüência da subportadora de cor.

5.1. Determinando a freqüência da subportadora de cor

Uma condição para se determinar a freqüência da subportadora de cor resulta da intercalação simétrica dos espectros do sinal de crominância e CVS: a freqüência f_{SC} deve ser um múltiplo ímpar da metade da freqüência de linha f_h:

$$f_{SC} = (2\ n + 1) \cdot \frac{f_h}{2} \qquad \text{(XVIII)}$$

Desta maneira obtém-se a assim chamada compensação de meia linha.

Geralmente, a interferência que uma subportadora de cor produz no quadro em preto e branco pode ser explicada da seguinte maneira, se supusermos que uma onda senoidal na região de freqüência do CVS produz um padrão de interferência brilhante-escuro na tela.

Se a freqüência da subportadora de cor for um múltiplo integral da freqüência de linha, isto é, se não houver compensação com respeito à freqüência de linha, aparecerá um padrão de interferência de faixas verticais brilhantes e escuras, e seu número corresponde ao fator n (fig. 41). Como um resultado da compensação de meia linha, a fase da subportadora de cor se alterna de 180° de linha para linha de um campo. Entretanto, devido ao número ímpar de linhas, os pontos brilhantes e escuros coincidem após dois campos. O padrão de interferência ocorrendo em um ritmo de $f_v/4 = 12{,}5$ Hz poderia então ser compensado em quatro campos (fig. 42). Entretanto, a compensação do padrão de interferência na tela não é perfeita devido à não-linearidade característica do cinescópio e à inadequada capacidade do olho humano para a integração.

Se supusermos uma compensação de meia linha entre a freqüência da subportadora de cor e a freqüência de linha, a dificuldade subjetiva pode ser reduzida selecionando-se a freqüência da subportadora de cor tão alta quanto possível. Desta maneira, o padrão de interferência assume uma boa estrutura. Entretanto, deve-se considerar que os sinais de diferença de

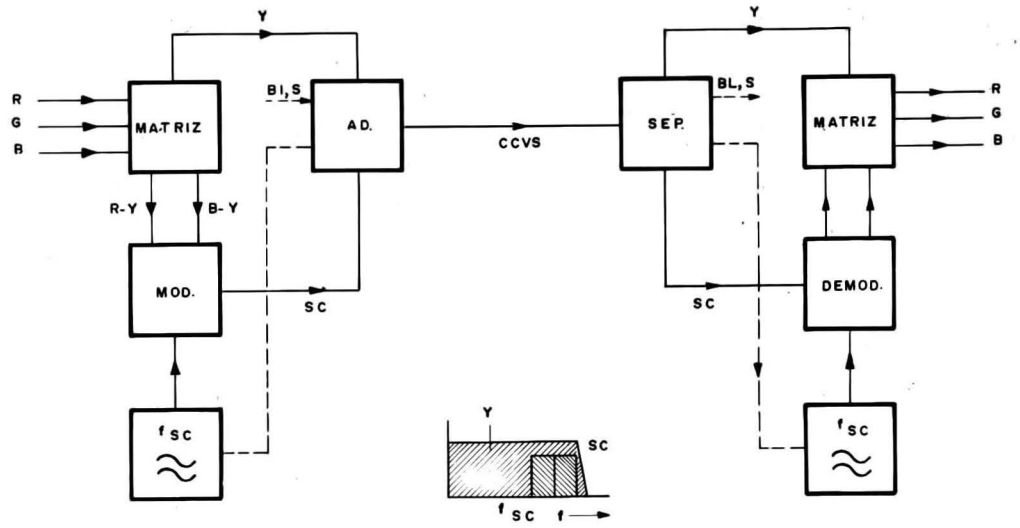


Figura 43

Princípio da transmissão de TV a cores compatível utilizando sinais de luminância e crominância.

cor modulam a subportadora de cor, de maneira que para se transmitir a banda lateral superior deve ser mantido um certo espaçamento mínimo entre a freqüência da subportadora de cor e o limite superior de freqüência do CVS.

O melhor compromisso provou ser uma freqüência de subportadora de cor de cerca de 4,4 MHz. Assim, o princípio de transmissão compatível de TV a cores é conseguido utilizando-se os sinais de luminância e de crominância modulados na subportadora; esta é a base do sistema NTSC e suas variantes (fig. 43). Para o método NTSC modificado do CCIR, o qual será discutido posteriormente, foi fixada uma freqüência de subportadora de cor de:

$$f_{SC} = 567 \cdot \frac{f_h}{2} = 285{,}5 \cdot f_h = 4{,}4296875 \text{ MHz} \qquad \text{(XIX)}$$

Um desenvolvimento posterior do método NTSC é o método PAL, que está sendo bastante utilizado atualmente. No sistema PAL, um componente da subportadora é comutado de 180° de linha para linha. Entretanto, isso cancela a compensação para esse componente da subportadora, aparecendo então um pronunciado padrão de interferência no quadro compatível em preto e branco. Isso pode ser evitado introduzindo-se uma compensação de 1/4 de linha da subportadora, mais uma compensação adicional de $f_v/2 = 25$ Hz. Assim, o padrão CCIR para a freqüência da subportadora de cor será, no sistema PAL:

$$f_{SC} = 283{,}75 \cdot f_h + 25 \text{ Hz} = 4{,}43361875 \text{ MHz} \qquad \text{(XX)}$$

O acoplamento rígido da freqüência da subportadora à freqüência de linha é assegurado derivando-se a freqüência de linha f_h, ou duas vezes a freqüência de linha 2 f_h, da freqüência f_{SC} da subportadora de cor (fig. 44).

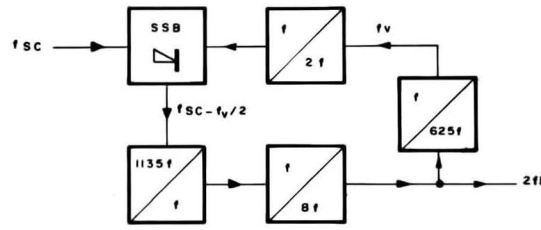


Figura 44

Acoplamento da freqüência da subportadora de cor e a freqüência da linha.

5.2. Modulação da subportadora de cor

O sinal de crominância é transmitido modulando-se a subportadora de cor com os dois sinais de diferença de cor. O método de modulação deve permitir que os sinais de diferença de cor sejam extraídos separadamente no receptor.

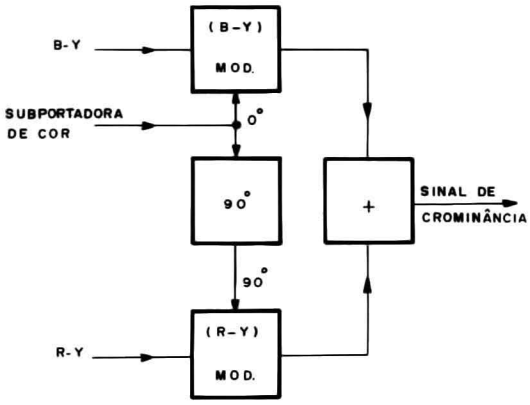


Figura 45

Produzindo sinal de crominância pela modulação em quadratura da subportadora de cor com dois sinais de diferença de cor.

Nos métodos NTSC e PAL é utilizada modulação de dupla amplitude. O componente de 0° da subportadora é modulado em amplitude pelo sinal (B-Y) e o componente de 90° pelo sinal (R-Y), sendo ao mesmo tempo suprimida a subportadora. Desta forma se obtém modulação em quadratura (fig. 45). O produto de modulação resultante é uma freqüência subportadora cuja amplitude e fase são determinadas pelos dois sinais de diferença de cor. Assim, as modulações de amplitude e fase têm lugar ao mesmo tempo. Comparada com o sinal de crominância, representado na figura 34, a saturação de cor corresponde agora à amplitude SC e o matiz ao ângulo de fase θ_{SC} da subportadora de cor modulada. Por esta razão, a subportadora modulada é também chamada de sinal de crominância.

$$SC = \sqrt{(B\text{-}Y)^2 + (R\text{-}Y)^2} \qquad (XXI)$$

$$\theta_{SC} = \text{arc tan} \frac{R\text{-}Y}{B\text{-}Y} \qquad (XXII)$$

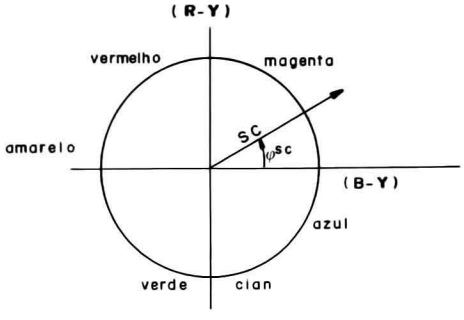


Figura 46

Representação vetorial do sinal de crominância; círculo de cores.

Um diagrama vetorial do sinal de crominância mostra a posição das diferentes cores no círculo de cores (fig. 46). De maneira similar ao triângulo de cores da figura 29, as cores complementares estão localizadas nos lados opostos da coordenada zero (sem cor). Quando se transmite um elemento do quadro sem cor, os sinais de diferença de cor, bem como a amplitude da subportadora de cor, são iguais a zero. Neste caso, a subportadora não causa qualquer interferência no quadro em preto e branco.

Para demodular o sinal de crominância, é necessária a portadora não modulada de fase correta. É utilizada a detecção síncrona, avaliando somente a componente de crominância a qual está em fase com a portadora de referência. Uma vez que a subportadora real não é transmitida, ela deve ser produzida no receptor como uma portadora de referência. Para sincronismo com a subportadora no transmissor, um sinal de referência é inserido em cada linha em cada intervalo de extinção, sinal de sincronismo de cor ou "burst". Esse sinal consiste de dez oscilações da subportadora no transmissor e é transmitido no pórtico posterior (fig. 47).

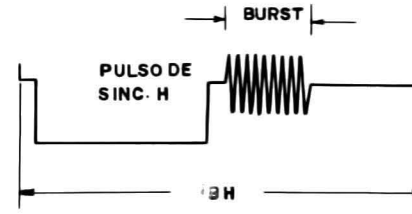


Figura 47

Sinal de sincronismo de cor ("burst").

No sistema NTSC a fase do "burst" é comparada a 180° com a fase de referência de 0° na subportadora de cor.

No receptor, o "burst" é separado do sinal de crominância por extinção. Um comparador de fase produz uma tensão de controle a partir da fase da portadora de referência através de uma rede de integração.

A tensão de controle torna-se zero se a diferença de fase for 90°. Vindo do oscilador de portadora de referência, o componente de 90° é levado diretamente ao detector síncrono (R-Y) e, após uma rotação de fase negativa de 90°, como o componente de 0° ao detector síncrono (B-Y) — figura 48.

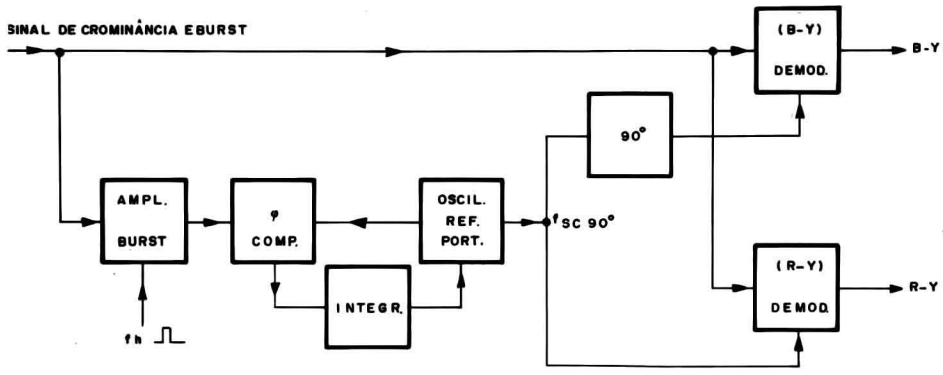


Figura 48

Sincronismo do oscilador de portadora de referência no receptor e detectores associados com dois sinais de diferença de cor.

5.3. Sinal de vídeo de cor composto

O sinal de crominância é combinado com o sinal de vídeo composto (CVS) para formar o sinal de vídeo de cor composto (CCVS). O CCVS é modulado em amplitude na portadora de RF de vídeo. O nível total dos sinais de diferença de cor causaria sobremodulação da portadora de RF de vídeo pelo sinal de crominância para certos padrões coloridos. Isto está mostrado para os sinais da seqüência padrão de barras de cor.

A sobremodulação ocorre em ambas as direções (fig. 49). Em particular, a supressão periódica da portadora de RF, e sua rápida queda de 10% do nível de luminância, causará séria interferência. Por essa razão, a amplitude do sinal de crominância deve ser reduzida, e foi decidido permitir um compromisso entre sobremodulação, por um lado, e degradação da relação sinal/ruído, por outro; uma sobremodulação de 33% em ambas as direções com cores totalmente saturadas, uma vez que, na prática, dificilmente ocorrem cores totalmente

TABELA IV

SOBREMODULAÇÃO DA PORTADORA DE RF DE VÍDEO POR BARRAS DE COR PADRÃO

Barra de cor	Y	B-Y	R-Y	SC	Y + SC	Y − SC
branco	1	0	0	0	1	1
amarelo	0,89	−0,89	+0,11	0,89	1,78	0
cian	0,70	+0,30	−0,70	0,76	1,46	−0,006
verde	0,59	−0,59	−0,59	0,83	1,42	−0,24
magenta	0,41	+0,59	+0,59	0,83	1,24	−0,42
vermelho	0,30	−0,30	+0,70	0,76	1,06	−0,46
azul	0,11	+0,89	−0,11	0,89	1,00	−0,78
preto	0	0	0	0	0	0

TABELA V

MODULAÇÃO DA PORTADORA DE RF DE VÍDEO POR BARRAS DE COR PADRÃO COM SINAIS DE DIFERENÇA DE COR REDUZIDOS

Barra de cor	Y	U	V	$SC_{verm.}$	$Y + SC_{verm.}$	$Y - SC_{verm.}$
branco	1	0	0	0	1	+1
amarelo	0,89	−0,44	+0,10	0,44	1,33	+0,45
cian	0,70	+0,15	−0,62	0,63	1,33	+0,07
verde	0,59	−0,29	−0,52	0,59	1,18	0
magenta	0,41	+0,29	+0,52	0,59	1,00	−0,18
vermelho	0,30	−0,15	+0,62	0,63	0,93	−0,33
azul	0,11	+0,44	−0,10	0,44	0,55	−0,33
preto	0	0	0	0	0	0

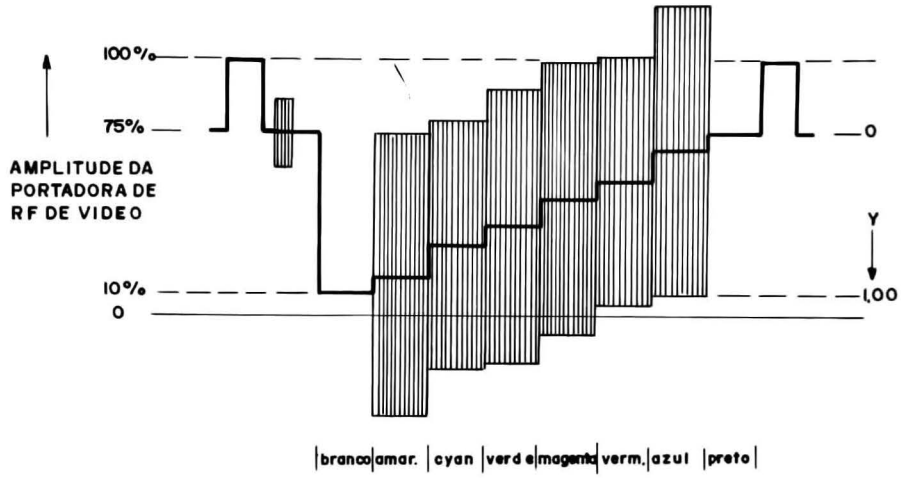
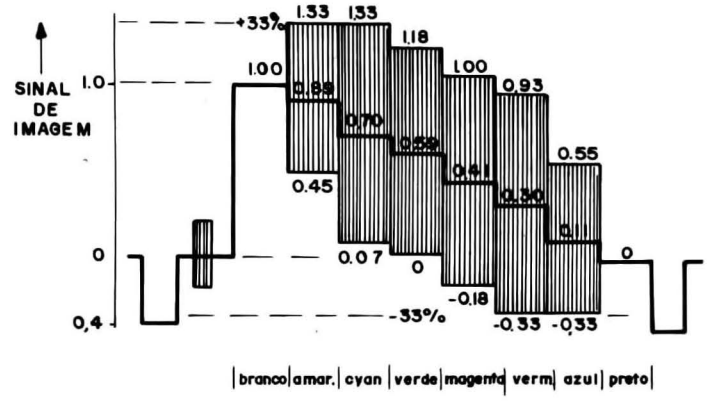


Figura 49

Modulação em amplitude da portadora de vídeo pelo CCVS sem sinais redutores de diferença de cor.

Figura 50

Oscilograma em linha do CCVS para a seqüência padrão de barras de cor, com 100% de saturação e sinais de diferença de cor reduzidos.



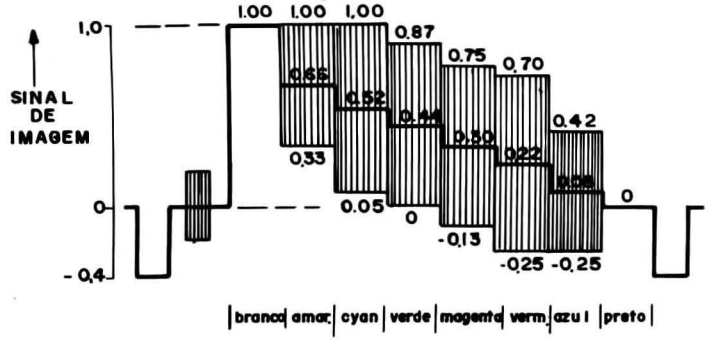


Figura 51

Oscilograma em linha do CCVS para a seqüência padrão de barras de cor, com saturação de cor de 75% (sinal de teste EBU).

saturadas, é assegurada pelo uso de diferentes fatores de redução para os dois sinais de diferença de cor, multiplicando-os da seguinte maneira:

0,49 para o sinal (B-Y)
e 0,88 para o sinal (R-Y)

Dessa forma são obtidos os "sinais de diferença de cor reduzidos", chamados de U e V:

$$U = (B\text{-}Y)_{vermelho} = 0{,}49 \cdot (B\text{-}Y) =$$

$$= -0{,}15 \cdot R - 0{,}29 \cdot G + 0{,}44 \cdot B \qquad \text{(XXIII)}$$

$$V = (R\text{-}Y)_{\text{vermelho}} = 0{,}88\,(R\text{-}Y) =$$

$$= 0{,}61 \cdot R - 0{,}52 \cdot G - 0{,}10 - B \qquad \text{(XXIV)}$$

(Esses valores são arredondados).

Os valores dos sinais relacionados na Tabela V são obtidos para os padrões de barras de cor com cores 100% saturadas. A figura 50 mostra o oscilograma em linha para o CCVS para uma seqüência de barras de cor 100% saturadas.

Para medições e ajustes em sistemas de transmissão de TV a cores, o sinal de teste utilizado é a seqüência padrão de barras de cor, as quais, com exceção da barra branca, são reduzidas para 75%, de acordo com o padrão da EBU ("European Broadcasting Union"). Dessa forma é evitada a sobremodulação de 33% pela subportadora de cor (fig. 51).

Para determinar a fase da subportadora de cor, ou os pontos de cor no plano (B-Y) — (R-Y), utiliza-se um vetorscópio.

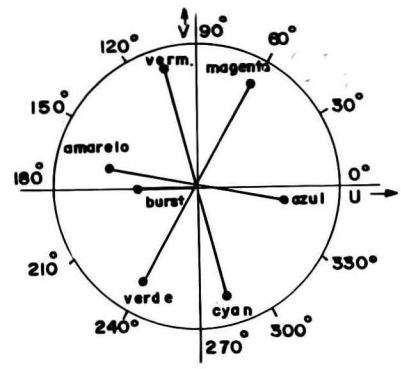


Figura 52

Oscilograma vetorial da seqüência padrão de barras de cor.

Ele é um osciloscópio calibrado em coordenadas polares, incluindo dois detectores síncronos para componentes U e V. Os sinais de diferença de cor detectados são as entradas X e Y do osciloscópio. A figura 52 mostra o oscilograma vetorial para a seqüência padrão de barras de cor.

(cont. no próx. número)

Função da Chave PAL Na TV a Cores

João Michel*

VANTAGEM DO SISTEMA PAL SOBRE O SISTEMA NTSC

O sistema NTSC de TV a cores é aquele empregado pelos Estados Unidos e Japão. É o principal sistema de TV a cores, do qual se originaram os outros sistemas.

O sistema PAL é de origem alemã e foi o escolhido pelo Brasil para suas transmissões de imagem em cores.

O sistema NTSC possui uma falha considerada como indesejável. O matiz da cor transmitida é geralmente instável. Sua instabilidade pode advir de fatores inerentes ou não ao receptor. U'a mudança na temperatura ambiente, uma variação de valor num componente ou parâmetro do circuito do receptor já pode produzir u'a mudança no matiz. Também, durante a trajetória do sinal, pode haver u'a mudança no matiz da cor.

Sabe-se que as três qualidades de uma cor são: matiz, brilho e saturação. Num sistema de TV em branco e preto só a qualidade brilho pode ser transmitida. No sistema de TV a cores as três qualidades são transmitidas.

A saturação de uma cor é demonstrada pela pureza dessa cor. Diz-se que uma cor saturada é aquela que não contém branco.

***Prof. do SENAI**

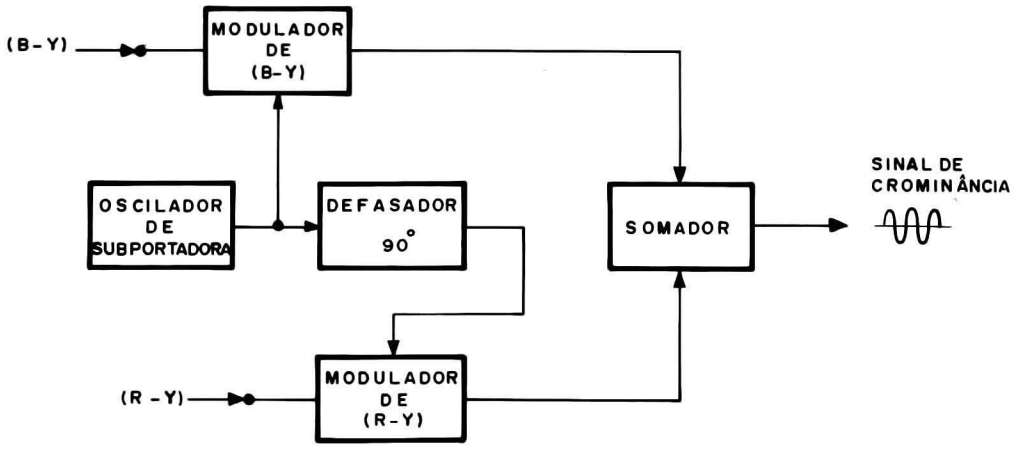


Figura 1

Sistema básico de modulação para (R-Y) e (B-Y).

O matiz de uma cor é dado pelo comprimento de onda emitido por essa cor. Diz-se que o matiz é a própria cor.

Em televisão a cores, as cores são retiradas da cena e canalizadas para três tubos captadores, de onde saem sob a forma de tensão elétrica. As três tensões resultantes são então introduzidas em um codificador. Da saída desse codificador retiram-se três sinais. Um é o sinal "Y", que representa o brilho ou luminosidade captada da cena, e que vai servir para representar as qualidades da cena nos receptores em branco e preto; os outros dois sinais, retirados do codificador, vão ser os portadores das outras duas qualidades da cor: a saturação e o matiz.

Na realidade, o matiz aqui ainda não é evidente; só depois que esses sinais modularem uma subportadora de cor é que eles evidenciarão a qualidade matiz. Os referidos sinais são chamados sinais diferença de cor (R-Y) e (B-Y), respectivamente. Depois de modularem uma subportadora de cor eles passam a aparecer como sinais alternados senoidais. Agora já se evidenciam as qualidades matiz e saturação, porque dos moduladores respectivos, como se mostra na figura 1, esses sinais passam então a um somador. Da saída desse somador tem-se um sinal composto de (R-Y) e (B-Y).

Este agora é chamado de sinal de crominância. Como a soma de (R-Y) e (B-Y) é feita em quadratura (diferença de 90°), o sinal de crominância é um sinal alternado senoidal contendo amplitude e fase. Sua amplitude representa saturação e a fase relacionada a uma amostra ("burst") da subportadora vai representar o matiz da cor que está sendo transmitida. A figura 2 dá uma idéia do fenômeno.

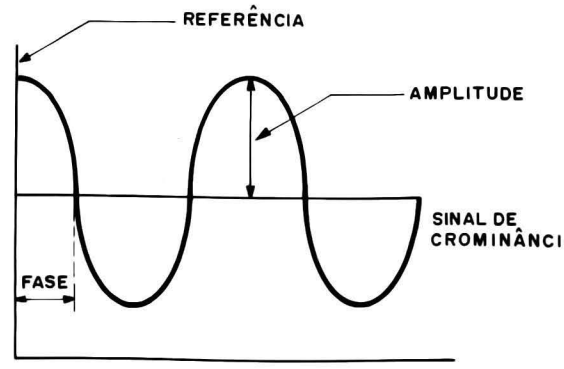


Figura 2

Demonstração da amplitude e fase de um sinal de crominância.

No sistema NTSC, o sinal diferença de cor (R-Y) está sempre, isto é, por todas as linhas de imagem transmitidas, a +90° em relação ao sinal diferença de cor (B-Y). No sistema PAL, o (R-Y) tem sua fase mudada de 180° em cada linha transmitida. Numa linha ele se situa a +90° de (B-Y) e, na linha seguinte, a −90°. Na outra linha ele volta a +90°, e assim vai alternando sua fase a cada linha transcorrida.

Uma forma de representar os sinais diferença de cor e o sinal de crominância é através de fasores. Fasor é um segmento de reta que, estando preso por uma das pontas à origem de um sistema de coordenadas **x** e **y**, gira através do sistema, passando pelos quatro quadrantes do mesmo.

Observe a figura 3. Nessa figura, o fasor encontra-se no segundo quadrante do sistema. O comprimento de um fasor expressa a magnitude ou o valor de amplitude do sinal que ele representa. A posição angular relativa do fasor representa a fase relativa do sinal por ele representado. O fasor sempre aponta para fora do sistema, como é visto na figura 3.

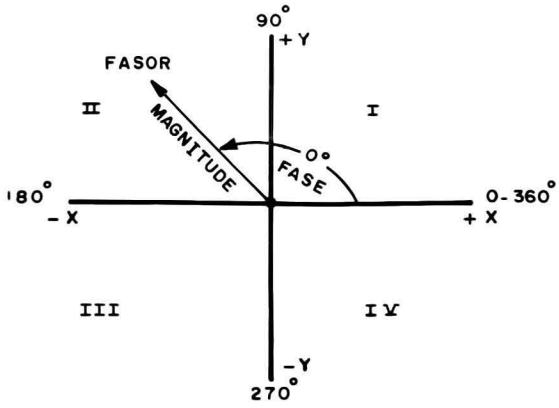


Figura 3

Representação do fasor num sistema de coordenadas.

Quando nos referimos a sinais diferença de cor e de crominância, expressamos sempre os valores de (R-Y) e (B-Y) pelo comprimento das próprias coordenadas do sistema, enquanto que os valores magnitude e fase do sinal de crominância são expressos pelo fasor que percorre o sistema.

Num sistema como o NTSC, o sinal diferença de cor (R-Y) está sempre adiantado de 90° em relação ao sinal diferença de cor (B-Y). O sinal subportador de cor é sempre uma referência que se encontra a zero grau (0°).

Um sinal de sincronismo de cor ("burst") é enviado pela emissora para manter em sincronismo o oscilador de subportadora da emissora com o oscilador de subportadora do televisor. Esse sinal "burst" é uma pequena amostra do próprio sinal subportador. Contém 8 a 10 ciclos do sinal subportador. O sinal "burst" costuma ser tomado como referência para o sinal de crominância, já que é ele que vai servir de referência para o oscilador de subportadora do receptor.

No sistema PAL o processo é o mesmo, só que aqui a componente (R-Y) muda de fase a cada linha. A mudança de fase é da ordem de 180°. Em relação à componente (B-Y), ela passa de +90° numa linha para −90° noutra linha. A figura 4 mostra, com um sistema de coordenadas, como se situam os fasores durante a transmissão de um sinal de cor magenta. Em (A) vemos o exemplo para o sistema NTSC e em (B) vemos o exemplo para o sistema PAL.

No exemplo apresentado supõe-se o transcorrer de quatro linhas sucessivas de informação. No sistema NTSC, o sinal de crominância para uma cor magenta encontra-se sempre a 45°, isso para qualquer linha transmitida. A razão está no comportamento da componente (R-Y), que para este caso permanece sempre a +90° da componente (B-Y), que está a 0°. No sistema PAL, durante a transmissão de quatro linhas de cor magenta, a componente (R-Y) muda três vezes de fase. Na primeira linha está a +90°, na segunda ela muda para −90°, na terceira linha muda para +90° e na quarta novamente vai a −90°.

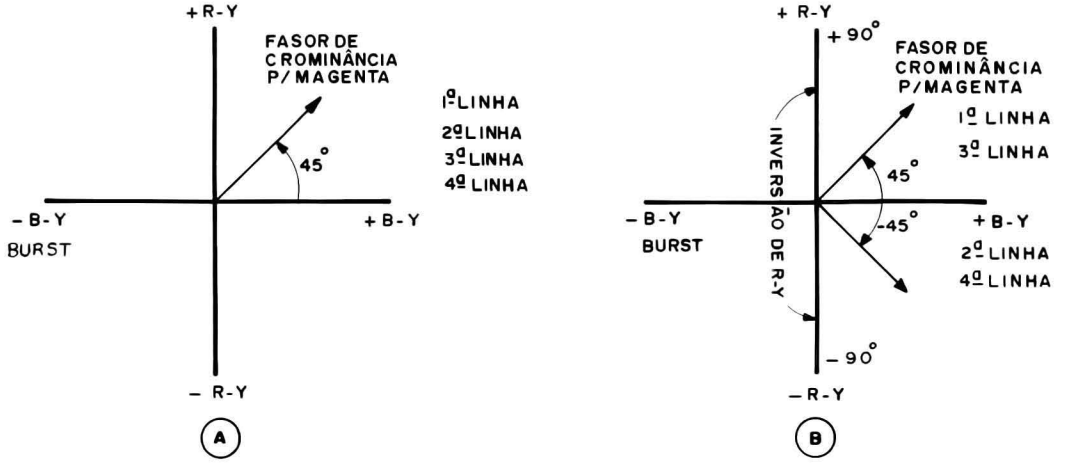


Figura 4

(A) Sistema de coordenadas para NTSC. (B) Sistema de coordenadas para PAL.

O fenômeno se dá através de todas as linhas de imagem transmitidas. Dessa forma, para a transmissão da cor magenta, como se vê na figura 4, o fasor representando o sinal de crominância ora está no primeiro quadrante, ora está no quarto quadrante!

Suponhamos que, por um dos motivos aludidos anteriormente, o sinal de crominância tenha sua fase adiantada de 20°; se a transmissão é para cor magenta, como em nosso caso, então a cor que o receptor vai apresentar já não será mais um magenta puro, mas sim um magenta que aparenta mais vermelho do que propriamente magenta.

No sistema NTSC o defeito se apresentaria sem que houvesse um meio de saná-lo. No sistema PAL, o modo de alternar a fase de (R-Y) linha-a-linha permite corrigir o efeito indesejável. Observe a figura 5: nessa figura procuramos mostrar, de forma simples, como o sistema PAL corrige um erro de fase.

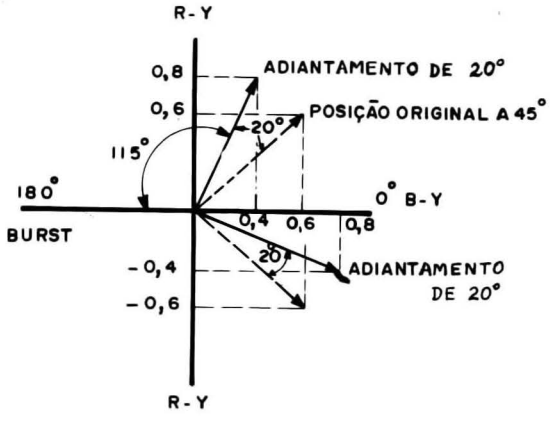


Figura 5

Fasor de crominância com u'a mudança de +20°.

Como já citamos anteriormente, o sinal de crominância tem sua fase sempre em referência ao sinal de "burst". Este sinal tem uma fase média situada a 180°. Em nosso exemplo, o sinal de crominância, quando em cor magenta, estaria a 135° em relação ao "burst". Quando o sinal de crominância adiantou 20°, ele passou a situar-se a 115° em relação ao "burst". No sistema NTSC o sinal de crominância ficaria por todo tempo nessa fase. No sistema PAL o sinal de crominância estaria, numa linha, a 115°, e na linha seguinte estaria a 155° (ao invés de 135°, como era de se esperar).

Como se pode ver, quando o sinal de crominância adianta em fase numa linha, na seguinte ele também estará adiantado, sempre em relação ao sinal de "burst".

Observe os valores anotados sobre as coordenadas (R-Y) e (B-Y) da figura 5. Quando o fasor de crominância está a 135° em relação ao "burst", o valor de (R-Y) é de 0,6, enquanto que o de (B-Y) é também de 0,6. Quando o fasor de crominância passa a 115° do "burst", o valor de (R-Y) aumenta para 0,8 e o valor de (B-Y) diminui para 0,4. Quando na linha seguinte o fasor passa para o quarto quadrante, o valor de (R-Y), que deveri aser de −0,6, devido ao adiantamento de fase, passa a ser de −0,4. O valor de (B-Y), que deveria ser de +0,6, passa a ser de 0,8. Observe que se numa linha (R-Y) aumenta em valor, na linha seguinte ele diminui na mesma quantidade. O inverso vai acontecer com (B-Y), como é visto na figura 5: de um valor diminuído na primeira linha ele passa a um valor aumentado na linha seguinte.

A percepção que temos da imagem vista no televisor é de um valor médio de fase para o sinal de crominância apresentado em duas linhas. Sendo assim, a nossa vista sintetiza os dois valores de duas linhas, num valor médio. O valor médio que se apresenta é aproximadamente o valor que deveria ter o fasor se não houvesse o adiantamento na fase.

A figura 5 não mostra mas, um erro de fase no sistema PAL transforma-se em erro de saturação. Sendo a fase do sinal de crominância uma representação do matiz da cor que está sendo transmitida, então é muito mais conveniente corrigir-se o matiz, já que um erro na saturação é pouco perceptível.

No sistema PAL de TV a cores o transmissor é provido de uma espécie de codificador que produz a inversão na fase do sinal (R-Y) a cada linha. Como era de se esperar, no receptor de TVC em PAL deve existir um decodificador para permitir uma identificação daquela linha que traz o (R-Y) com fase invertida. Da identificação o mesmo circuito parte para uma nova inversão de fase no sinal (R-Y) daquela linha. Essa nova inversão traz o (R-Y) para sua fase original.

O circuito decodificador do receptor costuma ser chamado de chave PAL.

No próximo número discutiremos o funcionamento de um decodificador PAL, como é encontrado nos receptores de TVC.

(conclui no próx. número)

REPARAÇÃO DE RECEPTORES DE RÁDIO TRANSISTORIZADOS

CONCLUSÃO

A. FANZERES

Voltamos a repetir que a maneira ética e limpa de se trabalhar é com instrumentos. O leitor, uma vez dominando a técnica de uso dos mesmos, verificará como pode, rapidamente, dar diagnósticos rápidos e seguros.

Naturalmente, existem certas práticas que podem ser aplicadas sem desdouro. Uma delas é o que denominamos de "força bruta"; muitos dos rádios transistorizados (amplificadores também) padecem de uma deficiência de fabricação. A rapidez com que são preparados os circuitos impressos, com a solda dos componentes por imersão das pontas em solda líquida, ocasiona não raro uma "solda fria", isto é, a solda se solidifica em torno do fio terminal do componente, mas não faz contacto elétrico perfeito. Com o tempo, com a poluição ambiente (presença de ácidos na atmosfera, principalmente ácido sulfúrico por uma complexa atuação do SO^2), os terminais adquirem uma película escura, isolante. Isto é suficiente para impedir o contacto elétrico. Com uma pinça, movendo os componentes, de modo seguro porém não violento, é possível descobrir quais os fios que estão com solda fria.

Preste atenção o leitor: muitos e muitos defeitos se devem a este aspecto de "solda fria". Assim, uma inspeção preliminar, quando o rádio não funciona, poderá ajudar a detectar estas conexões, que de outro modo poderiam causar sintomas contraditórios, na pesquisa do defeito.

Uma das "ferramentas" que ainda não citamos e que serve para eliminar muitas dúvidas é a caixa de substituição de capacitores e resistores (fig. 8). Quando em dúvida sobre um componente (R) ou (C), os terminais da caixa de substituição são ligados no lugar dos terminais do componente em dúvida e os valores de capacitores (C) ou resistores (R) são variados até que se obtenha o resultado desejado.

Vejamos agora alguns sintomas mais clássicos em receptores de rádio transistorizados. Comecemos pela fonte de alimentação. Os instrumentos necessários são um VOM, ou VTVM, e, para os casos mais sofisticados, um osciloscópio (fig. 9).

Quando há presença de zumbido em um receptor de rádio (ou amplificador), isto pode ser devido a sistema regulador, com transistor, em circuito série. Se houver um curto entre coletor-emissor no transistor regulador, o aparelho não deixará de funcionar, pois a carga ou consumo do aparelho está em série com o transistor. Porém, a ação de filtragem de-

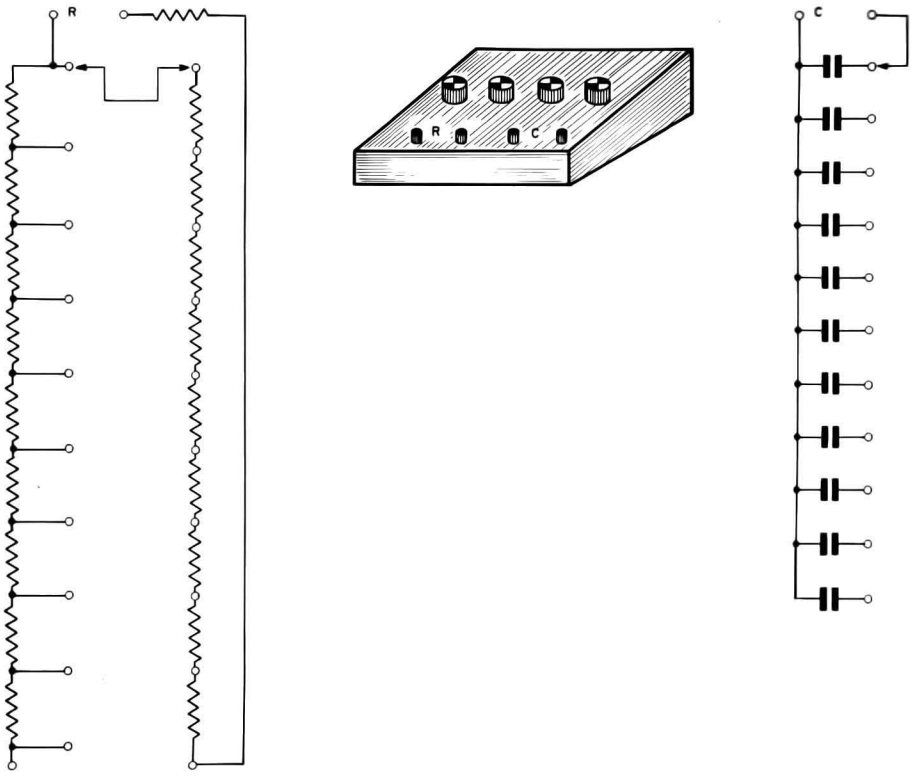


Figura 8

saparecerá e surgirá um zumbido, perceptível no alto-falante ou visível no osciloscópio.

Para verificar se o transistor suspeito está em curto, faz-se um curto temporário entre base-emissor. Se não houver modificação no sintoma, o transistor estará realmente em curto.

Se o rádio não funciona e a secção de filtro da fonte regulada é suspeita, faz-se um curto temporário entre emissor-coletor. Se o rádio volta a funcionar isto pode indicar: circuito aberto emissor-coletor ou o transistor não está conduzindo devido à polarização inadequada.

Quando se produz um ruído como se fosse um motor de popa, isto pode ser devido a eletrolíticos ou baterias gastas. A colocação de capacitores bons, em paralelo, e uso de fonte com



Figura 9

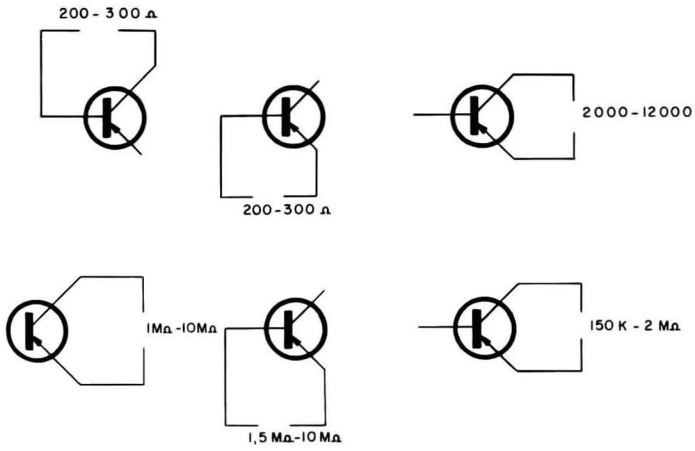


Figura 10

tensão correta ajudam a eliminar as dúvidas ou detectar o defeito.

Já falamos da necessidade de se medir o consumo do aparelho. Pelo consumo excessivo da corrente é possível estabelecer-se se o rádio tem algum componente em curto.

Ao comprovar-se um consumo excessivo o rádio deve ser desligado da alimentação e deve-se efetuar uma pesquisa com o VOM, a fim de se determinar qual o componente que está em curto.

Na figura 10 temos uma indicação básica dos valores em resistência que se obtém com a aplicação de um VOM aos elementos que constituem um transistor. Notem que os valores são para transistores PNP. Para transistores NPN deve-se inverter a polaridade das pontas de prova, porém os valores resistivos mantêm-se dentro da mesma margem.

Se houver condução direta entre os elementos de um transistor, isto será indício de curto e o componente deverá ser trocado. É conveniente ter certeza que o elemento em curto é o transistor e não um capacitor associado ao mesmo. Os capacitores eletrolíticos costumam apresentar mais curtos que os tubulares de poliéster e os de cerâmica; deve-se porém examinar todos, principalmente os de poliéster, pois também podem apresentar curtos, ou seja, uma passagem franca através do dielétrico.

O exame das FI também pode ser efetuado com o injetor de sinais ou gerador de sinais. Aplica-se o valor da freqüência de FI, quase sempre 455 kHz, à entrada do 1.º transformador de FI, considerando-se a ordem a partir da direção dos estágios de RF para a saída de áudio e verifica-se se um sinal surge à saída de áudio. É conveniente fazer variar a freqüência do gerador de sinais quando se efetua esta verificação, porque pode suceder que o rádio simplesmente não funcione pelo fato de que a sintonia dos transformadores de FI tenha sido alterada de tal modo que não permita receber os sinais de RF. Isto só poderá suceder se pessoas não habilitadas tentarem ajustar os transformadores de FI. Pode também, mas rarissimamente, ocorrer um acidente mecânico no capacitor que normalmente está em paralelo com os enrolamentos dos transformadores de FI e a sintonia se tenha deslocado para fora dos 455 kHz.

É bom que o leitor aplique testes em aparelhos que estejam bons, a fim de adquirir prática. Por exemplo, com o traçador de sinais, pode medir os ganhos entre os vários estágios, desde antena até saída de áudio.

O ganho nos estágios de FI é da ordem de 15 a 20 vezes maior quando o sinal é injetado na base do transistor do estágio.

Para medir a polarização dos transistores pode-se usar o processo indicado na figura 11.

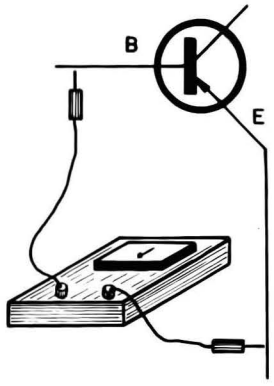


Figura 11

Na figura 12 temos um processo muito efetivo para examinar o funcionamento do oscilador local do rádio. Mede-se a tensão no emissor, com um VOM sensível.

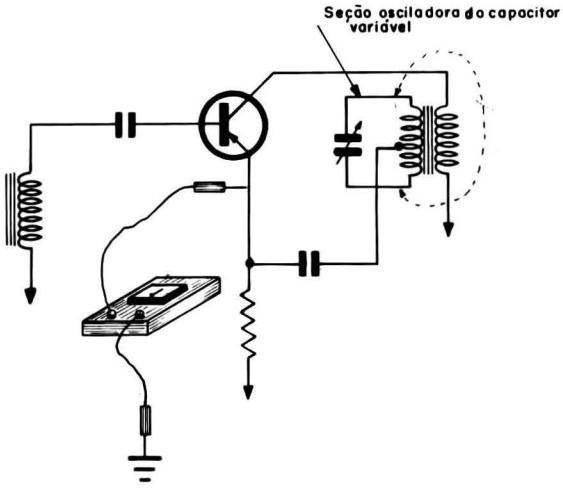


Figura 12

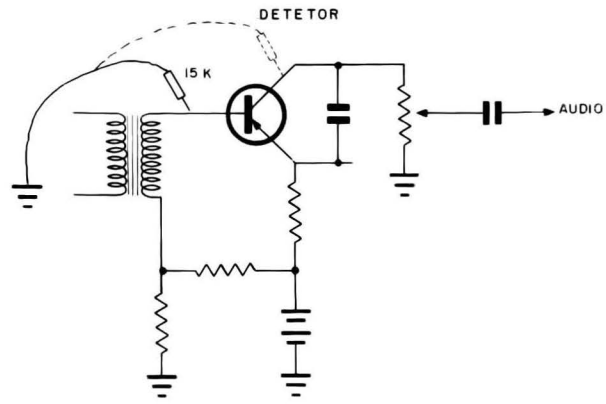


Figura 13

Com um fio, coloca-se temporariamente em curto a secção do capacitor variável do circuito oscilador. Se com isto a tensão do emissor não se modificar é indício de que o circuito está defeituoso.

Na figura 13 podemos examinar o circuito detector, utilizando um transistor. Se ao se efetuar uma ligação temporária, entre negativo e o transistor, através de um resistor de 15 kΩ, escutar-se um "click" quando se toca o coletor, porém tal não sucede quando se toca a base, o semicondutor está defeituoso ou algum componente tem sério defeito.

Na figura 14 temos uma disposição para examinar o controle automático de ganho (CAG). Com um voltímetro sensível mede-se a tensão entre base e emissor do transistor de FI. Quando o rádio não está captando nenhuma estação, deve existir uma tensão entre 0,1 e 0,2 volt. Quando surge um sinal na antena, esta tensão deve ser reduzida para 0,05 a 0,15 volt. Na figura está um circuito usando transistor PNP. Para NPN deve-se inverter a polaridade do voltímetro.

Na figura 15 temos o circuito prático para medir o ganho de um transistor (fator beta). Coloca-se o ôhme-

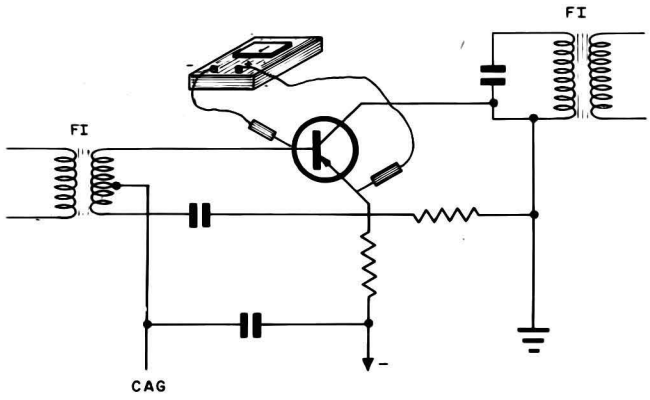


Figura 14

tro na escala x1 000 e com as pontas de prova na disposição indicada na figura, para PNP; se for o caso de NPN deve-se inverter as pontas de prova. Liga-se um fio (a) da base para o emissor e observa-se a leitura em ohms, que deve ser superior a 50 kΩ. Depois coloca-se o fio (a) entre base e coletor. Agora o ôhmetro deve dar uma indicação em ohms que indicará o ganho aproximado.

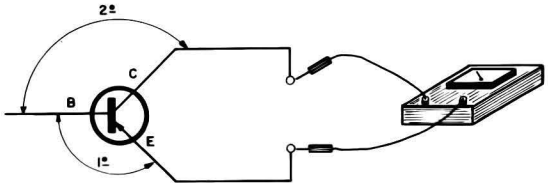


Figura 15

Divide-se a indicação base-emissor pela indicação base-coletor que dará aproximadamente o ganho. Por exemplo, se a indicação for 100 000 ohms/5 000 ohms, o ganho ou fator beta será de 20.

Os transistores junção podem ser examinados sem que haja necessidade de removê-los do circuito. Este teste consiste em aumentar e diminuir a condução do transistor, modificando sua polarização. Se o transistor obedece a estas modificações está em boas condições. Na figura 16 temos o método preconizado. Aplica-se o VOM, para leitura de volts, entre

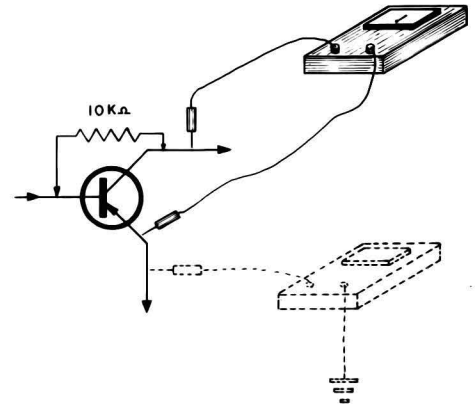


Figura 16

emissor e terra ou entre coletor e emissor, observando-se a leitura. Depois, momentaneamente, coloca-se um resistor de 10 kΩ entre coletor e base, para aumentar a polarização. A leitura entre emissor e terra indicará aumento e a leitura entre coletor e emissor indicará diminuição.

Um outro teste pode ser efetuado diminuindo-se a condução do transistor. Isto se obtém por meio de um curto provisório, entre base e emissor. Neste caso a tensão entre coletor-emissor deve aumentar. Porém, este teste só deve ser aplicado em transistores de pouca potência, para evitar excessiva corrente através do semicondutor.

Quando o transistor usa a polarização denominada de "auto-polariza-

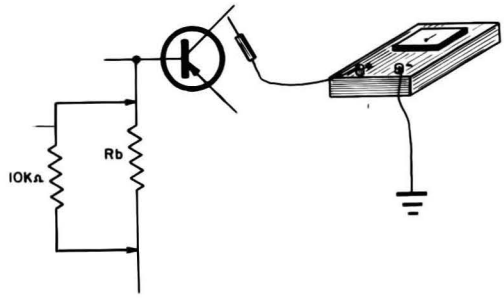


Figura 17

ção" (fig. 17), o aumento de condução, quando está em perfeitas condições, é obtido pela colocação de um resistor de 10 kΩ em paralelo com o resistor, indicado no circuito por Rb.

Para a calibração do rádio ou para o uso do gerador de sinais como injetor, partindo o sinal desde a antena, um bom processo é usar uma barra ferrite sobre a qual, depois de isolada com papel, se enrolou uma certa quantidade de espiras. Na prática bastam de 6 a 20 espiras de fio 32, esmaltado (fig. 18). Esta bobina é ligada à saída do gerador de sinais e a barra ferrite é então aproximada à barra ferrite do receptor, transmitindo o sinal que for sintonizado pelo gerador.

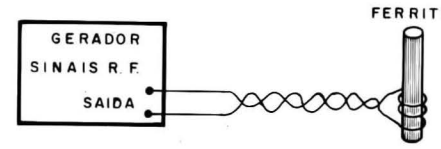


Figura 18

Outro processo consiste em enrolar umas 4 ou 5 espiras de fio 22, isolado (fio de ligação de rádio, cabinho, etc.) ao redor do receptor e ligá-lo, nos seus dois extremos, à saída do gerador de sinais. Esta disposição denomina-se antena de quadro e pode ser construída de modo definitivo, ao redor de u'a moldura de material isolante, servindo mesmo a madeira. No momento de usar, coloca-se o rádio, dentro desta moldura, que repousa sobre a bancada (fig. 19).

Nos exemplos que damos a seguir foi usado um VOM de fabricação nacional. A razão é óbvia. Dar exemplos de posições de seletores, indicação do mostrador, etc., de um VOM de boa qualidade sem dúvida, porém que o autor possua, mas nenhum leitor possua, não nos parece válido. O VOM que usamos para exemplo é de boa qualidade, de fabricação nacional e existe em profusão à venda nas casas comerciais.

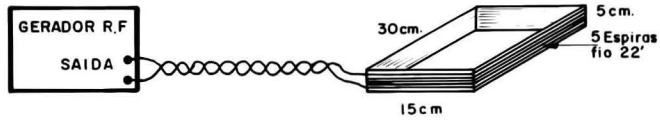


Figura 19

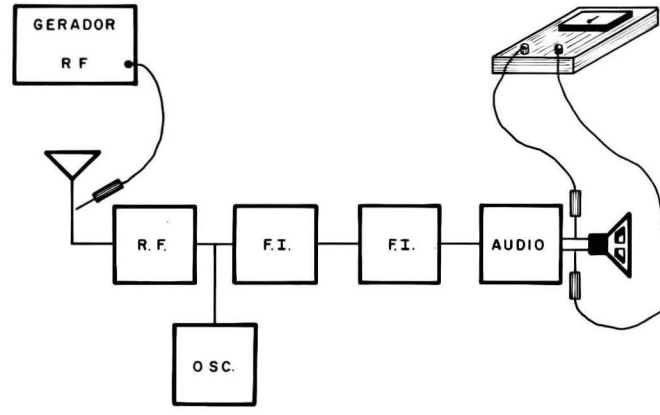


Figura 20

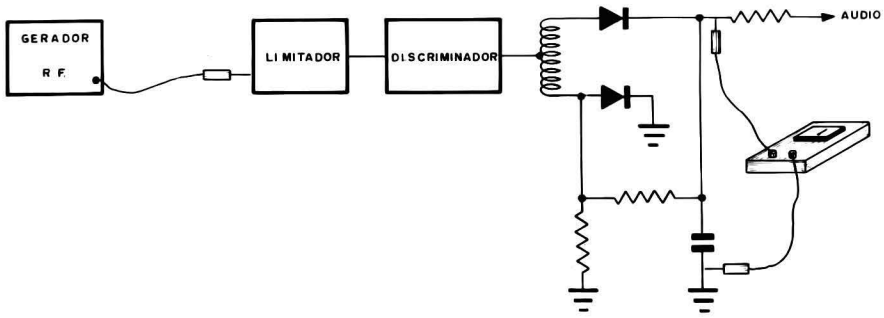


Figura 21

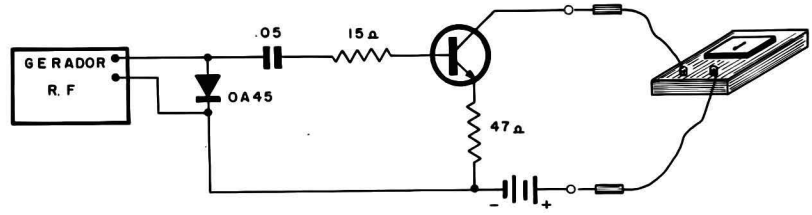


Figura 22

Para se medir o ganho efetivo de um rádio de AM é conveniente ligar à sua saída (fig. 20) um medidor de saída. O gerador de sinais é ligado à antena como descrito antes, um sinal aplicado e a leitura final no VOM indicará um ganho relativo. Se a posição do atenuador do gerador de RF, a freqüência e outros dados, são anotados, em função do modelo do rádio, o técnico tem uma referência para futuras comparações do ganho do aparelho com outros, ou de ajustes e reposições que tenha efetuado.

Do mesmo modo, na figura 21 temos o uso do VOM no ajuste de um receptor de FM.

No caso de se desejar medir exatamente o sinal de RF que se aplica ao receptor sob ajuste, na figura 22 temos uma boa indicação. Este circuito pode até ser incorporado ao gerador de sinais, de modo permanente, e com o emprego de um VOM teremos um medidor de sinais de RF de ótimo desempenho.

E já que estamos tratando de usar o VOM como instrumento versátil, temos na figura 23 seu uso como traçador visual de sinal. É possível com esta disposição medir sinais de RF. Quando se medem sinais de áudio, deve-se colocar o comutador para CA e dispensar o diodo retificador.

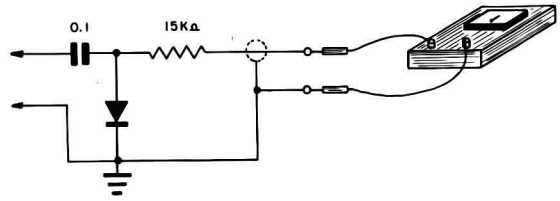


Figura 23

Na figura 24 temos uma indicação de como se pode usar o VOM para verificar, em circuito, se o diodo está aberto, bom ou em curto. A relação entre os valores ôhmicos, em uma e outra direção, deve ser de pelo menos 1:200.

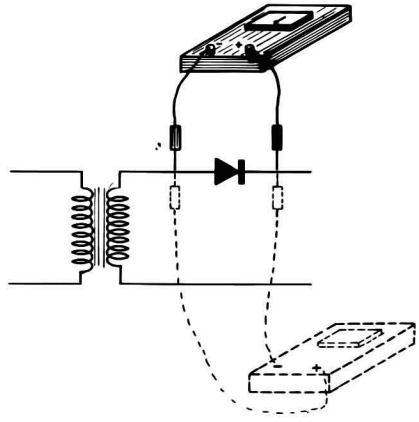


Figura 24

PALAVRAS FINAIS

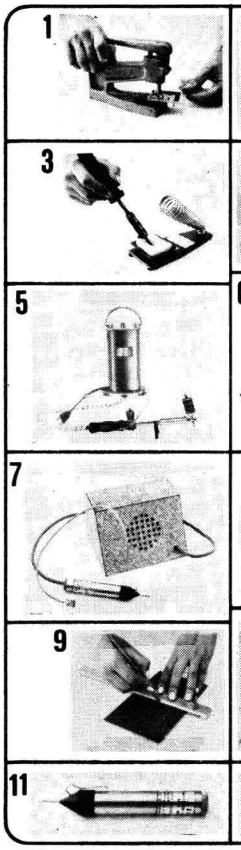
Em se tratando do tema "consertos" não existe propriamente uma palavra final. Sempre haveria o que dizer, mas isto ocuparia um espaço que não é prático em uma publicação periódica. Prometemos, todavia, em havendo condições, voltar ao assunto. Mas convocamos desde já os leitores para que nos enviem, escrito simplesmente, com um croquis, algumas observações e consertos que efetuaram em rádios, amplificadores, TV, etc. Publicaremos periodicamente essas colaborações, com o nome do autor e, deste modo, ajudar-nos-emos mutuamente. Fica o apelo.

Ω

COMPRAMOS

FALAR C/ SR. DAVID FONE: 220-6916

SALDOS DE MATERIAL ELETRÔNICO EM QUALQUER QUANTIDADE



1 PERFURADOR DE PLACA	Fura com incrível rapidez, perfeição e simplicidade placas de circuito impresso.
2. SUPORTE DE PLACA	Mantém firme a placa. Torna o manuseio da mesma bem mais prático seja na montagem, conserto, experiência etc...
3. SUPORTE PARA FERRO	Coloca mais ordem e segurança na bancada. Com esponja para limpeza do bico.
4. FONTE ESTABILIZADA DC	Fornece tensões fixas e ajustáveis de 1,5 a 12 VDC. Corrente de saída 1 A.
5. DESSOLDADOR AUTOMÁTICO	A solução P/ remoção de circuito integrado Ele derrete a solda e ao simples toque de botão faz a sucção.
6. DESSOLDADOR MANUAL	Eficiência à baixo custo. Remove circuitos integrados e outros componentes.
7. TRAÇADOR DE SINAIS	O maior quebra-galho do Técnico reparador Localiza com rapidez, defeitos em rádio de pilha, à valvula, amplificador etc...
8. CANETA PRA CIRCUITO IMPRESSO	Finalmente a solução para um velho problema. Caneta especial para traçagem de circuito impresso diretamente sobre a placa cobreada. Recarregável.
9. CORTADOR DE PLACA	A maneira mais simples e economica de cortar placas de circuito impresso.
10. SUGADOR DE SOLDA AUTOMÁTICO	Projetado para quem tem muita pressa Eficiente, fácil manejo.
11. INJETOR DE SINAIS	De tamanho reduzido, mede só 11 cm. Indispensável para o técnico eletrônico.
12. SUGADOR DE SOLDA MANUAL	A ferramenta do técnico moderno. Indispensável na remoção de qualquer componente eletrônico. Em várias opções.

A VENDA EM TODO BRASIL SOLICITE NOSSOS CATÁLOGOS

Produtos da CETEISA
RUA SENADOR FLAQUER, 292
Santo Amaro - São Paulo -Cep 04744
Fones: 548-4262 - 246-2996 - 247-5427

VENDAS PELO REEMBOLSO POSTAL PELA
ATLAS Componenetes Eletrônicos Ltda.
Av. Lins de Vasconcelos, 755
Cambuci - São Paulo - CEP 01537
Fones: 279-3285 — 278-1208

TELEFONIA

Coexistência de Linhas Elétricas e de Telecomunicações*

Aquilino R. Leal

Introdução

A instalação de linhas de energia elétrica e de telecomunicações na mesma posteação, ou seja, a denominada coexistência de linhas, já vem sendo realizada, durante muitos anos, em diversos países, cabendo aos Estados Unidos o título de precursor desta técnica de instalação: posteação em uso comum ou posteação em conjunto.

No continente europeu não houve nenhuma coexistência de linhas, digna de menção, até depois da Segunda Guerra Mundial, quando então, com a introdução de condutores isolados com plásticos, as empresas de telecomunicações puderam dispor de um material isolante satisfatório, o qual possibilitou minimizar os riscos para a coexistência de linhas de energia elétrica e de telecomunicações (por razões de brevidade de expressão denominar-se-á unicamente, no que se segue, de coexistência).

Vantagens da coexistência de linhas

A coexistência, dia-a-dia, está sendo empregada em maior escala. Com este processo de instalação obtém-se substanciais vantagens, tanto economicamente como estética e tecnicamente.

As vantagens econômicas são evidentes. A posteação contribui com uma parte fundamental nos custos da linha completamente instalada; esta contribuição se situa em, aproximadamente, 30% do custo total. A coexistência significa consideráveis economias para ambas as empresas, de telecomunicações e de energia elétrica, traduzindo-se em um menor custo para o usuário.

Por estranho que possa parecer, os pontos estéticos são, na maioria dos casos, os fatores decisivos. Tanto o público como as autorida-

---

*** Este artigo foi extraído e adaptado de uma publicação da Ericsson: "Coexistência de Lineas Eletricas y de Telecomunicación", de L. Noerman, datada de 22-01-65.**

des exigem, na atualidade, que se reduza na maior extensão possível a presença de linhas de postes ao longo das vias públicas (calçadas); para prover uma dupla posteação em tais situações é necessário ter-se fortes razões técnicas e econômicas.

As vantagens técnicas apresentadas pela coexistência podem ser importantes; pode existir, por exemplo, falta de espaço para as duas linhas de posteação; a única solução que se apresenta nestas circunstâncias é a coexistência, se não se quer recorrer à custosa instalação subterrânea dos cabos de telecomunicações ou de energia elétrica. Sob a maioria dos pontos de vista, é perfeitamente aceitável a redução, à metade, do número de postes.

Condições para a coexistência de linhas

Para a implantação da coexistência, também denominada construção conjunta, por uma concessionária do serviço de telecomunicações, deve-se investigar em primeiro lugar as diversas condições existentes sobre este particular; estas podem ser encaradas sob a forma legal, técnica, econômica e de manutenção.

Condições legais

O primeiro passo é averiguar se as autoridades que decidem sobre a construção de plantas elétricas e de telecomunicações autorizam a coexistência e, depois, se a outra empresa está de acordo em que se empregue a sua posteação para a coexistência.

Em determinados países, como por exemplo a Suécia, a Suíça e a Inglaterra, existem normas estabelecidas pelas autoridades que regulam essa coexistência. Em outros países, como por exemplo o Canadá e os Estados Unidos, nos quais as empresas que exploram os serviços telefônicos, telegráficos e de eletricidade são de propriedade privada, a coexistência é regulamentada através de convênios bilaterais entre as partes interessadas. Esses convênios são baseados, por sua vez, em determinadas recomendações, decretos e normas de segurança elaborados pelas autoridades federais: no Canadá pela "Canadian Standards Association" e nos Estados Unidos pelo "National Buerau of Standards".

Também se tem colocado em prática a coexistência em vários países latino-americanos sem que existam neles decretos estabelecidos por autoridades competentes. Nestes casos a coexistência está regida unicamente através de convênios entre as duas partes envolvidas. Esses convênios, na maioria dos casos, estão baseados em normas norte-americanas.

Condições técnicas

A este respeito deve-se averiguar, primeiramente, se as redes de distribuição, no que tange aos sistemas, tensões, etc., podem ser aprovadas para a coexistência. Além disto deve-se investigar se a rede elétrica está construída com material adequado e se encontra em um estado no qual não existe possibilidade de danos. A posteação deve ser suficientemente alta para que a distância mínima entre os condutores elétricos e de telecomunicações corresponda à exigida para a coexistência.

Condições econômicas

Para a realização da coexistência sempre é necessário modificar, substituir ou reforçar certas partes da rede de distribuição para satisfazer as exigências estabelecidas. A coexistência será aconselhável se essas modificações forem em pequena escala e os custos não se elevarem em demasia. Antes de se tomar uma decisão definitiva com relação à coexistência, tem-se que fazer um cálculo de rentabilidade baseado nas contribuições a serem pagas à companhia de eletricidade pelos direitos de utilização de sua posteação, etc.

Condições de manutenção

Do ponto de vista de manutenção, é importante esclarecer se pode ser realizada entre as duas partes envolvidas em convênio que as comprometa ao seu cumprimento e que defina as obrigações e deveres de cada uma delas. De qualquer forma, cada empresa deverá fazer a sua própria manutenção, não sendo permitido que uma equipe de manutenção interfira no serviço de manutenção da outra empresa.

Normas nos diversos países sobre a coexistência de linhas

As normas que seguem a coexistência variam de país para país, e mesmo entre as diversas concessionárias do serviço telefônico e telegráfico de um mesmo país. Os documentos que regulam a coexistência na Suécia, Suíça, Estados Unidos, Canadá, Inglaterra, Japão, Áustria e Romênia, ou aqueles documentos que expõem os respectivos pontos de vista de cada administração, estão a seguir relacionados:

Suécia:

1. Kommerskollegii forfattningscamling 1960 n.º 8.
2. Svenska Elverksförreningens handlingar 1960 n.º 3.
3. Televerkets Bestämmelser 01-5099-1 jan. 1962.

Inglaterra:

Colaborações n.ºs 7 a 17 apresentadas na conferência do CCITT em Genebra, em 9 a 19 de outubro de 1962.

Estados Unidos:

1. Safety Rules for the Installation and Maintenance of Electric Supply and Communication Lines — 1961.
2. Joint Pole Practices for Supply and Communication Circuits. A report of the Joint Committee on Plant Coordination of the Edison Electric Institute and the Bell Telephone System — setembro de 1945.

Canadá:

1. Canadian Standard Association
2. Canadian Electrical Code, Part III
3. Rules, Requeriments and Specifications for the Joint Use of Poles to Support Supply and Communication Circuits — 1953.

Japão:

Colaboração n.º 8 apresentada em 1958 ao secretariado do CCITT.

Suíça:

Sammlung der Bundesrechtlichen Vorschriften über elektrische Anlagen — 1961.

Áustria:

Proposta para a coexistência de linhas apresentada em 1958 ao secretariado do CCITT.

Romênia:

Informe do "General Directorate of the Post Office and Telecommunication" de 1961 sobre "The Coexistence of Telecommunication Lines and Electric Power Lines on Common Poles".

Levando em consideração a tensão do sistema elétrico, os países podem dividir-se em dois grandes grupos, a saber:

a) a coexistência só é permitida em linhas elétricas de baixa tensão: Suécia, Suíça e Áustria;

b) a coexistência também é permitida para as linhas elétricas de alta tensão: os demais países.

Levando em consideração o isolamento dos condutores, obtém-se a seguinte divisão:

a) países nos quais está proibida a coexistência de linhas de telecomunicação de fios nus (linhas abertas) e linhas elétricas também de fios nus: Suécia, Inglaterra e Áustria;

b) países nos quais está permitida a coexistência de linhas de telecomunicação de fios nus e linhas elétricas também de fios nus: Estados Unidos, Canadá, Japão e Romênia.

Para a Suíça não está indicado se os condutores dos circuitos de telecomunicações devem ou não estar isolados.

As normas austríacas exigem que os condutores de telecomunicações estejam isolados. No entanto, na Suécia e Inglaterra exige-se que a linha elétrica ou a de telecomunicação tenha os condutores isolados. Para a coexistência com linhas de alta tensão, as normas inglesas e romenas exigem que os condutores de telecomunicações estejam isolados.

Nas normas americanas, canadenses e japonesas não se fazem diferenças entre condutor nu e isolado, pois no momento da elaboração das normas não se fabricava nenhum cabo com isolamento plástico. Por isto, as normas referem-se a condutores nus ou a cabos com capa de chumbo (isolamento de papel). Somente foram especificados os condutores isolados para certos fins especiais, como por exemplo para as descidas de cabo e as entradas aos locais dos assinantes.

(conclui no próx. número)

ASSINE
REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

Os Medidores de Resistência de Terra

Paulo Sérgio P. Ferreira*
Sidney Yukizaki*

Histórico

Com o desenvolvimento industrial que o Brasil atravessa, a utilização de estruturas metálicas enterradas ou submersas, tais como oleodutos, gasodutos, adutoras, minerodutos, salmodutos, emissários submarinos, piers de atracação, bases de tanques, navios, camisas metálicas e poços, redes de incêndio, cabos de comunicação e de energia elétrica e outras, tem sido cada vez mais freqüente. Em conseqüência, os problemas de corrosão aumentam em grandes proporções, obrigando ao desenvolvimento e ao aperfeiçoamento de novas técnicas para seu combate e controle, tais como a aplicação de novos processos metalúrgicos, o uso de revestimentos protetores e o emprego de **proteção catódica**, até então pouco conhecidas e difundidas entre nós.

A **proteção catódica** não é uma técnica recente, sendo utilizada há muitos anos nos países mais desenvolvidos, depois de ter sido experimentada pela primeira vez na Inglaterra, em 1824, por Sir Humphrey Davy, e seu emprego no Brasil já se encontra bastante difundido.

Sua importância

Para o dimensionamento criterioso de um sistema de **proteção catódica** o engenheiro de corrosão precisa munir-se de uma série de informações técnicas a respeito da estrutura que se propõe a proteger, informações essas que, em conjunto com as medições obtidas no campo, fornecerão dados fundamentais para a elaboração e o sucesso do seu projeto. Dentre essas informações os valores das **resistividades elétricas do solo** são de vital importância para a escolha dos melhores locais para a instalação do sistema de **proteção catódica** destinados à proteção da estrutura, uma vez que para o funcionamento econômico dos equipamentos apropriados são necessários circuitos de baixa resistência elétrica. E é através dos **medidores de resistência de terra** que se obtém tais valores em ohms.cm.

Resistividades elétricas

Um dos fatores que mais influenciam a corrosividade das estruturas metálicas enterradas ou submersas é a resistividade elétrica do meio onde ela se encontra lançada.

* **Eng.os de corrosão da IEC — Instalações e Engenharia de Corrosão Ltda. Coordenadores de trabalhos no campo**

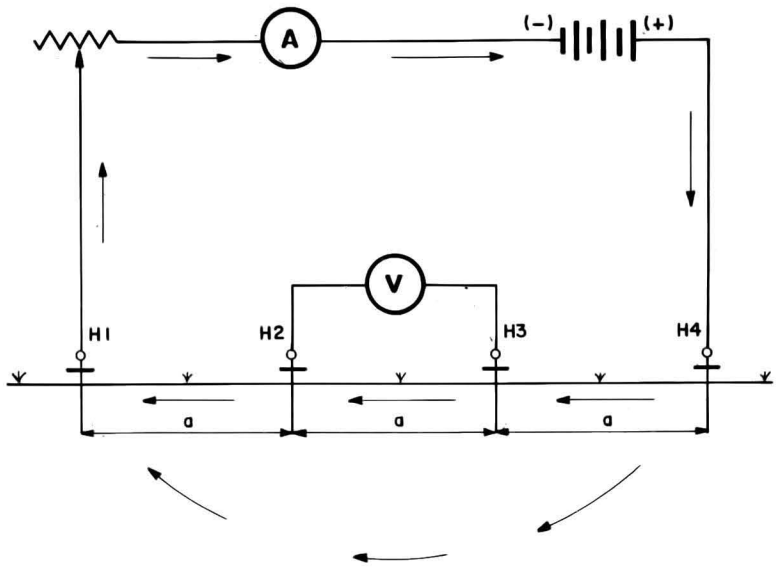


Figura 1

A resistividade elétrica da água e dos solos possui ampla faixa de variação, dependendo da quantidade de sais dissolvidos na água, das características geológicas e da quantidade de água contida no solo. Por exemplo, a água do mar, dependendo da região, pode apresentar valores desde 20 ohms.cm até 100 ohms.cm, sendo que a média se situa em torno de 40 ohms.cm. Para o solo as resistividades elétricas variam de 200 ohms.cm até 2 000 000 ohms.cm. Como ilustração a experiência nos mostra que, na cidade de São Paulo, as resistividades elétricas situam-se, de um modo geral, acima de 15 000 ohms.cm, enquanto que no Rio de Janeiro os valores são bastante baixos, na maioria dos casos menores que 5 000 ohms.cm.

Existem vários métodos satisfatórios para a medição das resistividades elétricas de águas e de solos. Entretanto, o mais prático e mais utilizado no campo da **proteção catódica,** usado principalmente para os solos, é o **método dos quatro pinos,** também chamado **método de Wenner.** Este método está ilustrado na figura 1.

Por intermédio de quatro hastes metálicas fincadas no solo, em linha reta, aquidistantes de **a,** conseguimos medir uma diferença de potencial **E,** entre as duas hastes centrais H_2 e H_3, ao injetarmos certa quantidade de corrente **I** fornecida por uma bateria controlada por reostato e medida pelo amperímetro, nas duas hastes externas H_1 e H_4. Essa diferença de potencial representa a queda de potencial, através do solo, compreendida entre as duas hastes e pode ser traduzida em resistividade elétrica. O método fornece excelentes resultados quando aplicado com o auxílio do instrumento VIBROGROUND, composto por uma fonte de f.e.m. (pilhas comuns de lanterna), um vibrador, um transformador, um galvanômetro e um potenciômetro, combinados de modo a permitir leituras diretas de resistividades elétricas. Uma característica importante desse método é que as resistividades podem ser medidas a profundidades diferentes, mediante a variação do espaçamento entre as hastes (pinos de aço) utilizadas.

A resistividade média do solo, até a profundidade **a,** é dada pela fórmula:

$$\rho = 2\,\pi\,a\,\frac{E}{I}$$

(para unidades coerentes) ou

$$\rho = 191{,}5\;a\;\frac{E}{I} \qquad (I)$$

sendo **a** em pés (ft), **E** em volts (V) e **I** em ampères (A).

Com os valores obtidos nas medições das resistividades elétricas ao longo, por exemplo, de um cabo telefônico enterrado, podemos construir o perfil de resistividades do solo, normalmente em quatro profundidades diferentes (1,5 m, 3,0 m, 4,5 m e 6,0 m), fundamental para a avaliação das condições de corrosividade externa da estrutura revestida metalicamente.

O Vibroground

O instrumento mais comumente utilizado nesses testes de resistividade do solo é o Vibroground (marca registrada). Ele utiliza o método de quatro pinos de Wenner e seu circuito está ilustrado na figura 2.

Um inversor eletro-mecânico recebe em seus contactos uma tensão CC de 3 volts. Por meio de um dos muitos contactos que possui, esse vibrador vai ligando e desligando uma **onda quadrada,** cuja amplitude é função dos 3 volts que lhe foram aplicados. Essa onda quadrada já é então uma corrente alternada e, como tal, susceptível de ser **transformada.** Essa corrente alternada alimenta o enrolamento primário do transformador T2 e, em função da relação do número de espiras entre os enrolamentos primário e secundário, eleva essa tensão de 3 volts para 125 volts, CA, aproximadamente. Essa corrente alternada de 125 volts é aplicada ao solo que se vai medir por meio das duas hastes extremas H_1 e H_4. Por intermédio das duas hastes H_2 e H_3 é captada a **queda de tensão** desenvolvida através da **resistência** do eletrólito pela corrente que a ele foi aplicada.

A leitura da resistividade do solo é feita quando, através do controle existente no instrumento, consegue-se equilibrar um circuito elétrico em ponte no interior do mesmo, circuito esse do qual fazem parte o controle que se está manuseando e, evidentemente, o eletrólito que se quer medir.

O Megger

Um outro tipo de instrumento usado nos trabalhos de levantamento de resistividade do solo é o MEGGER (marca registrada). Esse instrumento é caracterizado pelo uso de um gerador próprio acionado através de u'a manivela, em substituição às pilhas, usadas no equipamento descrito anteriormente, ou mesmo através de pilhas. A descrição dos princípios de funcionamento feita para o Vibroground é válida também para o Megger, exceto que o vibrador é substituído por contactos rotativos acionados pela própria manivela do gerador, ou um sistema transistorizado, e o controle de ajuste por um ohmímetro de leitura direta.

Além desses dois instrumentos, existem alguns outros de fabricantes diversos ("Terrometro", "Teraohmetro", etc.), semelhantes ao Vribroground exceto quanto ao vibrador, que é substituído por um sistema transistorizado.

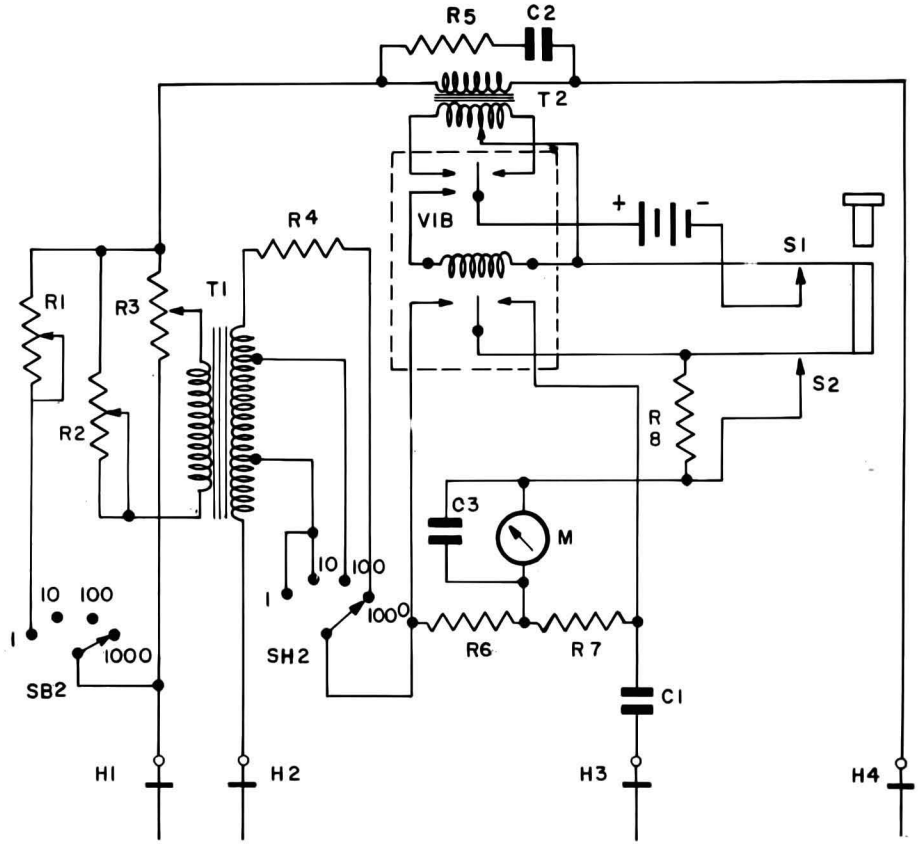


Figura 2

Conjunto de condutores para medição de resistividade do solo

É um conjunto de dois condutores múltiplos já devidamente dimensionados e que permite fazer, sem necessidade de mudar a posição dos pinos, as medições de resistividade do solo em todas as profundidades comumente exigidas pelos trabalhos de **proteção catódica.**

São usados não 4, mas 9 pinos e a escolha das diversas profundidades é feita através de uma chave seletora de 6 posições inserida no próprio instrumento. Com as 4 primeiras posições faz-se leituras nas profundidades de 1,5 m, 3,0 m, 4,5 m e 6,0 m, e com as duas últimas posições afere-se as condições de funcionamento do equipamento.

A fim de facilitar a operação de medição no campo, o fator da fórmula (I) 191,5 a é transformado para as profundidades acima indicadas em números inteiros, como mostra a **tabela de profundidade e fator de multiplicação:**

Profundidades	Distância a	Fator 191,5 a
1,5 m (5 ft)	1,5 m (5 ft ou 2 in)	1 000
3,0 m (10 ft)	3,0 m (10 ft ou 5 in)	2 000
4,5 m (15 ft)	4,5 m (15 ft ou 8 in)	3 000
6,0 m (20 ft)	6,0 m (20 ft ou 9 in)	4 000

Conclusão

Qualquer que seja a esrutura metálica a ser protegida, o projeto de **proteção catódica** só pode ser elaborado com sucesso após a realização das medições e testes convenientes, segundo técnicas de eficiência comprovada, no seu local de construção. E dessas medições, a de vital importância para a instalação do sistema de **proteção catódica** é fornecida pelos **medidores de resistividades elétricas do solo** que acabamos de ver.

Referências bibliográficas

1. Ramanoff, Meluin, "Underground Corrosion", U.S. Dept. of Commerce Circular 579 — 1957.
2. Gentil, Vicente. "Corrosão". Almeida Neves Editores Ltda.
3. Dwight, H.B., "The Calculation of Resistances to Earth", Electrical Engineering, vol. 55, n.° 12, p. 1316, Dec. 1963.
4. Parker, Marshall E., "Measurements of Soil Resistivity at Depth", Gas, vol. 41, n.° 4, April, 1965.
5. IEC - Instalações e Engenharia de Corrosão Ltda., "Proteção Catódica", Rio, novembro de 1977.

Ω

MONTE SEU FM MONO OU ESTÉREO

COM OS MÓDULOS UNITAC

COMPRE O MÓDULO QUE DESEJAR:

MONOBLOCO DE RF.....Cr$ 303,00
CANAL DE FI.....Cr$ 245,00
DECODIFICADOR.....Cr$ 296,00
FONTE DE ALIMENTAÇÃO.....Cr$ 293,00

Despesa de frete: Cr$ 70,00
para uma ou mais unidades

Pedidos através de cheque visado pagável em S. Paulo ou vale postal
Atendemos também pelo reembolso postal.

RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.

01208 — Rua dos Timbiras, 263 — Caixa Postal 5009 — São Paulo — SP

ATENUADORES R&S DE PRECISÃO

Estes dois atenuadores são novos produtos de baixo custo projetados pela empresa alemã Rohde & Schwarz.

Para freqüências entre 0 e 2 700 MHz, o atenuador de RF programável tipo DPSP e o atenuador de RF tipo DPS, alimentado por bateria, podem ser usados para atenuação e medição de ganho, e para divisão de tensões em laboratórios, setores de produção e outros.

A fácil leitura é feita através de três dígitos no painel frontal, que indica os valores de atenuação, ajustáveis a cada 1 dB.

O modelo DPS é apenas de operação manual, enquanto que o DPSP oferece ambos: manual e programável.

(G. A. Boleckis - Caixa Postal 1162 - CEP 24000 - Niterói - RJ).



NOVO SONOFLETOR MODELO 14 DA ALTEC

A Altec-Lansing dos Estados Unidos lançou na última exposição de equipamentos eletrônicos e eletro-acústicos, intitulada "Consumer Electronics Show", em Las Vegas (USA), o seu mais novo e revolucionário sonofletor, o modelo 14.

O mais recente aperfeiçoamento incluído no modelo 14 é o seu CAP (controle automático de potência). Este dispositivo monitora continuamente a potência elétrica fornecida à sua entrada, e automaticamente corrige qualquer sobrecarga. Sempre que a potência de entrada exceder os limites de segurança, o CAP acusa de modo visual o perigo, através de uma lâmpada, e a potência é automaticamente atenuada.

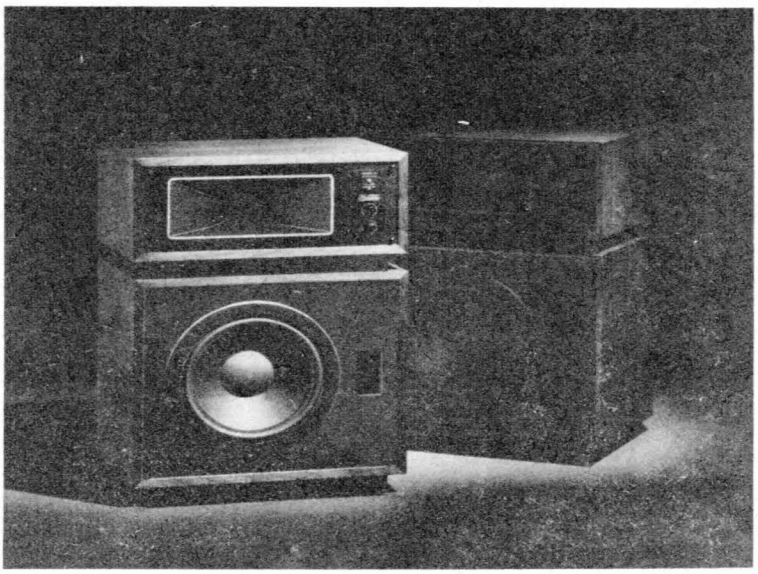
Um outro avanço que este sonofletor traz é a inclusão da nova corneta MANTARAY, que possui um novo desenho, oferecendo uma diretividade constante. Radicalmente diferente, esta corrente é fruto de uma contínua e incansável pesquisa e desenvolvimento do Dpto. de Pesquisa da Altec. Sua dispersão é de 90° x 40°.

Vem ainda incluído neste novo sonofletor o "radial phase-plug", projetado para eliminar essencialmente os problemas de perdas nas freqüências altas, tão comuns nos tipos convencionais. Mas ainda um outro melhoramento pode-se destacar no modelo 14: um equalizador de dois canais,

que permite um ajuste separado das freqüências médias e altas.

O alto-falante de 12 polegadas está montado no sistema refletor de graves. Proporciona este modelo um nível de 95 dB SPL para uma distância de 120 cm com apenas 1 W de potência proveniente do amplificador.

(G. A. Boleckis - Caixa Postal 1162 - CEP 24000 - Niterói - RJ).



CENTRAL DE ÁUDIO MODELO "AUDITÓRIO CEM"

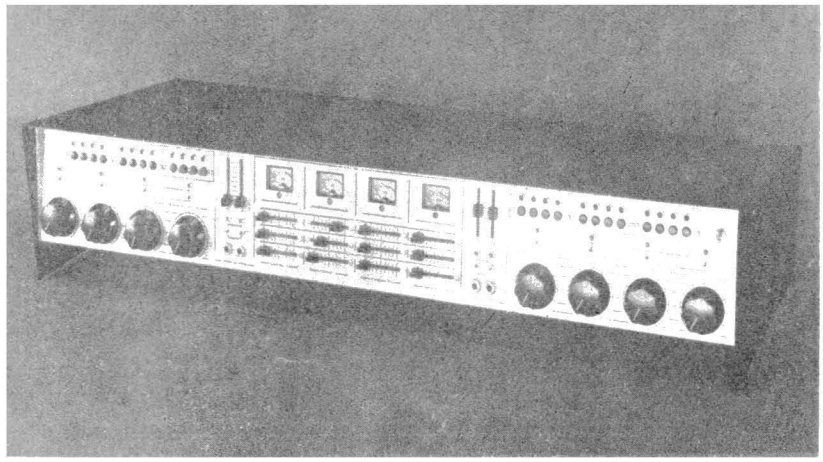
A nova central de áudio modelo "Auditório Cem" é fabricada nas potências de 500, 1 000 e 2 000 W. Essas três versões constituem a solução racional que a SOCIEL criou com a finalidade de proporcionar melhor opção na sonorização profissional.

Sua concepção moderna permite a utilização de um único equipamento para a sonorização de ginásios de esporte, clubes, entidades recreativas, etc. Com o "Auditório Cem" não há necessidade de cabos de interconexão entre estágios, o que proporciona maior confiabilidade. Os quatro estágios de potência, com fontes de alimentação e fusíveis independentes, tornam o equipamento imune a falhas operacionais.

A construção modular e a utilização de módulos de encaixe ("plug-in") tornam facílima a manutenção.

Recursos técnicos

— 8 canais de programa — 4 fixos e 4 comutáveis
— 1 canal de monitoração
— 1 canal de 600 ohms para linha telefônica
— 1 saída de linha desequilibrada
— 4 posições de monitoração
— 6 entradas de microfone, alta ou baixa impedância — a entrada de cada microfone no canal é sinalizada por diodos emissores de luz
— 2 entradas para toca-discos (cápsula magnética)



— 2 entradas para gravadores
— 1 entrada de linha
— 4 chaves seletoras, de 4 posições, permitindo que as funções de microfones, toca-discos, linhas e gravadores possam ser comutadas independentemente para cada um dos canais de potência
— 4 equalizadores com controles independentes de graves e agudos

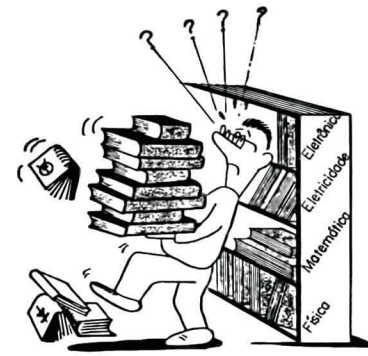
Especificações técnicas do modelo "Auditório Cem" — 1 000 W

Número de atenuadores	24
Atenuadores deslizantes	16
Atenuadores rotativos	8
Número de entradas	11
Entradas de microfone	6
Entradas de toca-discos	2
Entradas de gravador	2
Entradas de linha	1
Número de semicondutores	299
Número de transistores	138
Número de diodos	125
Número de diodos emissores de luz	36
Número de amplificadores de potência	9
Resposta de freqüência	20 a 20 000 Hz, ±0,5 dB
Distorção harmônica por intermodulação	menor que 0,5%
Potência total de saída (sob 8 Ω)	1 000 W RMS (8 x 125 W)
Potência de saída do monitor	10 W RMS

(SOCIEL — Sociedade Comercial e Industrial de Eletrônica Ltda. — Rua José do Patrocínio, 386 — Fone: 25-7166 — Porto Alegre - RS).

CURSOS DE
DESENHO DE ELETRÔNICA/DESENHO DE ELETROTÉCNICA
INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA

CURSOS EXTREMAMENTE ÚTEIS A TODO PROFISSIONAL LIGADO AO RAMO ELETRO-ELETRÔNICO, PARA AMPLIAR SEUS CONHECIMENTOS.
SOLICITE INFORMAÇÕES PREENCHENDO O CUPOM DA PÁGINA 48.



LIVROS EM REVISTA

TELECOMUNICAÇÕES AVANÇADAS

Autor: Armel Picquenard. **Idioma:** Português. **Formato:** 17 x 24 cm. **Número de páginas:** 183. **Preço atual:** Cr$ 235,00.

A presente obra é uma complementação de outra do mesmo autor, publicada em 1976 — "Complementos de Telecomunicações" — escrita como livro-texto para o curso básico de telecomunicações ministrado pelo autor no ITA desde 1972.

São expostas matérias não tratadas no primeiro volume por não se tratar de matéria fundamental, bem como são enfocados os pontos tecnológicos mais importantes para o engenheiro de projetos, expondo a situação atual das realizações, mesmo que ainda estejam em estado experimental.

O sumário apresenta os seguintes temas tratados no livro: 1) Fatores e limites da evolução (fatores de evolução, espectro, recurso natural, normalização). 2) Os terminais multiplex (por divisão de freqüências e de tempo). 3) Os cabos (linhas de assinantes, circuitos intercentrais e interurbanos, cabos submarinos). 4) Os rádio-enlaces terrestres (tendências atuais, regras do CCIR, influência da propagação, rádio-enlaces numéricos, tecnologia de equipamentos, antenas e alimentação das mesmas, proteção e uso em zonas urbanas). 5) Os circuitos via satélite (órbitas, circuito terra-espaço, parte eletrônica do satélite, estação terrestre tipo INTELSAT, tendências atuais, algumas propostas para o futuro). 6) O aparelho telefônico (fator de qualidade, anatomia do aparelho, aparelhos especiais). 7) A comutação (linhas mestras, zonas de comutação, comutação a 4 fios, lógica programada, centrais CPA, comutação digital espaço-temporal, disponibilidade da central, sistemas digitais integrados). 8) Transmissão de dados (linhas gerais de evolução, constituição geral dos sistemas de transmissão de dados). 9) Algumas possibilidades futuras (novas idéias em televisão, comunicação direta homem-máquina, ondas milimétricas, transmissões ópticas). 10) Algumas tecnologias em curso de estudos (Forças Armadas e Aeronáutica, fontes de tecnologia, campos do radar, das antenas, da transmissão, da recepção, ondas de superfície (SAW), campo dos sistemas).

Cada capítulo traz uma bibliografia bastante completa.

INTRODUÇÃO À ELETRÔNICA

Autor: Wilson J. Tucci. **Idioma:** Português. **Formato:** 16 x 25 cm. **Número de páginas:** 320. **Preço atual:** Cr$ 245,00.

O autor, coordenador do Departamento de Eletrônica do Colégio Dante Alighieri, em São Paulo, escreveu esta obra especialmente para o curso profissionalizante de Eletrônica desse educandário, a partir das apostilas de teoria e de laboratório, pois não encontrou uma obra em Português que pudesse adotar como livro-texto em suas aulas.

O texto foi subdividido em três partes gerais: os capítulos 1 até 7 tratam de válvulas termoiônicas; os capítulos 8 até 11 tratam dos diodos semicondutores, e os capítulos 12 até 15 tratam dos transistores. Existe ainda um capítulo 16 adicional que trata dos dispositivos especiais, e as últimas 60 páginas trazem características e curvas de válvulas e semicondutores, para que os alunos possam resolver os exercícios incluídos nos finais dos capítulos.

O conteúdo do livro é o seguinte: Emissão eletrônica — introdução, emissão termoiônica, por campo elétrico, secundária e foto-elétrica. Diodos termoiônicos — introdução, diodo termoiônico, a gás, reta de carga e ponto quiescente. Diodo termoiônico retificador — introdução, retificação de meia e de onda completa. Triodo — parâmetros, resistência de placa, condutância mútua, fator de amplificação, reta de carga e ponto quiescente. Circuito equivalente e polarização automática — circuito equivalente, análise de um amplificador triodo, polarização automática, capacitor de passagem, tipos e classes de amplificadores. Retas de carga e amplificadores de potência — acoplamento capacitivo, amplificação de potência. Tetrodos e pentodos — emissão secundária e tensões quiescentes do pentodo. Semicondutores diodos — estrutura, condutividade intrínseca, os cristais N e P, a junção PN, efeitos de tensões externas, características direta e inversa, região zener, diodo tunel, varactores, LED's e foto-diodos, nomenclatura. Retificação — meia onda, onda completa, ponte. Filtragem — RC e LC, "ripple". Estabilização — multiplicadores e limitadores, estabilização por diodo zener, circuitos multiplicadores e limitadores. Transistores — funcionamento PNP e NPN, curvas características, dimensões e correntes de fuga, primeiras relações matemáticas. Polarização e amplificação — reta de carga, polarização por corrente constante de base, amplificação de tensão, circuito equivalente, parâmetros híbridos. Estabilização e amplificação — estabilidade, amplificação com polarização por resistor de emissor, capacitor de passagem, polarização por tensão, acoplamento capacitivo. Amplificadores de potência — classe A, "push-pull", simetria complementar, classe B, resposta de freqüência. Dispositivos especiais — SCR, LASCR, DIAC, TRIAC, UJT, FET e foto-transistores.

MANUAL DO INSTALADOR ELETRICISTA

Autor: H. Scheid. **Idioma:** Português. **Formato:** 18 x 25 cm. **Número de páginas:** 154. **Preço atual:** Cr$ 110,00.

Este livro é dedicado a todos aqueles que desejam iniciar-se na prática das instalações elétricas, quer como amadores, resolvendo problemas domiciliares, quer como profissionais, nas múltiplas atividades peculiares a um instalador eletricista. Fornece as bases necessárias à melhor assimilação dos ensinamentos abordados no livro "Instalações Elétricas", de Helio Creder.

No primeiro capítulo são apresentadas, sucintamente, as noções preliminares necessárias à compreensão dos fenômenos e uma noção global de um sistema elétrico, desde a geração até à utilização final em nossas residências, escritórios, lojas, etc.

No segundo capítulo é ensinado como se projeta ou como se entende um projeto de instalação executado por outros. No terceiro capítulo é explanada a técnica da iluminação de interiores e de quadras de esportes, de forma simplificada, de modo a orientar aquele que pretende executar praticamente uma instalação dessa natureza. No quarto capítulo são desenvolvidas algumas técnicas de execução prática de um projeto ensinado em outros capítulos.

No final de cada capítulo, a fim de que cada estudante possa aquilatar o seu grau de aprendizado, foram propostos exercícios com respostas no final do livro. Tais exercícios servirão de subsídio ao ensino profissionalizante ministrado em nível de 2.° grau, orientando também o futuro candidato a vestibular, que terá meios de melhor compreender certos assuntos normalmente formulados e ensinados sem base teórica.

ELETRÔNICA INDUSTRIAL

Autor: Werther A. Vervlost. **Idioma:** Português. **Formato:** 18 x 25 cm. **Número de páginas:** 290. **Preço atual:** Cr$ 280,00.

O transporte de energia elétrica em distâncias extremas ou o comando de motores de grande potência são assuntos de grande atualidade, principalmente no Brasil, com suas dimensões continentais. Em ambos os casos os semicondutores possibilitam soluções viáveis técnica e economicamente.

O autor, que leciona na PUC-RJ e UFF, elaborou este livro para proporcionar aos seus alunos uma fonte de consultas sobre o assunto ministrado naquelas universidades e os estudos desenvolvidos no livro são de grande atualidade, em face de sua utilização na solução de vários problemas da presente realidade brasileira, como por exemplo a transmissão em corrente contínua da parte da energia gerada em Itaipú e, futuramente, na região Norte (onde se encontra a maior reserva de potência hídrica do país), para a região Sudoeste, ou então o controle eletrônico dos motores de corrente contínua das locomotivas que serão usadas após a eletrificação das ferrovias nacionais, atualmente em andamento.

O conteúdo do livro pode ser resumido como segue: Parte 1 — Componentes eletrônicos, retificadores, thyratrons, ignitrons, excitrons, diodos semicondutores, triacs, diacs, SCS, SUS, SBS, LASCR, QUADRAC, UJT, métodos de disparo. Parte 2 — Retificadores não controlados polifásicos industriais, de meia onda com transformador ideal e real, de onda completa, associação de retificadores em paralelo. Parte 3 — Inversores com comutação a capacitor paralelo, com comutação por tensão alternada na linha, com comutação e capacitor-série e com comutação harmônica. Parte 4 — Elementos foto-sensíveis, foto-resistores, foto-diodos, foto-transistores, sistemas ópticos, foto-relés, foto-comparadores. Parte 5 — Controles eletrônicos de motores e geradores, estabilizadores de tensão, de rotação de motores de corrente contínua e alternada, regulação de tensão de geradores de corrente contínua e alternada, circuitos anti-oscilantes.

Ω

grande sortimento

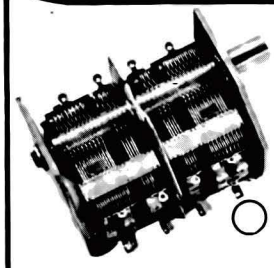
- Aparelhos de recepção e transmissão
- Soldadores todas as marcas
- Transistor de germânio
- Transistor de silício
- Circuitos integrados
- Diodos M.A.T.
- Diodos retificadores
- Todas as miudezas e componentes
- Instrumentos de medição
- Seletor de canais
- Conversores de UHF
- Válvulas todas as marcas
- Alto-falantes
- Kits de amplificadores M-320 e M-350
- Microfones
- Caixas acústicas
- Amplificadores e sintonizadores
- Gravadores
- Amplificadores stéreo p/ carros
- Tap-decks
- Fitas virgens todos os tipos
- Agulhas e cristais
- Cápsulas magnéticas
- Toca-discos todos os tipos
- Fones stéreos de todos os tipos

Vendas no atacado e varejo

ELETRÔNICA RUDI LTDA.

Fones: 221-1376 — 221-1387 — Rua Sta. Ifigênia, 379
CEP 01207 — São Paulo — SP
. Endereço telegráfico — "EL-RUDI"

CASTELO IND. ELETRÔNICA LTDA.



INDÚSTRIA ESPECIALIZADA NA FABRICAÇÃO DE CAPACITORES VARIÁVEIS, CHAVES DE ONDA P/ RÁDIOS E REGULADORES DE TENSÃO.



O MÁXIMO EM QUALIDADE

Castelo

Alameda XV de Dezembro, 1487 - Fones: 433-1071 - 433-3601 - 433-3626
CEP 12 900 — BRAGANÇA PAULISTA - SP

CAIXA ACÚSTICA ELETRÔNICA GANHA PRÊMIO NO JAPÃO

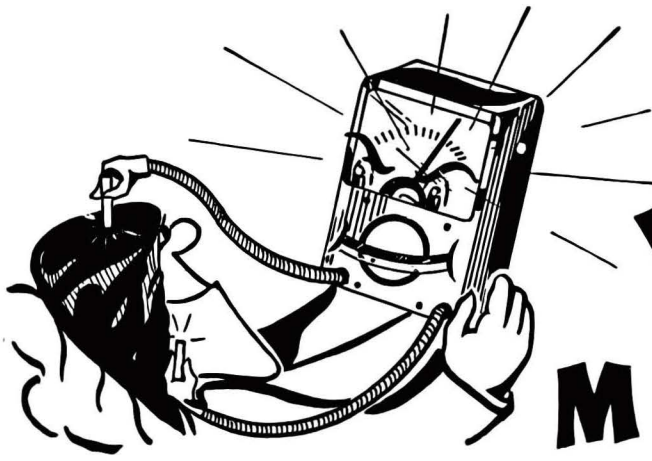
A caixa acústica Philips modelo RH 544 ganhou recentemente o Grande Prêmio do Melhor Componente Estereofônico, concedido pela revista especializada japonesa "Stereo Geijyutsu" aos equipamentos que se destacam pela qualidade. A RH 544 obteve essa distinção após concorrer com produtos de outras marcas internacionais.

O prêmio foi entregue em Tóquio ao superintendente da Organização Philips Japonesa, C. Bossers, durante cerimônia da qual participou o diretor S. Takahashi, da "Radio Technique Company", patrocinadora do concurso.

A competição da "Stereo Geijyutsu" existe há oito anos e esta é a segunda vez que a Philips ganha este tipo de prêmio no Japão. Em 1977 o Grande Prêmio do Melhor Componente Estereofônico foi conferido à capsula Philips GP 422 II.

Com três alto-falantes — um "woofer" de oito polegadas, um "squawker" de duas polegadas e um "tweeter" de uma polegada, além de dois amplificadores integrados com 60 W de potência — a caixa RH 544 possui um núcleo formado pelo cristal PXE, que cria um sinal elétrico a partir das vibrações mecânicas do "woofer". Este sinal é remetido aos amplificadores embutidos na caixa, num processo rápido como a velocidade da luz. Testes realizados demonstraram que a reprodução sonora resultante desse sistema é mais perfeita do que a do ouvido humano.

Até há pouco, tal sistema só podia ser aplicado em caixas acústicas de grandes dimensões, mas a tecnologia da Philips possibilitou a fabricação de caixas com um volume mínimo de oito litros. O modelo premiado no Japão, com as dimensões de 29 x 39 x 22 cm (15 litros), dispõe ainda de um filtro para sons agudos, ajustável às condições acústicas do ambiente.



TESTE VOCÊ MESMO

1) Qual dos seguintes dispositivos tem seu princípio de funcionamento baseado na indução eletro-magnética?

- ☐ a) lâmpadas incandescentes
- ☐ b) válvulas termoiônicas
- ☐ c) alternadores e dínamos
- ☐ d) diodos e transistores

2) O enrolamento primário de um transformador ligado à rede de 110 V possui 5 000 espiras e é percorrido por uma corrente de 200 mA. Supondo que o rendimento desse transformador seja 100% e que o número de espiras do secundário seja 2 500, podemos dizer que:

- ☐ a) a tensão do secundário será 220 V e a corrente máxima 200 mA
- ☐ b) a tensão do secundário será 220 V e a corrente máxima 100 mA
- ☐ c) a tensão do secundário será 55 V e a corrente máxima 50 mA
- ☐ d) a tensão do secundário será 55 V e a corrente máxima 400 mA

3) Um condutor retilíneo e homogêneo se move num campo magnético uniforme de modo a manter-se sempre paralelo às suas linhas de força. Nestas condições podemos afirmar que:

- ☐ a) durante o movimento há indução de f.e.m. e quando ele pára não há
- ☐ b) há indução de f.e.m. tanto no movimento quanto quando ele se encontra parado
- ☐ c) não há indução de f.e.m. durante o movimento
- ☐ d) há indução de f.e.m. somente quando ele se encontra parado

4) O timbre de um som está relacionado com qual característica de sua onda?

- ☐ a) forma de onda
- ☐ b) freqüência
- ☐ c) amplitude
- ☐ d) velocidade

RESPOSTAS:

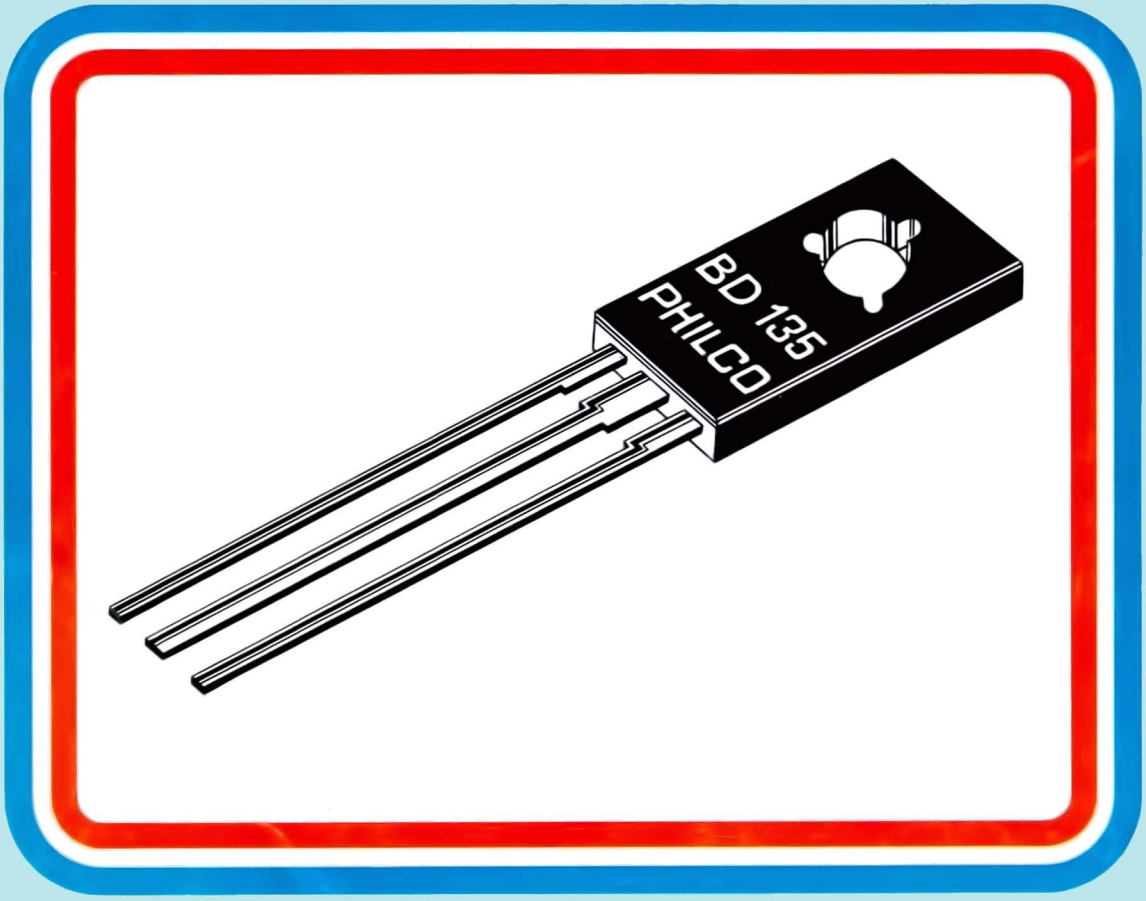
1) (c) 2) (d) 3) (b) 4) (a)

PHILCO lança nova linha

TRANSISTORES DE POTÊNCIA TO-126 (SOT-32)

Transistores para
saída de vídeo - 12,5 watts

BF 457 - 160 V
BF 458 - 250 V
BF 459 - 300 V



Pares complementares
para uso geral - 12,5 watts.

NPN	PNP
BD 135 - 45 V	BD 136 - 45 V
BD 137 - 60 V	BD 138 - 60 V
BD 139 - 100 V	BD 140 - 100 V

Para maiores informações:
Philco Rádio e Televisão Ltda.
Fábrica de Semicondutores

Departamento de Vendas
Rua Santa Virgínia, 299 - São Paulo
CEP 03084 - Caixa Postal 4753
Tel. 295-3011 - Ramal 398

SEMICONDUTORES
PHILCO Ford