

ELETRÔNICA

para todos

N.º 27 — MENSAL

REGISTRO DPF 376.P.209/73

CR\$15,00

PROBLEMAS BÁSICOS DE ELETRÔNICA

um circuito MOS-LSI para multímetros digitais • fonte de alimentação estabilizada com transistor "DARLINGTON" BDX 63 • teoria e aplicações dos Diodos Zener • amplificador de 3 W para auto-rádio, com transistores



BD 436 • capacitores cerâmicos de passagem (FEED-THROUGH) • um sensível inercomunicador • fonte comutada para computador • LED diodos emissores de luz • SEGUNDA AVALANCHE: o que é, e como evitá-la • livros • feira eletrônica • Indicador profissional

DESFILÉ DE CIRCUITOS

Editorial

Mais uma etapa vencida. Para o ano que se inicia muitas novidades nas revistas e nos livros da Editora Signo. Fiquem atentos.

Vejam o novo Autor brasileiro que surge, com seu livro comentado na seção LIVROS.

Gostaríamos de receber comentários sobre a série **"Problemas Básicos de Eletrônica"**.

A verdade é que "somos" quem mais dá aos Amigos-Leitores em matéria de artigos, novidades, livros, livretos em troca do preço de venda da publicação. E ainda colocamos a disposição dos fabricantes, inteiramente grátis, o nome e endereço de nossos leitores que enviaram seus nomes para o CADASTRO. Este é um serviço que fazemos, inteiramente grátis e que ninguém sequer tenta imitar pois conservam os nomes de seus cadastros como tesouros. Nossa orientação é outra. Portas abertas, divulgando tudo, ensinando os caminhos dos Bônus da Unesco, dando o endereço de nossos leitores para que recebam publicações, divulgando inclusive o endereço de publicações congêneres, que julgamos úteis a nossos Amigos-Leitores.

Os nossos Amigos-Leitores podem ajudar-nos: divulgando nossas publicações, avisando-nos das cidades ou municípios onde exista uma banca de jornais que deseje receber as publicações, para venda e muito importante, dando sua crítica e opinião para que cada vez possamos melhorar mais.

Para terminar leiam a seção FEIRA ELETRÔNICA. Devem usá-la para oferecer, comprar, trocar, tudo que desejem. Também é grátis.

Até a próxima edição

Cordialmente

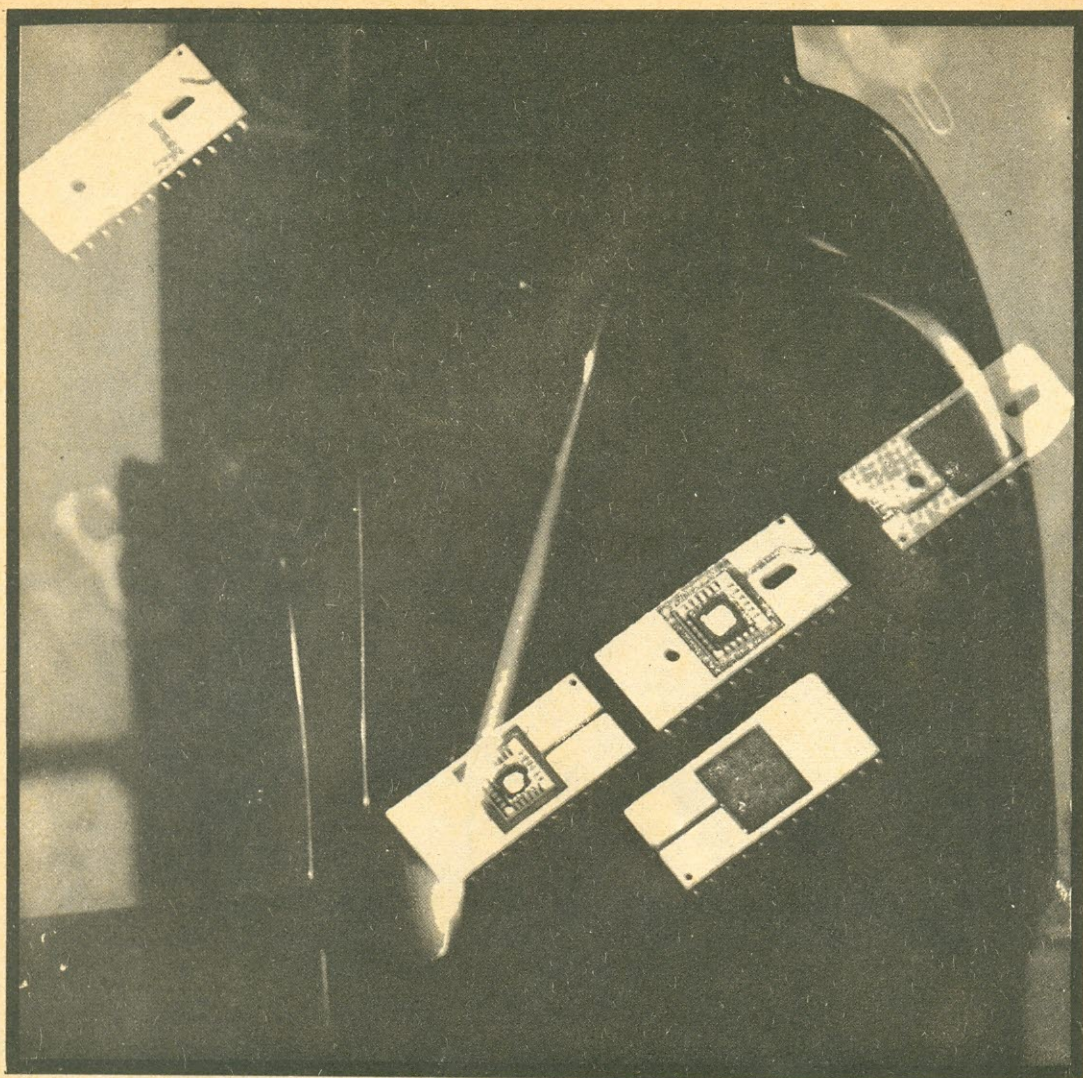
A. Fanzeres

Cx. Postal 2483 - ZC-00 - RIO

EDITORA SIGNO LTDA.
Rua Goiás, 1164 - Quintino
Rio de Janeiro

Diretor/Responsável: **WALDEMIRO BARBOSA DA SILVA**
Orientação Técnica: **APOLLON FANZERES**

Distribuição:
FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S. A.
Rua T.odoro da Silva, 907
Rio de Janeiro



Microprocessador

O início de uma nova onda inovadora na Eletrônica semelhante a introdução do transistor ou do circuito integrado.

CADASTRO

Envie seu nome e endereço completos para registro GRÁTIS no cadastro, a fim de se habilitar ao recebimento de informações e folhetos técnicos.

CAIXA POSTAL 2483 — ZC-00 — 20.000

PROBLEMAS BÁSICOS DE ELETRÔNICA

(continuação)

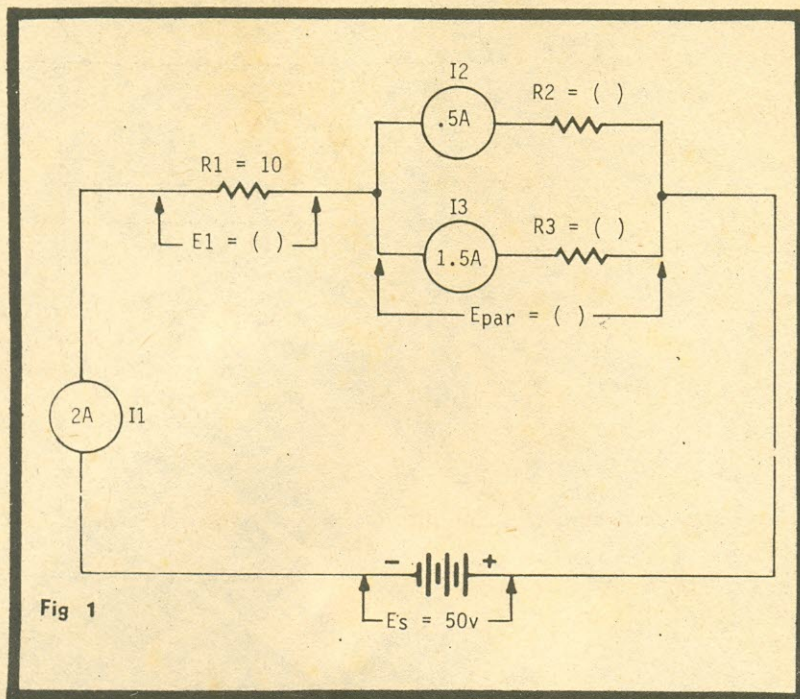


Fig 1

Determinando resistências em paralelo, por raciocínio.

Consideramos agora o circuito da figura 1. Observemos o que está indicado e o que não está indicado e o que se deseja saber. O valor de R_1 , a corrente I_1 , I_2 e I_3 , a fonte de tensão E_s são indicados. O que não é indicado é E_1 , R_2 , R_3 ou E_{par} .

A "dica" para resolver problemas de resistores em paralelo deste tipo é procurar entender a simples relação que existe entre volts (E), corrente (I) e resistência (R) e depois verificando o que está indicado. No problema presente, para se saber sobre

o grupo em paralelo necessita-se saber a queda ou diferença de tensão nos extremos do grupo em paralelo (E_{par}). Se isto for conhecido, os valores de R_2 e R_3 podem ser facilmente determinados. Deve-se ter em mente que as diferenças de tensão em circuitos em série devem ser acrescentadas ao total, de modo que se E_1 for conhecido, poderá ser subtraído de E_s que está indicado e o resultado será E_{par} . Assim o primeiro passo é determinar E_1 :

$$E_1 = R_1 \times I_1$$

$$E_1 = 10 \times 2$$

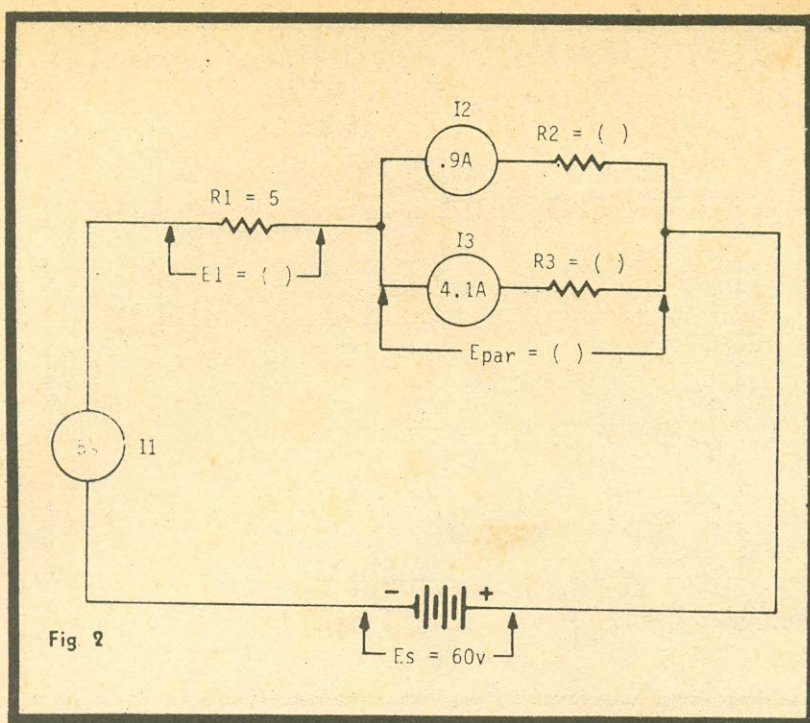
$$E_1 = 20 \text{ volts}$$

TRANSISTORES (sem teoria)

de A. Fanzeres

Reservas antecipadas para Rua Goiás, 1.164 — Rio — 20.000

Um livro que explica tudo sobre transistores fácil, sem cálculos



Agora a queda de voltagem nos extremos de Rpar pode ser determinada:

$$E_{par} = E_s - E_1$$

$$E_{par} = 50 - 20$$

$$E_{par} = 30 \text{ volts}$$

Com referência a figura 1, podemos determinar o valor de R2 e R3, sabendo que Epar é 30 volts.

$$R_2 = E_{par} / I_2$$

$$R_2 = 30 / 0,5$$

$$R_2 = 60 \text{ ohms}$$

$$R_3 = E_{par} / I_3$$

$$R_3 = 30 / 1,5$$

$$R_3 = 20 \text{ ohms}$$

Se forem adicionadas todas as respostas que foram calculadas, da figura 1 teremos resolvido o problema. Notem que usamos um método ligeiramente diferente dos anteriores, porém os resultados também são corretos.

No circuito da figura 2 devemos achar os valores de: E1, Epar, R2 e R3. Após determinar o que é indicado e o que se deve achar, o procedimento é o seguinte: primeiro determinar E1, a fim de saber depois o valor de Epar.

$$E_1 = I_1 \times R_1$$

$$E_1 = 5 \times 5$$

$$E_1 = 25 \text{ volts}$$

REPARAÇÕES DE RADIOS TRANSISTORIZADOS

de

A. Fanzeres

Edição revisada e ampliada

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 - Quintino

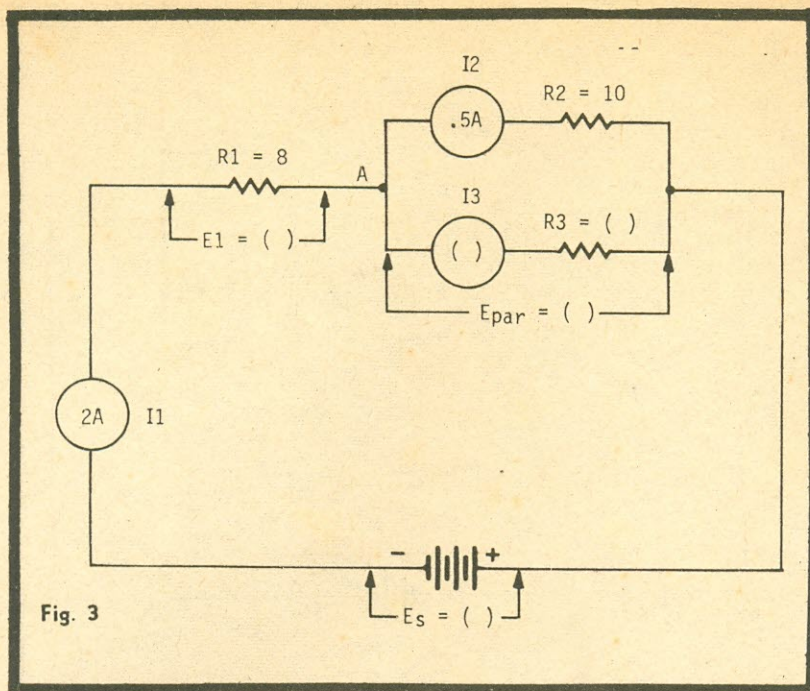


Fig. 3

Agora o leitor deve determinar E_{par} .

Depois de determinar E_{par} , poderá achar o valor de R_2 e R_3 . Para facilitar, indicaremos que R_3 é 8,54 ohms.

Agora vamos a outro problema, que pode parecer mais difícil, pois tem vários dados desconhecidos, porém é apenas uma questão de paciência, tranquilidade para analisar o problema e aos poucos, como por mágica, os dados desconhecidos vão surgindo dos cálculos, cálculos estes que não passam das 4 operações, ensinadas no primeiro ciclo do 1º grau (primário).

Vejam pois o circuito da figura 3. Nele, só se conhecem a corrente que flui através de R_2 , os valores de R_1 e R_2 e o total de corrente circulando no circuito. Parece um problema sem solução, porém tal não é. O valor de R_2 e a corrente que passa pelo mesmo é indicada, e com esta informação po-

de-se começar a deslindar tudo. Deve-se lembrar que E_1 e E_{par} devem ser somadas, e seu total será igual a voltagem total aplicada (E_s). Vamos por parte: primeiro determinar E_{par} . Sabemos a corrente que passa em R_2 , bem como o valor do mesmo. Logo E_{par} pode ser achado:

$$E_{par} = R_2 \times I_2$$

$$E_{par} = 10 \times 0,5$$

$$E_{par} = 5 \text{ volts}$$

(lembrem dos capítulos anteriores SOBRE A DIFERENÇA DE VOLTAGEM EM GRUPOS PARALELOS!)

Com o valor da voltagem nos extremos de um grupo em paralelo, podemos partir para a determinação de R_3 depois de achar o valor da corrente que passa pelo mesmo. Isto é fácil, porque só existem dois resistores

SAIBA TUDO SOBRE

DIODOS

DIODOS
de A. Fanzeres

DIODOS

Um livro que explica tudo em linguagem acessível
Pedidos para Rua Goiás, 1.164 — Quintino — Rio

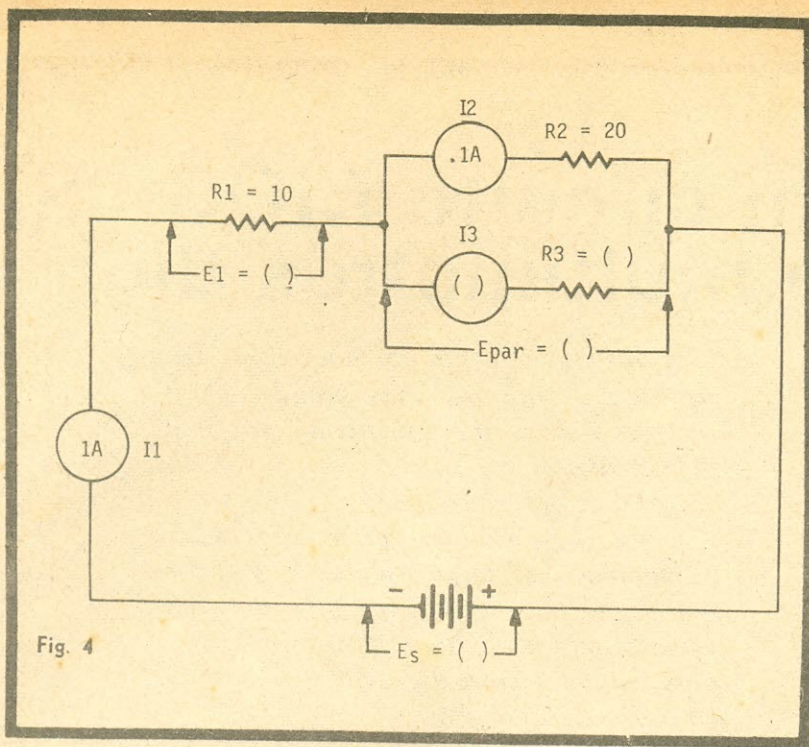


Fig. 4

no grupo paralelo (R_2 e R_3) e R_2 tem 0,5 amperes passando através dele. Como a corrente total que entra no grupo paralelo é 2 amperes, é óbvio que a corrente que flui em R_3 é de 1,5 amperes. Depois disto é fácil determinar o valor de R_3 .

$$R_3 = E_{par} / I_3$$

$$R_3 = 5 / 1,5$$

$$R_3 = 3,33 \text{ ohms}$$

A diferença ou queda de voltagem nos extremos de R_1 pode ser determinada agora:

$$E_1 = R_1 \times I_1$$

$$E_1 = 8 \times 2$$

$$E_1 = 16 \text{ volts}$$

O último dado desconhecido é o valor da voltagem de alimentação (E_s), que poderá ser determinado pela soma das diferenças de voltagem:

$$E_s = E_1 + E_{par}$$

$$E_s = 16 + 5$$

$$E_s = 21 \text{ volts}$$

Naturalmente a voltagem total (E_s) poderia ser achada por outro caminho:

$$E_s = I_t \times R_t$$

$$E_s = 2 \times 10,5$$

$$E_s = 21 \text{ volts}$$

Se o leitor prestou bem atenção a sequência de operações para resolver este problema, poderá resolver, por si, o que se apresenta na figura 4, que é semelhante ao anterior. Deve determinar E_1 , E_{par} , R_3 , I_3 e E_s . Deve começar pelo cálculo das voltagens nos grupos paralelos, depois achar a corrente I_3 , depois determinar o valor ôhmico de R_3 em seguida E_1 e finalmente E_s .

Continua

SEMICONDUCTORES

de A. Fanzeres

Para entender como funcionam os diodos e transistores,
compre este livro em linguagem acessível

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 — Quintino — Rio

Um circuito MOS-LSI para multímetros digitais

A instrumentação de laboratório tem sofrido nos últimos anos grandes modificações com o incremento no processamento digital de sinais e evolução dos "displays" optoeletrônicos.

Com o advento da tecnologia MOS-LSI (integração em larga escala), que incorpora em um mesmo circuito integrado várias funções digitais, abriram-se novas possibilidades para o desenvolvimento de circuitos de aplicação.

TECNOLOGIA DE CONSTRUÇÃO DO S190

O S190 é apresentado em encapsulamento plástico de 28 pinos que contém uma pequena pastilha de silício de 3x4mm com 1500 transistores MOS, o que equivale a 500 funções lógicas correspondendo a cerca de 20 circuitos integrados convencionais (MSI).

No S190 são usados no mesmo "Chip"

transistores canal P do tipo "depletion" e "enhancement".

Esta tecnologia baseia-se no princípio da dupla implantação iônica e oferece excelentes resultados no que se refere a consumo (60 mW), grau de integração, velocidade de operação e imunidade a ruído.

**Receba o
seu exemplar do
Boletim Técnico
Informativo
ICOTRON,
remetendo o
cupom do verso,
devidamente
preenchido, à**

ICOTRON S.A.
Cx. Postal, 1375
01000 - S. Paulo, SP.



PREENCHA E
REMETA-NOS
ESTE CUPOM.
Instruções no verso.

Nome _____

Profissão _____

Cargo _____

Dpto. _____

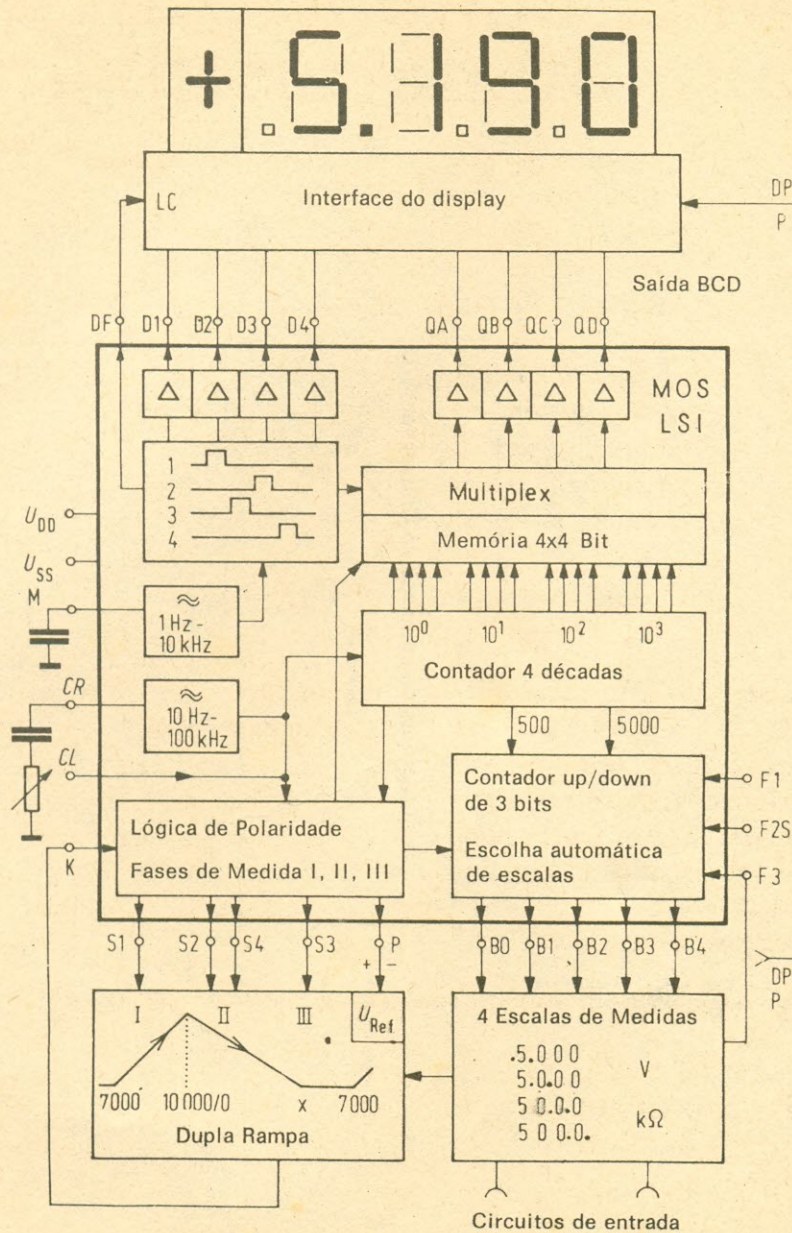
Empresa _____

Endereço _____

Cidade _____

Estado _____ CEP _____

Fig. 1 — Diagrama de blocos



CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

Com auxílio do diagrama de blocos da Fig. 1 pode-se identificar as seguintes funções do S190:

- display decimal de 3 3/4 dígitos (± 5999 máx.)
- indicador automático de polaridade
- seleção automática de escala

- ampliação de escala
- indicador de "over flow" do display
- contador de quatro décadas
- saídas em BCD multiplexadas
- oscilador para multiplex
- oscilador de clock
- saídas para comando de conversor A/D tipo dupla rampa

Fig. 2 — Princípio de funcionamento da seção analógica do circuito

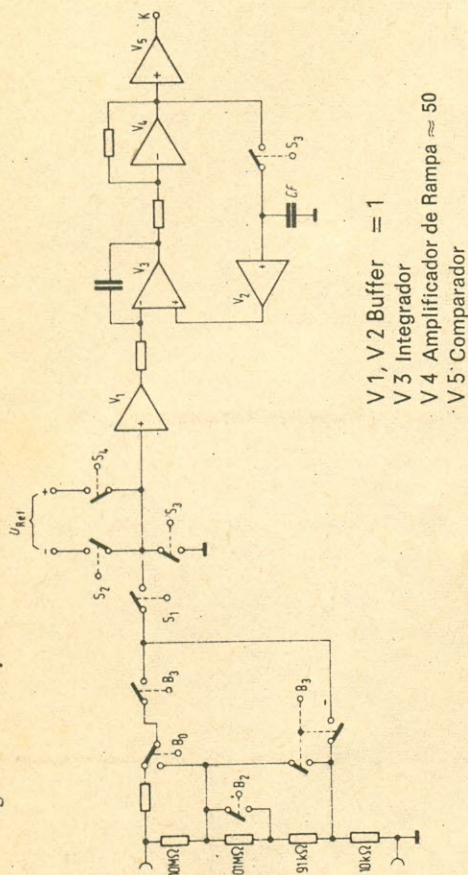
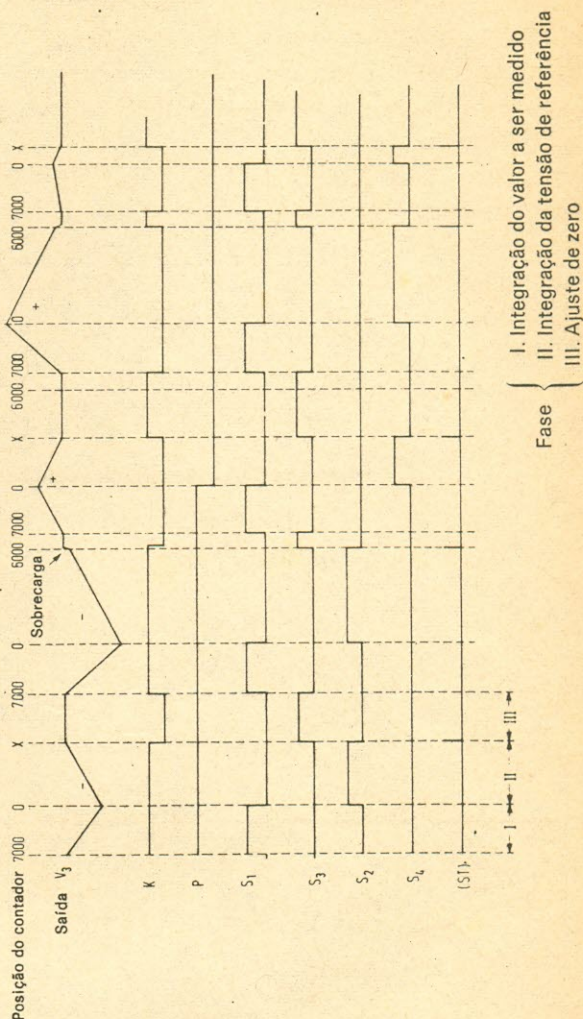


Diagrama de impulsos do Conversor A/D



que, por mudança de programação externa, podem ser obtidas até 8 escalas diferentes. Toda vez que a medida ultrapassar o fundo de escala os dígitos do display piscam numa frequência de 3Hz alertando o operador.

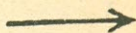
A parte analógica externa é constituída de amplificadores analógicos, fonte de tensão de referência, chaves analógicas para o comando das fases de medida e ligações de escala.

O diagrama de blocos da Fig. 1 mostra o circuito com suas quatro escalas automáticas, onde todo o controle operacional e a leitura do valor medido é feito pelo S190.

Em seu interior existe um contador BCD quatro décadas que é acionado pelo oscilador do contador através de um circuito R.C. externo. É prevista também uma entrada para um oscilador externo a cristal quando desejado.

Periodicamente a posição do contador é transmitida à memória de bits (Latches) por meio de um pulso de "strobe" derivado da entrada K.

A informação enviada à memória é transmitida via multiplexador às saídas Q_A até Q_D .



veja nosso stand de
novidades

Montiel
CALÇADOS SOB MEDIDA

Praça João Pessoa, 16-B - Tel. 242-1428

SISTEMÁTICA DE MEDIDA

A seqüência de medidas é controlada pelo contador BCD via saída de fases de medida S_1 a S_4 (compare com diagrama de pulsos da Fig. 2).

FASE I - INTEGRAÇÃO DA TENSÃO A SER MEDIDA

A fase I se inicia com o contador na posição 7000 e termina na contagem 0000. Durante esse período (100ms), S_1 permanece ON fazendo com que a tensão de entrada fique ligada ao integrador.

FASE II - INTEGRAÇÃO DA TENSÃO DE REFERÊNCIA

Dependendo do estado do comparador, as saídas S_2 ou S_4 são ativadas de forma que a polaridade da tensão de referência seja contrária à tensão armazenada no capacitor do integrador.

Isto feito, o capacitor é descarregado, mudando o estado da entrada K quando a saída do integrador chegar ao nível zero.

FASE III - AJUSTE DE ZERO

Através de S_3 a entrada do conversor é ligada à massa e a tensão de erro resultante é armazenada no capacitor C_F , sendo então compensada através do elo de realimentação.

O período da fase I é determinado pelo contador cuja frequência é um número fixo de 3000 pulsos. Com 30KHz no contador a fase I termina exatamente em 100ms.

O período da fase II é determinado pela amplitude da tensão medida. Se esta tensão é muito grande o integrador não se desligará nos 6000 pulsos existentes para contagem embora a 6000 forçosamente se inicia a fase III.

Entretanto, na subsequente fase I, o integrador estará em condição de iniciar uma nova medição, com uma nova escala automaticamente selecionada.

MUDANÇA AUTOMÁTICA DE ESCALA

A escala é mudada automaticamente quando a medida resultante é ≥ 5500 ou ≤ 500 , através do contador up-down de 3 bits, que também controla a lógica do ponto decimal.

As entradas F_1 , F_{2S} e F_3 determinam o modo de leitura do multímetro. Assim, com as três entradas com nível lógico LOW, temos seleção automática de es-

cala. Com F_3 HIGH, F_1 e F_{2S} LOW, as leituras são feitas na última escala (HOLD), o que permite medições mais rápidas.

Pelas características que apresenta, o S190 é indicado tanto para construção de multímetros digitais de alto desempenho, quanto para medidores digitais de painel (DPM).

FONTE DE ALIMENTAÇÃO ESTABILIZADA COM TRANSISTOR «DARLINGTON» BDX63

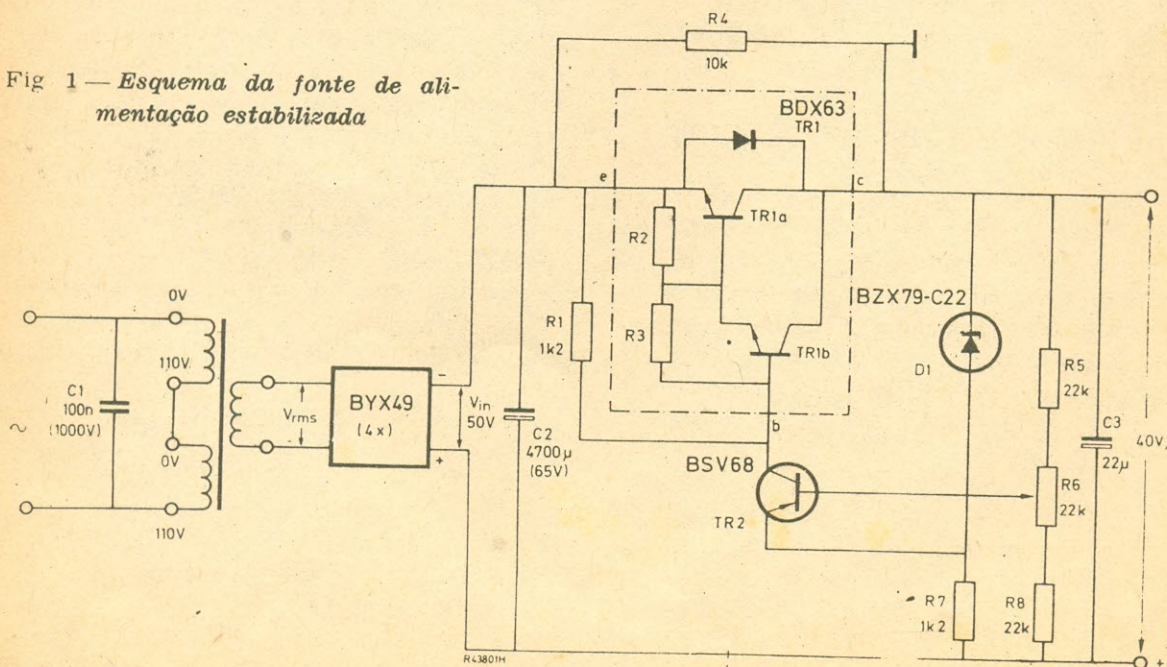
de «MINIWATT»

Em comparação com os transistores convencionais em circuitos estabilizadores de tensão, os transistores «Darlington» proporcionam um ganho de corrente mais elevado e, na maioria das aplicações, permitem construir um circuito com menos componentes. Por estas razões, a utilização de um transistor «Darlington» reduz os custos de montagem e o tamanho do circuito.

O transistor BDX63 é um dos tipos da nova gama de transistores de potência «Darlington» realizado com a técnica de base epitaxial. Estes transistores apresentam-se com uma ampla variedade de cápsulas, tensões e correntes. Todos os tipos têm uma zona de trabalho de grande segurança (SOAR), bom comportamento frente à segunda rotura e grande capacidade de energia para alimentação de cargas indutivas.

Neste artigo descreve-se uma fonte de alimentação de c.c. estabilizada na

Fig 1 — Esquema da fonte de alimentação estabilizada



qual se emprega o transistor BDX63 como regulador de tensão em série. Este circuito proporciona uma saída de 40 V c.c. para cargas que requerem correntes até 2,5 A c.c. O circuito é ideal para a alimentação em aplicações domésticas de audio, televisão e rádio e também é aconselhável para aplicações de alimentação em equipamentos industriais.

CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMENTO

Tensão de entrada (V_{in})	50 V c.c. $\pm$ 10 %
Tensão de saída (V_o)	40 V c.c. $\pm$ 0,5 V c.c.
Corrente de saída c.c.	0 a 2,5 A
Corrente de pico de saída	7,5 A
Impedância de saída (Z_o)	0,4 Ω

CARACTERÍSTICAS DO TRANSISTOR BDX63

V_{CBO} máx	80 V
V_{CEO} máx	60 V
I_{CM} máx	12 A
P_{tot} máx	90 W
T_j máx	200 °C
hFE máx	$\geq$ 1000 a 3 A
$R_{th j-mb}$ máx	1,94 °C/W

FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

Na figura 1 representa-se o circuito da fonte de alimentação; na referida figura pode ver-se que TR1 é o transistor «Darlington» regulador de tensão ligado em série e TR2 é o transistor de controlo. O diodo regulador de tensão D1, junto com R7, mantém o potencial de emissor do TR2 a um nível constante de 22 V.

Um aumento do nível da tensão de saída faz com que o potencial no cursor de R6 aumente e, automaticamente, se reduza o potencial de base/emissor do transistor de controlo TR2, reduzindo portanto, as correntes de colec-

tor deste transistor e dos TR1a e TR1b, uma vez que diminui o nível de tensão de saída em sentido oposto ao aumento original. O efeito contrário tem lugar para uma diminuição de tensão de saída.

O circuito proporciona protecção automática para o caso eventual de que os terminais de saída fiquem curto-circuitados, pois, em tal circunstância, o potencial de base de TR2 reduz-se a 0 V, o transistor deixa de conduzir e a tensão de saída fica reduzida a 0 V. O nível de corrente de saída com o qual se inicia este efeito é determinado pelo valor de R7. A resistência R4 facilita o novo arranque depois de um curto-circuito.

CONSIDERAÇÕES DE DESENHO

Eleição do transistor de saída

Para este desenho, as correntes média e máxima de saída necessárias são 2,5 A e 7,5 A, respectivamente. Se se tomarem em conta as possíveis flutuações da rede ($\pm$ 10 %), perdas nos enrolamentos do transformador da rede, a máxima tensão através do rectificador ponte e a tensão de ondulação através do primeiro condensador de filtro, necessita-se de uma tensão nominal de entrada de 50 V c.c. aproximadamente. Nas condições mais desfavoráveis (aumento de 10 % na tensão da rede e mínima carga), a tensão da carga poderia aumentar até 55 V. Por conseguinte deve-se utilizar um transistor de saída cuja I_{CM} seja superior a 7,5 A e uma V_{CEO} superior a 55 V. O tipo BDX63 (I_{CM} = 12 A, V_{CEO} = 60 V), constitui, pois, um tipo adequado.

Eleição do transistor excitador

A saída de corrente de pico desta fonte de alimentação é de 7,5 A e, para esta corrente, o mínimo h_{FE} do transistor de saída é aproximadamente igual a 500. A corrente de pico (I_{CM}) necessária para o transistor excitador é, por conseguinte, de $7,5/500 = 15$ mA, e a tensão máxima V_{CEO} deve ser superior

a $V_{in\ max}$ (55 V). A saída de corrente média da fonte de alimentação é de 2,5 A; com esta corrente, o mínimo h_{FE} do transistor de saída é aproximadamente igual a 1000. A dissipação média de potência necessária para o transistor de excitação é, por conseguinte $V_{CE} \times I_C = (55 - 18) \times 2,5/1000 = 100\ mW$. Todas estas condições são satisfeitas pelo transistor BSV68 ($V_{CE0\ max} = 100\ V$, $I_{CM\ max} = 100\ mA$, $P_{tot\ max} = 300\ mW$).

Eleição do diodo regulador de tensão

Para assegurar a regulação adequada para a corrente de saída de pico (7,5 A), é necessário eleger um nível de tensão de referência que permita uma realimentação suficientemente elevada durante as máximas variações da tensão de saída; eleger-se um valor aproximadamente igual à metade da tensão de saída estabilizada (22 V). Por conseguinte, o valor de R7 é igual a $(V_{stab} - V_{ref})/I_{CM}$ do transistor de excitação $= (40 - 22)/15 = 1,2\ K\Omega$. A máxima dissipação de potência no diodo regulador de tensão é V_{ref}/I_{CM} do transistor excitador $= 22 \times 0,015 = 330\ mW$. O diodo regulador de tensão BZX79C22 ($V_Z = 22\ V$, $P_{tot} = 400\ mW$) satisfaz estas condições.

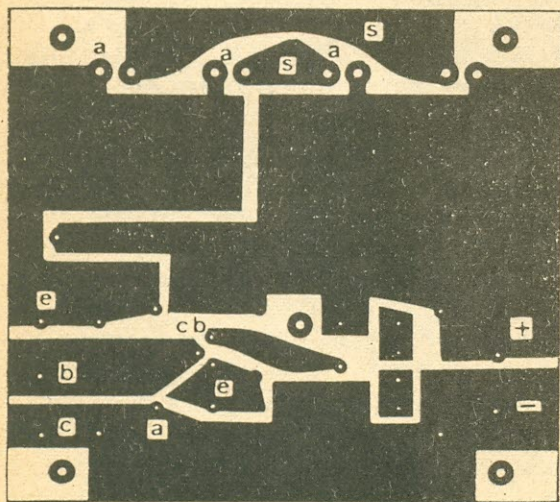


Fig. 2 — Placa de circuito impresso (lado do cobre)

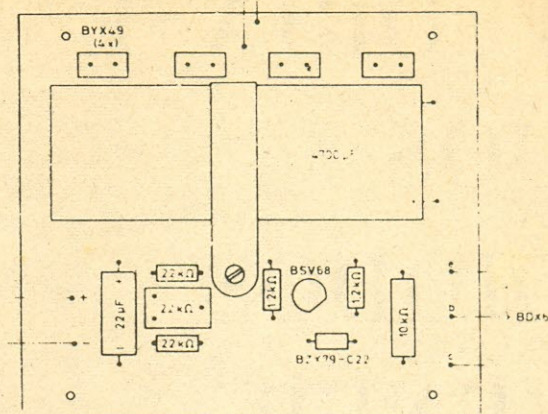


Fig. 3 — Placa de circuito impresso (lado dos componentes)

Condições do radiador

A máxima dissipação de potência c.c. para o transistor de saída é dada por:

$$(V_{in\ max} - V_{stab}) \times 2,5 = (55 - 40) \times 2,5 = 37,5\ W.$$

O valor de $R_{th\ j-a}$ para uma temperatura ambiente de $50\ ^\circ C$ e $T_i = 200\ ^\circ C$ é dada por:

$$\frac{200 - 50}{37,5} = 4\ ^\circ C/W$$

O valor de $R_{th\ h-a}$ é dado por:

$$R_{th\ j-a} - R_{th\ j-mb}$$

Para a cápsula TO-3, $R_{th\ j-mb} = 1,94\ ^\circ C/W$, por conseguinte

$$R_{th\ h-a} = 4 - 1,94 = 2,06\ ^\circ C/W$$

(sem disco de mica)

Deve-se observar que em certas aplicações que requerem uma corrente inferior a 2,5 A, o radiador necessário é bastante mais pequeno.

TEORIA E APLICAÇÕES DOS DIODOS ZENER

de «RADIORAMA»

Seleções de Rádio

O diodo zener é um dispositivo no estado sólido, que tem por função básica regular electronicamente a tensão excedente aplicada a qualquer outro circuito. É um semiconductor versátil que dispõe de uma característica própria para ser empregado em diversas aplicações. Utilizado como elemento único ou em combinação com outros semicondutores, o diodo zener proporciona um controlo estável e exacto em circuitos utilizados nos mais diversos instrumentos: elevada regulação tanto de tensão como de corrente em unidades de alimentação e nas mais diversas funções nos diferentes circuitos electrónicos.

Pode controlar várias centenas de volts com classificação de potência desde uma fracção de Watt a 50 watts ou mais, pelo que se considera apto para a sua adaptação em diferentes circuitos mediante uma ampla selecção.

Mais adiante veremos uma pequena introdução da função interna do diodo e suas características, assim como a descrição de algumas das suas aplicações.

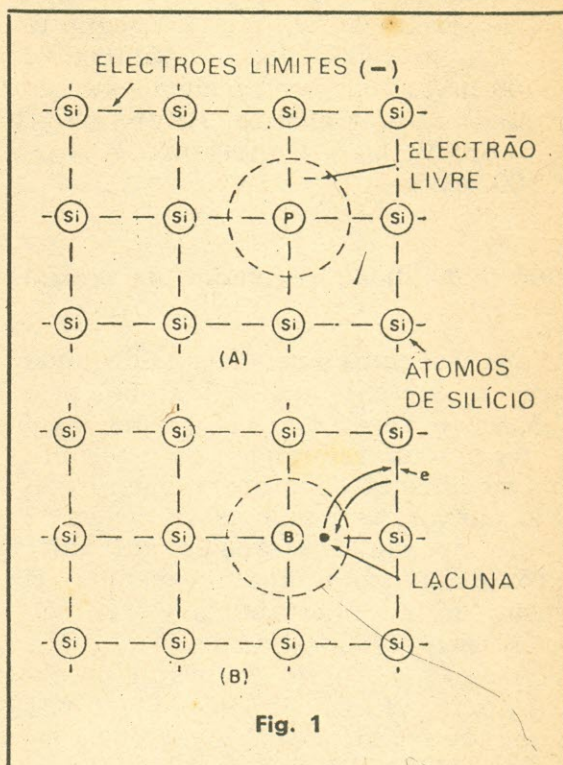


Fig. 1

Construção física do diodo

O diodo zener é formado por uma união de silício do tipo P-N. Um cristal de silício é um material praticamente não condutor à temperatura ambiente porque necessita de dispor de um apreciável número de electrões livres. Não obstante, a adição ao cristal de quantidades controladas de impurezas específicas, distribui condutividade e cria a união do tipo P-N já mencionada. Juntando átomos fosforosos ao cristal forma-se o material tipo N que, tendo um certo número de electrões livres, serve como portador de corrente. Juntando-lhe boro forma-se o material tipo P, dispondo de lacunas móveis que auxiliam a condução do electrão mediante o movimento das referidas lacunas. A fig. 1, A e B, mostra os átomos do cristal, tanto no ma-

terial tipo N como no material tipo P, formado dentro do cristal.

Um diodo zener pode ser controlado mediante polarização inversa, com a tensão positiva no lado N. A fig. 2A mostra o diodo polarizado inversamente, mas por baixo do ponto de rotura ou «tensão zener». O lado tipo N do diodo enverniza-se fortemente com fósforo, para alcançar uma grande quantidade de electrões livres (—). Não obstante, o lado P enverniza-se ligeiramente com boro para obter uma franca concentração de lacunas móveis (+). Devido à acção de semelhantes cargas, a tensão aplicada terá desalojado ou diminuído uma zona totalmente móvel de corrente portadora. A zona de vazio abrange agora cargas positivas (átomos ionizados) fixadas no lado N da barreira e cargas negativas fixadas sobre o lado P (lacunas ocupadas).

As cargas permanentes produzem um campo eléctrico E, na direcção de (+) para (—). Um campo eléctrico dispõe sempre de um potencial ou tensão associado com «mais» nas cargas positivas e «menos» nas cargas negativas. Isto é designado por «Vi», ou seja a tensão interna desenvolvida na zona de vazio. Observe-se, particularmente, que Vi estimula ou contrapõe a tensão aplicada com polarização inversa. Somente com um momentâneo afluxo de corrente de Vr, a zona de vazio se alarga rapidamente até que se desenvolvam espaços suficientes de carga para produzir uma tensão interna suficientemente grande para melhorar a saída de Vr. A corrente cessa, passando apenas uma ligeira corrente de fuga.

Quando Vr é aumentada, a zona alarga-se, especialmente dentro do lado P, ligeiramente envernizado, soltando-se igual número de cargas positivas e negativas permanentes. Este processo não pode continuar indefinidamente, visto que sobre uma tensão inversa suficientemente alta a zona interrompe-se repentinamente e daí resulta um fluxo de corrente elevada. A interrupção é originada pelo meca-

nismo zener ou por o de avalanche, dependendo dos níveis do envernizamento e da largura da zona.

A interrupção zener acontece em diodos classificados abaixo dos 5 V. O diodo é fortemente envernizado no lado N e mais moderadamente no lado P. Como resultado, a zona larga requerida para melhorar a saída Vr é estreita. Nos casos de zona estreita, altamente povoada com cargas fixas, o campo eléctrico E pode chegar a alcançar força suficiente para arrancar electrões aos átomos, pelo que se consegue grande número de pares de electrão-lacuna. Isto produz um afluxo de alta corrente que pode chegar a destruir o diodo, a menos que seja limitada por Rs mediante valores adequados e seguros. A figura 2B ilustra a rotura numa zona estreita. As setas simbolizam a liberdade repentina de vários electrões circulando para terminais positivos. As lacunas (que não se apresentam na figura) fluem para terminais negativos. Dado que os electrões limite dos átomos são retidos com menos força por aumento da temperatura, a tensão de rotura zener descendo a outras temperaturas, subtrai uma temperatura de coeficiente negativo à tensão zener. A rotura de avalanche prevalece em diodos de rotura acima dos 7 ou 8 V. Em tais diodos, o lado N é fortemente envernizado mas o lado P é apenas envernizado ligeiramente. Resultado: a zona de vazio espalha-se por muito mais longe dentro do lado P com a aplicação da polaridade inversa. Na ampla zona, o campo eléctrico E desvanece-se para alcançar fortes níveis de campo zener devido ao ataque de avalanche. Como o campo E conta com o aumento de Vi, a corrente portadora residual dentro da zona recolhe mais velocidade e energia. Na zona larga, as trocas de uma colisão entre um leve movimento portador e um átomo, resultam mais elevadas. Num particular campo vigoroso, o movimento rápido do electrão pode chocar com o electrão limite desalojado de um átomo, com o qual se cria outra parilha electrão-lacuna. Uma verdadeira avalanche de

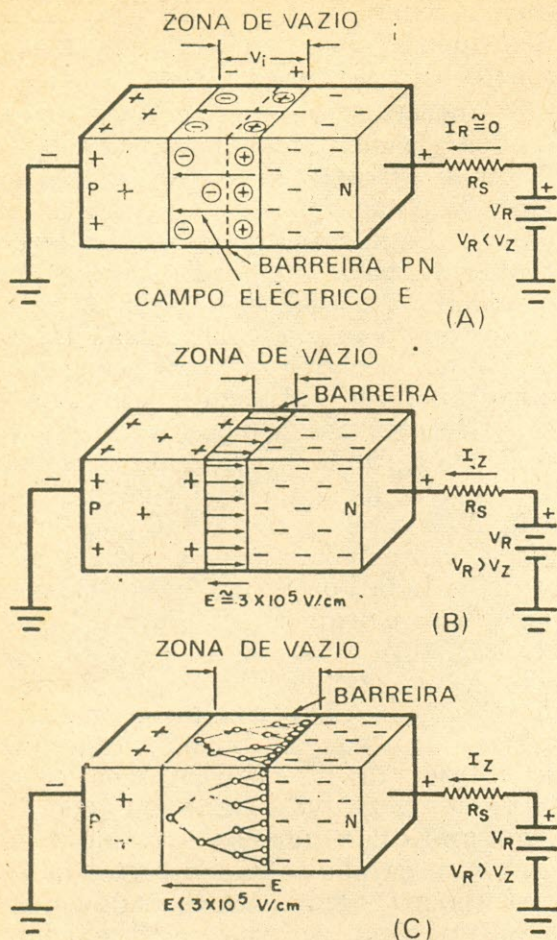


Fig. 2

portadores é gerada numa rápida multiplicação deles. A figura 2C representa a multiplicação de portadores por avalanche na zona larga. O mecanismo de avalanche tem um coeficiente positivo térmico em V_Z . Isto é o resultado da demora na velocidade construtiva de portadores, ocasionada pelas frequentes colisões de não desalojamento ocorridas a altas temperaturas.

Os diodos classificados na escala de 5 a 8 V, implicam ambos os mecanismos de rotura. Estes diodos podem ter um coeficiente térmico à volta do zero numa particular corrente operativa. Ambos os mecanismos de rotura, uma vez iniciada, são auto-sustentados, extraindo electrões da fonte de alimentação. O diodo apresenta resistividade positiva na região de rotura e é inseparavelmente estável.

Características extremas

Polarizado na posição directa o activo, o diodo zener actua de form semelhante ao diodo rectificador normal, tendo uma queda de tensão directa de 0,75 a 1 V. O diodo opera normalmente na região de polarização inversa conforme mostra a fig. 3. Nas características especificadas incluem-se: a tensão zener V_{ZT} à prova de corrente I_{ZT} ; impedância dinâmica Z_{ZT} à prova de corrente I_{ZT} ; máxima corrente admissível I_Z ; mínima corrente operante I_{ZK} e fuga de corrente inversa à tensão V_R .

A impedância zener determina em grande medida a qualidade do diodo para regular a tensão. Z_{ZT} é a pequena troca em V_Z dividida pela correspondente troca em I_Z centrado na corrente de prova I_{ZT} . A operação do diodo próximo da região da curva de alta impedância dinâmica, resulta numa regulação pobre na tensão.

O efeito da temperatura sobre a tensão V_Z é um factor crítico quando o diodo é usado com uma tensão exacta de referência em sistemas de controlo, voltímetros digitais, frequência standard, precisão de fornecimento de potência e outras aplicações de grande exactidão. Os diodos com a medida aproximada dos 5 V, podem ter um coeficiente próximo do zero. Infelizmente, os diodos classificados abaixo dos 8 V têm um coeficiente de tempe-

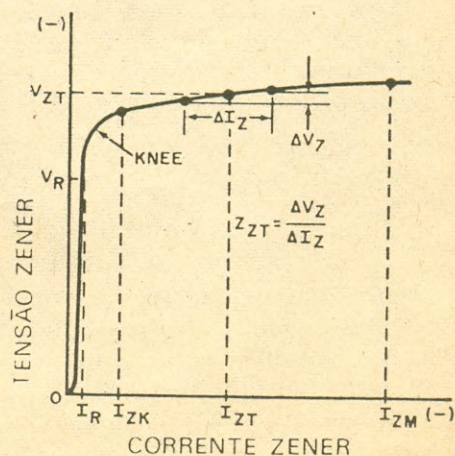
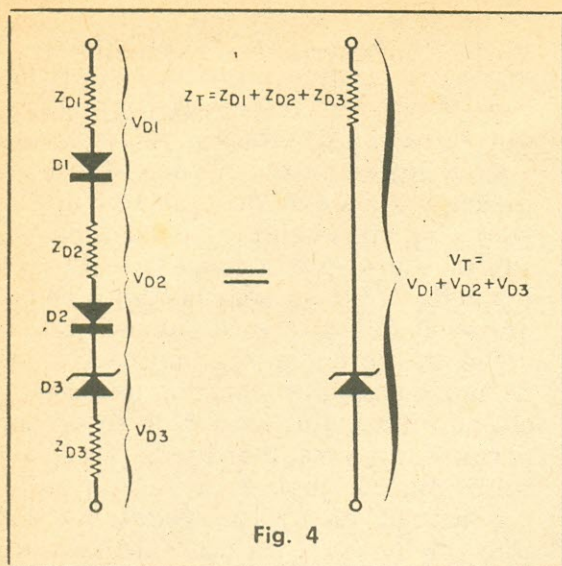


Fig. 3



ratura que depende da corrente de trabalho. Assim, um diodo de 5 V pode ter um coeficiente negativo de baixa corrente, um valor de zero numa corrente intermédia e um coeficiente positivo na alta corrente. Por esta razão, os diodos de referência exacta são manejados numa corrente determinada.

Um diodo avalanche pode ser de temperatura compensada juntando um ou mais diodos de operação activa, como se mostra na fig. 4. Um diodo polarizado directamente tem um coeficiente de temperatura à volta de $-2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, permitindo a compensação de tipos de avalanche.

Os diodos zener, sendo comparativamente de uniões de grande superfície, têm uma grande capacidade de união. Um diodo de 1-W, 10-V pode ter cerca de 0,003 microfarads, com 1-V de polarização inversa e cerca de 0,001 mF na região de rotura. Por esta razão, o diodo não é usado em circuitos de comutação além dos 100 KHz sem circuitos especiais de compensação. Não obstante, pode-se utilizar como um bloqueador à c.c. e condensador de acoplamento.

A fig. 5 mostra o circuito básico de regulação com um diodo zener. Quando operante, o diodo D1 mantém a tensão de saída V_o exactamente constante para as mudanças, tanto da corrente de carga I_L , como da tensão de entrada V_i .

Supondo uma diminuição somente em I_L , a corrente I_z aumenta em proporção igual, embora a tensão R_s permaneça fixa. Se é apenas V_i que muda (digamos em aumento), I_L permanece estável e I_z aumenta até que a tensão cresça entre R_s por a quantidade de tensão de entrada ser também aumentada.

De facto, a tensão de saída pode variar um pouco devido à impedância Z_z de D1. A mudança de tensão de saída V_o é igual à variação de corrente zener I_z multiplicada por meio da impedância do diodo na corrente operativa. Para se obterem melhores resultados, o diodo deverá operar na região de baixa impedância a correntes mais elevadas (sem diodos classificados). Adicionalmente, a mínima tensão de entrada deverá estar por cima de V_o para evitar valores de R_s muito baixos.

Aplicações do diodo zener

Os reguladores em cascata (Fig. 6A) incluem um diodo D1 pré-regulador que serve para regular a tensão de entrada ao diodo D2. A tensão de saída regulada depende principalmente da impedância dinâmica de D2 e das variações das correntes de carga. Este circuito é prático para baixa tensão e para aplicações de pequena potência, devendo as apreciáveis perdas de potência ser evitadas.

Os diodos de referência estão vantajosamente polarizados pela corrente constante do diodo (Fig. 6B) para evitar mudanças de tensão de saída devido às variações de entrada. Igualmente, o fornecimento de corrente constante, mediante um transistor de efeito de campo (FET) (Fig. 6C), dispõe de uma gama de níveis de corrente constante graças ao ajuste do potenciômetro R1.

Os diodos zener de alta potência são relativamente muito caros. Por tal motivo, para aumentar a potência aproveitando as possibilidades de um diodo de baixa potência, pode-se utilizar um

transistor de potência adaptando-o como se mostra no regulador «shunt» de tensão da Fig. 6D. Quando operante, um aumento em V_o provoca também um aumento de tensão na resistência R_s . Isto aumenta o impulso de base para TR1, ocasionando uma corrente de colector mais elevada em TR1 e uma maior queda de tensão em R_s , com o qual se reduz V_o ao valor desejado. Dado que D1 está polarizado por uma tensão regulada e porque TR1 pode ter um alto ganho quando se empregam valores elevados para R_s , o circuito é bastante efectivo como regulador, mas tem a desvantagem de dissipar a alta potência.

Para evitar a perda de alta potência, o simples regulador passo-série da Fig. 6E coloca o transistor de potência em série com a carga e despreza a R_s . A resistência R_L polariza o diodo D1. A tensão de saída é igual à tensão diodo menos a queda de tensão base-emissor (0,75) de TR1. A regulação encontra-se assim um pouco prejudicada, porque D1 é polarizado por uma

fonte não regulada e porque a queda base-emissor de TR1 varia com a corrente de carga. Substituindo R_s por uma fonte de corrente constante, obtem-se uma melhoria na regulação. As variações de tensão de entrada modificam a tensão do colector de TR1 com pequenas mudanças na tensão de saída. Visto que o circuito colhe uma pequena potência sem carga, o regulador série é largamente aplicado na provisão de potência regulada. A adição de um laço realimentador externo, incluindo um amplificador de referência, permite uma regulação de tensão de saída muito ajustada.

A Fig. 6F mostra um regulador série algo melhorado, já que utiliza uma

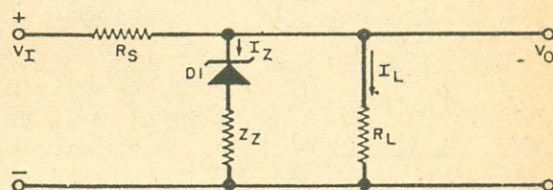


Fig. 5

REVISTAS ESTRANGEIRAS DE ELETRÔNICA E RÁDIO

Em S. Paulo, na Av. Ipiranga, esquina de Santa Efigênia, na banca do Juarez os leitores poderão encontrar as seguintes revistas técnicas estrangeiras:

ONDA QUADRA
RADIO & ELECTRONICS CONSTRUCTOR
RADIO ELETTRONICA
NUOVA ELETTRONICA
PRACTICAL WIRELESS
PRACTICAL ELECTRONICS
ELETTRONICA PRATICA
EVERYDAY ELECTRONICS

e muitas outras, em italiano, espanhol, inglês, francês e alemão.

Porém, mais importante ainda é que na Banca do Juarez os Amigos Leitores encontrarão sempre MUNDO ELETRÔNICO, ELETRÔNICA PARA TODOS, RÁDIO TV TÉCNICO e todos os livros publicados por A. Fanzeres.

saída à base do transistor de entrada; o segundo (R2-R5-C6) injecta uma parte da corrente de saída ao emissor do mesmo transistor. Este laço de realimentação é selectivo a fim de melhorar a resposta de baixa frequência do amplificador.

Os laços de realimentação combinados permitem obter uma boa sensibilidade e uma impedância de entrada bastante elevada, dado que, ainda que o primeiro laço tenda a reduzir a impedância de entrada, o segundo tende a aumentá-la. Deste modo, adoptando um acordo entre ambos, podem-se obter valores razoáveis de sensibilidade, impedância de entrada e distorção.

Se for necessário um ajuste fino da corrente de repouso de saída, a resistência R4 pode-se substituir por um potenciómetro de ajuste de 4,7 K Ω ligado como resistência variável. É importante ter em conta o facto de que, devido à montagem escolhida, a corrente dependerá da resistência óhmica do transformador de saída. Portanto, devem-se respeitar as especificações do transformador. Se isto não for possível, será necessário adaptar o circuito ao transformador de que se disponha.

Medidas

As tensões e correntes de repouso indicam-se na Fig. 1; foram medidas

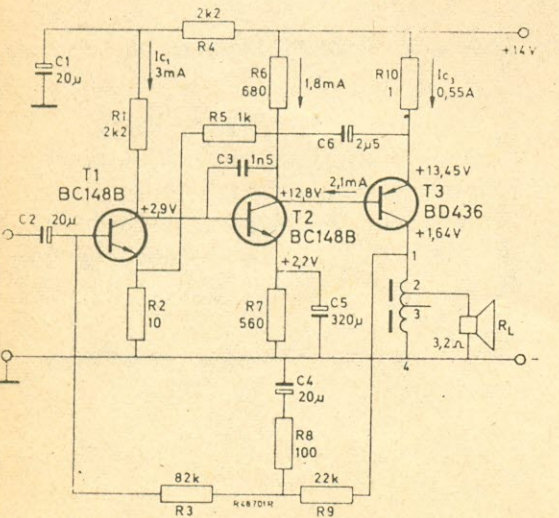


Fig. 1 — Circuito do amplificador

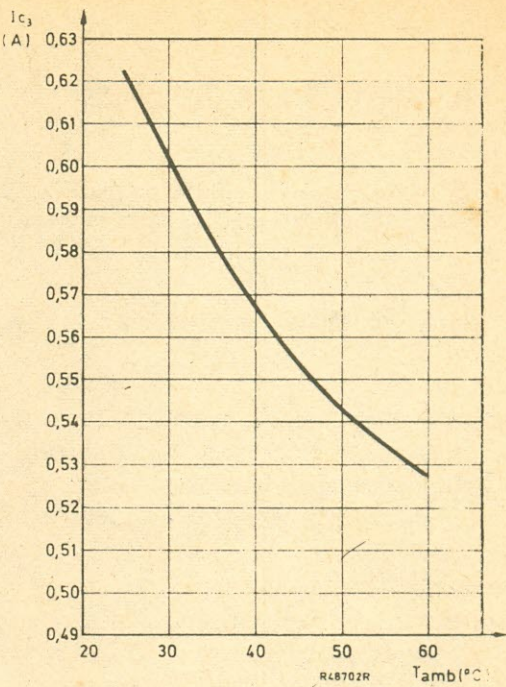


Fig. 2 — Corrente do colector em função da temperatura ambiente

no protótipo com uma temperatura de 25° C. As características de funcionamento do amplificador são as seguintes:

Impedância de carga	8 Ω	3,2 Ω
Potência de saída (distorção harmónica total de 10 %, f = 1 KHz)	3 W	2,5 W
Sensibilidade de entrada (distorção de harmónicas total de 10 %, f = 1 KHz)	7 mV	6 mV
Potência de saída para limitação (f = 1 KHz)	2,3 W	1,8 W
Distorção de harmónicas total para limitação	1,5 %	1,5 %
Sensibilidade de entrada para limitação	5,5 mV	4,5 mV
Impedância de entrada (f = 1 KHz)	9000 Ω	7800 Ω
Frequência de resposta (0 dB a 1 KHz, P _o = 1 W)	20 Hz a 20 KHz	20 Hz a 13 KHz
Tensão de alimentação nominal	14 V c.c. (negativo comum)	
Consumo total de corrente	555 mA	
Temperatura máxima em ambiente de trabalho	60° C	

Estabilidade térmica do amplificador

Como já se disse, o laço de realimentação de c. c. contribui para a estabilidade térmica. Não obstante, deve-se prestar especial atenção à montagem do transistor de saída no radiador, para que não se ultrapasse a máxima temperatura da união.

Assim, devem-se seguir os seguintes passos:

- emprega-se um radiador plano de alumínio escurecido de 2 mm de espessura e com uma superfície mínima de 100 cm², colocado verticalmente.
- a superfície de contacto do radiador deve ser plana e não estar pintada.
- emprega-se massa de silicon entre o transistor e o disco de mica e entre este e o radiador.
- empregam-se discos planos para a montagem mecânica do transistor, a fim de assegurar uma pressão uniforme na zona de contacto.

Se se seguirem estas normas, a resistência térmica entre a base de montagem e o radiador será: $R_{th\ mb-h} = 3^{\circ} C/W$, embora a resistência térmica total entre união e ambiente seja: $R_{th\ j-a} = 11,5^{\circ} C/W$. Nestas condições, a máxima dissipação do transistor de saída não ultrapassará os 60° C.

O protótipo comprovou-se para 60° C com uma alimentação de 16 V sem que em nenhum momento se tivesse atingido a máxima dissipação admissível para os transistores.

A variação da corrente de repouso de saída em função da temperatura ambiente mostra-se na Fig. 2.

Nota: Se não se dispõe de massa de silicon para melhorar a transmissão do calor, a resistência térmica da base de montagem do radiador aumentará até 6° C/W, e a resistência térmica total será $R_{th\ j-a} = 14,5^{\circ} C/W$. Nestas condições, pode-se empregar o mesmo radiador se a corrente de repouso do transistor se reduzir a 440 mA, com uma eleição adequada do valor de R4. Com esta variação, as medidas realizadas com o protótipo deram como resultado (com a alimentação nominal, uma distorção de harmónicas total da ordem de 10 % e $f = 1\text{ KHz}$) as seguintes potências de saída:

para 3,2 ohms	$P_o = 2,3\text{ W}$
para 8 ohms	$P_o = 2,6\text{ W}$

CONCLUSÕES

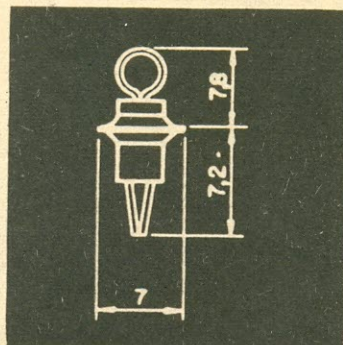
Este amplificador é adequado para as etapas de saída de auto-rádios de média potência. O emprego de um transistor de potência com cápsula de plástico, ainda que neste caso comporte certas precauções adicionais de montagem, oferece uma maior flexibilidade mecânica em comparação com os transistores de cápsula metálica.

Finalmente, a montagem do circuito adoptado permite controlar facilmente a dissipação do transistor de saída dentro de uma ampla margem de temperatura ambiente. □

AMIGO LEITOR

Deseja saber endereço de fábricas e lojas de componentes eletrônicos? Compre ou assine o jornal tablóide **ELETRÔNICA EM FOCO** — Av. Pompéia 506 — casa 2, CEP 05022, Capital, SP.

CAPACITORES CERÂMICOS DE PASSAGEM (FEED-THROUGH)



Compostos de um tubo cerâmico dotado de eletrodos prateados, destinam-se especificamente ao desacoplamento das linhas de alimentação de equipamentos que operam em alta frequência, como por exemplo, sintonizadores de TV. Devido, porém, à sua baixíssima indutância, prestam-se também admiravelmente ao uso nos circuitos determinantes da frequência em tais equipamentos.

O terminal da armadura externa é constituído por uma flange estanhada, para soldagem à carcaça metálica do equipamento. O terminal da armadura interna é do tipo "split-pen". Veja figura 1.

Características

Máxima tensão de trabalho	350 V _{cc}
Tensão de teste (1 minutos)	1050 V _{cc}
Resistência de isolamento para 100 V _{cc} (1 minutos)	10 ⁴ MΩ
Perda (tgδ) para V _{CA} 3,5 V	— C ≤ 68pF em 1 MHz < 10x10 ⁻⁴ — C > 68pF em 1 MHz < 20x10 ⁻⁴
Temperatura de trabalho	-40 a + 85°C
Grupo climático I.E.C.	40/085/21

São disponíveis nos valores de 2,5; 4,7; 6,8; 18; 22; 27; 33; 39; 47; 56 e 1000 pF.

Opcionalmente, podem ser produzidos com terminal central na forma de um fio axial.

UM SENSÍVEL INTERCOMUNICADOR

de «RADIORAMA»

Na figura 1 vemos um gráfico em bloco do que é um equipamento de intercomunicação simples. Em (a) está representado o momento em que a central chama a unidade secundária, para tal nada mais foi necessário do que accionar o comutador principal, que imediatamente passou a dispor do seu altifalante como microfone, por seu lado o altifalante da unidade secundária actua simplesmente como reproduztor; esta posição é a de «falar». Desfazendo a anterior comutação, a central fica na posição de «escuta» (fig. 1 b), o mesmo é dizer que o comutador dispôs o microfone-altifalante da central como «reprodutor» e o altifalante da unidade secundária como «microfone». A passagem das posições de «falar» à de «escuta», e vice-versa, realizam-se mediante uma chave comutadora de duas posições — dois circuitos, ou com um comutador pulsador, do tipo apresentado na figura 2.

Quando o altifalante A1 do circuito actua como microfone, converte-se num gerador de tensão com a bobina móvel respondendo às ondas sonoras que vibram no cone. O amplificador conduz estes sinais sonoros até à sua saída e envia-os ao altifalante A2 da unidade secundária que actua como carga de saída. Uma pessoa colocada nas proximidades desta unidade pode responder, simplesmente falando, na altura em que a estação principal tem o aparelho comutado na posição de «escuta».

Na figura 3 mostra-se o circuito esquemático do amplificador considerado como apto para este dispositivo de intercomunicação o qual aparece disposto com a chave comutadora S1 na posição «escuta». Se a central quiser

chamar, basta premir-se o comutador. O sinal do microfone-altifalante passa a excitar a base do primeiro transistor TR1 através do condensador de acoplamento C1 que actua, simultaneamente como «isolador» de corrente contínua. Dado que o altifalante que se usa como microfone é gerador de tensão de baixa impedância de saída, deverá trabalhar dentro de uma carga elevada para poder transferir os pequenos sinais. O transistor TR1 é do tipo de silício, o que implica a necessidade de se polarizar a sua base da forma mais simples. É difícil que as esperadas pequenas variações circundantes de temperatura afectem o seu ponto de trabalho.

Este transistor e o subsequente TR2, trabalham ambos na conhecida condição de «Classe A». Em (a) da figura 4 mostra-se a curva característica de saída correspondente a duas condições de polarização comum para um transistor com carga resistiva. Se o sinal de entrada se passa para a base do transistor, será reproduzido no colector Vs sempre e quando se encontre bem medido dentro da linha de carga.

Dado que não estamos interessados em obter potência na etapa prévia dos dois transistores TR1 e TR2, a ineficácia representada pela polarização em classe A pode ser ignorada.

Com uma mais ampla polarização, por baixo da linha de corte, obter-se-á bastante economia na corrente de drenagem, mas a distorção será intolerável devido a que a tensão colectora reproduzirá somente metade da tensão do sinal. A polarização neste ponto é conhecida como condição de classe AB.

Se realizarmos uma combinação re-

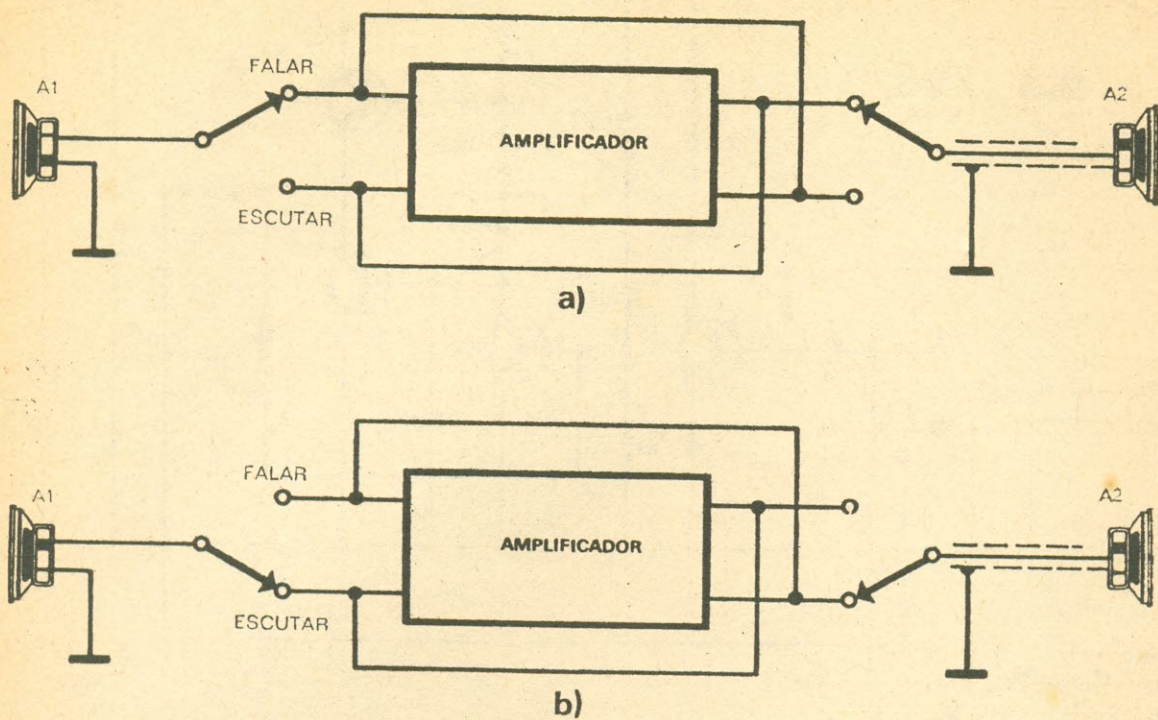


Fig. 1

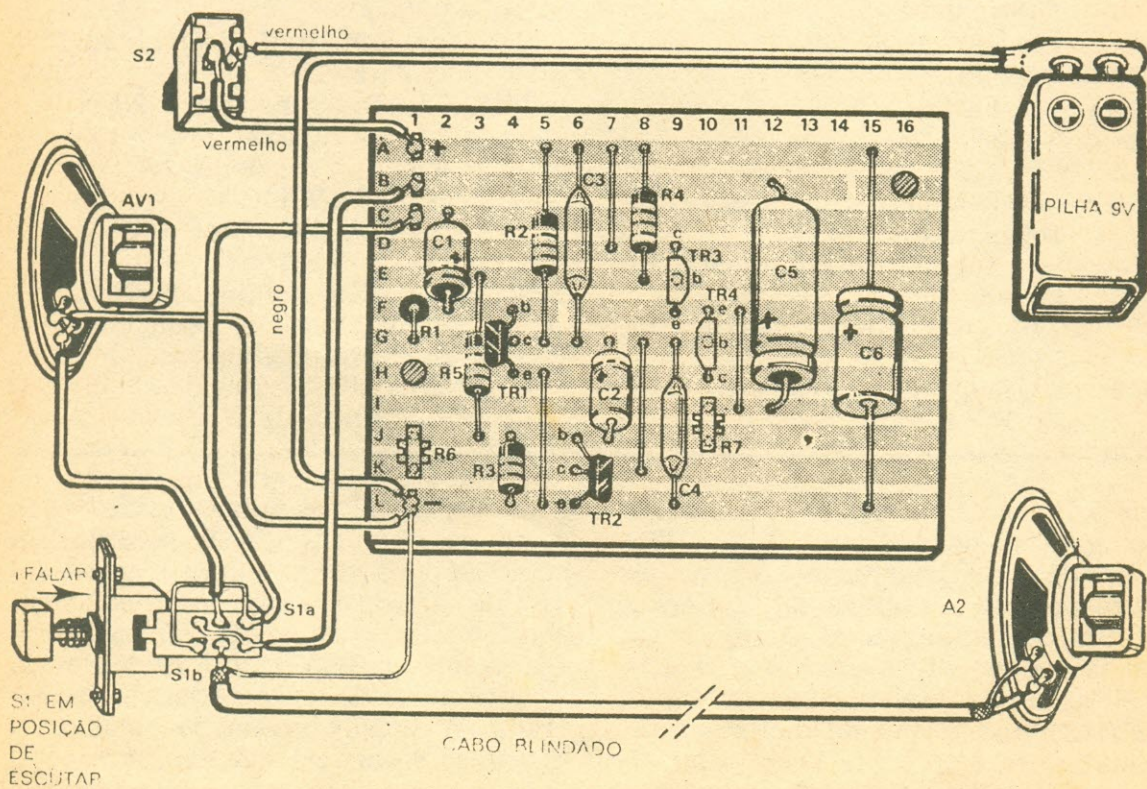


Fig. 2

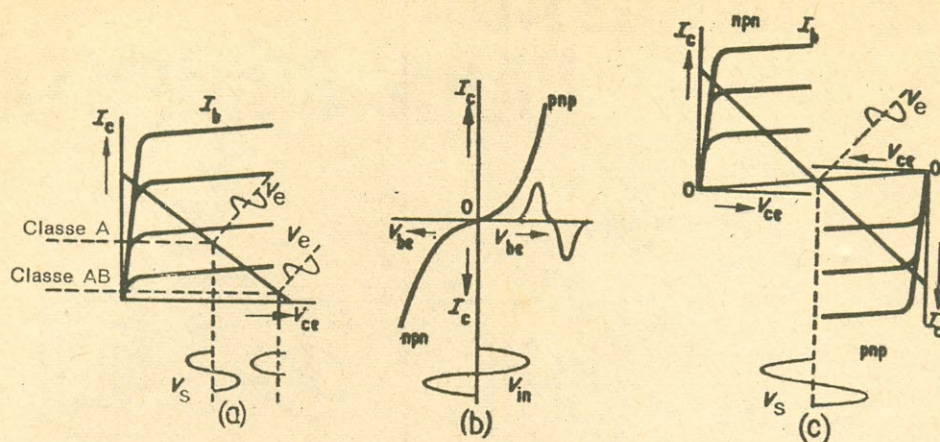


Fig. 4

tidade de polarização a ambos os transistores, de maneira que qualquer sinal seja transferido sobre a parte linear da característica de entrada. A figura 4 (c) mostra precisamente este efeito, mas referido às características de saída.

O potenciômetro de ajuste R6, no esquema, é o encarregado de realizar o ajuste apropriado desta polarização.

Em todas as classes, no tipo de amplificadores de alto ganho, existe sempre a possibilidade de «absorver» algum sinal ruidoso, introduzido particularmente através das soldaduras, principalmente no sector correspondente à entrada do passo preamplificador, pelo que se torna necessário efectuar uma boa blindagem em toda esta zona. Com uma impedância de entrada inferior a 1 K Ω , o problema de ruído, em geral, deverá ser bastante reduzido; não obstante, devido ao substancial duplo cruzamento do altifalante secundário, o seu cabo de ligação deverá ser do tipo microfónico blindado.

O aparecimento espontâneo de oscilações de alta frequência, que representam também um grande incómodo, será eliminado mediante os condensadores de desacoplamento, intercalados no circuito (C3 e C4).

A realização prática da montagem do intercomunicador é relativamente simples se se utilizar uma placa Uni-

print. Nada é crítico. A única coisa que será necessário levar a efeito, uma vez terminada a construção, é a execução do ajuste preliminar por meio dos potenciômetros R6 e R7. Para isso, basta dispor de um «multímetro», na posição de serviço como Amperímetro, ligado em série com a pilha e na escala dos 100 mA c.c. Põe-se o cursor de R6 ao meio do seu percurso e com a unidade ligada, a leitura de corrente deverá ser de 20 a 30 mA. Ajustar R6 até obter a mais baixa leitura de corrente, à volta dos 8 mA. Se agora colocarmos um receptor perante o microfone A1, sintonizado de preferência num programa falado, ajusta-se novamente R6 para obter o mínimo de distorção à saída do altifalante A2 da unidade secundária. Talvez seja necessário ajustar o potenciômetro R7, já que se trata de uma realimentação. Se o volume do rádio estiver regulado demasiado alto, provavelmente sobrecarregar-se-á o amplificador, todas as vezes que surja uma sensibilidade de entrada à volta de 1 mV eficazes pois isso reflectirá uma saída de 120 mV.

Desliga-se o receptor e verifica-se a corrente de repouso; não deverá variar muito dos 8 mA indicados. Uma vez realizados satisfatoriamente estes ajustes, o dispositivo encontra-se apto a funcionar. □

FONTE COMUTADA PARA COMPUTADOR

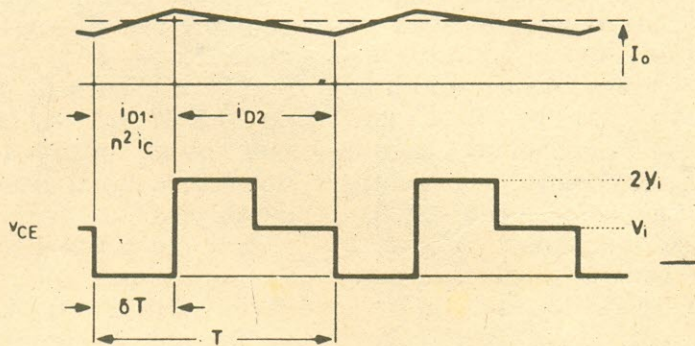
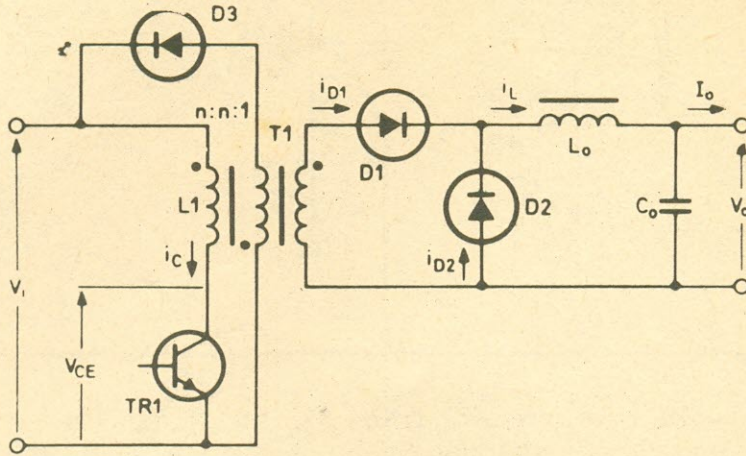


figura 1

As fontes de alimentação reguladas do tipo comutado (SMPS) são de pequenas dimensões e dissipam reduzida quantidade de calor; por essa razão, prestam-se eminentemente para aplicações em sistemas de computação. Como o transistor regulador é comutado entre a saturação e o corte, dissipa apenas uns poucos watts, em comparação com as dezenas de watts dissipados no transistor de um regulador linear, minimizando problemas causados por dissipadores e pela perda de potência. Esse tipo de fonte pode alcançar eficiências da ordem de 80%. To-

das essas vantagens compensam amplamente a maior complexidade do circuito, resposta mais lenta a transientes de carga e dificuldades de filtragem da componente alternada.

As fontes comutadas, em geral, trabalham em altas frequências, permitindo uma redução apreciável dos componentes indutivos. O desenvolvimento de um tipo especial de ferrite, o 3C8, permitiu alcançar um compromisso ideal entre as dimensões da fonte e as perdas nos ele-

mentos indutivos e semicondutores.

As fontes comutadas compõem-se de um retificador, seguido de um conversor de corrente contínua, que por sua vez, é controlado por um circuito de comando. O conversor-série é simples e a sua tensão de ondulação é reduzida, pois, a indutância está em série com a saída.

A figura 1 mostra o circuito básico e algumas das formas de onda encontradas neste tipo de circuito conversor. TR1 é o transistor comutador; durante o seu período de condução, o retificador D1 também conduz e

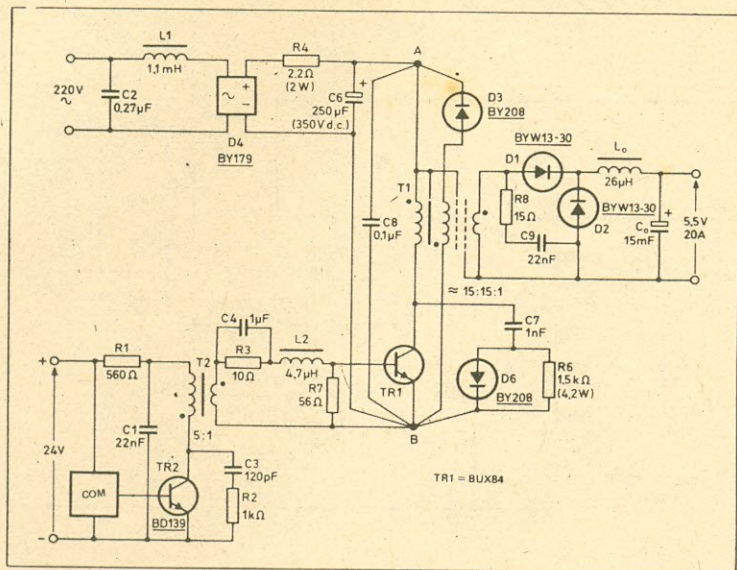
Com TR1 cortado, parte da energia armazenada em L_0 é transferida à saída pelo diodo D2. A tensão de pico do coletor é cerca de duas vezes a tensão de entrada.

A relação entre o tempo de

condução do transistor e o período total T do ciclo é denominada "ciclo ativo" (ou, em inglês, duty cycle) δ . O capacitor C_o filtra a modulação causada pela comutação do transistor.

A função do transformador T1 é de isolar a saída da rede de energia elétrica; após o corte do transistor a energia magnética acumulada no período de condução de TR₁ é devolvida à entrada, de c.c. através de um enrolamento desmagnetizador e um diodo-série, D₃.

figura 2



A figura 2 mostra um diagrama esquemático completo de um conversor de 100W. As funções de D1, D2, D3, e TR1 são as já descritas acima. D6, R6, C7 constituem um circuito de retardo cuja função é evitar um aumento brusco da tensão de coletor de TR1 após o corte, impedindo a ultrapassagem do va-

lor máximo de VCEO antes que a corrente de coletor haja caído a zero. Isso limita a dissipação de corte do transistor e garante que o mesmo permaneça dentro dos seus limites de operação segura (SOAR). R8 e C9 protegem D1 e D2 contra tensão excessiva, suprimindo os transientes oscilatórios. A elimina-

ção de interferências de RF é obtida pelo filtro L₁, C₂, pelo capacitor C₈, pela blindagem dupla do transformador T₁ e ligação de seu núcleo ao ponto de alta tensão e pela forma especial que são ligados os pontos A e B (fig. 2).

SEMICONDUCTORES

de A. Fanzeres

Para entender como funcionam os diodos e transistores,
compre este livro em linguagem acessível

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 — Quintino — Rio

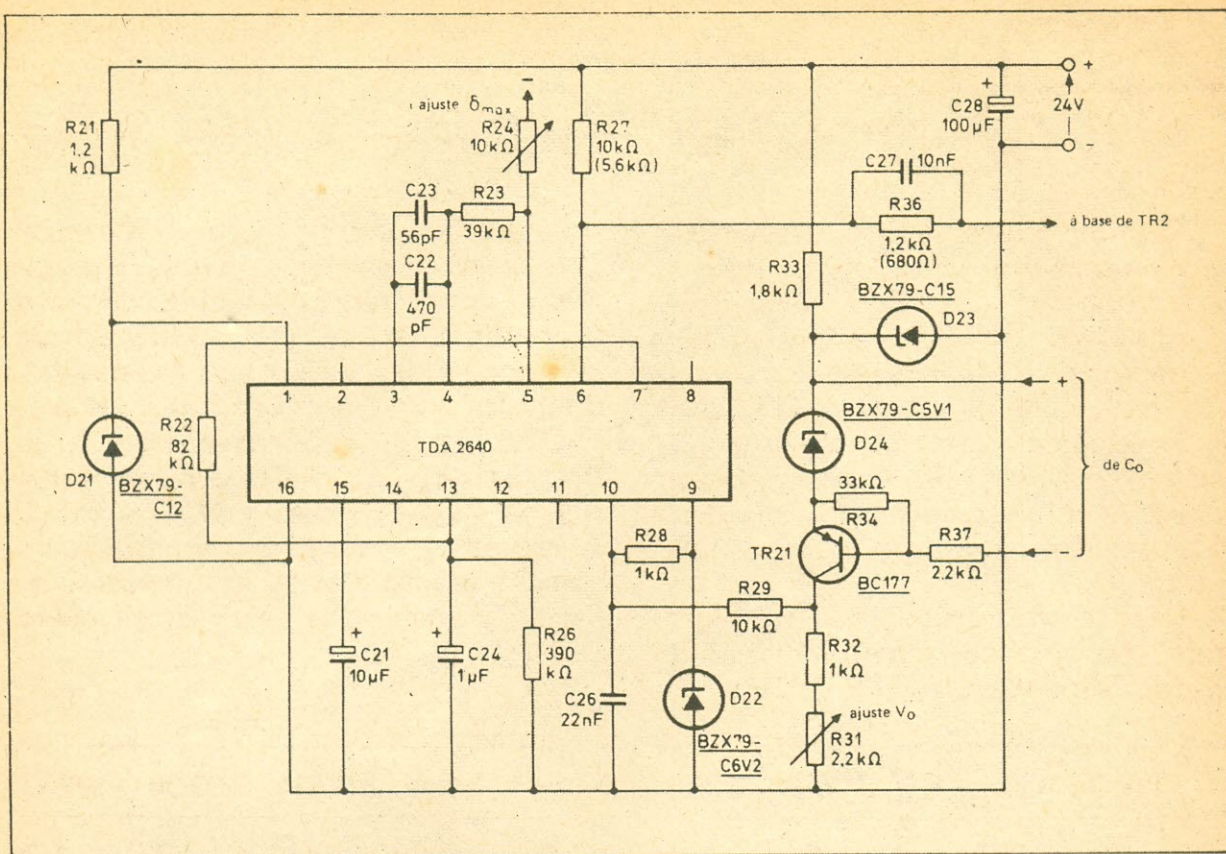


figura 3

O circuito de comando está ilustrado na figura 3. Provê simultaneamente a excitação de base e a modulação de largura de pulso e está representado, na fig. 2, pelo bloco "COM". Sua função é de comparar a tensão existente na saída com o valor de uma tensão de referência e corrigir a primeira através do comando do ciclo ativo do transistor comutador. Isto é realizado através do CI TDA2640 e do transistor excitador TR2.

O integrador Miller contido no TDA2640 gera uma tensão dente-de-serra, cuja frequência é determinada pelos valores de componentes externos. Essa

tensão é introduzida no modulador de largura de pulsos, juntamente com o sinal de um comparador. Este por sua vez, é proporcional à diferença entre uma fração conhecida da tensão de saída e uma tensão de referência fornecida pelo Zener D22. O resultado é uma forma de onda retangular cujos pulsos possuem largura proporcional à diferença entre as tensões de saída e referência. Um estágio amplificador leva o sinal retangular a um nível adequado para a excitação da base do transistor "driver".

Outros estágios do CI in-

cluem circuitos de proteção contra sobretensões, sobre-correntes, tensões de entrada excessivamente baixas e defeitos na malha de realimentação. Um dispositivo inibidor possibilita o comando à distância da fonte. Na figura 3, os circuitos de proteção contra sobretensões (pino 8), sobrecorrentes (pinos 11 e 12) e inibidor (pino 14) não estão sendo utilizados. A possibilidade de sincronização externa, oferecida através do pino 2, destina-se apenas aos casos onde a fonte comutada é usada como estágio excitador para outra fonte, de maior potência; assim, não é utilizada no nosso caso.

LED

DIODOS EMISSORES DE LUZ

Grande intensidade luminosa, baixo consumo (compatível com as características dos CIs), resistência a vibrações e choques mecânicos, excepcional confiabilidade, longa vida útil, dimensões reduzidas além de excelentes características mecânicas e de visibilidade fazem da lâmpada em estado sólido o dispositivo indicador ideal para aplicações profissionais.

Não se trata, na verdade, de lâmpadas do tipo convencional, mas de diodos fotoemissores (LEDs) operan-

do em vários comprimentos de ondas, (vermelho, amarelo, e verde). Encontram vasto campo de aplicação em iluminação de painéis, indicação de condição de circuitos, "displays" alfanuméricos e indicadores visuais.

São disponíveis nas cores vermelha, amarela e verde, em tamanho normal ($\varnothing \simeq 6$ mm e $\varnothing \simeq 4$ mm). A tabela abaixo resume as principais características destes produtos Dialight, distribuídos no Brasil pela Ibrape.

TIPO 521	9189	9190	9200	9202	9204	9206	9207
Tensão direta (V)	1,6	1,7	1,9	2	2	2	1,9
Tensão inversa (V)	3	3	3	5	5	5	5
Corrente direta (mA)	20	50	50	40	40	40	40
Intens. Luminosa (mcd)	1	2	2	4	4	1,5	1,5
Comp. onda no pico (nm)	650	665	665	565	580	560	580
Diâmetro (mm)	4	5,8	5,8	5,9	5,9	4	4
Cor	verm.	claro verm.	verm.	verde	amar.	verde	amar.

SAIBA TUDO SOBRE

SEM TEORIA NEM MATEMÁTICA

TELEVISÃO A CORES

A. Fanzeres

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 — Quintino — Rio

SEGUNDA AVALANCHE: O que é, e como evitá-la

Todos os semicondutores estão sujeitos a efeitos de avalanche (breakdown) se a máxima tensão reversa for excedida.

Se a tensão reversa de trabalho ultrapassa o valor máximo permissível, pequenas correntes podem atingir rapidamente um alto valor.

Este fenómeno é chamado **primeira avalanche**.

Nessas condições a tensão reversa não sofre alterações significativas. Fig. 1, curvas 2 e 3.

Se a corrente não é limitada ou interrompida externamente, a concentração de potência irá produzir um aquecimento localizado (pontos quentes) reduzindo abruptamente a resistividade do semiconductor. Este fenómeno pode levar o semiconductor à destruição em poucos microssegundos.

A corrente sendo limitada externamente provocará uma redução de tensão reversa devido à baixa resistência do elemento semiconductor.

SEGUNDA AVALANCHE EM TRANSISTORES

Nos transistores bipolares podemos distinguir a segunda avalanche com pola-

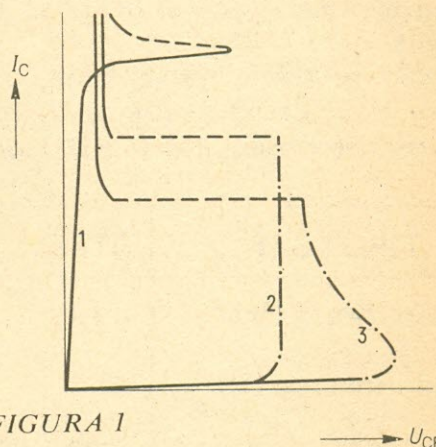


FIGURA 1

- 1 = 2.^a avalanche com junção base-emissor diretamente polarizada
- 2 = 1.^a e 2.^a avalanche com base aberta
- 3 = 1.^a e 2.^a avalanche com junção base-emissor reversamente polarizada

rização direta (base — emissor) e segunda avalanche com polarização inversa. A figura 1 ilustra as diferentes situações.

Os valores de potência permissível são mais elevados quando o diodo base-emissor está conduzindo, do que quando está no estado de bloqueio.

SEGUNDA AVALANCHE COM JUNÇÃO BASE-EMISSOR DIRETAMENTE POLARIZADA

A distribuição de corrente se concentra nas zonas periféricas, que possuem superfície relativamente grande (estrutura de emissor tipo pente).

A densidade de potência dissipada no material semiconductor pode ser baixa pois a tensão reversa U_{ce} é mais baixa do que no instante em que se inicia a segunda avalanche.

Os efeitos de avalanche são uma consequência da realimentação térmica, que produz um aquecimento inadmissível devido ao acréscimo de ganho de corrente na região referida.

SEGUNDA AVALANCHE COM JUNÇÃO BASE-EMISSOR INVERSAMENTE POLARIZADA

Altas tensões reversas causam campos elétricos de intensidade inadmissível provocando fendas na cadeia cristalina. A corrente se concentra em uma área muito pequena, provocando alta dissipação no material semiconductor de forma que a energia permissível na operação reversa será muito menor do que no estado ativo.

A CURVA SOAR

O diagrama SOAR (Safe Operating Area) mostra os limites de operação sem ocorrência de 2ª avalanche para junção base-emissor diretamente polarizada (Fig. 2). As curvas S/b são mais inclinadas que as I ($\text{máx } P_{\text{tot}}$).

Os limites indicados não devem ser superados em hipótese alguma. Por razões de segurança e confiabilidade, não se deve fornecer energia ao transistor quando a junção base-emissor está reversamente polarizada.

O valor da máxima energia permissível nestas condições depende bastante do circuito de base. Assim, quanto menor for a tensão reversa base-emissor ou maior a resistência série do circuito externo base-emissor, maior será o valor da energia permissível. Uma proteção adequada deve ser usada na maioria dos casos. Por exemplo, em transistores NPN a tensão base emissor deve ser a mais negativa possível.

REGIME CONTÍNUO

A região limitada pelas curvas $I_{C\text{max}}$, CC, segunda avalanche (S/b), e $U_{CE\text{max}}$, garante a operação segura do transistor, não ocorrendo efeitos de avalanche, tendo como condição prévia suficiente refrigeração.

A operação dentro desta região é chamada operação em regime contínuo.

REGIME PULSADO

Em regime de pulsos o transistor pode ser mais solicitado do que em regime contínuo.

Os limites de operação são dados pelas curvas acima da região CC.

Os valores indicados em cada curva correspondem à duração do pulso e a família de curvas varia de acordo com o fator de utilização ν .

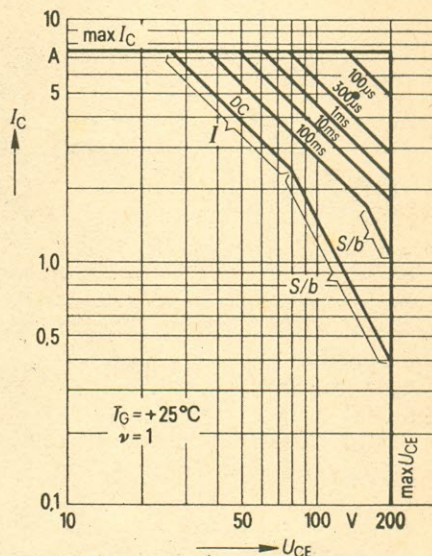


FIGURA 2

Curva SOAR

$S/b = 2.ª$ avalanche

$I = \text{máx } P_{\text{tot}}$

A figura 2 está dimensionada para $\nu=1$ (pulso único não periódico). Para outros fatores de utilização e temperatura de operação deve-se usar extrapolação linear.

As curvas dadas valem para as condições indicadas e a operação fora de seus limites acarretará avalanche térmica, isto é, será excedida a máxima temperatura de junção.

COMO EVITAR A SEGUNDA AVALANCHE

Por cálculos matemáticos ou medidas deve-se assegurar que o transistor opera dentro dos limites da curva SOAR.

A probabilidade de ocorrência da segunda avalanche aumenta nos tiristores rápidos e transistores com base estreita. Para determinadas aplicações tem-se melhor desempenho com transistores de f_T elevado. Na maioria dos casos deve-se dimensionar circuitos de proteção constituídos por varistores, diodos Zener, redes RC, diodos, limitadores de tensão SIOV, etc.

Conjuntos PM 5705E/5704E a prática que a teoria necessita

O desenvolvimento dos circuitos integrados digitais, sua produção em larga escala e seu baixo custo, proporcionaram seu uso numa ampla faixa de aplicações.

Cada vez mais os instrumentos estão tornando-se digitais: circuitos digitais, leitura digital e controle remoto digital, são combinados frequentemente num só instrumento.

Por isso é necessário que o técnico mantenha-se atualizado com este desenvolvimento e para tanto é necessário não só aprendizado teórico como também prático.

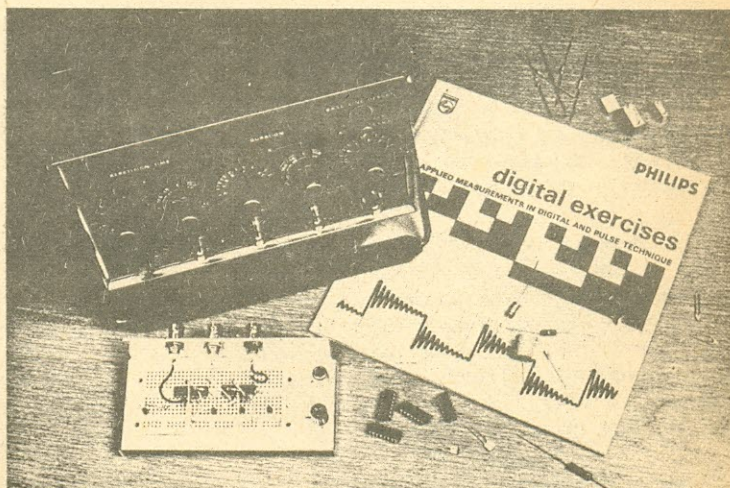
No campo das técnicas digitais, encontra-se uma abundância de artigos e cursos devotados aos fundamentos de circuitos digitais. Entretanto, pouco foi escrito sobre o uso destes circuitos em instrumentos de medida; para suprir esta lacuna a Philips editou o curso de instrumentos digitais.

Como suplemento a este curso, uma publicação de exercícios práticos foi editada, contendo 35 exercícios de laboratório, em vários graus de complexidade. São usados circuitos integrados comuns, das duas principais famílias: TTL e C-MOS.

CONJUNTO EDUCACIONAL PARA TÉCNICAS DIGITAIS

A fim de proporcionar elementos para as práticas de laboratório, a Philips criou um "Kit" Educacional específico para técnicas digitais, composto de:

— Duas cópias do livro — "Digital Exercises"



— Um conjunto de componentes — incluindo 11 circuitos integrados, 1 diodo, 4 Led's, 1 "Reed Relay" em embalagem "Dual in line", 18 resistores, 1 potenciômetro, 13 capacitores e 1 indutor. São também fornecidos dados técnicos sobre os componentes e uma placa para fiação sem solda, montada num chassis.

— Um Gerador de Pulsos — O conjunto PM 5705E inclui um gerador PM 5705 e o conjunto PM 5704E inclui um gerador PM 5104. As medidas são feitas com o osciloscópio duplo feixe PM 3233, e com o multímetro PM 2503 (análogo) ou o PM 2513 (Digital), a alimentação dos circuitos, com a fonte PE 1507 (no conjunto PM 5705E).

Especificações breves:	PM 5705	PM 5704
Faixa de Frequência	0,1Hz a 10MHz em 8 faixas	0,1Hz a 10MHz em 8 faixas
Duração do pulso	50ns a 500ms em 7 faixas	50ns a 500ms em 7 faixas
Amplitude	+ 1 a + 15V I _{max} = 300 mA	TTL- 30 gates "Fan Out"
Impedância de Saída	50 Ω	50 Ω
Saída TTL	Normal e complementar	Normal e complementar
Linha de base variável "DC Off-set"	0 a + 2V	—
Tempo de subida típico	6 ns	10 ns
Saída DC	—	+ 5V 1,5 A _{max}

Exemplo de um exercício

4.10 Retardo de Pulsos III

Há várias maneiras de retardar-se pulsos, com montagens mais, ou menos complicadas. Consegue-se um circuito simples com dois multivibradores mono-estáveis e alguns "Gates" como ilustra a fig. 4.65.

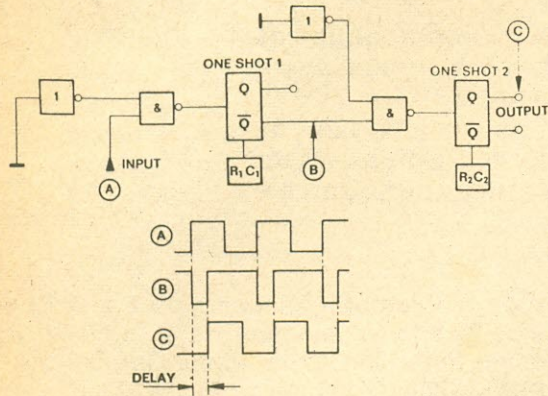


Fig. 4.65.

Os "Gates" são redundantes, pois os mono-estáveis são sincronizados na borda positiva do pulso, o que significa que a saída Q do mono 1 pode ser conectada diretamente na entrada do mono 2. Entretanto, exatamente esta configuração é encontrada numa embalagem TTL simples, o SN 74123. A duração do mono-pulso é determinada pela escolha dos valores R-C e pode ser variada entre 45 ns e infinito.

O retardo é fixado com o mono-1 e será de aproximadamente $0,35 R_1 C_1$ e a duração do pulso de saída será de aproximadamente $0,35 R_2 C_2$.

O fator 0,35 origina-se do limiar de tensão e da dispersão de características do circuito TTL.

Há entretanto, uma maior desvantagem neste método, a saber: os sinais de saída e entrada têm o mesmo ciclo ativo somente para uma frequência particular, a não ser que seja alterado o valor $R_2 C_2$.

Exercício 19

Equipamento necessário:

- 1 Gerador de pulsos PM 5705 (PM 5704)
- 1 Osciloscópio PM 3232 ou PM 3233
- 1 CI SN 74123 com dados técnicos
- 1 Fonte DC (pode ser usado PM 5704)
- 2 resistores $22 K\Omega = R_1, R_2$
- 1 resistor 50Ω
- 1 capacitor $10 nF = C_1$
- 1 capacitor $33 nF = C_2$

Ajuste o gerador de pulsos:

- Tempo de repetição — $500 \mu s$
- Duração — $200 \mu s$

Ajuste o osciloscópio:

- Tempo / cm — $100 \mu s$
- Trigg. Ext. — +

Meça o retardo, a duração e compare com os valores calculados.

Com $R_1 = 22 K\Omega, C_1 = 10 nF$, o retardo será de aproximadamente $0,35 \times 220 = 75 \mu s$.

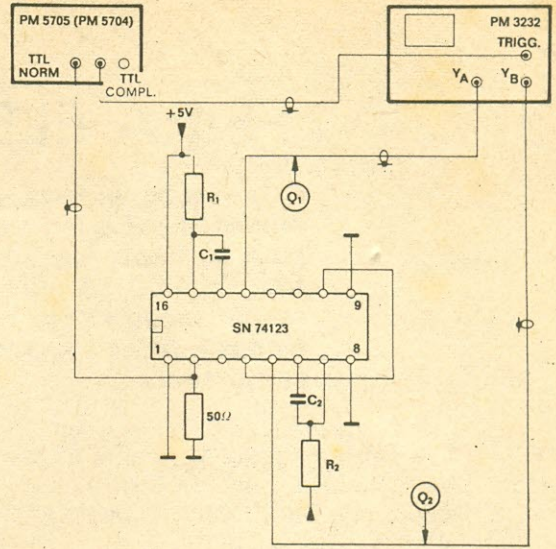


Fig. 4.66. (Montagem de teste)

Se $R_1 = 22 K\Omega, C_1 = 33 nF$, a duração do pulso de saída será $0,35 \times 700 = 250 \mu s$.

Note que a duração para Q_1 e Q_2 é independente da duração do pulso de entrada. (veja Fig. 4.67)

Por tratar-se de um conjunto que propicia desenvolvimento numa técnica sofisticada e atual, ele torna-se indispensável nos centros de treinamento industriais, bem como em escolas técnicas e Universidades.

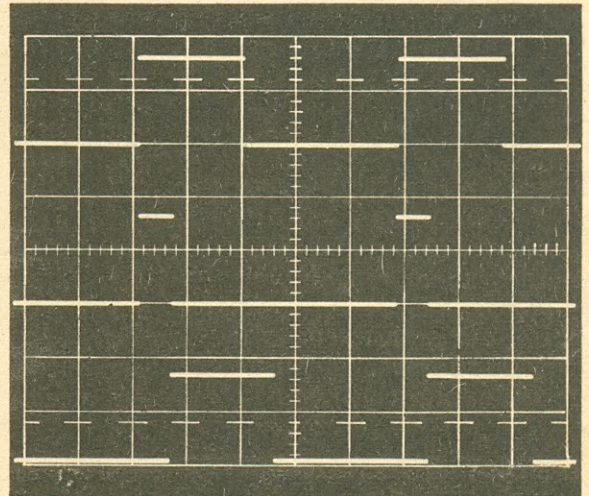


Fig. 4.67 — Traço superior: Sinal de entrada

Traço do meio: Q_1 retardo é proporcional a $R_1 \times C_1$.

Traço inferior: Q_2 sinal de saída, a duração é proporcional a $R_2 \times C_2$.

Para consultas sobre a linha de geradores de pulsos e osciloscópios para aplicações digitais, escreva ou telefone para S/A. Philips do Brasil, Avenida Nove de Julho, 5.229 - 7.º andar - tel. 282-1611.

FEIRA ELETRÔNICA

Esta seção publica gratuitamente anuncios enviados pelos leitores. Envie sua mensagem para A. Fanzeres, Cx. Postal 2483 - ZC-00, Rio, 20.000. A direção da revista não se responsabiliza pelo estado dos artigos anunciados e pelas transações entre anunciantes e compradores.

AUTORAMA — Série Fitipaldi 12 v. com transformador bom estado. Edmar da Silva Oliveira, tel. 351-0603, rua São Leonardo, 417, apt. 301, Vista Alegre, Rio, 20.000.

GERADOR BARRA — Desejo adquirir esquema para construção gerador de barra. Antídio de Souza Matos rua de Estância, 1451, cx. postal 430, Aracajú, 49.000, SE.

TRANSFORMADOR AUTOMÁTICO — Em ótimo estado, vendo, de núcleo saturado, marca INTRAL entrada 150-260 volts, saída 220 volts 1,6A. 60 Hz. Preço Cr\$ 750,00. Teotônio Ko Freitag, rua 2450 n.º 201, Balneário Camboriú, SC tel. (0473) 660120.

TRANSISTOR NEC C900 — Necessito de um transistor NEC C900 U29. Quem tiver, entrar em contato com Aqoldo Ferreira Lima, Praça Manoel Duarte, 139, Pajuçaro, Maceió, AL.

PEDIDO — Colegas que tenham livros e revistas que não mais desejem, por favor entrar em contato com Antonio Bergamarco, rua S. João, 473, Birigui, 16.200, SP.

SITENTIZADOR — De qualquer marca ou potência, desejo adquirir esquema. Carlos Eduardo de Almeida Prederli, rua João Gurgel, 2173, Araraquora, 14.800, SP.

CQ CQ CQ — Ineressados na faixa de 11 metros(comunique-se com Carlos Alberto Pastrello, rua 7 de Setembro, 835, Bariri, SP.

MATERIAL USADO — Compro. Alberto Klug Neto, Cx. P. 158, Timbó, SC, 80.120.

ESQUEMA TRANSMISSOR — Estou interes-

sado em comprar esquema de transmissor (e amplificadores também) de 10 a 50 W. Agui-naldo Luiz Viana, rua Minas Gerais, 791, Cx. Postal 223, Divinópolis, 35.500, MG.

AUDIO-TROCA IDÉIAS — Colegas de todo o Brasil — interesse-me por assuntos de áudio e desejaria trocar idéias, experiência, esquema, teorias, pesquisas etc. Auro Ferreira Barreiro, rua Abdon Zacharias s/n, Boca do Acre, 69.850, AM.

CURSOS — O Clube Baiano de Eletrônica necessita do curso completo da Ocidental Schools. Só o material impresso. O material não interessa. Colocamos a venda o Curso Monitor completo. Fazemos um apelo para quem tenha livros e material para fazermos troca. Alessandro Lelis da Silva, rua Henrique Dias, 318 apt. 204, bairro do Bonfim, Salvador, 40.000, BA.

RECEPTORES — Marconi R-150 de 2 a 60 Mhz, sensibilidade 1 microvolt. 2 estágios RF, ótimo estado. Cr\$ 10.000,00. Apollon Fanzeres, Cx. Postal 2483, ZC-00, Rio.

CIRCUITOS IMPRESSOS — Fabrico circuitos impressos. Inácio J. Frolich, Cx. Postal 343, S. Cruz do Sul, 96.800, RGS.

TRANSFORMADORES — De qualquer tipo, fabrico em qualquer quantidade. Dylson Transformadores, rua Newton Prado, 37, cj. 102, Rio.

BLOWERS — E outros materiais de transmissão e recepção em ótimo estado. Faça-nos uma visita. Costa, rua das Marrecas, 41, Rá-dio Rei.



LIVROS

A. Fanzeres
Cx. Postal 2483 -ZC-00
20 000, Rio GB

COMENTARIOS SOBRE LIVROS RECENTEMENTE PUBLICADOS



EXPERIÊNCIAS E BRINCADEIRAS COM ELETRÔNICA — Newton C. Braga

O jovem Autor nos brinda com seu primeiro livro, com circuitos práticos onde se alternam aplicações meramente de entretenimento e outras de uso mais geral. A luz psicodélica do p. 5 é bem simples e pode ser construída por estudantes e profissionais. O microfone sem fio em ondas médias também é interessante. Talvez devido ao formato do livro alguns desenhos ficaram muito pequenos (p. 79) o que contudo não tira a clareza dos mesmos.

Ed. Saber Ltda. — SP.

RAPID AUTO TUNE UP & TROUBLESHOOTING — A. E. Evenson

Com a necessidade premente de economizar-se combustível, um livro que ensina como ajustar a carburação, ignição etc. dos automóveis é muito oportuno. Há explicações de como usar o osciloscópio para "afinar" o motor que são muito interessantes.

Ed. TAB BOOKS.

TROUBLESHOOTING WITH THE DUAL-TRACE SCOPE — Robert L. Goodman

Um livro que trata com oportunidade, especificamente, a aplicação do osciloscópio de duplo traço quando aplicado na reparação de televisores a cores. Muito atual.

Ed. TAB BOOKS.

HANDBOOK OF TESTED TRANSISTOR CIRCUITS — H. Ness

A grande voga hoje é de livretos contendo uma série de circuitos práticos que podem ser executados por principiantes ou veteranos. Há sempre lugar, mesmo na bancada do profissional, para uma coleção de circuitos que lhe salvam tempo e dinheiro. Neste particular, indiscutivelmente existem editoras que produzem sempre "best-sellers". Uma delas é a Babani Press, e o livro que estamos comentando não foge a regra. Contém 25 circuitos práticos, experimentados, que vão desde um receptor a diodo até órgão eletrônico, passando por controles de tonalidade, alarma, injetor traçador, ponte de capacidade, oscilador de batimento e outros circuitos bem interessantes.

Ed. Babani Press.

TWO TRANSISTOR ELECTRONIC PROJECTS — F. G. Rayer

O título pode provocar equívocos. Não se trata de "dois projetos" eletrônicos apenas, mas sim do 2.º volume desta série. Na realidade de mais de três dezenas de circuitos, práticos, que funcionam mesmo, todos eles usando pouco material e capazes de serem executados até pelo novato. Muito interessante..

Ed. Babani Press.

EQÜIVALÊNCIA & CARACTERÍSTICAS DE TRANSISTORES — Vol. 4

Já saiu a última série deste interessante livreto, útil a todos que trabalham com transistores. Pedidos a Editora Signo, rua Goiás, 1164 — Rio. Preço Cr\$ 12,00.

CURSO DE TELEVISÃO

Para os leitores que desejarem um circuito em tamanho grande completo, do TV Telefunken do curso de televisão recentemente publicado, enviem Cr\$ 3,00 para

Ed. Signo, rua Goiás, 1164, 20.000, Rio de Janeiro

INDICADOR PROFISSIONAL

Daremos aqui para auxiliar nossos Amigos-Leitores, principalmente do interior, o endereço de algumas firmas que vendem componentes eletrônicos ou prestam serviços técnicos. Esta indicação é absolutamente gratuita, por isto nos reservamos o direito de eliminar qualquer nome de firma que nossos leitores informem não estar servindo satisfatoriamente.

CASA RADIO REI — Condensadores variáveis p/ transmissão, blowers de vários tipos, instrumentos de painel, receptores de comunicação, além de uma infinidade de componentes eletrônicos para transmissão e recepção, novos e usados. Rua das Marrecas 41, sr. Costa, Rio. 20.000.

IDIM-KIT — Kits prontos de vários circuitos: luz psicodélica, intervaladores, ignição eletrônica, intervalador para limpar parabrisa etc. Atende pelo reembolso em todo o Brasil. Av. Santo Amaro 5186, S. Paulo, SP, Sr. Antônio.

INSTRUMENTOS ELÉTRICOS ENGRO-VOM, indicadores digitais, pirômetros etc. Rua das Margaridas 221, S. Paulo, SP.

CASA RÁDIO TELETRON LTDA. Atende pelo reembolso. Procurar srs. Brasil ou Alexandre. Rua Santa Efigênia 569, tel. 220-7799, Capital, SP.

TRANSFORMADORES — Desde miliwatts até vários KW. Sob encomenda. **DYLSON TRANSFORMADORES LTD.** Rua Newton Prado 37 cj. 102. Rio.

REPARAÇÃO DE INSTRUMENTOS — Avo-bras Ltda. Laboratório Eletro-Técnico Especializado. Conserto de aparelhos de preci-

são e medida, de medicina em geral, eletrônicos e de telecomunicações. Rua Gonzaga Bastos 212-A, Rio — Tel. 288-8298. Engenheiro Paulo Alves da Silva.

LOJAS NOCAR — Componentes eletrônicos de qualidade. Rua da Quitanda 48 — Rio.

ELETRÔNICA IPIRANGA — Atende pelo reembolso. Componentes eletrônicos, alto falantes, caixas acústicas, gravadores e antenas para TVC. Rua Bom Pastor 268, Ipiranga, Capital, SP — Tel. 273-5402 e 273-0947 — Oswaldo.

MAGNATON — Componentes eletrônicos de qualidade. Av. Marechal Floriano 41 — Rio. Sr. Moreira ou Manuel.

CASA URAYR — Componentes eletrônicos — Rua Ana Barbosa 34-A — Méier, Rio.

CONCERTO DE MEDIDORES — Bernardino Migliorato & Cia. Ltda. Rua Vitória 562 — Sobreloja, S. Paulo, SP.

LÂMPADAS — De todos os tipos, para instrumentos, indicadores, cinema, aparelhos etc. **CASA ALBERCI.** Av. Marechal Floriano 167-A, 2.º andar sala 301, tel. 232-2842, Rio.

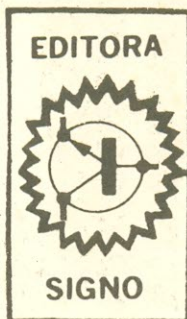
PUBLICAÇÕES DA EDITORA SIGNO LTDA.
Orientação de A. FANZERES

RÁDIO-TV TÉCNICO.....	Cr\$ 12,00
ELETRÔNICA PARA TODOS.....	Cr\$ 12,00
MUNDO ELETRÔNICO	Cr\$ 12,00
ESQUEMAS.....	Cr\$ 12,00
CIRCUITOS FECHADOS... ..	Cr\$ 12,00
COLETÂNEAS DE CIRCUITOS.....	Cr\$ 12,00
CIRCUITOS INTEGRADOS.....	Cr\$ 12,00
CURSO DE TREINAMENTO DE TRANSISTORES PHILCO.....	Cr\$ 12,00
CURSO DE TRANSISTORES TELEFUNKEN.....	Cr\$ 12,00

Pedidos para Rua Goiás, 1.164 – Quintino.

para consulta

Cole este cupão na carta
em que fizer sua consulta.
Escreva sucintamente sua



consulta, enviando nome,
endereço, código postal,
claramente.

CUPÃO DE ASSINATURA

Estou enviando junto à presente a importância de Cr\$60,00 para
uma assinatura de seis números ou edições consecutivas de
Eletrônica Para Todos, a partir da próxima edição.

Nome
Endereço
Município Estado
CEP Data

Escreva claramente. Envie a importância em vale postal, cheque ou valor negociável no Rio, à Editora
Signo Ltda, Rua Goiás 1164, 20.000, Rio

A higiene do seu lar
depende de produtos
sempre atualizados

NOVO!



AGORA APRESENTAMOS O

DES-ODOR

LÍQUIDO
SB

DES-ODOR S.B. é um líquido desinfetante de aroma e propriedades germicidas comprovadas.

DES-ODOR S.B. é fabricada sob o mais rigoroso controle de laboratório que assegura ao consumidor os mais altos padrões de qualidade, uniformidade, pureza e desempenho de suas propriedades específicas.

O aroma moderno, puro e revigorante de DES-ODOR S.B. faz acabar o cheiro característico de desinfetantes antigos, de hospital ou de "casinha do interior".

A essência de DES-ODOR S.B., por conter fixador, é de mais longa duração, e com o tempo não muda, não se deteriora e nem se extingue.

E as propriedades germicidas de DES-ODOR S.B.®

Estas são fabulosas. DES-ODOR S.B. penetra em todas as cavidades e se espalha em todas as superfícies matando os germes causadores de doenças e maus odores.

DES-ODOR S.B. é para ser usado em S.B. (Superfície Bruta).

Para a limpeza e desinfecção de todas as superfícies laváveis como pisos, ladrilhos, persianas, vidraças, fogões, cozinhas, banheiros, use DES-ODOR S.B. embebido em uma esponja e passe-o em todas as superfícies.

Para desinfecção e desodorização de vasos sanitários, ralos, esgotos, lixeiras e outros locais onde se torne necessário, use DES-ODOR S.B. despejando-o ou pulverizando-o puro nestas superfícies.

DES-ODOR S.B. é um produto legal; a sua fórmula está de acordo com as exigências das autoridades sanitárias: é anti-polluição e bio-degradável. DES-ODOR S.B. está registrado no Serviço Nacional de Fiscalização da Medicina e Farmácia (S.N.F.M.F.) sob o n.º 1596/73.

DES-ODOR S.B. é fornecido para uso doméstico em embalagens plásticas contendo 1000 ml. É 1 LITRO MESMO! é funcional e decorativa.

INQUISA - Indústria Química Santa Antônio S/A.
Rua Emílio Zaluar, 118, Tel. 260-1844, 260-0768 - Rio de Janeiro - Estado da Guanabara.
Indústria Brasileira - CGC - 34.291.484/0001-97