

**SABER**

# ELETRÔNICA

A REVISTA DO PROFISSIONAL DE ELETRÔNICA

**COMO COMPOR UM SISTEMA  
DE TV VIA SATÉLITE**

**6 CONVERSORES DC-DC**

**AMPLIFICADOR DE 7 W**



**5**

**PROJETOS PARA VALORIZAR  
SEU CARRO**

## CAPA

## 5 - 5 Projetos para valorizar seu carro:

- Alarme com Temporização Tripla
- Luz de Cortesia Inteligente
- Alerta de Ré
- Acionador Automático de Lanternas
- Lembrete de Lanterna Acesa



5 Projetos para valorizar seu carro

## SEÇÕES

- 05 - Seção do Leitor
- 06 - Notícias & Lançamentos
- 12 - Informativo Industrial
- 79 - Reparação Saber Eletrônica  
(fichas de nºs 480 a 483)
- 81 - Guia de Compras Brasil

## MONTAGENS

- 30 - TDA 3048 Receptor Infravermelho
- 33 - Gerador CMOS de 30 Hz a 300 kHz

## SABER "SERVICE"

- 59 - Características e Substituições de transistores
- 65 - Qual é o culpado?
- 67 - Práticas de Service

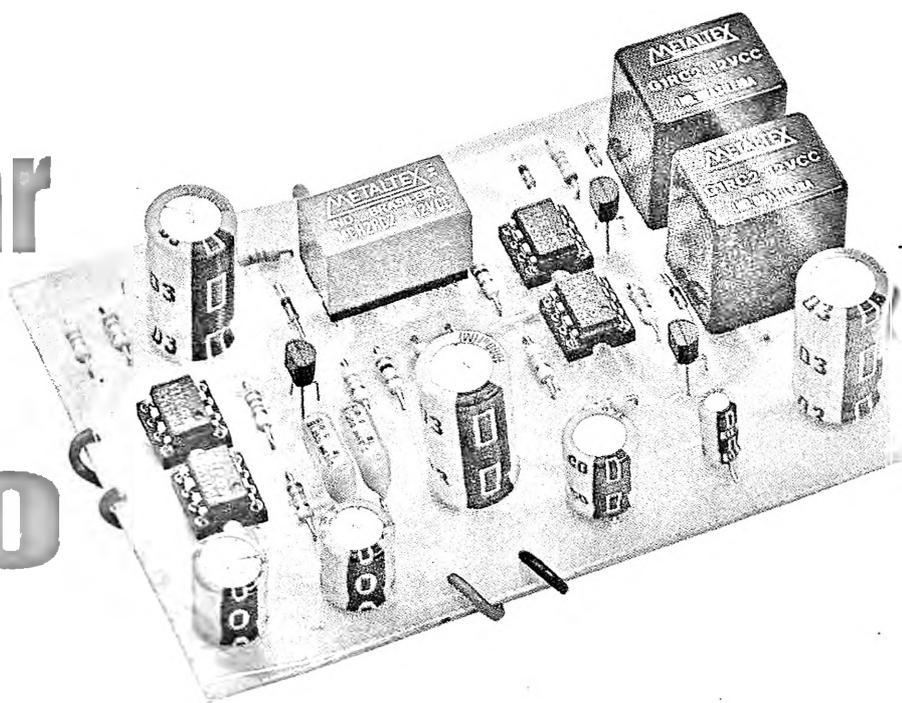
## SABER PROJETOS

- 41 - Conversores DC/DC
- 48 - Amplificador de 7 W
- 50 - Carregador de baterias
- 52 - Termostato simples de emergência
- 54 - Controle de velocidade DC
- 56 - Projetos de Leitores

## DIVERSOS

- 24 - Como montar um sistema de TV via Satélite
- 73 - Microcontrolador de 8 bits 80C51  
(Parte 3)

# 5 Projetos para valorizar seu carro



**Newton C. Braga**

Os recursos eletrônicos que tornam a vida mais simples e mais cômoda, além de segura, estão presentes em toda parte. A utilização de automações e controles inteligentes em residências já é uma realidade, saindo das barreiras dos laboratórios e indústrias. Mesmo nos carros, a quantidade de recursos que tornam o veículo mais seguro, mais simples de dirigir e mais eficiente é enorme. O carro "inteligente", como poderíamos chamar, já é uma realidade que vai desde as ignições e injeções controlados por microcomputadores até coisas relativamente simples, mas importantes, como luzes de cortesia, alarmes, alertas de ré e de direção, controles automáticos de limpadores de pábrisa e muitas outras. Se você tem um carro ainda da geração "burra" e deseja levá-lo alguns anos à frente, com recursos eletrônicos que ele não possui, este artigo é uma excelente oportunidade para isso. Descrevemos 5 projetos para valorizar o seu carro, e que em muitos casos já são equipamentos obrigatórios nos modelos mais caros e avançados.

Dizem que chegará o dia em que não precisaremos mais dirigir o nosso carro. Bastará entrar, sentar e ordenar para que ele siga até o local que pretendemos. Guias instalados sob as ruas estarão constantemente enviando informações sobre o tráfego e localização para um microcomputador que se encarrregará de levar o carro ao destino desejado, optando sempre pelo melhor caminho.

Se você acha que este sistema está longe da realidade está enganado, pois em versão simplificada ele já existe na Alemanha, fazendo tudo o que dissemos em relação aos cabos sob vias e informações sobre distâncias e trânsito, ficando apenas o comando geral do veículo ao motorista. Se os veículos modernos já vêm equipados com uma série de melhorias eletrônicas que tendem para

o que dissemos, você que possui um modelo mais antigo ou mais simples deve estar interessado na possibilidade de acrescentar certos recursos importantes ao seu carro.

A habilidade eletrônica de montar pode ser muito útil neste caso, daí termos selecionado 5 projetos que vão de algo sofisticado até simples, para os leitores que desejam dar um pouco de "inteligência" ao seu carro.

Os projetos que descrevemos são:

- a) Alarme com temporização tripla
- b) Luz de cortesia inteligente
- c) Alerta de ré
- d) Acionador automático de lanternas
- e) Lembrete de lanterna acesa

### PROJETO 1

## ALARME COM TEMPORIZAÇÃO TRIPLA

As três temporizações deste alarme o tornam muito eficiente e com desempenho comparável ao de muitos tipos comerciais. Sua instalação é simples, sendo acionado pelos in-

terruptores das lâmpadas nas portas ou ainda por sensores e interruptores no capô, porta-malas e onde quer que possa ocorrer uma violação.

Sua operação pode ser analisada de maneira simples:

a) Pressionando S<sub>1</sub>, temos aproximadamente 20 segundos para sair do carro.

b) Uma vez ativado de modo automático, se o veículo for invadido há um tempo de 10 segundos, aproximadamente, antes do disparo da buzina e inibição do sistema de ignição. Estes 10 segundos servem para que o proprietário, entrando no veículo, desligue a alimentação do circuito através do interruptor S<sub>1</sub>.

c) Uma vez disparado o alarme, a ignição é inibida e a buzina é aciona-

da de modo intermitente por um tempo de 3 minutos a 6 minutos, conforme a escolha do montador.

d) Após o tempo indicado o alarme pára e, se a chave violada for novamente fechada e aberta, ocorre novo disparo.

### Funcionamento

Na figura 1 temos o diagrama completo do alarme.

São usados 4 circuitos integrados 555 nas configurações de monoestável e astável, além de 3 relés ativados no nível alto das saídas dos integrados 555 correspondentes, via transistores.

O primeiro 555 (CI<sub>1</sub>) opera como monoestável, desligando a alimentação do alarme por um tempo deter-

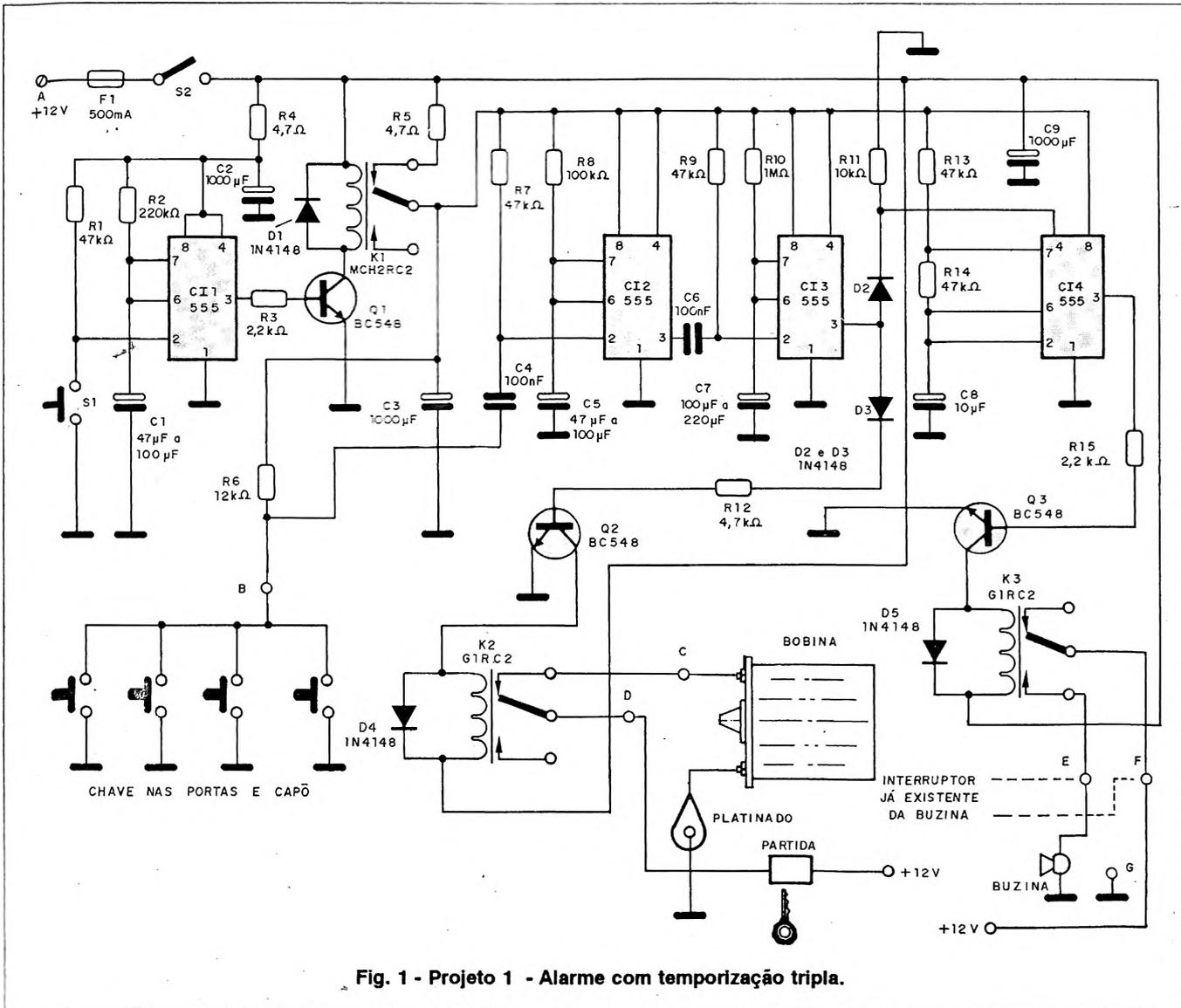


Fig. 1 - Projeto 1 - Alarme com temporização tripla.

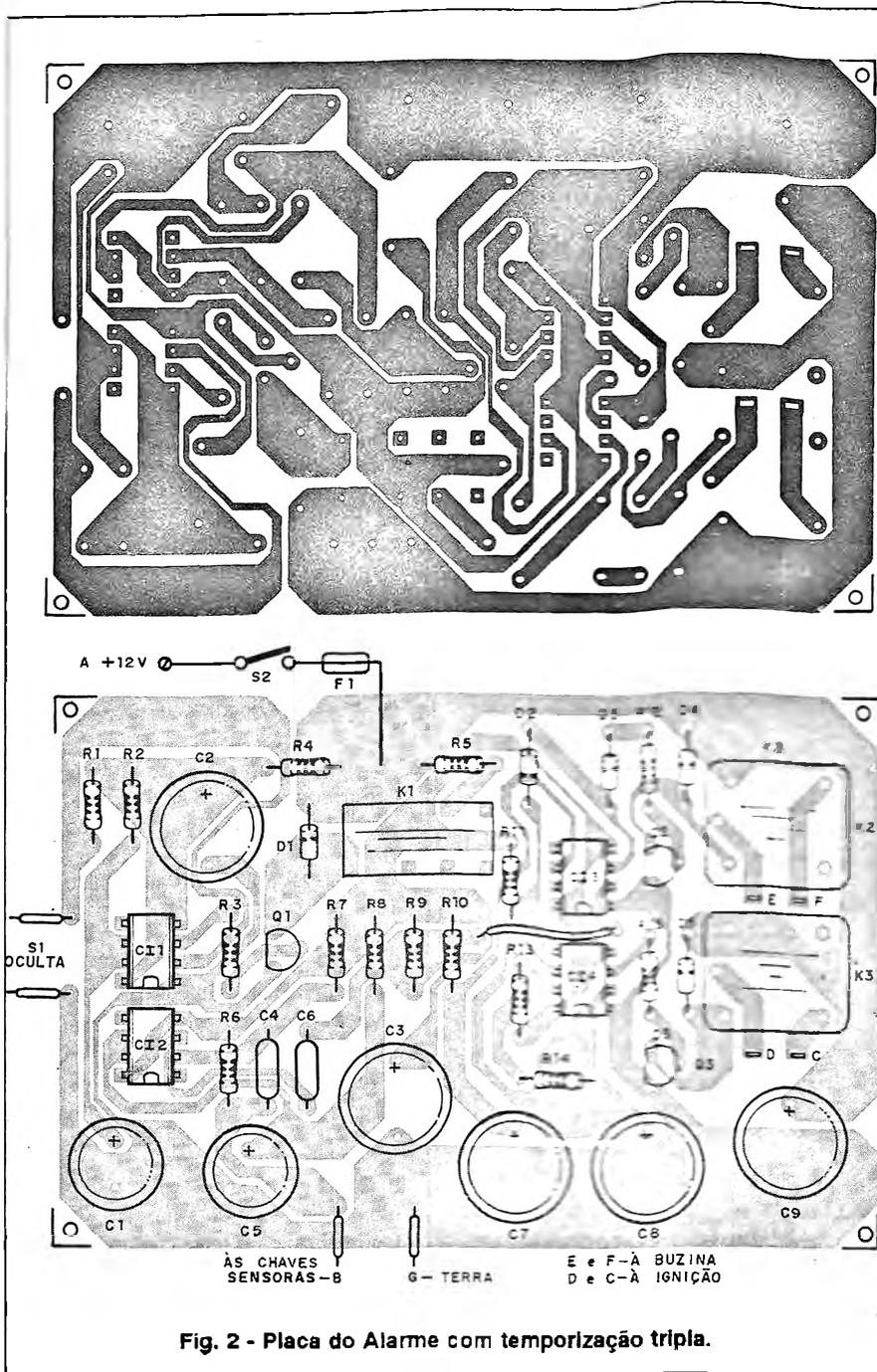


Fig. 2 - Placa do Alarme com temporização tripla.

minado por  $R_2$  e  $C_1$  quando S. leva sua entrada momentaneamente ao nível baixo.

No final da temporização a alimentação do alarme é estabelecida. O usuário, pelo dimensionamento de  $C_1$  e  $R_2$ , tem aproximadamente 20 segundos para sair e fechar o carro.

Quando a alimentação é estabelecida, o alarme fica pronto para operação.

O circuito formado por  $R_5$  e  $C_3$  impede a aplicação brusca de tensão nos 555 seguintes, o que poderia causar seu disparo imediato.

O alarme é ativado quando qualquer uma das chaves ligadas ao ponto B levar o pino 2 do integrado  $CI_2$ , via  $C_4$ , por um momento ao nível baixo.

A saída deste integrado irá então ao nível alto por um tempo que depende de  $R_8$  e  $C_5$ . Este tempo é o pré-disparo, ou espera, e dura aproximadamente 10 segundos. Alterando  $R_8$  podemos ter tempos maiores.

Quando a saída de  $CI_2$  vai ao nível alto, nada acontece com o próximo monoestável ( $CI_3$ ), pois neste tipo de circuito o disparo ocorre quando a

entrada (pino 2) vai ao nível baixo. Assim, no final da temporização de  $CI_2$ , quando sua saída volta ao nível baixo, é que temos o disparo de  $CI_3$ .

Com o disparo, sua saída (pino 3) vai ao nível alto por um tempo determinado por  $R_{10}$  e  $C_7$  entre 3 e 6 minutos, aproximadamente. Neste intervalo o relé  $K_2$  fecha seus contatos, desligando a ignição do carro.

Ao mesmo tempo é habilitado  $CI_4$ , que está na configuração de astável, com frequência determinada por  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  e  $C_8$ .

O relé ligado via  $Q_3$  à saída de  $CI_4$  passará então a abrir e fechar seus contatos, acionando a buzina de modo intermitente pelo tempo determinado por  $R_{10}$  e  $C_7$ .

No final deste intervalo, de 3 a 6 minutos, o sistema desliga e fica pronto para novo acionamento. Este desligamento evita o desgaste da bateria em caso de um acionamento errático, quando o dono do veículo não pode intervir imediatamente.

### Montagem

Na figura 2 temos a disposição dos componentes numa placa de circuito impresso.

Todo o conjunto deve ser encerrado numa caixa blindada para se evitar que umidade ou pó venham causar problemas de funcionamento. Os circuitos integrados, assim como os relés, podem ser instalados em soquetes. Os relés admitem equivalentes, mas lembramos que tanto  $K_2$  como  $K_3$  devem ter contatos de pelo menos 8 A.

Os transistores também admitem equivalentes, assim como os diodos.

Para conexão aos diversos pontos do carro usamos terminais com parafusos, indicados com as letras de A até G.

Será interessante posicionar o circuito de modo que os pontos C e D fiquem mais próximos possíveis do cabo que alimenta a bobina de ignição, já que ele deve ser interrompido. Este ponto é importante e deve ser protegido, pois em caso de falha do alarme que provoque o fechamento de  $K_2$ , sem retorno, basta curto-circuitar C com D para que o veículo volte a funcionar novamente. Desligando E a buzina será desativada, em caso de emergência.

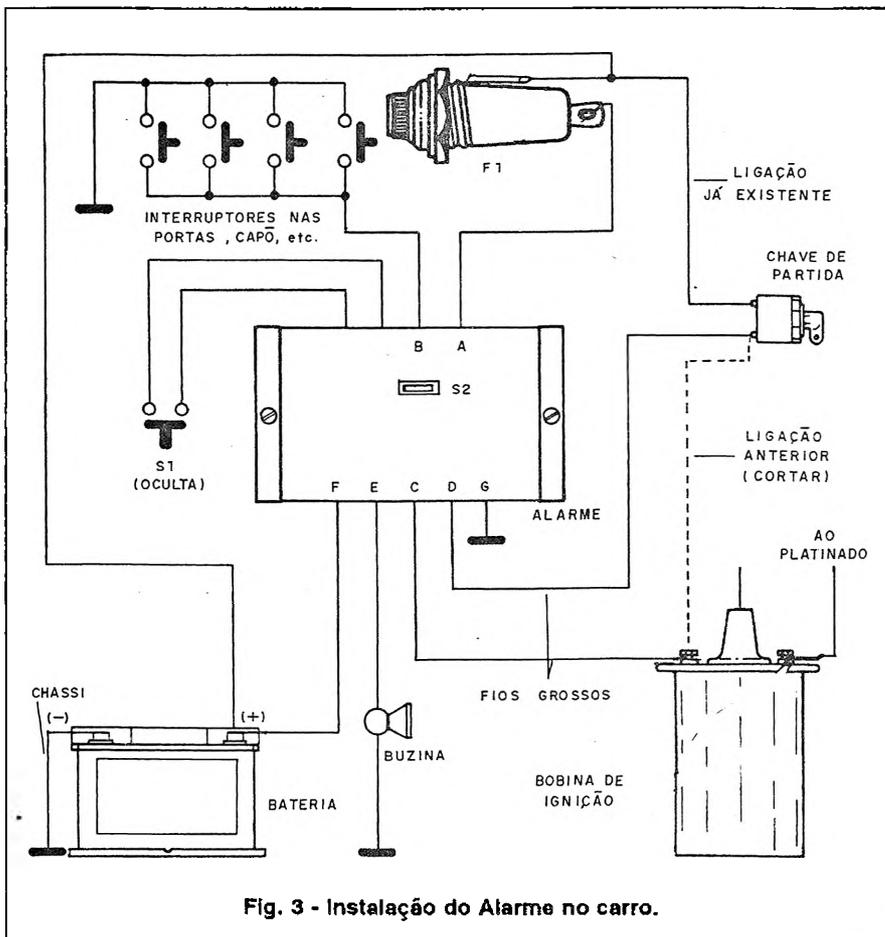


Fig. 3 - Instalação do Alarme no carro.

## Instalação e Uso

Na figura 3 temos o modo de se fazer a instalação do alarme no carro.

Observe que alguns fios, que conduzem correntes mais intensas, devem ser mais grossos.

O número de interruptores ligados ao ponto B não tem limite, dependendo apenas de quantos locais devem ser protegidos.

Sensores do tipo NA (normalmente abertos) como *reed-switches*, sensores de vibração etc, podem ser usados.

Uma vez instalado, verifique seu funcionamento.

Para usar lembre-se que:

- Ao sair do veículo aperte o botão S<sub>1</sub>. Feche o veículo antes de 10 segundos.

- Ao voltar, entre e feche as portas rapidamente, apertando em seguida S<sub>1</sub> antes do disparo (o alarme continuará ativado nestas condições). Se quiser, desligue-o totalmente em S<sub>2</sub>.

- Em caso de disparo, aperte S<sub>1</sub> ou desligue S<sub>2</sub>.

## PROJETO 2

### LUZ DE CORTESIA INTELIGENTE

Quando as portas de um veículo são fechadas, automaticamente a luz interna apaga. Isso ocorre normalmente, antes que os passageiros tenham tempo de se acomodar. É interessante que depois de fechadas as portas, por alguns segundos ainda as luzes internas se mantenham acesas, para depois apagarem automaticamente. Isso pode ser conseguido com o circuito que descrevemos.

A temporização neste circuito pode ser ajustada entre alguns segundos e até perto de 2 minutos, via P<sub>1</sub>. O circuito não usa relé e é fácil de adaptar em qualquer carro.

### Funcionamento

Na figura 4 temos o diagrama completo da luz de cortesia temporizada.

Quando qualquer dos interruptores das portas for fechado, a lâmpada

## LISTA DE MATERIAL

### Projeto 1

#### Semicondutores:

C<sub>1</sub> a C<sub>4</sub> - 555 - circuitos integrados  
 Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub>, Q<sub>3</sub> - BC548 ou equivalente - transistores NPN de uso geral.  
 D<sub>1</sub> a D<sub>5</sub> - 1N4148 ou equivalentes - diodos de silício

#### Resistores (1/8 W, 5%):

R<sub>1</sub>, R<sub>7</sub>, R<sub>9</sub>, R<sub>13</sub>, R<sub>14</sub> - 47 kΩ  
 R<sub>2</sub> - 220 kΩ  
 R<sub>3</sub>, R<sub>15</sub> - 2,2 kΩ  
 R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> - 4,7 Ω  
 R<sub>6</sub> - 12 kΩ  
 R<sub>8</sub> - 100 kΩ  
 R<sub>10</sub> - 1 MΩ  
 R<sub>11</sub> - 10 kΩ  
 R<sub>12</sub> - 4,7 kΩ

#### Capacitores:

C<sub>1</sub> - 47 μF a 100 μF - eletrolítico de 16 V  
 C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>9</sub> - 1 000 μF - eletrolíticos de 16 V  
 C<sub>4</sub>, C<sub>6</sub> - 100 nF - poliéster ou cerâmicos  
 C<sub>5</sub> - 47 μF a 100 μF - eletrolítico de 16 V  
 C<sub>7</sub> - 100 μF a 220 μF - eletrolítico de 16 V  
 C<sub>8</sub> - 10 μF - eletrolítico de 16 V

#### Diversos:

K<sub>1</sub> - MCH2RC2 - Relé de 12 V x 2 A - Metaltex ou equivalente  
 K<sub>2</sub>, K<sub>3</sub> - G1RC2 - Relé de 12 V x 10 A - Metaltex ou equivalente  
 F<sub>1</sub> - Fusível de 500 mA  
 S<sub>1</sub> - Interruptor de pressão NA  
 S<sub>2</sub> - Interruptor simples  
 Placa de circuito impresso, caixa para montagem, soquetes para os circuitos integrados e relés, ponte de terminais com parafusos, fios, solda etc.

do teto acende e o transistor Q<sub>1</sub>, que estava saturado, mas com baixo consumo, vai ao corte.

No momento em que a porta é fechada, o transistor volta à saturação, e com isso C<sub>1</sub> aplica um pulso negativo na entrada do monoestável 555, que dispara.

Com o disparo do monoestável o transistor de efeito de campo satura, mantendo acesa a lâmpada. O tempo em que ele se mantém saturado é o tempo do monoestável, dado por C<sub>2</sub> e pelo ajuste de P<sub>1</sub>.

No final da temporização o transistor Q<sub>1</sub> satura novamente e se mantém em espera. Na condição de espera a

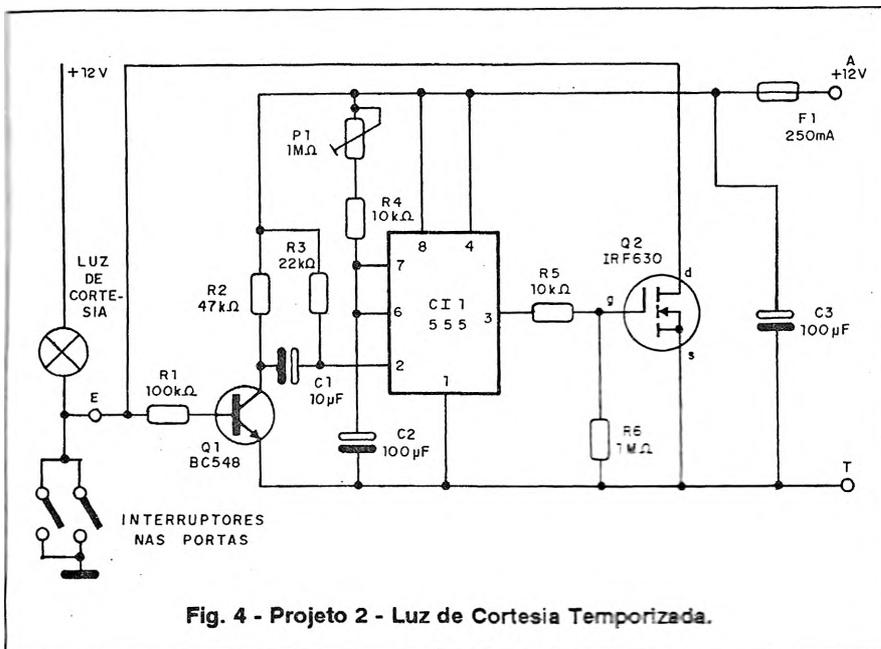


Fig. 4 - Projeto 2 - Luz de Cortesia Temporizada.

corrente que circula é bastante pequena, determinada pelo resistor de 47 kΩ, não comprometendo a bateria.

### Montagem

Na figura 5 temos a disposição dos componentes num pequena placa de circuitos impresso.

Sugerimos a utilização de um soquete para o circuito integrado.

O transistor de efeito de campo de potência deve ser dotado de radiador de calor. Qualquer equivalente com corrente de dreno superior a 2 A pode ser usado.

Na verdade, pode também ser usado um Darlington comum com uma

pequena queda de tensão entre coletor e emissor.

### Instalação e Uso

Na figura 5 temos o modo de se fazer a instalação do aparelho no car-

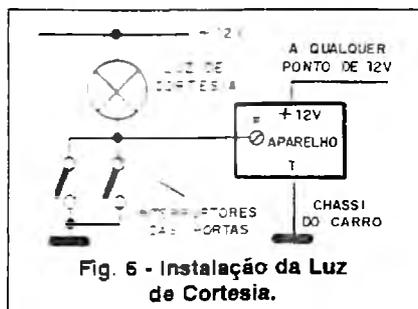


Fig. 5 - Instalação da Luz de Cortesia.

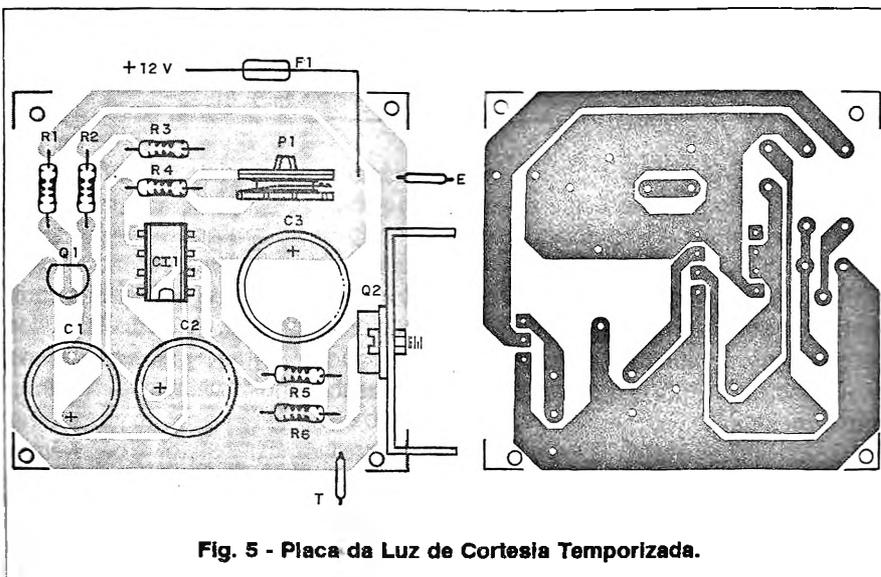


Fig. 5 - Placa da Luz de Cortesia Temporizada.

ro, aproveitando como fonte de alimentação sua bateria e os interruptores das portas para acionamento.

O aparelho ficará numa caixa plástica bem fechada de modo a não receber a ação do tempo. Feita a instalação e a prova de funcionamento, ajuste  $P_1$  para o tempo que julgar necessário.

## LISTA DE MATERIAL

### Projeto 2

#### Semicondutores:

- CI<sub>1</sub> - 555 - circuito integrado
- Q<sub>1</sub> - BC548 ou equivalente - transistor NPN de uso geral
- Q<sub>2</sub> - IRF640, IRF630 ou equivalente - FET de potência (ver texto).

#### Resistores (1/8 W, 5%):

- R<sub>1</sub> - 100 kΩ
- R<sub>2</sub> - 47 kΩ
- R<sub>3</sub> - 22 kΩ
- R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> - 10 kΩ
- R<sub>6</sub> - 1 MΩ
- P<sub>1</sub> - trimpot de 1 MΩ

#### Capacitores:

- C<sub>1</sub> - 10 μF - eletrolítico de 16 V
- C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> - 100 μF - eletrolítico de 16 V

#### Diversos:

- F<sub>1</sub> - Fusível de 250 mA
- Placa de circuito impresso, soquete para o integrado, caixa para montagem, radiador de calor para Q<sub>2</sub>, fios, solda etc.

## PROJETO 3

### ALERTA DE RÉ

Este circuito emite um bip sonoro com bom volume quando a marcha-à-ré é engatada. O pequeno alto-falante piezoelétrico é instalado na parte traseira do carro de modo a ser ouvido pelas pessoas que eventualmente possam estar atrás do veículo durante sua manobra de ré.

Simple de montar e instalar, ele é acionado pela própria alavanca de mudança de marcha (câmbio), que já possui um interruptor que aciona as luzes de ré.

O circuito é um oscilador com base no 4093B e tem uma etapa de potência com um transistor Darlington do tipo TIP120.

## Montagem

Na figura 7 temos o diagrama completo do Alerta de Ré. A disposição dos componentes numa pequena placa de circuito impresso é mostrada na figura 8.

O integrado deve ser montado num soquete, e o transistor precisa de um pequeno radiador de calor.

O transdutor pode ser tanto um pequeno alto-falante comum como um *tweeter* piezoelétrico.

O ponto A vai ao fio que alimenta as luzes de ré. Para a ligação do *tweeter* piezoelétrico (TW) use fios paralelos bem isolados.

## PROJETO 4

### ACIONADOR AUTOMÁTICO DE LANTERNAS

Este circuito acende automaticamente as lanternas quando escurece, desde que a chave de ignição esteja

## LISTA DE MATERIAL

### Projeto 3

#### Semicondutores:

CI<sub>1</sub> - 4093B - circuito integrado CMOS

Q<sub>1</sub> - TIP120 - transistor Darlington de potência (SID)

D<sub>1</sub> - 1N4148 - diodo de uso geral

#### Resistores (1/8 W, 5%):

R<sub>1</sub>, R<sub>4</sub> - 10 kΩ

R<sub>2</sub> - 470 kΩ a 1 MΩ

R<sub>3</sub> - 47 kΩ

#### Capacitores:

C<sub>1</sub> - 1 μF - poliéster ou eletrolítico de 16 V

C<sub>2</sub> - 470 nF a 1 μF - poliéster ou eletrolítico de 16 V

C<sub>3</sub> - 47 nF - poliéster ou cerâmico

C<sub>4</sub> - 1 000 μF - eletrolítico de 16 V

#### Diversos:

F<sub>1</sub> - Fusível de 250 mA

TW - *tweeter* piezoelétrico de 4 ou 8 Ω

Placa de circuito impresso, caixa para montagem, radiador de calor para Q<sub>1</sub>, fios, solda etc.

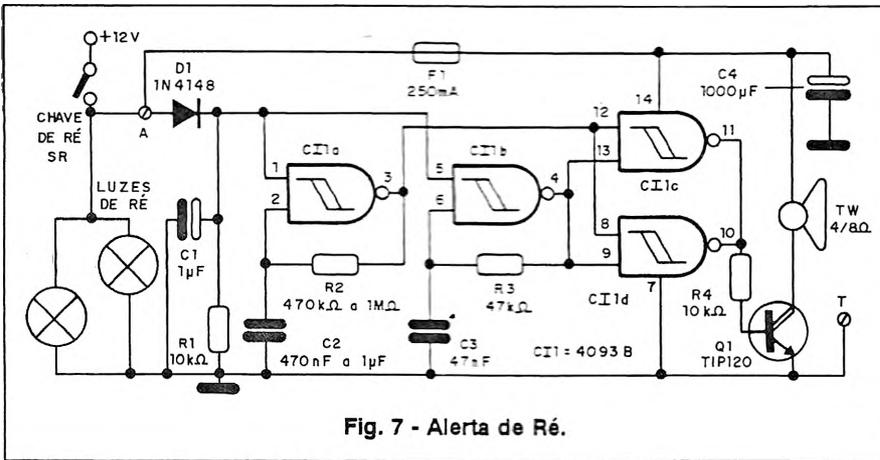


Fig. 7 - Alerta de Ré.

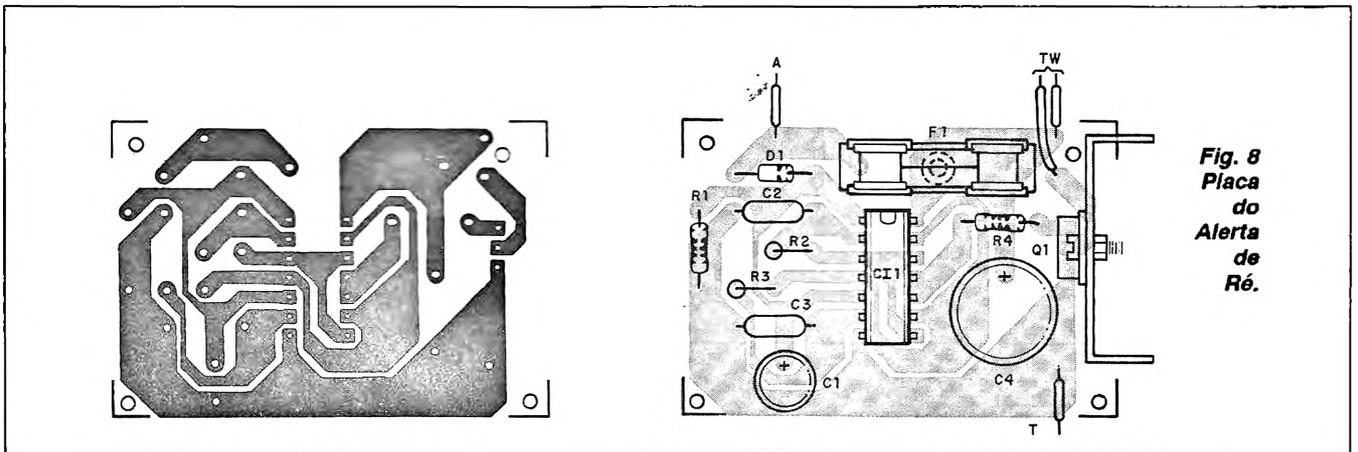


Fig. 8  
Placa do Alerta de Ré.

## Prova e Uso

Para provar o aparelho basta alimentá-lo com 12 V.

A intermitência dos bips é dada pelo resistor R<sub>2</sub> e pelo capacitor C<sub>2</sub>. Estes componentes podem ser alterados numa boa margem de valores, assim como R<sub>3</sub> e C<sub>3</sub>, que determinam o tom dos bips.

Comprovado o funcionamento é só fazer a instalação.

O ponto T é ligado a qualquer terra (chassi).

acionada.

O ajuste do ponto em que as lanternas são acesas é feito num trimpot, e o sensor é um LDR.

Um capacitor de alto valor no circuito sensor impede que ocorra o acionamento errático pela passagem em sombras ou por escurecimentos muito rápidos.

Como são usados circuitos CMOS, o consumo da unidade é extremamente baixo na condição de espera (sem as lanternas acionadas).

A instalação no veículo é simples

e só existe um ajuste a ser feito.

## Montagem

Na figura 9 temos o diagrama completo do aparelho. A disposição dos componentes numa placa de circuito impresso é mostrada na figura 10.

O circuito integrado deve ter soquete, e o transistor de potência deve ter um radiador de calor.

O LDR usado como sensor pode ser de qualquer tipo redondo comum, pequeno ou grande. Este componen-

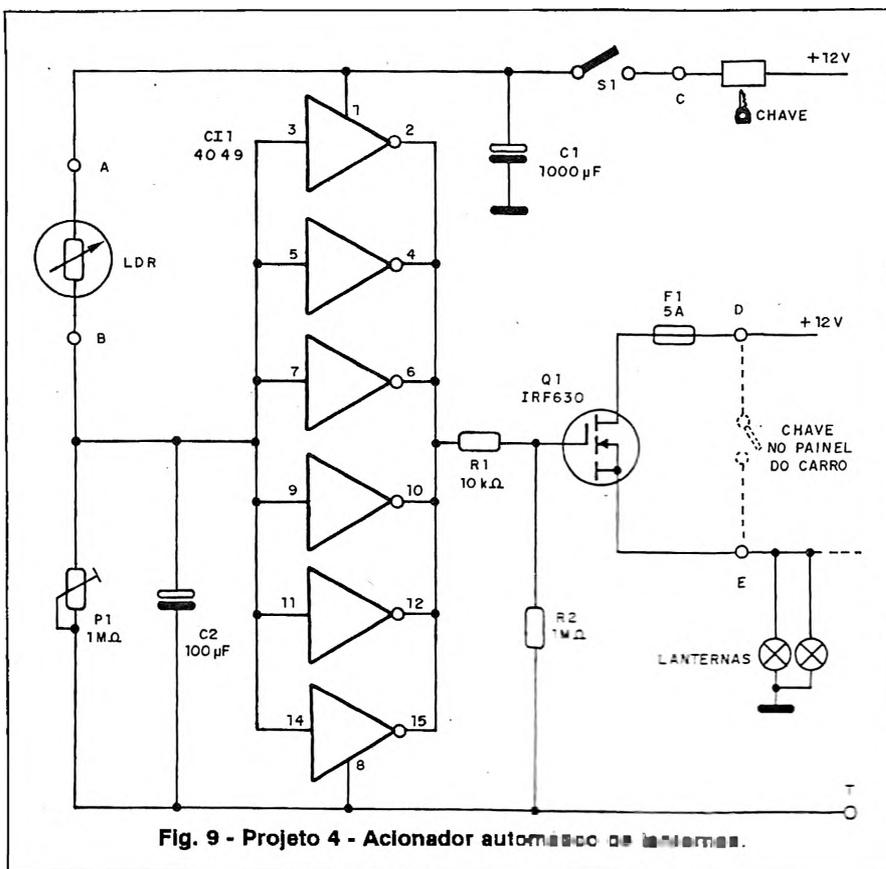


Fig. 9 - Projeto 4 - Acionador automático de lanternas.

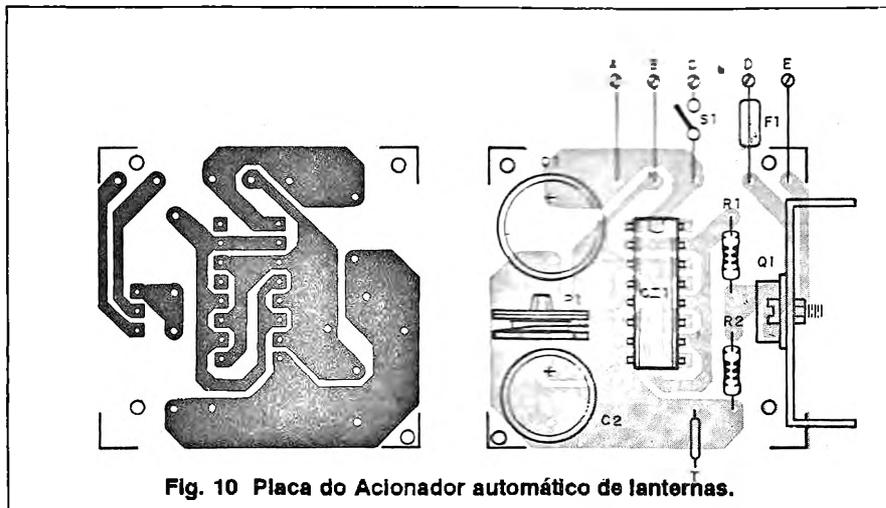


Fig. 10 Placa do Acionador automático de lanternas.

te deve ficar em local que receba a luz de fora, por exemplo apontado para cima. Veja que, na cidade, quando passamos por locais iluminados por luz artificial, o sistema não é válido, mas neste caso o acendimento deve ser feito na chave do painel, que não perde sua finalidade.

Conforme o usuário vai perceber, este sistema é útil em viagens, onde o acendimento ocorre ao escurecer de modo automático, sem a interferência do condutor. Na cidade, isso também ocorre, mas somente ao passar por

um local escuro, com uma estrada sem iluminação.

O FET de potência  $Q_1$  pode ser substituído por equivalentes que tenham correntes de dreno superiores a 6 A.

#### Prova e Uso

Para uma prova de bancada podemos usar uma fonte de 12 V e lâmpadas de 12 V comuns.

Ajustando  $P_1$  e passando a mão diante do LDR, de modo a fazer som-

bra, devemos ter o acendimento da lâmpada.

Comprovado o funcionamento, faça a instalação do sistema conforme o diagrama e ajuste  $P_1$  para o acionamento com a iluminação desejada.

Para usar, lembre-se que ao dar a partida devemos desligar  $S_1$ . Isso evita que ao ser acionada a chave de contato num local escuro as lanternas também sejam acesas, o que, com o motor de partida, forçaria a bateria.

Somente depois de dar a partida é que o usuário deve ligar o sistema. Uma possibilidade interessante de retardo, que elimina a necessidade de  $S_1$ , é ligar em série com a alimentação do integrado CMOS um resistor de 10 kΩ e aumentar  $C_1$  para 4 700 µF. Isso significa que se estabelecermos a alimentação demorará um certo tempo para que o sistema entre em funcionamento, possibilitando as-

### LISTA DE MATERIAL

#### Projeto 4

##### Semicondutores:

$C_1$  - 4049 - circuito integrado CMOS  
 $Q_1$  - IRF630 - FET de potência ou equivalente

##### Resistores (1/8 W, 5%):

$R_1$  - 10 kΩ  
 $R_2$  - 1 MΩ  
 LDR - LDR redondo comum  
 $P_1$  - trimpot de 1 MΩ

##### Capacitores eletrolíticos de 16 V:

$C_1$  - 1000 µF  
 $C_2$  - 100 µF

##### Diversos:

$F_1$  - Fusível de 5 A  
 $S_1$  - Interruptor simples  
 Placa de circuito impresso, soquete para o integrado, caixa para montagem, radiador de calor para  $Q_1$ , fios, solda etc.

sim a partida sem as lanternas estarem acesas.

### PROJETO 5

#### LEMBRETE DE LANTERNA ACESA

Este circuito produz um bip audível se as lanternas estiverem acesas e a porta for aberta, quando o moto-

rista deixar o veículo. Este alerta fará com que o motorista volte e desligue a lanterna.

No entanto, se a porta for aberta para entrada e saída de um passageiro, um leve toque num interruptor de pressão impede o acionamento do bip, inibindo o circuito por aproximadamente 1 minuto, tempo este dado por  $R_3$  e  $C_2$ . A base do circuito está em dois integrados 4093.

O consumo de corrente é extremamente baixo na condição de espera.

O som é produzido por um pequeno *buzzer* piezoelétrico e consiste em bips agradáveis, cuja tonalidade e modulação podem ser determinadas pelo montador.

### Montagem

Na figura 11 temos o diagrama completo do lembrete de lanterna acesa. A disposição dos componentes numa placa de circuito impresso é mostrada na figura 12.

Os dois circuitos integrados podem ser instalados em soquetes DIL, para maior facilidade de substituição em caso de necessidade. O *buzzer* é do tipo MP-10 ou equivalente, da

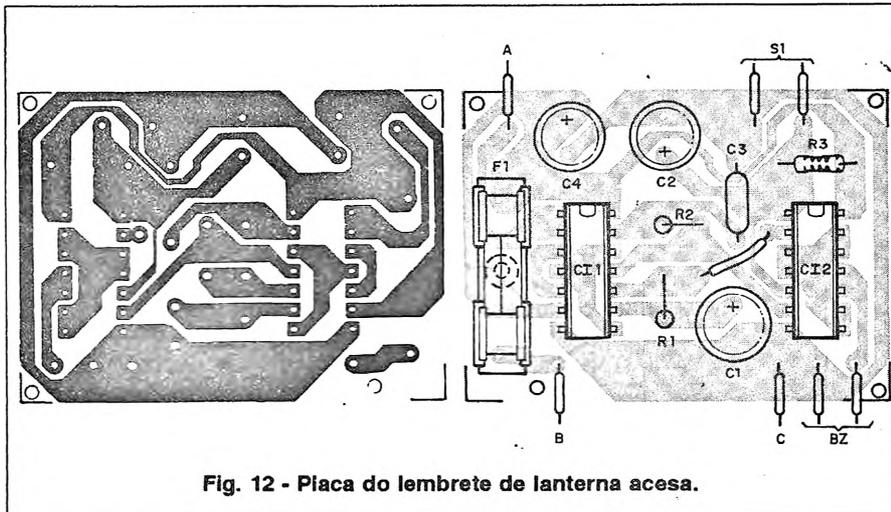


Fig. 12 - Placa do lembrete de lanterna acesa.

Metaloplástica, mas até mesmo uma cápsula piezoelétrica de microfone serve.

### Prova e Instalação

Para provar o aparelho basta alimentar o circuito, aplicando 12 V no ponto B e 0 V no terra (ponto C)

O ponto A deve estar ligado ao positivo da alimentação através de um resistor de 10 k $\Omega$ . Quando aterrarmos momentaneamente o ponto A deve

haver a emissão do bip.

Os componentes  $R_1$  e  $C_1$  determinam a modulação, enquanto que os componentes  $R_2$  e  $C_3$  determinam o tom do bip.

Comprovado o funcionamento é só fazer a instalação do aparelho no carro.  $S_1$  deve ficar em lugar acessível, para inibir o toque quando a porta for aberta para embarque ou desembarque com as lanternas acesas. ■

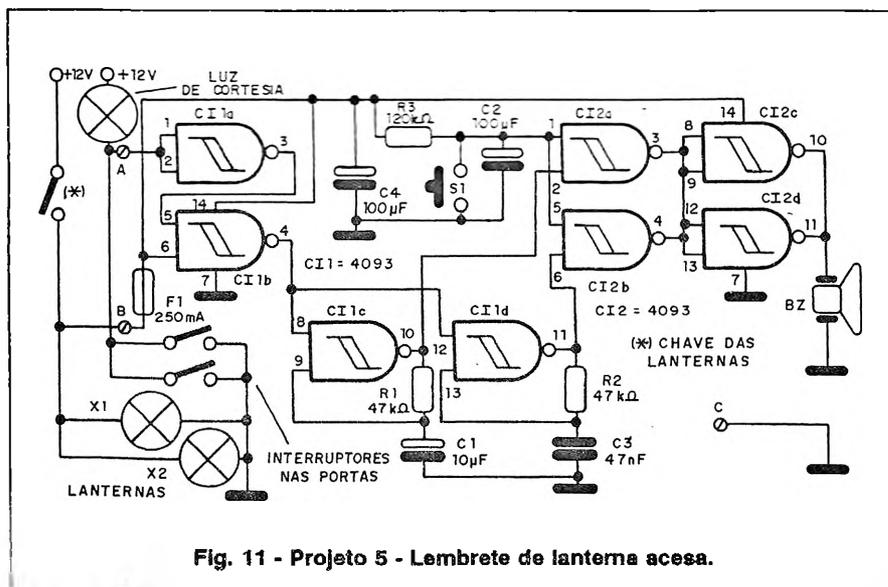


Fig. 11 - Projeto 5 - Lembrete de lanterna acesa.

### LISTA DE MATERIAL

#### Projeto 5

##### Semicondutores:

$CI_1, CI_2$  - 4093 - circuitos integrados CMOS

##### Resistores (1/8 W, 5%):

$R_1, R_2$  - 47 k $\Omega$   
 $R_3$  - 120 k $\Omega$

##### Capacitores:

$C_1$  - 10  $\mu$ F - eletrolítico de 16 V  
 $C_2, C_4$  - 100  $\mu$ F - eletrolítico de 16 V  
 $C_3$  - 47 nF - cerâmico ou poliéster

##### Diversos:

$F_1$  - Fusível de 250 mA  
 $S_1$  - Interruptor de pressão NA  
BZ - MP-10 ou equivalente - transdutor piezoelétrico  
Placa de circuito impresso, caixa para montagem, soquetes para os integrados, fios, solda etc.

SABER PUBLICIDADE E PROMOÇÕES L<sup>T</sup>DA.  
TELEFONE: (011) 942-8055

# Como compor um sistema de TV via satélite

Newton C. Braga

**Mais do que a simples concha parabólica no telhado, um sistema de TV via satélite se compõe de muitos elementos, o que não só dificulta a elaboração de um plano por parte do técnico como do próprio amador que pretende fazer sua instalação. Veja neste artigo como compor um sistema e as opções que existem para recepção tanto dos canais de TV via satélite como de VHF e UHF normais, além da operação do sistema de videocassete.**

Não se admite que um profissional da eletrônica ou mesmo um amador veterano tenha dificuldades para orientar um leigo ou mesmo um cliente na composição de um sistema de TV via satélite. No entanto, a coisa não é tão simples, tanto por falta de informações como pela quantidade de opções com que podemos contar.

É claro que o sistema simples, composto pelo refletor parabólico, alimentador, conversor e receptor terminando no televisor, é algo simples que está no entendimento de todos, mas a composição de um sistema real vai mais além: como usar o videocassete em conjunto? Como receber os canais de UHF e VHF também? Como alimentar mais de um receptor numa residência? Como proceder no caso de um condomínio?

Evidentemente, partindo dos casos mais simples, não há limites para a complexidade que um sistema pode adquirir. Neste artigo o que procuraremos levar aos leitores é a configuração básica correta para os sistemas mais comuns, o que pode servir de orientação tanto para uso próprio como orientação de clientes ou para a instalação, nos casos em que se deseja uma profissionalização.

Na série de artigos **Interferências. Fantasmas e Ruidos em TV,**

publicada em 3 edições sucessivas a partir da Revista nº 242, você poderá contar com uma excelente complementação para este artigo, já que são dados os problemas e soluções que podem ocorrer numa instalação de TV via satélite.

Aqueles artigos, mais este, e outros que devemos publicar sobre o assunto podem formar uma excelente biblioteca de consulta para o técnico que pretender se aprimorar em instalações de antenas parabólicas ou mesmo para o amador que gostar do assunto.

## OS SISTEMAS

Logo que os primeiros sistemas de TV via satélite se tornaram acessíveis ao grande público, a ligação de mais de um receptor ao sistema era problemática, e mesmo a utilização de equipamentos conjugados era dificultada pela ausência de elementos auxiliares que pudessem ser usados no acoplamento, distribuição de sinais etc.

Hoje em dia, entretanto, a disponibilidade de grande quantidade de acessórios como comutadores, conversores, separadores de sinais e outros dispositivos facilita bastante a composição de sistemas complexos.

Os sistemas que vamos descrever á seguir são básicos, mas podem

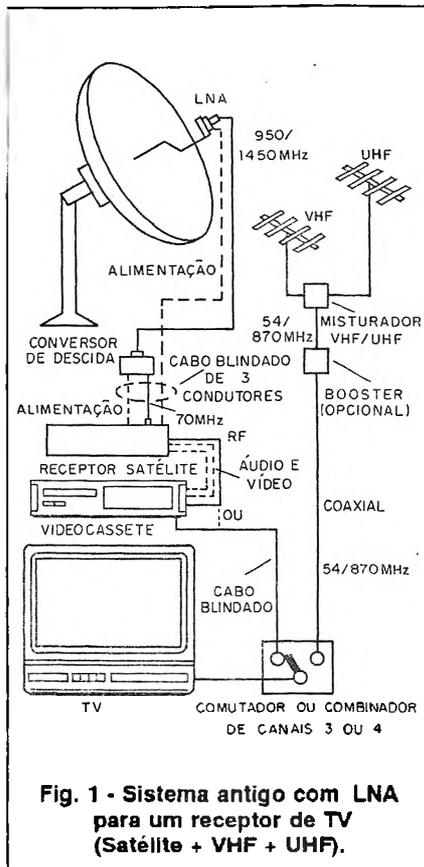
servir de base para expansões, desde que algumas regras básicas que respeitem as características dos sinais trabalhados sejam obedecidas. Lembramos que as frequências de trabalho a partir do conversor são da ordem de dezenas de megahertz, sem se falar no sistema convencional de TV em VHF e UHF que chega a centenas de megahertz, o que significa que qualquer "deslize" na instalação pode significar uma forte deterioração na qualidade da recepção.

## SISTEMA 1

Na figura 1 temos a disposição dos elementos que formam um sistema simples composto por um receptor e que pode ser usado tanto para recepção dos sinais via satélite como dos sinais locais de VHF e UHF.

Observe a designação dos diversos cabos que devem ser usados e as frequências dos sinais presentes nos diversos pontos do circuito.

Neste sistema o sinal captado pela antena parabólica é refletido até o polarizador (e LNA), e deste é transportado ao conversor descendente (*down-converter*), onde ocorre sua transposição para uma frequência de 70 MHz. Deste ponto o sinal vai ao receptor, que faz a sintonia do canal desejado. O próprio cabo que leva o sinal do conversor e do LNA também leva a energia que os alimenta.



**Fig. 1 - Sistema antigo com LNA para um receptor de TV (Satélite + VHF + UHF).**

O receptor de TV-satélite envia o sinal selecionado ao televisor de duas formas a serem escolhidas pelo usuário.

A primeira consiste em sinais de áudio e vídeo separados que podem ser aplicados num monitor que possua estas entradas.

A segunda, melhor adaptada a televisores comuns, consiste num sinal de RF modulado que pode ser injetado num canal baixo do televisor (normalmente o 3).

O sinal para o televisor passa por uma chave que comuta o sistema satélite com o sistema local de VHF ou VHF e UHF.

O pré-amplificador e/ou misturador junto às antenas de VHF e UHF são opcionais, dependendo dos níveis de sinais captados nesta faixa na localidade.

Na verdade, o sistema de UHF e VHF admite qualquer configuração, indo desde uma simples antena interna até diversas antenas externas com ou sem pré-amplificadores (boosters).

Observe que neste sistema, que não é dos mais usados, por não ser atual, temos na antena parabólica um LNA (Low Noise Amplifier) e a trans-

missão deste sinal é feita até um conversor de descida. Nos sistemas mais modernos temos a configuração descrita a seguir.

### SISTEMA 2

Na figura 2 temos um sistema mais moderno, que utiliza no foco da parabólica um LNB.

Este dispositivo inclui um amplificador que permite enviar diretamente o sinal ao receptor na faixa de 950 a 1450 MHz, sem a prévia conversão externa aos 70 MHz.

Na figura temos os diversos tipos de cabos usados assim como as frequências.

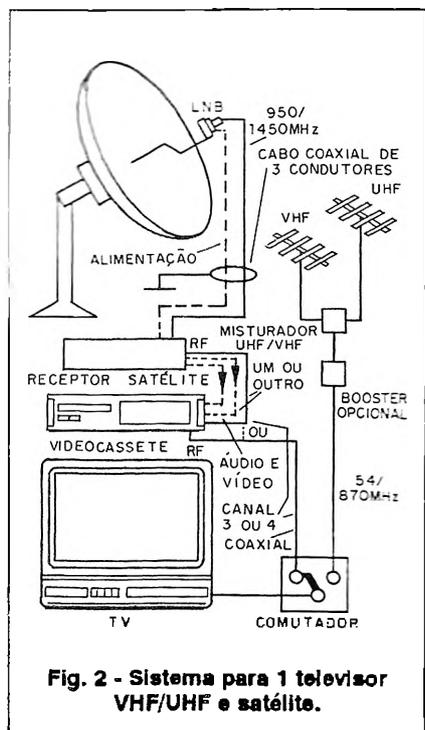
Observe que para o setor de VHF e UHF a configuração pode variar à vontade, como no sistema anterior.

Lembramos que tanto neste sistema como no anterior podemos receber os sinais pelo videocassete, que então opera como comutador TV/vídeo.

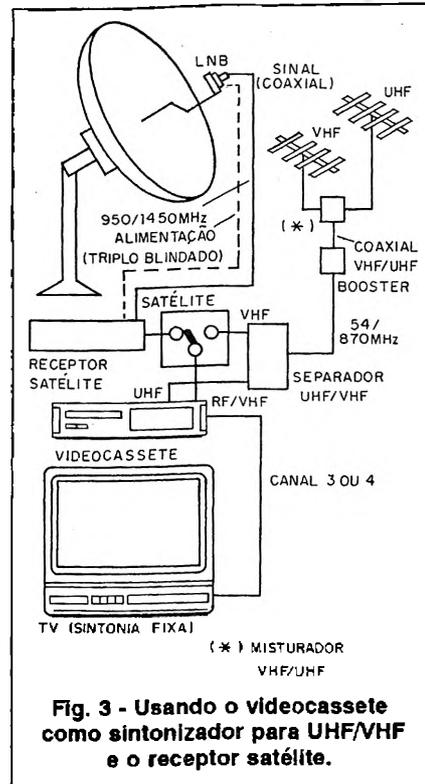
Neste caso temos uma variação mostrada na figura 3, que consiste na ligação da antena de VHF/UHF no videocassete.

Neste sistema o televisor fica em canal fixo.

O videocassete é usado para sintonizar os canais de TV em VHF e UHF, opera como videocassete mesmo, e ao sintoniza o canal livre de



**Fig. 2 - Sistema para 1 televisor VHF/UHF e satélite.**



**Fig. 3 - Usando o videocassete como sintonizador para UHF/VHF e o receptor satélite.**

operação do sistema de TV via satélite conecta o receptor, que então pode ser ajustado para o canal desejado.

Lembramos que hoje em dia tanto o receptor via satélite como o videocassete e o televisor podem operar por controle remoto.

Como a utilização de três controles remotos simultaneamente além de dificultosa em termos de número de controles também é incômoda, existe para esta finalidade um sistema que conjuga diversos controles remotos num só, conforme mostra a figura 4.

Este sistema "inteligente" memoriza as funções de dois ou mais controles remotos, e pode atuar sobre diversos aparelhos ao mesmo tempo.

Um dispositivo deste pode ser de grande utilidade no caso em que temos um sistema de TV via satélite com dois ou mais elementos operando por controle remoto, como indicados.

### SISTEMA 3

Nosso terceiro sistema permite a alimentação de dois televisores e é mostrado na figura 5. Neste sistema temos inicialmente apenas a utilização da antena via satélite.

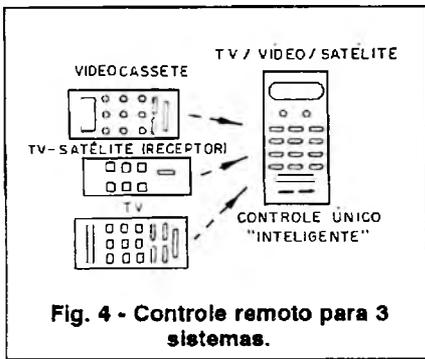


Fig. 4 - Controle remoto para 3 sistemas.

Os sinais da antena são dirigidos ao LNB, de onde são enviados para o receptor único via satélite.

A saída de RF do receptor via satélite é então aplicada a um separador que alimenta dois televisores, sendo um local e outro remoto.

Observe a existência de um remoto-a-remoto, que consiste num sistema que permite que o receptor principal seja controlado junto ao receptor remoto por um controle infravermelho. Trata-se de um "repetidor" para os sinais do controle remoto, que os envia pelo mesmo cabo de sinal para o receptor onde novamente é convertido em infravermelho e retransmitido (A equipe técnica de nossa Revista está trabalhando num repetidor deste tipo que deve ser publicado oportunamente).

Uma adaptação deste sistema, que permite receber também os sinais da faixa de UHF e VHF é dada no sistema 4.

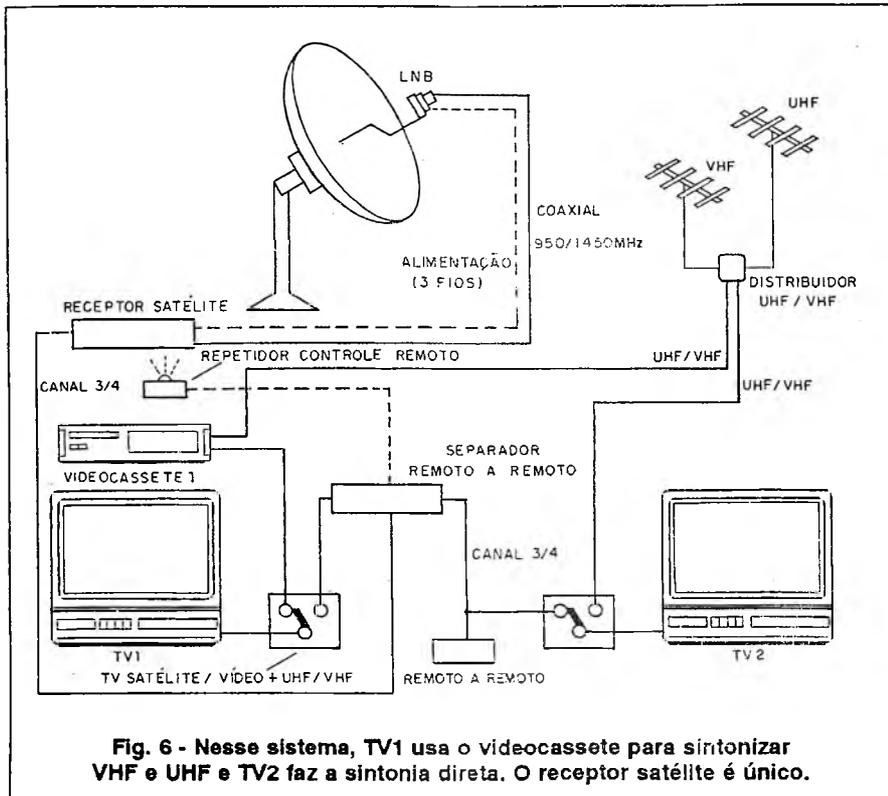


Fig. 6 - Nesse sistema, TV1 usa o videocassete para sintonizar VHF e UHF e TV2 faz a sintonia direta. O receptor satélite é único.

#### SISTEMA 4

No sistema mostrado na figura 6 temos dois receptores de TV, com recepção de canal único via satélite ou separados de VHF e UHF.

Este sistema é basicamente igual ao anterior, com a diferença de que em cada televisor temos a opção de também sintonizar os canais de UHF e VHF por um sistema convencional.

Uma possibilidade interessante para este sistema é utilizar o videocassete como receptor tanto para os sinais via satélite como também para os sinais de VHF e UHF.

Isso nos leva ao sistema 5.

#### SISTEMA 5

No sistema mostrado na figura 7 temos a utilização de um aparelho de videocassete como elemento centralizador dos sinais recebidos, e depois transmitidos para dois receptores de TV separados.

Neste sistema, entretanto, os dois receptores de TV devem sempre "assistir" ao mesmo programa, determinado pela sintonia do videocassete.

Para facilitar a operação do controle remoto, mesmo no quarto em que se encontra o segundo televisor, temos também a utilização de sistema remoto-a-remoto ou repetidor de controle remoto.

Este atuará sobre o receptor de TV via satélite e também sobre o videocassete. Temos então duas opções: usar dois aparelhos separados ou um "inteligente" que reúna suas funções.

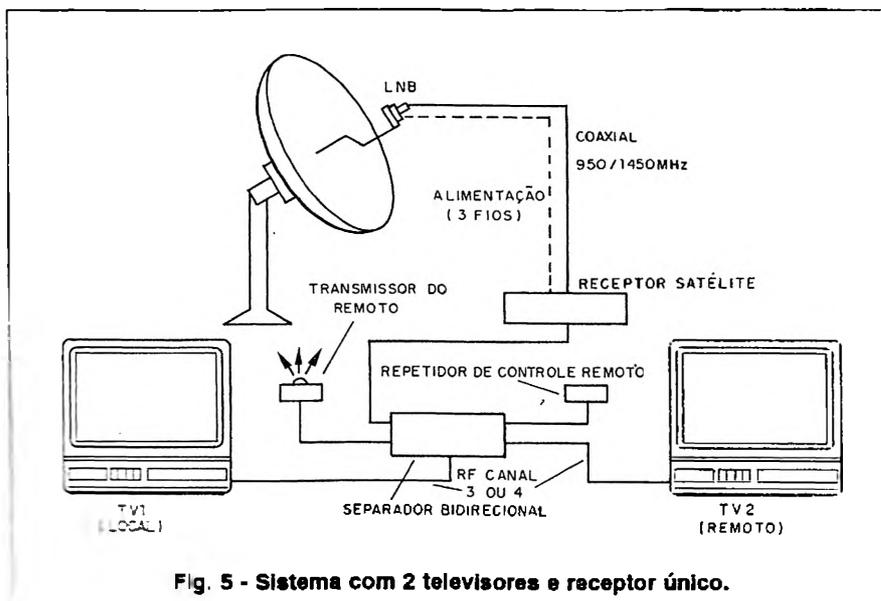


Fig. 5 - Sistema com 2 televisores e receptor único.

## SISTEMA 7

Este sistema é ideal para um pequeno condomínio ou mesmo para o caso de 4 vizinhos próximos que desejem compartilhar uma antena única (reduzindo os custos), mas cada qual tendo o seu receptor com opção de escolha para o canal a ser sintonizado.

Na figura 10 temos o modo de compor este sistema.

Veja, então, que o sistema de TV via satélite é único para os 4 receptores, mas para VHF e UHF temos duas opções.

A primeira consiste na ligação em cada televisor de uma chave que comute o sistema satélite comum para as antenas de VHF e UHF de cada um. A segunda consiste em também se usar um sistema único para VHF e UHF (caso de condomínios), caso em que temos a comutação para o sistema coletivo em cada canal.

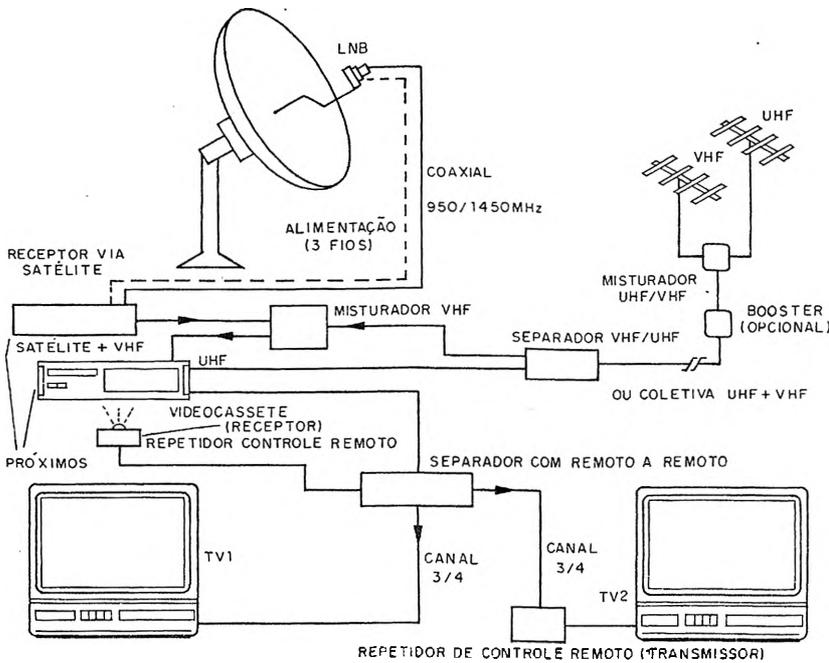


Fig. 7 - Sistema que centraliza as funções no videocassete.

Veja que esta é a configuração ideal para uma residência em que exista apenas uma pessoa ou um casal que concorde facilmente em assistir ao mesmo programa, quer seja de um aparelho central na sala ou de um remoto no quarto.

## SISTEMA 6

O sistema apresentado na figura 8 permite que dois canais diferentes sejam sintonizados em televisores separados, mas a partir de uma única antena parabólica.

O sinal obtido do LNB depois de amplificado (se necessário) é levado a um separador de UHF de 950 a 1450 MHz, que envia então sinais simultâneos de toda a faixa sintonizada pelo satélite a dois receptores junto a televisores separados.

Cada um dos receptores pode então sintonizar o canal desejado sem problemas.

O sistema descrito prevê a captação apenas de sinais via satélite, mas ele pode ser facilmente estendido aos canais de UHF e VHF locais.

Para isto basta termos um sistema paralelo de antenas, conforme mostra a figura 9.

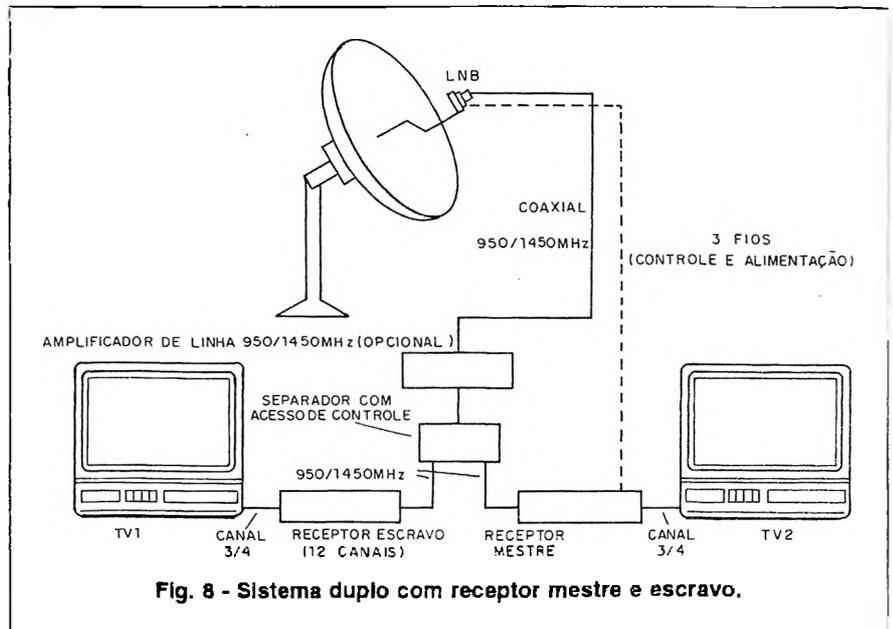


Fig. 8 - Sistema duplo com receptor mestre e escravo.

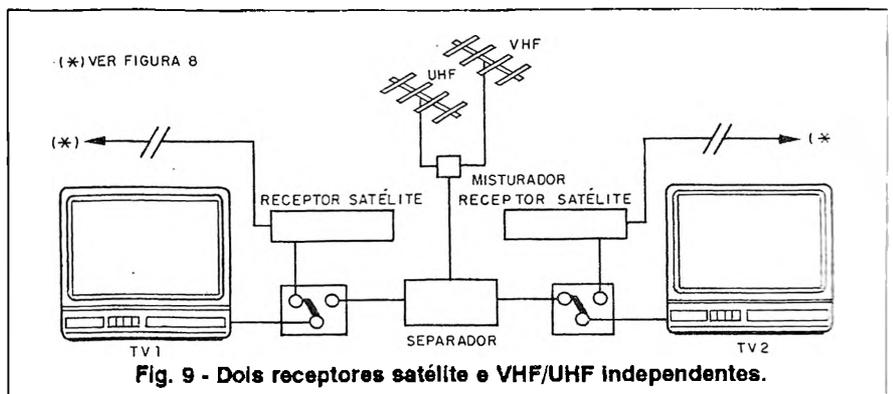
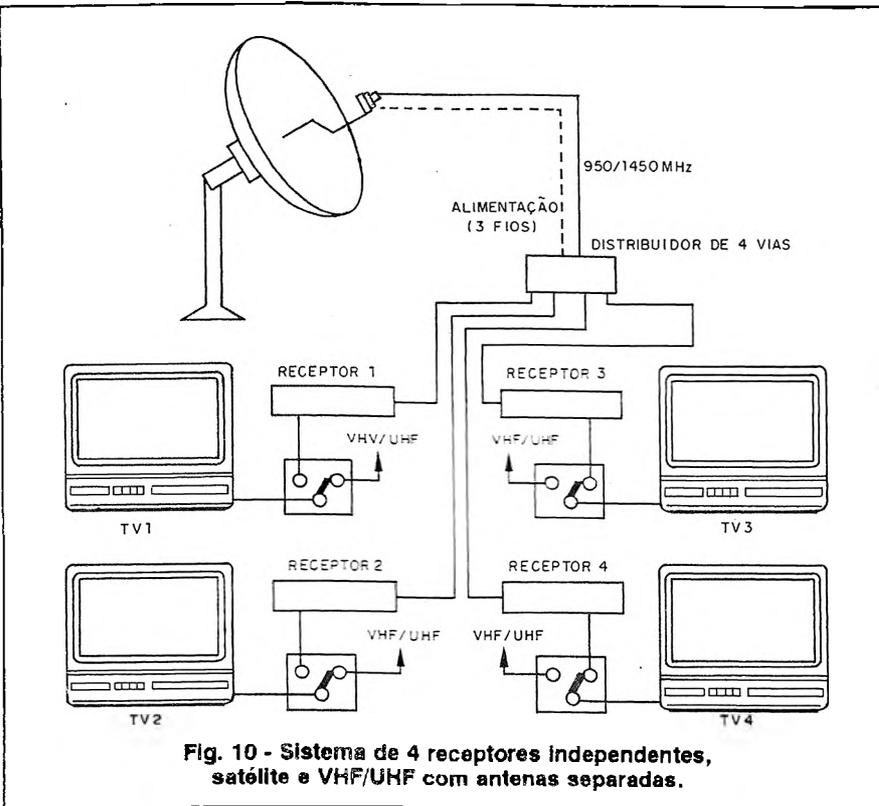


Fig. 9 - Dois receptores satélite e VHF/UHF independentes.



**Fig. 10 - Sistema de 4 receptores independentes, satélite e VHF/UHF com antenas separadas.**

A figura 11 mostra estas possibilidades.

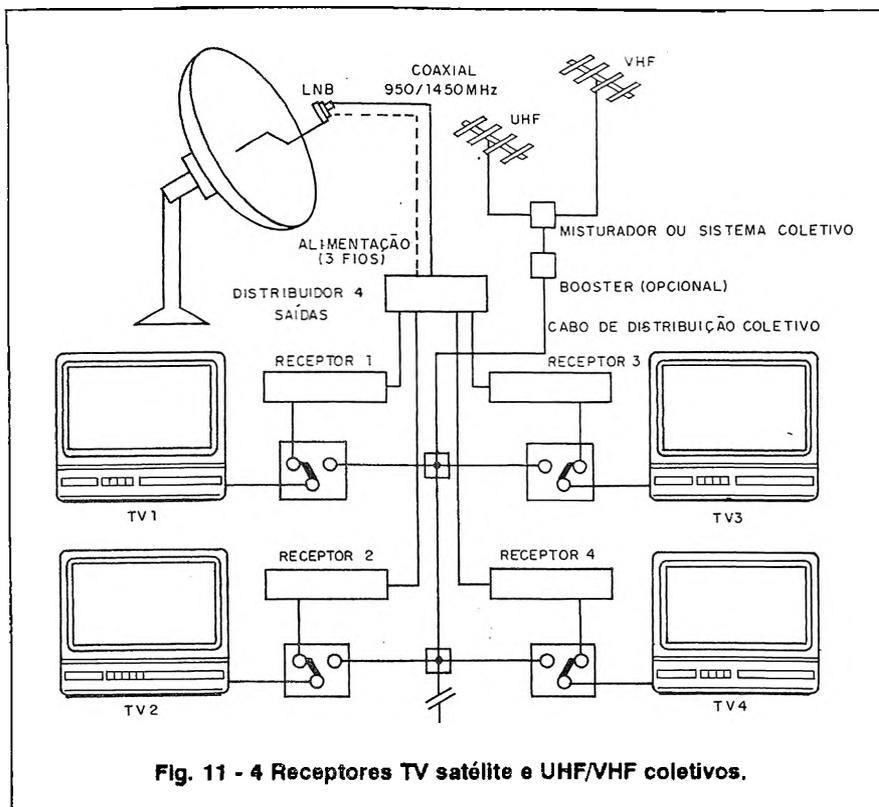
Veja que já existem distribuidores de sinal que permitem que ao se ligar cada receptor a alimentação seja estabelecida. Desta forma, basta estar um dos aparelhos receptores ligados para que o sistema via satélite seja alimentado. Se todos os receptores estiverem desligados, o LNB não recebe alimentação alguma.

### CONCLUSÃO

Os sistemas que vimos consistem em apenas algumas possibilidades que o instalador tem. Veja, entretanto, que dada a necessidade de polarizações vertical e horizontal, conforme o canal, os sistemas múltiplos têm algumas limitações que no entanto podem ser contornadas com recursos apropriados.

Oportunamente voltaremos a falar das soluções para estes casos e de novos sistemas de TV via satélite.

**Bibliografia:** Televisão Doméstica Via Satélite - instalação e localização de falhas - Frank Baylin, Brent Gale e Ron Long - Baylin Publications. ■



**Fig. 11 - 4 Receptores TV satélite e UHF/VHF coletivos.**

**Não Perca !**

**Na próxima edição:**

**AMPLIFICADOR E PRÉ DE 160 W**

*Na próxima edição*

**Mixer estéreo de 3+3 entradas**

# TDA3048 - RECEPTOR INFRAVERMELHO

Newton C. Braga

Na edição anterior demos as características do circuito integrado SAA3010, um transmissor para controle remoto infravermelho da SID Microeletrônica. Aquele circuito opera em conjunto com um receptor que é justamente baseado em outro circuito Integrado da SID, o TDA3048, que focalizamos neste artigo.

O circuito integrado TDA3048 consiste num receptor infravermelho para sistemas de controle remoto com baixo consumo.

A diferença entre o TD3048 e o TDA3047 é a polaridade do sinal de saída. Dentre as características que o fabricante destaca temos as seguintes:

- Amplificador de alta frequência com controle na faixa de 66 dB

- Demodulador síncrono e amplificador de referência
- Detector AGC
- Conformador de pulso
- Eliminador de fator Q para seletividade de entrada, que é controlado pelo circuito AGC
- Limitador de tensão de entrada. O TDA3048 é fornecido em invólucro DIL de 16 pinos, e o diagrama em blocos equivalente é mostrado na figura 1.

## Dados para projeto:

- Tensão de alimentação (pino 8): 5 V (tip)
- Corrente de alimentação (pino 8): 2,1 mA (tip)
- Valor pico a pico do sinal de entrada (100% AM,  $f=36$  kHz): 0,03 a 200 mV
- Sinal de saída - valor pico a pico: 4,5 V (tip)

Na figura 2 temos um circuito de aplicação para um receptor de faixa estreita, usando como sensor um fotodiodo.

Na figura 3 temos um receptor para faixa larga, com o mesmo circuito integrado. Neste circuito pode-se aumentar a sensibilidade utilizando-se valores maiores que 12 k $\Omega$  em série com o fotodiodo.

## FUNCIONAMENTO

### a) Geral:

O circuito opera com uma fonte de alimentação de 5 V e tem uma corrente de consumo de 2 mA. A saída é uma fonte de corrente que pode excitar ou drenar uma corrente de pelo menos 75  $\mu$ A com uma excursão de tensão de 4,5 V.

O Q-killer elimina a distorção dos pulsos de saída devido a ação do circuito sintonizado de entrada nas altas tensões de entrada.

O circuito de entrada é protegido contra sinais de mais de 600 mV por

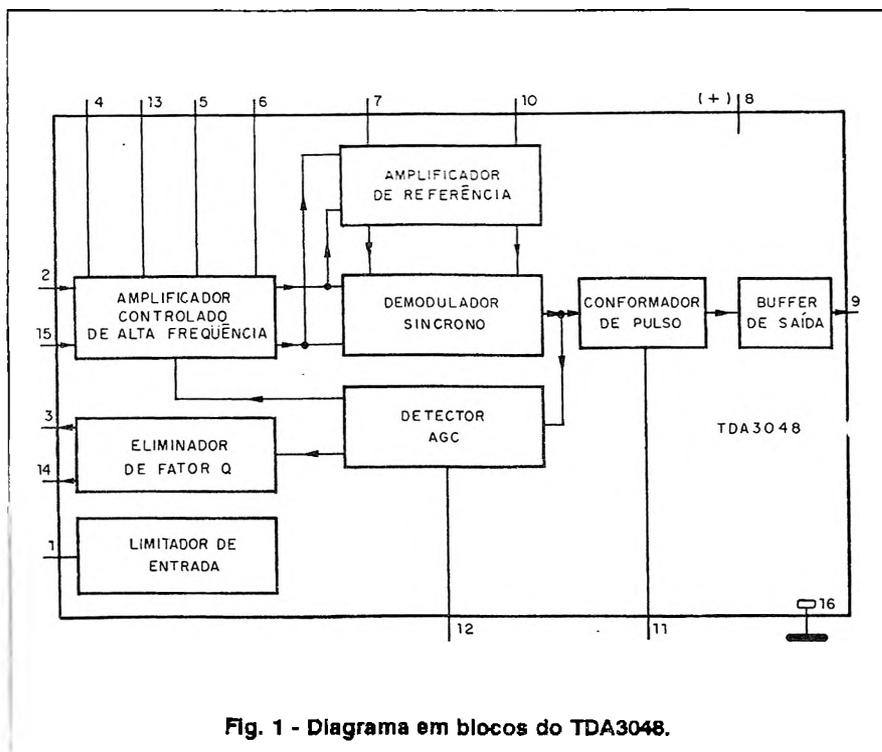
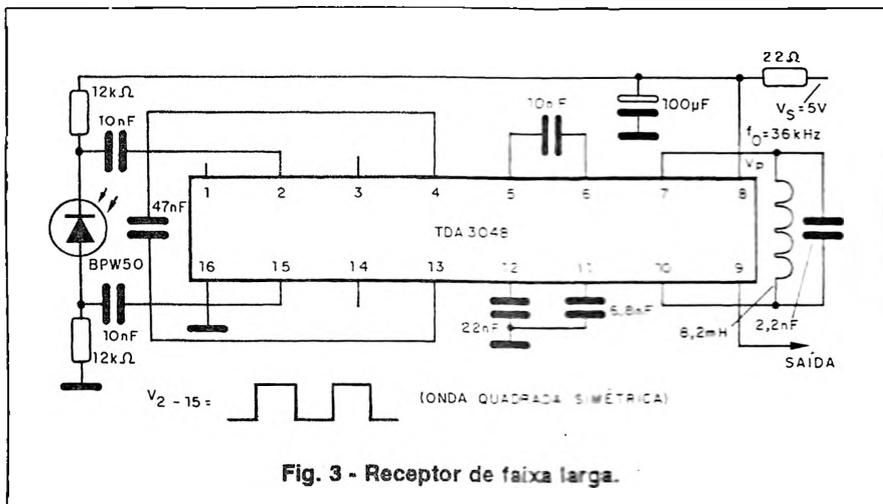
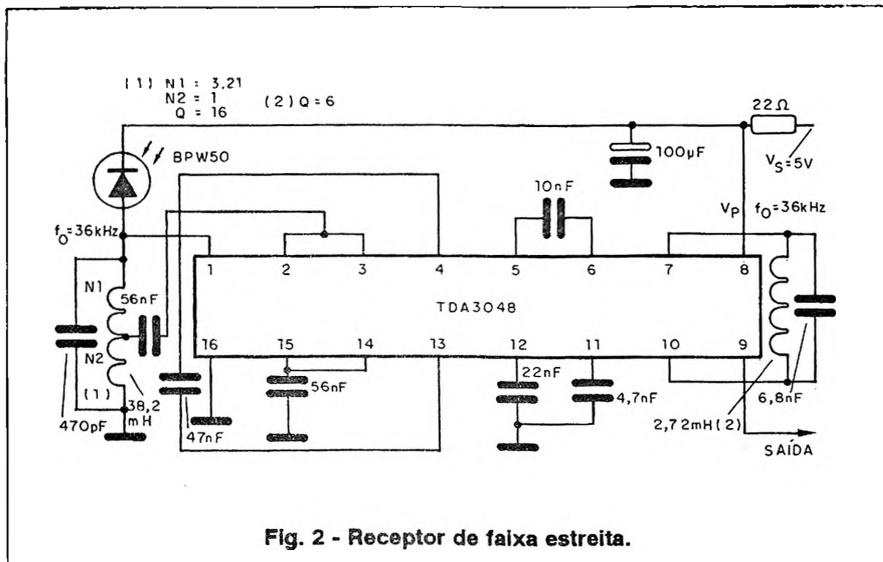


Fig. 1 - Diagrama em blocos do TDA3048.



um limitador de entrada. A entrada típica é um sinal modulado em amplitude com uma frequência de 36 kHz.

#### b) Amplificador controlado de alta frequência:

O sinal de entrada é amplificado pelo amplificador com ganho controlado. O circuito compreende três etapas amplificadoras c.c. conectadas em cascata.

O ganho total do circuito é de aproximadamente 83 dB, e a faixa do controle de ganho é da ordem de 66 dB. O controle de ganho é inicialmente ativo na segunda etapa amplificadora e transferido ao primeiro estágio quando a limitação ocorrer no segundo estágio, mantendo assim uma relação sinal/ruído ótima.

Tensões *offset* no amplificador com acoplamento c.c. são minimi-

zadas por dois elos de realimentação negativa: eles também permitem que o circuito tenha alguma resistência em série para o capacitor de desacoplamento.

O sinal de saída do amplificador é aplicado ao amplificador de referência e às entradas do demodulador síncrono.

#### c) Amplificador de referência:

O amplificador de referência amplifica e limita o sinal de entrada.

O ganho de tensão é de aproximadamente 0 dB.

O sinal de saída deste amplificador é aplicado ao demodulador síncrono.

#### d) Demodulador síncrono:

No demodulador síncrono, o sinal de entrada e o sinal de referência são multiplicados. O demodulador tem uma corrente de saída de 25  $\mu$ A pico-

a-pico. O sinal de saída do demodulador é aplicado à entrada do detector AGC e à entrada do circuito conformador de pulso.

#### e) Detector AGC:

O detector AGC compreende dois transistores NPN operando como par diferencial. O nível mais alto do sinal de entrada do demodulador síncrono é detectado no circuito AGC. Pulsos de ruído são integrados por um capacitor interno.

O sinal de saída é amplificado e aplicado ao primeiro e segundo estágios do amplificador e do circuito eliminador de fator Q.

#### f) Conformador de pulso:

Este circuito compreende dois transistores NPN conectados como par diferencial em paralelo com o par diferencial do AGC. O nível de corte do conformador de pulsos é mais baixo do que o nível de corte do detector AGC. A saída do conformador de pulsos é determinada pela tensão do capacitor conectado ao pino 11, a qual é aplicada diretamente ao *buffer* de saída.

#### g) Buffer de saída:

A tensão do capacitor conformador de pulsos é aplicada à base do primeiro transistor de um par diferencial. Para se obter o código RC-5 correto, um circuito de histerese protege a saída contra pulsos. A saída no pino 9 é ativa no nível baixo.

#### h) Eliminador de fator Q:

O circuito da figura 2 mostrou uma aplicação do eliminador de fator Q para um receptor de faixa estreita. Nesta aplicação é necessário diminuir o fator Q da entrada, particularmente quando sinais intensos aparecem nos pinos 2 e 15. Na aplicação de faixa estreita, a saída do eliminador de fator Q pode ser diretamente ligada à entrada: pino 3 ao pino 2 e pino 14 ao pino 15.

#### i) Limitador de entrada:

Na aplicação de faixa estreita, picos de alta tensão na entrada do circuito de seletividade podem ocorrer. O limitador de entrada limita esses picos em aproximadamente 0.7 V. A limitação é de 0.9 V (max) com uma corrente  $I_1 = 3$  mA. ■

## Características: TDA3048

$$V_p = V_{8-16} = 5 \text{ V} \quad T_{amb} = 25^\circ \text{ C}$$

Parâmetro	Símbolo	min	tip	max	unid
<b>Alimentação (pino 8)</b>					
Tensão de Alimentação	$V_p = V_{8-16}$	4,65	5,0	5,35	V
Corrente de Alimentação	$I_p = I_8$	1,2	2,1	3,0	mA
<b>Amplificador HF controlado (pinos 2 e 15)</b>					
Menor sinal de entrada (pico -a-pico) em $f = 36 \text{ kHz}$ (pino 9 LO)	$V_{2-15} \text{ (p-p)}$	-	15	25	$\mu\text{V}$
em $f = 36 \text{ kHz}$ (pino 9 HI)	$V_{2-15} \text{ (p-p)}$	-	-	5	$\mu\text{V}$
Faixa do controle AGC (Sem Q-killing)		60	66	-	dB
Sinal de entrada para operação correta (pico-a-pico - 100 % AM)	$V_{2-15} \text{ (p-p)}$	0,03	-	200	mV
Q-killing inativo ( $I_3 = I_4 < 0,5 \mu\text{A}$ ) (valor pico-a-pico)	$V_{2-15} \text{ (p-p)}$	-	-	140	$\mu\text{V}$
Q-killing ativo ( $I_{14} = I_3 = \text{max}$ ) (valor pico-a-pico)	$V_{2-15} \text{ (p-p)}$	28	-	-	mV
<b>Entradas</b>					
Tensão de entrada (pino 2)	$V_{2-16}$	2,25	2,45	2,65	V
Tensão de entrada (pino 15)	$V_{15-16}$	2,25	2,45	2,65	V
Resistência de entrada (pino 2)	$R_{2-15}$	10	15	20	k $\Omega$
Capacitância de entrada (pino 2)	$C_{2-15}$	-	3	-	pF
Limitação de entrada (pino 1) com $I_1 = 3 \text{ mA}$	$V_{1-16}$	-	0,8	0,9	V
<b>Saídas</b>					
Tensão de saída HI (pino 9) com $I_g = 75 \mu\text{A}$	$-V_{9-8}$	-	0,1	0,5	V
Tensão de saída LO (pino 9) com $I_g = 75 \mu\text{A}$	$V_{9-16}$	-	0,1	0,5	V
Corrente de saída (tensão de saída LO) $-V_{9-8} = 4,5 \text{ V}$	$I_g$	75	120	-	$\mu\text{A}$
$-V_{9-8} = 3,0 \text{ V}$	$I_g$	75	130	-	$\mu\text{A}$
$-V_{9-8} = 1,0 \text{ V}$	$I_g$	75	140	-	$\mu\text{A}$
Corrente de saída (tensão de saída HI) $-V_{9-8} = 0,5 \text{ V}$	$-I_g$	75	120	-	$\mu\text{A}$
Resistência de saída entre pinos 7 e 10	$R_{7-10}$	3,1	4,7	6,2	k $\Omega$
<b>Conformador de pulsos (pino 11)</b>					
Nível de disparo na direção positiva (tensão no pino 9 muda de HI p/ LO)	$V_{11-16}$	3,75	3,9	4,05	V
Nível de disparo na direção negativa (tensão no pino 9 muda de LO para HI)	$AV_{11-16}$	3,4	3,55	3,7	V
Histerese dos níveis de disparo	$AV_{11-16}$	0,25	0,35	0,45	V
<b>Detetor AGC (pino 12)</b>					
Corrente de carga no capacitor AGC	$-I_{12}$	3,4	5,0	6,6	$\mu\text{A}$
Corrente de descarga no capacitor AGC	$I_{12}$	67	100	133	$\mu\text{A}$
<b>Killer Fator-Q (pinos 3 e 14)</b>					
Corrente de saída (pino 3) com $V_{12-16} = 2 \text{ V}$	$-I_3$	2,5	7,5	20	$\mu\text{A}$
Corrente de saída (pino 14) com $V_{12-16} = 2 \text{ V}$	$-I_4$	2,5	7,5	20	$\mu\text{A}$

# Gerador CMOS de 30 Hz a 300 kHz

Newton C. Braga

O gerador CMOS que apresentamos se caracteriza não só pela sua ampla faixa de freqüências de operação como pelo fato de ter ciclos ativos selecionáveis, com a utilização de um divisor adicional programável. Este circuito pode ser de grande utilidade não só na bancada de trabalhos digitais como também na reparação em geral, como injetor de sinais e até mesmo como gerador de barras horizontais num televisor.

Sinais quadrados (com ciclos ativos de 50%) são utilizados numa grande quantidade de circuitos digitais que exigem esta modalidade para a prova. No entanto, também existem aplicações em que sinais retangulares (com ciclos ativos diferentes de 50%) são usados. A obtenção de tais sinais exige o emprego de circuitos especiais.

Se você trabalha com os dois tipos de sinais, e precisa de um gerador de prova que os produza, neste artigo descrevemos um circuito relativamente simples que pode ser usado na prova de equipamentos CMOS e até mesmo TTL, com pequenas alterações (*buffer* de saída), numa faixa bastante ampla de freqüências.

Na verdade, esta faixa de freqüências pode até ser estendida com o uso de mais capacitores em  $S_1$ .

O circuito pode ser alimentado tanto por pilhas como por uma bateria de 9 V ou fonte de alimentação de até 12 V. O consumo muito baixo permite que pilhas e baterias, se usadas, tenham grande durabilidade.

## Características:

- Tensão de alimentação: 3 a 12 V
- Consumo (com 6 V): 5 mA (sem carga) - típico
- Faixa de freqüências: 30 Hz a 300 kHz
- Tipo de sinais: retangulares e quadrados

- Ciclos ativos (saída 1): 50%, 33%, 25%, 20%, 16,6%, 14,3%, 12,5% e 11,1%
- Ciclos ativos (saída 2): 50%, 66%, 75%, 80%, 83,3%, 85,7%, 87,5% e 88,8%
- Número de ciclos ativos: 15

capacitor selecionado e pelo ajuste do potenciômetro  $P_1$ .

Este oscilador tem um ciclo ativo de 50%, e suas freqüências são determinadas pelos capacitores selecionados pela chave  $S_1$ , conforme a tabela 1.

## COMO FUNCIONA

Na figura 1 temos um diagrama em blocos que representa este gerador e a partir do qual analisaremos seu princípio de funcionamento.

O primeiro bloco representa um oscilador em torno de uma porta de um Disparador *Schmitt* com o circuito integrado 4093. Este oscilador tem sua freqüência determinada pelo

Posição de $S_1$	Faixa de Freqüências
1	30 - 300 kHz
2	3 - 30 kHz
3	300 - 3 000 Hz
4	30 - 300 Hz

**Tabela 1**

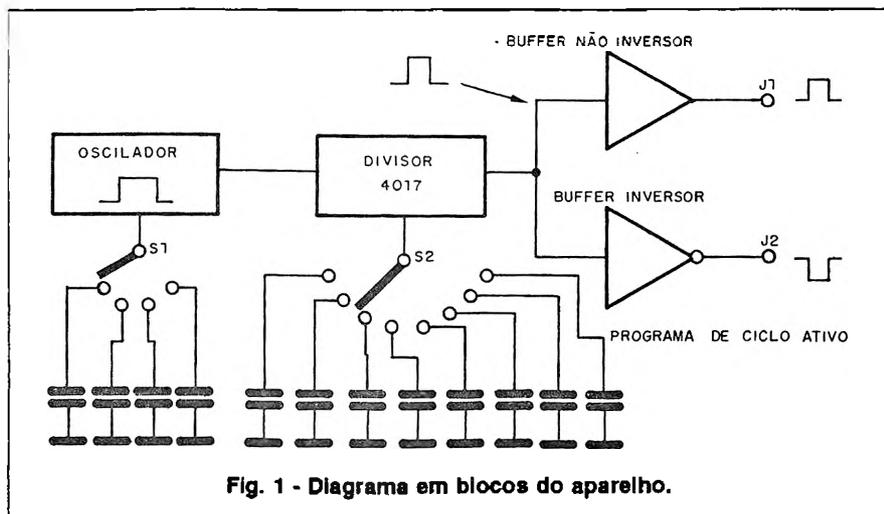


Fig. 1 - Diagrama em blocos do aparelho.

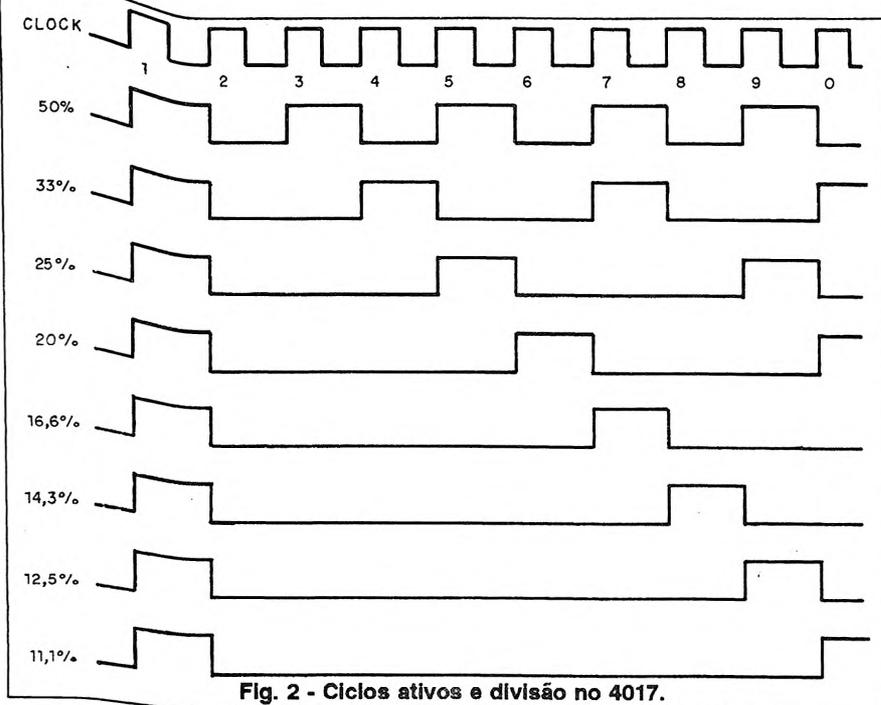


Fig. 2 - Ciclos ativos e divisão no 4017.

Na verdade estas não são as frequências que obtemos na saída, já que os sinais passam antes pela segunda etapa do circuito, que consiste num divisor programável como conhecido circuito integrado 4017.

Dependendo da posição de  $S_2$ , os pulsos aplicados na entrada do 4017 são contados e divididos, obtendo-se assim ciclos ativos conforme mostra a figura 2.

O que ocorre é que, dependendo da posição desta chave, temos o reset com pulsos diferentes. Se tivermos a contagem até 2, evidentemente temos 50% de ciclo ativo.

No entanto, se a programação for feita para uma contagem ou divisão por 3, teremos a saída 1/3 do tempo

no nível alto e 2/3 no nível baixo, o que corresponde a um ciclo ativo de 33%.

Para as 8 posições disponíveis da chave  $S_2$  temos então os ciclos ativos mostrados na tabela 2.

Os sinais desta saída  $J_1$  são enviados aos dois últimos blocos do aparelho. O primeiro consiste num par de buffers inversores de modo que obtemos na saída  $J_1$  o sinal bufferizado com o mesmo nível lógico do pino 3 do 4017, ou seja, a mesma fase.

Já o segundo consiste num simples buffer inversor, de modo que em sua saída ( $J_2$ ) temos o sinal invertido. Esta inversão nos permite obter 7 novos ciclos ativos, já que o oitavo, que seria 50%, não conta.

Estes novos níveis, em função de  $S_2$ , são mostrados na Tabela 3.

Observe que, com a seleção dos ciclos ativos, temos também a divisão da frequência por valores de 2 a 10. Com a utilização de capacitores maiores junto a  $S_1$  podemos obter frequências bem menores, úteis por exemplo num projeto de controle de relé. Poderíamos ter um temporizador com ciclos ativos programáveis desta forma.

### MONTAGEM

O diagrama completo do aparelho é mostrado na figura 3.

Posição de $S_2$	Ciclo ativo saída $J_2$
1	50% (fase oposta a $J_1$ )
2	66%
3	75%
4	80%
5	83,3%
6	85,7%
7	87,5%
8	88,8%

**Tabela 3**

Supondo a alimentação por pilhas, damos na figura 4 a disposição dos componentes numa placa de circuito impresso.

Sugerimos que os circuitos integrados sejam montados em soquetes DIL para maior facilidade em caso de necessidade de substituição.

Se você desejar calibrar a escala de  $P_1$  será conveniente que este potenciômetro seja linear.

Os capacitores  $C_1$  a  $C_4$  podem ser cerâmicos, de poliéster ou styroflex. Já o capacitor  $C_5$  é um eletrolítico com uma tensão de trabalho um pouco maior que a usada na alimentação.

Para a saída dos sinais podem ser usados bornes isolados.

Para as chaves seletoras podemos usar o tipo rotativo ou então de teclas, conforme a disponibilidade de cada um. Para os tipos de tecla, deve ser dada preferência aos tipos dependentes, em que ao se pressionar uma a que estiver pressionada volta a sua posição normal.

Todo o conjunto cabe facilmente numa pequena caixa plástica.

Uma opção para um simulador de presença com ciclos ativos programáveis consiste em se usar para  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  e  $C_4$  capacitores de 100 nF, 1  $\mu$ F, 10  $\mu$ F e 100  $\mu$ F e aumentar-se  $P_1$  para 1 M $\Omega$ .

Para acionamento de relés como carga externa pode ser usado o circuito driver da figura 5.

Neste circuito o relé deve ser de acordo com a tensão de alimentação. Para 6 V pode ser usado o

Posição de $S_2$	Ciclo ativo saída $J_1$
1	50%
2	33%
3	25%
4	20%
5	16,6%
6	14,3%
7	12,5%
8	11,1%

**Tabela 2**

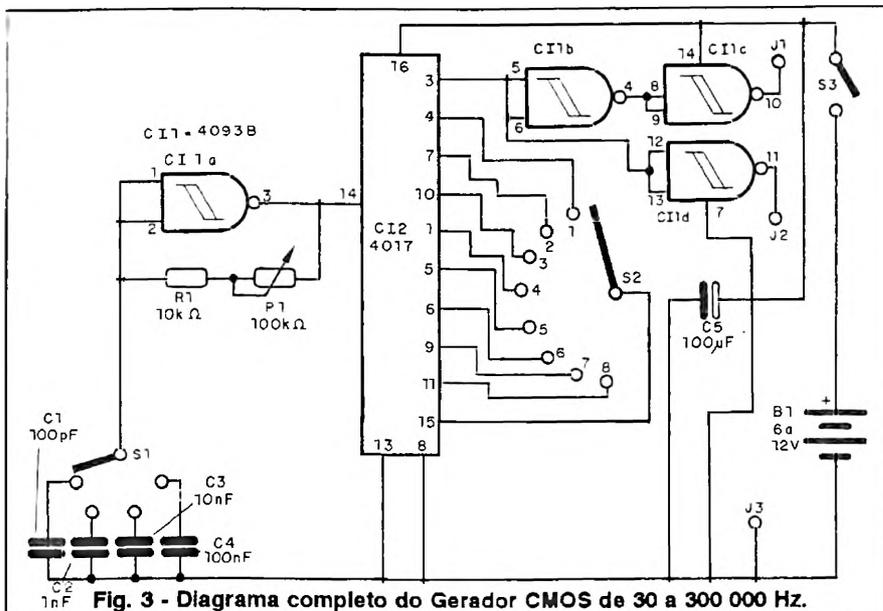


Fig. 3 - Diagrama completo do Gerador CMOS de 30 a 300 000 Hz.

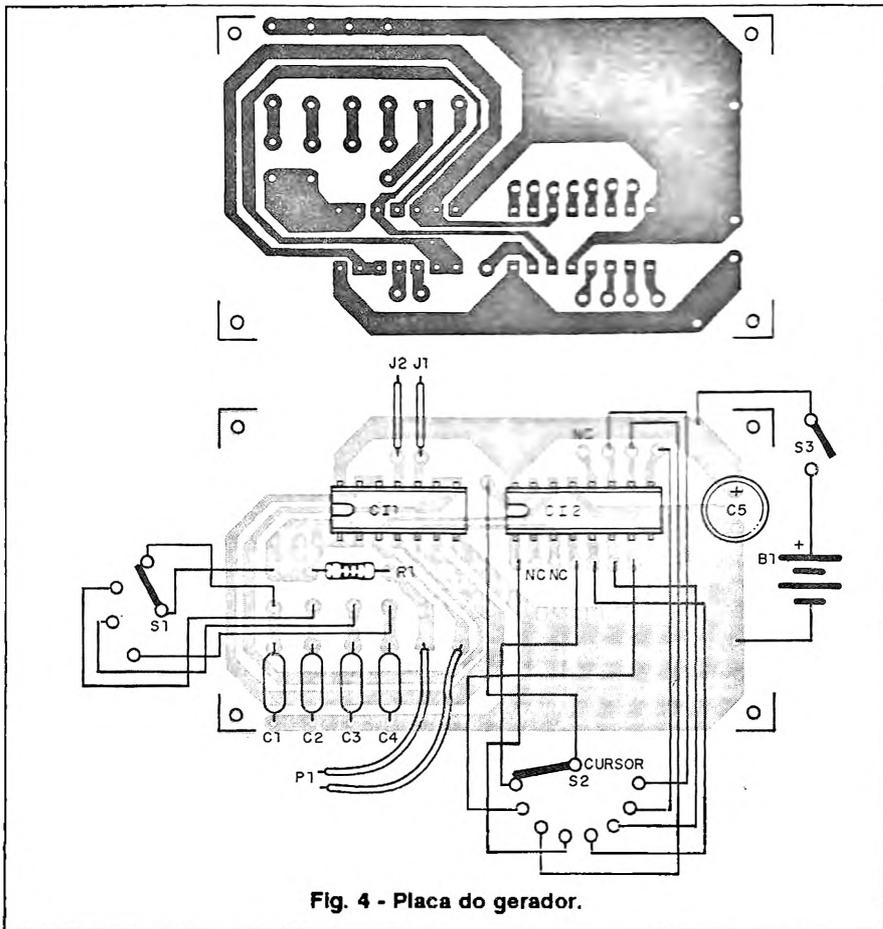


Fig. 4 - Placa do gerador.

G1RC1, de 10 A de contatos, ou ainda o MCH2RC1, de 2 A mas com contatos duplos. Para 12 V temos o G1RC2, de 10 A, e o MCH2RC2, de 2 contatos de 2 A.

O acionamento de triacs também é possível, utilizando-se o circuito da figura 6.

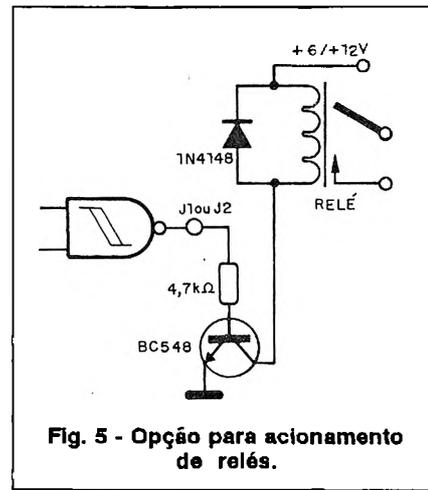


Fig. 5 - Opção para acionamento de relés.

Os tipos TIC226, de 8 A, devem ter sufixo B se a rede for de 110 V e sufixo D se a rede for de 220 V.

Observe a necessidade de um terra comum para o setor de alta e de baixa tensão.

Os triacs devem ser dotados de radiadores de calor nesta aplicação.

### PROVA E USO

O ideal para a prova é verificar as frequências e os ciclos ativos por meio de um osciloscópio.

Se for de duplo traço, os canais A e B podem ser ligados às saídas J<sub>1</sub> e J<sub>2</sub>.

Será conveniente dispôr de cabo próprio para aplicação dos sinais, principalmente se levarmos em conta que nas frequências mais altas capacitâncias e indutâncias parasitas podem causar deformações indesejáveis. Para usar o gerador, lembramos que as saídas CMOS do 4093 podem fornecer ou drenar correntes de no máximo alguns miliampères, e que a tensão do sinal é praticamente a tensão da fonte.

Se você precisar de um atenuador pode usar um potenciômetro de 4,7 kΩ ou 10 kΩ na configuração tra-

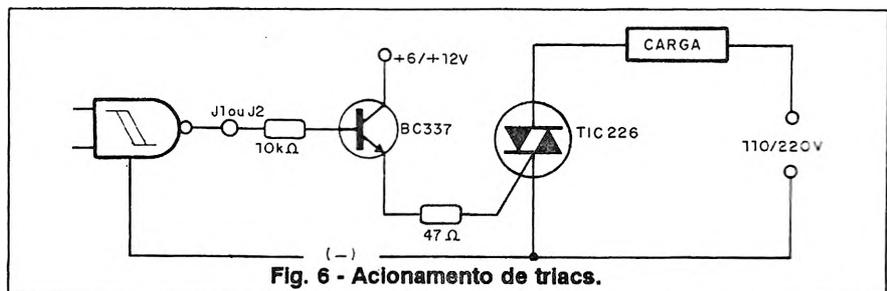


Fig. 6 - Acionamento de triacs.

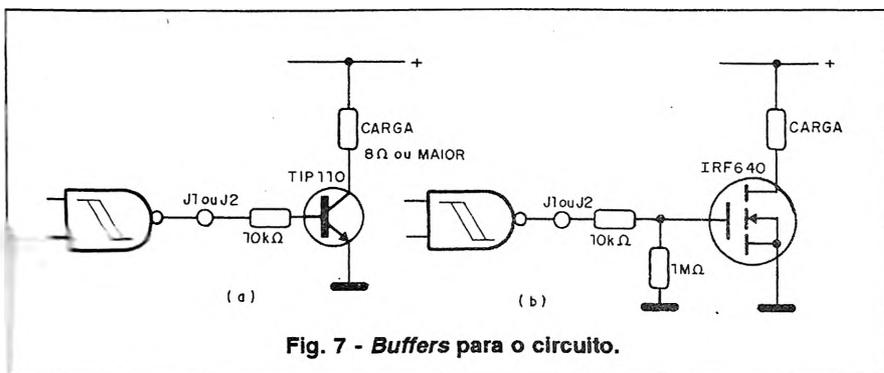


Fig. 7 - Buffers para o circuito.

dicional de divisor de tensão. Se precisar de uma potência maior pode usar um dos *buffers* transistorizados mostrados na figura 7. Os transistores de potência devem ser dotados de radiadores de calor.

No caso específico dos transistores MOS de potência, obtemos potências mais elevadas, já que as cargas podem ter impedâncias muito baixas, da ordem de 2 Ω ou menos, conforme o tipo.

LISTA DE MATERIAL

**Semicondutores:**

CI<sub>1</sub> - 4093B - circuito integrado CMOS

CI<sub>2</sub> - 4017 - circuito integrado CMOS

**Resistores (1/8 W, 5%):**

R<sub>1</sub> - 10 kΩ (marrom, preto, laranja)

P<sub>1</sub> - potenciômetro de 100 kΩ

**Capacitores:**

C<sub>1</sub> - 100 pF - cerâmico ou styroflex

C<sub>2</sub> - 1 nF - cerâmico ou poliéster

C<sub>3</sub> - 10 nF - cerâmico ou poliéster

C<sub>4</sub> - 100 nF - cerâmico ou poliéster

C<sub>5</sub> - 100 μF - eletrolítico

**Diversos:**

S<sub>1</sub> - Chave de 1 pólo x 4 posições - rotativa ou tecla

S<sub>2</sub> - Chave de 1 pólo x 8 posições - rotativa

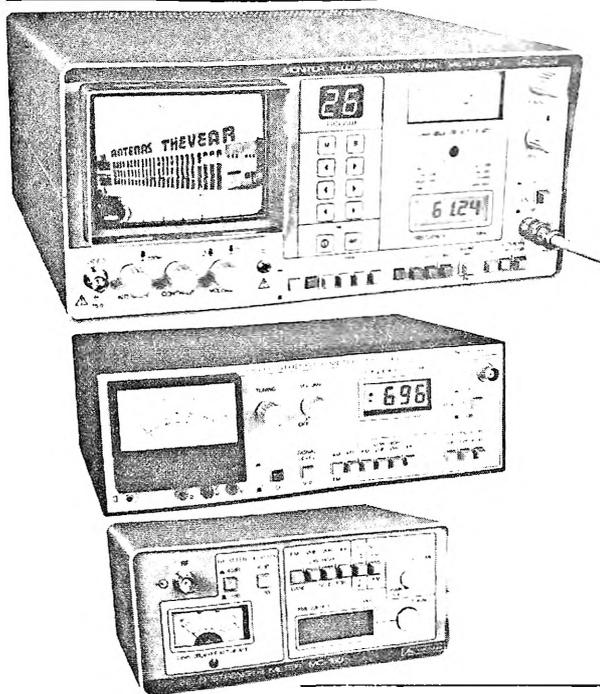
ou tecla

S<sub>3</sub> - Interruptor simples

B<sub>1</sub> - 6 a 12 V - pilhas, bateria ou fonte

Placa de circuito impresso, suporte de pilhas ou conector de bateria, bornes isolados, soquetes para os circuitos integrados, caixa para montagem, fios, solda etc.

 **PROMAX = THEVEAR INSTRUMENTOS**



- MEDIDORES DE CAMPO P/ SATÉLITE
- MEDIDORES DE CAMPO CONVENCIONAIS
- DETETORES DE SINAIS DE SATÉLITE
- ANALIZADORES DE ESPECTRO
- MEDIDORES DE CAMPO COM MONITOR
- GERADORES DE R.F.
- OSCILÓSCÓPIOS, ETC.

**THEVEAR, UMA MARCA QUE SE IMPÕE PELA SUA SERIEDADE**

Av. Thevear, 92 - Bairro Cuiabá - Itaquaquecetuba - SP  
 ( Km, 36 - Rod. Sta. Isabel/ Itaquaquecetuba)  
 Cx. Postal 130 - Telex (011) 32.672 THEV BR - CEP 08580

Tels.: (011) 464-1955- Fax (011) 464.3435  
 PABX END. TELEGR. \*THEVEAR\*

Na próxima edição  
**Sistemas coletivos de TV via satélite**

# Saber Projetos

*Caderno dedicado ao profissional e ao amador avançado, que nele tem subsídios para a elaboração de projetos mais complexos ou de aplicação prática imediata.*

## SEIS CONVERSORES DC/DC

NEWTON C. BRAGA

Existem aplicações em que precisamos transformar uma tensão contínua disponível numa alimentação de pilhas ou bateria, numa outra tensão maior ou ainda negativa. Estes casos, nem sempre de soluções simples, exigem o emprego de conversores DC/DC. Neste artigo descrevemos seis circuitos práticos que podem ser a solução para o problema do projetista. Variações em torno destes projetos podem adequar suas características às necessidades de cada um.

Um conversor DC/DC é um circuito que converte uma tensão contínua em outra tensão contínua mas de valor ou polaridade diferente.

Se precisarmos de uma tensão menor que a de entrada, e de mesma polaridade, existem soluções muito simples para o problema, envolvendo resistores, transistores, diodos zener e outros componentes em configurações bas-

tante conhecidas, como as mostradas na Figura 1.

No entanto, o problema aparece quando precisamos de tensões maiores do que as disponíveis na entrada e, eventualmente, de polaridade invertida. Um exemplo disso seria obter uma alimentação simétrica de 12 V a partir de uma bateria de carro.

Uma outra possibilidade de problema seria obter 12 V

de uma alimentação que só fornece uma tensão de saída simples de 6 V.

Finalmente, poderíamos dar como exemplo o caso de precisarmos de uma tensão de saída negativa, de uns 3 ou 4 V, a partir de 5 V positivos (e únicos) disponíveis num equipamento TTL.

Como resolver estas questões exige uma certa habilidade, principalmente se não

quisermos empregar em qualquer das soluções o caro e incômodo transformador.

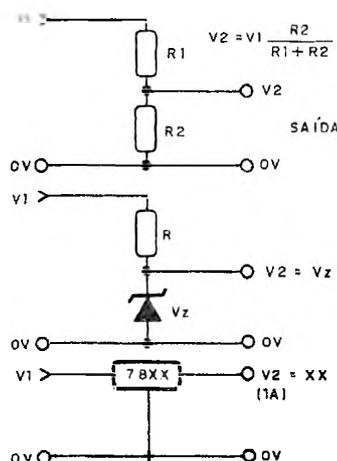
Neste artigo descrevemos então seis soluções para problemas de conversão de tensões contínuas em tensões contínuas mas em condições que envolvam a elevação da tensão (*step up*) ou a inversão de polaridade.

Os circuitos são bastante simples, e sugestões quanto a modificações no sentido de aumentar sua capacidade de corrente de saída, ou mesmo tensão, são dadas de modo a facilitar os projetistas.

### PROJETO 1

**CONVERSOR DC/DC de 8 V/2 mA.**

Nosso primeiro circuito é um conversor DC/DC que pode operar com 5 ou 6 V de tensão de entrada e fornece uma saída entre 8 e 9 V, mas com referência flutuante e uma capacidade de corrente



*Fig. 1*  
**Redutores simples de tensões contínuas.**

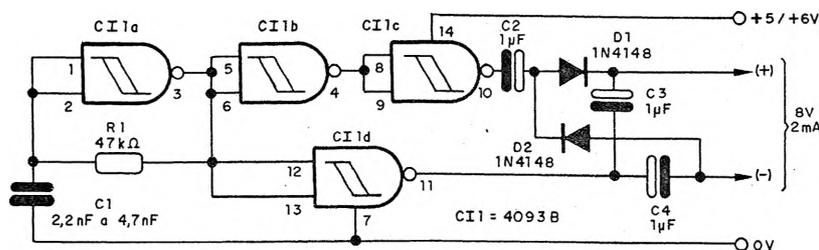


Fig. 2  
Projeto 1  
Conversor  
DC/DC  
de  
8 V/2 mA.

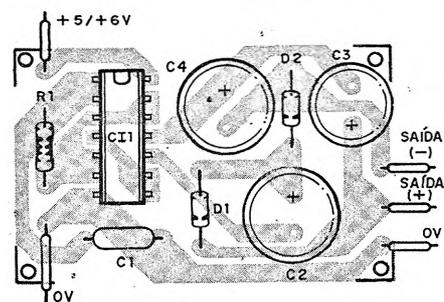
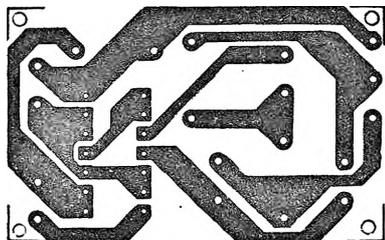


Fig. 3  
Placa  
do  
Projeto 1.

de até 2 mA. O circuito, que tem por base um único integrado 4093B, é mostrado na figura 2.

A disposição dos componentes numa pequena placa de circuito impresso é sugerida na figura 3.

Basicamente o circuito consiste num oscilador que tem por base a porta CI<sub>1a</sub> do circuito integrado 4093. A frequência deste oscilador é determinada por R<sub>1</sub> e C<sub>1</sub> e está em torno de 5 kHz. Os valores destes componentes, entretanto, podem ser alterados de modo que a frequência de oscilação fique entre 2 e 10 kHz.

Os sinais do oscilador são separados: um ramo excita CI<sub>1d</sub>, que é um inversor elaborado em torno de uma das portas do 4093B, e o outro ramo excita dois inversores em base nas outras duas portas do mesmo integrado.

Desta forma, nas saídas 10 e 11 do circuito integrado temos dois sinais em oposição de

fase, os quais são usados para excitar um dobrador de tensão. Neste dobrador, C<sub>3</sub> e C<sub>4</sub> carregam-se alternadamente com a tensão de alimentação do circuito, e como estão em série com a saída, nesta saída temos aproximadamente o dobro da tensão de entrada. Na realidade a tensão é menor, dadas as perdas e quedas nos diodos.

Como o circuito integrado CMOS 4093B é de baixa potência, não podemos obter mais do que 2 mA nesta fonte; no entanto ela se adapta perfeitamente a casos em que se necessite de uma tensão mais alta apenas para polarização de um circuito.

**Lista de Material**

**Projeto 1**

- CI<sub>1</sub> - 4093B - circuito integrado CMOS
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> - 1N4148 - diodos de silício
- R<sub>1</sub> - 47 kΩ - resistor de 1/8 W, 5%
- C<sub>1</sub> - 2,2 a 4,7 nF - capacitor cerâmico ou de poliéster
- C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> - 1 μF - capacitores eletrolíticos de 12 V
- Diversos: Placa de circuito impresso, soquete para o circuito integrado, fios, solda etc.

**DOBRADOR CMOS**

O nosso segundo circuito consiste num dobrador de tensão que pode chegar aos 30 V de saída, porém com corrente de 1 ou 2 mA no máximo, tem por base o circuito integrado CMOS 4049.

Na figura 4 temos o diagrama completo deste conversor DC/DC.

A disposição dos componentes numa placa de circuito impresso é mostrada na figura 5.

O princípio de funcionamento tem semelhanças com o projeto anterior, exceto pelo fato do dobrador trabalhar com apenas uma fase do sinal do oscilador.

O oscilador, elaborado com dois inversores dos seis disponíveis no circuito integrado, tem sua frequência determinada por C<sub>1</sub> e R<sub>1</sub>.

Esta frequência deve ficar entre 2 e 10 kHz, e pode ser ajustada em função dos valores dos componentes indicados.

Os outros quatro inversores do mesmo circuito integrado são usados como buffers/amplificadores de modo a se "reforçar" a saída para o dobrador de tensão.

Os capacitores C<sub>2</sub> e C<sub>3</sub> devem ter tensões de trabalho maiores que a prevista na saída.

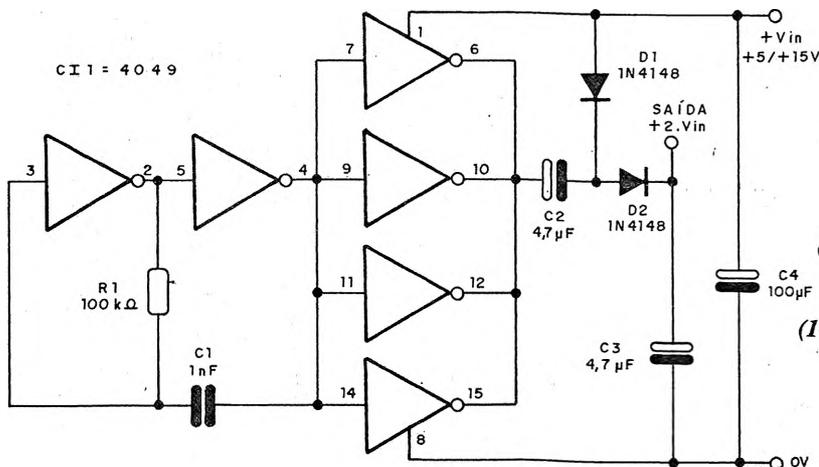


Fig. 4  
Projeto 2  
Conversor  
DC/DC  
dobrador  
(10 a 30 V).

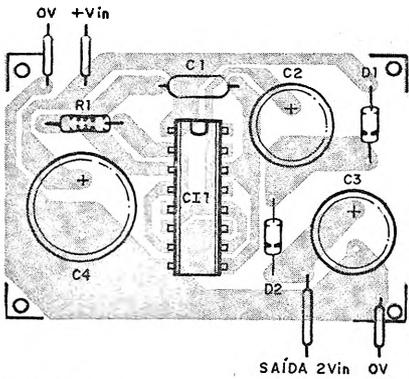
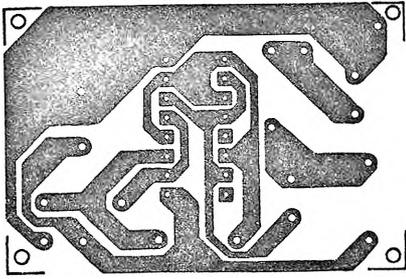


Fig. 5  
Placa  
do  
projeto 2.

**Lista de Material**

**Projeto 3**

CI<sub>1</sub> - 4093B - circuito inte-  
grado CMOS  
Q<sub>1</sub> - BC547 - transistor  
NPN de uso geral  
D<sub>1</sub> a D<sub>4</sub> - 1N4148 - diodo  
de silício de uso geral  
Z<sub>1</sub> - 12V6 - diodo zener de  
400 mW  
R<sub>1</sub> - 15 kΩ - resistor de  
1/8 W, 5%  
R<sub>2</sub> - 12 kΩ - resistor de  
1/8 W, 5%

C<sub>1</sub> - 1 nF - capacitor cerâ-  
mico  
C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub> - 1 μF -  
capacitor eletrolítico de  
12 V  
C<sub>6</sub> - 100 μF - capacitor  
eletrolítico de 12 V  
Diversos:  
Placa de circuito Impres-  
so, soquete para circuito  
integrado, fios, solda etc.

A corrente de saída deste  
circuito também está limitada  
a alguns miliampères, o que

indica como aplicação básica  
deste projeto a polarização de  
estágios de baixo consumo.

**PROJETO 3**

**INVERSOR DE POLA-  
RIDADE**

O circuito apresentado na  
figura 6 produz uma saída de  
polaridade invertida, com ten-  
são de 12 V, em relação a uma  
entrada de alimentação.

A disposição dos compo-  
nentes numa placa de circuito  
impresso é mostrada na figu-  
ra 7.

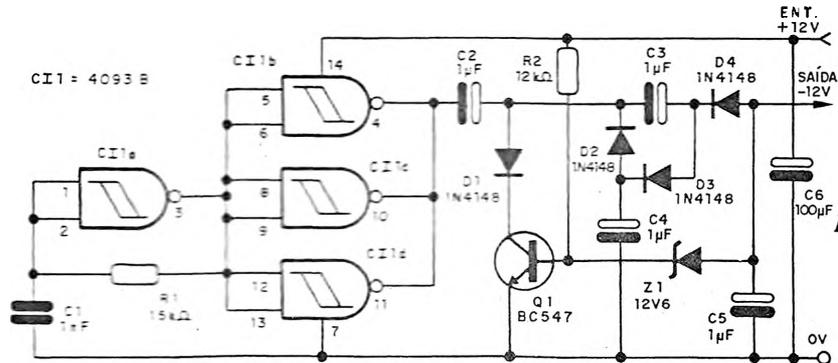


Fig. 6  
Projeto 3  
Inversor  
de  
Polaridade.

**Lista de Material**

**Projeto 2**

CI<sub>1</sub> - 4049 - Circuito inte-  
grado CMOS  
D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> - 1N4148 - diodos  
de silício  
R<sub>1</sub> - 100 kΩ - resistor  
de 1/8 W, 5%  
C<sub>1</sub> - 1 nF - capacitor  
cerâmico ou de poliés-  
ter  
C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> - 4,7 μF - capa-  
citores eletrolíticos de  
33 V  
C<sub>4</sub> - 100 μF - capacitor  
eletrolítico de 16 V  
Diversos:  
Placa de circuito im-  
presso, soquete para o  
circuito integrado, fios,  
solda etc.

O que temos é um oscila-  
dor, semelhante ao usado no  
projeto 1, que entrega seus si-  
nais a três portas do mesmo  
circuito integrado como inver-  
sores.

O sinal de saída dessas  
portas é aplicado a uma rede  
inversora de polaridade com  
base em 3 diodos (D<sub>2</sub> a D<sub>4</sub>) e  
3 capacitores (C<sub>2</sub> a C<sub>4</sub>). O  
diodo D<sub>1</sub>, juntamente com Q<sub>1</sub>  
e o diodo zener, formam uma  
regulador de tensão que ga-  
rante a saída em -12 V.

O capacitor C<sub>6</sub> é um filtro  
de saída.

Caso o montador deseje  
uma tensão "invertida" com  
outro valor de tensão pode tro-  
car o zener.

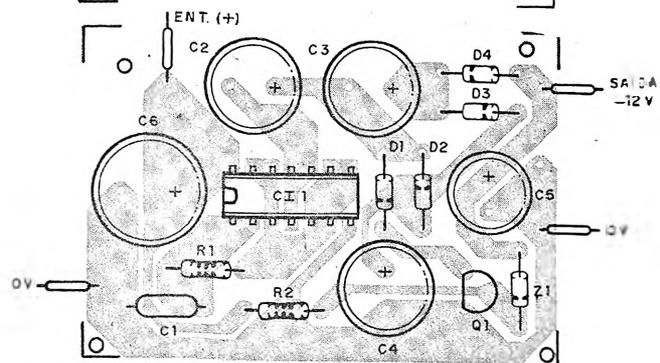
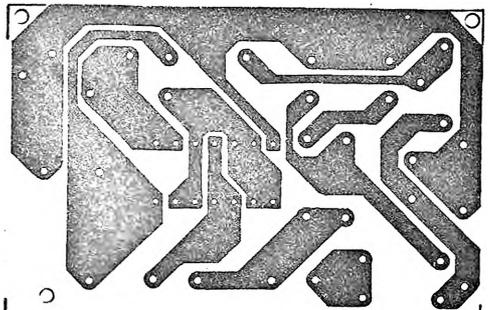


Fig. 7  
Placa  
do  
projeto 3.

**PROJETO 4**

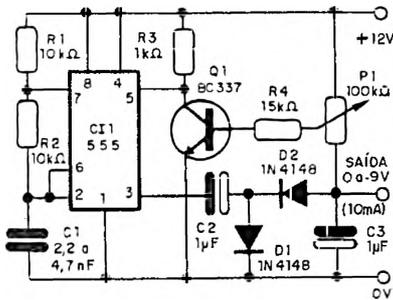
**INVERSOR DE POLARIDADE BIPOLAR.**

Este circuito tem por base um circuito integrado bipolar 555 que funciona como um oscilador para frequências entre 2 e 10 kHz. Esta frequência, dada basicamente por  $R_1$ ,  $R_2$  e  $C_1$ , pode ser alterada no sentido de se obter maior rendimento na aplicação desejada.

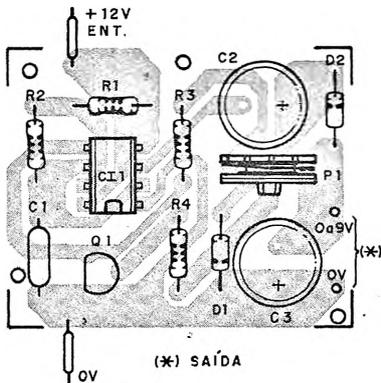
Na figura 8 temos o diagrama completo do conversor.

A disposição dos componentes numa placa de circuito impresso é mostrada na figura 9.

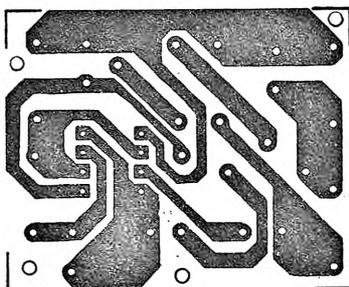
A corrente máxima de saída deste circuito está em torno de 10 mA, e por meio de  $P_1$  pode ser ajustada a tensão negativa de saída.



*Fig. 8*  
**Projeto 4**  
*Inversor de polaridade bipolar.*



*Fig. 9*  
**Placa do projeto 4.**



**Lista de Material**

**Projeto 4**

- CI<sub>1</sub> - 555 - circuito integrado
- Q<sub>1</sub> - BC337 - transistor NPN de uso geral
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> - 1N4148 - diodos de silício
- R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> - 10 kΩ - resistor de 1/8 W, 5%
- R<sub>3</sub> - 1 kΩ - resistor de 1/8 W, 5%
- R<sub>4</sub> - 15 kΩ - resistor de 1/8 W, 5%
- P<sub>1</sub> - trimpot de 100 kΩ
- C<sub>1</sub> - 2,2 nF a 4,7 nF - capacitor cerâmico ou de poliéster
- C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> - 1 μF - capacitores eletrolíticos de 12 V
- Diversos: Placa de circuito impresso, soquete para o circuito integrado, fios, solda etc.

**PROJETO 5**

**DOBRADOR DE TENSÃO DE MICRO-POTÊNCIA**

Este conversor DC/DC tem por base dois circuitos integrados CMOS de baixíssimo consumo e, portanto, é indicado para aplicações de baixa potência, com alimentação por pilhas, para polarização, por exemplo.

O diagrama é mostrado na figura 10 e tem como oscilador um 555 LinMos e um flip-flop CMOS.

A disposição dos componentes numa placa de circuito impresso é mostrada na figura 11.

O princípio de funcionamento é o seguinte: o TLC7555 (LinCMOS) é ligado como astável, operando entre 2 e 10 kHz (frequência dada por  $R_1$ ,  $R_2$  e  $C_1$ ), gerando um sinal retangular.

Este sinal excita um flip-flop tipo D de modo a se obter

ter sinais retangulares defasados nas duas saídas (Q e  $\bar{Q}$ )

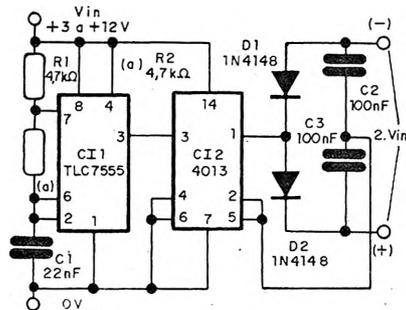
As saídas do 4013 excitam então um dobrador de tensão, obtendo-se em aberto uma tensão de aproximadamente o dobro da usada na alimentação.

A capacidade de corrente deste circuito é baixa, da ordem de 1 a 2 mA apenas.

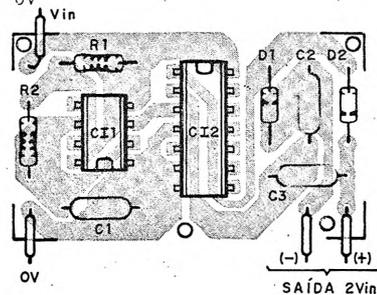
**Lista de Material**

**Projeto 5**

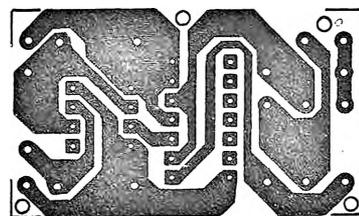
- CI<sub>1</sub> - TLC7555 - circuito integrado LinCMOS
- CI<sub>2</sub> - 4013 - circuito integrado CMOS
- D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> - 1N4148 - diodos de silício de uso geral
- R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> - 4,7 kΩ - resistores de 1/8 W, 5%
- C<sub>1</sub> - 22 nF - capacitor de poliéster ou cerâmico
- C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> - 100 nF - capacitores de poliéster
- Diversos: Placa de circuito impresso, soquetes para os integrados, fios, solda etc.



*Fig. 10*  
**Projeto 5**  
*Dobrador de tensão de micro-potência.*



*Fig. 11*  
**Placa do projeto 5.**



PROJETO 6

CONVERSOR DC/DC DE ALTA POTÊNCIA

O último conversor DC/DC que apresentamos pode fornecer correntes de até mais de 500 mA a uma carga, com tensões de 12 a 18 V, isso a partir de fontes de 6 a 9 V.

Para uma tensão de entrada de 6 V obtemos no máximo 12 V, e para 12 V de entrada obtemos no máximo 18 V, no entanto, para maior desempenho em termos de estabilidade recomendamos uma saída de 15 V.

O circuito básico, que utiliza dois amplificadores integrados de potência TDA2002 como oscilador em contrafase é mostrado na figura 12.

A disposição dos componentes numa placa de circuito impresso é mostrada na figura 13.

Os circuitos integrados de potência, assim como o regulador de tensão, devem ser dotados de radiadores de calor. Os eletrolíticos são para 25V ou mais de tensão de trabalho.

O oscilador opera em torno de 3 kHz, e esta frequência se altera sensivelmente com a carga.

A frequência depende basicamente de  $C_2$ , que pode ser alterado conforme a aplicação.

O princípio de funcionamento é semelhante ao dos projetos anteriores, havendo apenas uma operação com potência maior.

O sinal gerado em contrafase é aplicado ao dobrador de tensão formado pelos 3 diodos e pelos capacitores  $C_3$  e  $C_4$ .

A tensão obtida no dobrador é entregue então ao regulador de tensão, que tanto pode ser o 7812 como o 7815, dependendo da entrada e da tensão desejada na saída.

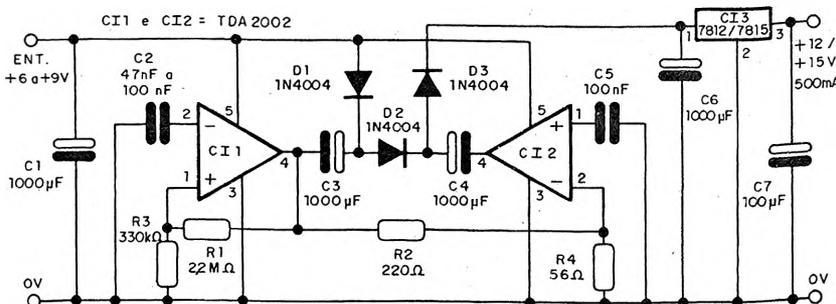


Fig. 12  
Projeto 6  
Conversor DC/DC de alta potência.

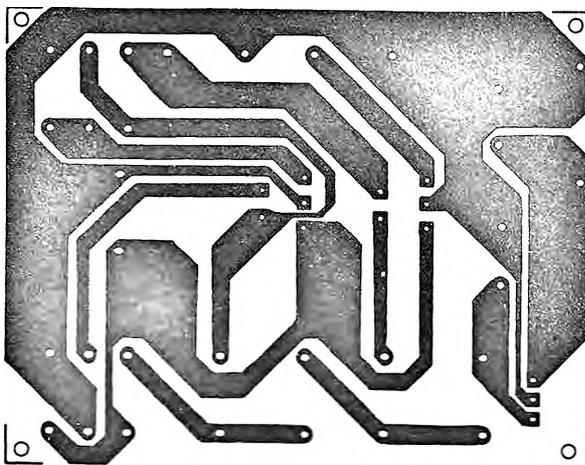
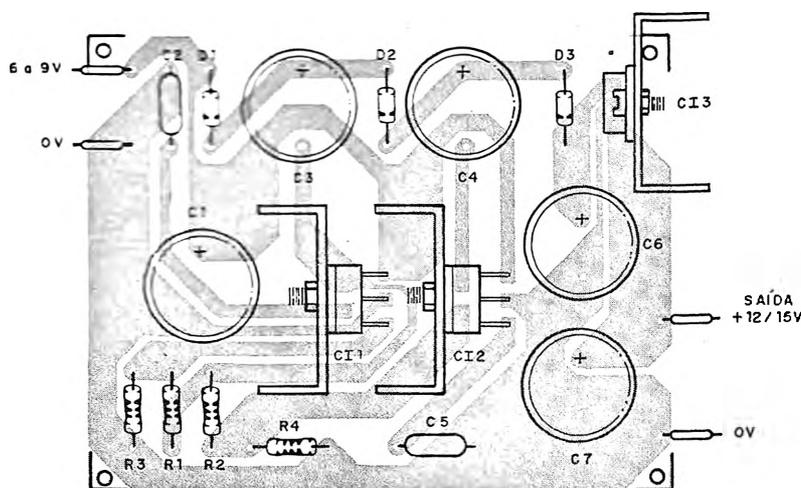


Fig. 13  
Placa do projeto 6.



Lista de Material

Projeto 6

CI<sub>1</sub>, CI<sub>2</sub> - TDA2002 - circuito integrado amplificador  
 CI<sub>3</sub> - 7812 ou 7815 - regulador de tensão  
 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub> - 1N4004 - diodos de silício  
 R<sub>1</sub> - 2,2 MΩ - resistor de 1/8 W, 5%  
 R<sub>2</sub> - 220 Ω - resistor de 1/8 W, 5%

R<sub>3</sub> - 330 kΩ - resistor de 1/8 W, 5%  
 R<sub>4</sub> - 56 Ω - resistor de 1/8 W, 5%  
 C<sub>1</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>, C<sub>6</sub> - 1 000 µF - capacitores eletrolíticos de 25 V  
 C<sub>2</sub> - 47 nF a 100 nF - capacitor de poliéster ou cerâmico

C<sub>5</sub> - 100 nF - capacitor de poliéster ou cerâmico  
 C<sub>7</sub> - 100 µF - capacitor eletrolítico de 25 V  
 Diversos:  
 Placa de circuito impresso, radiadores de calor para os circuitos integrados, fios, solda etc.

## CONCLUSÃO

Os leitores certamente observaram que em todos os circuitos em que desejamos tensões mais elevadas de saída empregamos a conhecida configuração de dobrador de tensão. É claro que, levando-se em conta que ao se elevar a tensão se perde em corrente, podemos empregar outros circuitos multiplicadores de tensão, como triplicadores ou mesmo multiplicadores por n.

Para os interessados nas modificações, damos na figura 14 dois circuitos de triplicadores.

Os valores dos capacitores são os mesmos da configuração dobradora que vai ser substituída. A tensão de trabalho também deve ser a mesma.

Para uma multiplicação por n, damos o circuito da figura 15.

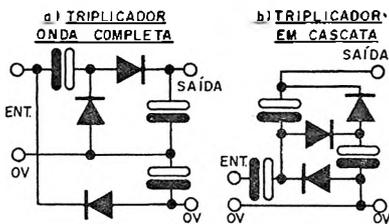


Fig. 14  
Triplicadores de tensão.

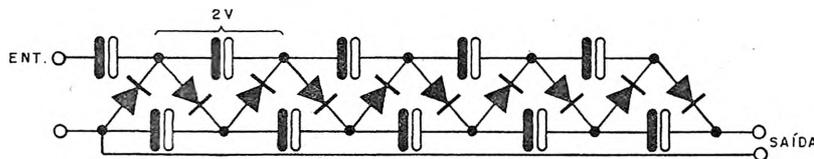
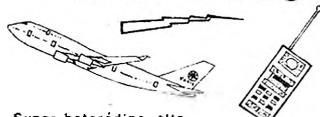


Fig. 15  
Um multiplicador de tensão (x5).

O número de células (n) multiplicada a tensão de entrada e também por quanto vai ser dividida a corrente máxima disponível.

## RECEPTOR DE VHF AIR 3600



Super heteródino, alta sensibilidade e pode sintonizar de 116 MHz a 165 MHz. Aviação - Aeroportos - Rádio Amadores 2m - Serviços Públicos - Marítimos - Rádio Taxi - Telefonias Móvel, etc.

GER RÁDIO SÓLOS  
FONE (011) 283-0553  
PÇA. OSWALDO CRUZ, 124 Cx 172  
CEP-U4004 903-SÃO PAULO SP

CEP 04092-006  
Posto - 45 42E  
CEP-04092-006

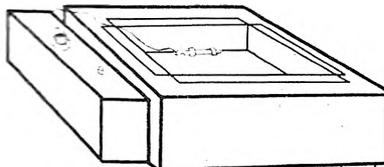
▲ Anote no Cartão Consulta SE nº 01210

## CADINHO ELÉTRICO ORIONTEC

Indispensável para indústrias eletro-eletrônicas

para soldagem e desoldagem de componentes eletrônicos

- Termistato Automático
- Temperatura Ajustável
- Cuba Aço Inox
- Tamanhos 15x9x3 - 400 wats/220
- Tamanhos 20x20x5 - 700 wats/220
- Tamanhos 30x20x5 - 1050 wats/220



Rua Jurupari, 84 - Jabaquara - CEP: 04348-070 -  
Telefone (011) 585 9671

▲ Anote no Cartão Consulta SE nº 01327

## Atenção Técnicos de Rádio, TV e Vídeo

Multímetros, capacitômetros, freqüencímetros, osciloscópios e etc. Tudo em instrumentação eletrônica

### CARDOZO E PAULA LTDA

Av. Cel. Estevam nº 1388 Alecrim -  
Cid. Natal - Est. RN - CEP: 59.035-000  
- Telefone: (084) 223 5702 \*\*

Solicite catálogos grátis, atendemos todo Brasil

▲ Anote no Cartão Consulta SE nº 01332

## LCV INSTRUMENTOS

MULTITESTE, GERADOR DE BARRAS, GERADOR DE FUNÇÕES, REATIVADOR DE CINESCÓPIOS, TESTE DE FLAY BACK, GERADOR DE R.F. FONTE DE ALIMENTAÇÃO OSCILOSCÓPIO, FREQÜENCÍMETRO ETC.

VENDA E ASSISTÊNCIA TÉCNICA

R. Santa Efigênia, 295 - 2º - Sala 205 - S.P.  
CEP 01207-010 - Tel. 223-6707 - 222-0237

▲ Anote no Cartão Consulta SE nº 01333

## Peça Peças & Componentes Eletrônicos

Diodos, Transistores, Circuitos Integrados, Agulhas, Capacitores, Leds, Antenas e etc.



Receba inteiramente Grátis nossa completa lista de preços

LEYSSÉL

Av. Ipiranga nº 1147 - Cj.64 - CEP: 01039 -  
São Paulo - SP - Brasil.  
Telefone: (011) 227 8733

▲ Anote no Cartão Consulta SE nº 01331

## KIT DE SILK SCREEN COM CURSO EM VÍDEO A MÁQUINA DE ESTAMPAR E IMPRIMIR NÃO INVISTA MAIS DE 2 SALÁRIOS MÍNIMOS PARA TER A SUA PEQUENA EMPRESA

O Kit é uma empresa completa. Você faz estampas em cores em camisetas, imprime adesivos, bola de bexiga, brindes, circuitos impressos e painéis eletrônicos.

O curso em vídeo e apostila mostra tudo sobre silk. Ideal também para lojas (imprime cartão de visita, envelopes sacolas).

Solicite catálogo grátis e receba amostras impressas com o kit.  
PROSERGRAF - Cx. Postal 488 - Fone: (0182) 47-1210  
CEP 19001-970 - Pres. Prudente - SP

DISTRIBUIDOR NA CAPITAL: (011) 858-9997

▲ Anote no Cartão Consulta SE nº 01328

# AMPLIFICADOR DE 7 W

Newton C. Braga

base num único circuito integrado LM383, da National Semiconductor, descrevemos um amplificador de 7 W alimentado com tensão de 14,4 V. Este amplificador pode ser usado em intercomunicadores, sistemas de distribuição de som, como reforçador para pequenos rádios, em receptores e em muitas outras aplicações interessantes.

Apresentado em encapsulamento SIL de 5 pinos, este circuito integrado facilita o projeto de amplificadores de média potência pelos poucos componentes externos que necessita.

O circuito pode operar com tensões de 5 a 20 V, o que o torna interessante para ser usado com pequenas fontes de alimentação ou no carro, como amplificador de reforço.

A resposta em frequência deste amplificador se estende até os 30 kHz, o que significa uma excelente qualidade de som, já que a distorção har-

mônica total (THD) para 4 W com 2 Ω de carga e uma frequência de 1 kHz é de apenas 0,2 %.

### Características:

- Faixa de tensões de alimentação: 5 a 20 V
- Pico de corrente de saída: 3,5 A

- Resistência de entrada: 150 kΩ
- Faixa de frequências de operação: até 30 kHz
- Rejeição de ripple: 40 dB (tip)
- Potência de saída: (13,2 V, 4 Ω): 4,7 W (13,2 V, 2 Ω): 7 W

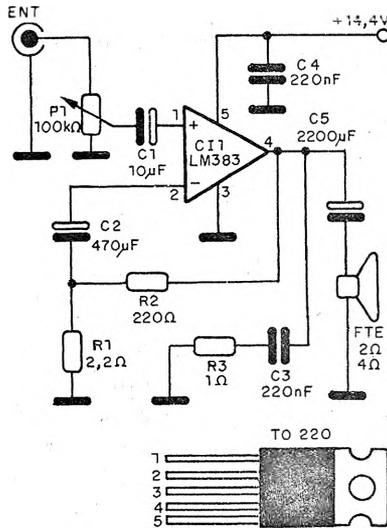


Fig. 1 Diagrama do amplificador de 7 W.

Na figura 1 temos o diagrama completo do amplificador.

O sinal é aplicado à entrada não inversora via controle de volume. O ganho do circuito é determinado pela rede de realimentação com base em R<sub>2</sub> e R<sub>1</sub>. Os componentes C<sub>3</sub> e R<sub>3</sub> mantêm constante a impedância de saída quando a frequência do sinal aumenta.

C<sub>4</sub> desacopla a fonte, devendo ser montado o mais próximo possível do pino 5 do circuito integrado.

O capacitor C<sub>5</sub> faz o acoplamento de sinal ao altofalante. Valores menores cortam as frequências mais baixas, reduzindo assim a resposta aos graves. A disposição dos componentes numa placa do circuito impresso é sugerida na figura 2.

Observe que as trilhas para a alimentação e saída devem ser mais grossas em vista da intensidade das correntes.

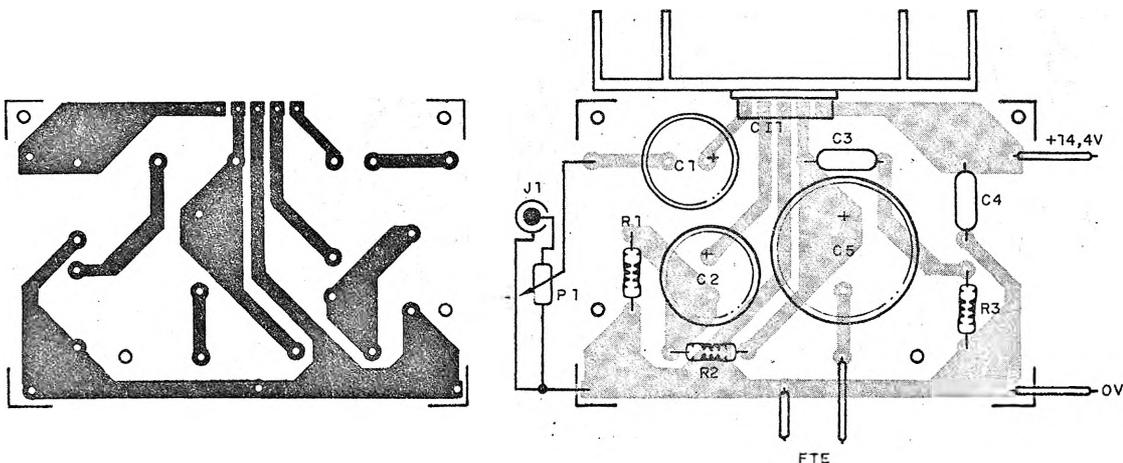


Fig. 2 Placa de circuito impresso.

O circuito integrado deve ser dotado de um radiador de calor, e o alto-falante deve estar apto a reproduzir a potência do amplificador.

Para a entrada de sinal deve ser usado um potenciômetro. Se for usada fonte, deve ter excelente filtragem e pelo menos 1,5 A de corrente sob 12 V.

A caixa que alojará o aparelho deve ser metálica para servir de blindagem de modo a não haver a captação de zumbidos.

Para provar o amplificador basta ligá-lo a uma fonte de alimentação e aplicar um sinal na sua entrada.

Se houver ronco ou distorções verifique as blindagens dos cabos de sinal e/ou filtragem da fonte de alimentação, os cabos blindados de sinal devem ter suas malhas aterradas.

Para uma versão estéreo a fonte deve ter o dobro da capacidade de corrente indicada para um único canal. ■

**Lista de Material**

**Semicondutor:**

**CI<sub>1</sub> - LM383 - Circuito Integrado National Semiconductor**

**Resistores (1/8 W, 5%):**

**R<sub>1</sub> - 2,2 Ω**

**R<sub>2</sub> - 220 Ω**

**R<sub>3</sub> - 1 Ω**

**P<sub>1</sub> - potenciômetro log de 100 kΩ**

**Capacitores:**

**C<sub>1</sub> - 10 μF - eletrolítico de 16 V**

**C<sub>2</sub> - 470 μF - eletrolítico de 16 V**

**C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> - 220 nF - poliéster ou cerâmico**  
**C<sub>5</sub> - 2 200 μF -eletrolítico de 16 V**

**Diversos:**

**FTE - 2 ou 4 Ω - alto-falante de pelo menos 10 W**

**Placa de circuito impresso, radiador de calor para o circuito integrado, caixa para montagem, jaque de entrada, cabo blindado, botão para o potenciômetro, fios, solda etc.**

# CARREGADOR DE BATERIAS DE EMERGÊNCIA

**Newton C. Braga**

Eis um aparelho que não deve faltar na casa de quem possui um automóvel. Todos nós estamos sujeitos a um dia ficar sem a partida, pela manhã, devido à perda de carga de uma bateria que se encontra com problemas ou tenha sofrido algum tipo de dano. Com um carregador podemos obter energia suficiente para a partida e com isso ter condições de levar o veículo a uma oficina de serviços elétricos.

Com poucos componentes podemos ter um carregador bastante eficiente e de baixo consumo, que pode em pouco tempo dar uma carga de emergência numa bateria esgotada de carro ou mesmo de moto.

O circuito tem duas correntes de operação, o que possibilita também sua utilização com baterias numa carga lenta, para alimentar inversores e outros dispositivos a partir de uma bateria em bom estado.

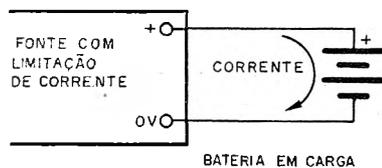
O circuito não tem controle de corrente, mas a limitação é tal que esta corrente de carga é mantida entre valores seguros para a integridade de bateria e os próprios componentes do circuito de carga.

A alimentação poderá ser feita com tensões de 110 V ou 220 V, e o consumo é bem menor do que tipos convencionais, que fazem uso de lâmpadas na limitação de corrente.

**Características:**

- Tensão de entrada: 110/220 V c.a.
- Correntes de carga: até 1,5 A e até 3 A
- Baterias carregadas: 6 e 12 V
- Consumo típico: 40 W

Para carregar uma bateria, o que fazemos é forçar a circulação de uma corrente de intensidade apropriada no sen-



**Fig. 1**  
**Processo de carga de uma bateria.**

tido contrário ao do fornecimento normal de energia desta bateria, conforme mostra a figura 1.

Por um tempo determinado, a energia é entregue à bateria, que então se carrega.

Um tipo de carregador econômico muito comum no mercado é o que faz uso de uma lâmpada para limitar a corrente e um diodo para a retificação, conforme o circuito mostrado na figura 2.

Este carregador, entretanto, tem algumas desvantagens, como por exemplo a exigência de lâmpadas potentes, entre 100 e 150 W, o que signifi-

fica um desperdício muito grande de energia.

Com uma lâmpada de 100 W, por exemplo, obtemos uma corrente de carga de apenas 1 A (aproximadamente). Assim, uma pequena parcela da energia vai para a bateria e o restante é transformado em luz e calor pela lâmpada, que deve ficar acesa por longos períodos para se obter uma carga razoável.

Com o nosso carregador isso não ocorre:

Reduzimos a tensão da rede por meio de um transformador de modo a aplicarmos na bateria uma tensão de mes-

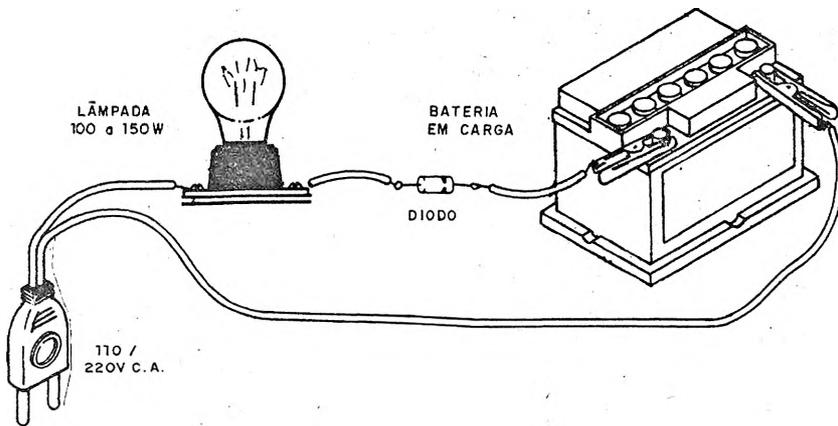


Fig. 2  
Um carregador econômico simples.

alta corrente, com dimensões que permitam seu encaixe nos terminais do elemento em carga. Devem ser usados fios de cores diferentes para identificar a polaridade: vermelho para o positivo e preto para o negativo. O LED é vermelho comum, e tanto  $R_3$  como  $R_4$  são resistores de 1/8 W com 5% ou mais de tolerância.

Para testar o carregador ligue um multímetro (na escala de tensões contínuas) na saída, observando a polaridade. Deve ser lida uma tensão entre 30 e 40 V, se tudo estiver bem.

Para usar, basta ligar a bateria em carga nos terminais, observando a polaridade, e acionar  $S_1$ .

Com  $S_2$  aberto temos uma carga mais lenta, sendo ideal para baterias boas e esgotadas de um dia para outro. Para cargas rápidas,  $S_2$  deve ser fechada, caso em que teremos o suficiente para uma partida num carro com bateria esgotada, com tempos de 40 a 60 minutos. (Se não houver retenção da carga pela bateria, num caso extremo, então não há solução senão a troca da mesma.

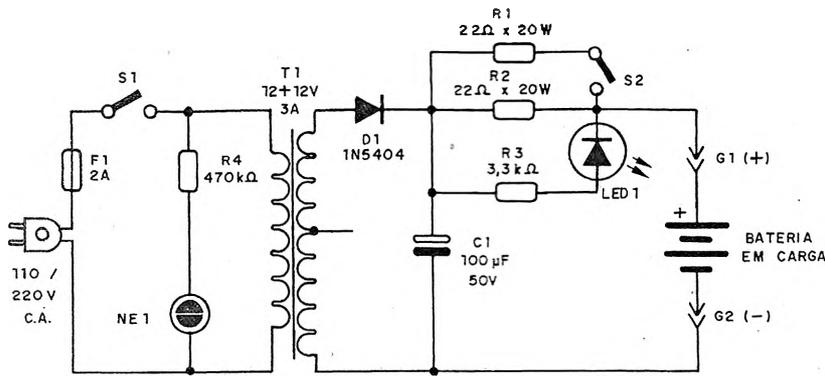


Fig. 3  
Diagrama completo do aparelho.

ma ordem que ela precisa, evitando assim desperdícios.

A limitação de corrente é feita por meio de dois resistores que podem ser associados para duas velocidades de carga. O circuito tem ainda um LED indicador que mostra se a corrente está circulando pela bateria em carga.

Na figura 3 temos o diagrama completo do carregador de baterias.

A disposição real dos componentes é mostrada na figura 4.

O transformador tem enrolamento primário de acordo com a rede de energia e secundário de 9 a 12 V com 3 A de corrente. Correntes menores podem ser usadas, com um aumento proporcional de  $R_1$  e  $R_2$  na limitação da carga.

Os resistores  $R_1$  e  $R_2$  devem ser obrigatoriamente de fio, pois devem trabalhar com correntes intensas, aquecendo.

O capacitor  $C_1$  não é crítico, sendo admitidos valores entre 100  $\mu\text{F}$  e 1 000  $\mu\text{F}$ , já que neste tipo de aplicação não se necessita de boa filtragem. O diodo também admite equivalentes, desde

que sejam capazes de retificar correntes de até 3 A.

A lâmpada neon, que indica alimentação da rede, é opcional.

As garras de conexão à bateria em carga são do tipo de

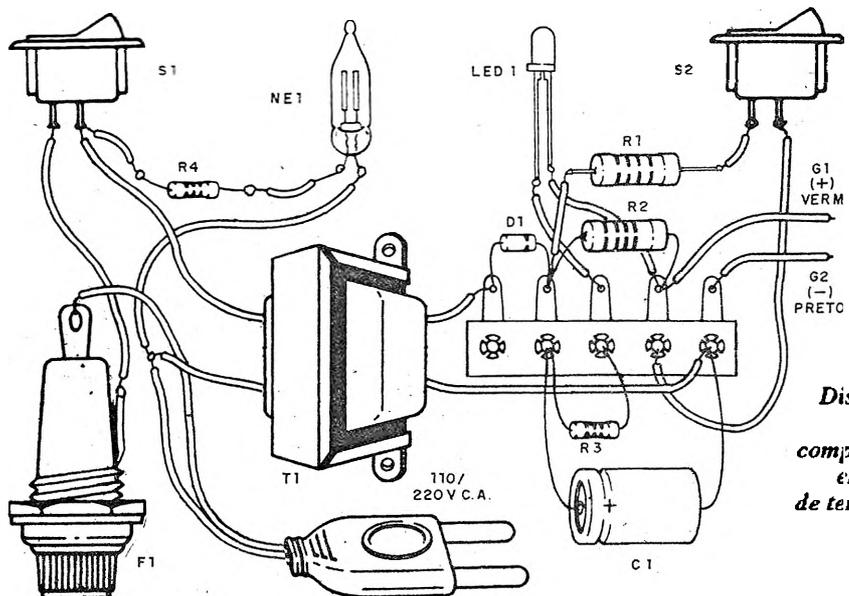


Fig. 4  
Disposição dos componentes em ponte de terminais.

**LISTA DE MATERIAL**

**D<sub>1</sub>** - 1N5404 - diodo retificador de silício  
**LED<sub>1</sub>** - LED vermelho comum  
**R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>** - 22 Ω - resistores de fio de 20 W  
**R<sub>3</sub>** - 3,3 kΩ - resistor de 1/8 W

**R<sub>4</sub>** - 470 kΩ - resistor de 1/8 W  
**C<sub>1</sub>** - 100 μF - capacitor de 50 V  
**Diversos:**  
**S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>** - Interruptor simples  
**F<sub>1</sub>** - Fusível de 2 A

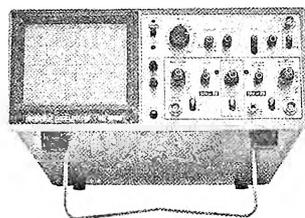
**NE<sub>1</sub>** - lâmpada neon comum  
**T<sub>1</sub>** - Transformador com primário de acordo com a rede local e secundário de 12+12 V x 3 A  
**G<sub>1</sub>, G<sub>2</sub>** - Garras jacaré grandes para conexão em bateri-

as (clips de bateria)  
 Caixa para montagem, cabo de alimentação, suporte para fusível, soquete para LED e lâmpadas neon, fios, solda etc.

**Sistronics – sua melhor companhia.**



Multímetros Beckman Industrial



Osciloscópio Analógico Hitachi

Freqüencímetro Beckman Industrial



Fidelidade. É a que se espera de um companheiro. É o que você tem com os instrumentos comercializados pela Sistronics: multímetros, freqüencímetros, osciloscópios e outros produtos importados das melhores marcas. Naturalmente, eles estão com você a toda hora, no banco ou laboratório, efetuando medidas com rapidez e precisão. E a Sistronics ainda dá a seus clientes apoio especializado: assistência técnica com peças originais e garantia a todos os seus produtos. Fique em boa companhia. Ligue hoje mesmo para a Sistronics e adquira esses e outros instrumentos indispensáveis ao dia-a-dia de uma oficina eletrônica.



**Escritório e Assistência Técnica:**  
 Av. Alfredo Egídio de Souza Aranha, 75 - 4º and.  
 CEP 04726-170 - São Paulo - SP - Fax: (011) 523-8457  
 Tel.: (011) 247-5588

A Anote no Cartão Consulta SE nº 01114

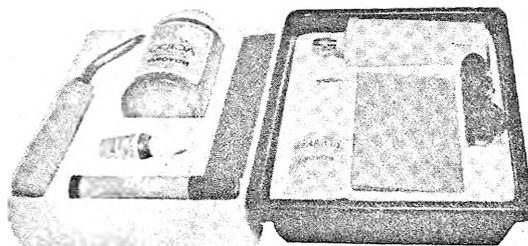
PRESENCIA

**LABORATÓRIO PARA CIRCUITO IMPRESSO JME**

Contém: furadeira Superdrill 12 V, caneta especial Supergraf, agente gravador, cleaner, verniz protetor, cortador, régua, 2 placas virgens, recipiente para banho e manual de instruções.

**SUPER OFERTA**  
**ESTOQUES LIMITADOS**  
 (40 peças)

**ATÉ 27/10/93 - CR\$ 3.350,00**



Não atendemos por Reembolso Postal

Como comprar:

Envie um cheque no valor acima à Saber Publicidade e Promoções Ltda. - R. Jacinto José de Araújo, 309 - Tatuapé CEP: 03087-020 - S. Paulo - SP., e receba a mercadoria por encomenda postal, ou ligue para os Tel.: (011) 942-8055 e obtenha informações para comprar via Sedex.

# TERMOSTATO SIMPLES

Newton C. Braga

Com o circuito apresentado podemos controlar elementos de aquecimento, tais como resistências ou lâmpadas, a partir de um sensor de temperatura bastante barato: um diodo comum de silício. O circuito, dado em duas versões, é sensível e tem por base um transistor de efeito de campo potência.

O circuito é dado em duas versões: um que aciona o elemento de aquecimento quando a temperatura cai abaixo de um valor pré-ajustado, e que serve como termostato. A outra aciona o elemento quando a temperatura sobe, caso em que ele pode ser uma lâmpada indicadora.

A operação com apenas 12 V e a capacidade de controlar cargas de até 4 A permitem sua utilização automotiva. A sensibilidade do circuito pode ser aumentada com o acréscimo de poucos componentes externos.

Na condição de repouso, quando a carga não está acionada, o consumo de corrente é extremamente baixo.

## Características:

- Tensão de alimentação: 12 V
- Carga máxima: 4 A
- Faixa de temperatura: -40 a +125°C

O sensor do circuito é um diodo de silício comum, cuja corrente de fuga depende da temperatura. Desta forma, polarizado no sentido inverso, este diodo apresentará uma resistência que depende qua-

se que linearmente da temperatura absoluta.

Este diodo, na versão termostato, é ligado à base de um transistor NPN comum que forma, juntamente com  $P_1$  e  $R_2$ , um divisor de tensão.

Vemos então que a tensão neste divisor depende da temperatura de tal forma que, quando a temperatura cai, esta tensão se eleva.

A tensão do divisor polariza, via  $R_3$ , a comporta (g) de um transistor de efeito de campo de potência que tem por carga um elemento de aquecimento.

Atingindo o ponto de plena condução do transistor de efeito de campo (saturação), o elemento de aquecimento entra em ação e restabelece a temperatura do local em que está o sensor.

Na versão como indicador, o sensor forma com  $R_1$  e  $P_1$  um divisor de tensão que polariza diretamente a comporta (g) do transistor de efeito de campo de potência.

Quando a temperatura sobe a tensão no divisor também sobe, e com isso, ao ser atingido o ponto de condução do transistor a carga é alimentada. Esta carga pode ser uma lâmpada indicadora.

A sensibilidade do circuito depende do sensor, havendo a possibilidade de se fazer sua substituição por NTCs de 10 k $\Omega$  a 1 M $\Omega$  de resistência com um potenciômetro de valor equivalente.

Também podemos empregar diodos em versões com maior sensibilidade, principalmente para detectar varia-

ções pequenas de temperatura ambiente, utilizando etapas Darlington conforme mostra a figura 1.

É importante, neste circuito, que os transistores usados não tenham qualquer fuga, pois se um deles tiver, por pequena que seja, ela ficará multiplicada pelo ganho do seguinte e será muitas vezes

esta montagem numa placa de circuito impresso.

O transistor de efeito de campo pode ser substituído por equivalentes, devendo o usuário apenas observar a corrente máxima entre o dreno e a fonte admitida para cada tipo, e que pode variar entre 3 e 10 A. Este componente deve ser dotado de um bom radia-

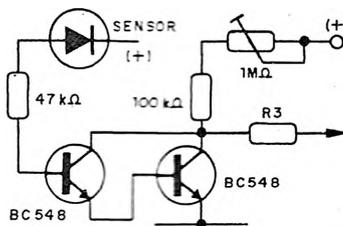


Fig. 1  
Configuração Darlington de maior sensibilidade.

maior que a própria corrente do sensor.

Na figura 2 damos o circuito completo da versão que é acionada pela elevação da temperatura, ou seja, o indicador de elevação de temperatura.

Na figura 3 temos a disposição dos componentes para

dor de calor, e a carga deve ser obrigatoriamente resistiva. Não use o circuito para acionar relés ou motores.

O sensor pode ser de qualquer diodo de silício comum. Se houver possibilidade de encontrar o BA315 indicamos este diodo pelas suas excelentes características como

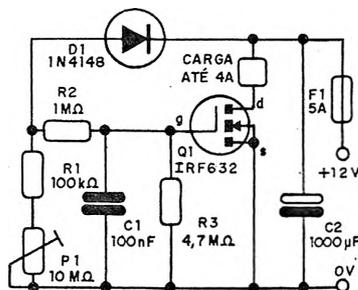


Fig. 2  
Diagrama do acionador por calor (alarme de aquecimento).

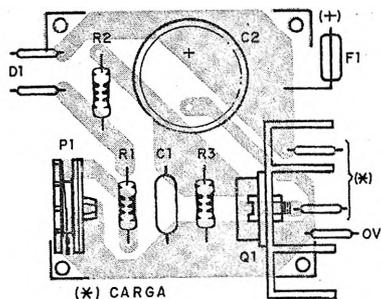
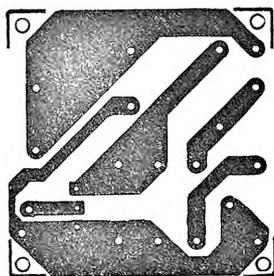


Fig. 3  
Placa de  
circuito  
impresso do  
alarme de  
aquecimento.

sensor, mas na sua falta o 1N4148 também serve.

O cabo de ligação do sensor ao aparelho, se for longo, deve ser blindado; eventualmente, para se evitar a ação de ruídos C<sub>1</sub> deve ser aumentado para 470 nF ou mesmo 1 µF.

O segundo circuito, de um termostato, é mostrado na figura 4.

Na figura 5 temos a disposição dos componentes numa placa de circuito impresso.

O transistor de efeito de campo, como na versão anterior, admite equivalentes e

deve ser dotado de um bom radiador de calor.

O transistor Q<sub>1</sub> pode ser o BC548 ou equivalente, inclusive Darlington, para maior sensibilidade. A carga deve ser resistiva, e se for usado um cabo longo até o sensor ele deve ser blindado, com a malha ligada ao positivo da alimentação.

Lembramos que nos dois casos o sensor não deve receber umidade, pois ela causaria a diminuição da sua resistência, com um acionamento errático. A blindagem do

sensor com epoxi é uma solução para se evitar este problema. O fusível deve ser dimensionado de acordo com a carga, assim como a fonte de alimentação, para as duas versões.

A prova de funcionamento pode ser feita utilizando-se uma pequena lâmpada de 12 V como carga: ajusta-se P<sub>1</sub> para que a lâmpada permaneça apagada ou acesa, conforme a versão, e aquecendo-se o sensor pela aproximação da ponta de um soldador deve ocorrer o acionamento do circuito, acendendo ou apagando a lâmpada, conforme o caso.

Comprovado o funcionamento, o circuito pode ser instalado de modo definitivo. Para monitoração da temperatura do carro, (ex:), o sensor é preso ao bloco do motor com epoxi e os pontos de ligação devidamente protegidos contra umidade com um isolamento reforçado, principalmente nos pontos de conexão.

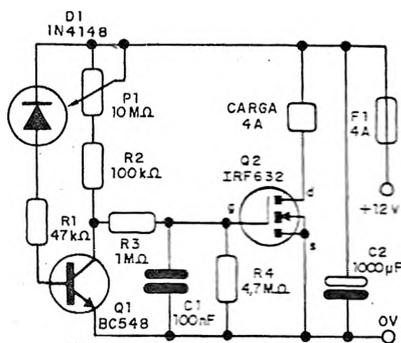


Fig. 4  
Diagrama  
do  
termostato.

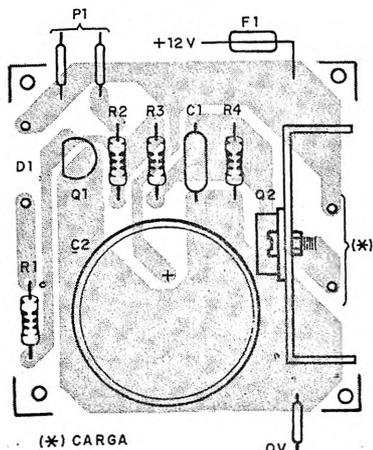
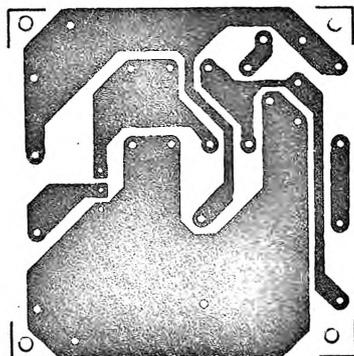


Fig. 5  
Placa de  
circuito  
impresso do  
termostatos.

### Lista de Material

**Circuito 1 - Sensor de temperatura**

Q<sub>1</sub> - IRF632 ou equivalente - transistor de efeito de campo de potência  
D<sub>1</sub> - 1N4148 - diodo de silício - sensor - ver texto

R<sub>1</sub> - 100 kΩ - resistor de 1/8 W

R<sub>2</sub> - 1 MΩ - resistor de 1/8 W

R<sub>3</sub> - 4,7 MΩ - resistor de 1/8 W

P<sub>1</sub> - trimpot de 10 MΩ

C<sub>1</sub> - 100 nF - capacitor cerâmico ou de poliéster

C<sub>2</sub> - 1 000 µF - capacitor eletrolítico de 16 V

Diversos:

F<sub>1</sub> - Fusível de 5 A ou mais

Placa de circuito impresso, radiador de calor para o transistor de potência, suporte de fusível, botão para o potenciômetro, carga, fonte, fios, solda etc.

**Circuito 2 - Termostato**  
Q<sub>1</sub> - BC548 ou equivalente - transistor NPN de uso geral

Q<sub>2</sub> - IRF632 ou equivalente - transistor de efeito de campo de potência

D<sub>1</sub> - 1N4148 - diodo de silício - sensor

R<sub>1</sub> - 47 kΩ - resistor de 1/8 W

R<sub>2</sub> - 100 kΩ - resistor de 1/8 W

R<sub>3</sub> - 1 MΩ - resistor de 1/8 W

R<sub>4</sub> - 4,7 MΩ - resistor de 1/8 W

P<sub>1</sub> - potenciômetro de 10 MΩ

C<sub>1</sub> - 100 nF - capacitor de poliéster ou cerâmica

C<sub>2</sub> - 1 000 µF - capacitor eletrolítico de 16 V

Diversos:

F<sub>1</sub> - Fusível de 4 A ou mais

Placa de circuito impresso, radiador de calor para o transistor de potência, botão para o potenciômetro, suporte de fusível, fio blindado para o sensor, fios, fonte de alimentação, solda etc.

# CONTROLE DE VELOCIDADE DC

Newton C. Braga

Muitos gravadores comerciais, toca-fitas e mesmo toca-discos usam este circuito da Sanyo para controlar a velocidade de motores de corrente contínua de até 1 A. Você pode aproveitar esta configuração para ter um controle perfeito da velocidade de seu motor de até 12 V.

O controle que descrevemos neste artigo baseia-se no circuito integrado LA5511 (ou LA5512) da Sanyo, que é apresentado em invólucro semelhante ao TO-220 com 4 terminais, e que, por precisar de poucos elementos adicionais externos, facilita bastante o projeto de um controle de velocidade.

O circuito é indicado para motores de 6 a 12 V com correntes de até 1A.

## Características

- Faixa de tensões de operação: 6 a 12 V
- Corrente máxima: 1 A
- Resistência de controle: 100 kΩ (max)
- Dissipação máxima do CI: 560 mW
- Tensão de referência: 1,16 V (tip)
- Corrente quiescente do integrado: 1,2 mA
- Fator k: 25 para o LA5512  
50 para o LA5511

## COMO FUNCIONA

Internamente, os circuitos integrados LA5511 e LA5512 têm a configuração mostrada na figura 1.

Esta configuração tem um comparador que, em função de uma referência de tensão,

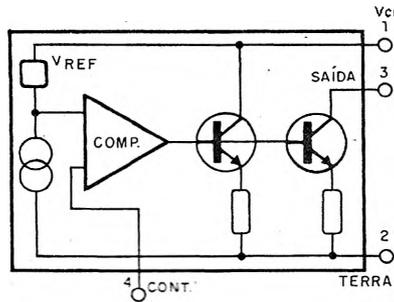


Fig. 1 - Diagrama interno do LA5511/LA5512.

determina o ponto de condução dos transistores de saída, mantendo assim a velocidade do motor conforme o ajuste externo dado por P<sub>1</sub>.

A relação de *shunt* (k) do controle depende do tipo, pode ser 25 ou 50, e esta relação determina o dimensionamento de R<sub>T</sub> conforme a fórmula dada na figura 3. Naquela fórmula, R<sub>M</sub> é a resistência interna do motor usado.

## MONTAGEM

Na figura 2 temos o diagrama completo do controle de velocidade para pequenos motores de corrente contínua.

Na figura 3 temos a disposição dos componentes numa placa de circuito impresso.

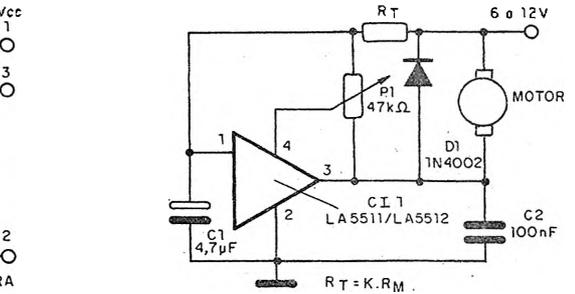
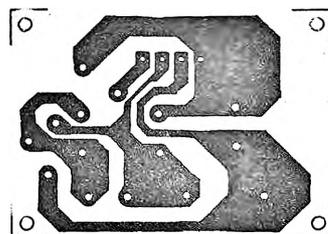


Fig. 2 - Diagrama do controle de velocidade.

O diodo admite equivalentemente, e os capacitores devem ter tensões de trabalho maiores do que as usadas na alimentação.

O circuito integrado deve ser dotado de um radiador de calor.

O motor pode ter uma corrente máxima de 1 A.

## PROVA E USO

Para provar o aparelho basta ligar na saída um pequeno motor de corrente contínua e alimentá-lo. Ajuste então P<sub>1</sub> para observar a faixa de variação da velocidade.

Comprovado o funcionamento é só usar o aparelho.

## Lista de Material

- Semicondutores:**  
 CI - LA5511 ou LA5512  
 - Circuito integrado Sanyo  
 D<sub>1</sub> - 1N4002 - diodo de silício
- Resistores (1/8 W, 5%):**  
 R<sub>T</sub> - ver texto  
 P<sub>1</sub> - potenciômetro de 47 kΩ
- Capacitores:**  
 C<sub>1</sub> - 4,7 µF - eletrolítico  
 C<sub>2</sub> - 100 nF - poliéster ou cerâmico
- Diversos.**  
 Placa de circuito impresso, radiador de calor para o circuito integrado, botão para o potenciômetro, fios, solda etc.

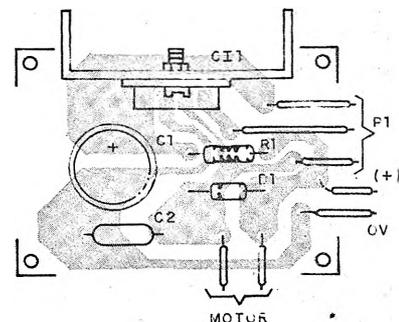


Fig. 3 Placa de circuito impresso.

# Projetos de Leitores

## RETIFICADOR CONTROLADOR POR SCR COM PROTEÇÃO DE SOBRECARGA

Francisco Aldevan Barbosa  
Costa  
São Paulo - SP

Este circuito tem como principal característica o corte de tensão se houver sobrecarga no circuito a ser alimentado.

No projeto original, mostrado na figura 1, os componentes foram calculados para funcionar com 12 V, mas alterações podem ser feitas no sentido de se usar tensões diferentes.

O funcionamento é simples: vamos supor que a carga esteja consumindo a corrente normal.

Neste caso, a queda de tensão no resistor que fica em série com a fonte é menor que 1 V, o que impede o transistor de conduzir. Se a corrente aumentar, no caso de um curto ou sobrecarga, a tensão no

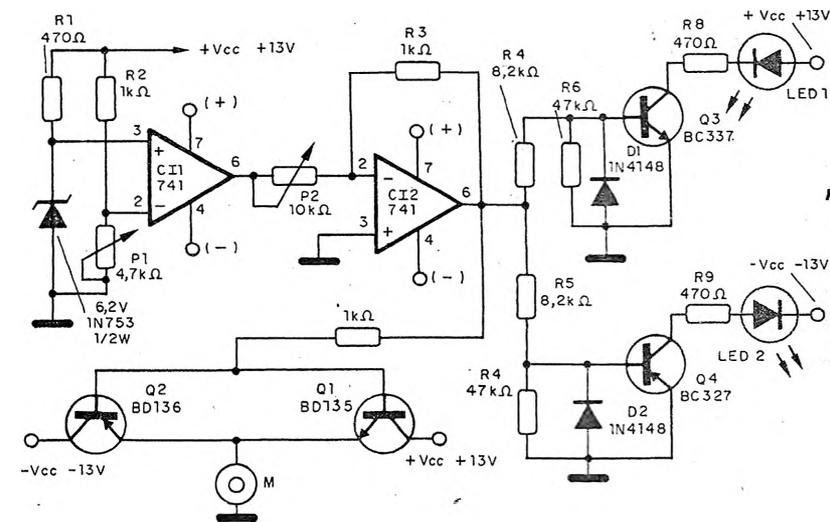


Fig. 2  
Controle de  
velocidade de  
motores "DC"  
com reversão  
e sinalização.

resistor é suficiente para levar o transistor à condução, suspendendo assim a polarização de comporta dos SCRs.

Nestas condições, no semiciclo seguinte os SCRs desligam.

Os SCRs devem ser dotados de radiadores de calor; o trimpot ajusta o ponto de disparo.

## CONTROLE DE VELOCIDADE DE MOTORES COM REVERSÃO E SINALIZAÇÃO

Welerson de Brito Daniel  
Belo Horizonte - MG

Este circuito possibilita o controle de velocidade de um

motor de corrente contínua, assim como a inversão de seu sentido de rotação. O diagrama completo é dado na figura 2. O circuito usa no primeiro bloco um comparador. Com o cursor de P<sub>1</sub> no máximo de resistência teremos na saída do CI uma tensão negativa de -12 V. No mínimo teremos uma tensão positiva de 12 V.

O sinal é aplicado a um amplificador inversor que consiste no segundo bloco.

Este circuito tem ganho controlado, sendo nele feita a determinação da velocidade do motor via P<sub>2</sub>.

O terceiro bloco consiste no sistema de sinalização, que é controlado por CI<sub>2</sub>. Este sistema atua sobre os transistores Q<sub>3</sub> e Q<sub>4</sub>, que acionam os LEDs indicando assim a polaridade da tensão aplicada ao motor, assim como seu valor.

O bloco final é o de potência, formado por Q<sub>1</sub> e Q<sub>2</sub>, que controlam o motor. Os transistores devem ser esco-

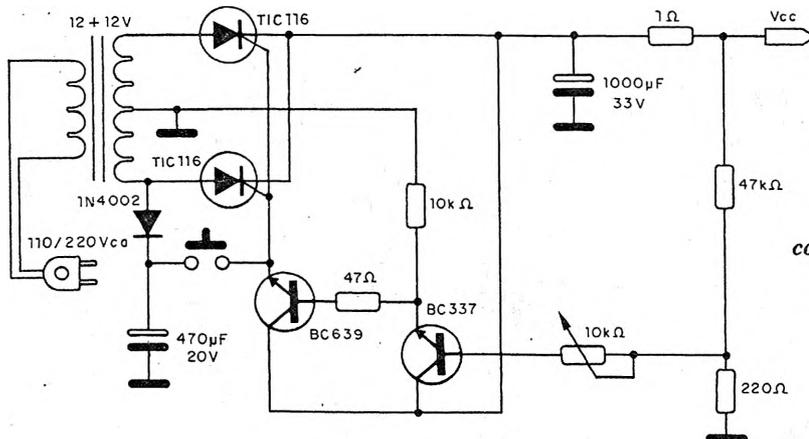


Fig. 1  
Retificador  
controlado por  
SCR com  
proteção de  
sobrecarga.

lhidos de acordo com a corrente exigida pelo motor.

O autor do projeto não previu um resistor limitador de corrente nas bases destes transistores. Acreditamos que o normal seria 1 k $\Omega$ .

O diodo zener é de 6,2 V com 400 mW, e os resistores, todos de 1/8 W.

### LEMBRETE PARA O CARRO

Solimar Antônio Pereira  
Marechal Floriano - ES

Este circuito tem por finalidade avisar o motorista caso ele deixe o veículo com as luzes acesas. O circuito é mostrado na figura 3.

Evidentemente, trata-se de dispositivo útil, pois a descar-

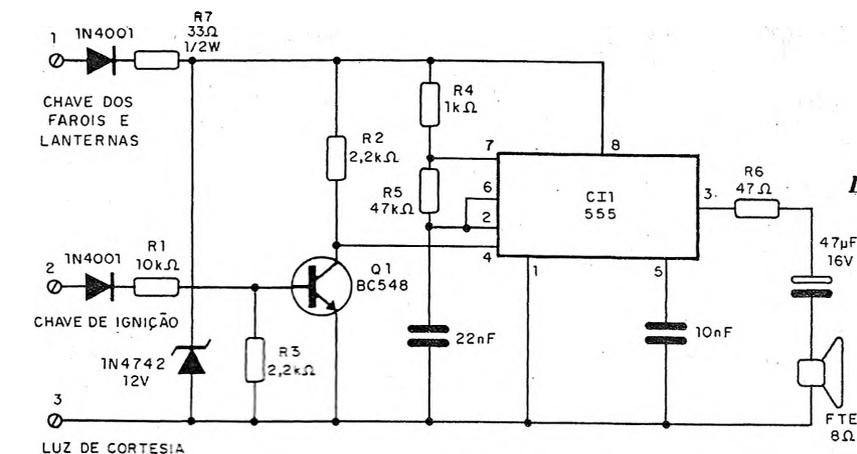


Fig. 3  
Lembrete para o Carro.

ga da bateria nos casos em que as luzes são deixadas acesas impede a posterior partida do veículo.

O circuito usa como base um 555 que deve ser ligado

em três pontos do carro: a chave dos faróis, lanternas, chave de ignição e a luz de cortesia.

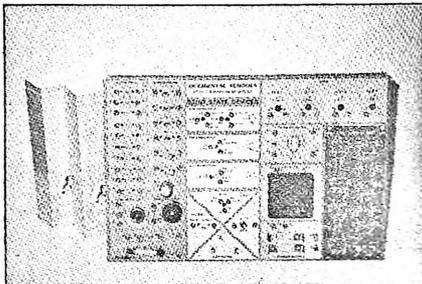
Observe que na condição de espera o consumo do apa-

relho é extremamente baixo, não afetando a bateria ou provocando sua descarga mesmo que ele fique permanentemente ligado.



**OCCIDENTAL SCHOOLS**

# ELETRÔNICA: a ciência do futuro ao seu alcance!



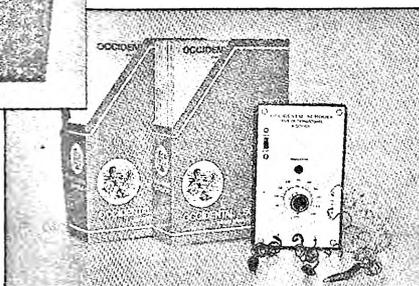
Kit Analógico Digital

Estude em sua própria casa, nas horas de folga, e adquira em pouco tempo os conhecimentos indispensáveis para uma nova profissão ou para um apaixonante "hobby"!

#### CURSOS:

- Eletrônica Básica
- Áudio e Rádio
- Televisão P&B/Cores
- Eletrônica, Rádio e TV

Solicite maiores informações preenchendo o cupom abaixo ou ligue já para (011) 222-0061.



Kit Comprovador de Transistores e Diodos

#### Outros Cursos:

- Eletrotécnica Básica
- Instalações Elétricas
- Refrigeração e Ar Condicionado
- Programação BASIC
- Programação COBOL
- Análise de Sistemas
- Eletrônica Digital
- Microprocessadores
- Software de Base.

À  
Occidental Schools  
Caixa Postal 1663  
CEP 01059-970 - São Paulo - SP

Desejo receber gratuitamente o catálogo ilustrado do curso de \_\_\_\_\_

Nome: \_\_\_\_\_

Endereço: \_\_\_\_\_

Bairro: \_\_\_\_\_

Cidade: \_\_\_\_\_

Estado: \_\_\_\_\_ CEP: \_\_\_\_\_

**Saber Publicidade e Promoções Ltda**

Rua Jacinto José de Araújo, 309 - Tatuapé - Cep: 03087-020- S.Paulo - SP.

# SABER

# SERVICE

O grande sonho da maioria dos técnicos é possuir uma empresa própria... uma pequena assistência técnica e daí ganhar muito dinheiro... e de quebra se livrar das reclamações do patrão. Mas a realidade não é tão simples quanto possa parecer.

Muitos são os requisitos para que este negócios, possa realmente dar certo.

Começamos pela necessidade do técnico possuir uma visão comercial razoável, para que o mesmo saiba conduzir os negócios, convencendo satisfatoriamente seu cliente mais irredutível, ou seja, saiba vender bem seu "peixe".

Esta capacidade é adquirida por alguns com o passar do tempo, ou ainda treinada e assimilada em alguns cursos voltados às micro e pequenas empresas.

A concorrência será outra barreira difícil de ser vencida, pois só com muita dedicação e honestidade serão colhidos os frutos a médio e longo prazo. Portanto, a cor do dinheiro só será vista após dois ou três anos.

Ainda para vencer a concorrência será necessário ter um conhecimento técnico muito bom na área em que se pretende atuar. É aqui que se encontra o grande obstáculo para o sucesso, pois a grande maioria se acha totalmente auto-suficiente e em condições de resolver qualquer problema.

Outro cuidado que se deve ter é não se aventurar em abrir uma empresa apenas por ter trocado alguns fusíveis, diodos ou capacitores de alguns equipamentos, levando-os ao funcionamento. Uma boa preparação técnica é muito mais ampla do que isso.

Ter recursos satisfatórios para começar seu negócio é um pré-requisito fundamental. O montante deverá ser suficiente não só para as instalações e equipamentos, mas também para um sustento de aproximadamente seis meses, até que o caixa passe a sustentar a empresa com forças próprias.

E por fim será necessária muita força de vontade para suportar seus novos padrões: os clientes, que exigirão seus aparelhos nos prazos prometidos, além de dar o maior "pito" caso o aparelho não venha funcionando em boas condições.

Como podemos ver, iniciar seu próprio negócio não é uma tarefa muito fácil, e os problemas comentados acima foram apenas alguns. Ainda podemos citar o Código de Defesa do Consumidor (que exigirá de você a qualidade mínima) além de uma série de impostos municipais, estaduais e federais que poderão levá-lo à loucura!

Portanto, em primeiro lugar, dedique-se no emprego em que você está para que você cresça juntamente com a empresa; leia muito; estude muito e guarde dinheiro, se possível, para que em um futuro talvez próximo você possa se aventurar (pelo menos com alguma segurança) em seu próprio negócio.

Mário P. Pinheiro

# CARACTERÍSTICAS E SUBSTITUIÇÕES DE TRANSISTORES

Mário P. Pinheiro

Existem hoje mais de cem mil transistores registrados com codificação diferente, e a grande maioria possui dezenas de tipos equivalentes. Com a diversificação e venda cada vez maior de equipamentos importados, se torna fundamental que o técnico conheça não só o funcionamento de um equipamento, mas também as características dos transistores utilizados no mesmo, para que na falta do original, saiba substituí-lo por outro equivalente com boa margem de segurança.

Já se passaram muitos anos deste a invenção do transistor bipolar em 1948 pelo Laboratório BELL, mas a busca por maiores informações deste componente que desencadeou uma verdadeira revolução no consumismo eletrônico, ainda é grande não só pelos novos técnicos que surgem no mercado, como também pelos mais experientes, que procuram constante atualização.

O TRANSISTOR acabou recebendo este nome por apresentar a característica básica de alterar sua resistência interna (coletor/emissor) através de corrente aplicada entre base e emissor, resultando em um componente chamado de TRANSFERENCE RESISTOR, ou simplesmente: TRANSISTOR.

O substituiu a válvula em quase todas as aplicações, com exceção do tão conhecido cinescópio e também em alguns casos de transmissão. Com respeito aos cinescópios, avanços cada vez maiores estão sendo feitos com o cristal líquido, para se conseguir imagens com o mesmo brilho e definição do tubo de imagem.

Quanto aos sistemas de transmissão, os TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO começam a desbancar as vál-

vulas em áreas onde estas pareciam intocáveis.

No Brasil o transistor começou a aparecer em equipamentos no final da década de 60, e na década de 70, já se misturava aos circuitos integrados.

Estes circuitos integrados nada mais eram que circuitos completos transistorizados, colocados em um invólucro fechado, com acesso ao mundo exterior através de terminais.

Hoje cada vez mais podemos ver dispositivos integrados chamados agora de SMD's (Surface Mounted Devices), ou dispositivos montados em superfície, que além de minúsculos não necessitam do furo na placa de circuito impresso para serem fixados.

No Brasil, a evolução do transistor para os SMD's ocorreu de maneira muito rápida (menos de vinte anos), deixando técnicos e engenheiros meio desorientados.

Notem que nos países do primeiro mundo essa evolução começou no início da década de 50 se passando de lá para cá pouco mais de quatro décadas até os recentes avanços.

A grande maioria dos técnicos de manutenção em geral, passou da válvula para o transistor de maneira bem rápida, caindo quase que simultaneamente nos circuitos integrados, o que obviamente resultou em uma má preparação para esta nova tecnologia.

Apesar da maioria dos equipamentos de hoje possuírem circuitos integrados (SMD's ou não), o velho transistor como componente discreto ainda resiste, dando muita dor de cabeça ao técnico de manutenção na hora de sua substituição.

## A CODIFICAÇÃO PELO MUNDO

O Brasil obviamente, acabou recebendo não só tecnologia de fora, como

também a quase totalidade dos códigos destes componentes, obedecendo a regras americanas, européias ou asiáticas (Japão).

Nos Estados Unidos, são fabricados transistores com a codificação inicial de 2N (2N3055, 2N6512, etc.), ficando o código 1N (1N5402, 1N4007, etc.) reservado para a categoria de diodos.

Na Europa, existe uma classificação alfa-numérica, que especifica não só o tipo de material usado no transistor como sua aplicação básica.

Normalmente são utilizadas duas ou três letras, seguidas por dois ou três números.

A letra inicial indica o material usado:

A = germânio

B = silício

C = arseneto de gálio

R = materiais compostos

A segunda letra indica o tipo de aplicação a que o transistor se presta:

C = baixa potência e baixa frequência, utilizados na faixa de áudio

D = média e alta potência e baixa frequência, utilizados na faixa de áudio

F = baixa potência e alta frequência; utilizados em seletores, misturadores, FI's, etc.

L = alta potência e alta frequência; utilizados em seletores, misturadores, FI's, etc.

S = baixa potência; utilizados em circuitos de comutação

**U** = alta potência; utilizados em circuitos de comutação

Portanto, BD 135 seria um transistor de silício de média ou alta potência, utilizado em baixa frequência.

No Japão a norma de codificação é mais simples que a européia, e utiliza o código "2S" para a classificação dos transistores sendo que a letra seguinte especifica sua polaridade e aplicação:

- A** = PNP de alta frequência
- B** = PNP de baixa frequência
- C** = NPN de alta frequência
- D** = NPN de baixa frequência

Em muitos transistores a inscrição 2S é omitida, ficando um transistor 2SC930, especificado apenas como C930.

Nos equipamentos existentes no Brasil, ficou clara a influência européia devido à grande atuação da Philips (originária da Holanda), não só na venda de equipamentos acabados como também na fabricação de componentes.

A codificação japonesa (2S...), cada vez mais ganha seu espaço, visto que a importação é cada vez maior não só deste país, como também dos tigres asiáticos (Coreia, Taiwan, Hong Kong, etc.), que utilizam a mesma codificação do Japão.

## CARACTERÍSTICAS DOS TRANSISTORES

Os transistores apresentam uma série de características, que dependendo da aplicação se tornam fundamentais ou de aspecto secundário.

Primeiramente explanaremos o que são estas características, para depois definir quais os parâmetros a serem levados em consideração em uma substituição.

### TRANSISTOR NUMBER (NÚMERO DO TRANSISTOR)

É a codificação especificada para o mesmo. Acima já havíamos falado, das letras iniciais, aparecendo logo em seguida uma série de números, que terão uma série de significados de acordo com o registro do fabricante.

### POLARITY/MATERIAL POLARIDADE/MATERIAL

O aspecto polaridade, define se o transistor é NPN ou PNP, sendo que na maioria dos manuais de substituição de transistores esta característica está abreviada (N = NPN e P = PNP).

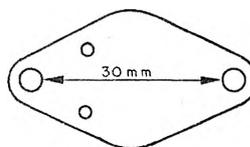
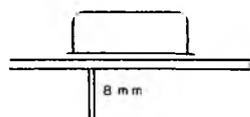
O material empregado para a feitura do transistor será em geral especificada como Germânio = G ou o Silício = S.

Notem que nos dias de hoje praticamente não existem transistores de germânio, pois o silício é muito mais abundante na natureza, resultando no barateamento da matéria prima.

### PACKAGE (INVÓLUCRO)

Muitos manuais de transistores não só oferecem as características elétricas dos mesmos como também fornecem o aspecto físico para projetos e dimensionamentos de PCI's.

Na figura 1 podemos ver o aspecto mecânico do transistor 2N3055, que possui o invólucro tipo TO-3.

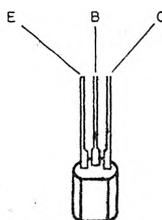


INVÓLUCRO TO-3

### LEAD (TERMINAIS)

Mostra a disposição dos terminais do transistor (base, emissor e coletor), facilitando ao técnico a verificação e substituição correta de algum equivalente. Em uma substituição, deve ser dada preferência à um transistor cujos terminais se encontrem na mesma posição do original, caso que nem sempre é possível.

Podemos citar exemplos de transistores europeus e japoneses que apesar de apresentarem características elétricas e



DISPOSIÇÃO DE LEADS (TERMINAIS)

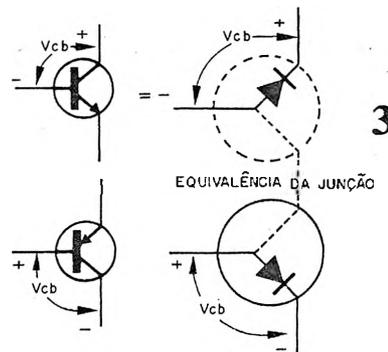
mecânicas praticamente iguais, diferem na disposição dos terminais.

Na figura 2, podemos ver a disposição dos terminais em um transistor BC 548.

### V<sub>cb</sub> MAX (TENSÃO MÁXIMA ENTRE COLETOR E BASE)

Normalmente a junção coletor/base, não apresenta nenhuma condução em funcionamento normal, assim existe uma tensão máxima especificada que esta junção suporta, sem que a mesma sofra danos.

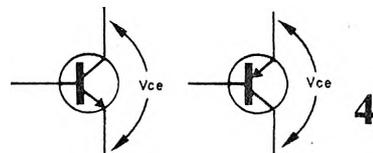
Na figura 3, damos um aspecto de como deve ser medida a tensão máxima entre coletor e base. Notem que esta tensão máxima deverá ser medida com emissor em aberto, caso contrário poderá causar problemas entre a junção coletor e emissor.

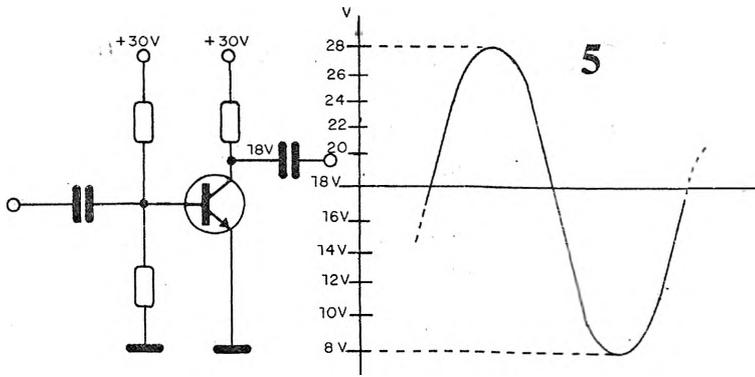


Nunca deveremos submeter o transistor a trabalhar em sua tensão máxima, mas sim no máximo em 3/4 da mesma, para que tenhamos alguma margem de segurança.

### V<sub>ce</sub> MAX (TENSÃO MÁXIMA ENTRE COLETOR E EMISSOR)

É uma das principais características para a substituição direta de transistores. Na figura 4, mostramos um aspecto de como esta tensão deverá ser medida. A mesma também deverá se manter no máximo em 3/4 da tensão total permiti-





da, mantendo assim uma tolerância aceitável para o bom funcionamento do transistor.

Na figura 5, mostramos um circuito de um amplificador de sinal. Podemos ver por esta figura que existem dois modos de encarar este circuito, sendo um deles o da tensão de polarização contínua e o outro com a atuação de um sinal sendo amplificado.

Considerando que a tensão de alimentação é de 30 V, podemos ver que a tensão de coletor se situará em torno de 18 V (um pouco a menos que 2/3 da tensão de alimentação). Esta tensão de coletor será conseguida mediante polarização de base do mesmo.

Podemos dizer então, que a tensão entre coletor e emissor é de 18 V, logo poderíamos colocar um transistor que trabalhasse com uma tensão máxima de 25 Vce.

Uma análise deste tipo estaria errada, pois devemos considerar também que o transistor, sendo um amplificador de tensão, deverá amplificar um sinal de maneira uniforme, ou seja, acima e abaixo dos 18 V dados pela polarização contínua.

Na amplificação, o transistor não poderá chegar ao corte (coletor = 30V, nem na saturação (coletor = 0 V); se isso ocorresse, distorceria o sinal, mas poderá chegar próximo destes extremos.

Podemos dizer que a tensão poderia subir cerca de 10 V, resultando em uma tensão de 28 V (tensão do coletor em relação à massa), e também cair os mesmos 10 V resultando em 8V (tensão em relação à massa).

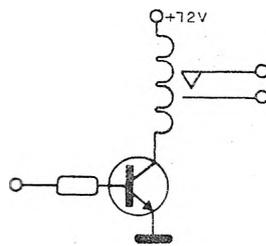
Vimos portanto, que na menor condução do transistor a tensão entre coletor e emissor chegaria a 28 V máximos, o que acarretaria a utilização de um transistor que possuísse uma tensão de Vce máxima de 40 V.

Para circuitos amplificadores, este cálculo deverá ser sempre obedecido, e não apenas seguindo a tensão média indicada no esquema.

O problema maior, com respeito à tensão máxima entre coletor e emissor é quando o transistor se encontra colocado em circuitos que possuem elementos indutivos, ou seja, bobinas ou transformadores.

Na figura 6, podemos ver a disposição de um transistor e um relé que trabalha com uma tensão aplicada de 12 V.

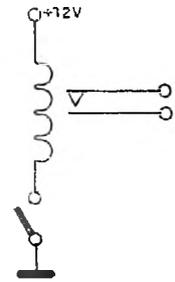
Quando o transistor está saturado, produz uma circulação de corrente no enrolamento do relé, resultando na criação de um campo eletromagnético, gerando uma imantação em um bastão de ferro, que atrairá uma haste fechando os contatos do mesmo.



Com o relé "atracado" o campo eletromagnético se estabiliza em um determinado nível, através da corrente circulante internamente no relé.

Para que o relé volte ao repouso, a polarização para o transistor deverá ser retirada, resultando em seu corte e consequentemente também o corte da corrente circulante internamente no indutor, como mostramos na figura 7.

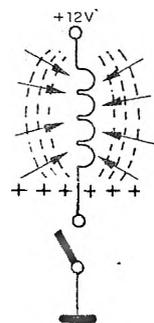
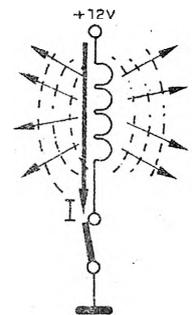
O grande problema que ocorre aqui, é que o campo eletromagnético que aparentemente deveria desaparecer no corte do transistor, começa a se contrair, induzindo uma tensão reversa no próprio enrolamento do relé.



A análise do circuito pode ser vista na figura 8, onde em 8a temos o relé atracado, produzindo um campo eletromagnético fixo.

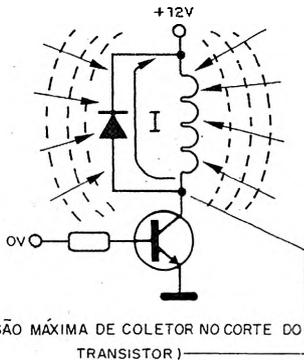
Notem que a tensão de 12 V (alimentação), será nosso ponto de referência. O potencial do lado de baixo do relé é levado a uma tensão de aproximadamente zero volt.

Na figura 8b, com o corte do transistor, continuamos com o lado de cima do relé preso em 12 V, mas a contração do campo eletromagnético, acaba causando uma indução reversa, ou seja, no ponto de baixo acaba aparecendo uma tensão positiva acima da referência de 12 V, que poderá ser muitas vezes superior aos próprios 12 V de alimentação.



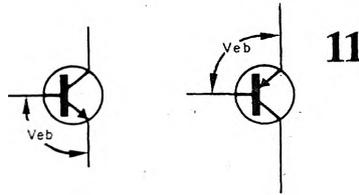
Sendo assim, o que aparentemente seria um transistor que deveria suportar apenas 12 V de Vce, necessita possuir uma tensão de coletor e emissor muitas vezes superior. A solução mais prática para este problema, foi a colocação de um diodo polarizado inversamente como

9



Esta é também uma das características das mais importantes dependendo da aplicação a que se presta um transistor, pois expressa quanto suportará uma junção base e emissor INVERSAMENTE polarizada, ou seja, com o transistor no CORTE.

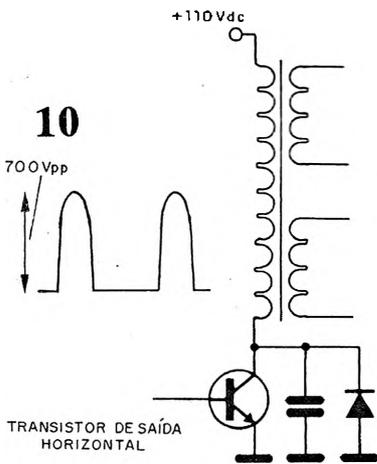
Na figura 11, podemos ver como esta tensão é medida.



indica a figura 9, que tem como objetivo conduzir quando for gerada uma tensão reversa na bobina do relé (corte do transistor).

Ele permitirá uma tensão máxima de 0,6 V acima da tensão de alimentação, o que não prejudicará o transistor e resultando na possibilidade de utilização do mesmo com Vce de apenas 15 V.

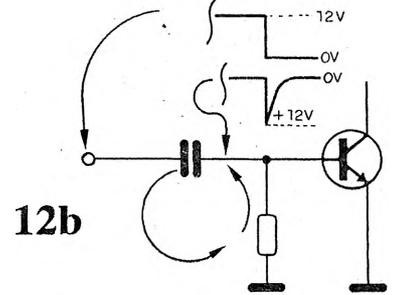
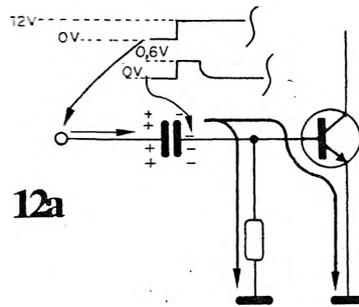
Mas o caso mais clássico e também mais crítico que podemos citar é a Saída Horizontal de um televisor, onde o Transformador de Saída Horizontal ou simplesmente Fly-back, acaba gerando propositalmente tensões reversas de quase dez vezes a tensão de entrada, como mostramos na figura 10.



Nos circuitos utilizando somente resistores e transistores, este ítem de tensão reversa não terá grande importância, mas no instante em que o circuito apresentar na base do transistor indutores e principalmente capacitores de acoplamento, é que o problema se torna mais crítico.

Na figura 12, apresentamos um circuito de diferenciação, ou seja, um circuito que deixará passar apenas as variações rápidas do sinal.

Na figura 12a, podemos ver o instante em que uma tensão de 12 V aparecerá de lado esquerdo do capacitor, produzindo sua carga, e com isto, produzindo uma circulação de corrente pela malha e consequentemente também pelo transistor.



Quando a tensão do lado esquerdo do capacitor voltar a zero, a tendência é a tensão do lado direito do capacitor ficar negativa, mas com a

atuação do diodo, a mesma ficará apenas 0,6 V abaixo da referência negativa, evitando problemas de tensão reversa na junção base emissor.

Um outro exemplo muito interessante que podemos usar, é com respeito ao circuito reforçador da tensão de sintonia de um televisor, como mostrado na figura 14.

O transistor está configurado em reforçador de corrente, ou seja, a corrente que entra pela base terá um reforço baseado na corrente circulante coletor/emissor. Podemos notar também que no emissor do transistor existe um capacitor de filtro tanto de alta como de baixa frequência.

Considerando agora que a tensão do potenciômetro de ajuste da tensão de sintonia esteja com seu máximo valor, o transistor estará saturado; sua tensão de emissor estará também alta.

Na mudança de uma memória para a outra, poderemos optar por um canal em que a tensão de sintonia é bem baixa (canal 2 ou 7), obrigando a tensão da base do transistor a cair bruscamente. Considerando que no emissor existe um

Quando a carga do capacitor é completada, cessa a corrente circulante pela malha (base do transistor), voltando a tensão do lado direito do mesmo a zero volt. Podemos concluir a partir disto, que o capacitor está carregado com uma tensão aproximada de 12 V.

Na figura 12b verificamos que quando a tensão do lado esquerdo do capacitor voltar a zero, ainda se manterá momentaneamente a tensão armazenada no capacitor, que força a tensão de base do tran-

Considerando que no emissor existe um

Quando a carga do capacitor é completada, cessa a corrente circulante pela malha (base do transistor), voltando a tensão do lado direito do mesmo a zero volt. Podemos concluir a partir disto, que o capacitor está carregado com uma tensão aproximada de 12 V.

Na figura 12b verificamos que quando a tensão do lado esquerdo do capacitor voltar a zero, ainda se manterá momentaneamente a tensão armazenada no capacitor, que força a tensão de base do tran-

Quando a carga do capacitor é completada, cessa a corrente circulante pela malha (base do transistor), voltando a tensão do lado direito do mesmo a zero volt. Podemos concluir a partir disto, que o capacitor está carregado com uma tensão aproximada de 12 V.

Na figura 12b verificamos que quando a tensão do lado esquerdo do capacitor voltar a zero, ainda se manterá momentaneamente a tensão armazenada no capacitor, que força a tensão de base do tran-

Quando a carga do capacitor é completada, cessa a corrente circulante pela malha (base do transistor), voltando a tensão do lado direito do mesmo a zero volt. Podemos concluir a partir disto, que o capacitor está carregado com uma tensão aproximada de 12 V.

Na figura 12b verificamos que quando a tensão do lado esquerdo do capacitor voltar a zero, ainda se manterá momentaneamente a tensão armazenada no capacitor, que força a tensão de base do tran-

Quando a carga do capacitor é completada, cessa a corrente circulante pela malha (base do transistor), voltando a tensão do lado direito do mesmo a zero volt. Podemos concluir a partir disto, que o capacitor está carregado com uma tensão aproximada de 12 V.

Na figura 12b verificamos que quando a tensão do lado esquerdo do capacitor voltar a zero, ainda se manterá momentaneamente a tensão armazenada no capacitor, que força a tensão de base do tran-

## Tj MAX (TEMPERATURA MÁXIMA DA JUNÇÃO)

A temperatura máxima da junção semicondutora deverá ficar entre 60° e 100° para os transistores de germânio e entre 125° e 200° para os de silício. Apesar destas indicações máximas, deve-se obedecer o limite de 3/4 do valor máximo para um trabalho seguro.

Além disto, deve se notar que a temperatura da junção de 200°, em geral só será permissível em encapsulamentos metálicos, ficando em 150 graus para encapsulamentos plásticos.

## Ptot (POTÊNCIA MÁXIMA PERMISSÍVEL DE DISSIPAÇÃO DE CALOR)

Esta é também uma das características das mais importantes para a substituição de transistores e permitirá saber de quanto será a máxima tensão ou corrente aplicada para manter a potência especificada.

Como exemplo podemos citar o transistor BU 208, que no manual apresenta as seguintes características:

$$V_{ce} = 700 \text{ V}$$

$$V_{cb} = 1500 \text{ V}$$

$$I_c = 7,5 \text{ A}$$

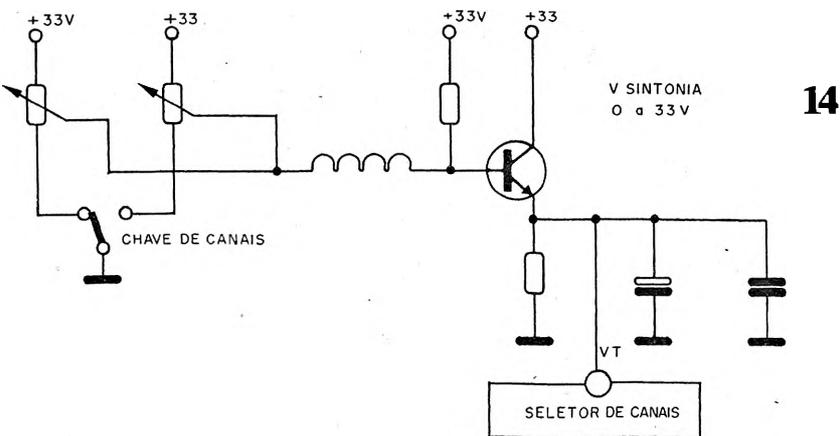
$$P_{tot} = 12 \text{ W}$$

Sabemos que o produto da tensão pela corrente resultará em dissipação de potência. Logo, teríamos para este transistor  $V_{ce}=700\text{V} \times I_c=7,5\text{A} = P_{tot} 5.250 \text{ W}$ .

Apesar do transistor ter apresentado uma potência teórica tão alta, ela não é possível pois o transistor foi projetado para a função de comutador ou chaveador (trabalhando apenas no corte e na saturação).

Na figura 18, apresentamos um circuito regulador de uma fonte de alimentação que trabalha com uma tensão de entrada de 150 V, que está dentro das características de tensão máxima ( $V_{ce}$ ) para o transistor especificado (BU 208) que é de 700 V, e na saída após estabilizada a tensão, teríamos cerca de 110 Vc.c., por uma corrente circulante de 1 A, o que também é muito menos do que a especificação máxima do transistor.

O cálculo da corrente circulante está



14

capacitor de valor relativamente alto, a tensão de base cairá em uma proporção bem mais rápida do que o emissor, ultrapassando os 5 ou 6 V limites de tensão reversa, destruindo o transistor.

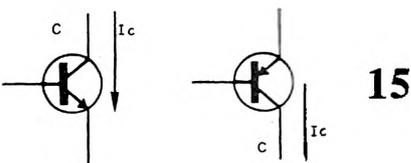
Mas o indutor que está em série com a base vai se opor à variação de corrente (queda brusca na tensão de base), permitindo que a tensão na base do transistor caia paulatinamente, no mesmo ritmo do emissor.

## Ic MAX (CORRENTE MÁXIMA DE COLETOR)

Especifica o máximo de corrente permissível circulando do coletor para o emissor, desconsiderando a corrente que vem de base para o emissor (que é geralmente muitas vezes menor).

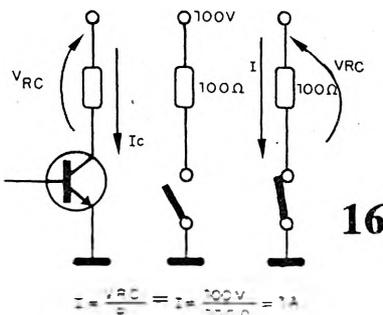
Na figura 15, podemos observar como esta corrente é verificada, sendo que a corrente proveniente do coletor irá se somar à corrente circulante entre base e emissor. Em geral a corrente de coletor poderá variar de alguns miliamperes até dezenas de amperes, dependendo da aplicação a que o transistor se destina.

Na figura 16, podemos notar que a corrente poderá ser calculada facilmente, se levarmos em conta a queda de tensão sobre o resistor de coletor.



15

Como podemos ver na figura 16a, temos uma tensão de alimentação de cerca de 100 V e o transistor se encontra cortado. Assim sabemos que a corrente



16

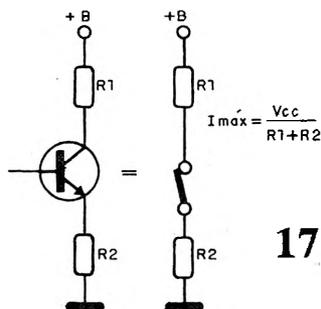
circulante é nula.

Para a figura 16b temos a saturação do transistor (tensão de coletor em relação ao negativo em zero volt), o que provoca toda a queda de tensão da fonte sobre o resistor (100 Ω) resultando em uma corrente de 1 A (100 V aplicados em um resistor de 100 Ω = 1 A).

Notem que o transistor deverá suportar um pouco mais do que essa corrente resultante da sua saturação.

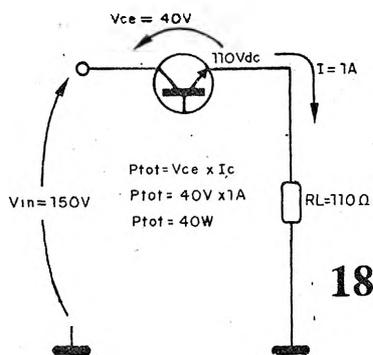
De modo geral, deveremos calcular a corrente máxima que circulará pela malha, a partir da saturação do transistor.

Caso exista um resistor de coletor e outro de emissor como mostrado na figura 17, o cálculo deverá ser feito com a saturação do transistor e a consequente soma dos valores dos resistores para se saber a corrente máxima final.



17

$$I_{max} = \frac{V_{cc}}{R1+R2}$$



18

baseado no consumo da carga ou simplesmente no valor de sua resistência, que é de aproximadamente 110 W:

$I_c = 110 V$  (tensão de saída) / 110 W (resistência da carga)

$I_c = 1 A$  (corrente geral circulante).

Considerando que a tensão de entrada do circuito é de 150 V e que a tensão de saída é de 110 V, teríamos uma queda de tensão sobre o transistor de 40 V, o que geraria uma dissipação de potência de cerca de 40 W ( $P = 40V \times 1A$ ), o que excedendo a potência admissível em cerca de quatro vezes, levando-o a queima.

Podemos notar que apesar de o transistor utilizado no exemplo ser aparentemente de "grande potência" (invólucro metálico), possui uma dissipação de potência muito baixa, o que o coloca na categoria de transistores chaveadores, que não podem os ser utilizados em fontes de alimentação reguladas.

### FT MIN (FREQUÊNCIA DE TRANSIÇÃO MÍNIMA)

É a amplificação de um sinal que a partir de uma dada frequência começa a ter seu ganho diminuído, sendo que a frequência de transição típica seria aquela em que o ganho chega à unidade. Normalmente a frequência de transição típica é cerca de duas vezes maior que a frequência de transição mínima.

Podemos dizer que um transistor BC 548 apresenta uma frequência de transição mínima em torno de 200 MHz, o que o colocaria inclusive como oscilador em algumas aplicações.

Apesar disto ele é instável quando trabalha em frequências altas, sendo recomendado apenas para frequências mais baixas (até 10 MHz).

### COB MAX (CAPACITÂNCIA MÁXIMA ENTRE COLETOR E BASE)

Considerando que a junção entre coletor e base fica sem condução em aplicações normais do transistor, podemos dizer que essa junção apresenta uma capacitância característica, que acaba definindo uma frequência de transição para o transistor.

Quanto menor for a capacitância que podemos chamar de parasita, maior será a possibilidade de trabalhos do transistor em alta frequência.

Normalmente esta capacitância é dada em nanofarads (N) ou picofarads (P).

Podemos notar que os transistores menores independente de serem ou não de alta frequência, apresentam capacitâncias menores da junção coletor/base se comparados aos transistores de potência, que podem apresentar capacitâncias próximas a 1.000 pF (1 nF).

### Hfe | GANHO DO TRANSISTOR NA MONTAGEM EMISSOR COMUM)

É a relação existente entre a corrente resultante de coletor e a corrente aplicada entre base e emissor, normalmente especificada como um número absoluto.

Se dissermos que o ganho de um transistor é de 100, significa que se fizermos circular uma corrente de 1 mA entre a junção base e emissor do mesmo, teremos como resultante uma corrente de coletor de 100 mA.

Podemos dizer que o ganho mínimo do BC 548 seria de 110 MN (MN = mínimo)

A linha européia de transistores, apresenta uma característica interessante de classificação de ganho de alguns transistores, utilizando letras para tal.

Assim um BC 548 C, teria um ganho mínimo de 420. Esta característica de ganho apresenta grande importância quando o circuito é de altíssima impedância e com amplificação apenas de tensão (maiores detalhes veremos na próxima edição).

### Hfe BIAS (POLARIZAÇÃO PARA DETERMINADO GANHO)

Especifica qual a corrente de polarização utilizada (entre base e emissor), para a obtenção dos dados de ganho final. Esta medição normalmente é dada em miliamperes (MA).

#### USE (USO OU APLICAÇÃO)

Alguns manuais sugerem a aplicação específica de cada transistor, possuindo cada código específico para tal.

### MFR (FABRICANTE)

Indicação, em alguns casos, do fabricante original do componente.

As características acima, bem como a sequência de abordagem das mesmas foram baseadas no manual TOWERS' INTERNATIONAL TRANSISTOR SELECTOR (4ª edição).

Na próxima edição desta revista falaremos das características mais importantes para se encontrar um transistor EQUIVALENTE, e veremos que para determinado circuito, o ganho seria um parâmetro fundamental, sendo que para outros praticamente não faria diferença. Veremos em que circuitos a potência máxima seria um item fundamental.

Em um amplificador RGB qual a importância da capacitância parasita entre coletor/base. ■

# SABER ELETRONICA

## Componentes

Av. Rio Branco, 439 sobreloja  
 Sta. Ifigênia - São Paulo - SP.  
 Tels.: (011) 220-8358 e 223-4303

## VISITE-NOS

# Qual é o culpado?

## SOLUÇÕES DOS DEFEITOS APRESENTADOS NA REVISTA Nº248/93

**Nº 1/248: Amplificador com distorção; saída de som aquece**

**Nº 2/248: Fonte baixa; TS 127 com pouco aquecimento**

**Obs:** tensões nos quadrados foram medidas em relação ao negativo do capacitor C 114 tensões nos círculos foram medidas em relação ao terra ou chassi.

**Nº 3/248: AMPLIFICADOR COM DISTORÇÃO; SAÍDA NÃO AQUECE**

(PARA PUBLICAÇÃO NA SE-249)

**SOLUÇÕES DOS DEFEITOS APRESENTADOS NA REVISTA Nº 248/93**

**Nº 1/248: Q 209 ou C 223 com fuga**

Considerando que a tensão da saída do amplificador está baixa, e que a saída de som está aquecendo, podemos dizer que o consumo geral está maior, provavelmente sendo provocado pela maior polarização de Q 213.

Esta maior condução pode ser constatada pela tensão de 0,1 V no emissor do transistor Q 213, sendo que normalmente a mesma deveria ser de zero volt.

Analisando a malha de baixo, podemos ver que o transistor Q 213 é polarizado por Q 209, apresentando aparentemente tensões normais (emissor com 7 V e base com 6,4 V).

Até aqui nada dava para concluir mais passando para a polarização de Q 203, podemos observar que a tensão de coletor estava mais baixa; mas a tensão de emissor também estava baixa. Se o mesmo estivesse conduzindo além do normal, a tensão de emissor deveria ter subido.

Aqui surgiu a suspeita de um curto em C 213, que faria a tensão de emissor de Q 203 cair e consequentemente também sua tensão de coletor.

Mas observando bem, estava havendo uma menor corrente circulante pela malha de realimentação negativa (Q 201) que podia ser constatada pela menor queda de tensão em R 213. Assim, pudemos notar que o transistor Q 203 estava com uma tensão baixa de base devido à pouca condução de Q 201.

Desta feita, tivemos que voltar à polarização do transistor Q 209, que deveria estar conduzindo menos, mas que na realidade estava conduzindo mais (maior queda de tensão em R 233 em seu emissor).

Como a polarização maior do mesmo não é proveniente do transistor Q 203, ficamos com a possibilidade de uma fuga entre coletor/base de Q 209 ou ainda uma fuga no C233 que provocaria a maior polarização deste transistor.

**Nº 2/248: C 128 com fuga.**

Começamos a análise da fonte pela medição da tensão de saída que é dada em relação ao terra ou massa, onde pudemos verificar que a mesma estava baixa com 180 V (normalmente deveria ser encontrado 215 V).

Como a tensão retificada e filtrada à partir da rede se encontra com aproximadamente 300 V, e considerando que a tensão de saída é de 180 V sob uma carga de 120 V que estão caindo sobre o transistor TS 127 e os resistores R 025, R 123 e R 124.

Como o transistor TS 127 não está aquecendo muito nos dias que a tensão de saída acaba sendo que a mesma está diretamente ligada à condução deste transistor.

Medindo as tensões do transistor TS 127, pudemos notar que apesar de haver a tensão de 0,6 volt entre base e emissor do mesmo, a polarização era mais baixa, pois havia pouca tensão de queda sobre o resistor R 120 (2,2 Ω).

A polarização para este transistor dependia da condução de TS 126, que recebe polarização de emissor via R 116 e R 117, enquanto que a base vai direcionada para o negativo (massa) através de D 128, R 130 (ajuste da tensão) e R 131.

Verificando a tensão de emissor do transistor em relação à massa), pudemos notar que a mesma se encontrava com 15,6 V, que poderia ser considerada normal (15 V sobre o zener D 127 e 0,6 V sobre o diodo D 126).

Como a tensão de base deste transistor se encontrava normal (0,6 V abaixo do emissor), ficava difícil definir se o mesmo estava conduzindo mais ou menos.

Passamos a verificar a polarização para o emissor do transistor TS 126, proveniente de R 117 e R 116, onde encontramos 105 V (em relação à massa). Esta tensão poderia ser considerada normal, pois a relação entre os resistores (12 K e 10 K), gerava uma queda de tensão levemente superior sobre R 117 (90 V) e levemente menor sobre R 116 (75V).

Passamos a conferir a polarização para a malha da base de TS 126, onde no anodo de D 128, encontramos 14,8 V tensão também normal. Partimos para o divisor resistivo de polarização de base, onde encontramos 14 V entre R 130 (ajuste) e R 131.

Considerando que o trimpot esteja no meio, seu valor equivalente será de 1,1 K enquanto que o valor de R 131 é de 6,8 K, deveríamos ter uma tensão em torno de 12 V entre estes dois resistores.

Poderíamos ter uma alteração de R 131, mas observando melhor a malha, encontramos uma queda de 1,5 V sobre o resistor R 128 de 1 K, que em condições normais não poderia apresentar nenhuma queda de tensão.

Assim, pudemos concluir que o capacitor C 128 apresentava uma fuga, elevando a ten-

*Os esquemas publicados fazem parte das avaliações de análises de defeitos da CTA Eletrônica e são baseados em equipamentos reais do mercado.*

*A análise do defeito, bem como o componente defeituoso, será publicada na próxima edição.*

**Mário P. Pinheiro**

são de referência do divisor resistivo, provocando uma menor condução de TS 126, polarizando menos TS 127 e produzindo uma menor tensão na saída da fonte.

**Nº 3/248: C 509 com fuga.**

Observando a tensão de saída de som, pudemos observar que a mesma estava mais baixa (5 V) do que os normais 17 V que deveria apresentar.

Considerando que a saída de som não estava aquecendo, pudemos concluir que a malha de cima estava recebendo menor polarização, ou seja, T-511 estava conduzindo menos. Medindo a tensão em sua base, encontramos cerca de 5,6 (tensão normal para sua polarização).

Considerando que este transistor tem sua polarização proveniente de T-507, verificamos sua tensão de base, onde encontramos 33,4 V, o que também nada dizia, pois apenas indicava que o transistor estava sendo polarizado (sem indicar maior ou menor polarização).

A polarização do mesmo, dependerá da condução de T-503, que apresenta uma tensão de base muito mais baixa que o normal de 16,9 V: apenas 9V. Esta tensão mais baixa na base deste transistor explicava a menor condução de T-503 e consequentemente menor condução também de T-507 e T-511.

Os defeitos possíveis poderiam ser resistores alterados na polarização positiva da base de T-503 ou ainda uma falta de ganho neste mesmo transistor.

Pudemos ver pelo esquema que o potencial positivo para chegar à base, deverá passar pelo divisor resistivo formado pelos resistores R 509 (5K) e R 511 (33 K). Medindo a tensão entre os resistores, encontramos cerca de 30,7 V, que considerando a proporção dos mesmos, poderia ser considerada normal.

Tudo levava a crer que o transistor T-503 estivesse sem ganho, mas considerando a possibilidade de algum desvio de corrente para a massa que derrubasse a tensão de base de T 503, observamos que a tensão no coletor de T-501 se encontrava com tensão bem acima do especificado.

A malha onde está situado o transistor T-501 não tem nada a ver com a malha da saída de som em termos de polarizações contínuas pois o capacitor C 509, funciona como um divisor de águas, ou seja, evita que a tensão de polarização do coletor de T-501 (3,7 V), interfira na polarização da base de T-503 (19,9 V). O mesmo só deixará passar as variações do sinal de áudio.

Como a tensão de base de T-503 estava caída e a tensão de coletor de T-501 estava subido, até quase se encontrarem, ficou bem claro que o capacitor C-509 estava apresentando uma fuga, justificando não só a tensão de base de T-503 como também a tensão de coletor de T-501.





2

AIKO

**MICRO-AMPLIFICADOR MOD.  
PA 3000**

**Defeito: Um dos canais com baixa  
amplificação em qualquer função.**

**Autores: Cláudio R. S. Bengozi e  
Mário P. Pinheiro**

Pensávamos que o aparelho já estava pronto, mas ao testar as ondas curtas e médias (AM), nada foi ouvido.

Passamos então para a análise do IC 101, que faz (com excessão dos filtros sintonizados) o processamento completo de AM.

Como não havia no circuito integrado indicação por que pinos saía o sinal de FM ou AM, tivemos que descobrir qual era a saída do sinal de FM, através de um pesquisador, descobrindo que a mesma era feita pelo pino 4.

Considerando que os dois sinais deveriam entrar no pino 2 do IC 201, a única possibilidade para o sinal de AM seria vir pelo pino 10, e apenas para desincargo se consciência, verificamos se existia sinal neste pino, através do pesquisador de sinais. Realmente pudemos ouvir as rádios de AM.

O sinal estava se perdendo no processamento do pino 10 do IC 101 até o pino 2 do IC 201.

Ainda com o auxílio do pesquisador, passamos pelo capacitor C 149, onde o sinal das emissoras ainda pode ser ouvido, mas após R 131 tudo desaparecia.

Pudemos notar que na malha havia o transistor Q 104, que fazia uma espécie de MUTE quando a etapa de FM era alimentada, pois o mesmo saturava matando todo o sinal de AM.

Conferindo-se a tensão de sua base encontramos cerca de 0,6 V, tensão suficiente para sua polarização.

A tensão nesta base na função AM, deveria ficar perto do zero V. Curto-circuitando a base e emissor deste transistor (para cortar sua polarização) pudemos notar que o som do sintonizador AM podia agora ser ouvido sem problemas.

Verificando as tensões sobre o R 133 notamos que do lado da base havia 0,6 V sendo que do outro lado cerca de 0,5 V, ou seja, não poderia vir por este resistor a polarização para o transistor.

A outra possibilidade seria a da polarização vir através do capacitor C 150 caso o mesmo apresentasse uma fuga, pois estava ligado ao pino 10 do IC que apresentava uma tensão contínua de cerca de 4 V.

Desligando-se este capacitor, o sinal de AM foi ouvido sem problemas. Substituído, o aparelho passou a funcionar normalmente.

Na época de seu lançamento, início da década de 80, este equipamento apresentou características inovadoras aliando bom desempenho e potência com módulos de dimensões bem reduzidas. Systems como ele, hoje já são comuns, e parece que isto se fixou como uma tendência mundial.

Começamos a análise verificando quais dos amplificadores apresentava um volume menor, onde concluímos ser o canal esquerdo. Notem que a maioria dos fabricantes não especifica na saída das caixas acústicas quem é o canal esquerdo ou direito, apesar de existir a posição correta para os mesmos.

De posse do injetor de sinais de 1 KHZ, passamos a injetar o sinal nos pinos 9 (entrada) dos integrados IC-3 e IC-4, onde notamos que o sinal amplificado pelo IC-3 estava mais baixo, definindo assim o problema já para a etapa amplificadora.

Em uma análise normal, o técnico já partiria para a troca do circuito integrado... mas muitos itens devem ser observados antes disto.

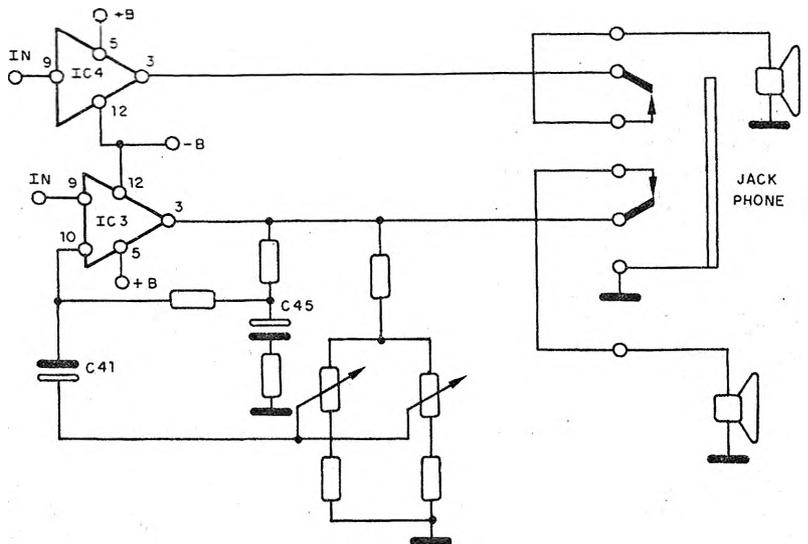
Começamos por conferir a tensão de saída de som (pino 3), onde pudemos observar que a mesma se encontrava com zero volt (sem alto-falante). Notem que esta tensão é normal pois a alimentação do circuito integrado é feita à partir de uma alimentação positiva e negativa de 25 V, resultando para a saída de som uma tensão intermediária, ou seja, zero volt.

Como a tensão de saída estava correta, poderia haver algum capacitor na realimentação negativa aberto, provocando violenta diminuição do som, como por exemplo C 41 ou C 45. Colocado outros capacitores em seu lugar, o defeito permaneceu o mesmo.

Uma outra possibilidade, seria a malha de saída de potência (dois transistores de saída internos ao circuito integrado) aberta, permanecendo a malha de excitação ainda em boas condições, o que garantiria para o pino de saída e demais, tensões corretas.

Resolvemos então substituir o circuito integrado CI-3, sendo que após sua substituição, aparentemente os dois canais apresentaram a mesma amplificação. Apenas quando o equipamento estava em teste, notou-se que um dos canais falhava intermitentemente.

Durante a falha deste canal, notava-se que a lâmpada em série diminuía seu



2

acendimento, indicando diminuição no consumo.

O problema poderia ser provocado por uma série de áreas.

A falha ocorria no amplificador direito, e assim colocamos o alto falante ligado diretamente ao seu pino 3, para evitar que o sinal passasse pelo JACK PHONE, responsável por muitos maus contatos na maioria dos equipamentos.

Depois de ficar um bom tempo em teste, nenhuma falha foi percebida. Assim, desmontamos o JACK e fizemos uma limpeza interna no mesmo além de imprimirmos maior pressão em seus contatos. Desta feita, o equipamento não apresentou mais problemas.

3

## PHILIPS

### TELEVISOR EM CORES CHASSI KT-3

**Defeito: pequenas faixas coloridas correndo na tela. Imagem em preto e branco normal**

**Autor: Mário P. Pinheiro**

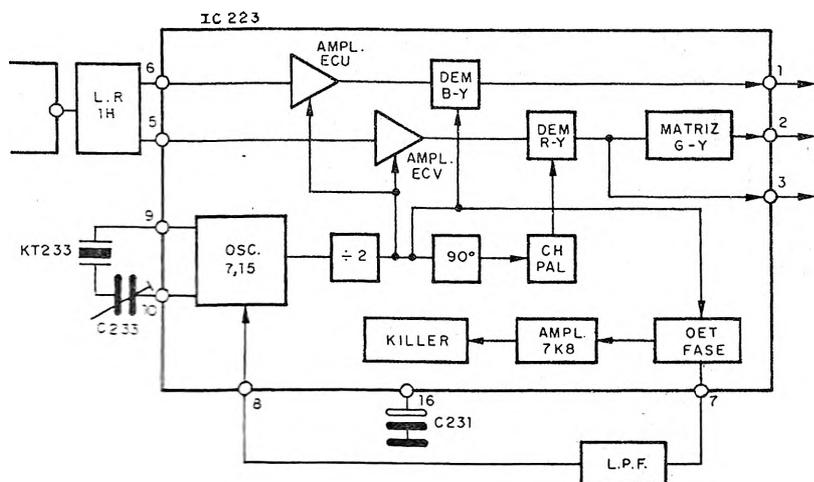
O defeito inicialmente parecia muito simples, pois as barras coloridas eram horizontis e se manifestavam de cima e baixo da tela.

Pela característica da imagem, tudo levava a crer que o oscilador de 3,58 MHz estava fora de frequência.

Isto pôde ser concluído, devido ao fato de existirem cores na tela, ou seja o oscilador estava demodulando as informações trazidas com a portadora suprimida de 3,58 MHz, mas a frequência estava errada, produzindo um efeito de demodulação da cor correta, quando a fase do oscilador coincidia em zero graus com o sinal, e uma demodulação inversa quando o oscilador estava à 180 graus.

Para a verificação deste problema, fomos diretamente ao oscilador de 3,58 MHz, que para este chassi de televisão trabalha com uma frequência 7,15 MHz que após será dividida por 2 obtendo-se a frequência de 3,58 MHz.

O circuito oscilador, basicamente é formado por um cristal a quartzo e um



trimmer para o perfeito ajuste da oscilação. Avançando no trimmer e ajustando as barras para que as mesmas apresentassem uma largura cada vez maior (frequência de 3,58 MHz mais próxima da correta), conseguimos fazer a fixação do oscilador e as cores apareceram normalmente.

Deixando o aparelho em teste, notamos que a frequência do oscilador parecia ser a correta, mas se o oscilador não estava sendo bem sincronizado.

Mas o que chamou mais a atenção, foi a ausência de INIBIÇÃO de cores (as barras coloridas colocamos fora de emissoras apenas ruídos), onde podíamos notar confetes coloridos na imagem.

Passamos a medir a tensão do pino 16 do IC 223, onde notamos que a mesma se encontrava com cerca de 4 V, quando havia um sinal como o barramento colorido, sendo que a mesma subia para 6 V quando cortávamos a cor do gerador ou então colocamos fora de emissora.

Resolvemos então retirar o capacitor de filtro do circuito KILLER e substituí-lo por outro, sendo que o defeito permaneceu o mesmo.

Observando com mais cuidado a imagem fora de emissoras (com ruídos), podíamos perceber que os ruídos de cor apresentavam uma grande intensidade de azul, um pouco de ruídos verdes, mas nenhum ruído vermelho.

Esta ausência dos ruídos vermelhos, nos obrigou a observar as formas de onda nas saídas dos sinais demodulados B-Y, G-Y e R-Y nos pinos 1, 2 e 3 respectivamente.

Posicionando o osciloscópio com base de tempo em 20 micro-segundos, notamos que no pino 1 (saída B-Y), havia uma boa incidência de ruídos, enquanto que no pino 2 (saída G-Y) estes ruídos existiam apesar de menores.

No pino 3 do mesmo integrado, nada foi encontrado, o que poderia justificar uma inoperância no amplificador R-Y interno ao circuito integrado, o que não era verdade, pois com uma cena colorida normal, o vermelho aparecia sem nenhum problema.

O que estava realmente acontecendo, era que o circuito de inibição, que deveria estar atuando nos amplificadores B-Y (chamado de Ecu) e R-Y (chamado de Ecv), aparentemente não o fazia no amplificador R-Y.

O motivo dos ruídos no amplificador G-Y (pino 2 do IC), pode ser explicado, pois considerando que este sinal é formado à partir dos semiciclos negativos do sinal B-Y e R-Y, e considerando que o sinal R-Y foi inibido, não impediu que o sinal B-Y excitasse o amplificador G-Y, aparecendo obviamente um ruído de intensidade menor.

Como tudo eram suposições, a única saída seria a substituição do integrado IC 223 (sincronismos de cor e demoduladores), sendo que após, a cor passou a ser inibida sem problemas quando fora das emissoras.

Deixando o aparelho em testes para verificações das variações do oscilador de 3,58 MHz, mais nada foi percebido e o aparelho pode ser dado como pronto.

4

PHILCO

TELEVISOR EM CORES MOD.  
B 819 (CHASSI 384)

**Defeito: Não funciona**

**Autores: Cláudio R. S. Bengozi e  
Mário P. Pinheiro**

Este já é um televisor muito conhecido do técnico de manutenção, e chegou a ser em sua época um dos aparelhos mais vendidos do Brasil, sendo o chassi 384 utilizado em uma série de modelos.

Como o aparelho não funcionava, começamos a análise pelas fontes de alimentação.

Medindo B2 que é a tensão principal de alimentação do circuito horizontal, notamos que se encontrava normal = 110 Vdc.

Logo em seguida medimos as tensões estabilizadas das fontes que chamamos de baixas, baseadas na fonte B5 de 21 V, que se encontrava com 20,5 V, o que também era normal.

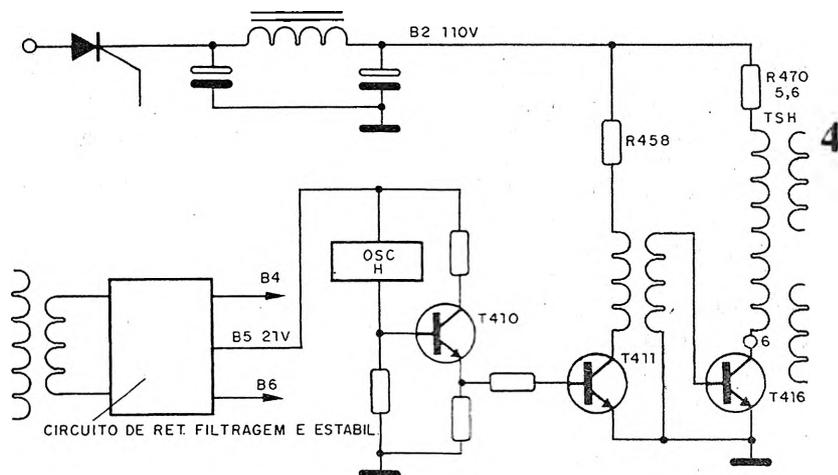
Seguindo a tensão de 110 Vdc (B5), chegamos ao coletor do transistor de saída horizontal, que está ligado ao pino 6 do TSH (Fly-back). Considerando que a tensão principal deve passar por um fusistor e primário do TSH antes de atingir o coletor de T 416 (saída horizontal), medimos a tensão do mesmo e encontramos os mesmo 110 Vdc da fonte principal.

Considerando que não havia nenhum acendimento da lâmpada em série de 200 Watts, pode ser concluído que a etapa horizontal estava inoperante.

Passamos então para a verificação do transistor driver que apresentava em seu coletor uma tensão de praticamente zero volt, o que poderia representar que o resistor R 458 estivesse aberto, ou ainda que o próprio transistor driver estivesse em curto ou ainda completamente saturado.

O aquecimento excessivo do resistor R 458 já caracterizava a segunda hipótese de saturação ou fuga do transistor T 411.

Resolvemos aplicar um curto entre base e emissor deste transistor, para fa-



zermos a verificação se era saturação ou curto no mesmo.

Alertamos aos leitores que o aparelho deve ser desligado antes disto, pois caso T 411 esteja saturado, irá imediatamente cortar, induzindo no secundário do transformador driver uma tensão para a excitação do transistor de saída horizontal, que em determinados casos poderá levá-lo à queima.

Após aplicado o curto base/emissor e ligado o televisor, a tensão permaneceu em zero volt, o que caracterizava curto em T 411. Substituído este transistor, a tensão de coletor subiu um pouco, mas apenas 5 V. Voltando a aplicar o curto e medindo a tensão de coletor notamos que a mesma havia ido para 110 Vdc (o transistor havia cortado).

Disto, pudemos concluir que apesar de apresentar quase a mesma tensão de coletor do anterior, o transistor estava realmente em curto, sendo a troca correta.

O problema agora se manifestava como uma saturação do transistor T 411, pois o mesmo se encontrava com a base em 0,6 V constantemente. A polarização deste transistor é proveniente de outro transistor T 410, que é o responsável pelo reforço de corrente do sinal proveniente do oscilador.

A tensão de emissor de T 410 estava muito alta, sendo que resolvemos também aplicar um curto entre base e emissor do mesmo.

Mas este procedimento, como dissemos anteriormente, poderia induzir e causar problemas ao transistor de saída horizontal. Assim, resolvemos manter o transistor de saída horizontal inoperante, soldando um fio entre a base e emissor

do mesmo, até que o problema pudesse ser encontrado.

Feito isto, já podíamos aplicar curtos entre base e emissor à vontade, mesmo com o televisor ligado. Aplicando um curto base e emissor de T410, notamos que a tensão em seu emissor não caiu.

Medindo a tensão de base de T 410, encontramos-na mais baixa que a tensão de emissor do mesmo transistor, o que já por si só representaria uma fuga em T 410.

Há de se notar que em circuitos osciladores em funcionamento NORMAL, é comum se encontrar tensões de base menores que a tensão de emissor (transistor NPN), pois considerando uma variação positiva na base, a mesma poderia provocar a saturação do transistor, enquanto que na variação negativa o transistor se manteria em corte, sendo que a tensão média medida no voltímetro convencional, seria portanto menor que a tensão de emissor.

Resolvemos substituir o transistor T 410, pois o mesmo mantinha T 411 saturado. Feita a substituição o aparelho passou a funcionar normalmente.

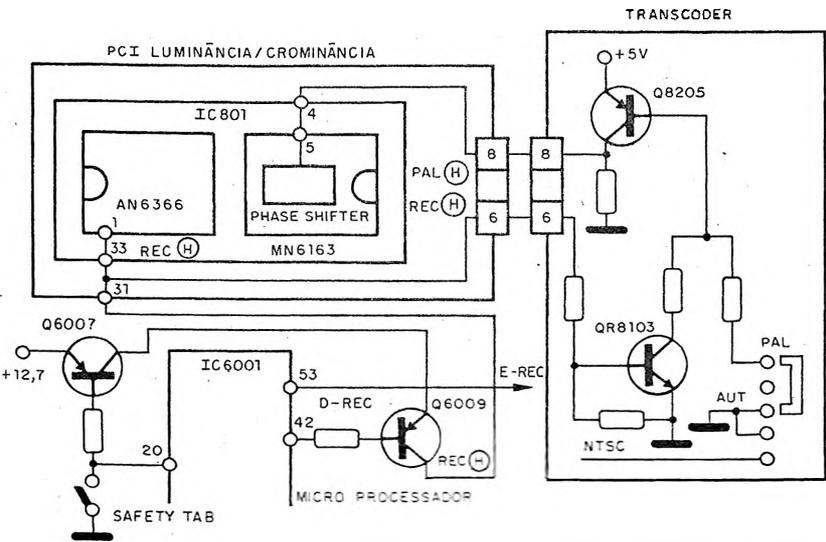
5

PANASONIC

VIDEOCASSETTE MOD. G-21

**Defeito: aparelho grava sem cor; reproduz fitas previamente gravadas sem problemas.**

**Autores: Manoel S. da Silva Filho e  
Mário P. Pinheiro**



Notamos que ao testar o videocassete na gravação, pudemos notar que as vezes a cores da imagem previamente gravada cintilavam. Outras vezes nem chegavam a aparecer.

Posicionamos o osciloscópio no tempo de varredura de 20 micro-segundos, e o colocamos na saída de vídeo, reproduzindo um sinal padrão de barras coloridas (PAL-M) previamente gravado no mesmo vídeo (modo SP). Observava-se que havia algum sinal de cor junto à luminância mais que era de muito baixa amplitude.

Por coincidência, chegamos a gravar o sinal de barras com a chave no modo PAL-M e NTSC, sendo que a mesma não poderia ter nenhuma influência sobre a gravação, mas a sua manipulação acabava resultando em alteração na amplitude do sinal gravado.

Notem que o videocassete importado transcodificado no Brasil, ou ainda o fabricado (montado) aqui mesmo, deverá obrigatoriamente gravar SEMPRE no modo PAL-M, pois o sinal que o mesmo está sintonizando é, devido aos padrões nacionais, PAL-M (desconsiderando canais internacionais captados por parabólicas).

Assim, será necessário que todo o VCR possua um comando que obrigue-o a funcionar em PAL-M no modo de gravação (REC).

A diferença da gravação em PAL ou NTSC será basicamente no comando de rotação de fase do sinal de 629 KHz, não havendo praticamente mais nenhuma di-

ferença entre os dois sistemas (modo REC).

O comando de rotação de fase, ocorrerá no pino 5 do IC MN6163 (que é um componente montado em superfície), que tem sua ligação à placa de luminância e crominância baseado no pino 4 do IC 801.

Medindo-se esta tensão durante o modo REC, a mesma se encontrava em nível baixo ou alto, dependendo da posição da chave MANUAL PAL-NTSC.

Durante o modo gravação, esta tensão deveria estar fixa em 5 V, independente da posição da chave manual.

Seguindo-se este pino 4 da PCI, fomos até o circuito do TRANSCODER, onde o transistor Q 8205, conduzia ou cortava de acordo com a mudança da chave.

Podemos ver que a atuação da chave levará a malha PAL para um nível baixo (L), mas caberá ao transistor QR 8103 garantir que isto aconteça sempre que o modo for de gravação (REC), pois o mesmo se manterá saturado.

Portanto, no modo de gravação, medimos a tensão na base deste transistor e encontramos cerca de zero volt.

Estava faltando o comando REC para esta placa. O comando REC do micro deveria estar funcionando, caso contrário haveria problema também no sinal de luminância, não só do sinal de croma.

Como este comando era proveniente do pino 31 da PCI, resolvemos conferir esta tensão, onde encontramos ainda zero volt (modo REC).

Seguimos diretamente para o microprocessador, onde existem dois comandos de REC, sendo um de atuação direta (E REC), polarizando uma série de circuitos e outro de atuação retardada ou de segurança (D-REC).

O comando E-REC (pino 53 do IC 6001) estava em nível baixo assim como o D-REC (pino 42 do mesmo IC). Ambos comandos estavam corretos, mas resolvemos conferir mais adiante o comando D-REC que para sua atuação nos circuitos de apagamento em geral, necessita que a chave de segurança (SAFETY TAB), esteja com seus contatos fechados.

Assim a chave SAFETY TAB (quando fechada em fita virgem), polarizaria o transistor Q 6007, sendo que o mesmo levaria tensão de polarização para Q 6009, que por sua vez polarizaria o restante do circuito. A tensão no coletor do transistor Q 6009 era de 12 V.

Considerando que o coletor deste transistor estava com uma tensão de 12 V, ficava fácil descobrir porque os mesmos não chegavam à placa de croma.

Seguindo a placa principal, chegamos até o resistor R 3019 de 12 K, que de um lado se apresentava com 12 V e do outro lado, com uma tensão de zero V. Desligando-se o pino 31 da placa de croma/luminância, notou-se que a tensão do lado em aberto do resistor havia subido para 1V.

Estava confirmado que o mesmo estava praticamente aberto. Feita sua substituição o aparelho passou a funcionar normalmente.

6

JVC

VIDEOCASSETE MOD. HR-D 1640 UM

Defeito: Não funciona

Autores: Cláudio R. S. Bengosi e Mário P. Pinheiro

Como o videocassete não funcionava, resolvemos inicialmente conferir as tensões das fontes de alimentação, no conector CN 801, que se encontrava praticamente em zero volts.



# MICROCONTROLADOR DE 8 BITS 80C51

## (Parte 3)

Newton C. Braga

Nas duas primeiras partes deste artigo descrevemos a arquitetura e o Set de instruções do Microcontrolador de 8 bits 80C51, da Philips Components, projetado especialmente para aplicações de controle de processos em tempo real. Nesta última parte do artigo falaremos do *Hardware* da família, o que possibilitará ao projetista saber com que elementos internos ao componente pode contar e também com que periféricos. Maiores informações, conforme dito nos artigos anteriores, podem ser obtidas no manual do componente, disponível na Saber Eletrônica Components ou pelo reembolso postal (veja anúncio).

Na figura 1 temos um diagrama que nos mostra o 80C51 em sua totalidade, e a partir da qual faremos a descrição deste componente. Esta descrição inclui os seguintes itens:

- Os *ports drivers* e como eles funcionam, tanto como *ports* propriamente ditos, como para o caso de *port0* e *port1*, como barramento de operações

- Os *timers*/contadores
- A *interface* serial
- O sistema de interrupções
- O *reset*
- Os modos de potência reduzida para versões CMOS
- A versão EPROM do 80C51

### REGISTRADORES DE FUNÇÕES ESPECIAIS

Na figura 2 temos o mapa da memória *on-chip* mostrando a área denominada *Special Function Register*, ou SFR.

Observe que existem endereços não ocupados nesta área, e que são utilizados pelo fabricante em produtos derivados desta série.

São as seguintes as funções que encontramos na SFR:

#### Acumulador

ACC é o registrador do Acumulador.

#### Registrador B

Este registrador é usado nas operações de multiplicação e divisão

#### Program Status Word

Ele contém o programa PSW.

#### Stack Pointer

É o apontador de pilha, e tem 8 bits de largura.

#### Data Pointer

É o apontador de dados (DPTR), e consiste num bit alto (DPH) e um bit baixo (DPL), sendo destinado ao manuseio de endereços de 16 bits.

#### Ports 0 a 3

P0, P1, P2 e P3 são os latches do SFR.

#### Buffer de Dados Serial

O *Buffer* de Dados Serial é na realidade formado por dois registradores separados, sendo um para transmissão e outro para recepção de dados.

#### Registradores de Tempo Básicos para o 80C51

Os pares TH0, TL0 e TH1 e TL1 são registradores de contagem de 16 bits para os *timers*/contadores 0 e 1 respectivamente.

#### Registrador de Controle para o 80C51

Registradores de funções especiais IP, IE, TMOD, TCON, SCON e PCON contém os bits de *status* e controle para o sistema de interrupções.

### ESTRUTURA DOS PORTS E OPERAÇÃO

Todos os 4 *ports* disponíveis no 80C51 são bidirecionais. Cada qual consiste num *latch* (Registradores de Funções Especiais) de P0 a P3, um *driver* de saída e um *buffer* de entrada.

#### Configurações I/O

Na figura 3 temos um diagrama funcional de um *latch* de bit típico para o *buffer* I/O de cada um dos 4 *ports*.

Conforme mostrado nesta figura, os *drivers* dos *ports* 0 e *port* 2 são comutáveis internamente por um barramento ADDR e ADDR.DATA, a partir de um sinal de CONTROL.

Este recurso é usado quando se

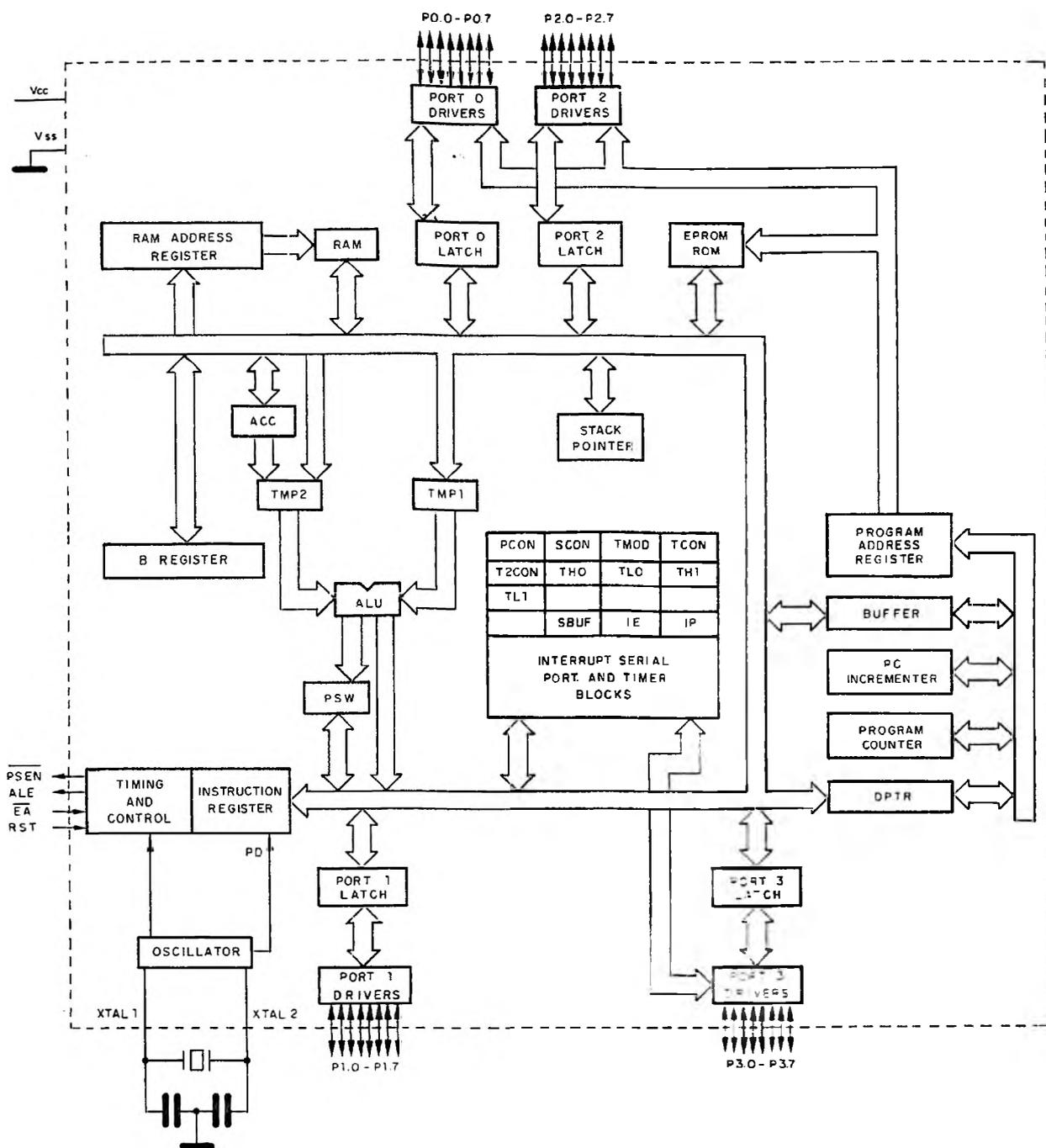


Fig. 1 - Arquitetura do 80C51.

memória Externa é acessada. Os ports 1, 2 e 3 possuem *pull-ups* internos, e o port 0 é do tipo *open-drain* (dreno aberto).

Devido ao fato de que os ports 1, 2 e 3 possuem *pull-ups* internos, eles também são denominados "quase-bidirecionais".

### Carregando os Ports e Interfaceando

Os *buffers* de saídas dos ports 1, 2 e 3 podem excitar 4 entradas TTL LS. Tanto os pinos das versões NMOS como CMOS podem ser excitados por saídas tipo *open-collector* ou *open-drain*, mas as transições de 0 para 1 não podem ser muito rápidas.

Os *buffers* do port 0 podem excitar 8 entradas TTL LS.

### Acessando a Memória Externa

Os acessos às memórias externas são de dois tipos: acessos à Memória Externa de Programa e Acessos à Memória Externa de Dados.

### Timers/Contadores

O 80C51 possui dois *timers/con-*

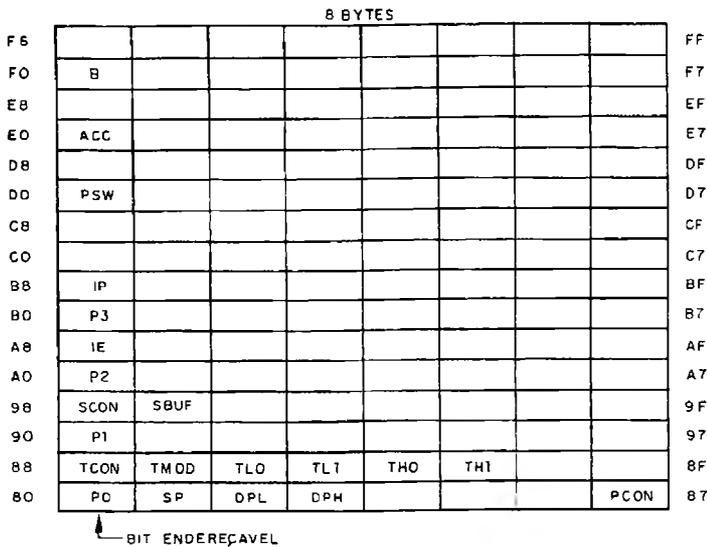


Fig. 2 - Mapa da memória SFR do 80C51.

tadores de 16 bits. Eles são denominados *Timer 1* e *Timer 0*, podendo ambos ser configurados para operar como *timers* ou contadores de eventos.

### Timer 0 e Timer 1

A função *Timer* ou Contador é selecionada pelos bits de controle C/T

no Registrador de Funções Especiais.

Estes dois *Timers/Contadores* têm quatro modos de operação, que são selecionados pelos pares de bits (M1, M0) na entrada TMOD.

Os modos 0, 1 e 2 são os mesmos tanto para *Timers* como Contadores. O modo 3 é diferente.

#### Modo 0:

Colocando o *timer* no modo 0 ele se comporta como um 8048 (*timer*), que é um contador de 8 bits com um *prescaler* divisor por 32.

Na figura 4 temos o modo de operação 0 como aplicado ao *Timer 1*.

#### Modo 1:

O Modo 1 é idêntico ao Modo 0, exceto pelo fato de que o *timer* opera com todos os 16 bits.

#### Modo 2:

O Modo 2 configura o registrador *timer* como um contador de 8 bits (TL1) com *reload* automático, como mostrado na figura 5. O Modo e de operação é semelhante tanto para o *Timer/Contador 1* como para o 0.

#### Modo 3:

Nesta modalidade o *Timer 3* simplesmente manipula a sua contagem. O efeito é o mesmo que setar TR1=0.

### Interface Serial Standard

O *port* serial é totalmente duplex, o que significa que ele pode transmitir e receber simultaneamente. Ele também é "*receive-buffered*", o que significa que pode começar a recepção de um segundo byte antes de um byte previamente recebido ser lido do registrador.

O *port* serial pode operar de 4 modos:

#### Modo 0:

Os dados serial entram e saem via RxD. A saída TxD fornece o *clock* deslocado. A velocidade de transmissão/recepção é fixada em 1/12 da frequência do *clock*.

#### Modo 1:

10 bits são transmitidos (via TxD) ou recebidos (via RxD). A velocidade de transmissão/recepção é variável.

#### Modo 2:

11 bits são transmitidos (via TxD) ou recebidos (via RxD). A velocidade é programada tanto para 1/32 como 1/64 da frequência do oscilador.

#### Modo 3:

Nesta modalidade de operação 11 bits são transmitidos (através de TxD) ou recebidos (através de RxD). A velocidade é variável.

### Comunicações do Microprocessador

Os modos 2 e 3 possuem provisão especial para a comunicação com o microprocessador. Neste

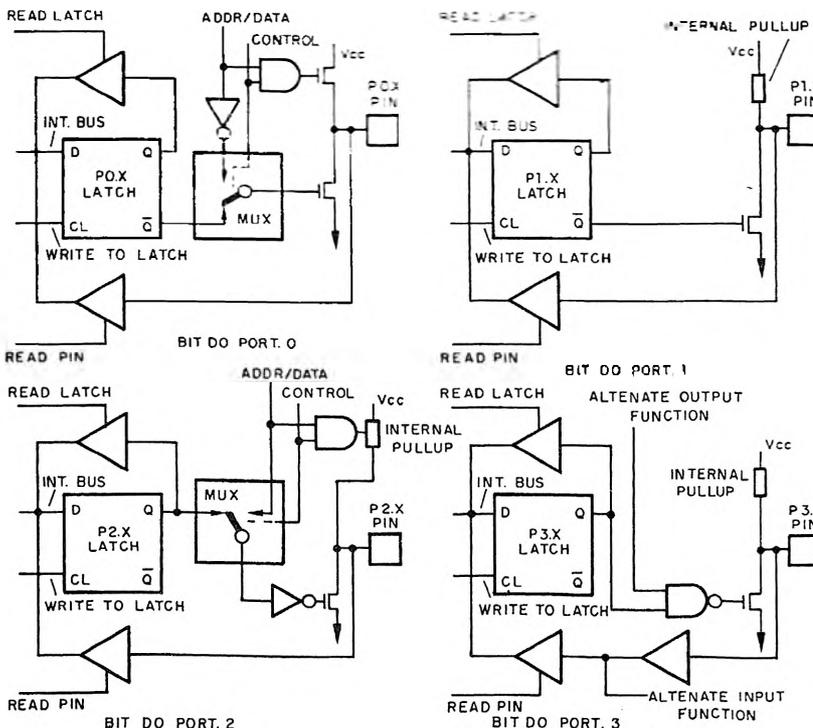


Fig. 3 - Latches e Buffers I/O do 80C51.

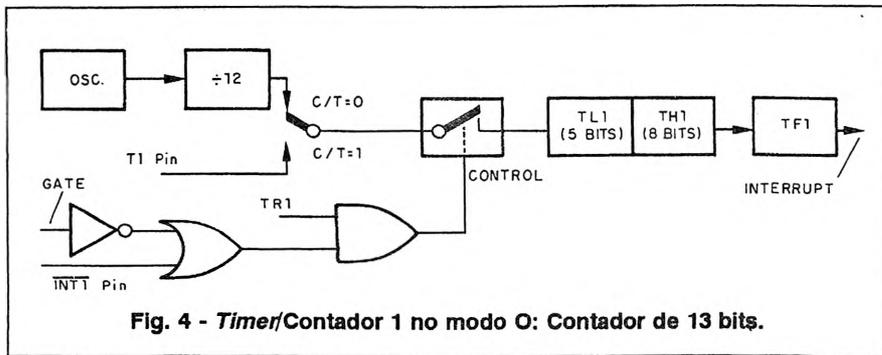


Fig. 4 - Timer/Contador 1 no modo 0: Contador de 13 bits.

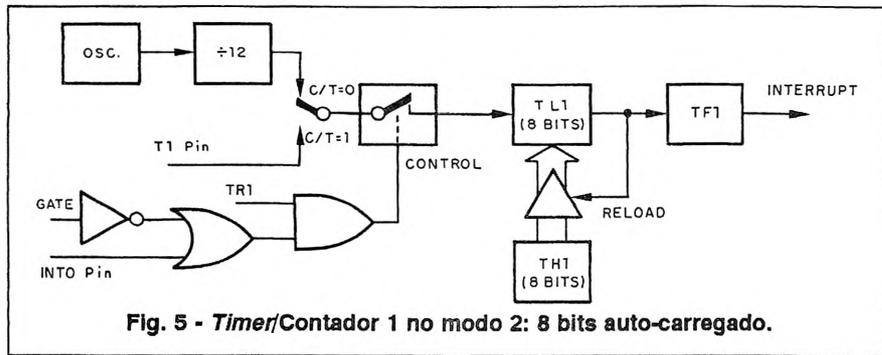


Fig. 5 - Timer/Contador 1 no modo 2: 8 bits auto-carregado.

modo, 9 bits de dados são recebidos.

Quando o processador principal (*master*) precisa transmitir um bloco de dados para um ou mais secundários (*escravos*) ele envia um byte de endereço que identifica o alvo.

### Registrador de Controle de Port Serial

O controle de *port* serial e o registrador de *status* são constituídos por um registrador de função especial (SCON). Ele contém não só os bits do modo de seleção como também o 9º bit de dados para transmitir ou receber e os bits de interrupção do *port* serial.

### Velocidade (Baud Rates)

No modo 0 é 1/12 de frequência do oscilador.

No modo 2 depende do valor do bit SMOD. Nos modos 1 e 3 são determinados pela taxa de *overflow* do *Timer 1*.

### Usando o Timer 1 para gerar Baud Rates

Conforme vimos, podemos usar o *Timer 1* para gerar o padrão de velocidade de transmissão nos modos 1 e 3.

## INTERRUPÇÕES

O 80C51 possui 5 fontes de interrupções. Estas fontes são mostradas na figura 6.

As interrupções externas INT1 e INT0 podem ser ativadas tanto por nível como por transição, dependendo dos bits IT0 e IT1 no Registrador TCON.

As interrupções *Timer 0* e *Timer 1* são geradas por TF0 e TF1.

A interrupção para *Port Serial* é gerada pela lógica OR ou RI e TI

Cada uma destas fontes de interrupção pode ser habilitada individualmente ou desabilitada através de

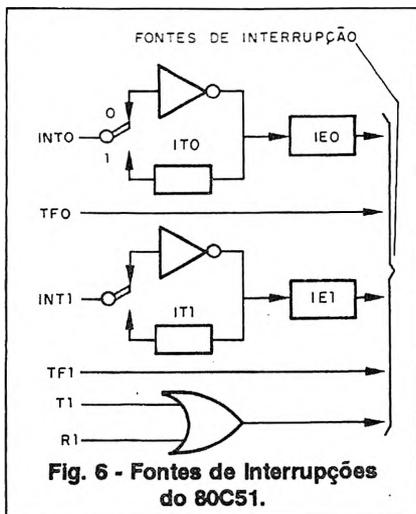


Fig. 6 - Fontes de Interrupções do 80C51.

um bit no Registrador de Funções Especiais.

### Estrutura do Nível de Prioridade:

Cada fonte de interrupção pode também ser individualmente programada para um ou dois níveis de prioridade através de bit no Registrador de Funções Especiais IP.

### Como as Interrupções são Manuseadas:

Os *flags* de interrupções são amostrados em S5P2 em cada ciclo de máquina.

As amostras são então listadas no ciclo seguinte de máquina. Se algum dos *flags* estiver numa condição de set no S5P2 do ciclo precedente, então o ciclo de listagem termina e o sistema de interrupções vai gerar um LCALL para a rotina apropriada de serviço. Este LCALL gerado pelo *hardware* não é bloqueado numa das seguintes condições:

1. Uma interrupção de igual ou maior nível de prioridade está em execução.

2. O ciclo corrente de listagem não está no ciclo final na execução da instrução em progresso.

3. A instrução em progresso é RET1 ou qualquer que esteja nos registradores de IE ou IP.

#### • Interrupções Externas:

As fontes externas de interrupção podem ser programadas para serem ativadas por nível ou transição, pela colocação ou apagamento do bit IT1 ou IT0 no registrador TCON.

Como os pinos de interrupções externas são amostrados uma vez em cada ciclo de máquina, uma entrada alta ou baixa deve durar pelo menos 12 períodos do oscilador para que a amostragem seja garantida.

#### • Tempos de Resposta:

Na figura 7 temos um diagrama para os tempos de interrupção.

Um tempo maior de resposta pode resultar se uma requisição for bloqueada por uma das 3 condições que vimos no item anterior. Num sistema de interrupção simples o tempo de resposta é sempre maior que 3 ciclos e menor que 9 ciclos.

#### • Operação de Passo Simples (Single Step):

A estrutura de interrupções do 80C51 permite que ocorra a execução por passos simples com um *software* muito pequeno.

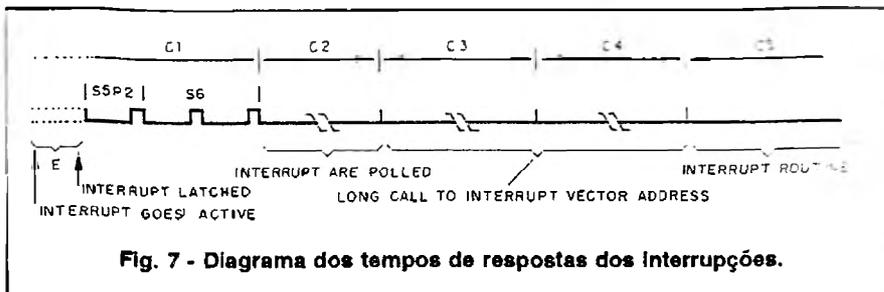


Fig. 7 - Diagrama dos tempos de respostas dos interrupções.

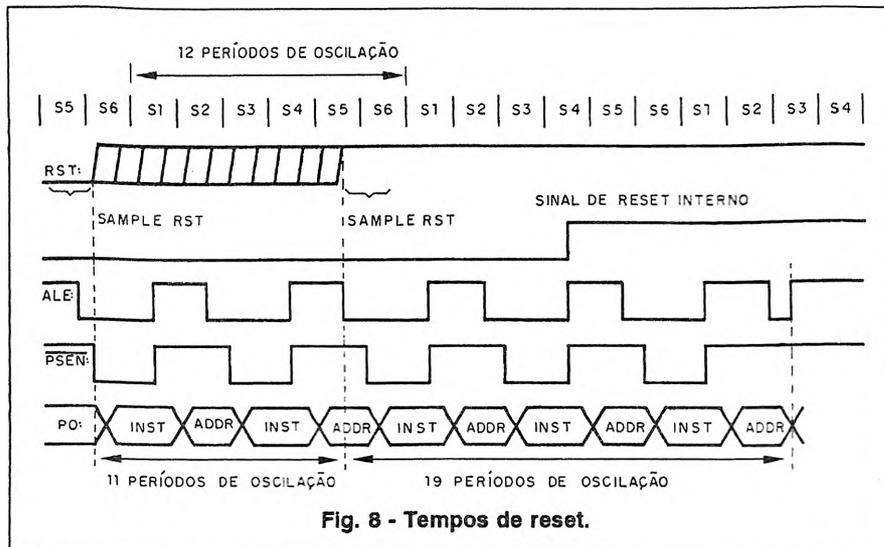


Fig. 8 - Tempos de reset.

• **Reset:**

O pino *reset* é RST e dá acesso a um *Schmitt Trigger*. O *reset* deve ter uma duração que seja de pelo menos dois ciclos de máquina ou 12 ciclos do oscilador.

Na aplicação deste sinal, a CPU responde gerando um *reset* interno com as características de temporização mostradas na figura 8.

O sinal de *reset* externo é assíncrono em relação ao *clock* interno, conforme pode ser observado. A RAM interna não é afetada pelo *reset*. Na alimentação, o conteúdo da RAM é indeterminado.

• **Reset no Power-on:**

Quando a alimentação é estabelecida, ou seja,  $V_{cc}$  é estabelecido, um *reset* automático é gerado, através de um capacitor de 10  $\mu F$  e um resistor de 8,2  $k\Omega$ , conforme mostra a figura 9.

Para a versão CMOS, no caso o próprio 80C51, o resistor de *pull-down* não é necessário.

Quando a alimentação é estabelecida, a carga do capacitor mantém o pino de *reset* alto pelo tempo necessário à realização desta instrução.

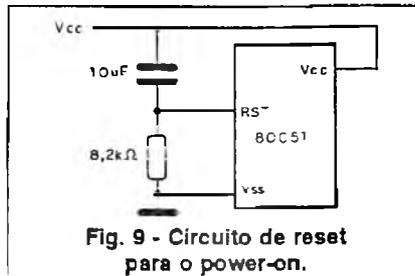


Fig. 9 - Circuito de reset para o power-on.

• **Modos de Operação de Baixo Consumo:**

Nas aplicações em que um baixo consumo é importante, o 80C51 (versão CMOS) conta com recursos especiais para esta modalidade de operação.

São disponíveis dois modos de operação em baixo consumo: *idle* e *power-down*.

Na figura 10 temos o *hardware* para estas duas modalidades de operação.

No modo *Idle* ( $ID=1$ ) o oscilador continua funcionando, e as interrupções, *ports* serial, e blocos de *timers* continuam também operando, mas o sinal de *clock* da CPU é desligado.

Na operação *Power Down* ( $PD=1$ ), o oscilador é congelado. OS OSCILADORES ON-CHIP

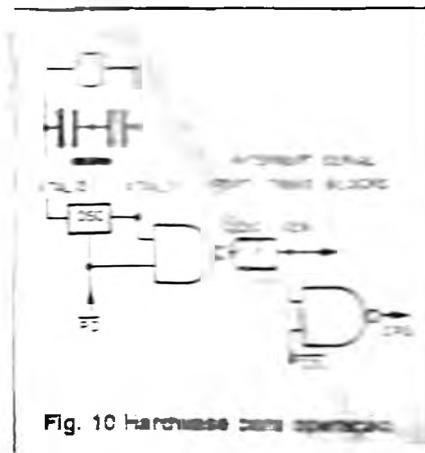


Fig. 10 Hardware para operação

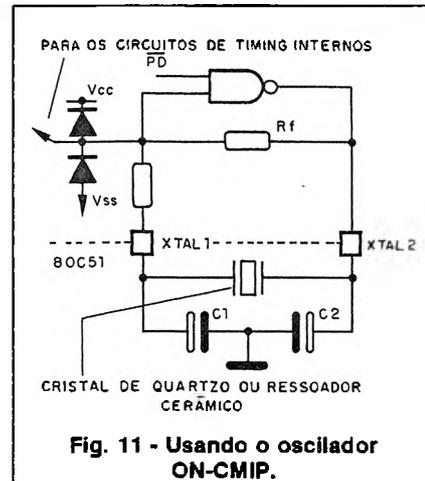


Fig. 11 - Usando o oscilador ON-CHIP.

Na figura 11 temos o circuito usado nos osciladores *on-chip* dos microcontroladores 80C51 (versão CMOS). Conforme podemos ver, eles são formados por um inversor simples do tipo linear, de um estágio, que permite a utilização de um cristal no controle de frequência.

Entretanto, este circuito tem recursos para que possa ocorrer a interrupção do funcionamento do oscilador por meio de *software* apropriado. O resistor  $R_f$  (*feedback*) na figura consiste em dois FETs de canal n e canal p em paralelo, controlados pelo bit PD, de tal forma que  $R_f$  está aberto quando  $PD=1$ .

Para excitar o *clock* a partir de fonte externa de sinal, a entrada deve ser feita pelo terminal XTAL1, e o terminal XTAL2 deve ser deixado flutuante.

• **Temporização Interna:**

Existem várias modalidades de temporização interna, conforme sejam usados os sinais dos *ports* ou *strobe*. Os tempos de subida e descida de cada terminal dependem

carga externa que cada pino tem de excitar. Na sua maioria está em torno de 10 ns.

Estes tempos são para uma variação entre 0,8 e 2,0 V.

Os tempos de propagação são diferentes para os diversos pinos do 80C51.

Levando-se em conta as variações de temperatura e tolerâncias dos

processos de fabricação, elas podem estar entre + 200% e - 200%.

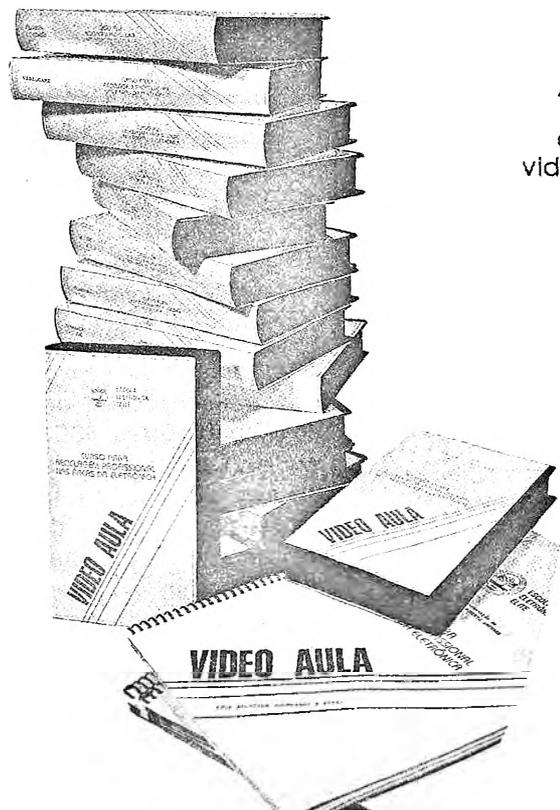
### CONCLUSÃO

O que vimos foi um resumo do que podemos encontrar nos dispositivos 80C51, microcontroladores de 8-bits da Philips Components, em sua versão CMOS. Além deste compo-

nente há de se considerar todos os seus periféricos e, com o conjunto, o projetista pode ter uma imagem melhor de onde usar esta família de microcontroladores.

Mais informações tanto podem ser obtidas na Philips Components como diretamente no Manual (*Data Handbook*), disponível na loja Saber Eletrônica Componentes. ■

# VÍDEO AULA



## CONTINUE SUA COLEÇÃO

Apresentamos as novidades do prof. Sergio R. Antunes.

Cada vídeo aula é composto de uma fita de videocassete com 115 minutos aproximadamente, mais uma apostila para acompanhamento.

Autoria e responsabilidade do prof. Sergio R. Antunes

- Reparação de Microcomputadores
- Entenda os Resistores e Capacitores
- Entenda os Indutores e Transformadores
- Entenda os Diodos e Tiristores
- Entenda os Transistores
- Entenda o Telefone sem fio
- Entenda os Radiotransceptores
- Entenda o Audio (Curso Básico)
- Entenda a Fonte Chaveada
- Entenda o TV Estéreo e o SAP
- Videocassete HI-FI e Mecanismos
- Instalação de Fax e Mecanismos

**CR\$ 5.700,00 cada Vídeo aula**  
**(Preço válido até 27/10/93)**

### Pedidos:

Envie um cheque no valor acima à Saber Publicidade e Promoções Ltda. - R. Jacinto José de Araújo, 309 - Tatuapé - CEP: 03087-020 - São Paulo SP., junto com a solicitação de compras da última página.

Ou peça maiores informações pelo telefone

**(011) 942-8055**

**NÃO ATENDEMOS POR REEMBOLSO POSTAL**