

ELÉCTRON 44

Cr\$ 850,00

R Á D I O
T E L E V I S Ã O
E L E T R Ô N I C A



**DESCRIÇÃO
dos tipos de
CAPACITORES**

Controle o Ritmo dos Seus Exercícios pelo **MEDIDOR DE FREQUÊNCIA CARDÍACA**

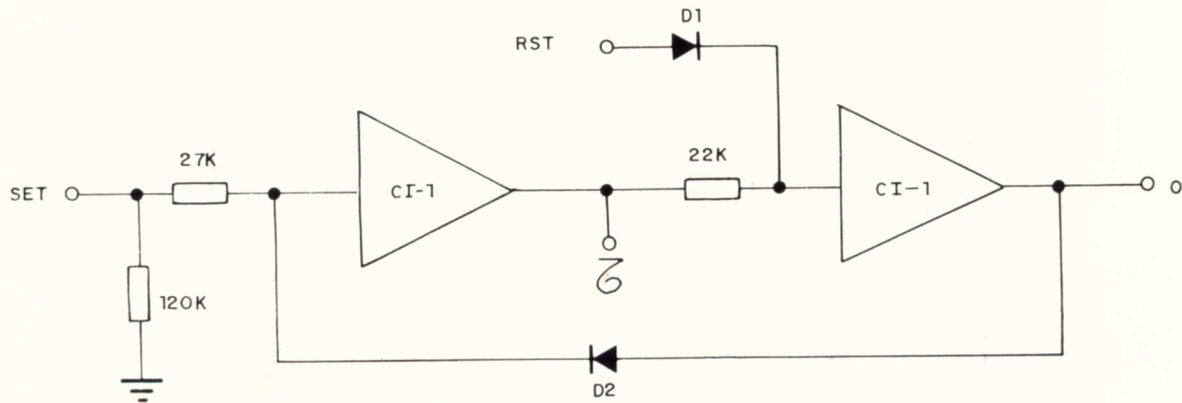
- MEDIDOR DE ILUMINAÇÃO SIMPLES**
- GERADOR DE EFEITOS SONOROS**
- RADIOCONTROLE ECONÔMICO**
- SERVOMOTORES DC E MOTORES DE PASSO**
- CONVERSÃO A/D E D/A EM ÁUDIO DIGITAL**
- AMPLIFICADORES OPERACIONAIS**



CIRCUITOS BÁSICOS

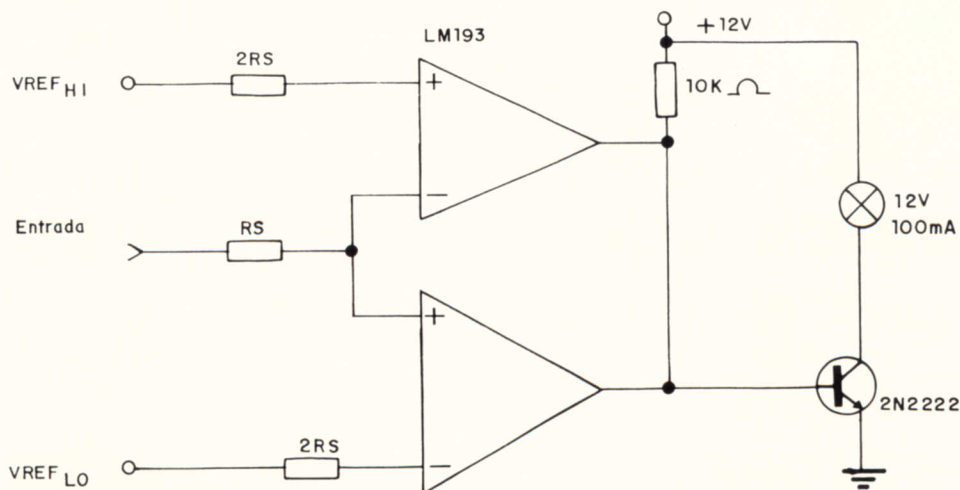
BIESTÁVEL DISPARÁVEL

O integrado usado é um CMOS que pode, na realidade, ser formado por portas NAND ou NOR (de um 4001 ou 4011 respectivamente), ligadas como inversor. Os diodos são 1N 914 ou 1N 4148, e o disparo é feito por um pulso na entrada SET. Este pulso deve ser positivo, o mesmo ocorrendo para o reset (RST).



COMPARADOR DE LIMITE

Este circuito mantém a luz ativada enquanto a entrada estiver entre dois valores de tensão, determinados por V_{refhi} e V_{reflo} . Os valores dos resistores dependem da intensidade do sinal a ser comparado e a lâmpada usada não pode ter mais de 100mA de corrente. A alimentação do comparador integrado é feita com uma tensão de 12 V.





Rua Major Ângelo Zanchi, 275 a 303
CEP 03633 — Tel. 296-7733 — São Paulo/SP

DIRETOR
SAVÉRIO FITTIPALDI

EDITOR
VICENTE FITTIPALDI

CIRCULAÇÃO
MARIA SILVIA PIRES

COLABORADORES

T. HARA, M. AMAYA, INÁCIO PEREIRA, MARCO GARCIA, GETÚLIO MATTOS, J. MARTIN, CELSO SILVA, CAIO BORGES, LUIZ C. JOSÉ, SUZI OMORI, DONIZETE KLUNG

REDAÇÃO/REVISÃO
ROBERTA CARAVIERI

DESIGN/ARTE
M. VÁZQUEZ

ILUSTRAÇÃO
M. VÁZQUEZ, RENILSON FÉLIX

DIAGRAMAÇÃO
MARCOS TOLENTINO, M. VÁZQUEZ

FOTOGRAFIA
GILBERTO CERRI

COMPOSIÇÃO
MEGACOMP LTDA.

FOTOLITO
STUDIO NIPPON LTDA.

IMPRESSÃO
W. ROTH

DISTRIBUIÇÃO
BRASIL: DINAP S/A
PORTUGAL: DISTRIBUIDORA JARDIM LDA

OBSERVAÇÕES

É proibida a reprodução total ou parcial dos textos e ilustrações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira **responsabilidade** dos seus **autores**. É proibida a utilização dos circuitos em caráter **industrial** ou **comercial**, salvo com expressa autorização por escrito da Editora. A Editora não se responsabiliza pelo **uso indevido** dos circuitos publicados.

Antes de publicados, todos os aparelhos são **montados** e intensivamente **testados**. Aparelhos não testados **não** são publicados, em nenhuma hipótese. Os circuitos apresentados são **experimentais**; portanto, não podem ser comparados aos produtos industrializados.

O leitor deve se assegurar de que dispõe de **conhecimentos técnicos** e **práticos** suficientes e comprovados para realizar a montagem com sucesso. Tente sempre iniciar pelas montagens **mais simples** para que, caso o aparelho montado não funcione convenientemente, o leitor possa constatar a falha e saná-la. Antes de iniciar uma montagem, certifique-se de que todos os seus componentes e peças estão **disponíveis no mercado** no momento.

Se ocorrer alguma **dúvida**, consulte-nos (estritamente pelo **correio**), que responderemos o mais breve possível na Seção de Correspondência. **Números atrasados** poderão ser fornecidos pelo correio, ao preço da **última edição** em banca.

ELECTRON

EDIÇÃO Nº 44

MONTAGENS

- 3 MEDIDOR DE FREQUÊNCIA
CARDÍACA
Por T. HARA
- 14 LUXÍMETRO
Por LUIZ C. JOSÉ
- 28 GERADOR DE EFEITOS SONOROS
Por MARCO GARCIA
- 41 MINIELETRIFICADOR
(Montagem em Ponte) Por J. MARTIN
- 60 RADIOCONTROLE ECONÔMICO
Por T. HARA

INFORMAÇÃO

- 9 CONTADORES DIGITAIS
(Digital) Por GETÚLIO MATTOS
- 22 MOTORES DC E MOTORES DE PASSO
(Tecnologia) Por CAIO BORGES
- 34 TIPOS DE CAPACITORES
(Componentes) Por INÁCIO PEREIRA
- 46 CONVERSÃO A/D E D/A EM ÁUDIO
(Áudio) Por M. AMAYA
- 53 MODULAÇÃO AM-DSB/SC, AM-SSB E
AM-VSB
(Rádio) Por MARCO GARCIA
- 67 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS
(Instrumentação) Por INÁCIO PEREIRA

SEÇÕES

- 2 CARO LEITOR
- 2 CONVENÇÕES
- 33 NOTICIÁRIO
- 44 CORRESPONDÊNCIA
- 66 PUBLICAÇÕES
- 13, 2ª e 3ª capas CIRCUITOS BÁSICOS

ESPECIAL

- 71 CURSO MICRO — LIÇÃO 8

CARO LEITOR...

A frequência das batidas cardíacas é um referencial importante para a pessoa que pratica esportes saber como está o funcionamento do seu corpo. Assim, nós achamos interessante publicar um projeto específico para ajudar os esportistas a controlar os seus exercícios, através da medição instantânea da sua pulsação.

Um fato muito importante é que o nosso Medidor não utiliza os métodos dos eletrocardiógrafos, que fazem circular uma corrente elétrica pelo corpo para efetuar a medição. Imagine isso feito sem aparelhos precisos! É no mínimo perigoso. Nosso projeto é totalmente inofensivo, já que se baseia simplesmente num fecho de luz atravessando um dedo. Apenas um alerta: este aparelho não substitui os conselhos de um médico; deve ser usado apenas como instrumento de referência.

Os aficionados em áudio high-end (de alto nível) devem estar começando a se preocupar com a "guerra" tecnológica travada pelos fabricantes de aparelhos de som: uma verdadeira batalha de recursos e funções. Esta *Eléctron* ajuda a diminuir as dúvidas com uma matéria informativa sobre os métodos de conversão do áudio do *Compact Disc*, super-atualizada e em um estilo que até hoje não foi apresentado aos leitores de assuntos tão complexos: claro, lúcido, sem difícil e desnecessário palavreado técnico. A montagem do *Luxímetro* traz como brinde um verdadeiro "compêndio" sobre a iluminação elétrica. "De quebra", damos a montagem de um *Gerador de Efeitos Sonoros* com "algo mais", e um brinquedo "sádico": o *Minieletrificador*. E mais...

Bom, acho que, melhor que ler comentários sobre os artigos, é montar os projetos... portanto, mãos à obra e (como sempre) boa leitura!

CONVENÇÕES

Nas medidas de valores elétricos, usamos correntemente os seguintes prefixos multiplicadores:

p (pico)	10^{-12}	k (quilo)	10^3
n (nano)	10^{-9}	M (mega)	10^6
μ (micro)	10^{-6}	G (giga)	10^9
m (mili)	10^{-3}	T (tera)	10^{12}

Exemplos:

$$2k7\Omega = 2\ 700\ \Omega$$

$$47pF = 0,047nF = 0,000\ 047\mu F = 0,000\ 000\ 047mF = 0,000\ 000\ 000\ 047\ F$$

Os resistores usados nas montagens são todos de carbono de 1/8 W, com tolerância de 5%, exceto quando expresso outro tipo, potência ou valor no texto.

Um capacitor sem polaridade pode vir com o seu valor escrito dos seguintes modos (os exemplos abaixo são todos de um mesmo valor, 470pF):

470p

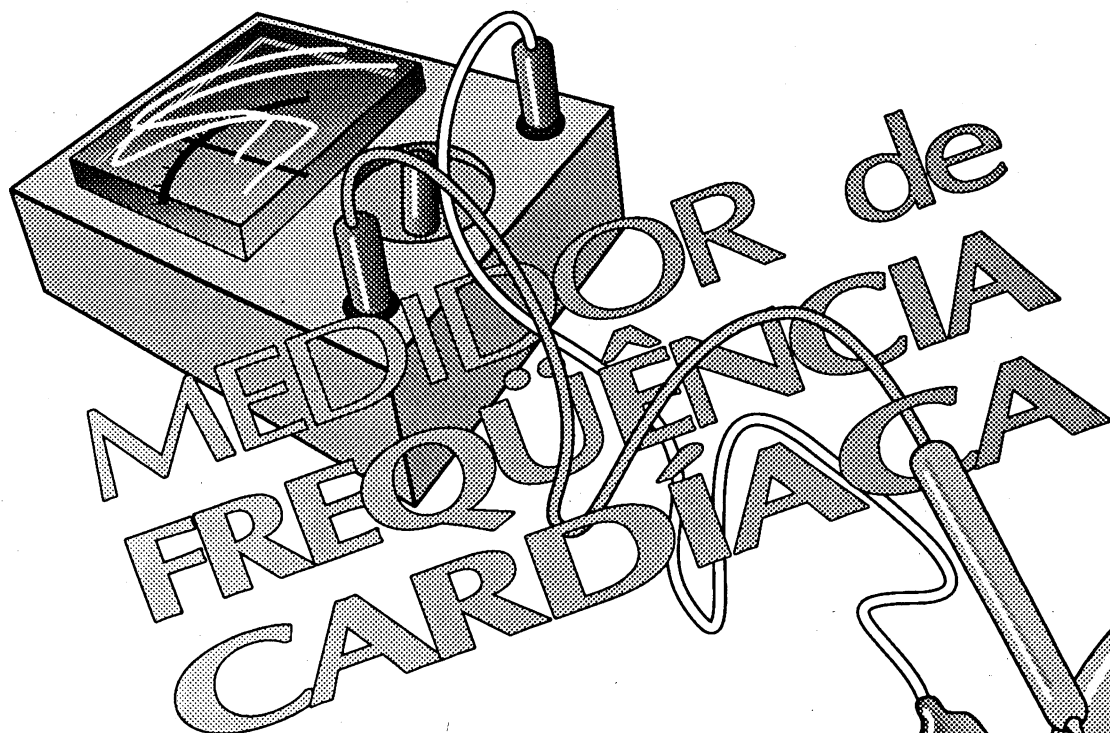
.47n

0.47kpF

471 (o último algarismo é o número de zeros e a unidade é sempre o pF)

As medidas das tensões internas aos circuitos (para fins de confirmação pelo montador) são feitas por multímetros com sensibilidade de 20k Ω /V ou mais.

Nos nossos protótipos são usadas placas de circuito impresso de fibra de vidro de face simples (exceto quando o autor do projeto indicar outro tipo de placa), e os *layouts* das trilhas de cobre são em escala natural.



Por T. HARA

Uma das práticas desportivas mais saudáveis é a ginástica. Ela proporciona uma perfeita harmonia ao nosso corpo, beneficiando o que nos é de maior importância: a saúde. Dentre alguns fatores essenciais nos cuidados a serem tomados na prática de qualquer ação desportiva, o principal é o controle adequado do esforço físico. Para tal propósito, apresentamos neste artigo a montagem de um circuito de importância para um atleta usar durante o treinamento ou exercício físico. Esse circuito tem por função controlar o ritmo das batidas do coração.

Além desta aplicação, o aparelho é destinado a qualquer pessoa que queira verificar se as batidas cardíacas estão num ritmo normal, comparando-o com uma referência.

A utilização do aparelho é muito simples: basta tocar o dedo polegar no aparelho e — pronto! — a leitura da pulsação é mostrada diretamente pelo ponteiro do medidor.

FUNIONAMENTO

O diagrama em blocos do aparelho é mostrado na figura 1. Antes de descrevermos o princípio de funcionamento do sensor de pulsação cardíaca, devemos esclarecer como a pulsação pode ser captada. Sabemos que a cada batida do coração o sangue é bombeado para todo o nosso

corpo (conseqüentemente, até o nosso dedo polegar). Quando colocamos o dedo polegar entre a lâmpada e o sensor (LDR), o sensor capta a luz que atravessa o dedo, apresentando uma certa resistência elétrica. Quando ocorre a pulsação, o dedo fica um pouco mais cheio de sangue e a densidade da luz que atravessa o dedo varia, variando assim a resistência do sensor (LDR).

Como observamos na figura 1, a variação brusca da resistência elétrica aplicada ao primeiro circuito comparador gera um pulso de curta duração, que é aplicado ao segundo circuito comparador. Este sinal é novamente aplicado ao terceiro circuito comparador "quadrador" (*trigger*), cujo sinal é aplicado a um dispositivo sonoro piezoelétrico (*buzzer*).

Finalmente, o sinal é aplicado ao circuito multivibrador monoestável, o qual fornece um pulso ao detector transistorizado, capaz de gerar pulsos de corrente suficiente para indicar o fator de batidas do coração por

minuto na escala do galvanômetro.

O CIRCUITO

O esquema elétrico do nosso circuito é mostrado na figura 2. O "ponto culminante" do projeto está concentrado no circuito integrado. Como o leitor pode observar, o circuito é constituído de quatro amplificadores diferenciais de coletor aberto (*open collector*), sendo o seu circuito equivalente visto na figura 3.

Utilizamos para o nosso projeto o CI quádruplo comparador CA 339 de coletor aberto (IC₁₋₁), com alto fator

de amplificação. A configuração do CI e sua respectiva pinagem podem ser vistas na figura 4.

A tensão positiva aplicada no pino 5 (+), através do resistor R₁, mantém a saída do comparador em nível positivo; como a saída do CI possui internamente um amplificador de coletor aberto (figura 3), a saída atinge a tensão V_{CC} (alimentação).

Quando a variação brusca da resistência é provocada na malha de realimentação da entrada negativa (pino 4), através do sensor (LDR), ocorre uma breve queda de tensão

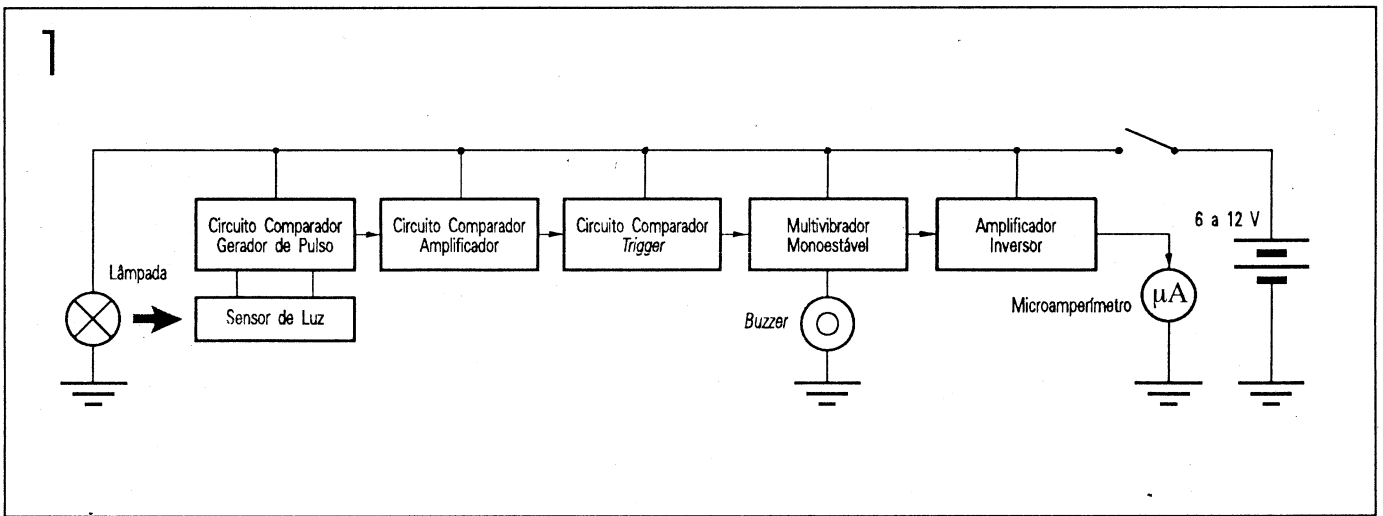
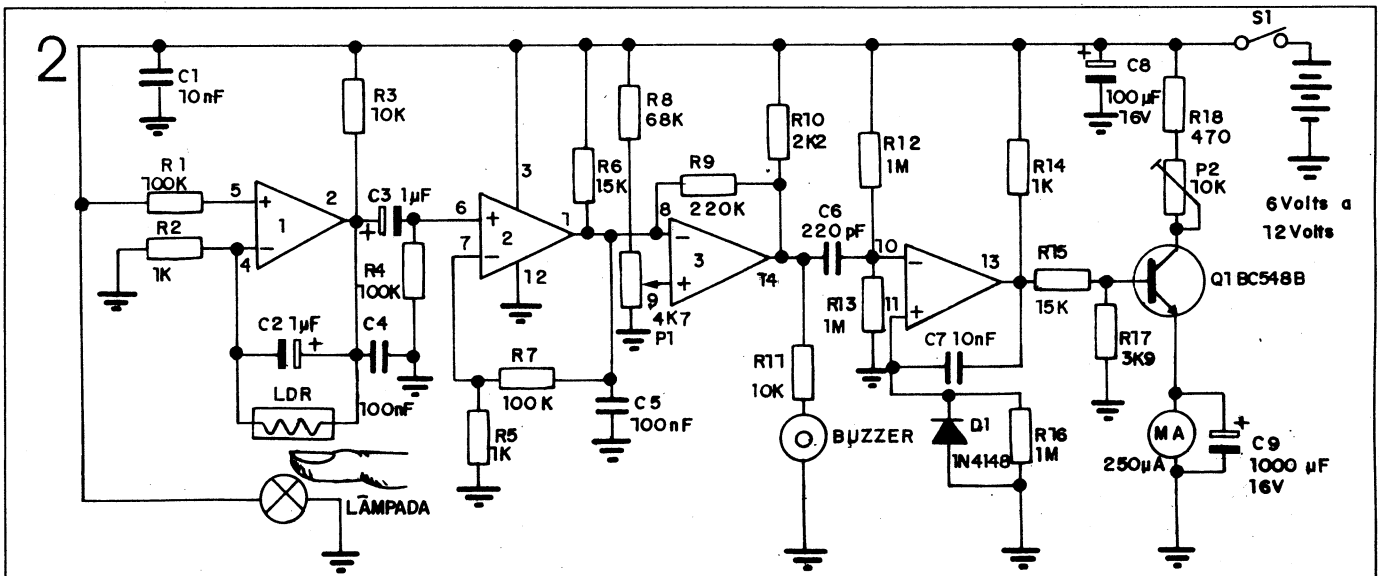
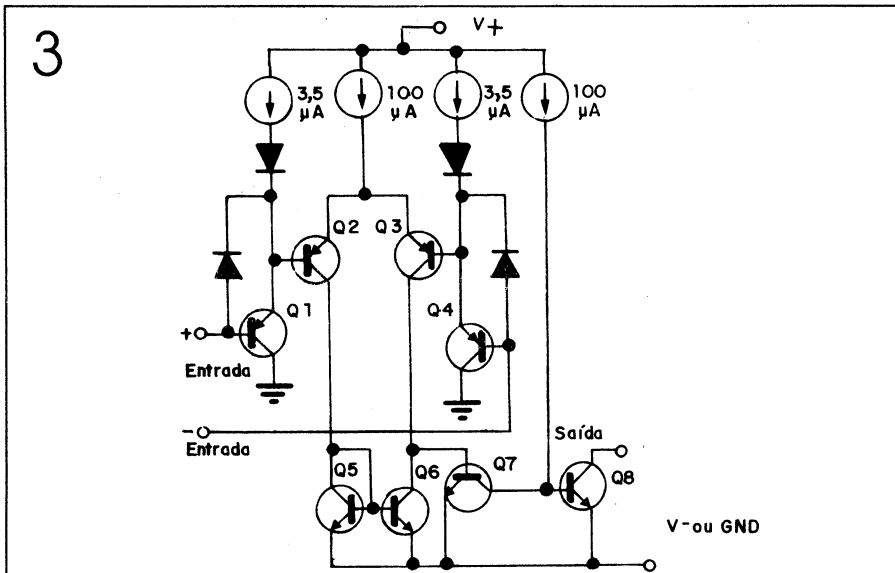


Diagrama em blocos



Esquema elétrico

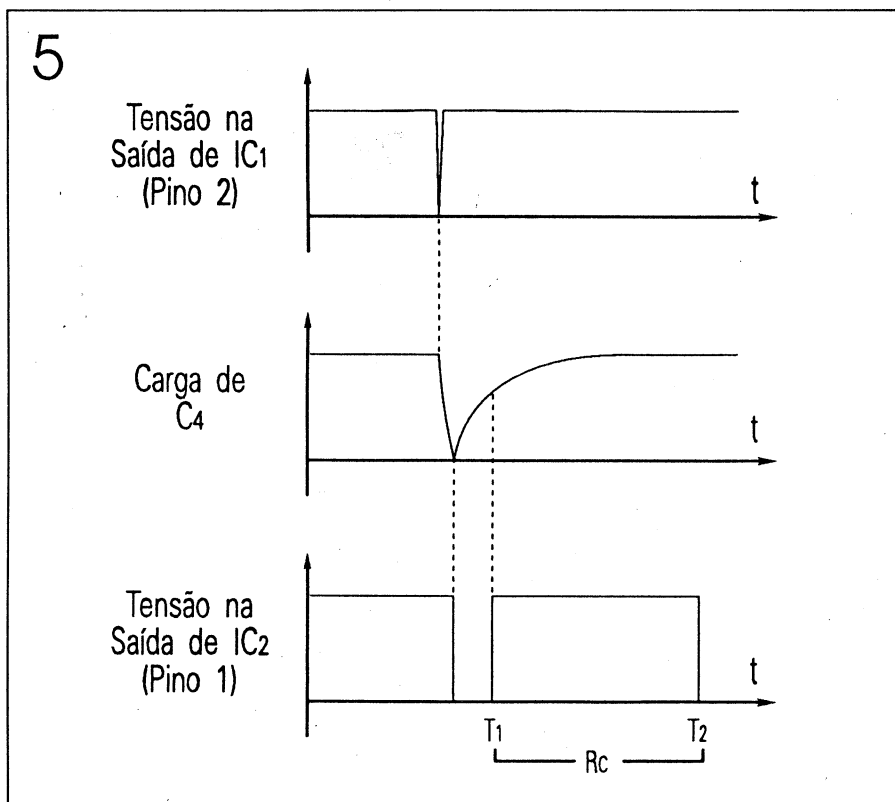


Circuito equivalente do CI

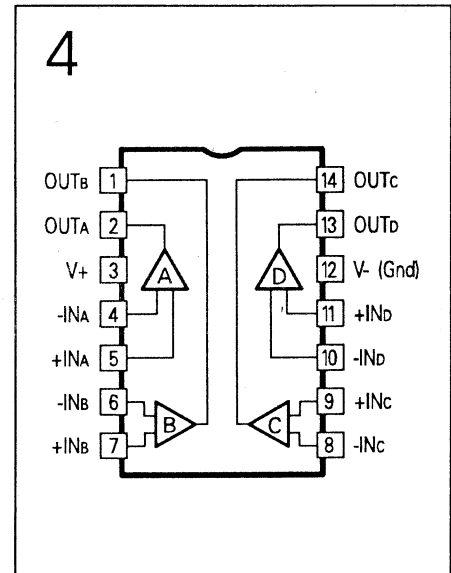
na saída do CI, descarregando dessa forma o capacitor C_3 . Após um certo intervalo de tempo, C_3 começa a se carregar novamente, produzindo uma tensão positiva na entrada do segundo circuito do CI (IC_{1-2}), através do resistor R_4 .

Quando a tensão positiva é superior

à entrada negativa, o valor da tensão de saída do CI atinge o valor da tensão de V_{CC} . Essa tensão na saída é mantida pela constante de tempo RC , constituída pelos componentes C_5 , R_5 e R_6 , que realimentam a entrada negativa do CI conforme observado na figura 5.



Realimentação do CI pela constante de tempo RC



Configuração interna do CI

O sinal assimétrico gerado pelo IC_{1-2} é aplicado na entrada inversora do próximo CI, o comparador *trigger* IC_{1-3} . Este circuito possui um *trimpot* (P_1) de ajuste de sensibilidade, que determina o ponto de disparo do circuito quadrador.

O IC_{1-4} é um circuito multivibrador monoestável que mantém a saída em nível baixo e só atinge a tensão máxima (V_{CC}) na borda de subida do sinal de entrada, como pode ser visto na figura 6. O tempo t_0/t_1 é mantido em $2\mu s$ (microsegundos), através da constante de tempo formada pelo capacitor C_7 e pelo resistor R_{16} . Como a base do transistor Q_1 está ligada à saída do monoestável, o transistor conduz apenas durante o período do pulso de saída.

O capacitor C_9 , em paralelo com o galvanômetro, faz o ponteiro do galvanômetro defletir na proporção da frequência da pulsação cardíaca captada pelo sensor.

O *trimpot* P_2 serve para ajustar a sensibilidade do galvanômetro, mantendo o ponteiro no fundo de escala a cerca de 150 pulsos por minuto.

MONTAGEM

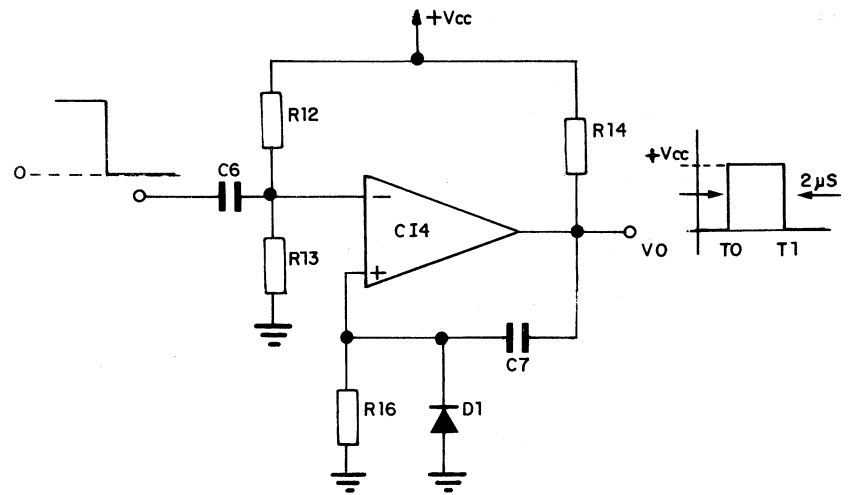
A placa de circuito impresso e a distribuição de componentes podem ser encontradas na figura 7.

O circuito não apresenta nenhuma dificuldade quanto à sua montagem. Esta pode ser iniciada pelos resistores, cujos valores não são críticos e podem ser facilmente encontrados, admitindo uma tolerância de até 5 %.

Quanto aos capacitores, além dos eletrolíticos, os demais podem ser de disco cerâmico ou poliéster.

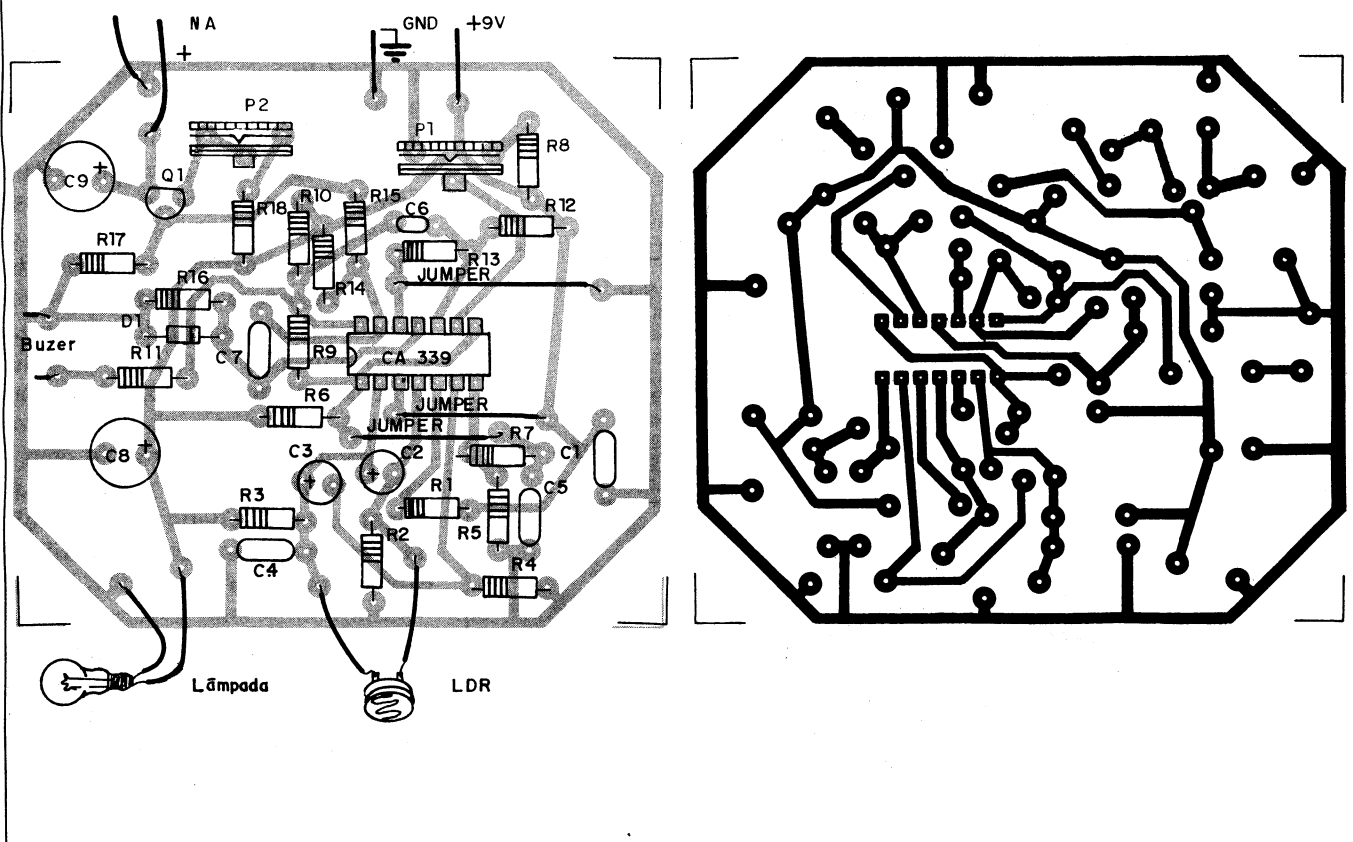
Aconselhamos que o CI seja montado em soquete e inserido somente após o término da montagem completa, facilitando assim a sua even-

6



Circuito multivibrador monoestável

7



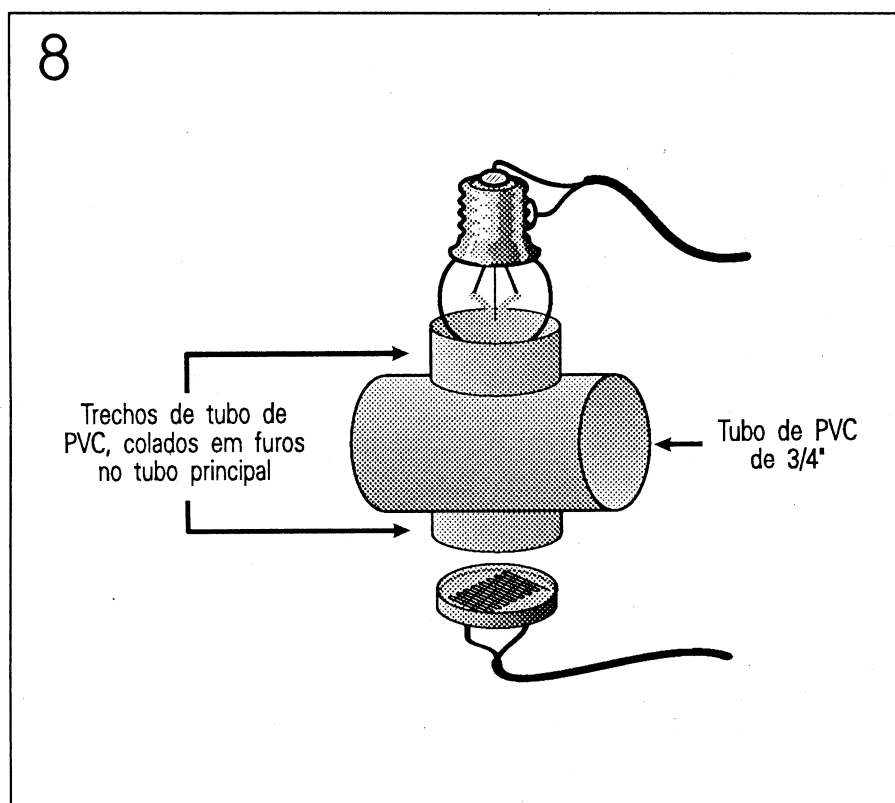
Layout da placa e mapa dos componentes

tual manutenção.

O leitor pode montar o sensor conforme a sugestão da figura 8: três segmentos de tubos de PVC, convenientemente cortados e colados entre si, inseridos num furo na lateral da caixa do aparelho (fig. 10).

Um pequeno VU pode ser utilizado para a indicação do número de batidas do coração. Tome as medidas do mostrador do VU numa folha de papel em branco, faça um novo mostrador com o auxílio de decalques de números tipo Letraset, e cole cuidadosamente a escala nova sobre o galvanômetro. A figura 9 mostra a escala que foi usada no nosso protótipo; ela também pode ser tomada como base da escala do seu exemplar do aparelho.

O aparelho pode ser alimentado por uma tensão de 6 V ou por quatro pilhas do tipo lapiseira. A lâmpada utilizada no sensor deve ser do tipo 6 V/50mA (de baixa potência, pois desta forma evita-se o superaquecimento do dispositivo e o desgaste excessivo das pilhas). O LDR pode ser de qualquer modelo encontrado no mercado de componentes.



Sugestão para a montagem do sensor

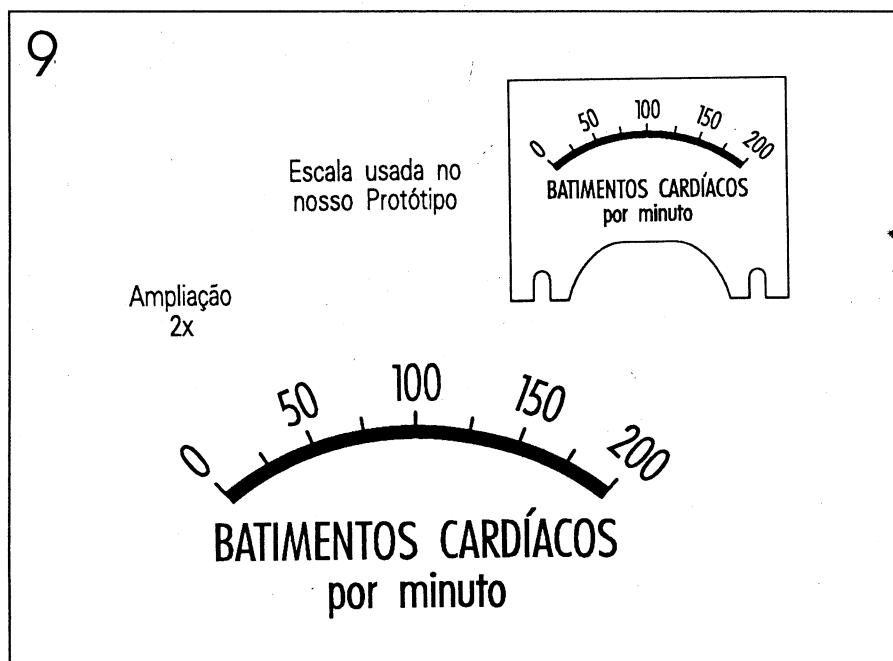
AJUSTE E USO

Terminada a montagem, conecte a alimentação do circuito a uma tensão de 6 V, proveniente da fonte que

você escolheu usar. Ligado o aparelho e estando este com a lâmpada acesa, introduza o dedo polegar no sensor e ajuste P₁ até que se consiga ouvir o ruído da batida do coração no transdutor (*buzzer*).

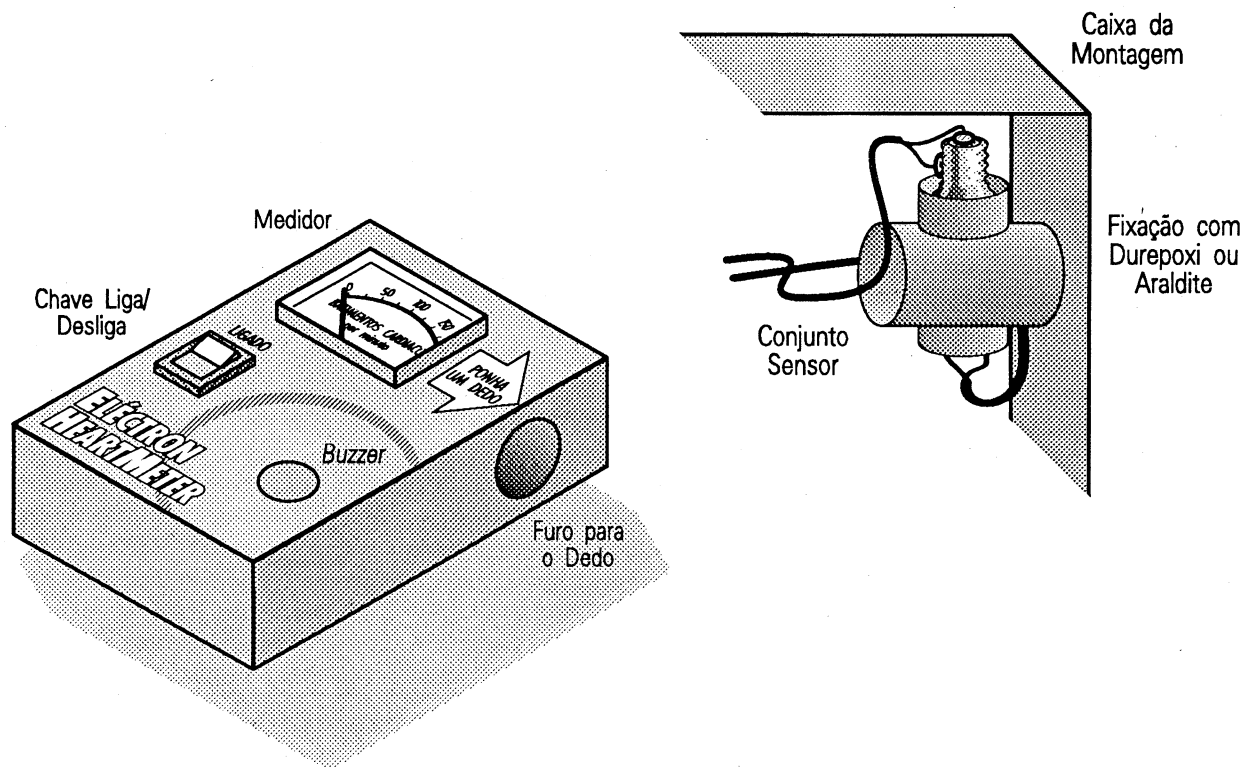
Para ajustar a escala do galvanômetro, proceda da seguinte maneira:

- Com o auxílio de um relógio, conte quantas batidas o seu coração executa por minuto; por exemplo, 100 batimentos por minuto.
- Colocando o dedo polegar no sensor, ajuste o potenciômetro P₂ para a que o ponteiro do galvanômetro atinja a metade da escala. Dessa maneira, o fundo de escala será de 200 batidas por minuto, fator que consideramos mais recomendável para o nosso projeto, já que a frequência cardíaca humana fica dentro desta faixa. **E**



Montagem do VU

10



Sensor colocado no gabinete

LISTA DE MATERIAL

SEMICONDUCTORES

- IC₁ — CA 339 (quádruplo amplificador comparador) ou equivalente
- Q₁ — BC 548B (transistor NPN)
- D₁ — 1N 4148 (diodo de sinal)

RESISTORES

- R₁, R₄, R₇ — 100kΩ (marrom, preto, amarelo)
- R₂, R₅, R₁₄ — 1kΩ (marrom, preto, vermelho)
- R₃, R₁₁ — 10kΩ (marrom, preto, laranja)
- R₆, R₁₅ — 15kΩ (marrom, verde, laranja)
- R₈ — 68kΩ (azul, cinza, laranja)
- R₉ — 220kΩ (vermelho, vermelho, amarelo)
- R₁₀ — 2,2kΩ (vermelho, vermelho, vermelho)
- R₁₂, R₁₃, R₁₆ — 1MΩ (marrom, preto, verde)
- R₁₇ — 3,9kΩ (laranja, branco, vermelho)
- R₁₈ — 470 Ω (amarelo, violeta, marrom)

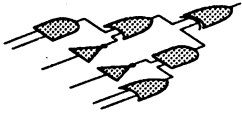
- P₁ — 4k7Ω (*trimpot* "em pé")
- P₂ — 10kΩ (*trimpot* "em pé")

CAPACITORES

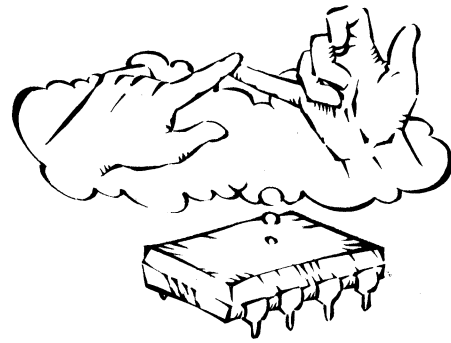
- C₁, C₇ — 10nF (poliéster)
- C₂, C₃ — 1μF/16 V (eletrolítico)
- C₄, C₅ — 100nF (poliéster)
- C₆ — 220pF (disco cerâmico)
- C₈ — 100μF/16 V (eletrolítico)
- C₉ — 1000μF/16 V (eletrolítico)

DIVERSOS

- Placa de circuito impresso, galvanômetro, LDR, lâmpada de 6 V-50mA, *buzzer* piezoelétrico, soquete para CI de 14 pinos, suporte para 4 pilhas, interruptor, caixa de montagem, fios, solda, etc.



Contadores digitais



Os contadores digitais, como diz o próprio nome, são circuitos capazes de realizar a contagem de mudanças de estados a partir de uma seqüência de pulsos. Nos contadores, a partir do *clock* (série de pulsos recebidos em série na sua entrada, também chamada de "relógio"), extraímos na saída em paralelo um código prestabelecido.

Esses circuitos são geralmente utilizados em contagens, geradores de palavras, divisores de freqüência, medidores de freqüência e tempo, seqüenciamento de máquinas, bases de tempo para conversores A/D e D/A, geradores de formas de onda e outras funções.

Os contadores são grupos de biestáveis ligados de tal modo que a saída de um excita a entrada do outro. Na figura 1 vemos a representação básica de um contador.

Existem basicamente dois tipos de contadores: **síncrono** e **assíncrono**.

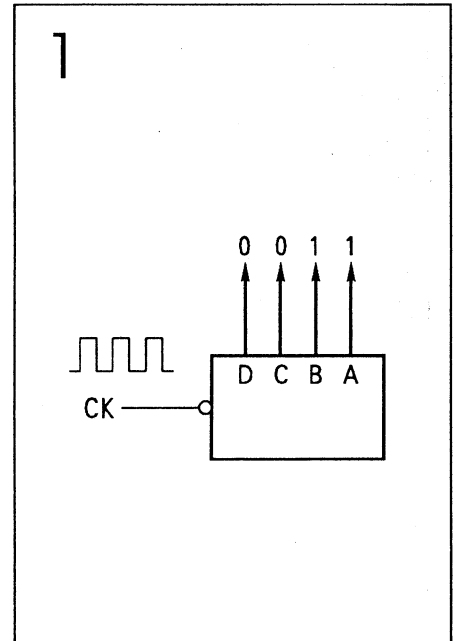
CONTADOR SÍNCRONO

É chamado assim porque todos os biestáveis estão com suas entradas de *clock* ligadas em um mesmo sinal. O biestável utilizado é um *flip-flop* J-K "mestre-escravo". Na figura 2 pode-se observar a sua configuração.

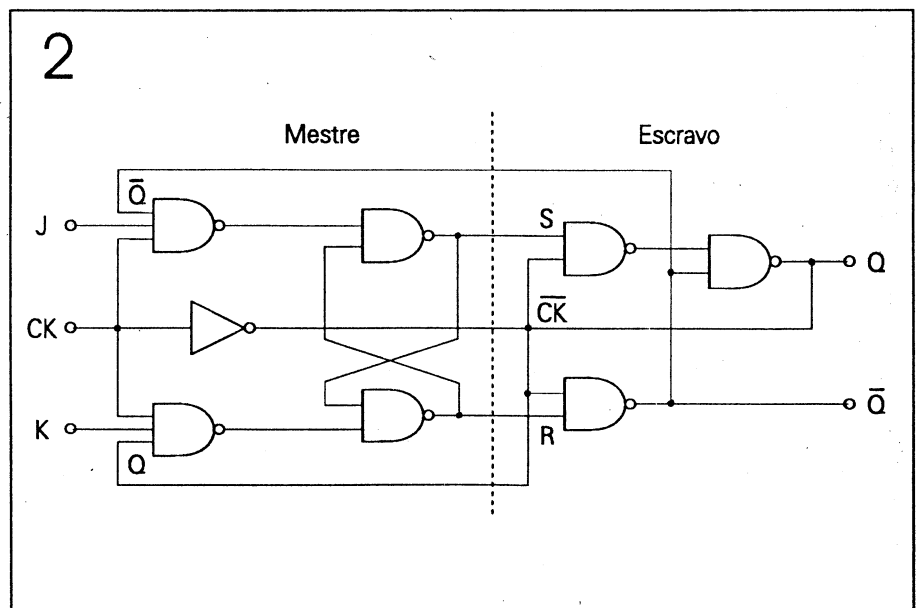
Como se pode observar pela figura 2, para a condição de CK=1, ou seja,

na subida do pulso de *clock*, o estágio "mestre" é habilitado, funcionando como um J-K convencional. Por outro lado, nesta configuração (com o *clock* permanecendo em nível lógico "1"), o outro estágio ("escravo") está bloqueado, pois recebe este pulso através do inversor. Vemos então que o "escravo" só muda de estado na queda do pulso de *clock*.

Podemos concluir que, na queda do pulso de *clock*, o valor de Q_n é transferido para a saída Q. Esse funcionamento requer que as condições nas entradas J e K se mantenham constantes durante o pulso de *clock*, pois do contrário podem ocorrer falhas no funcionamento.



Representação de um contador



O flip-flop J-K mestre-escravo

3

J	K	Qf
0	0	Qa
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}a$

Tabela-verdade do flip-flop J-K

4

Qa	Qf	J	K
0	0	0	-
0	1	1	-
1	0	-	1
1	1	-	0

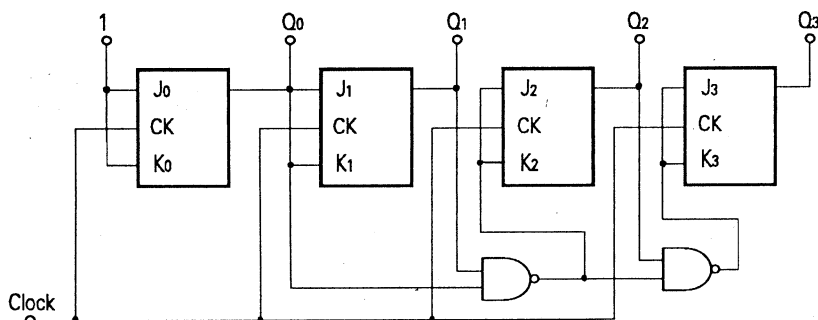
Tabela-verdade

Na terceira condição, inicialmente o *flip-flop* está em 1. Para assumir o nível 0 ($Q_f=0$), igualam-se as entradas J e K em nível 1 (isto implica em $Q_f=Q_a$), ou fixa-se 0 em Q_f ($Q_f=0$); para isso basta somente termos $K=1$.

Na quarta condição, o *flip-flop* está em 1 ($Q_a=1$) e pode permanecer neste estado ($Q_f=1$); para tanto, iguala-se J e K a 0 ($J=K=0$, $Q_f=Q_a$), ou então fixa-se 1 com o valor de $K=0$.

A configuração do contador síncrono no código BCD é encontrada na figura 5. Para cada pulso de *clock* a saída é implementada de 1, conforme pode ser observado na tabela da figura 6. Basta ressaltar apenas que neste modo deve-se "resetar" o contador após o 9º pulso, para que este reinicie a contagem.

5



Contador síncrono

CONTADOR ASSÍNCRONO

Ao contrário do síncrono, o contador assíncrono não tem suas entradas conectadas a um mesmo sinal de *clock*. Neste tipo de contador, que também utiliza *flip-flops* J-K, o pulso de *clock* é gerado em cada um dos estágios através do seu antecessor. Deste modo, a saída do primeiro *flip-flop* é ligada à entrada de *clock* do segundo, e assim sucessivamente (figura 7).

Com relação aos sinais de *clock*, nota-se na figura 8 que o *clock* de cada estágio é dividido pela metade em comparação com o estágio anterior. Dessa forma, a frequência de *clock* neste contador tem seu valor reduzido pela ordem de 2^n na saída dos *flip-flops*, sendo "n" o número de *flip-flops* utilizados anteriormente à saída.

CONTADOR DE DÉCADA ASSÍNCRONO

A configuração do contador de década assíncrono pode ser vista na figura 9. Neste contador efetua-se a

6

Q0	Q1	Q2	Q3	Pulso	Cód.
1	0	0	0	1º	1
0	1	0	0	2º	2
1	1	0	0	3º	3
0	0	1	0	4º	4
.
1	1	1	1	15º	15

Tabela do contador síncrono

Para o estudo do contador síncrono devemos recorrer à tabela-verdade (figura 3) do *flip-flop* JK. Desta tabela pode-se escrever outra, vista na figura 4.

Na primeira condição, o *flip-flop* está em zero ($Q_a=0$). Caso se deseje assumir o valor zero ($Q_f=0$), basta manter $J=0$, pois nesta condição, quando $K=0$, $Q_a=Q_f=0$, e para $K=1$, $Q_f=0$.

Na segunda condição, o *flip-flop* está em zero ($Q_a=0$). Para assumir o estado 1 ($Q_f=1$), pode-se inverter os valores nas entradas ($J=1$, $K=1$)= $Q_a=Q_f$, ou então, para $J=1$ temos $Q_f=1$.

contagem a partir do valor 0 até o valor 9, ou seja, de 0000 a 1001 na notação binária.

Ao analisarmos a figura 9 perceberemos que a contagem é incrementada de uma unidade, e quando é atingido o valor $(1010)_2$ (10 em decimal), a saída da porta NAND "cai" para o nível 0 (potencial do terra), "resetsando" a contagem e permitindo que se conte somente de 0 a 9.

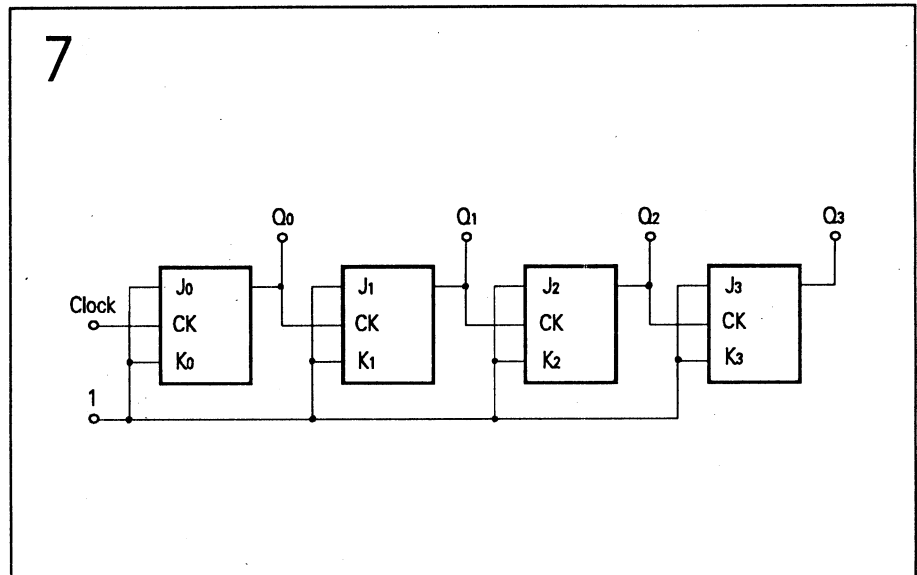
CONTADOR ASSÍNCRONO BIDIRECIONAL

Com este tipo de contador tem-se a possibilidade de fazer a contagem tanto de maneira crescente como decrescente.

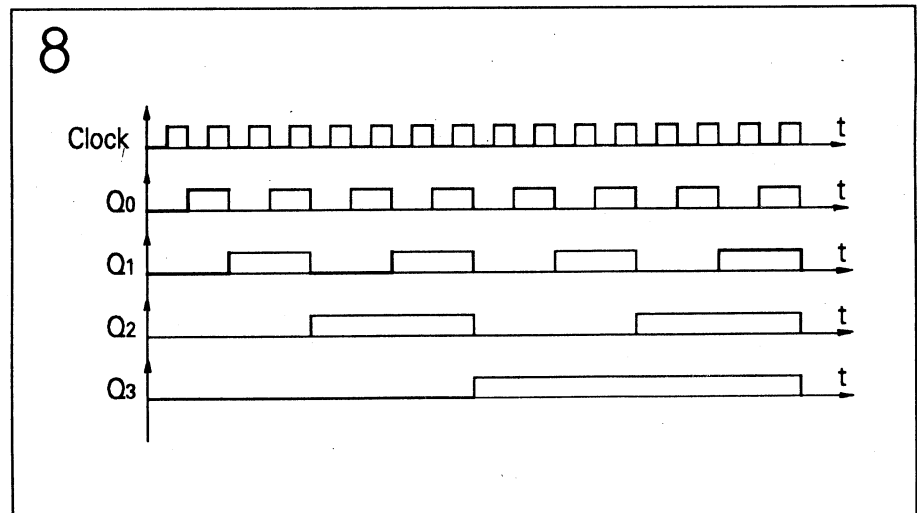
Voltando ao circuito da figura 10, se a transferência de sinal de um *flip-flop* para outro é feita através das saídas Q, o circuito realiza a contagem de forma decrescente. Inicialmente, todas as saídas Q estão em nível 1, isto é, o valor da saída é $(1111)_2$ (em decimal, 15). Ao final do primeiro pulso, a saída Q do primeiro *flip-flop* é levada ao nível 0, tendo seu equivalente igual a $(1110)_2$ (14 em decimal), e assim sucessivamente.

Para se obter um contador bidirecional, basta fazer a comutação das saídas Q e \bar{Q} . Na utilização de uma chave mecânica fica-se sujeito a ruídos; portanto, a melhor solução é comutar os sinais com uma chave eletrônica formada de portas lógicas. As portas de controle realizam a comutação, acoplando ao estágio seguinte os pulsos que surgem nas saídas Q e \bar{Q} , dependendo do nível lógico aplicado ao terminal de controle.

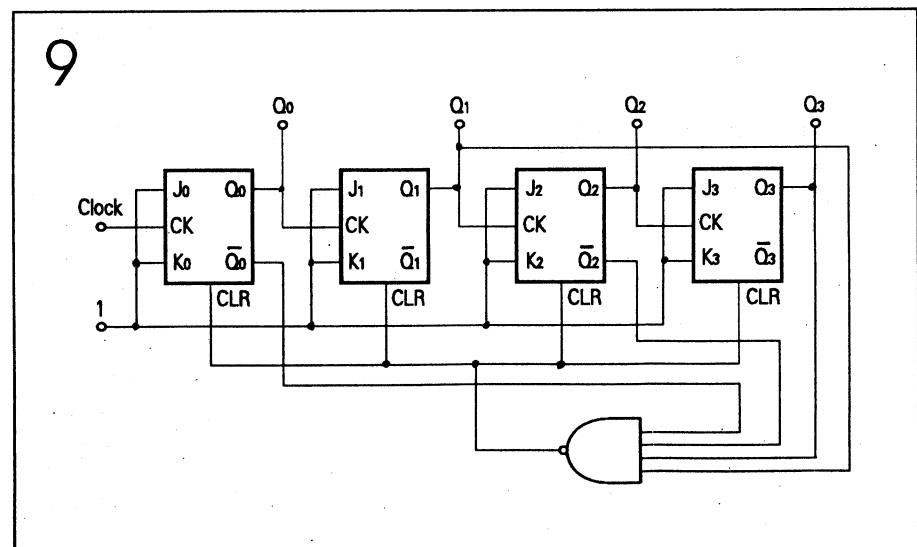
Quando se aplica um nível 0 à entrada de controle, a porta E superior é inibida e a inferior é habilitada, transferindo desta forma os pulsos das saídas Q para as entradas dos estágios subsequentes. Nesta condição, o circuito realiza a contagem



Contador assíncrono



Pulsos do contador assíncrono



Contador assíncrono de década

decrecente. (De maneira análoga, o circuito contará na forma crescente caso seja aplicado um nível 1 à entrada de controle.)

Nos contadores assíncronos em geral, a mudança de estado de um determinado *flip-flop* depende da transição do estágio anterior. Essa condição de comutação não simultânea de todos os *flip-flops* apresenta um problema de atraso de resposta, além de ocasionar um ruído elétrico denominado *spike*, que muitas vezes interfere no funcionamento de outros estágios.

Outra desvantagem desses contadores está no fato de que a resposta de frequência é bastante limitada, pois a mudança de um *flip-flop* depende do tempo de propagação do estágio anterior. Enquanto que num contador síncrono tem-se uma resposta que vai além de 45MHz, os contadores assíncronos conseguem atingir a faixa limitada de 30MHz.

CIRCUITOS INTEGRADOS CONTADORES

CONTADORES TTL

As duas famílias de CIs mais utilizadas são a TTL e CMOS. Os contadores digitais de tecnologia TTL apresentam maior velocidade de resposta que os de tecnologia CMOS:

Os contadores TTL das séries 54Sxx e 74Sxx conseguem obter uma resposta de até 100MHz. O tipo comum (sem a letra S) responde a sinais de até 30MHz. Já os do tipo 54Lxx e 74Lxx apresentam como vantagem um consumo de potência menor que os demais tipos TTL, mas sua resposta de frequência não ultrapassa a faixa dos 5MHz.

Os contadores digitais de família TTL mais utilizados são os 7490 e 7492 (unidirecionais), e os 74190 e 74193 (bidirecionais). A pinagem

dos CIs pode ser vista na figura 11.

CONTADORES CMOS

Os circuitos CMOS são empregados em larga escala em equipamentos industriais, pois têm baixo consumo de energia, além de possuir uma imunidade a ruídos bem maior que a da tecnologia TTL. O CMOS rejeita sinais espúrios com amplitudes superiores a 3 V, enquanto o TTL é sensível a interferências da ordem de 0,6 a 0,8 V.

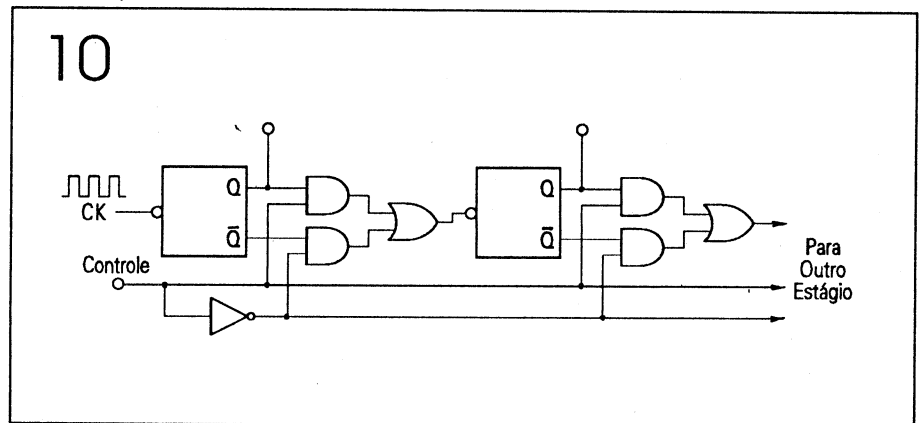
Por outro lado, o CMOS apresenta como principal desvantagem a baixa velocidade de comutação. A res-

posta de frequência dos contadores CMOS está limitada à faixa de 10MHz, sendo tipicamente por volta de 4MHz.

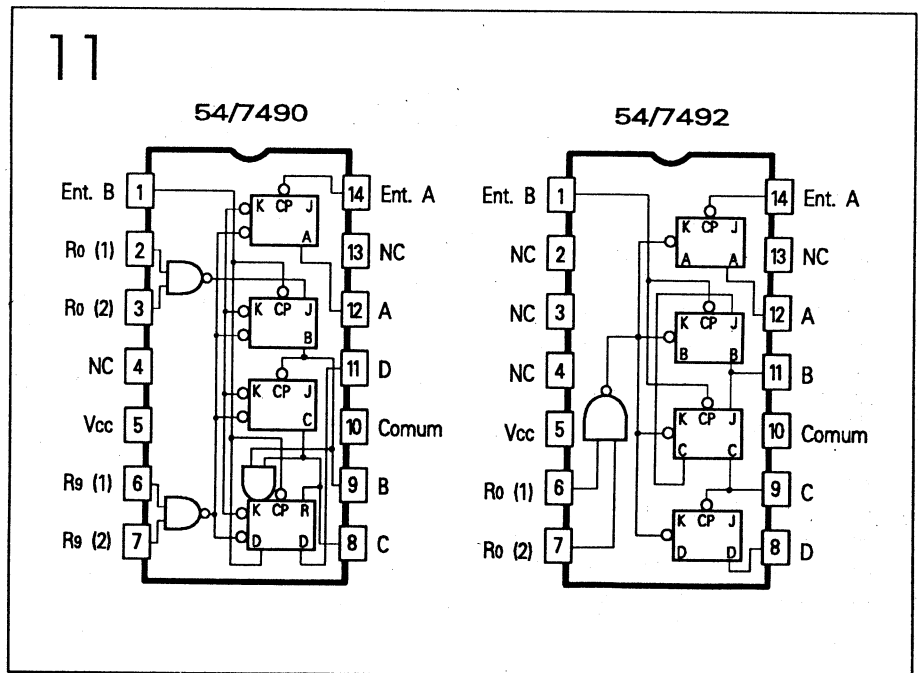
A figura 12 mostra o contador CMOS 4018A, que é um contador síncrono com disparo na "subida" (transição positiva) do pulso de entrada.

APLICAÇÕES DOS CONTADORES DIGITAIS

- Medição de tempo, contando pulsos gerados de forma regular por um circuito de base de tempo de

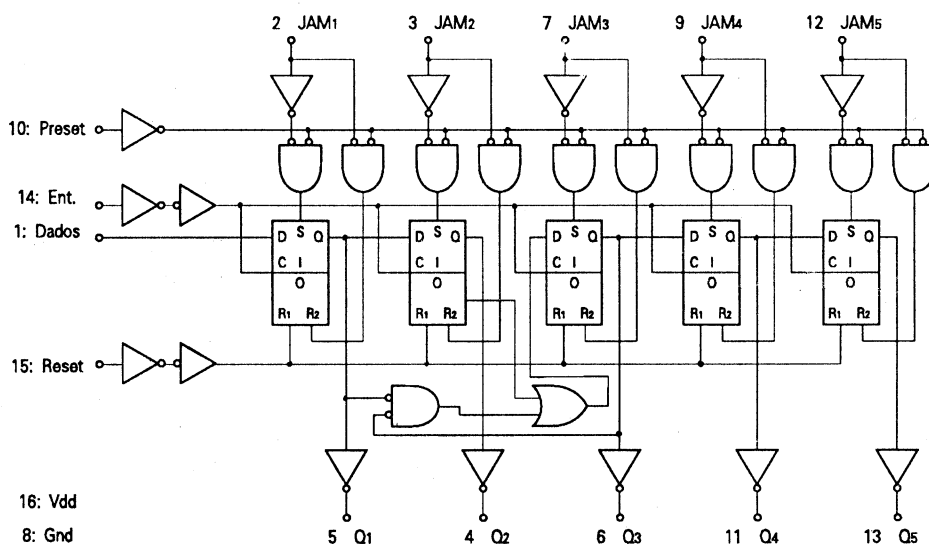


Contador assíncrono bidirecional



Pinagem dos CIs contadores da família TTL

12



CI 4018A

precisão.

- Medição de frequência, contando o número de pulsos que o dispositivo sob teste gera dentro de um certo período.
- Divisão de frequência: os pulsos

aplicados à entrada de um contador aparecem na saída divididos por 2^n .

- Medição de distância em sistemas de radar e sonar.
- Medição da velocidade angular de

um eixo, utilizando sensores fotoelétricos ou magnéticos.

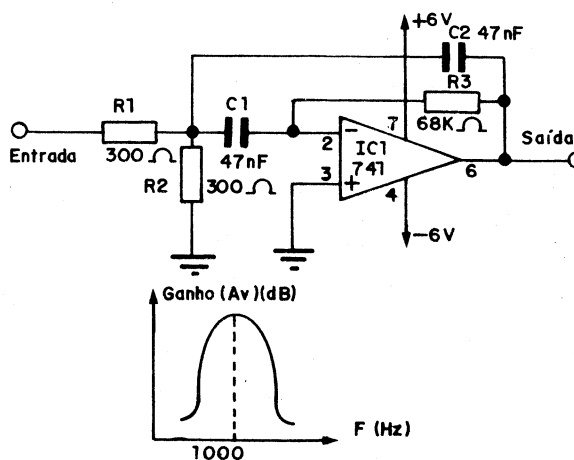
- Computadores (na seqüência de passos de programas).
- Programas seqüenciais para automação.

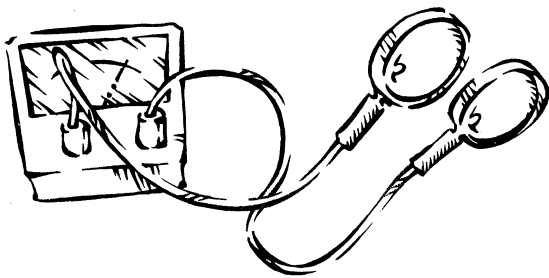
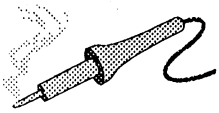
E

CIRCUITOS BASICOS

FILTRO ATIVO PASSA-FAIXA ($f=1\text{kHz}$)

Este circuito pode ser utilizado em amplificadores em ponte, equalizadores, etc. O filtro tem a frequência central dimensionada em 1kHz e ganho de tensão maior que um. Os componentes R_1 , R_2 , C_1 e C_2 são responsáveis pela filtragem do sinal. Utilizamos um amplificador operacional 741 para obtermos o ganho de tensão. Observe que a saída está defasada em 180° . A atenuação do circuito é de 20 dB/década. A fonte utilizada deve ser simétrica e deve estar entre 6 e 12 V. Os resistores são de 1/4 W com 5% de tolerância, e os capacitores podem ter 20% de tolerância.





Luxímetro

INTRODUÇÃO

Você tem dificuldade em ver os objetos da sua casa e tropeça neles enquanto anda? Sente fadiga ou cansaço visual no seu ambiente de trabalho? Pestaneja com frequência na sala de aula?

Pare e analise. Talvez o problema não seja com sua visão, e sim com a iluminação do local. A quantidade de luz influencia muito a capacidade de percepção das pessoas, especialmente durante as atividades de alta precisão como cirurgias, arte-final de desenhos, relojoaria, etc. Difícilmente uma pessoa percebe quando o problema é com a iluminação, daí a utilidade de um medidor de iluminamento, que é o que ensinamos a construir neste artigo.

Naturalmente, os fotógrafos que lidam com eletrônica também podem

tirar proveito desta montagem, já que um Luxímetro, indispensável para o cálculo das exposições fotográficas, normalmente custa muito caro, mas pode ser construído a baixo custo, como veremos agora.

MEDINDO A ILUMINAÇÃO

Para você saber o que nosso aparelho faz exatamente, vamos aproveitar a oportunidade para dar uma explicação teórica bem detalhada sobre a iluminação.

FLUXO LUMINOSO

Para definir o que é o lux, primeiro precisa-se ter em mente o conceito de **fluxo luminoso** (Φ). O fluxo é a potência luminosa total emitida por uma fonte de luz dentro do espectro da luz visível; é medido em lumens (pronuncia-se "lúmens"; símbolo lm). Veja a figura 1.

O fluxo luminoso fornecido por uma lâmpada é medido em lumens e a emissão varia largamente de um modelo de lâmpada para outro. Exemplos:

- lâmpada incandescente de 100 W: 1 450 lumens (para 120 V).
- lâmpada fluorescente de 110 W: 9 200 lumens (cor "branca fria").
- lâmpada de vapor de mercúrio de 125 W: 6 250 lumens.
- lâmpada de vapor de sódio de alta

pressão de 25 W: 25 500 lumens.

ILUMINÂNCIA

No entanto, se levarmos em consideração a relação entre o fluxo luminoso que atinge determinada região e a área, teremos o que chamamos de **iluminamento** ou **iluminância**, que nada mais é que a densidade do fluxo luminoso. Sua unidade é o lux (lx).

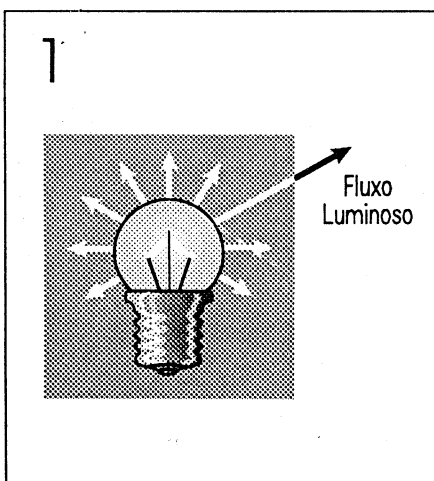
Por exemplo, o iluminamento será de 1 lux quando o fluxo luminoso de 1 lumem incidir uniformemente numa superfície de 1 m². É lógico que na prática não conseguimos distribuir uniformemente o fluxo luminoso para termos o mesmo iluminamento em toda a superfície. Por isso, podemos dizer que a quantidade de lux em certa área é o iluminamento médio sobre a mesma. Temos, para essa condição:

$$E = \Phi / S$$

onde: E=iluminamento, em lux;
 Φ =fluxo luminoso, em lumens;
 S=área iluminada, em m².

Temos a seguir alguns exemplos de iluminamentos:

- dia ensolarado de verão: 100 000 lx.
- dia encoberto de verão: 20 000 lx.
- dia escuro no inverno: 3 000 lx.
- boa iluminação em trabalho interno: 1 000 lx.



Fluxo luminoso

- boa iluminação de rua: 20 a 40 lx.
- noite de lua cheia: 0,25 lx.
- luz de estrelas: 0,01 lx.

INTENSIDADE LUMINOSA

Para completarmos as definições temos a **intensidade luminosa**, que é a potência luminosa irradiada numa dada direção. Sua unidade é a candela (cd). Veja a figura 2.

Se quisermos, em alguma circunstância, aumentar ou diminuir a intensidade da luz numa dada direção, podemos utilizar um espelho junto à lâmpada. Assim, as ondas de luz na direção do espelho são refletidas, reforçando as ondas de luz que partem diretamente da fonte luminosa. Isso aumenta proporcionalmente a intensidade de luz na direção desejada. Ainda melhorando nosso método, podemos usar superfícies espelhantes curvas, semifoscas e foscas, para controlar a direção da luz e aumentar a sua intensidade na direção desejada. Com isso podemos aumentar a intensidade, em alguns casos, de 50 para 5 000 candelas em determinada direção.

Vale observar que, quando a distância entre a fonte luminosa e a superfície iluminada é grande, devemos usar a seguinte fórmula para calcular o iluminamento em um certo ponto da superfície iluminada:

- Quando a incidência é perpendicular (figura 3):

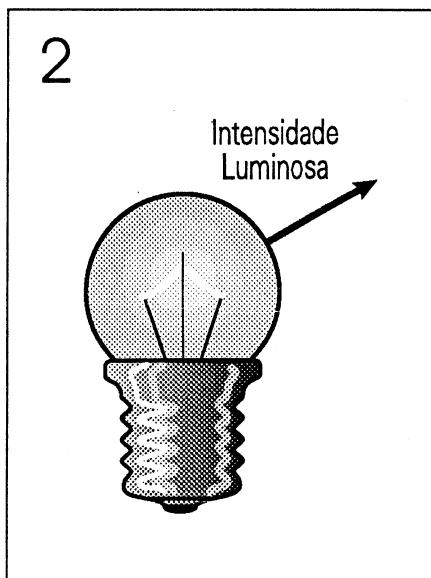
$$E = I/d^2$$

onde E=iluminamento, em lux; I=intensidade luminosa, em candelas; d=distância, em metros.

- Quando a incidência é angular (figura 4):

$$E = (I/d^2) \cos^3 \theta = (I/h^2) \cos^3 \theta$$

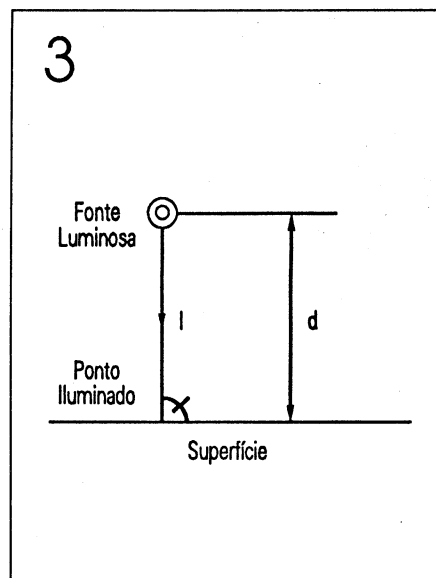
onde: E=iluminamento, em lux;



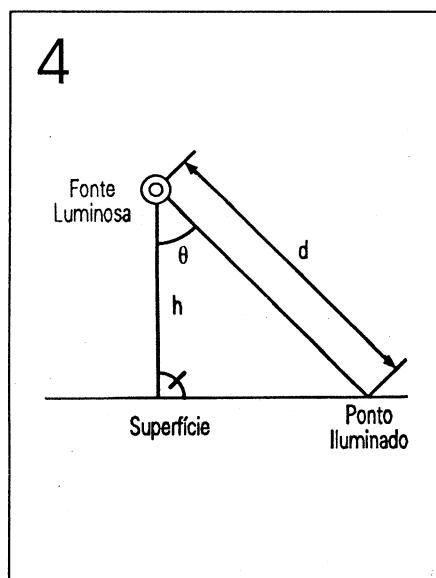
Intensidade luminosa

I=intensidade luminosa, em candelas; d=distância, em metros; θ =ângulo de incidência, em graus.

Como vimos, para determinar o resultado de uma fonte luminosa ou de uma luminária a uma certa distância e sob um determinado ângulo, é preciso que saibamos a intensidade da luz nessa direção. Para isso, é evidente que precisamos saber a distribuição exata da luz. Tal informação é fornecida pelos fabricantes de lâmpadas e luminárias, que em laboratórios levantam curvas de distribuição de luz (CDL), também chamadas de **diagramas fotométricos**. Estas curvas são construídas supondo-se que a lâmpada ou luminária esteja reduzida a um ponto no centro de um diagrama polar; sua intensidade luminosa é representada por vetores em várias direções (que têm por origem o centro do diagrama), cada vetor indicando a intensidade luminosa (em candelas) na sua direção. No caso da figura 5, podemos considerar a fonte luminosa mostrada como **puntiforme** (que ocupa um ponto único no espaço), quando medimos e observamos sua luminosidade a uma distância suficientemente grande (em outras palavras, maior do que sua **distância-limite**).



Incidência luminosa perpendicular



Incidência luminosa angular

Se é requerida muita precisão (com fator de tolerância menor que 1%), a distância-limite vem a ser aproximadamente dez vezes maior que a dimensão da fonte luminosa; quando a precisão não é tão importante (de 1% a 2%), uma distância-limite igual a cinco vezes aquela direção é mais do que suficiente.

Devemos observar, no entanto, que esta regra não é válida para projetores, onde a distância-limite pode chegar a cem vezes (ou mais) a abertura do projetor.

PROJETOS DE ILUMINAÇÃO

Existem, no entanto, maneiras mais práticas de determinar como iluminar um ambiente para se conseguir a iluminação necessária, sem ter que recorrer a todo este aparato teórico. Tais métodos são fornecidos pelos próprios fabricantes de luminárias através dos catálogos, onde, para determinar o número de luminárias no local, utilizam duas fórmulas:

$$\Phi = (S \cdot E) / (u \cdot d)$$

$$n = \Phi / \phi$$

onde: Φ = fluxo luminoso total, em lumens; S = área de recinto, em m^2 ; E = iluminamento desejado, em lux; u = fator de utilização ou coeficiente de utilização (fornecido pelo fabricante da luminária); d = fator de depreciação ou de manutenção (também fornecido pelo fabricante da luminária); n = número de luminárias; ϕ = fluxo por luminária, em lumens.

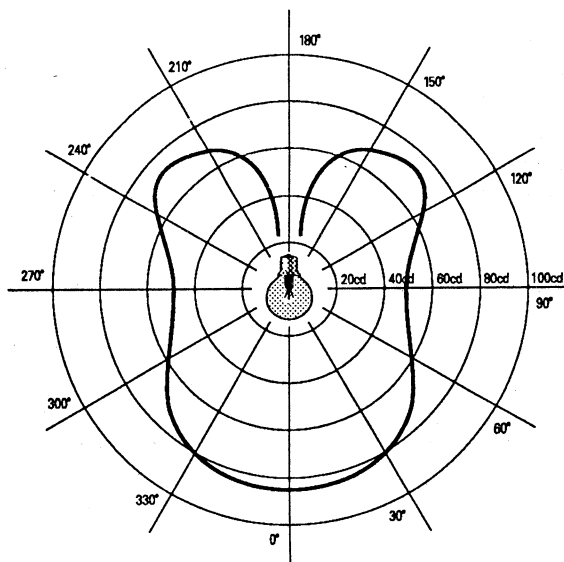
Mas talvez o leitor se pergunte: Quantos lux devem haver para se obter uma boa iluminação em determinado ambiente? Para responder a esta pergunta, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) elaborou a norma NBR 5413, que dá os níveis recomendados para o iluminamento de ambientes. A figura 6 contém a tabela da ABNT.

O iluminamento, ainda segundo esta norma, pode ser dividido por grupos de tarefas visuais.

A seleção da iluminação adequada para cada ambiente é feita com o auxílio das tabelas da figura 7. Para esta seleção seguimos a seguinte ordem:

- Identificamos a característica da atividade e determinamos o seu peso segundo a tabela 2 da figura 7.
- Levando em consideração os sinais, somamos os pesos.

5



Distribuição da intensidade luminosa

6

ATIVIDADE	ILUMINAMENTO MÉDIO (lux) — ABNT
ESCRITÓRIOS	
sala de trabalho	250
sala de desenho	400
arquivo	200
ESCOLAS	
sala de aula	200
sala de desenho e artes manuais	350
refeitório	100
auditório	60
quadro-negro	250
LOJAS	
circulação	100
área de exposição	350
balcão e mostruário	600
exposição de realce	1 500
depósito	80
INDÚSTRIAS	
fabricação em geral	300
depósito	60
inspeção comum	300
inspeção delicada	500
empacotamento e encaixotamento	80
montagem simples	200
montagem delicada	1 000
HOSPITAIS	
enfermaria	160
sala de operações	450
mesa de operações	6 000
laboratório	200

Iluminamento normalizado pela ABNT

- Se o valor obtido da soma está entre -2 e -3, devemos selecionar o nível de iluminação mais baixo na tabela 1 da figura 7. Se o resultado ficou entre +2 e +3, escolhemos o nível de iluminação mais alto nesta tabela, e se o resultado ficou entre -1 e +1, optamos pelo valor intermediário.

Por exemplo: Qual o nível de iluminação que devemos ter em um escritório onde trabalham pessoas entre 20 e 35 anos, com precisão importante e refletância do fundo da tarefa inferior a 30%?

Pela tabela de pesos (tabela 2 da figura 7), a soma desses pesos vai ficar em -2; portanto, na tabela 1 da figura 7 veremos que o iluminamento deve ser de 500 lux.

VANTAGENS DE SE MELHORAR A ILUMINAÇÃO

As vantagens de se melhorar a qualidade da iluminação em um ambiente são grandes, como podemos ver no exemplo de um certo jornal que usava composição tipográfica tradicional e decidiu melhorar a qualidade da iluminação na sua oficina. Os resultados obtidos podem ser acompanhados pelo gráfico da figura 8. Como pode-se notar, aumentando-se a iluminação de 15 lux para 300 lux, o rendimento dos tipógrafos aumentou em 30% e reduziram-se as erratas em 50%.

Além da iluminação correta resultar em uma melhor sensibilidade de percepção, obtém-se ainda uma velocidade maior ao se tratar com objetos e fenômenos observados em pouco tempo, pois, assim como numa máquina fotográfica, requer-se um certo tempo para a percepção total de uma imagem pela visão humana. Se aumentarmos a iluminação de 10 lux a um nível aproximado de 200 lux, teremos a percepção aumentada de aproximadamente 3 vezes; esse é um fator importante para opção por uma iluminação

adequada em uma linha de montagem, por exemplo.

O CIRCUITO

Vamos agora falar do **Luxímetro**, um fotômetro utilizado para medições de iluminamento especialmente fora dos laboratórios. Este instrumento indica em unidades o que os nossos olhos não calculam, apesar

de não ser possível que o instrumento reaja exatamente como os nossos olhos.

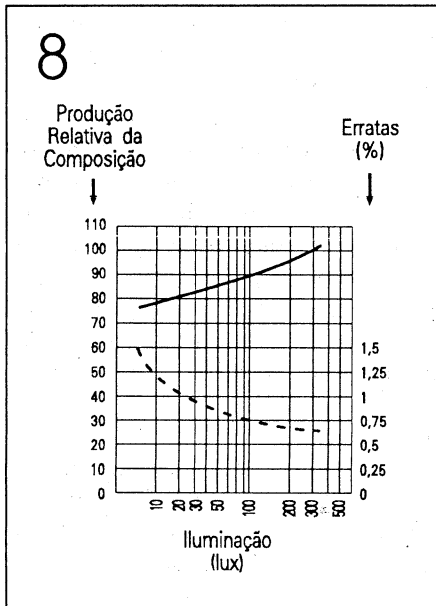
O elemento sensor das variações na iluminação pode variar de um modelo para outro. Um dos sensores mais usados é a célula fotovoltaica, que é constituída de um substrato de silício tipo "p" na forma de cristal simples, com uma camada (0,5 µm) de material "n" (fósforo).

7

FAIXA	ILUMINÂNCIA	TIPO DE ATIVIDADE
FAIXA A Iluminação geral para áreas ininterruptamente ou com tarefas visuais simples.	20	áreas públicas com arredores escuros.
	30	
	50	
	50	orientação simples para permanência curta.
	75	
	100	
	100	recintos não usados para trabalhos contínuos, depósitos.
	150	
200		
200		
FAIXA B Iluminação geral para área de trabalho.	200	tarefas com requisitos visuais limitados: trabalho bruto de maquinaria, auditórios.
	300	
	500	
	500	tarefas com requisitos visuais normais: trabalho médio de maquinaria, escritórios.
	750	
	1 000	
	1 000	tarefas com requisitos especiais: gravação manual, inspeção industrial de roupas.
	1 500	
2 000		
FAIXA C Iluminação adicional para tarefas visuais difíceis.	2 000	tarefas visuais exatas e prolongadas: relógios, eletrônica de tamanho pequeno.
	3 000	
	5 000	
	5 000	tarefas visuais muito exatas: montagem de microeletrônica.
	7 500	
	10 000	
	10 000	tarefas visuais muito especiais: cirurgias.
	15 000	
20 000		

CARACTERÍSTICAS DA TAREFA E DO OBSERVADOR	PESO		
	-1	0	+1
Idade	inferior a 40 anos	40 a 50 anos	superior a 55 anos
Velocidade e precisão	sem importância	importante	crítica
Refletância do fundo da tarefa	inferior a 30%	30 a 70%	superior a 70%

Iluminância padrão em cada atividade

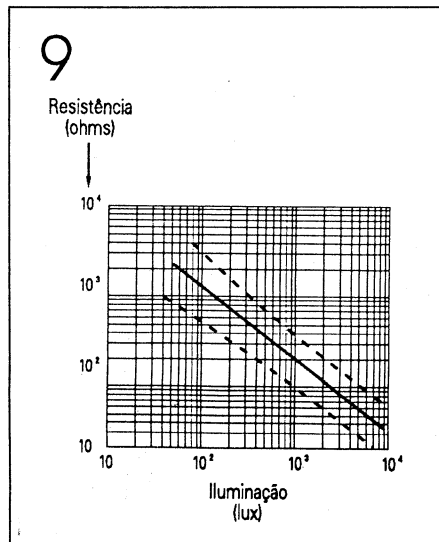


Exemplo do melhoramento da iluminação

Este sensor tem a propriedade de estabelecer uma diferença de potencial quando é exposto à luz.

Outro sensor, que é o que usamos aqui, é o fotoelétrico ou fotossensível, mais comumente chamado de LDR (resistor dependente da luz). O LDR é formado por substâncias químicas como o selênio e o sulfato de cádmio, que têm a propriedade de emitir elétrons livres ao absorverem a radiação da luz incidente, diminuindo sua resistência elétrica.

A característica resistência x ilumi-



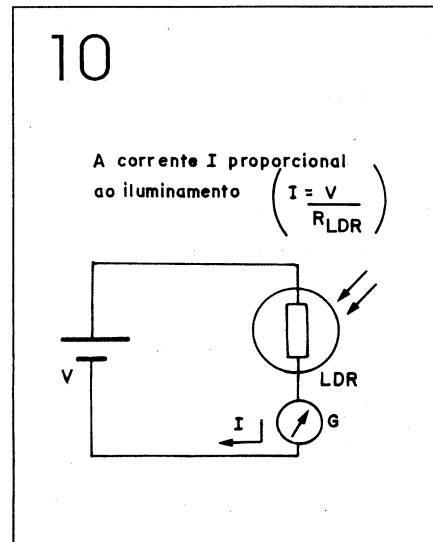
Varição da resistência do LDR

nação de um LDR não é linear. Observamos que ela aparece na figura 9 como uma reta. O motivo disso ocorrer é o fato de nossa curva se encontrar em uma escala logarítmica. Assim, podemos representar a curva característica de um LDR por uma reta nessa escala.

O LDR possui duas características importantes que devem ser consideradas ao utilizarmos o Luxímetro. A primeira é que, por ser um elemento semiconductor, o LDR sofre influência da temperatura. De modo que, com o aumento da temperatura, sua resistência decresce, introduzindo erros na medição.

A segunda característica é que a variação da resistência de um LDR em função da iluminação não ocorre de imediato. Quando o componente é deslocado de um lugar bem iluminado para outro bem escuro, a variação da resistência não ocorre de imediato; na prática, ela apresenta valores de variação em torno de 200kΩ/segundo. Porém, ao fazermos o contrário (passar o LDR do escuro total para uma certa iluminação), sua resistência decresce com uma grande velocidade.

Para podermos usar o LDR para se medir o iluminamento, basta simplesmente inserir no mesmo uma



Medida da corrente elétrica

corrente elétrica e medi-la (por exemplo, com um galvanômetro de baixa resistência interna), como demonstramos na figura 10.

Talvez precisemos que o sinal da saída do circuito, proporcional ao iluminamento, seja em tensão ou corrente, ou ambos.

Um circuito (existem vários) que se adapta bem às nossas necessidades é o da figura 11, chamado de **conversor tensão/corrente**. (Apesar de nosso circuito utilizar um amplificador operacional, não entraremos em detalhes sobre ele, pois neste número da *Elétron* um artigo já o faz bem detalhadamente.) Para podermos entender como funciona o circuito conversor tensão/corrente, precisamos levar em conta que a impedância nos terminais inversor e não-inversor do amplificador operacional é extremamente alta. Devido a esse fato, podemos dizer que o potencial entre seus terminais é praticamente zero (um "terra virtual").

Podemos assim, para facilitar nossa análise, admitir que flui através dos terminais inversor e não-inversor uma corrente I_E provinda de V_E. A corrente I_S é, então, a soma de I_E e I_C:

$$I_S = I_E + I_C$$

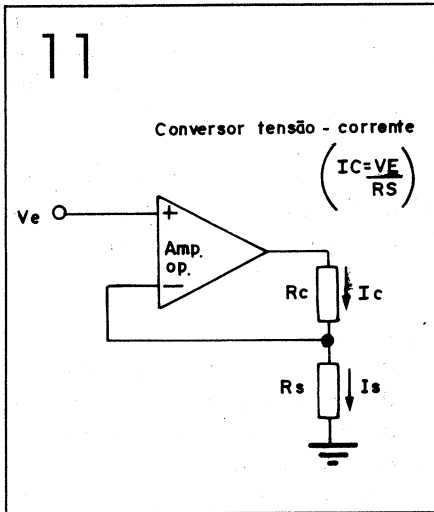
Lembrando do terra virtual entre os terminais inversor e não-inversor, podemos também dizer que:

$$V_E = V_{RS} \quad (1)$$

Ou seja, V_{RS} sempre varia proporcionalmente em relação a V_E.

Porém, como na realidade não existe corrente entre os terminais de entrada do amplificador operacional devido às altas impedâncias envolvidas, a corrente I_E é igual a zero, o que nos leva a:

$$I_S = I_C$$



Conversor tensão-corrente

(2)

Comparando (1) e (2) chegamos a:

$$I_C = V_E / R_S$$

ou seja, a corrente de carga I_C , dentro de certos limites, não depende das variações de carga R_C .

A figura 12 ilustra o esquema elétrico completo do Luxímetro. Na figura 13 temos o *layout* da placa e o mapa dos componentes.

Conforme podemos observar, aplicamos na entrada não-inversora do amplificador operacional uma tensão proveniente de um divisor de tensão resistivo com o LDR, que corresponde diretamente ao nível de iluminação medido. Assim, quanto maior é a iluminação medida, maior é V_E , e conseqüentemente maior é a corrente I_C , monitorada por um galvanômetro (G) de 0-1mA. O galvanômetro deve ser graduado para indicar até 2 500, e a unidade da escala é lumens/m² (veja a definição do lux).

Caso você não deseje utilizar um galvanômetro, pode simplesmente medir a tensão sobre R_3 nos pontos 1 e 2 e colocar um curto nos pontos 3 e 4.

Uma vez que a resistência de R_3 é de 249 Ω , quando passar pelo mesmo a corrente de 1mA (equivalente a 2 500 lux), você saberá que o medidor está no fundo de escala, pois estará lendo a tensão de 0,25 V. Neste caso, você deve manter as proporções. Se 0,25 V equivalem a 2 500 lux, 0,125 equivale a 1250 lux, e assim por diante.

MONTAGEM

Escolhemos como amplificador operacional o CI LM308, visto que o mesmo permite uma tensão de alimentação mínima de 2 V (sua pinagem está mostrada na figura 14). Assim, podemos usar uma bateria de 9 V e, através dois diodos Zener (DZ₁ e DZ₂), devidamente polarizados por R_5 , obtemos +3,3 V e -3,3 V, o que torna o circuito totalmente portátil.

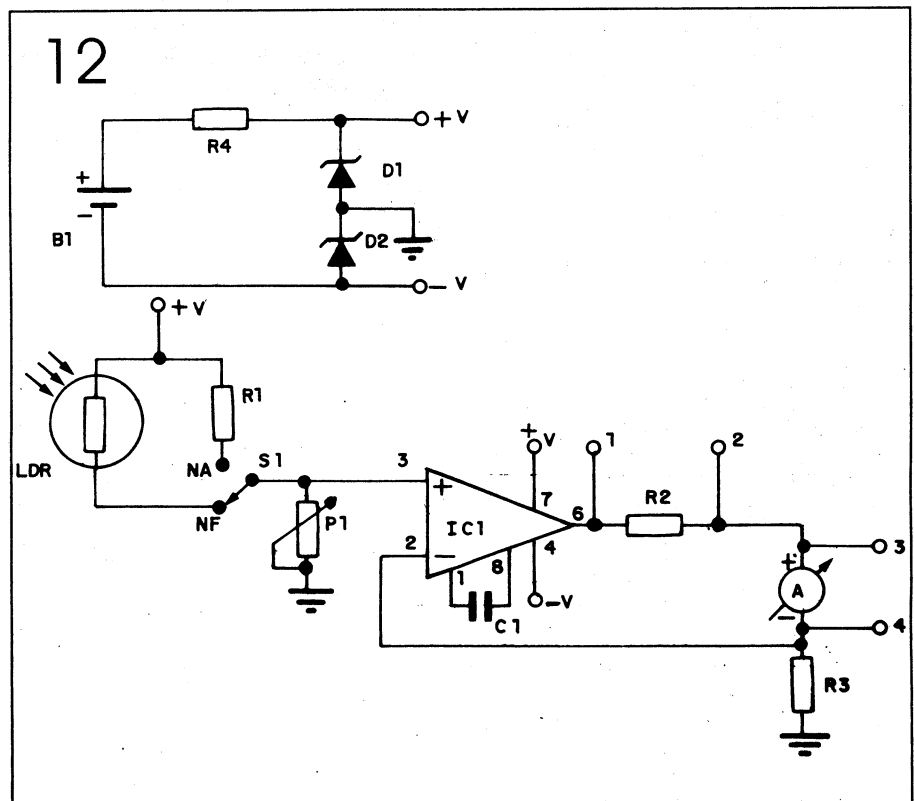
Visto que a bateria tem uma vida útil curta, incluímos no circuito CH₁ e R_1 para que possamos "ler" sua

tensão através do galvanômetro (ou nos pontos 3 e 4). Levando em consideração que 1mA equivale a 2 500 lm/m² e que a bateria está nova no momento, quando mudamos a posição da chave, passa pelo galvanômetro 1mA (ele indica 2 500 lm/m²). Desse modo, o galvanômetro, além de indicar lux, indica também o estado da bateria. Porém, ao mudarmos a posição da chave, nem sempre a corrente que passa pelo galvanômetro é proporcional à tensão da bateria, conforme podemos verificar no gráfico da figura 15. Nesse caso, é necessária uma correção no valor lido, que pode ser feita na própria escala (figura 16).

AJUSTES

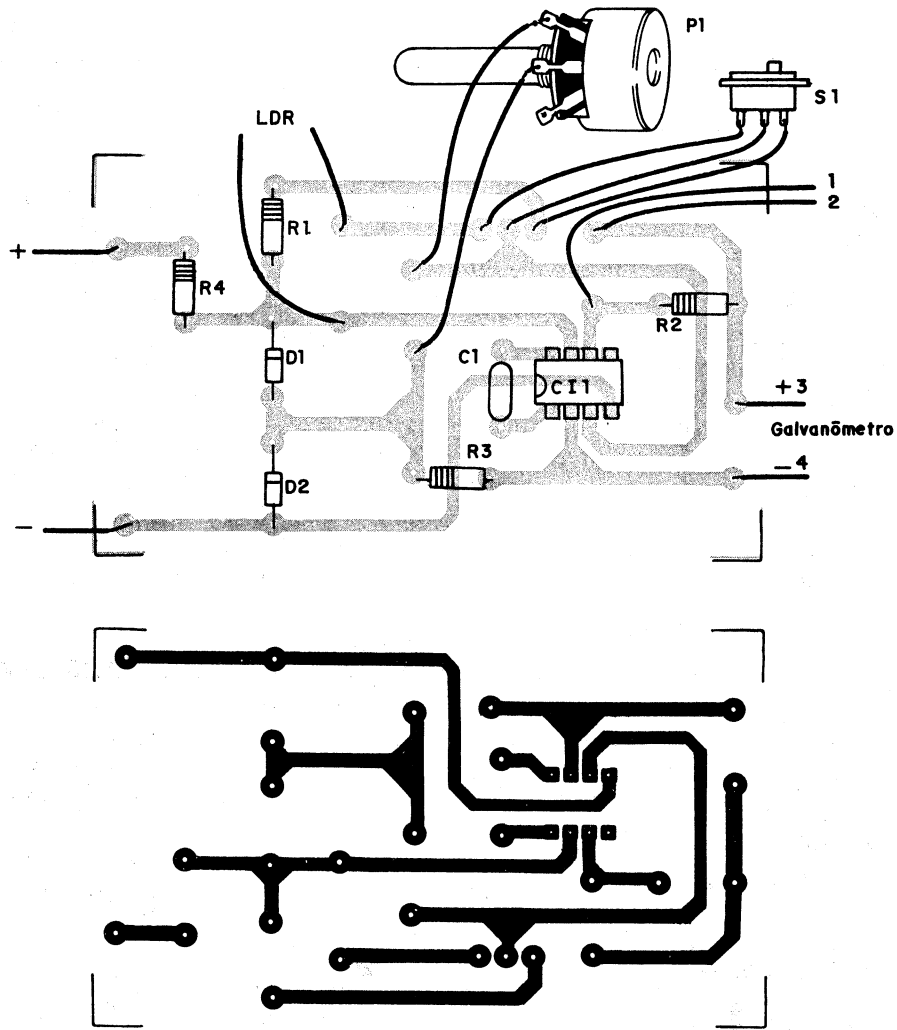
Após montarmos o circuito, podemos ligá-lo (convém que antes se cheque a polaridade dos diodos Zener, da bateria, do galvanômetro e a posição do CI).

Para a calibração utilizamos lâmpa-



Esquema elétrico

13



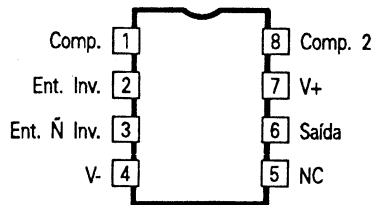
Layout da placa e mapa dos componentes

das incandescentes, visto que conhecemos seu fluxo luminoso e elas são, além de fáceis de achar, baratas.

Temos na figura 17 o fluxo luminoso de algumas lâmpadas incandescentes de uso geral. Como nossa faixa de medição está entre 0 e 2 500 lm/m^2 , podemos utilizar as lâmpadas de 40 W, 100 W e 150 W (todas de 110 V) para calibrarmos o nosso Luxímetro e verificarmos seu desempenho.

Na calibração e nos testes, recomendamos que se mantenha uma distância de aproximadamente um metro do LDR à lâmpada, e que o local

14



Pinagem do LM 308

15

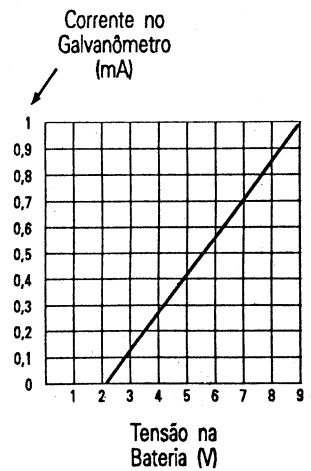
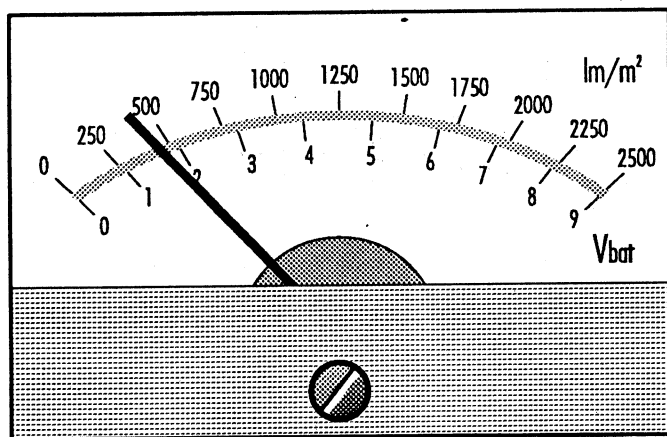


Gráfico da corrente no galvanômetro

16



Escala para o galvanômetro

tenha o mínimo possível de superfícies brancas e refletivas em geral, que podem refletir a luz da lâmpada e causar erros na medição.

Como a lâmpada de 150 W apresenta um fluxo luminoso de 2 350 lm/m^2 , podemos utilizá-la para calibrar nosso fundo de escala, que é de 2 500 lm/m^2 . Nesse caso, devemos ajustar o *trimpot* P₁ de modo que passe pelo galvanômetro 0,94mA (ele deverá indicar 2 350 lm/m^2), ou então que leiamos nos pontos 1 e 2 a tensão de 234mV (0,94mA x 249 Ω).

Em seguida podemos testar o desempenho do nosso Luxímetro trocando a lâmpada de 150 W por outras, de 100 e 40 W:

- Para 100 W o galvanômetro deve medir 0,58mA (o equivalente a 1 450 lm/m^2) e entre os pontos 1 e 2 a tensão deve ser aproximadamente 144mV (0,58mA x 249 Ω).
- Para 40 W, o galvanômetro deve medir 0,16mA (o equivalente a 390 lm/m^2) e, entre os pontos 1 e 2, a tensão deve ser 38mV (0,16mA x 249 Ω).

17

Watts	Φ p/ 110 V (lm)	Φ p/ 220 V (lm)
15	135	120
25	245	215
40	890	340
60	710	620
75	980	855
100	1 450	1 250
150	2 350	2 050
200	3 300	2 900

Fluxo luminoso de algumas lâmpadas

CONSIDERAÇÕES FINAIS

É importante levarmos em conta que por diversos motivos, inclusive devido às circunstâncias da calibração, nosso instrumento pode apresentar um erro entre 5 e 10% (ou até mais), o que não o torna um instrumento de precisão. Ele não pode ser utilizado como modelo para padronização, visto que os instrumentos comerciais são calibrados em laboratórios para esse fim específico. Caso você possua um luxímetro devidamente calibrado, poderá utilizá-lo no ajuste do seu circuito. E

LISTA DE MATERIAL

SEMICONDUCTORES

- DZ₁, DZ₂ — diodo Zener 1N 746
- IC₁ — LM 308 (amplificador operacional)

RESISTORES

- R₁ — 1k8 Ω (marrom, cinza, laranja, dourado)
- R₂ — 249 Ω (vermelho, amarelo, branco, preto,vermelho)
- R₃ — 2k7 Ω (vermelho, violeta, laranja, dourado)
- R₄ — 220 Ω (vermelho, vermelho, marrom, dourado)

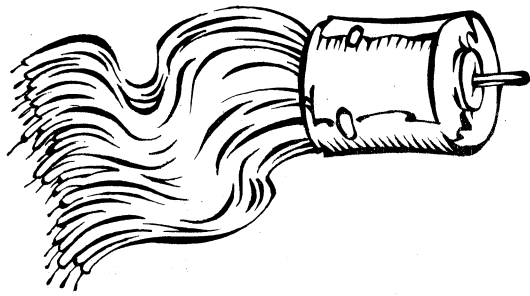
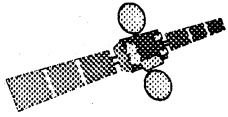
- P₁ — 1k Ω (*trimpot*)

CAPACITOR

- C₁ — 470pF (disco cerâmico)

DIVERSOS

- G₁ — galvanômetro 0-1mA
- B₁ — bateria 9 V
- CH₁ — chave H-H
- Placa de circuito impresso, solda, fios, etc.



Motores DC e de Passo

Neste artigo apresentamos o funcionamento dos servomotores, os motores que permitem o controle de sua velocidade e posição a partir de circuitos eletrônicos. Partindo deste princípio, conseguimos manipular equipamentos que apresentam movimentos de rotação, deslocamento ao longo dos eixos e outros que necessitem apresentar um controle de sua posição inicial e final ao longo do movimento.

Como vimos em artigos apresentados em edições anteriores, dentro desta mesma seção, o controle de posição de vários equipamentos é muito importante e necessário, principalmente quando entramos na área de Automação e Robótica. Precisamos definir a posição de manipuladores ou de ferramentas que são utilizadas em "máquinas-ferramentas" de comando numérico, que executam funções definidas por um programa e são controladas por circuitos eletrônicos.

O fator primordial para que haja um bom funcionamento destes equipamentos é que a precisão do movimento (deslocamento) destas ferramentas ou manipuladores seja muito grande.

A única forma de se fazer o controle adequado é conseguir informações em intervalos definidos de tempo, da posição assumida, para que o movimento seja corrigido aumen-

tando ou diminuindo o deslocamento. Estas informações apenas são possíveis através de uma realimentação que "amostra" a posição naquele dado momento. Esta posição é convertida em um sinal elétrico, analógico ou digital, de forma que o dispositivo de comando possa entender este sinal e corrigir o movimento.

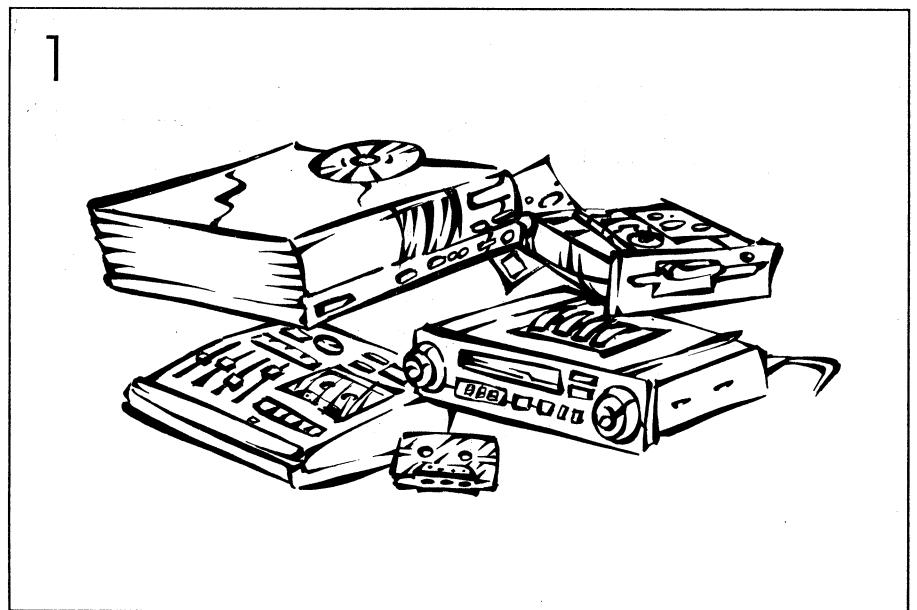
Como sabemos, no mundo industrial moderno o uso de mecanismos motocontrolados é enorme. Motores e seus sistemas de controle são achados em:

- Sistemas de robôs.

- Máquinas CNC.
- Elevadores.
- Aparelhos domésticos.
- Gravadores e toca-fitas.
- Disk drives.
- Sistemas de ventilação.

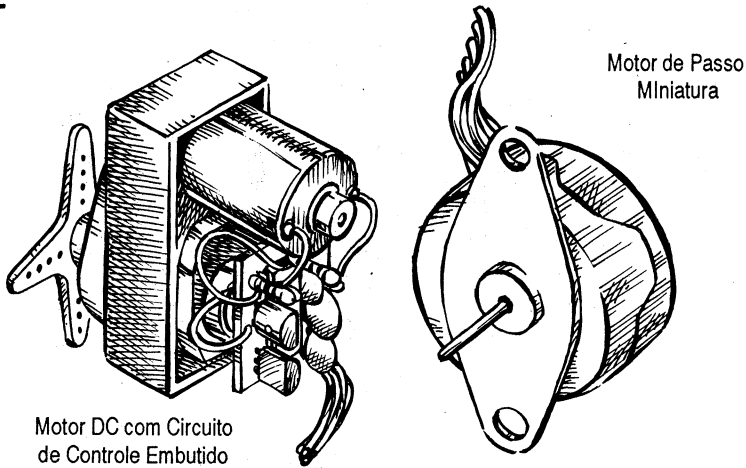
Estes são alguns dos muitos exemplos onde a velocidade e o controle de posição dos motores é fundamental para a operação de um sistema de controle (figura 1).

Para o funcionamento adequado de



Mecanismos motocontrolados

2



Servomotores

um sistema de controle, devemos ter **servos** (dispositivos controlados) para serem comandados, permitindo o controle de sua velocidade e posição através de sensores, os quais fornecem informações à unidade de controle de forma a corrigir possíveis erros na variável que está sendo controlada. Dentre estes servos temos o servomotor DC e o motor de passo, que são mostrados na figura 2.

SERVOMOTOR DC (DE CORRENTE CONTÍNUA)

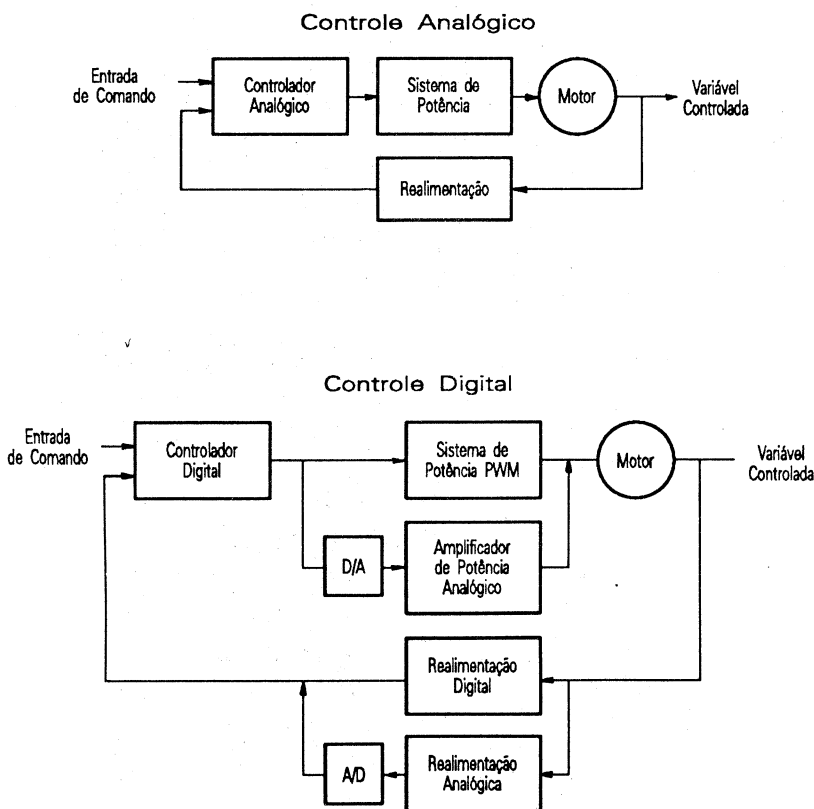
Um servomotor DC é um motor cuja estrutura funcional é provida de um sistema de realimentação, que apresenta sinais relacionados com a sua velocidade e/ou sua posição atual. Os sinais de realimentação podem ser tanto analógicos como digitais, sendo que este sistema possibilita a larga utilização deste motor em sistemas de controle; a sua estrutura de funcionamento é apresentada na figura 3.

O sinal que provém da realimentação (correspondente à variação que está sendo controlada num determinado período de tempo) pode ser tratado tanto por um controlador analógico como por um controlador digital. O uso de um conversor A/D/D/A permite a um sistema digital controlar um sinal analógico correspondente à velocidade ou à posição do motor.

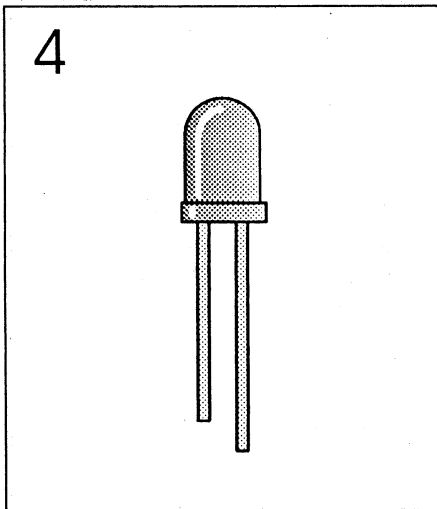
Para um completo controle de velocidade e posição, precisamos de um sistema de controle em malha fechada, que consiste na utilização de um detector de erro do sinal de realimentação, um amplificador de erro e um controlador.

Alguns sensores eletrônicos podem ser usados para indicar a situação da variável que está sendo controlada. Um sensor fotoelétrico (figura 4) pode ser acoplado ao eixo do motor DC para indicar a sua velocidade. O

3



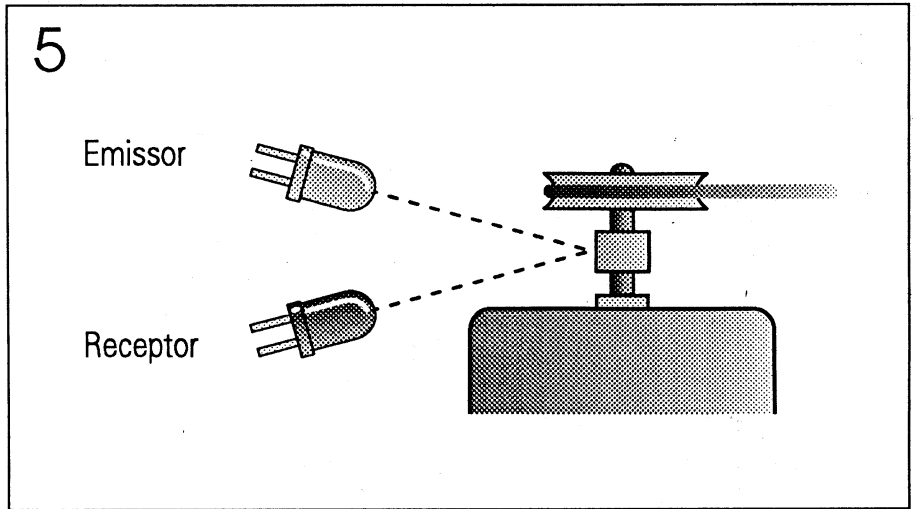
Estrutura funcional do servomotor DC



Sensor fotoelétrico

sistema consiste em acoplarmos em refletor de infravermelho ao eixo do motor, onde um dispositivo eletrônico faz incidir sobre este refletor um feixe de luz infravermelha, e o próprio emissor que está colocado junto a este indica toda vez que o refletor coincide com a posição que permite ao infra-vermelho incidir sobre si próprio e refletir no detector (figura 5).

Como podemos associar o número de voltas do eixo por unidade de tempo à velocidade do motor, podemos verificar se esta se encontra dentro do valor desejado e tentar corrigi-la, aumentando ou diminuindo a tensão aplicada ao motor que implicará no respectivo aumento ou diminuição da velocidade no mesmo.



Contagem com sensor fotoelétrico e refletor no eixo

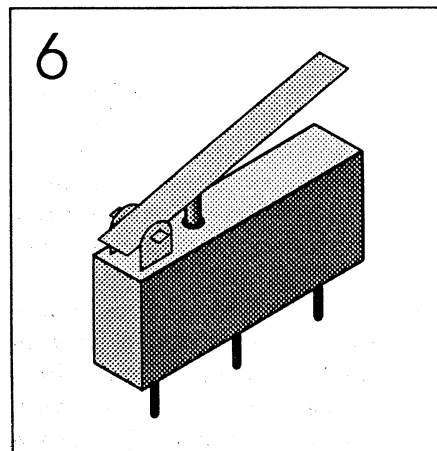
Outros sensores mecânicos podem ser utilizados como, por exemplo, *switches* (figura 6), mas estes não apresentam a mesma confiabilidade e resposta para velocidades altas. Também não são adequados por existir um atraso na resposta do acionamento do contato, que chamamos de *bouncing* (figura 7). O circuito eletrônico que recebe o sinal deste sensor precisa "ignorar" o ruído gerado por este efeito, senão a contagem pode ser feita de forma incorreta (fig. 8).

MOTORES DE PASSO

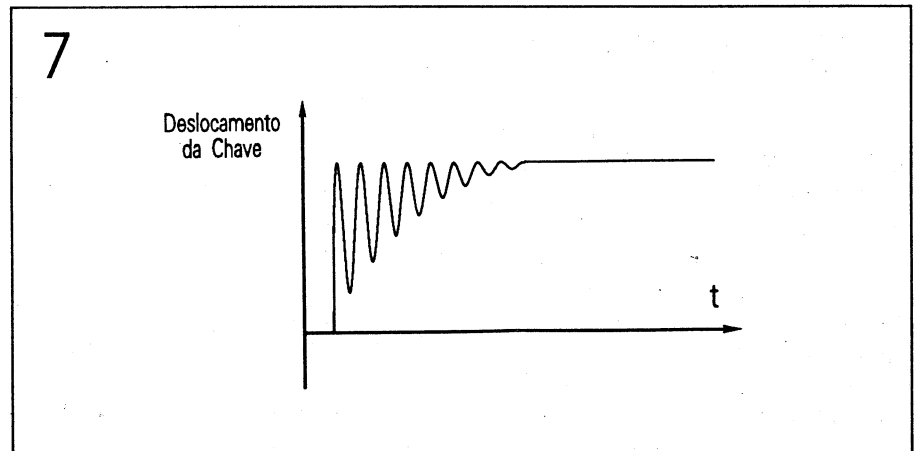
Devido ao seu modo de operação, os motores de passo são comumente utilizados em sistemas de controle digital que usam um sinal codifica-

do em sistema binário, permitindo a conversão direta destes impulsos digitais em deslocamentos angulares (fig. 9). Este tipo de motor acha aplicação em sistemas dos mais variados, desde os que necessitam de conjugados de muito baixo valor até sistemas que necessitam de conjugados altíssimos. O conjugado (ou torque) corresponde à força que o eixo exerce na sua rotação.

Os motores de passo são também chamados de motores passo a passo. Os de pequenas dimensões aplicam-se em registradores gráficos (*plotters*), sistemas de controle e servomecanismos em geral. Os de maiores dimensões são particularmente interessantes nos comandos de posição de máquinas-ferramentas de médio porte.



Switch



Efeito bouncing

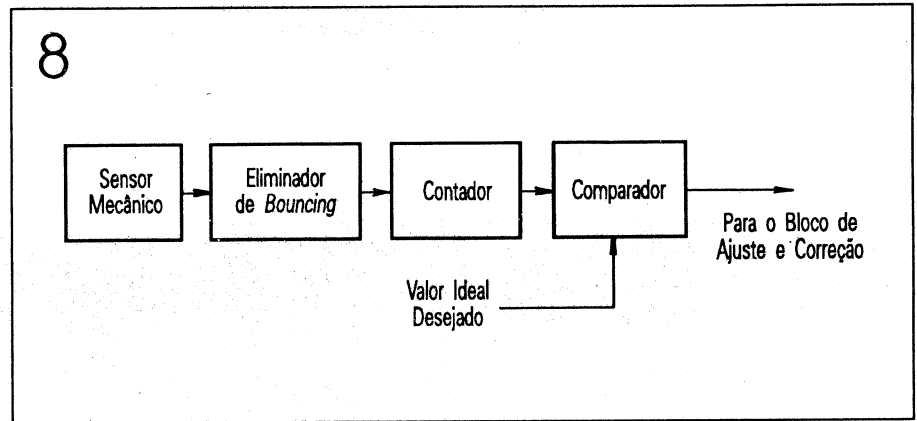
FUNCIONAMENTO

Se observarmos uma vista simplificada do motor de passo (figura 10), podemos verificar como ele funciona. A, B, C e D são eletroímãs que se energizam quando flui corrente por suas respectivas bobinas (o que é representado aqui como nível "1"). O rotor possui um ímã permanente, com pólos norte (N) e sul (S) fixos. Com a bobina A energizada e estando B, C e D desenergizados, o rotor se alinha como mostrado na primeira parte da figura (em cima, à esquerda): o seu pólo norte apontando para o pólo sul de A. Desenergizando-se a bobina A e energizando-se a bobina B, o rotor se move de 90° no sentido horário para acompanhar o campo dessa bobina. E assim por diante, para todas as bobinas.

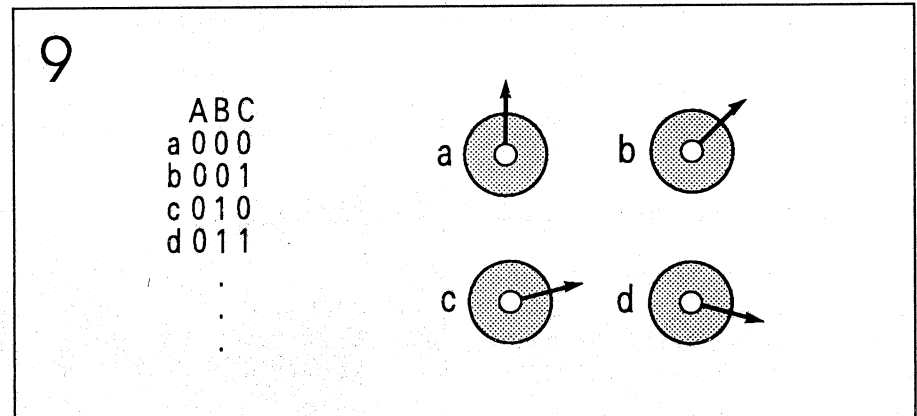
No exemplo da figura 11 há quatro bobinas. O ângulo de uma para a outra (no caso, 90°) é a menor distância discreta que o motor pode girar; a essa distância é dado o nome de **passo**. No exemplo, diz-se que o motor tem quatro passos por volta e um movimento angular de 90° por passo.

Se forem colocadas mais bobinas no motor, naturalmente ele terá um número de passos maior, igual ao número de bobinas. Entretanto, existem modelos de motores que têm o número de passos bem maior que o seu número de bobinas, o que permite um movimento angular mais "suave", ou seja, um maior número de passos dentro da mesma volta. Neste caso, o rotor é constituído de um material dentado como uma engrenagem, cada dente contendo um pólo magnético próprio. O número de passos por volta é, nesse caso, dado pelo número de bobinas multiplicado pelo número de dentes do rotor.

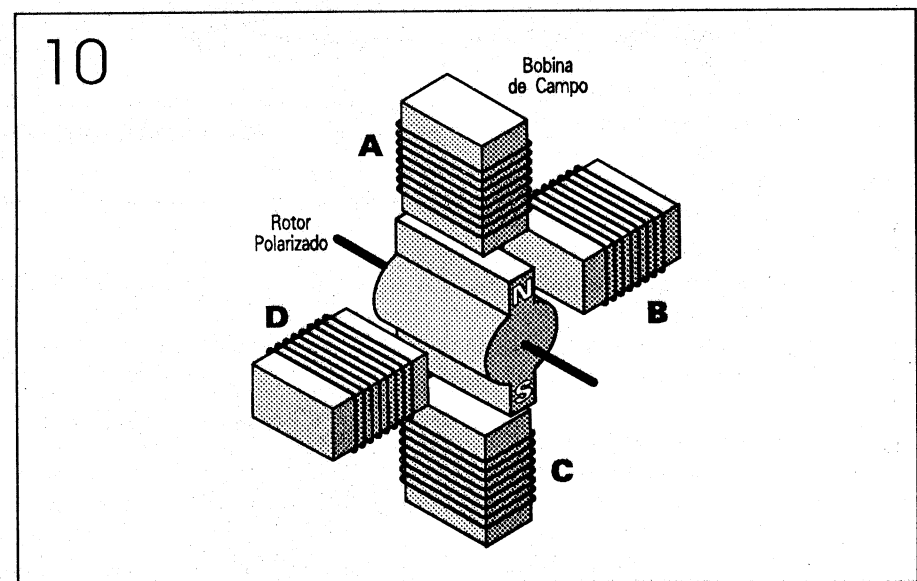
Outro fator que pode determinar o número de passos é a seqüência de excitação (acionamento) das bobinas.



Sistema para correção do bouncing



Conversão do código binário em deslocamento angular



Estrutura simplificada de um motor de passo

nas. No exemplo citado, energizamos uma bobina de cada vez, mas se ao invés disso energizarmos duas bobinas contíguas (adjacentes) de cada vez, o rotor assumirá posições intermediárias, dando origem assim

a um conjunto de novas posições ou novos passos.

Os rotores dos motores de passo podem ser divididos em dois tipos (figura 12):

- Ímã permanente.
- Relutância variável.

O rotor de ímã permanente permite obter maior força de atração entre o estator e o rotor. Contudo, é tecnologicamente mais difícil obter um grande número de elementos do rotor previamente magnetizados, tornando assim o número de passos menor num motor deste tipo.

O rotor do tipo de relutância variável, embora apresente menor torque, apresenta maior estabilidade na sua magnetização, o que permite um deslocamento sem "trancos" e com um número maior de passos por volta.

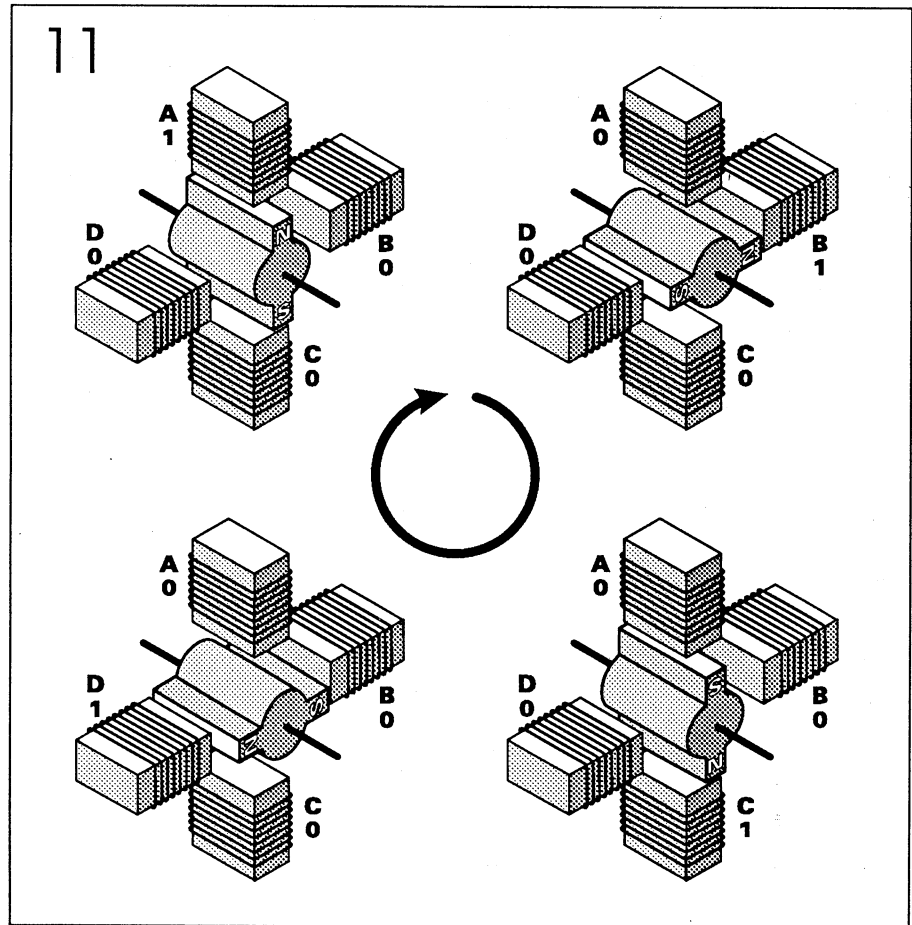
Os circuitos utilizados para comandar motores de passo são circuitos de chaveamento seqüencial, geralmente seguidos de amplificadores (*drivers*) cuja potência é determinada pelas dimensões do motor.

Na figura 13 mostramos um circuito típico para acionamento de motores de passo. Inicialmente, o controlador lógico aciona a saída X levando-a a nível 1 e fazendo com que os transistores Q₁ e Q₃ conduzam (e mantendo cortados todos os outros transistores, pois Y, Z e W estão em nível 0). Assim, a corrente circula pelas bobinas 1 e 3, "entrando" pela bobina 3 e resultando num campo magnético indicado pelo vetor 1-3 na figura 14a, levando o rotor a posicionar-se da maneira indicada.

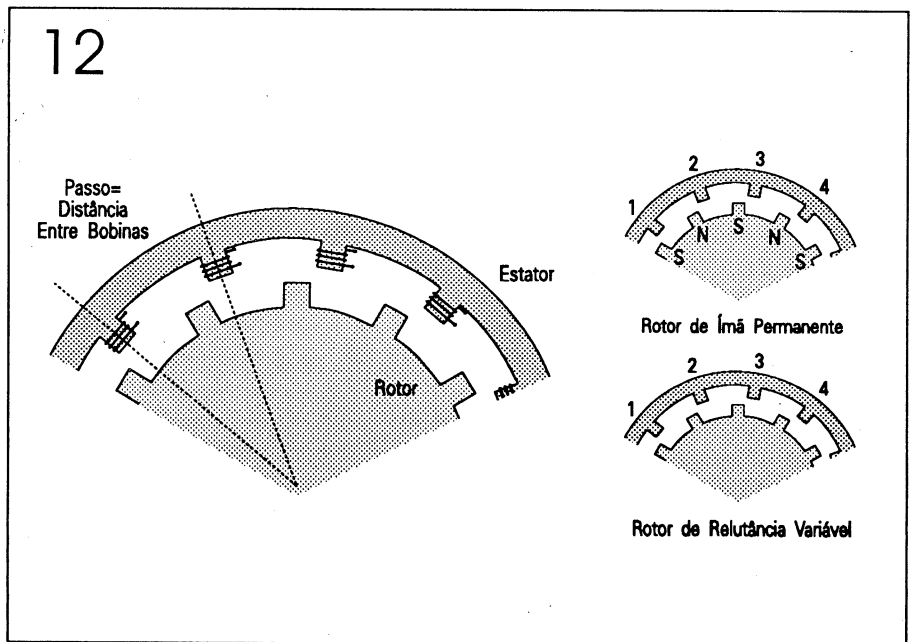
No segundo passo, o controlador lógico aciona simultaneamente as saídas X e Z (nível 1), mantendo Y e W em nível 0; assim, ele mantém Q₁ e Q₃ conduzindo e coloca também Q₅ e Q₇ na condução, ficando o rotor submetido ao mesmo tempo aos campos 1-3 e 2-4. Com isso, ele assume uma condição intermediária às duas bobinas, conforme mostrado na figura 14b. No terceiro passo, somente a saída Z está em nível 1, fazendo com que apenas Q₅ e Q₇

conduzam. O rotor assume a posição indicada na figura 14c.

O processo se repete para as demais bobinas. Nos passos seguintes, o rotor assume sucessivamente as posi-

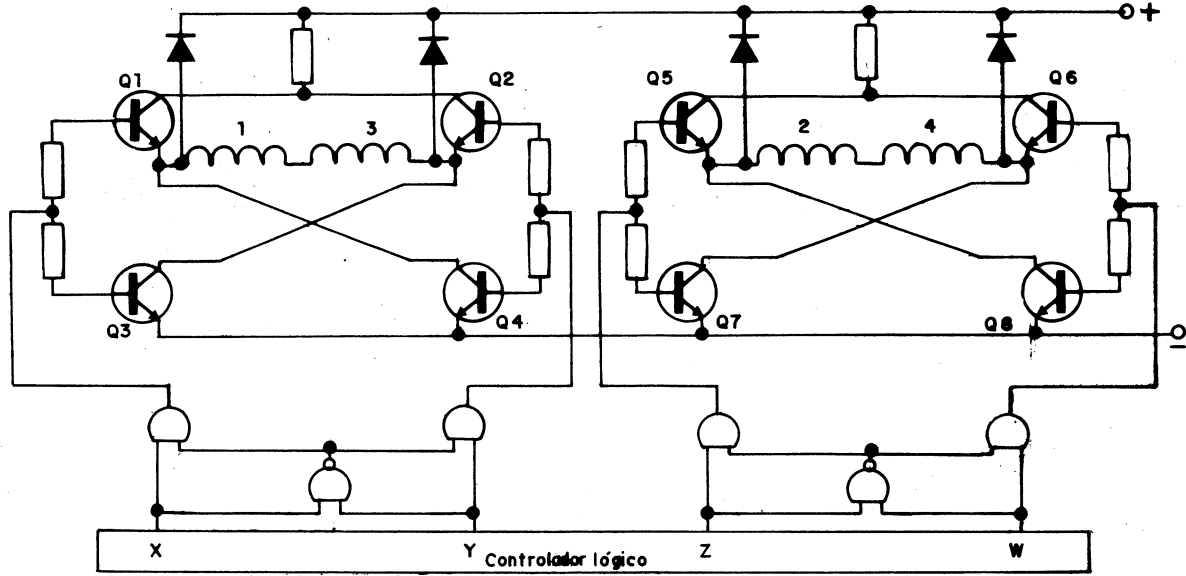


Movimento do rotor energizando-se uma bobina por vez



Tipos de rotores

13



Circuito para acionamento de motores de passo

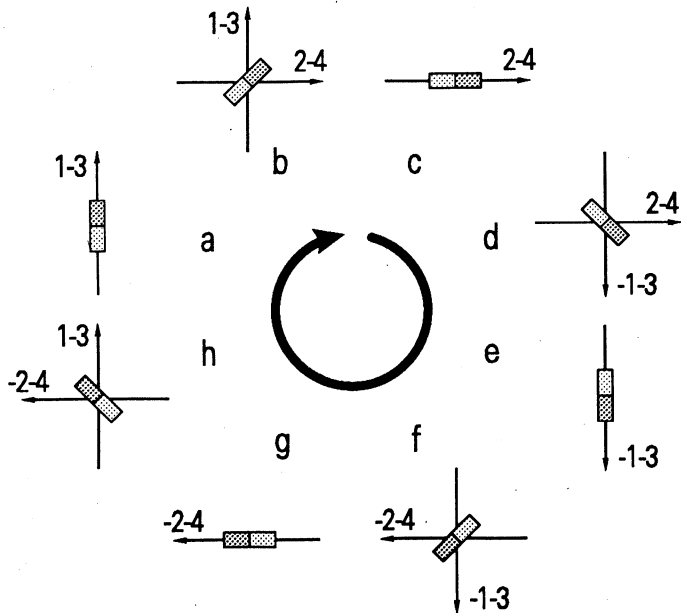
ções mostradas nas figuras 14d, 14e, 14f, 14g e 14h, voltando à condição inicial após o oitavo passo, seguindo a seqüência da figura 15. Circuitos semelhantes podem comandar motores de 36, 48 ou mais passos.

As portas lógicas colocadas entre o módulo de comando e o circuito de potência têm a função de evitar que, durante os períodos de comutação, os transistores Q2 e Q4 sejam acionados ao mesmo tempo que Q1 e

Q3, o que corresponderia a um curto-circuito. O mesmo ocorre com o circuito que aciona os pares Q5/Q7 e Q6/Q8.

O motor de passo está sendo cada vez mais usado em sistemas de controle e a sua popularidade é devida à facilidade em se realizar o controle deste motor em sistemas de malha aberta ou fechada (com ou sem realimentação). Ele permite a dedução de sua posição atual com uma simples contagem dos passos dados a partir da posição inicial do rotor. E

14

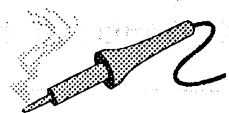


Seqüência de acionamento para oito passos

15

X	Z	Y	W	
1	0	0	0	a
1	1	0	0	b
0	1	0	0	c
0	1	1	0	d
0	0	1	0	e
0	0	1	1	f
0	0	0	1	g
1	0	0	1	h

Seqüência gerada pelo controlador lógico



GERADOR DE EFEITOS SONOROS

Um circuito interessante para o principiante, que também introduz a teoria básica dos osciladores astáveis

Muitos de nós, às vezes, sentimos a falta de algo mais no som domiciliar — algo capaz de impressionar os amigos, aquela sofisticação que faz com que suas gravações tenham um “charme” a mais. O circuito que apresentamos aqui é muito simples de se montar e composto de componentes “tradicionais” no mercado.

O CIRCUITO

O circuito baseia-se em um **multivibrador astável**, constituído de transistores de uso geral. O multivibrador é um circuito que tem como função básica gerar um sinal oscilatório em sua saída: em outras palavras, o multivibrador é um oscila-

dor que produz uma onda quadrada em sua saída, cuja frequência e amplitude são definidas pelo projetista.

Nas saídas dos multivibradores mais comuns temos dois estados: o estado de nível de saída alto e o estado de nível de saída baixo. No nível de saída alto, a amplitude do sinal é algo em torno de V_{CC} (tensão de alimentação), e no nível de saída baixo, a tensão permanece próxima de 0 V. A cada um dos níveis damos o nome de estado; portanto, temos um estado em nível alto e um estado em nível baixo.

São justamente as características destes estados que definem que tipo

de multivibrador vamos utilizar. Essa divisão é feita quando na saída temos um determinado número de estados estáveis. Entende-se por estado estável a permanência do multivibrador em qualquer um dos dois estados, sendo que para passar deste estado para outro devemos aplicar algum sinal de controle.

Temos basicamente três tipos de multivibradores (fig. 1):

- Os **biestáveis**, que apresentam dois estados estáveis.
- Os **monoestáveis**, que têm um só estado estável; encontram-se permanentemente em um estado, e quando aplicamos um sinal de con-

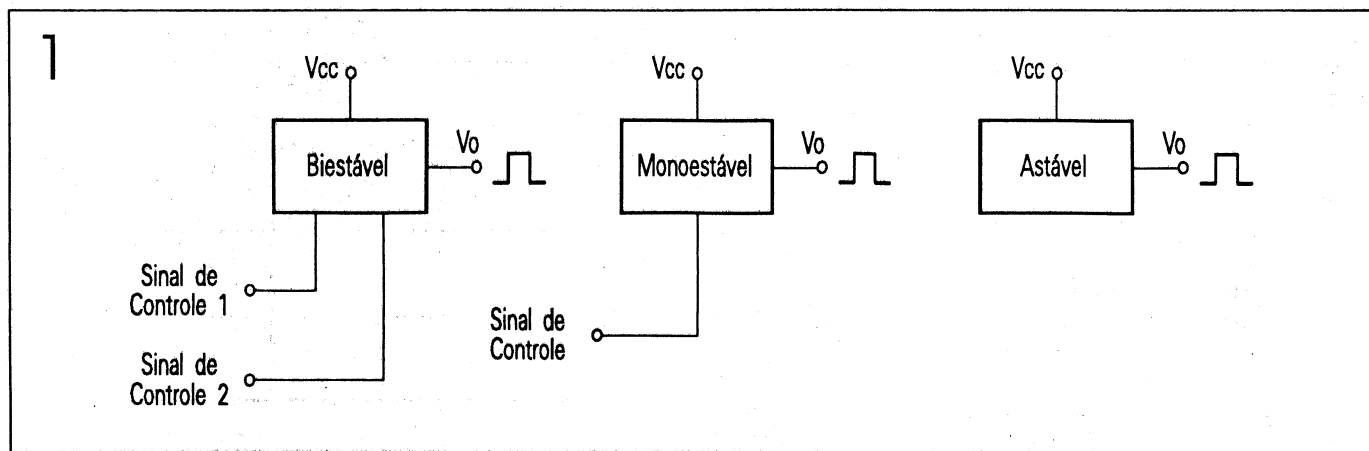


Diagrama em blocos dos multivibradores

trole eles passam para o outro estado, retornando ao estado inicial após um período de tempo.

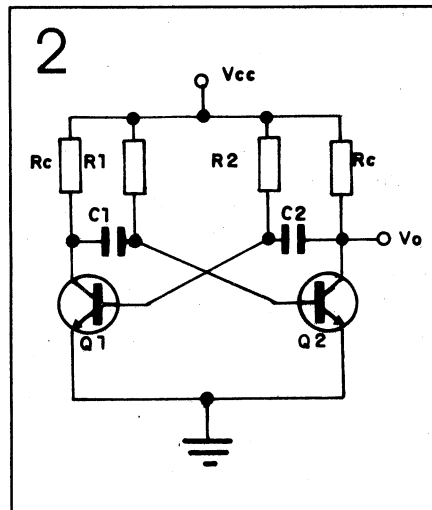
- Os astáveis, que também são conhecidos como osciladores, em que temos os dois estados instáveis, ou seja, ora o sinal de saída está em um estado ora em outro, sem a necessidade de um sinal de controle para que seja efetuada a troca de estados.

Neste artigo vamos nos ater aos multivibradores astáveis. Este tipo de multivibrador, mostrado na figura 2, tem seu funcionamento descrito a seguir.

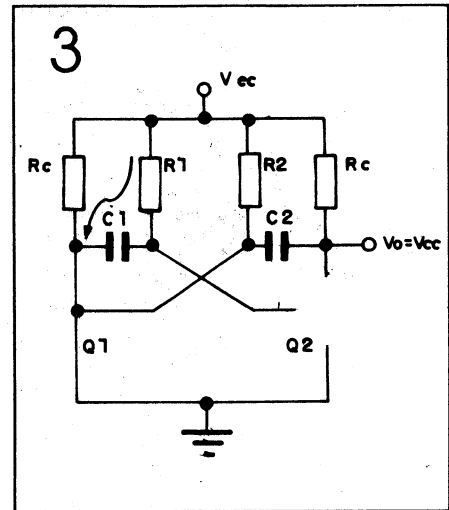
Supondo que o transistor Q_2 esteja cortado e Q_1 saturado, o capacitor C_1 , originalmente descarregado, carrega-se através da corrente I_1 que atravessa R_1 , conforme a figura 3. O capacitor C_2 , que inicialmente estava carregado, passa agora a se descarregar através do transistor Q_1 (que está saturado neste instante); a saída V_o está em nível "alto" e seu valor é V_{CC} (a tensão de alimentação do circuito).

Quando o capacitor C_2 se descarrega, a tensão sobre a junção base/emissor de Q_1 cai até que Q_1 entre no estado de corte. C_1 carrega-se até um valor de tensão que causa a saturação do transistor Q_2 ; conseqüentemente, o capacitor C_1 se descarrega através da corrente I_2 . Neste instante, a saída V_o está curto-circuitada com o terra; portanto, a saída está em nível baixo (vale aproximadamente 0 V). A figura 4 ilustra este instante.

Na realidade, a saída em nível baixo não é 0 V, mas um valor próximo; isto porque, quando o transistor está saturado, entre coletor e emissor temos uma tensão, à qual damos o nome de "tensão coletor/emissor de saturação", ou simplesmente V_{CEsat} . Esta tensão é em torno de 0,2 V para os transistores de pequenos sinais.



Multivibrador astável



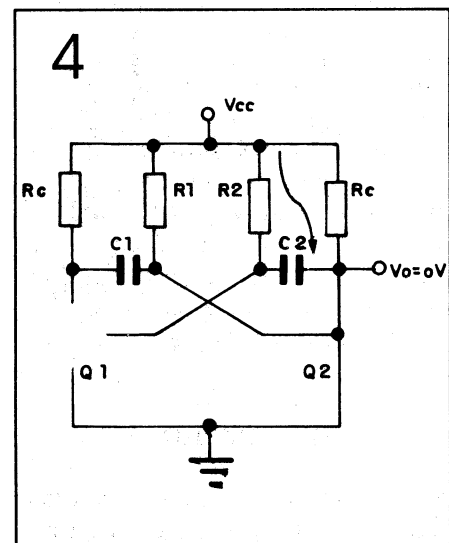
Saída em nível alto

Quando o capacitor C_1 se descarregar por completo, o transistor Q_2 "corta" e o transistor Q_1 satura, começando todo o processo.

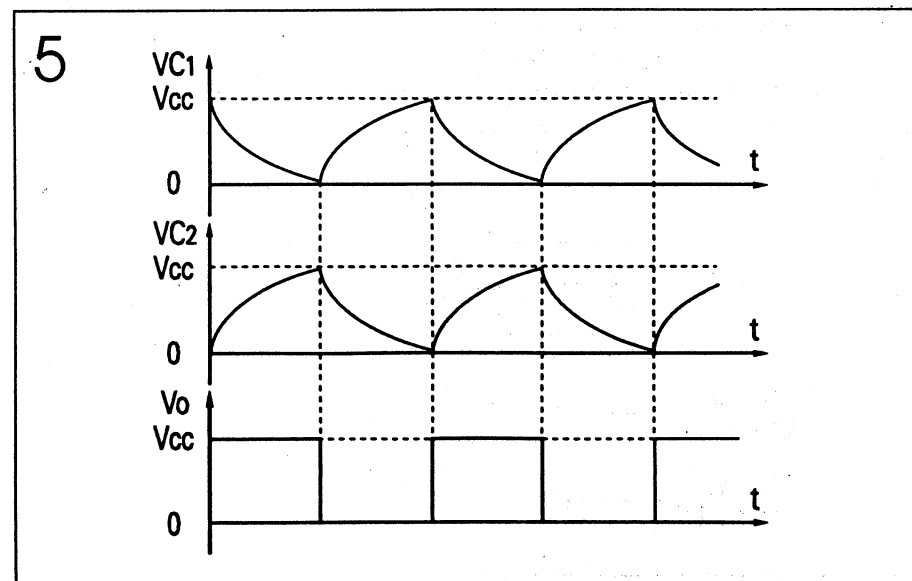
Portanto, conseguimos, através deste circuito, gerar uma forma de onda quadrada a partir de uma alimentação contínua. Na figura 5 temos as formas de onda do astável.

Uma característica importante do multivibrador astável é que ele tem sua frequência fixa e definida pelos resistores e capacitores do circuito.

No astável temos os resistores ligados aos coletores dos transistores na



Saída em nível baixo



Formas de onda no multivibrador astável

função de limitadores de corrente de coletor (R_C), e os resistores e capacitores ligados nas bases dos transistores como elementos temporizadores do circuito (R_1 , R_2 , C_1 e C_2), conforme é mostrado na figura 6.

Se R_1 é igual a R_2 e C_1 igual a C_2 , temos uma onda perfeitamente quadrada (ou seja, uma onda onde o tempo em nível alto é igual ao tempo em nível baixo), de frequência definida pela seguinte equação:

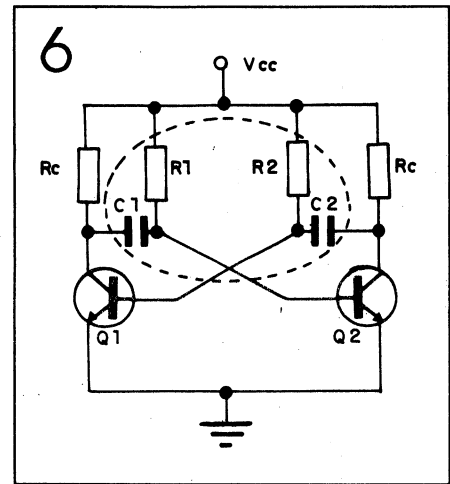
$$f_{osc} = 1 / (2\pi R_1 C_1)$$

Isso é lógico, pois sabemos que, como o capacitor C_1 é carregado através de R_1 , ele leva um tempo igual a $T = R_1 \cdot C_1$ segundos para se carregar, o mesmo acontecendo para $R_2 \cdot C_2$. Portanto, se $R_1 \cdot C_1$ é igual a $R_2 \cdot C_2$, o tempo de carga do primeiro capacitor é o mesmo tempo de descarga do segundo capacitor. Por outro lado, podemos ter o produto $R_1 \cdot C_1$ maior que $R_2 \cdot C_2$, o que levará a saída a permanecer em nível alto mais tempo do que em nível baixo. Também, se $R_2 \cdot C_2$ for maior que $R_1 \cdot C_1$, a saída ficará mais tempo em nível baixo do que em nível alto, permitindo-nos assim configurar o astável da melhor maneira possível. A figura 7 mostra as três situações possíveis para a saída.

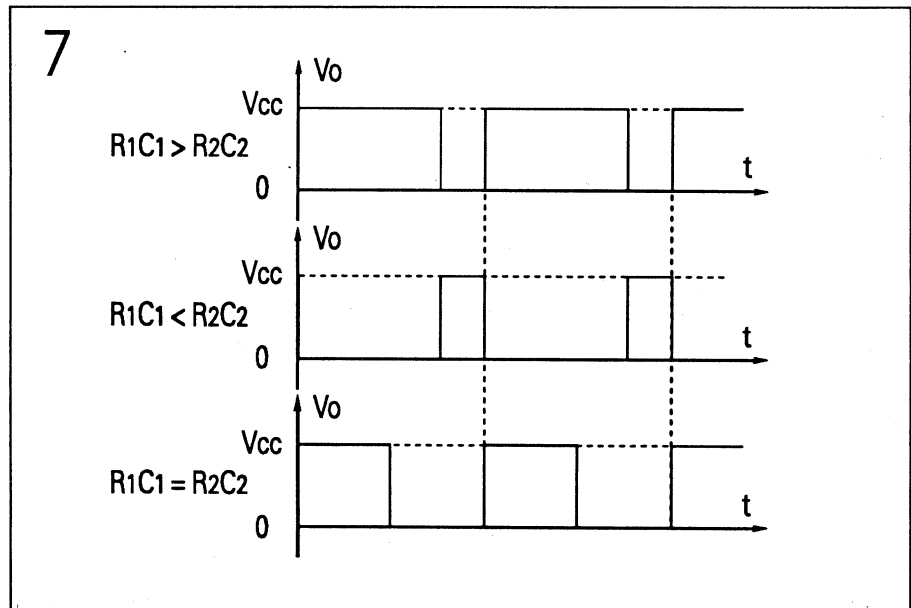
No nosso circuito, a frequência de oscilação pode ser variada ajustando-se o potenciômetro ligado à base do transistor Q_1 . Variando este potenciômetro muda-se a constante de tempo $R_1 \cdot C_1$; portanto, estamos alterando a frequência de oscilação.

Sabemos que o som que ouvimos é o resultado da soma de várias frequências, uma frequência básica (fundamental) e várias frequências derivadas (harmônicas). Se no nosso astável fazemos também com que a frequência varie, estamos garantindo que a composição do som varie; assim temos um recurso a mais no nosso Gerador de Efeitos Sonoros.

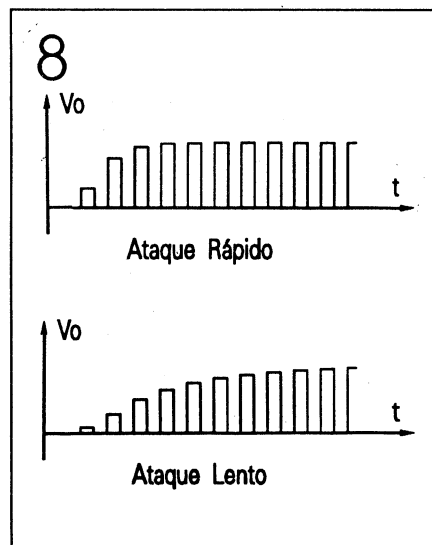
Outros dois recursos, que são talvez os mais interessantes, são os de controle de ataque (*attack*) e decaimento (*decay*). O controle do ataque é conseguido através da variação do potenciômetro P_2 , em série com D_1 , o que faz com que o tempo de subida do nível máximo de cada pulso (entre 0 V e V_{CC}) fique mais rápido ou mais lento. A figura 8 mostra dois exemplos de ataque. Ao variarmos o potenciômetro P_3 , em série com o diodo D_2 , temos o controle sobre o tempo de decaimento (variação da saída entre os níveis V_{CC} e 0). Na figura 9 temos ilustra-



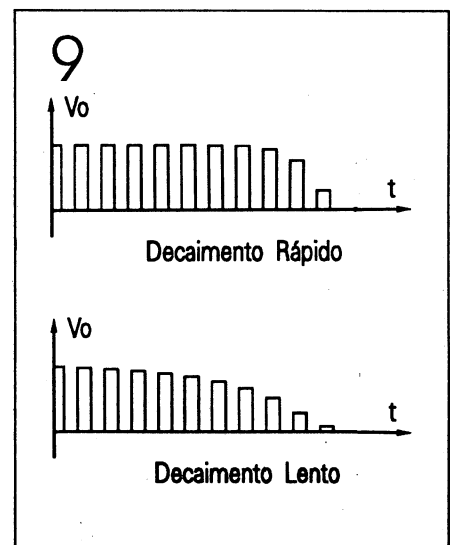
Elementos temporizadores



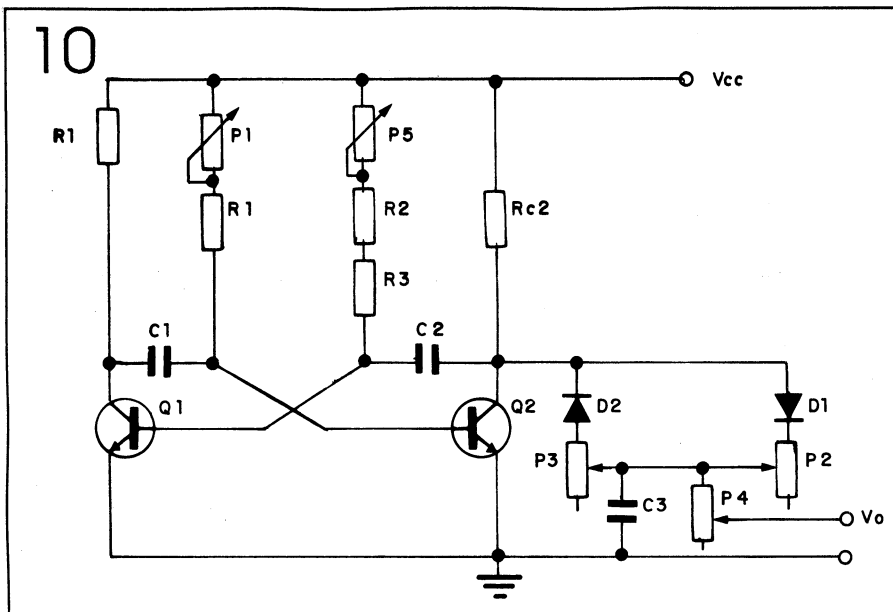
Formas de onda de saída com diferentes constantes de tempo



Formas de ataque



Formas de decaimento



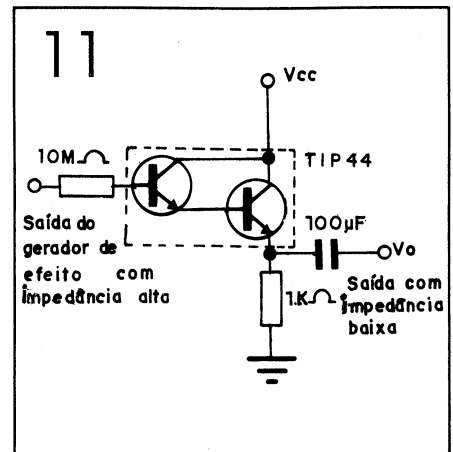
Esquema elétrico

dos dois exemplos de decaimento.

Com estes dois recursos, podemos criar um grande número de "sensações" e "sofisticações" para as nossas gravações (ou qualquer outra utilização).

MONTAGEM

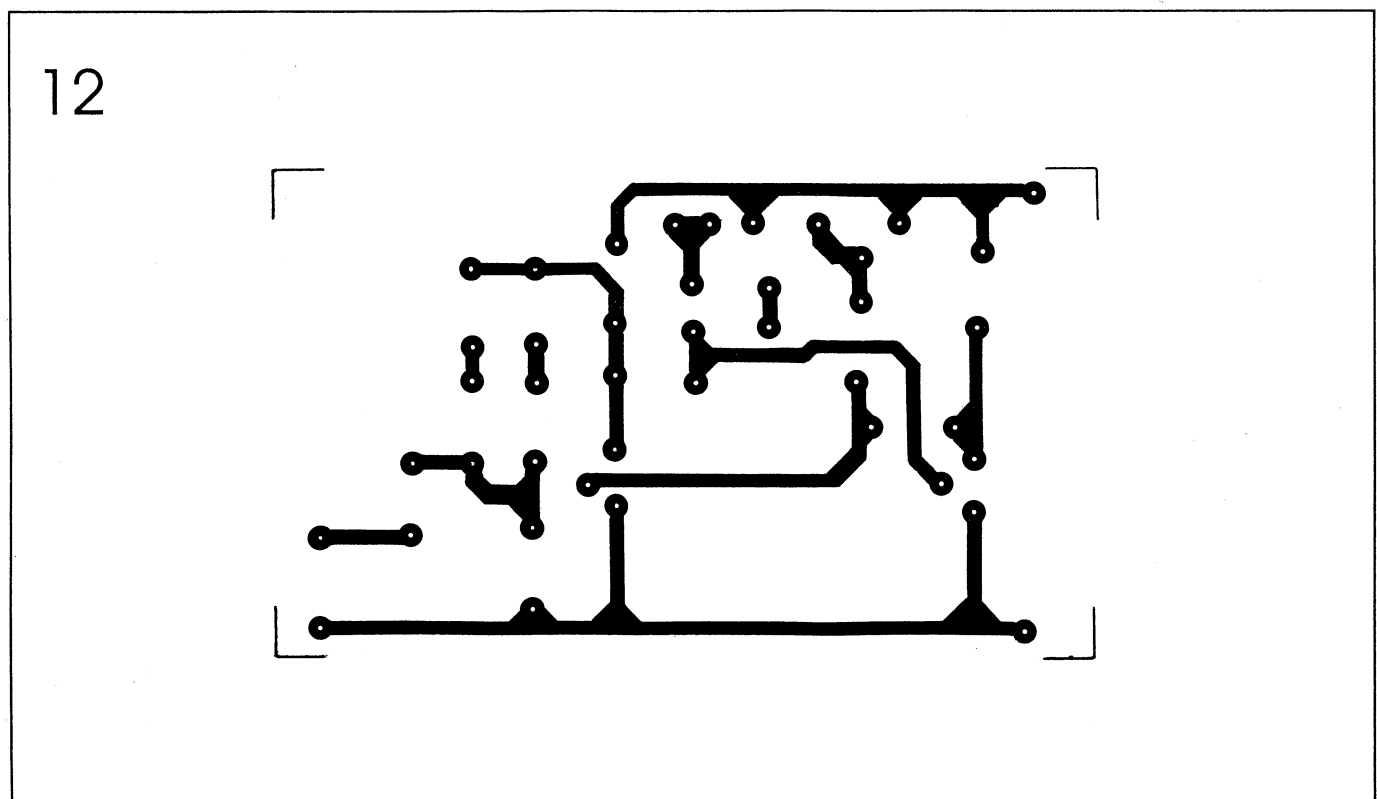
O esquema elétrico completo do circuito está mostrado na figura 10. A figura 12 mostra o *layout* da placa e a figura 13 dá a posição dos componentes na placa.



Redutor de impedância de saída

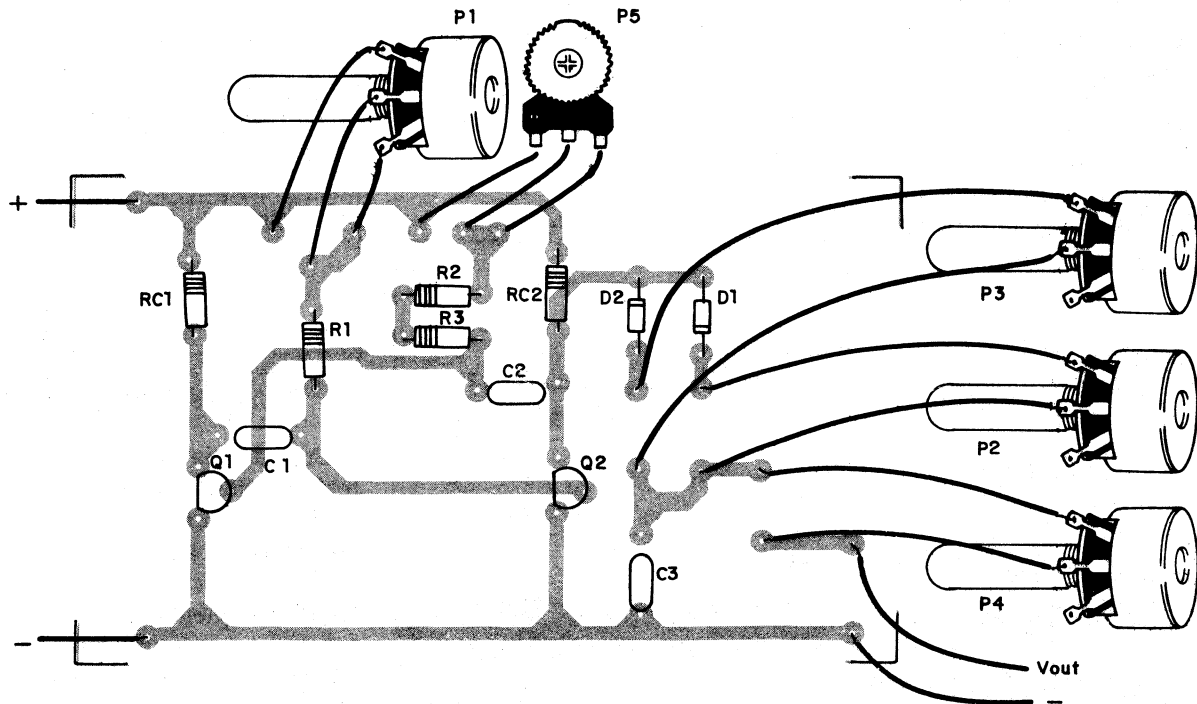
A impedância de saída deste circuito é determinada pelo pontenciômetro P₄, que tem o valor de 2MΩ. Se quisermos abaixar a impedância de saída, basta colocarmos na saída o circuito esquematizado na figura 11.

O circuito completo é alimentado por uma fonte de 9 V, que pode ser uma bateria "quadrada" comum, seis pilhas AA ("lapiseira") ou, se o leitor preferir, uma fonte de tensão de 9 V.



Layout da placa

13



Disposição dos componentes na placa

CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir deste circuito básico podem-se construir vários outros circuitos, cuja variedade de sons e efeitos é muito grande.

Se quiser mudar o timbre do som, ou seja, fazer com que ele fique parecendo um piano elétrico, um trombone ou qualquer outro instrumento, simplesmente adicione um filtro à saída. O filtro, devido às suas características de construção, modifica a composição dos harmônicos do som original gerado pelo circuito. Os sintetizadores do tipo analógico utilizam um conjunto de circuitos osciladores como componentes básicos, fazendo uso de filtros convenientemente calculados para gerar os sons dos diversos instrumentos que eles podem reproduzir.

Podemos observar, também, que os

ajustes para o circuito funcionar simplesmente não existem. Os únicos ajustes são os que variam o som,

o ataque, o decaimento e a altura do som (mais grave ou mais agudo), portanto facilísimos de usar. **E**

LISTA DE MATERIAL

SEMICONDUCTORES

- D₁, D₂ — 1N 4148 (diodo retificador)
- Q₁, Q₂ — BC 546C (transistor NPN)

RESISTORES

- RC₁, RC₂ — 1kΩ (marrom, preto, vermelho)
- R₁ — 82kΩ (cinza, vermelho, laranja)
- R₂ — 330kΩ (laranja, laranja, amarelo)
- R₃ — 27kΩ (vermelho, violeta, laranja)
- P₁ — 270kΩ (potenciômetro linear)

- P₂ — 20kΩ (potenciômetro linear)

- P₃ — 1MΩ (potenciômetro linear)

- P₄ — 2MΩ (potenciômetro linear)

- P₅ — 20kΩ (*trimpot*)

CAPACITORES

- C₁, C₂ — 100pF (disco cerâmico)

- C₃ — 1μF (poliéster)

DIVERSOS

- Placa de circuito impresso, solda, fios, etc.

Noticiário

D E E L E T R Ô N I C A

NOVO COMPUTADOR É O MAIS ÁGIL DO MUNDO

PASADENA, CALIFÓRNIA — Uma máquina capaz de prever furacões, interpretar informações de sondas espaciais e simular o funcionamento do cérebro humano, com surpreendente exatidão e velocidade, foi apresentada pela INTEL (empresa norte-americana de microprocessadores), no Instituto de Tecnologia da Califórnia. “É o computador mais rápido do mundo, capaz de somar todos os números de uma lista telefônica em um centésimo de segundo”, assegurou o diretor de projetos da Intel, Justin Rattner.

Batizado de **Touchstone Delta**, esse supercomputador será utilizado por vários organismos de pesquisa científica e por agências governamentais. O supercomputador, por exemplo, dará um grande impulso à Aeronáutica, pois permitirá projetar aviões por simulações de alta precisão, sem a necessidade de longas e caras etapas de pré-construção.

A empresa pretende comercializar o computador a partir de 1992, a um preço estimado entre 15 e 20 milhões de dólares. Os próximos passos da Intel serão na direção de acelerar ainda mais a realização de cálculos. O objetivo, agora, é construir uma máquina capaz de realizar mais de um trilhão de cálculos por segundo.

NOVO FORMATO DE VIDEOGAME EM CD-ROM

NOVA YORK — Duas das mais importantes empresas de eletrônica, a PHILIPS e a SONY, anunciaram ter assinado acordos com a NINTENDO para produzir videogames (que até agora são vendidos em cartuchos) na forma de Compact Discs de memória (CD-ROM). A mudança significará uma melhoria incalculável no padrão de qualidade visual e sonora dos jogos.

Os CDs permitirão aos programadores capturar imagens de atores humanos e transportá-las para uma variedade de cenas na tela, substituindo os atuais desenhos animados. “Será possível ao telespectador saltar dentro de um filme como *Top Gun* e fazer parte dele”, resume Olaf Olafsson, da Sony. Segundo ele, a sensação do jogador será a mesma que ele experimentaria se fosse um personagem real da aventura, podendo interferir nos destinos da história e escolher o seu final. Essa vantagem é o que faz a grande diferença para os aficionados do videogame, um público que representa um mercado milionário. O porta-voz em Tóquio da Nintendo (fabricante dos jogos mais procurados) confirmou o acordo com as duas megaempresas.

Os dois sistemas de CDs terão unidades com o mesmo tamanho, mas provavelmente com processos de codificação incompatíveis. “Já temos um produto e estamos prontos para demonstrá-lo”, anunciou Olafsson. Ele disse que a empresa pretende lançar em poucos meses sua “estação de jogos”, que aceitará tanto CDs como cartuchos.

A Nintendo já deu um passo importante no desenvolvimento da tecnologia de videogames ao anunciar a criação de um novo sistema de cartuchos, o Super Nes de 16 bits, que duplica o poder do cartucho atual (de 8 bits).

Esse sistema de atendimento está sendo levado também para o Corpo de Bombeiros, assim como para hospitais e organizações para pessoas idosas. E

plifica o poder do cartucho atual (de 8 bits).

COMPUTADOR-ENFERMEIRA

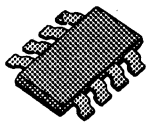
WASHINGTON — Um sistema de computação está ajudando a salvar a vida de muita gente. Os sócios do novo sistema, em geral pessoas idosas, deficientes físicos ou doentes de cama, pagam uma taxa mensal e enviam seus dados pessoais (medicamentos, posologia, horários, doenças, etc.) para o *Care Dial System* (Sistema de Atendimento Digital), que mantém computadores em várias delegacias de polícia.

Na memória dos computadores estão os números de telefones, endereços, tipos de medicamentos e horários em que os “assinantes” (usuários do sistema) precisam ser chamados.

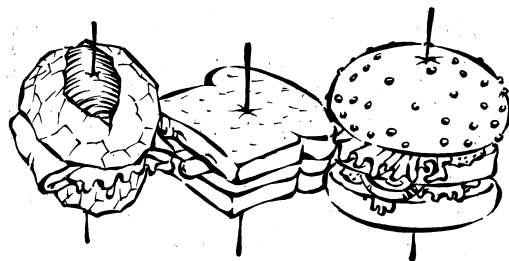
Funcionando quase como uma enfermeira, o *Care Dial System*, de acordo com o que foi programado no computador, telefona um número definido de vezes por dia para a casa das pessoas para saber como elas estão. Quando a ligação é atendida, o computador aciona uma mensagem previamente gravada e específica para aquela pessoa. Se alguém precisa tomar um remédio, por exemplo, a gravação pode lembrá-lo quantas vezes forem necessárias.

O *Care Dial System* usa uma tecnologia avançada de som para acompanhar a conversa entre um computador e a pessoa do outro lado da linha. Desde o barulho de discar até o desligar, tudo é gravado e ouvido na central de polícia. Se o telefonema não for atendido ou se houver um pedido de ajuda, alguém da família é imediatamente avisado e policiais são enviados ao local.

Esse sistema de atendimento está sendo levado também para o Corpo de Bombeiros, assim como para hospitais e organizações para pessoas idosas. E



Tipos de



CAPACITOR CERÂMICO DE DISCO

Este artigo é a continuação do anterior (publicado na última edição), em que procuramos explicar o funcionamento dos capacitores em corrente contínua. Aqui daremos uma visão geral dos vários métodos de construção possíveis, através da apresentação dos tipos de capacitores achados no mercado e as suas características de operação. Para facilitar a consulta, separamos essas especificações em fichas.

Para cada tipo de capacitor procuramos indicar um valor típico para os componentes que formam o seu modelo equivalente (ESR, resistência série; R_p , perdas no dielétrico; L , indutância intrínseca), de modo que possamos comparar o funcionamento dos vários tipos de capacitores entre si. As demais especificações são aproximadas, já que variam muito de um fabricante para outro.

Uma observação: os dados fornecidos são médios. Para informações precisas sobre um determinado capacitor, procure sempre consultar o manual ou folha de especificações da fábrica.

- Valores — 1pF a 2,2 μ F.
- ESR — baixa.
- L — baixa a moderada.
- R_p — alta a moderada.
- Dielétrico — cerâmica.
- Constante Dielétrica — moderada.
- Tolerância — desde $\pm 1\%$ até entre -22% e $+82\%$, dependendo do modelo.
- Tensão Máxima de Trabalho — 3,3 V a 6kV, dependendo do modelo.
- Faixa de Temperatura — -55°C até $+85^\circ\text{C}$, dependendo do modelo.
- Fator de Dissipação — até 5%.
- Coeficiente de Temperatura — ± 30 ppm/ $^\circ\text{C}$ até $\pm 200\,000$ ppm/ $^\circ\text{C}$, dependendo do modelo.
- Descrição — esses capacitores são os mais fáceis de encontrar no mercado (e também os mais baratos). Compõem-se de um disco de cerâmica com prata depositada nas duas faces. É nessa camada de prata que se soldam os terminais do componente. Por último, é colocada uma pintura protetora para dar acabamento e proteção mecânica ao componente. Na linha profissional temos ainda uma camada de epóxi, o que garante uma melhor proteção contra a umidade. A figura mostra um capacitor aberto e um fechado, tal como se encontram no mercado.

Normalmente, as especificações destes capacitores são codificadas. Adiante damos o significado dos códigos relativos às famílias.

- Letra — limite inferior de temperatura.
 - X: $+55^\circ\text{C}$
 - Y: -30°C
 - Z: $+10^\circ\text{C}$
- Número — limite superior de temperatura.
 - 2: $+45^\circ\text{C}$
 - 4: $+65^\circ\text{C}$
 - 5: $+85^\circ\text{C}$
 - 6: $+105^\circ\text{C}$
 - 7: $+125^\circ\text{C}$

CAPACITORES

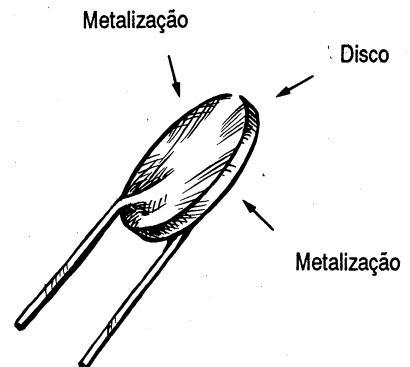
- **Letra** — variação máxima da capacitância dentro dos limites de temperatura especificados.

A: $\pm 1\%$	B: $\pm 1,5\%$
C: $\pm 2,2\%$	D: $\pm 3,3\%$
E: $\pm 4,7\%$	F: $\pm 7,5\%$
P: $\pm 10\%$	R: $\pm 15\%$
S: $\pm 22\%$	T: $+22\%$ a -33%
U: $+22\%$ a -56%	V: $+22\%$ a -82%

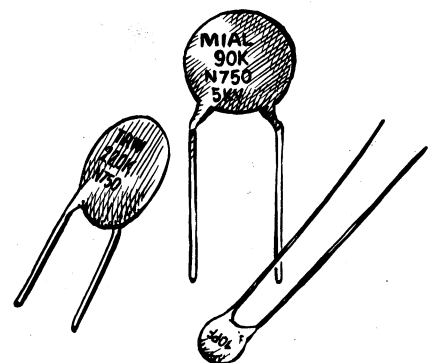
Exemplo: X5F é um capacitor que possui -55°C de temperatura limite inferior, $+85^{\circ}\text{C}$ de temperatura limite superior e $\pm 7,5\%$ de variação de capacitância para uma variação de temperatura que englobe toda a faixa entre a temperatura limite inferior e superior.

A capacitância dos capacitores cerâmicos varia muito com a temperatura. Além do código já visto, existe um outro, também muito empregado, que utiliza esta característica para definir o nome da família. Os principais são: P100, NP0, N150, N330, N750 e N1500. A letra P significa variação positiva, isto é, quando a temperatura sobe a capacitância sobe. A letra N significa variação negativa, isto é, quando a temperatura sobe a capacitância diminui. Exemplo: NP0 significa variação negativa e positiva igual a 0. Portanto, o capacitor NP0 não varia sua capacitância com a temperatura.

- **Aplicações** — uso geral, de vários tipos. Um dos mais comuns é o desacoplamento para CIs. Em geral, nos capacitores cerâmicos a variação da capacitância com a temperatura é muito grande. Portanto, deve-se tomar cuidado na aplicação onde uma capacitância estável é requerida. Porém, este "defeito" pode nos ser útil em circuitos em que o capacitor varie seu valor em razão contrária à do resto do circuito, compensando o efeito térmico. (Cuidado! Isto nem sempre é fácil de se projetar, já que temos que conhecer bem o funcionamento de todo o circuito para determinarmos o capacitor ideal. Num reparo, também devemos tomar cuidado, pois às vezes podemos trocar inadvertidamente um capacitor por outro de características térmicas diferentes, com o que o circuito pode ganhar problemas de estabilidade ou até mesmo deixar de funcionar.)



Capacitor Cerâmico de Disco



Capacitor Encapsulado

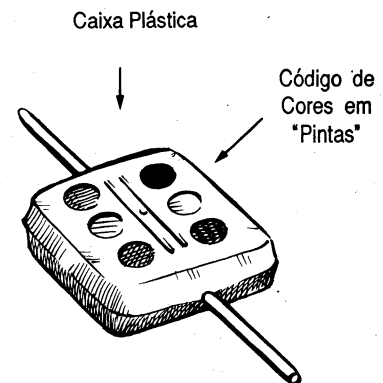
CAPACITOR CERÂMICO MULTICAMADA

- Valores — 10pF a 2,2 μ F.
- ESR — muito baixa.
- L — muito baixa.
- Rp — alta a moderada.
- Dielétrico — cerâmica.
- Constante Dielétrica — moderada.
- Tolerância — $\pm 5\%$ até de -22% a $+82\%$, dependendo do modelo.
- Tensão Máxima de Trabalho — 50 V a 200 V, dependendo do modelo.
- Faixa de Temperatura — -55°C até $+85^{\circ}\text{C}$, dependendo do modelo.
- Coeficiente de Temperatura — ± 30 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, dependendo do modelo.

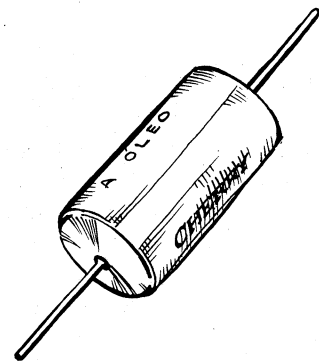
• Descrição — os capacitores do tipo multicamada são formados por vários blocos de cerâmica, um em cima do outro. As placas são formadas por duas camadas de metal depositadas nas laterais dos blocos extremos, e seus terminais são soldados nestas camadas metálicas. Uma camada de epóxi cobre o componente, protegendo-o mecanicamente e contra a umidade.

A figura mostra um capacitor multicamada. A grande vantagem deste tipo de capacitor é a alta capacitância e o baixo volume, com um mínimo de indutância.

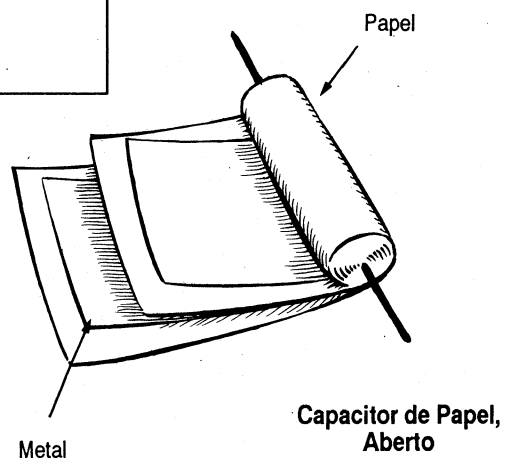
- Aplicações — uso geral: tipo Z5U. Acoplamento, desacoplamento e circuitos de filtragem. Estabilidade térmica: tipos X7R e X5R. Acoplamento e desacoplamento em circuitos de rádios, televisores, computadores, servomecanismos, circuitos de sintonia, etc., quando uma variação moderada da capacitância é possível e o fator de dissipação não é crítico. Temperatura compensada: tipo COG. Possui uma pequena (ou desprezível) variação da capacitância com a temperatura. É preferencialmente utilizado em osciladores de radiofrequência, temporizadores de precisão, amplificadores altamente estáveis, etc.



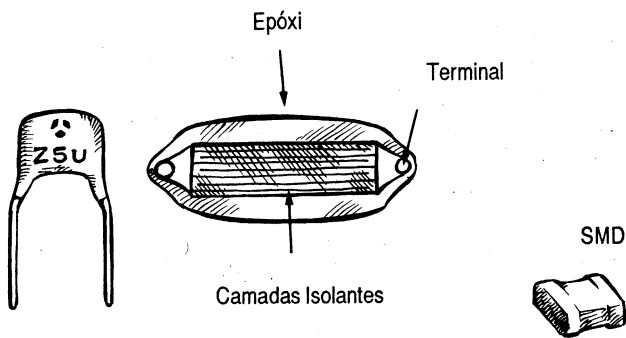
Capacitor de Mica



Capacitor de Papel, Encapsulado



Capacitor de Papel, Aberto



Capacitor Cerâmico Multicamada

CAPACITOR DE MICA

- Valores — 1pF a 0,5 μ F.
- ESR — baixa.
- L — muito baixa.
- R_p — baixa.
- Dielétrico — mica.
- Constante Dielétrica — 3 a 6.
- Tolerância — $\pm 10\%$, dependendo do modelo.
- Tensão Máxima de Trabalho — 100 V a 2 500 V, dependendo do modelo.
- Faixa de Temperatura — -55°C a $+150^{\circ}\text{C}$, dependendo do modelo.
- Fator de Dissipação — baixa.
- Coeficiente de Temperatura — -20 a $+100$ ppm/ $^{\circ}\text{C}$ ou ± 70 ppm/ $^{\circ}\text{C}$.
- Descrição — os capacitores de mica são fabricados empilhando-se placas de metal, isoladas umas das outras através de lâminas de mica. Por cima é colocada uma camada de epóxi para proteger mecanicamente o conjunto.

A mica é um mineral encontrado na natureza (silito de alumínio), presente no granito e na terra co-

mun. Sendo um mineral de cristal estratificado (isto é, laminado), as rochas de mica podem ser reduzidas a "fatias" muito finas e flexíveis, através da simples clivagem (corte ao longo dos perfis cristalinos). A mica é um excelente dielétrico e suporta altas tensões de trabalho. Daí o seu largo emprego nos circuitos de RF e a válvulas, e a sua atual "raridade" nos circuitos de baixa tensão e baixa frequência.

- Aplicações — Alta frequência, vários tipos e tamanhos. Usa-se em osciladores, temporizadores, filtros, circuitos de sintonia, enfim, circuitos onde se requer alta precisão em frequência. O valor de sua capacitância é muito estável e a sua indutância residual é muito baixa, o que garante um bom funcionamento do componente na faixa de 10kHz até 500MHz. Os componentes que usam metalização de prata (capacitores de mica metalizada) são muito suscetíveis à migração de prata no dielétrico, podendo formar um curto. Isto ocorre quando o capacitor fica exposto a uma tensão de trabalho CC elevada, ou à umidade ou alta temperatura por muitas horas.

CAPACITOR DE PAPEL

- Valores — 300pF a 100 μ F.
- ESR — alta.
- L — muito alta.
- R_p — moderada a baixa.
- Dielétrico — papel.
- Constante Dielétrica — 3,5.
- Tolerância — -20% até $+80\%$, dependendo do modelo.
- Tensão Máxima de Trabalho — até 1 000 V, dependendo do modelo.
- Faixa de Temperatura — -30°C a $+100^{\circ}\text{C}$, dependendo do modelo.
- Fator de Dissipação — varia com a temperatura.
- Coeficiente de Temperatura — por volta de $\pm 4 500$ ppm/ $^{\circ}\text{C}$.
- Descrição — Os capacitores de papel são fabricados enrolando-se duas lâminas de material condutivo

isoladas entre si por papel encerado ou embebido em óleo. Estas lâminas enroladas são colocadas dentro de um cilindro de papelão para aumentar a resistência mecânica.

Mesmo encerando-se as folhas de papel, este capacitor é sensível à umidade e a estabilidade da capacitância em relação à temperatura é muito baixa.

- Aplicações — uso geral; vários tipos e modelos. Graças ao seu baixo custo, este componente já foi muito difundido, anos atrás. Hoje, para valores baixos ou médios de tensão de trabalho, os capacitores eletrolíticos e outros competem diretamente com os de papel, tanto pelo preço como pela qualidade. A principal aplicação atual é quando se deseja uma capacitância alta com uma alta tensão de trabalho.

CAPACITOR ELETROLÍTICO DE ALUMÍNIO

- Valores — 0,1 μ F a 220mF.
 - ESR — alta.
 - L — muito alta.
 - Rp — baixa a muito baixa.
 - Dielétrico — óxido de alumínio.
 - Constante Dielétrica — moderada.
 - Tolerância — $\pm 10\%$ até -22% a $+82\%$, dependendo do modelo.
 - Tensão Máxima de Trabalho — 6,3 V a 350 V, dependendo do modelo.
 - Faixa de Temperatura — -55°C a $+85^{\circ}\text{C}$, dependendo do modelo.
 - Fator de Dissipação — varia com a temperatura.
 - Coeficiente de Temperatura — muito variável.
- Descrição — os capacitores eletrolíticos são usados em circuitos que exigem altas capacitâncias. Como o próprio nome diz, os capacitores eletrolíticos são formados por um eletrólito. Esse eletrólito pode ser líquido (capacitor de eletrólito líquido) ou uma pasta (capacitores de eletrólito seco). Os capacitores líquidos não são mais empregados, devido ao cuidado exigido para evitar vazamentos de eletrólito.

O capacitor eletrolítico é construído de maneira semelhante ao capacitor de papel. As placas positivas são lâminas de alumínio cobertas com uma fina camada de óxido, também de alumínio, formada por um processo eletroquímico. Essa camada de óxido atua como o dielétrico do capacitor. Próxima, e em contato com o óxido, é colocada uma tira de papel impregnada com uma pasta eletrolítica (eletrólito). O eletrólito atua como placa negativa do capacitor.

Uma segunda placa de alumínio é aplicada ao eletrólito, para permitir o contato elétrico entre este e o terminal negativo. Com as três camadas em contato, o conjunto é enrolado e colocado em um cilindro, conforme mostrado na figura.

Os capacitores eletrolíticos possuem duas grandes desvantagens: são polarizados (isto é, sempre têm positivo e negativo) e têm baixa resistência de fuga. Se, acidentalmente, liga-se a placa positiva a um potencial negativo e a placa negativa a um potencial positivo, a fina camada de óxido se dissolve e o capacitor, em curto, pode até explodir. A polaridade dos terminais é normalmente marcada no invólucro, das seguintes maneiras: nos capacitores axiais (um terminal de cada lado), o positivo é o terminal do

lado que contém o rebaixo da caneca. Nos capacitores unilaterais (ambos os pinos do mesmo lado), o negativo é o mais curto.

Um outro problema sério que ocorre com estes capacitores é a degeneração da camada de óxido de alumínio, quando os deixamos descarregados ou com pouca carga (abaixo de 10% de sua carga máxima) durante longos períodos. Com a camada de óxido degenerada, podemos ter correntes de fuga elevadas, pois o óxido é o dielétrico do capacitor. Para evitarmos danos permanentes ao componente, deve-se periodicamente "reformatar" essa camada aplicando aos capacitores a tensão máxima de trabalho durante pelo menos 30 minutos. Assim, a camada de óxido volta a ficar próxima do que era. Mas, com o tempo, essa degeneração se torna permanente e o capacitor se perde.

Cuidado! Quando for comprar capacitores eletrolíticos, verifique a sua **data de fabricação** (que costuma vir gravada no seu corpo, junto com a tensão, a capacitância e a tolerância). Apesar de existirem capacitores que podem ficar até 5 anos sem uso, evite comprar capacitores com mais de 3 anos, pois a grande maioria é especificada para esse período e poderá estar com danos permanentes. Isto ocorre porque, durante longos períodos de armazenamento, a loja deveria fazer periodicamente a "reforma" das camadas de óxido, mas poucas tomam esse cuidado.

A data de fabricação costuma vir em forma de código. Existem vários tipos de códigos de data, porém se destacam:

- **Código de data 1** — AASS, onde AA é o ano de fabricação e SS é a semana dentro do ano de fabricação (a semana 01 é a primeira semana de janeiro e a semana 52, a última semana de dezembro). Exemplo: 9048 significa "semana número 48 de 1990".
- **Código de Data 2** — AM, onde A é o código do ano de fabricação e M é a letra inicial ou número do mês de fabricação. Exemplo: T4 significa "abril de 1985". Para maiores informações sobre o código do ano, verifique com o fabricante do componente ou com o vendedor, caso ele tenha conhecimento dos códigos.

CAPACITOR ELETROLÍTICO DE TÂNTALO

- Valores — 1nF a 1mF.
- ESR — moderada.
- L — (no tipo "gota") baixa, ou (no tipo "caneca") alta.
- Rp — moderada.
- Faixa de Temperatura — -55°C a $+85^{\circ}\text{C}$, dependendo do modelo.
- Tolerância — $\pm 5\%$ a $\pm 20\%$, dependendo do modelo.
- Tensão Máxima de Trabalho — 6,3 V a 120 V, dependendo do modelo.

- Descrição — existem dois tipos distintos de capacitores de tântalo. O primeiro e mais conhecido é o capacitor tipo "gota"; o seu nome vem da sua forma, geralmente oval, parecendo um pingo. Graças ao seu reduzido tamanho e ao custo relativamente baixo, este capacitor vem gradativamente substituindo os capacitores eletrolíticos de alumínio para pequenos valores e tensões de trabalho moderadas. Este capacitor tem uma vida útil mais longa e não necessita de tantos cuidados em relação à estocagem, como o seu "primo" de alumínio.

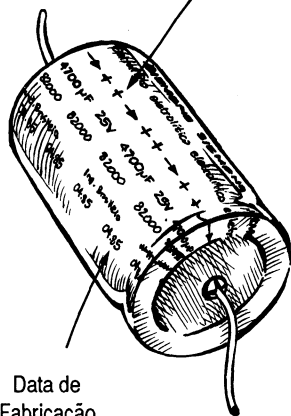
O outro tipo de capacitor de tântalo, bem menos conhecido e de custo bem superior, é o tipo "caneca". É bem parecido com o eletrolítico de alumínio e, comparado a este, é menor e possui uma vida útil maior; mas também exige alguns cuidados com longos períodos de estocagem.

Os capacitores de tântalo normalmente podem ficar armazenados por períodos superiores aos dos eletrolíticos de alumínio, mas também devem ser periodicamente "reformados" (ver explicação sobre a "restauração" do dielétrico dos capacitores eletrolíticos de alumínio).

Para valores altos de capacitância e tensões de trabalho moderadas, os capacitores de tântalo podem ser usados. Porém, devido ao seu alto custo, eles somente são exigidos quando se requer um componente mais estável com a temperatura e com baixas perdas; caso contrário, o capacitor eletrolítico de alumínio é o normalmente usado.

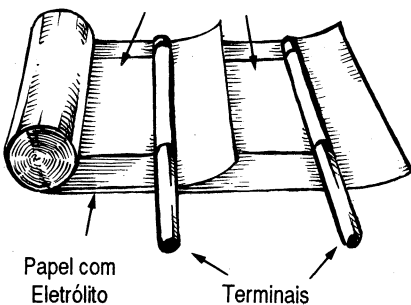
- Aplicações — gerais. Filtros de baixa frequência, acoplamento e retificadores. Não devem ser empregados em circuitos temporizadores, circuitos *triggers* ou redes de deslocamento de fase. Isto se deve à alta retenção de carga de seu dielétrico (absorção). Quando descarregamos um capacitor de tântalo, uma pequena carga residual permanece no componente, provocando mau funcionamento nos circuitos citados. Eles também não devem ser aplicados em circuitos onde tenhamos surtos ou picos de tensão que excedam a tensão máxima de trabalho, pois estes picos ou surtos degeneram o dielétrico do componente, diminuindo consideravelmente a sua vida útil.

Indicação de Polaridade



Data de Fabricação

Folhas de Alumínio



Papel com Eletrólito

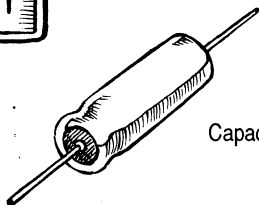
Terminais



Bucha de Vedação

"Caneca"

Capacitor Unilateral



Capacitor Axial

Capacitor Eletrolítico de Alumínio

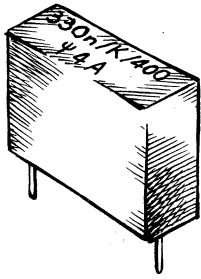


"Caneca"

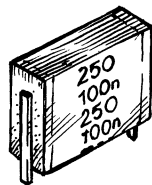
"Gota"



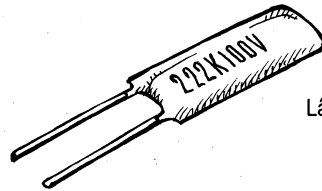
Capacitor Eletrolítico de Tântalo



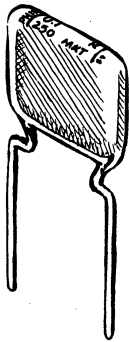
Poliéster em Cápsula Selada



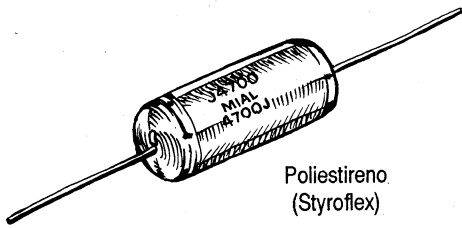
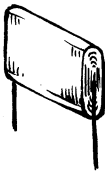
"Sanduíche" Chanfrado



Lâmina Única



Poliéster em Epóxi



Poliestireno (Styroflex)

Capacitores Plásticos

Código de Cores

1º Algarismo
2º Algarismo
Nº de Zeros
Tolerância
Tensão Nominal



	1º Algarismo	2º Algarismo	Nº de Zeros	Tolerância	Tensão Nominal
Preto	0	0	0	20%	
Marron	1	1	00		
Vermelho	2	2	000		250 V
Laranja	3	3	0 000		
Amarelo	4	4	00 000		400 V
Verde	5	5			
Azul	6	6			630 V
Violeta	7	7			
Cinza	8	8			
Branco	9	9		10%	

CAPACITORES PLÁSTICOS

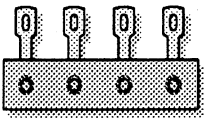
- Valores — 1nF a 100µF.
- ESR — baixa.
- L — baixa, exceto nos modelos enrolados.
- Rp — baixa.
- Dielétricos — poliéster (Mylar), polipropileno, poliestireno, policarbonato, polietileno, Teflon, etc.
- Constante Dielétrica — alta.
- Tolerância — depende do modelo.
- Tensão Máxima de Trabalho — até 1 000V, dependendo do modelo.
- Faixa de Temperatura — -55°C até 125°C, dependendo do modelo.
- Fator de Dissipação — baixo.
- Coeficiente de Temperatura — depende do modelo.

• Descrição — são vários os tipos de dielétricos, e cada um tem suas características. Capacitores de plástico geralmente são constituídos por duas lâminas de alumínio isoladas entre si através de uma camada de plástico. Este plástico forma o dielétrico e pode ser qualquer um dos tipos citados acima ou outros menos conhecidos. Além de empregar placas metálicas empilhadas, os capacitores podem ser metalizados (com uma fina camada de metal depositada sobre o plástico) e/ou enrolados. Apresentam baixo fator de perdas, insensibilidade à umidade, grande estabilidade térmica da capacitância e ótima rigidez dielétrica.

Os capacitores plásticos eram antigamente identificados por um código de cores gravado em seu corpo, muito semelhante ao dos resistores. Hoje a tendência é gravar a capacitância e a máxima tensão de trabalho por escrito, para leitura direta.

O dielétrico de poliéster também é conhecido como Mylar. Mylar é uma marca registrada da Du Pont para uma variedade de poliéster.

- Aplicações — gerais; vários tipos e modelos. Têm bom comportamento, tanto em alta como em baixa frequência. São utilizados onde desejamos uma pequena variação da capacitância com a temperatura, como nos circuitos sintonizados, temporizadores de precisão, amplificadores sintonizados, etc.



M I N I ELETRIFICADOR

Que tal um pequeno gerador portátil de choques, para fazer algumas brincadeiras com seus amigos ou desestimular um "intruso" que toque em algum lugar indesejável?

Esta é a finalidade deste interessante — e chocante! — projeto

Descrevemos aqui um pequeno gerador de choques elétricos, de potência razoável mas inofensivo, que pode ser levado no bolso e é acionado por pilhas. Apertando-se o interruptor de acionamento por um momento, o aparelho gera uma alta tensão que, se aplicada a alguma pessoa, causa uma sensação desagradável de choque. Podemos ligar o aparelho em objetos a serem protegidos ou numa maçaneta de porta

para fazer alguma brincadeira com um amigo que apareça e a abra (figura 1). Ligando uma lâmpada fluorescente entre as garras, também podemos fazê-la acender por uns instantes a partir de pilhas comuns.

O aparelho pode ser alimentado com duas ou quatro pilhas pequenas, mas os melhores resultados ocorrem quando a alimentação é feita a partir de 6 V, ou seja, quatro

pilhas. A durabilidade depende do tempo que mantivermos o interruptor pressionado. (Recomenda-se que o aparelho seja usado em intervalos bem curtos, isto é, pressionando-se o interruptor apenas nos momentos em que precisamos da alta tensão.)

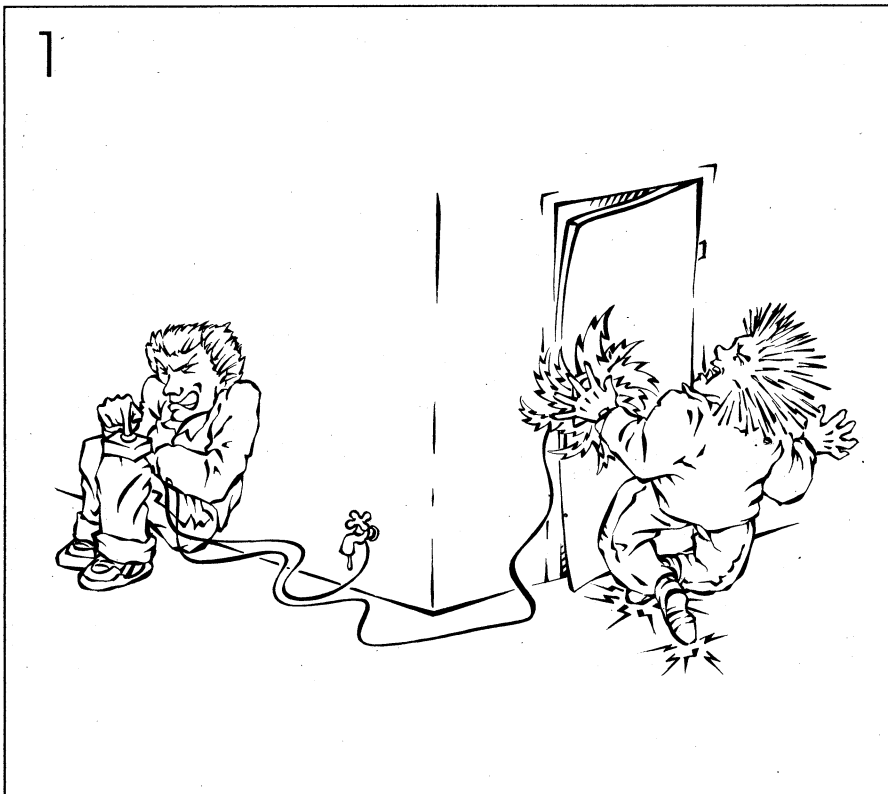
O transformador usado tem teoricamente um enrolamento de entrada de 220 V, mas como ele trabalha invertido e na saída a tensão aplicada é menor, além de não obtermos uma tensão tão alta temos também a limitação de corrente. Esta limitação é o fator principal para garantir a segurança do aparelho.

É claro que choques elétricos são perigosos sob quaisquer condições, devendo o uso do aparelho ser feito com conhecimento de seus efeitos e total responsabilidade do montador.

FUNCIONAMENTO

O nosso circuito consiste num mini-inversor que converte a baixa tensão contínua de pilhas em uma tensão alternada que, aplicada a um transformador, se eleva para mais de 100 V, o que é suficiente para provocar a sensação do choque.

O inversor usa um transistor que opera como oscilador Hartley, onde a frequência depende das características dos componentes utilizados,

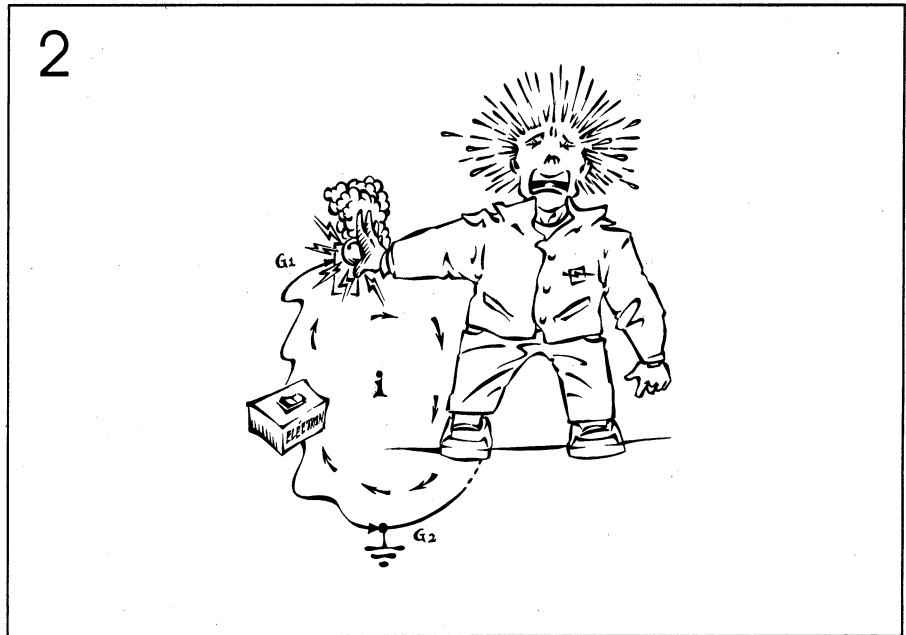


Exemplo de uso do circuito

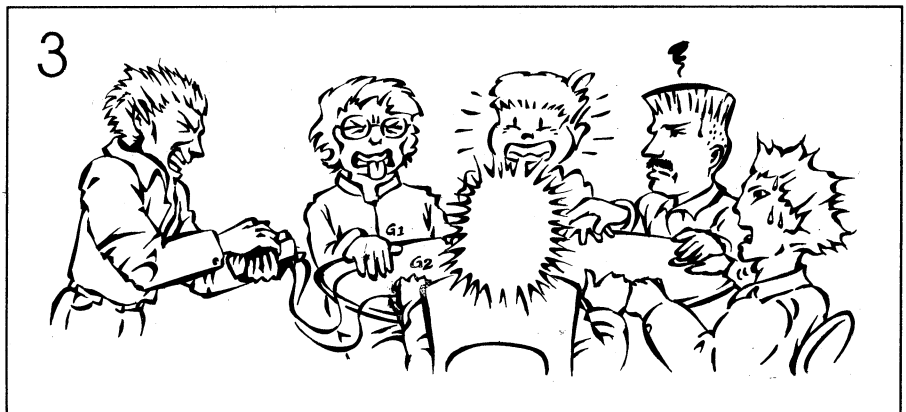
especificamente do transformador. Eventualmente devem ser feitas alterações no valor de R_1 (na faixa de 330Ω a $4k7\Omega$) para se obter o melhor rendimento. Sugerimos a utilização inicial de um *trimpot* de $10k\Omega$ em série com um resistor de 330Ω .

A saída de alta tensão é obtida em duas garras que devem ser ligadas externamente, conforme ilustra a figura 2. Para ocorrer o choque é preciso que haja um percurso para a corrente através da pessoa que toma este choque. Assim, um fio só ligado a um objeto, ou dois ligados ao mesmo objeto, não oferecem percurso para a corrente, nada acontecendo, portanto. No entanto, se um dos fios (garra G_1) é ligado ao objeto e o outro a qualquer objeto de metal que tenha contato com o terra, então temos o percurso para a corrente, o que garante o choque (fig. 2).

Uma brincadeira interessante, que exige um pouco de "coragem" dos participantes, consiste em se fazer uma roda de pessoas de mãos dadas que termine justamente nas garras G_1 e G_2 (observe a figura 3). Pressionando-se o interruptor (no esquema elétrico, S_1) por um instante, a corrente faz o percurso passando por todas as pessoas. Como a corrente tem a mesma intensidade em todos os pontos do circuito, a intensidade do choque em todos os elementos da roda é igual. Não é válida a idéia de que quem está mais



Conexão do circuito com o terra



Conexão do circuito sem o terra

perto das garras leva o choque mais forte. Como o percurso não passa pelo terra, não adianta nada alguém estar de sapatos de borracha, ou subir num tapete ou outro objeto isolante, pois o choque é o mesmo.

LISTA DE MATERIAL

SEMICONDUTOR

- Q_1 — BD 136 (transistor PNP de média potência)

RESISTOR

- R_1 — $1k\Omega$ (marrom, preto, vermelho)

CAPACITORES

- C_1 — $100\mu F/6 V$ (eletrolítico)
- C_2 — $10nF$ (poliéster ou cerâmico)

- C_3 — $47nF$ (poliéster ou cerâmico)

DIVERSOS

- T_1 — transformador (ver texto)
 - S_1 — interruptor de pressão NA
 - B_1 — 2 ou 4 pilhas pequenas
 - G_1, G_2 — garras jacaré
- Suporte de pilhas, ponte de terminais, caixa plástica, lâmpada neon, fios, solda, etc.

MONTAGEM

O esquema elétrico do aparelho é mostrado na figura 4. Na figura 5 temos a disposição dos componentes em uma ponte de terminais. Esta ponte pode ser fechada numa caixa de madeira ou de plástico, juntamente com o suporte das pilhas.

O transformador é o elemento que apresenta maiores variações de tamanho conforme o tipo. Transformadores com primários de 110/220 V e secundários de 6+6 V, 9+9 V, 12+12 V, com correntes entre 100 e 250mA, podem ser usados. As pequenas diferenças de características são compensadas com alterações no valor de R_1 , se necessário.

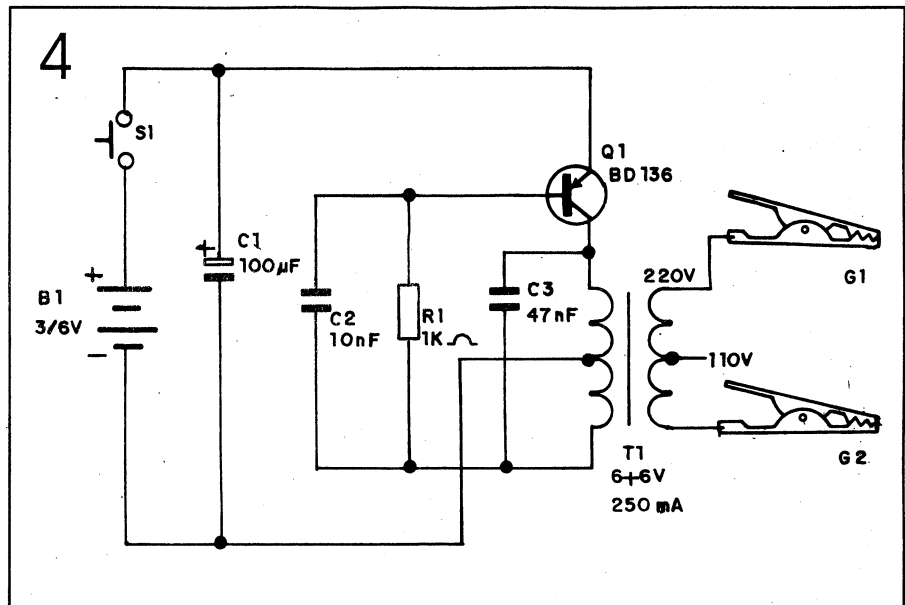
Os capacitores C_2 e C_3 tanto podem ser de disco cerâmico como de outro tipo qualquer. C_1 é um eletrolítico de 6 V ou mais. S_1 é um interruptor de pressão e as garras jacaré são ligadas por meio de fios de, pelo menos, 1 metro e meio de comprimento, para facilitar o uso do aparelho.

Observe cuidadosamente a posição do transistor ao fazer sua ligação, pois se houver inversão, o mesmo não funcionará. A parte metálica fica para baixo.

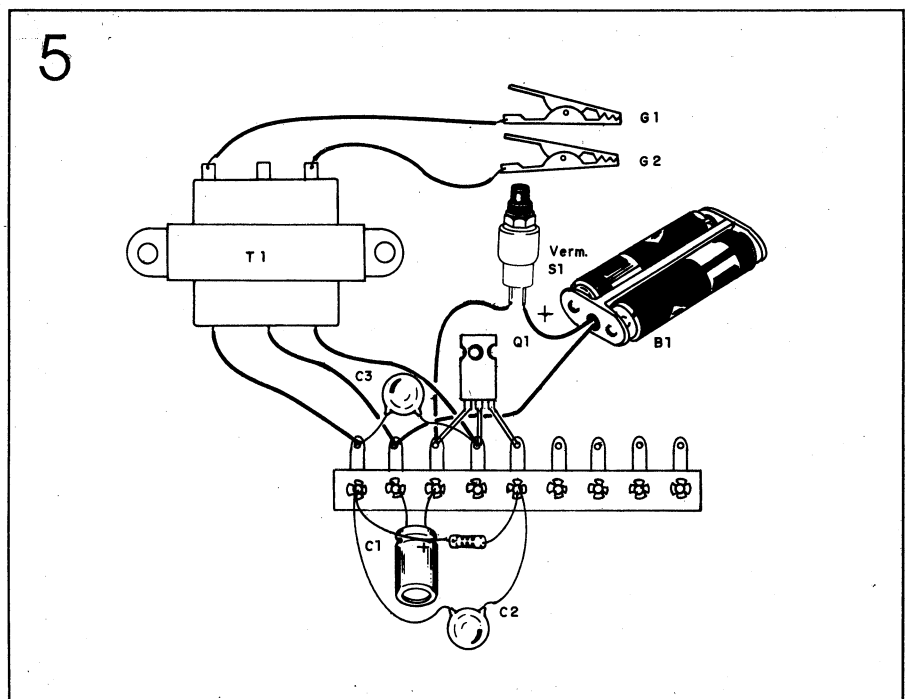
PROVA E USO

Inicialmente, coloque as pilhas no suporte. Para realizar o teste, existem várias possibilidades:

- Segurar as garras entre os dedos, encostar uma na outra e apertar S_1 . Se ocorrer um choque, é porque o aparelho está em perfeitas condições. Caso não ocorra absolutamente nada ou o choque tiver baixa intensidade, altere o valor de R_1 .
- Outra possibilidade, para os "corajosos", é a de ligar uma lâmpada de neon entre as garras. Ao apertar S_1 a lâmpada deve emitir luz na sua



Esquema elétrico



Aspecto da montagem

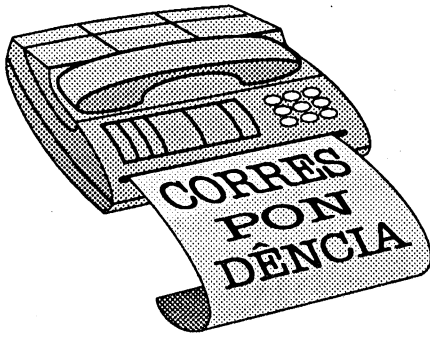
característica tonalidade alaranjada, comprovando desta forma, que a tensão gerada é maior que 80 V.

- Pode-se também, fazer uso de uma lâmpada fluorescente de 5 a 20 W. A prova deve ser feita em um local escuro, pois a emissão de luz é pequena.

- Em último caso, temos a possibilidade de fazermos a prova "de ouvido". Pressionando S_1 , caso o circuito esteja funcionando, o transformador deve emitir um leve zumbido.

Comprovado o seu funcionamento basta utilizá-lo, mas com moderação!

E



UMA AMPLIFICAÇÃO DE +10dB NO NOSSO EGO

Sendo um leitor desde o Nº1 (e, pelo visto, vou continuar), é com prazer que (...) parablenizo a todos vocês pela "nova" revista - muito mais ainda pela sua prova de acreditar em nosso país, em vista dos tempos difíceis que estamos passando. (...) Enquanto há tantas publicações sem a seriedade que a Eletrônica merece, vocês dão uma prova de que algo que é bom pode e deve melhorar - e realmente melhorou. Parabéns!

Jorge Gomes dos Santos
Nova Iguaçu - RJ

Sem que disséssemos, você percebeu um ponto importante na filosofia da nossa nova equipe. A meta é evoluir sempre, não importando coisas transitórias como a má situação financeira, a falta de componentes no mercado, os prazos de fechamento da revista, os erros que deixamos passar... Ficamos felizes com a sua consideração. (Mas mande umas críticas também!)

GAMBIARRA PARA SUBSTITUIR CRISTAIS

Sou um apaixonado do nautimodelismo (além da Eletrônica, é claro), e só não sou praticante assíduo do modelismo por não possuir um rádiocontrole. Os rádios "baratos", de 2 ou 3 canais, não servem para nautimo-

delismo, pois ficam muito a dever em número de canais. O modelo precisa ter manobrabilidade e ser parecido com o original, mas um rádio assim custa "os olhos da cara".

Quando vi na capa da *Eléctron* Nº42 (que, por sinal, está bem mais bonita) o anúncio do Controle Remoto Multicanal, fiquei entusiasmado (...). Mas, quando fui comprar os componentes, esbarrei num problema: o cristal de 27,120MHz não existe por aqui (...). Contudo, fiquei com duas dúvidas. Na mesma edição foi publicado um circuito equivalente do cristal oscilador. Poderia o dito ser trocado por tal circuito? Se a resposta for sim, publiquem os valores dos componentes; senão, me indiquem algum sistema de vendas pelo reembolso postal que forneça o cristal.

Minha outra dúvida é, também, a respeito do Controle. Os CIs da família TTL consomem muita corrente. Queria saber se há alguma possibilidade de trocar estes por equivalentes da família CMOS, que (...), alimentados por uma bateria "quadradinha" de 9 V, ocupam muito menos espaço.

Saulo Saraiva
Porto Alegre - RS

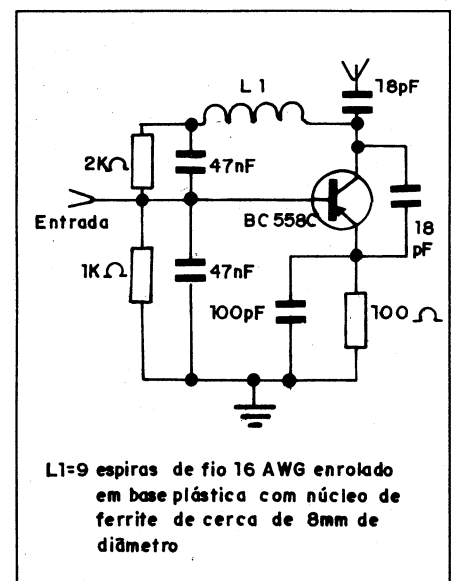
Caro Saulo: conforme sempre dizemos, as nossas montagens são projetadas somente com componentes existentes no nosso mercado. Confessamos, porém, que o mercado que consideramos normalmente é o de São Paulo e Rio. Mais uma razão para pedirmos aos nossos leitores que nos informem de modo a adequarmos os nossos circuitos de hobby aos recursos disponíveis no resto do País.

Em relação à sua dúvida dos cristais: o esquema da página 57 da *Eléctron* 42 mostra um equivalente elétrico das

propriedades mecânicas do cristal. L e C são a massa e a flexibilidade do cristal; R é o atrito interno da estrutura cristalina (perda interna). Para simular esses efeitos particulares do cristal seriam precisos componentes de valores que não existem, especialmente devido à altíssima frequência de oscilação. Um "circuito-tanque" capaz de oscilar em 27,120MHz requeriria um resistor de valor igual à resistência de um fio, e para um indutor de 1µH seria necessário um capacitor de 0,3pF (a capacitância dos próprios fios de conexão)!

O uso de cristais de quartzo em circuitos de RF garante a independência da frequência em relação à temperatura e à umidade; portanto, mesmo que fosse praticável montar esse circuito, ele comprometeria a confiabilidade do rádiocontrole.

Para não deixá-lo "na mão", porém, calculamos um oscilador de 27MHz sem cristal que pode não ser tão adequado (pelo que acabamos de expor), mas é utilizável num circuito de rádiocontrole (observe a figura).



Esse circuito faz parte de um projeto de walkie-talkie que estamos preparando para publicar na próxima edição; portanto, aguarde esse artigo para conhecer os detalhes do seu projeto.

Quanto à sua idéia de trocar os circú-

tos TTL por CMOS, isso exigiria o re-projeto do Decodificador e do Servo-controle, pois em ambos as etapas que se seguem às portas lógicas drenam uma corrente maior do que os circuitos CMOS podem fornecer. Seria necessário, então, acoplar as saídas das portas às outras etapas através de transistores drivers.

PROJETO DE TRANSMISSOR À VISTA

Venho apelar (...) para que publique um projeto de transmissor para 27MHz, mesmo que de pequena potência. Tenho um amplificador que poderá ser adaptado para o transmissor. Como o amplificador é valvular, o transmissor também deverá ser, e com potência suficiente para excitar o mesmo. Já que sou cadastrado no Dentel, não tenho problema quanto ao uso, até mesmo porque o amplificador possui somente uma válvula 6L6 com po-

tência de saída de 60 W. Para a recepção da faixa, tenho o bom rádio (...) publicado na *Eléctron* Nº 30.

Aloísio Moraes
São Luís - MA

Notável a coincidência. O seu pedido se encaixa exatamente na nossa intenção de publicar, numa das próximas edições, um projeto de transmissor dessa faixa. Ah, sim! Por falar nisso, também iremos lançar em breve um livro sobre transmissores. Aguarde!

ELECTRONS EM ESCASSEZ

Peço por gentileza que me forneçam um projeto que foi publicado na revista nº 8, o *Telescópio*. Eu tenho uma boa coleção da *Eléctron*; a única revista que eu não tenho é exatamente esta. Procurei nas maiores bancas de BH e em várias lojas de revistas, e esta foi a única que não

encontrei. Já escrevi para a *Publikit* (...) mas ela não está mais com essa revista em estoque.

Alanderson H. de Almeida
Belo Horizonte - MG

Não podemos fornecer diretamente os números atrasados, porque a Redação dispõe de apenas um exemplar por edição da *Eléctron*. Mas, conforme comentamos no editorial na edição nº 42, o nosso desejo é centralizar as dúvidas e dificuldades dos leitores, permitindo que eles próprios se auxiliem por nosso intermédio. Portanto, na medida do possível, publicaremos endereços de leitores dispostos a intercambiar revistas e projetos.

SOBRE UM DISCO ÓTICO QUE NÃO É O CD

Sr. Redator, (...) venho solicitar a inclusão na revista de algo que, creio, será de imensa valia para mil outros técnicos reparadores. Em meu dia-a-dia sou mantenedor de duas estações de FM e três de AM, e muito apreciaria a publicação de um disco estroboscópico, seja em forma de encarte ou impresso em uma das páginas da revista (...). No passado, tal disco era comum até mesmo em forma de brinde de firmas de Eletrônica. Hoje, os técnicos mais novos não sabem sequer do que se trata (...).

Uriel Coutinho
Recife - PE

Achamos a sua sugestão tão interessante que vamos publicar, na próxima edição, um disco estroboscópico. A respeito desse tipo de "auxílio" prestado aos leitores, outras informações básicas (códigos de cores, pinagens, etc.) serão progressivamente adicionadas à seção de Convenções, em todas as nossas edições. E

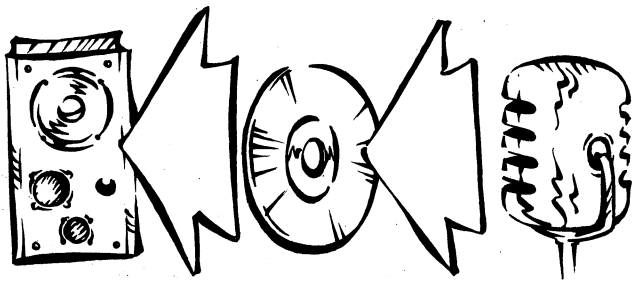
CORREÇÃO DA EDIÇÃO Nº 42

Pois é, não dá para se mudar tudo de uma vez. E, assim, a ilustração técnica da *Eléctron*, como é preparada depois da redação, teve que esperar duas edições para acompanhar as outras transformações e ficar um pouco mais livre dos erros. As correções das figuras são as seguintes:

- Na fig. 18 de "Conversores A/D e D/A" (pág. 27), a legenda correta é: "Tensão gerada pelo conversor D/A de aproximação sucessiva".
- Na fig. 2 de "Automação Industrial" (pág. 32), a legenda correta é: "Aplicação dedicada de um robô".
- Na fig. 7 de "Bongô Eletrônico" (pág. 38), os pinos de P₁ e P₂ que são ligados à placa estão com fios de curto entre eles. Remova esses fios ou não será possível ajustar o timbre!
- Na fig. 7 de "O PC e os Seus Usos" (pág. 65), o conector de cima é o Centronics e o de baixo é o tipo D.

Os erros de texto são estes:

- Na segunda capa, o nome certo do terceiro Circuito Básico é Oscilador Colpitts.
- O tópico "O Conversor D/A" em "Conversores D/A" (pág. 25), na verdade, é "O Conversor A/D".
- Em "Testador Econômico de Componentes" (pág. 41), a definição de hFE é "fator de amplificação de corrente".



CONVERSÃO A/D E D/A EM ÁUDIO

Uma introdução aos "mistérios" da gravação digital e as tecnologias de conversores usadas hoje no sistema Compact Disc

Ao longo da história do desenvolvimento do Áudio, os equipamentos de reprodução sonora têm se tornando cada vez mais perfeitos. Mas chegou-se rapidamente a um grau de avanço tal que as técnicas de gravação e reprodução começaram a evidenciar a sua imperfeição frente à qualidade alcançada pelo resto dos componentes dos sistemas de som. E, como se sabe, a qualidade de som que um sistema pode alcançar é determinada pelo mais fraco dos seus componentes.

Foi assim que novos meios de gravação foram sendo pesquisados. O objetivo básico da pesquisa era achar um sistema que eliminasse o

problema fundamental do processo de gravação, que é a degradação do sinal pelo meio onde ele é gravado. Assim, foram criados os sistemas de gravação digitais.

PRINCÍPIOS DA GRAVAÇÃO DIGITAL

MODULAÇÃO

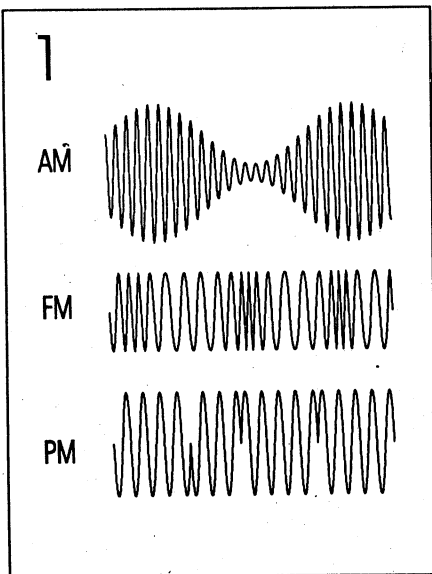
Como o aficionado de Eletrônica deve saber, modulação é um método de codificação de um sinal elétrico, em que um sinal (o sinal da informação) modifica alguma característica de outro (o sinal portador). O resultado é que os sinais de informação (no nosso caso, o som) são "transportados" pelo sinal portador, e a frequência do portador pode ser escolhida segundo a conveniência de uso.

Em Telecomunicações são usadas, há muito tempo, a modulação em amplitude (AM), a modulação em frequência (FM) e a modulação em fase (PM), vistas na figura 1. Note que todos esses métodos são do tipo analógico, ou seja, lidam com grandezas contínuas e proporcionais.

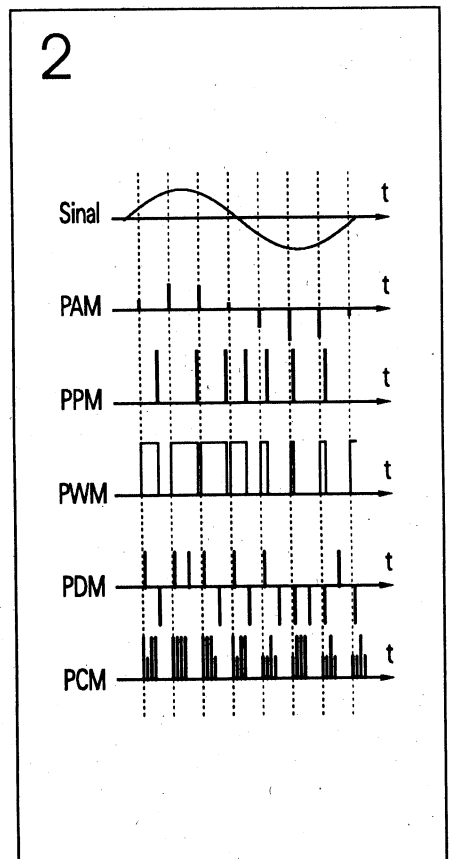
MODULAÇÃO PCM

PCM quer dizer *pulse code modulation*. Traduzindo do inglês: "modu-

lação por código de pulsos". O seu princípio básico é a transformação do sinal da informação em uma sequência constante de pulsos elétricos, cada um dos pulsos representando o nível da onda original no instante em que foi tomado. A esse processo se dá o nome de amostragem (em inglês: *sampling*).



AM, FM e PM



Comparação entre os sistemas de modulação digitais

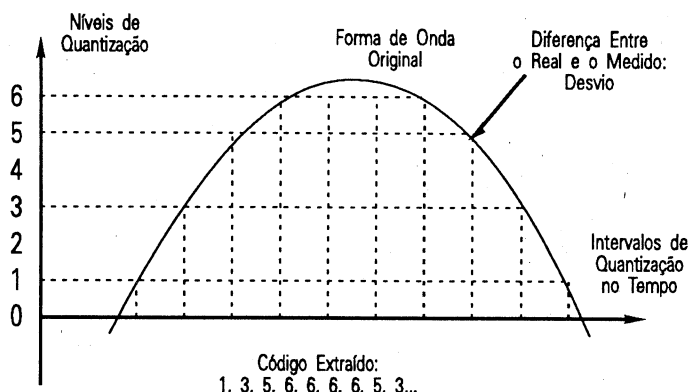
3

decimal	binário
0	0
1	1
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001
10	1010

$(0000000000000000)_2 = (0)_{10}$
 $(1111111111111111)_2 = (65\ 536)_{10}$

Contagem binária

4



Quantização

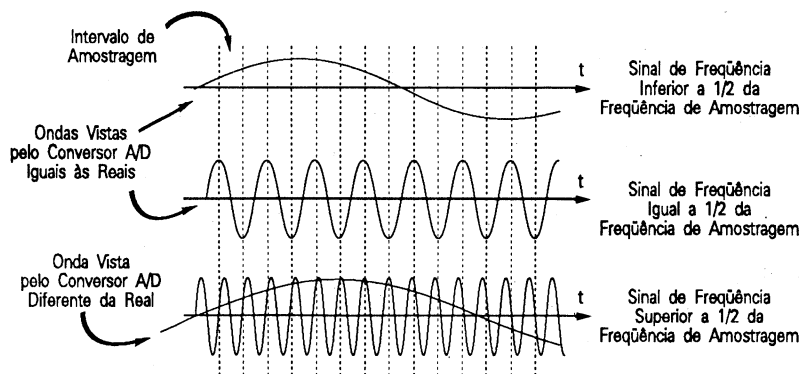
Como se vê na figura 2, há vários meios de transformar a onda original em pulsos: por amplitude (PAM), por fase (PPM), por largura (PWM), por densidade (PDM) e por código (PCM), sendo este último o método que nos interessa, já que é o mais comum. No PCM, cada pulso modulado (chamado de amostra) é gravado na forma de um número que representa o valor da medição do sinal original. Daí vem o fato do método PCM ser chamado de digital (isto é, numérico).

Se a seqüência de amostras for lida na mesma velocidade em que foi gravada, e cada uma das amostras traduzida de volta no nível correspondente, teremos o sinal original. Isso significa que um método de gravação digital exige um conversor A/D (analógico/digital) para gravar e um conversor D/A (digital/analógico) para reproduzir, além do gravador.

QUANTIZAÇÃO

Os números manipulados pelo método PCM estão na notação binária (fig. 3). Na contagem binária são necessários apenas dois algarismos

5



O Limite de Nyquist

("bits") para representar todos os números: zero e um. Isso facilita a gravação e a leitura, já que um algarismo pode ser representado pela presença de sinal e o outro pela ausência — sem meios-termos. O número completo é formado por uma quantidade constante de algarismos, conhecida como comprimento da palavra.

Um dos fatores que determinam a qualidade de um sistema PCM é a quantidade de níveis diferentes que podem ser medidos na amostragem, entre o valor máximo e o mínimo. Isso porque, se o valor exato do sinal original não puder ser registrado, o conversor irá registrar o valor mais próximo do real, gerando um pequeno desvio (fig. 4). Por outro lado, se houver mais valores possí-

veis, naturalmente os números extraídos serão maiores e terão mais algarismos. Assim, na gravação digital é necessário assumir um compromisso entre a precisão dos dados e o espaço disponível para gravá-los.

O Compact Disc usa um comprimento de palavra de 16 bits (com os quais pode-se contar até 65 536), o que resulta numa faixa dinâmica (diferença entre os níveis mais baixo e mais alto que podem ser gravados) de cerca de 90dB.

TAXA DE AMOSTRAGEM

A taxa de amostragem é a frequência na qual as amostras são tiradas do sinal original. Ela determina a precisão do sistema em outro aspecto: a largura de faixa.

Largura de faixa é o conjunto das frequências que o sistema pode manipular. É evidente que um bom gravador de áudio deve ser capaz de gravar e reproduzir sons de todas as frequências que podemos ouvir. O ouvido humano capta sons de (em média) 20 Hz a 20kHz, e portanto esta é a largura de faixa normalmente considerada padrão para a gravação de som em Alta-Fidelidade.

Por outro lado, se observarmos a figura 4 veremos que um som só pode ser codificado em PCM se tiver até metade da frequência de amostragem, pois só assim ambos os se-

miciclos da onda podem ser captados pelo conversor. Além dessa frequência, os sons são convertidos em pontos defasados da onda, criando ruídos audíveis em frequências menores (ruídos de "batimento" ou de "intermodulação"). Essa exigência é conhecida como "limite de Nyquist". Observe a figura 5, que mostra o erro de codificação de uma onda mais rápida que a amostragem.

Chegamos assim a três conclusões:

- Devido ao problema de espaço já citado, a frequência de amostragem tem que ser a menor possível.
- Mas, como vimos, essa frequência tem de ser o dobro da máxima frequência audível, acrescida de uma pequena margem de segurança.
- Também, as frequências acima da máxima frequência gravada devem ser rigorosamente filtradas, para evitar a geração de ruídos audíveis.

No Compact Disc a taxa de amostragem para a gravação é de 44,1kHz. Nos sistemas profissionais e no DAT usa-se uma frequência de 48kHz. Na transmissão de som de televisão por satélite, é corrente uma amostragem de 32kHz.

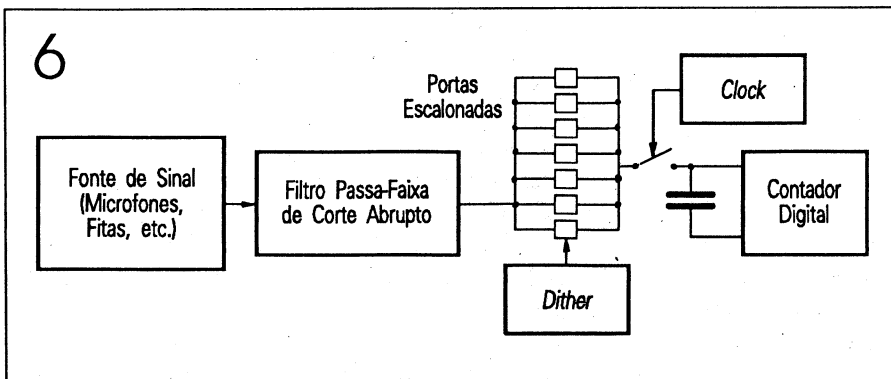
A GRAVAÇÃO NA PRÁTICA

As primeiras gravações digitais foram feitas no Japão, no fim dos anos 60, e a tecnologia usada era uma va-

riação dos gravadores de fitas de vídeo de cabeça rotativa. Posteriormente foram criados equipamentos específicos para estúdios, que logo foram empregados na gravação de LPs de música clássica de altíssima qualidade. Esse tipo de equipamento foi, finalmente, aplicado na produção dos CDs (conforme visto no artigo da edição anterior).

As etapas que compõem uma cadeia de gravação digital são as seguintes (acompanhe a fig. 6):

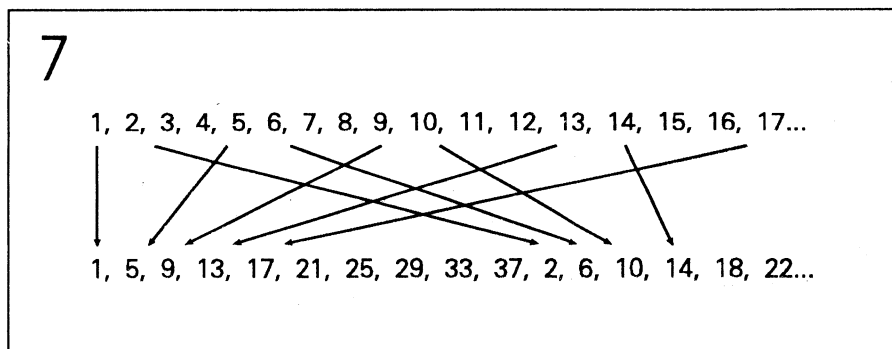
- Após a mixagem dos microfones ao vivo (ou leitura do sinal previamente gravado em fitas analógicas), o sinal sonoro recebe uma filtragem que bloqueia abruptamente todas as frequências acima do limite do sistema. Frequências infra-sônicas também são removidas, para evitar o registro de tensões elétricas não relacionadas com a música. Afinal, o sistema digital pode gravar qualquer frequência para baixo até o nível DC (zero hertz).
- Um conjunto de "portas" elétricas responde à tensão do sinal de entrada, gerando uma tensão combinada que representa o pulso modulado. Cada "porta" corresponde a um dígito no número binário e responde ao dobro da tensão da anterior.
- Infelizmente, a "porta" menos significativa (a que responde ao menor valor) é "indecisa". Quando a voltagem medida é mais fraca que a da "porta", ela pode ficar abrindo e fechando de maneira inconsistente, produzindo assim um chamado ruído de quantização. Para evitar esse inconveniente, antes da filtragem descrita acima, um tom de ruído controlado (*dither*) é adicionado ao sinal a ser convertido, de modo tal que a "porta" do dígito menos significativo permaneça ativada constantemente. Isto é: o *dither* pode ser considerado um equivalente digital do *bias*, tão conhecido de to-



Processo de conversão A/D

dos os que fazem gravações em fita magnética.

- O sinal resultante da soma dos sinais das "portas" de entrada passa para o circuito conversor propriamente dito, em intervalos constantes que correspondem ao período de amostragem. Isso é feito por uma chave eletrônica controlada por um oscilador de precisão a quartzo.



Inter-estratificação

- O sinal chaveado carrega um capacitor. A duração da descarga desse capacitor é proporcional à tensão que ele recebeu das "portas" de entrada.
- Há dois meios de se medir a descarga do capacitor. O mais conhecido é o da **aproximação sucessiva**, em que a tensão do capacitor é comparada com uma tensão de referência por um circuito comparador. Cada vez que ocorre o batimento dessa tensão variável com a referência para cada dígito, ele é registrado como "um"; senão, ele é registrado como "zero" e o comparador passa para o dígito seguinte, até acabar de gerar o número binário. (Observe que um conversor de 16 bits, por exemplo, tem que fazer 16 comparações seguidas em um intervalo de apenas 1/48 000 de segundo, o que dá uma idéia da fabulosa precisão requerida.)
- O outro método é o **conversor integrado**, que simplesmente mede o tempo total da descarga do capacitor. Este circuito, portanto, deve ser capaz de discriminar uma fração de tempo de 1/65 536 de 1/48 000 de segundo, o que dá uma frequência de referência incrivelmente alta: 3,1GHz (gigahertz)! Como nenhum conversor é tão rápido, emprega-se geralmente um circuito duplo, em que o primeiro ramo calcula os primeiros 8 dígitos binários e o segundo, 256 vezes mais rápido, calcula os outros 8.

- O resultado da conversão é registrado na forma **serial** (um sinal único e contínuo, contendo um bit em seguida do outro). Para combinar num sinal único os vários sinais obtidos pelos conversores, estes são intercalados e adicionados de bits "marcadores" dos inícios e fins dos blocos de dados. Da mesma forma, as amostras do canal esquerdo e do direito são registradas alternadamente, sem que haja perda de informação. Esse processo é denominado **multiplexação**.
- Em seguida, a seqüência de dados é "embaralhada". O "embaralhamento" usado no CD (fig. 7) é conhecido como CIRC (*Cross-Interleaved Reed Solomon Code*). Ou, em termos mais claros, **inter-estratificação**. Nesse processo, os dígitos binários são trocados de posição segundo uma regra fixa, de modo que nunca ficam dois dígitos adjacentes lado a lado. Como resultado, se houver perda de dados ela não pode afetar o número completo, e assim um circuito no conversor D/A pode não só detectar as falhas como corrigi-las.
- Há ainda outros "truques" no registro dos dados, tais como a adição de dados de **paridade** (um método de detecção de erro muito usado em comunicações digitais).
- Finalmente, o sinal codificado recebe os **subcódigos**, que são os dados adicionais de tempo, indexação das faixas e outros.

A CONVERSÃO D/A

Para a conversão D/A, o sinal é primeiramente lido pelos meios apropriados (raio *laser* para o CD e cabeça magnética para as fitas digitais), e depois passa pelas seguintes etapas de demodulação:

- Inicialmente, o sinal é **desestratificado** e passa por um circuito de **detecção e correção de erros**, o qual se encarrega de repor os dados perdidos. Esse circuito varia bastante de um modelo de equipamento para outro, pois alguns usam circuitos sofisticados com muitas amostras de previsão de dados à frente, e outros usam circuitos mais simples e menos tolerantes aos erros de leitura.
- O mecanismo de leitura dos dados é, na verdade, um **servomecanismo**. As oscilações de velocidade (*wow & flutter*) são eliminadas liberando-se os dados para o conversor D/A em intervalos controlados. A razão à qual os dados são lidos é comparada constantemente com uma frequência fundamental gerada por um oscilador a quartzo. Assim, um excesso de velocidade do mecanismo de leitura gerará um comando para reduzi-la, e vice-versa.
- O sinal é, então, **demultiplexado** (os canais são separados), convertido e filtrado para a eliminação do ruído de requantização de alta frequência (ver adiante).

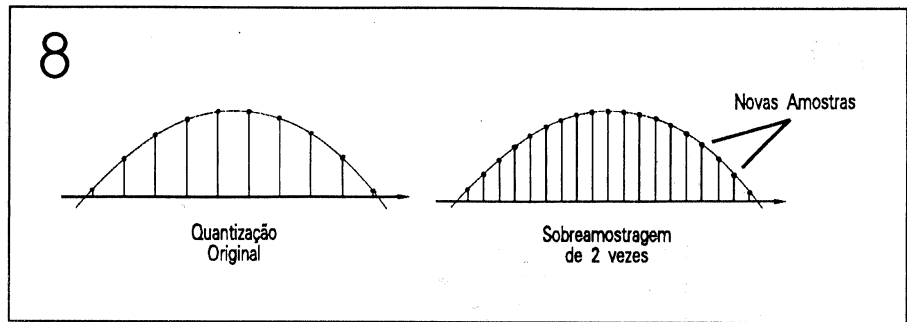
Veremos a seguir que as possibilidades de métodos de conversão D/A são tão numerosas como complexas. As grandes indústrias eletrônicas de hoje investem maciçamente neste campo, já que a qualidade dos conversores é a única coisa que limita a qualidade da reprodução em relação ao som originalmente gravado.

Vimos há pouco que, como a precisão da conversão não é absoluta, sempre há desvios do sinal gravado em relação ao pretendido. Esses desvios são chamados de erros de **quantização** (quando criados pelo conversor A/D) ou **erros de re-quantização** (quando criados pelo conversor D/A). Por isso, o sinal digital gravado no disco ou fita não é passado "cru" para o conversor D/A. Primeiro, ele passa pelo **filtro digital**, que procura diminuir os erros de quantização com a **sobreamostragem**, a **interpolação**, a **modulação de ruído** e outras técnicas que veremos agora.

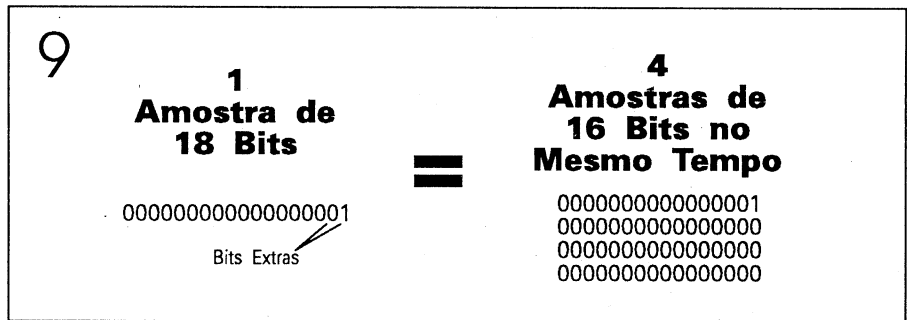
CONVERSORES MULTIBIT

O processo de conversão A/D aqui descrito é chamado de **escalonado**, pois o sinal analógico é convertido por meio de "portas" de tensão com pesos diferentes, de acordo com os dígitos binários que elas geram. Similarmente, a conversão D/A pode empregar um outro conjunto de "portas", desta vez abertas e fechadas de acordo com o número ditado pela amostra, e os circuitos deste tipo são chamados de **multibit**. A maioria absoluta dos CD *players* existentes usa conversores multibit, e alguns deles possuem dois ou mais conversores em paralelo para aumentar a precisão.

Em seguida ao conversor D/A multibit, o sinal analógico passa por um filtro passa-baixas para a remoção do ruído de requantização, também similarmente ao processo de conversão A/D. Infelizmente, este filtro produz inevitavelmente uma distor-



Sobreamostragem



Noise shaping em amplitude

ção por rotação de fase (atraso) no sinal, especialmente nas altas frequências.

Embora o comprimento da palavra digital usada no CD e outros sistemas seja de 16 bits, há filtros digitais e conversores de 16, 18 e 20 bits. Os bits extras tornam a forma de onda do sinal analógico mais precisa, porque o número possível de degraus de tensão torna-se maior. Como o sinal original tem sempre 16 bits, os adicionais são criados pelo equipamento durante a **sobreamostragem**.

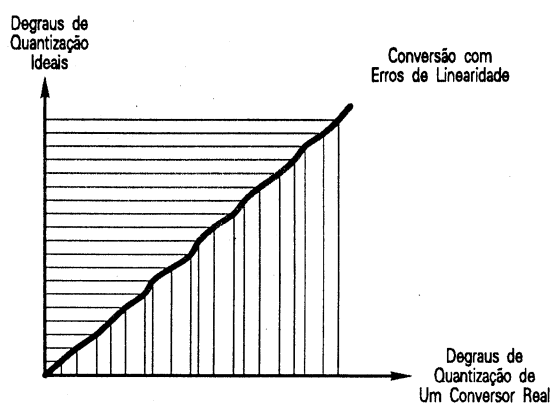
A sobreamostragem (em inglês, *oversampling*) se resume em multiplicar artificialmente o número das amostras, aumentando assim a precisão da conversão para as altas frequências (fig. 8). O *oversampling* é obtido por uma operação matemática (a **interpolação**), que calcula uma amostra extra com base no valor das amostras vizinhas. As amostras extras simulam uma taxa de amostragem maior, que na prática não aumentam "milagrosamente" a faixa dinâmica do material gravado, mas levam o ruído de requantização pa-

ra uma região bem distante da faixa audível, ou seja, multiplicam a frequência do ruído. Isso propicia o emprego de filtros mais "suaves", com menor rotação de fase nas frequências altas.

Embora o processo de sobreamostragem do filtro digital sempre gere bits a mais, eles normalmente são descartados, a não ser que o conversor aceite a informação criada pelos bits "extras". Isso pode acontecer de duas maneiras: ou se usa um conversor de maior número de bits, como já foi dito, ou se coloca um circuito de **modulação de ruído**.

A modulação de ruído (*noise shaping*) é um método usado para permitir a entrada no conversor da informação criada pelos bits adicionais, evitando que ela seja desperdiçada. Em termos simples, o circuito *noise shaper* envia ao conversor sobreamostras calculadas de maneira tal que a sua média seja o valor fracionário pretendido. Por exemplo, para comunicar uma amostra valendo 0,25 (1/4), o *noise shaper* envia quatro amostras: três valendo 0

10



O problema da linearidade na conversão escalonada

e uma valendo 1 (fig. 9). É claro que, se o conversor e o filtro forem da mesma categoria de bits, o *noise shaper* não é necessário, e o ruído de requantização é ainda menor. Conversores deste tipo produzem ruídos de fundo de até -110dB .

DEFICIÊNCIAS DA TÉCNICA MULTIBIT

É evidente que, se apenas um dos 65 536 níveis de amplitude gerados pelo conversor multibit não for exatamente o esperado, todo som que contiver aquele nível será comprometido. Isso é falta de linearidade (fig. 10).

A amplitude do sinal sonoro é compreendida entre um valor negativo e um positivo. Se os níveis mais próximos de zero (menos significativos) gerados pelo conversor não estiverem muito bem ajustados, os sinais fracos terão uma deformação audível. Portanto, um bom conversor deve ter uma precisão de amplitude maior que um intervalo de nível de quantização: uma parte em 65 536 para os de 16 bits, uma parte em 262 144 para os de 18 bits, e assim por diante (fig. 10). Essa precisão é difícil de alcançar, pois exige

ajuste de componentes a *laser*, potenciômetros especiais, redes divisoras de corrente segmentadas, canceladores de desvios e outras complicações técnicas suscetíveis à temperatura, à idade e às condições de fabricação.

Os amplificadores diferenciais usados na remoção dos ruídos de chaveamento e na filtragem posterior produzem a chamada *distorção de slew-rate*, quando mudanças de tensão súbitas (transientes) na entrada do amplificador contêm frequências além da sua faixa de operação, causando *distorção* nos sinais que possuem simultaneamente grandes amplitudes e altas frequências.

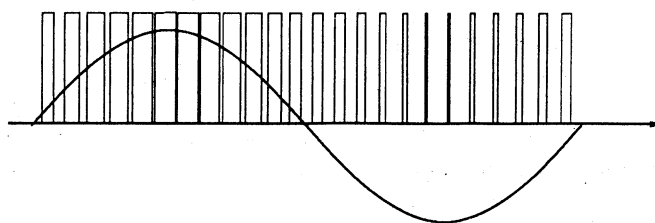
Outro problema igualmente preocupante é o *glitch*. O *glitch* ocorre quando as "portas" de corrente acionadas não se abrem ao mesmo tempo, e como resultado o sinal da porta atrasada vai se acumular ao sinal seguinte, criando um *transiente* (pico súbito de ruído). O pior *glitch* possível (e também o mais comum) ocorre durante a passagem pelo zero e é chamado de *distorção de crossover*, na qual o chaveamento do bit mais significativo (que define a passagem pelo zero) afeta subitamente o valor da corrente no instante em que ela cruza o zero. O resultado é uma *distorção* audível nos sinais de níveis fracos.

CONVERSORES DE UM BIT

Para tentar evitar esses problemas, os laboratórios criaram outras duas técnicas de conversão. Uma delas é a *modulação por largura de pulso* (PWM, também chamada PLM), e a outra é a *modulação por densidade de pulsos* (PDM).

Em vez de produzir um número enorme de valores de corrente discretos, o sistema de um bit gera um fluxo constante de sinais de uma amplitude só, que são integrados por um filtro analógico para formar a corrente de saída. No PWM cada pulso tem a duração proporcional ao nível da amostra (fig. 11), e no PDM o pulso tem duração constante e só pode ser positivo ou negativo;

11



PWM

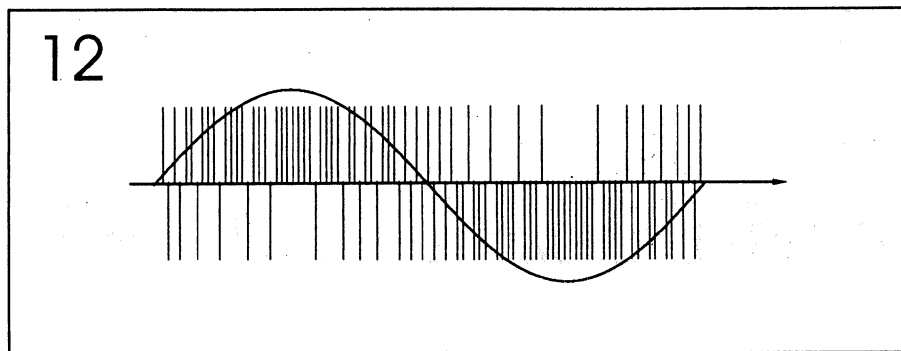
a proporção de pulsos negativos e positivos num espaço de tempo determina o valor da saída (fig. 12).

PWM

A idéia básica do PWM é transformar uma amostra não em uma corrente de amplitude proporcional como no multibit, mas sim em um pulso de duração proporcional, de modo tal que o valor máximo da amostra corresponda ao estado "todo o tempo ligado" e o nível zero ao estado "todo o tempo desligado". Os níveis intermediários são durações de pulso intermediárias, cujos inícios e fins são sincronizados com pulsos vindos de uma fonte constante (oscilador de *clock*), eliminando de uma vez só os problemas da linearidade, dos transientes e do *glitch*.

Como há 65 536 níveis possíveis para uma palavra digital de 16 bits, num sistema PWM puro cada pulso correspondente a uma amostra deveria, idealmente, poder ter um dentre 65 536 comprimentos diferentes, e cada amostra duraria portanto 65 536 pulsos do *clock*. Mas, se a amostragem de um CD ocorre a uma taxa de 44,1 kHz, então deveríamos ter um *clock* de 2,98 GHz (gigahertz), uma frequência inconcebível para os *chips* conversores de hoje. É o mesmo problema encontrado na conversão A/D integral (por medição direta do tempo de descarga), comentada anteriormente.

Por causa dessa limitação, os conversores usam uma técnica de modulação de ruído conhecida como compressão de bits para gerar amostras com base de tempo razoável. O sinal digital é sobreamostrado e transformado em sinais PWM com apenas uma duração dentre 11 possíveis (ou 7, dependendo do modelo do conversor). Esses pulsos são controlados por um *noise shaper* destinado a cancelar os erros de quantização no tempo, similarmente ao



PDM

noise shaper usado no sistema multibit, que cancela os erros de quantização em amplitude. Esse *noise shaper* é conhecido como MASH (*Multi-stage noise SHaping*), pois trabalha em múltiplos estágios. O resultado é um ruído audível menor que -120dB!

Visto que o sinal digital convertido pelo MASH não pode ter todos os intervalos de tempo possíveis pela amostra, esta técnica não pode ser considerada a rigor como uma conversão de 1 bit legítima, mas sim como de "3 bits e meio" para um conversor de 11 valores (ou de 3 bits para o conversor de 7 valores). A frequência de amostragem final de um demodulador PWM como o descrito acaba sendo de aproximadamente 33MHz (ou 45MHz para o de 7 valores), permitindo a sincronização do início e do fim dos pulsos em um circuito integrado específico. O circuito de 33MHz é usado pela Matsushita, Onkyo, Sansui e várias outras fábricas japonesas, enquanto que o de 45MHz é propriedade da Sony.

PDM

A modulação PDM é mais conhecida como *bitstream* (marca registrada da Philips), e é uma conversão de um bit autêntica.

O conversor recebe um sinal com sobreamostragem total de 256 vezes, composto de "uns e zeros" aci-

ma e abaixo da tensão de referência digital, gerados em uma frequência fixa (11,2896 MHz). O circuito gera uma tensão ascendente quando recebe um "um" ou uma descendente quando gera um "zero", a partir do nível já existente. Um circuito de detecção determina se o próximo bit será "zero" ou "um" (subir ou descer), de acordo com a referência fornecida por um interpolador, criando assim uma forma de onda em "zig-zague" que tende a seguir a ideal. Se a tendência da onda é subir, a quantidade de "uns" é maior que a de "zeros" em um intervalo de tempo (e vice-versa); o "silêncio digital" (nenhum dado) é traduzido como uma seqüência de zeros e uns alternados. Daí a denominação "por densidade de pulsos".

Não há absolutamente nenhum erro de linearidade nem distorção de sinais fracos neste circuito, pois o PDM (assim como o PWM) dispensa referências escalonadas, seja em tempo ou em amplitude, e a precisão só depende da regulagem correta da rampa de descida e subida da tensão criada pelo conversor (que é constante e independente do valor numérico da amostra).

No PDM, assim como no PWM, também não existem os transientes de chaveamento típicos do multibit. O *noise shaping* (deslocamento do ruído de quantização para fora da faixa de áudio) é superior ao do sistema PWM, permitindo uma relação sinal/ruído ainda mas alta. E



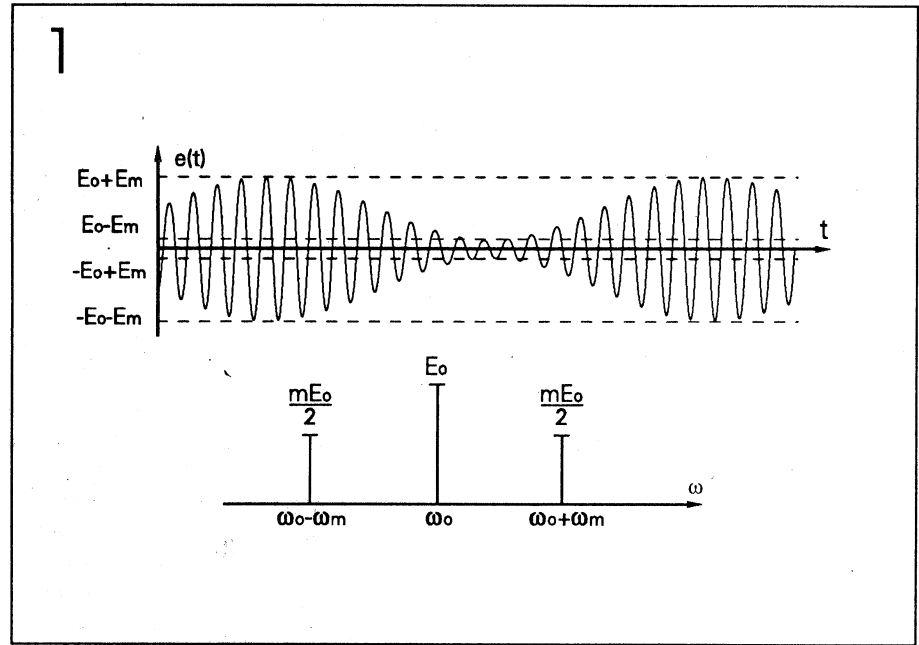
MODULAÇÃO AM-DSB/SC, AM-SSB E AM-VSB

Conforme muitos leitores já sabem e tiveram oportunidade de ver na revista *Elétron* 43, a modulação em amplitude (AM) é uma técnica de radiotransmissão muito usada nos dias de hoje. Quem já não escutou um rádio AM? Pois bem, como tudo que se fez um dia, a modulação AM também sofreu várias modificações e melhoramentos a fim de se torná-la mais potente e mais prática. Nestas tentativas de melhoramento, surgiram vários métodos de modulação: em amplitude com portadora suprimida, com banda lateral única e com banda lateral vestigial. Acompanhe agora este artigo, que traz os métodos de obtenção destes tipos de modulação.

MODULAÇÃO AM-DSB/SC

Na modulação AM-DSB (*amplitude modulation/double side band* ou amplitude modulada de dupla banda lateral), o sinal transmitido apresenta três componentes básicos; a portadora (sinal de frequência alta) e duas bandas laterais, que são as regiões que carregam o sinal que se deseja transmitir (sinal modulante). Na figura 1 temos a forma de onda do AM-DSB e seu espectro de amplitudes.

Em uma análise crítica do AM-DSB podemos notar que há um grande desperdício de potência na transmissão, pois a portadora contém 67% da potência total do sinal e, como ela não carrega informação (a informação está toda nas duas bandas laterais), a informação que efetivamente é transmitida ocupa ape-



Forma de onda e espectro de amplitude do AM-DSB

nas um terço da potência total. Em outras palavras: se montamos um transmissor AM-DSB de 100kW de potência, enviamos só 33kW de informação.

Foi pensando nisso que os pesquisadores chegaram à modulação AM-DSB/SC (*amplitude modulation/double side band/suppressed carrier*), isto é, modulação em amplitude de dupla faixa lateral e portadora suprimida.

Resumindo, para transmitirmos um sinal de áudio (sinal de áudio é, simplificada, todo aquele com frequência entre 20 Hz e 20kHz), precisamos que ele seja transmitido com uma frequência bem maior do que a normal, e para isso usamos uma portadora cuja frequência está

bem acima da frequência do sinal de áudio. A obtenção do sinal de AM-DSB/SC parte do princípio que duas ondas cossenóides, quando multiplicadas entre si, geram um outro par de ondas, sendo que a frequência de uma é a soma das frequências das duas cossenóides originais e a da outra tem como frequência a diferença entre as duas originais.

Em termos matemáticos, se a portadora tiver a fórmula:

$$e_o(t) = E_o \cos \omega_o t \quad (1)$$

e o sinal modulante tiver a fórmula:

$$e_m(t) = E_m \cos \omega_m t \quad (2)$$

quando multiplicarmos um sinal pelo outro,

$$e(t) = k e_o(t) \cdot e_m(t) \quad (3)$$

(k é uma constante matemática imposta pelo circuito modulador) Temos assim:

$$e(t) = k E_o \cos \omega_o t \cdot E_m \cos \omega_m t \quad (4)$$

ou, representando de outra forma:

$$e(t) = k E_o E_m \cos \omega_o t \cdot \cos \omega_m t \quad (5)$$

Sabemos, porém, que na multiplicação de dois cossenos, temos:

$$\begin{aligned} A \cos a \cdot B \cos b &= AB/2 \\ \cos(a+b) + AB/2 \cos(a-b) \end{aligned} \quad (6)$$

Substituindo a equação 4 na equação 6, teremos então:

$$e(t) = k E_m E_o / 2 \cos(\omega_o + \omega_m)t + k E_m E_o / 2 \cos(\omega_o - \omega_m)t \quad (7)$$

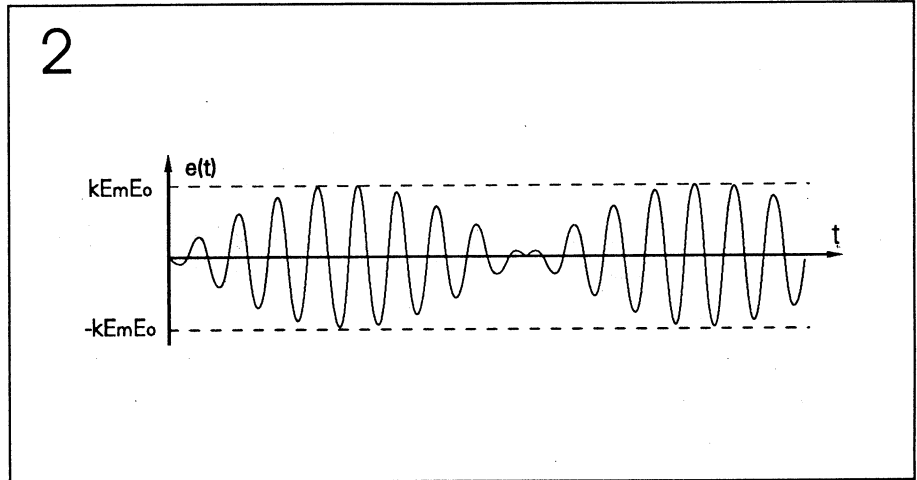
A equação 7 é a expressão do sinal modulado em AM-DSB/SC.

Como podemos observar, o sinal tem apenas duas componentes (as bandas laterais), e não existe um sinal de portadora que se caracteriza pelo termo $\cos \omega_o t$, já que o AM-DSB/SC é justamente uma modulação de portadora suprimida.

A potência transmitida do sinal AM-DSB/SC agora está toda contida nas bandas laterais, onde cada uma carrega 50% da potência total. A figura 2 mostra a forma de onda gerada pelo AM-DSB/SC.

De acordo com a forma de onda mostrada na figura 2, podemos extrair o espectro de amplitudes do AM-DSB/SC, mostrado na figura 3.

Vamos, então, concluir sobre algu-



Forma de onda do AM-DSB/SC

mas particularidades do AM-DSB/SC. Observemos que o sinal se assemelha ao AM-DSB com um índice de modulação de 100% ($m=1$), onde o sinal de informação cruza o eixo dos tempos. Isso é natural, pois se não temos portadora no AM-DSB/SC, quando o sinal informação for zero [$e_m(t)=0$], o sinal transmitido também será zero; deve-se observar que, quando qualquer um dos sinais passa por zero, a saída também é zero, pois o AM-DSB/SC é obtido através do produto entre a portadora e a modulante (e, em uma multiplicação, quando um dos termos é zero, o resultado também é zero). Isto é,

$$e(t) = e_m(t) + e_o(t)$$

quando,

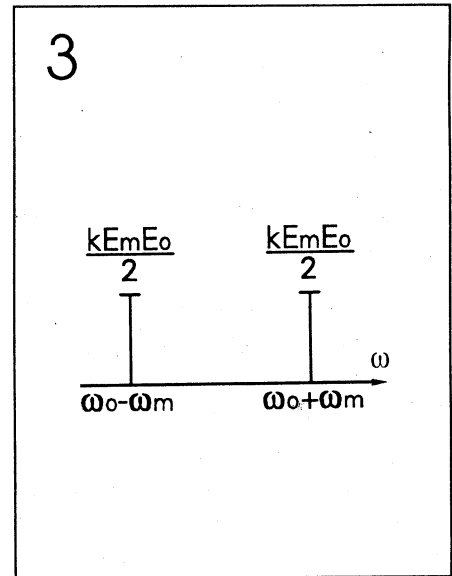
$$e_m(t) = 0, \quad e(t) = 0 \cdot e_o(t) = e(t) = 0;$$

quando

$$e_o(t) = 0, \quad e(t) = e_m(t) \cdot 0 = e(t) = 0.$$

Outra particularidade do AM-DSB/SC é a inversão da fase do sinal modulado quando este passa pelo zero. Pode-se observar na figura 4 o detalhe desta inversão.

Matematicamente, podemos prever a inversão da fase analisando a expressão do sinal modulado:

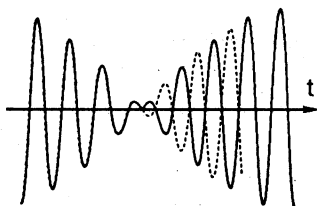


Espectro de amplitude do AM-DSB/SC

$$e(t) = k E_m E_o \cos \omega_o t \cdot \cos \omega_m t$$

A portadora ora está no semiciclo positivo, ora no negativo; porém, ela passa por eles muito mais vezes que a modulante. Portanto, quando a modulante está no semiciclo positivo, temos o sinal da portadora com certa fase. Quando a modulante passa para o semiciclo negativo, o $\cos \omega_m(t)$ passa a ser negativo, defasando o sinal de 180° em relação ao semiciclo anterior (quando a modulante passa para o semiciclo negativo, sua amplitude fica negativa, indicando uma inversão de 180°). Isto, porém, não gera distorção: ao contrário, faz parte da modulação,

4



Inversão da fase do sinal

como foi explicado há pouco. Passaremos agora a descrever alguns circuitos moduladores e demoduladores AM-DSB/SC.

CIRCUITOS MODULADORES

MODULADOR EM PONTE

O circuito modulador em ponte é um circuito que ora permite a passagem do sinal modulante para a saída, ora não permite. O diagrama em blocos da figura 5 mostra o esquema do modulador em ponte, onde a chave que permite a passagem do sinal é controlada pela portadora.

No modulador, a chave é uma ponte de diodos controlada pela portadora. A figura 6 mostra o circuito de um modulador em ponte.

Observe no circuito que, quando a portadora polariza a ponte diretamente, a resistência direta dos diodos é muito baixa; então, o ponto A fica "aterrado", fazendo com que o sinal modulante (informação) seja aterrado e não chegue à saída. Se, por outro lado, a portadora polariza reversamente os diodos da ponte, eles ficam com sua resistência inter-

5

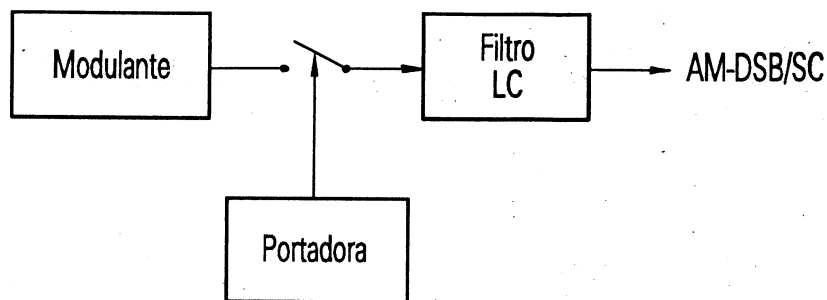
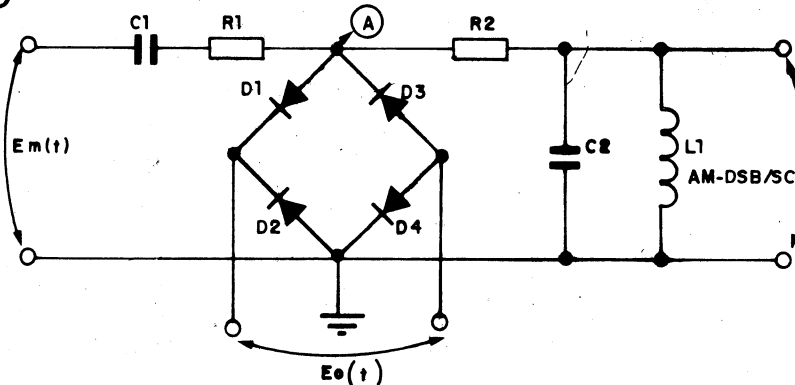


Diagrama em blocos do modulador em ponte

6



Modulador em ponte

na (reversa) muito alta, fazendo a ponte agir como um circuito aberto; portanto, o sinal de informação chega à saída.

O filtro L_1C_2 tem a função de "espelhar" a onda, pois quando se retira a alimentação que havia sido entregue ao filtro, ele tende a "devolver" esta energia, fazendo com que a onda seja "espelhada" ou "rebatida".

Na figura 7 estamos mostrando as diversas formas de onda nos vários pontos do circuito. O resistor R_1 tem a função de não curto-circuitar a fonte de sinal modulante $e_m(t)$ e

o capacitor C_1 desacopla o nível DC proveniente da modulante. Este circuito é muito simples e não precisa de fonte de alimentação.

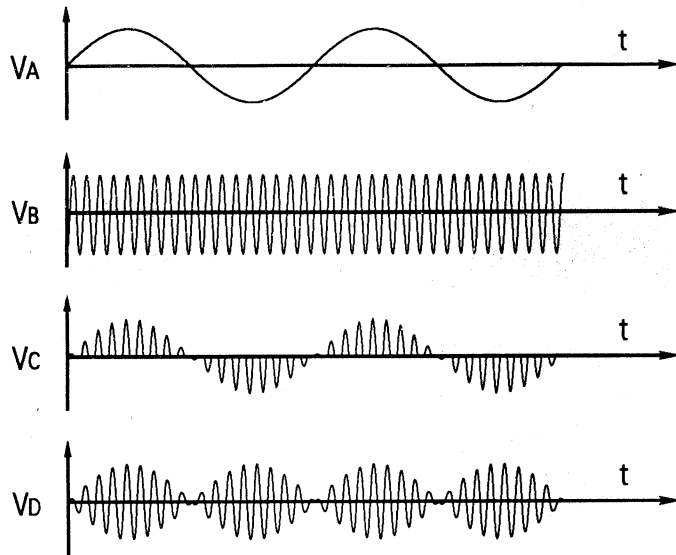
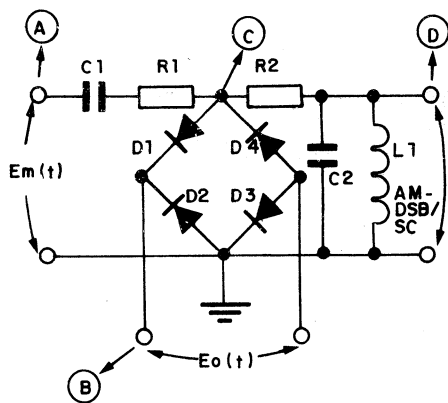
O filtro L_1C_2 também é fácil de calcular. Ele é definido por:

$$f_p = 1/2\pi L_1 C_2$$

onde f_p = frequência da portadora

Porém, observe que os níveis da portadora devem ser relativamente altos para minimizar as distorções, devido à barreira de potencial dos diodos que, para o silício, vale cerca de 0,7 V. Outro problema é que os

7



Formas de onda do circuito modulador em ponte

diodos da fonte devem ser “casados” entre si, pois se não forem, um diodo pode passar do corte para a condução antes dos outros, o que ocasionaria um problema relativamente sério: o aparecimento de um “resíduo de portadora”, ou seja, a portadora que nos interessava retirar reaparece. Para medirmos o quanto de portadora está passando, procede-se da seguinte forma:

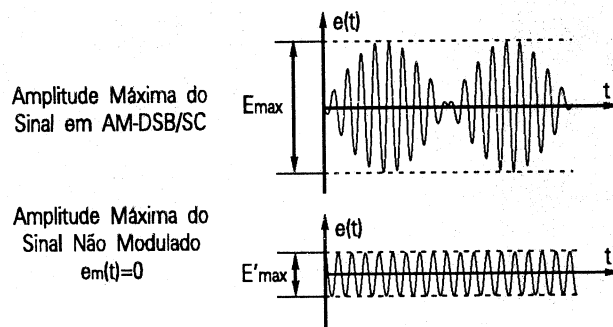
- Mede-se o $E_{m\max}$ (amplitude máxima) do sinal modulado.
- Retira-se a informação (ou seja, faz-se $e_m(t)=0$) e mede-se $E'_{m\max}$ (amplitude máxima sem informação).
- Calcula-se o índice de supressão da portadora, dado pela fórmula:

$$S_o = 20 \log E_{m\max} / E'_{m\max} \text{ [dB]}$$

A figura 8 mostra os passos para a determinação de supressão da portadora. Note que, quanto maior o valor de S_o , melhor é o seu modulador.

Existem outros tipos de moduladores, como o modulador balanceado e o modulador em anel, que são mostrados na figura 9.

8



Cálculo de S_o

O princípio do modulador balanceado é o mesmo do modulador quadrático, que produz um sinal AM-DSB (visto no artigo da edição anterior), com a diferença de que, como os capacitores C_1 e C_2 apresentam uma impedância muito baixa para sinais alternados, temos V_{BE} em Q_1 e Q_2 proporcionais à soma e à diferença entre $e_o(t)$ e $e_m(t)$, ou seja:

$$V_{BEQ1} = e_o(t) + e_m(t)$$

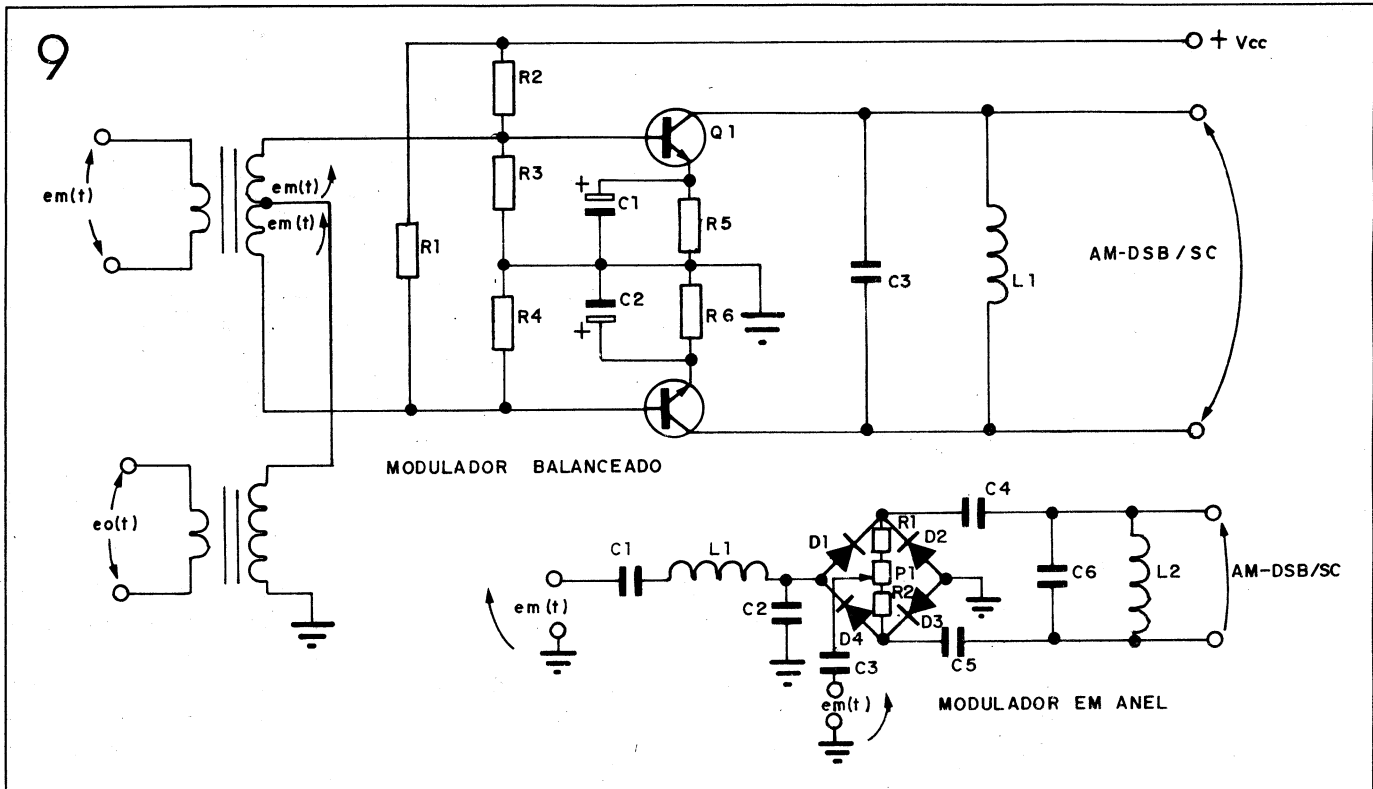
$$V_{BEQ2} = e_o(t) - e_m(t)$$

No circuito modulador em anel, quando a portadora está no semiciclo positivo, os diodos D_1 e D_2 conduzem. Como L_1 para a portadora é um circuito aberto e para a modulante é um curto, temos na saída:

$$e(t) = -e_m(t)$$

Quando a portadora está no semiciclo negativo, agora D_2 e D_4 estão conduzindo, fazendo com que obtenhamos:

$$e(t) = +e_m(t)$$



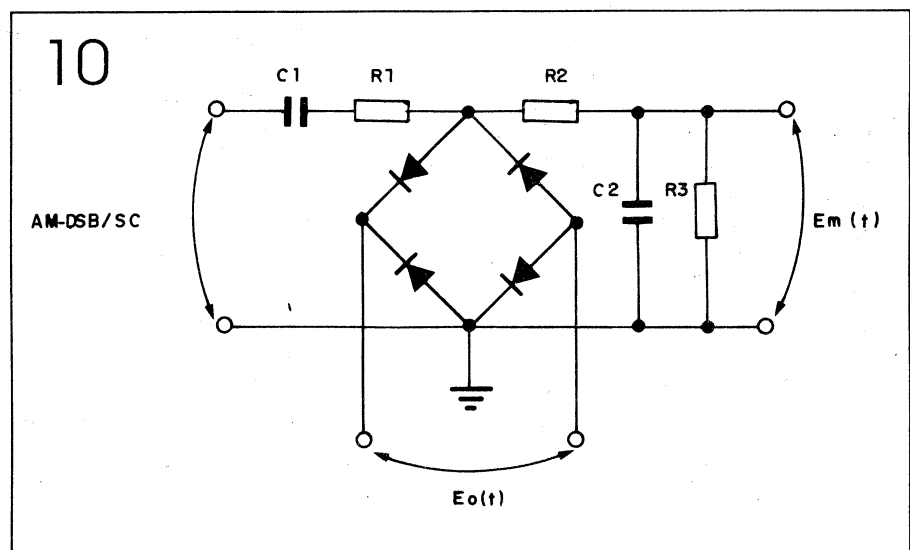
Modulador balanceado e modulador em anel

CIRCUITOS DEMODULADORES

DEMODULADOR EM PONTE

A figura 10 mostra um circuito demodulador em ponte. Se olharmos bem, veremos que este demodulador é semelhante ao modulador em ponte; somente foi trocado o filtro LC pelo filtro RC, formado por R_3 e C_2 , que funciona como passa-baixas e recupera o valor médio do sinal na ponte de diodos. A figura 11 ilustra as formas de onda no circuito demodulador.

É importantíssimo notar a necessidade vital de que a portadora do demodulador esteja na mesma frequência e em fase com a portadora do modulador, pois se isso não ocorrer poderemos ter desde uma simples distorção até a anulação do sinal recebido! Esse "detalhe" torna inviável a utilização do AM-DSB/SC em radiodifusão comercial, porém o conhecimento de seu fun-



Demodulador em ponte

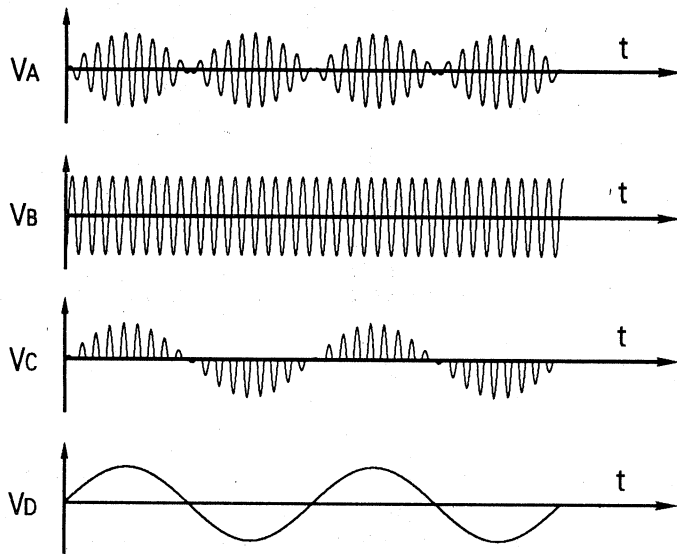
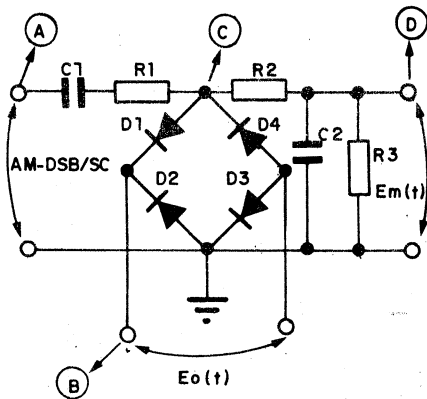
cionamento é importante para a compreensão da modulação SSB, que veremos a seguir.

MODULAÇÃO AM-SSB

Com a necessidade principal de se reduzir o problema da demodula-

ção AM-DSB/SC e "economizar espaço" no espectro de frequências, foram iniciadas pesquisas para a obtenção de um tipo de modulação que, ao invés de duas bandas laterais, fosse permitido apenas com uma banda (sem portadora, é lógico). Para isso foi desenvolvido o sistema AM-SSB (*amplitude modula-*

11



Formas de onda no demodulador em ponte

tion/single side band, modulação em amplitude com banda lateral única).

Foram feitas pesquisas e chegou-se à conclusão que, para termos 99% de inteligibilidade (facilidade de compreensão) em uma conversa, basta que as frequências ouvidas se restrinjam à faixa entre 300 Hz e

4kHz. Se modularmos os sinais entre essas frequências, obteremos o espectro de amplitude da figura 12. A partir disto, selecionamos uma das raia isoladamente, obtendo assim uma única banda. Se selecionarmos a banda superior, teremos o AM-SSB/USB (*upper side band*, banda lateral superior) e, se selecionarmos a banda inferior, teremos o AM-SSB/LSB (*lower side band*, banda lateral inferior).

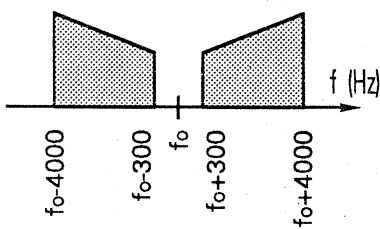
Porém, podemos observar que, para selecionarmos apenas uma banda, devemos ter um filtro com um Q (fator de qualidade ou fator de mérito) tal que se possa atuar em uma faixa de 600 Hz (espaço entre as duas bandas). O que torna a construção desse filtro bastante delicada, sendo indicado para este uso algum tipo de filtro mecânico. Isso torna o sistema mais caro, porém alguns "truques" são usados para eliminar este inconveniente, e assim o SSB é muito utilizado nas comunicações ponto-a-ponto (Radioamadorismo) da Faixa do Cidadão (26,48MHz a

28MHz).

O principal "truque" é "remodular" o sinal AM-DSB, deslocando-o no espectro de frequências. Com isso, abre-se a distância entre as bandas. A figura 13 mostra o diagrama em blocos e os vários espectros de amplitudes nos pontos do circuito.

A demodulação AM-SSB é feita de forma análoga à do AM-DSB/SC, ou seja, reinjeta-se a portadora através de um oscilador local para que esta faça o produto entre o sinal modulado e a portadora reinjetada, passando o resultado por um filtro passa-baixas.

12

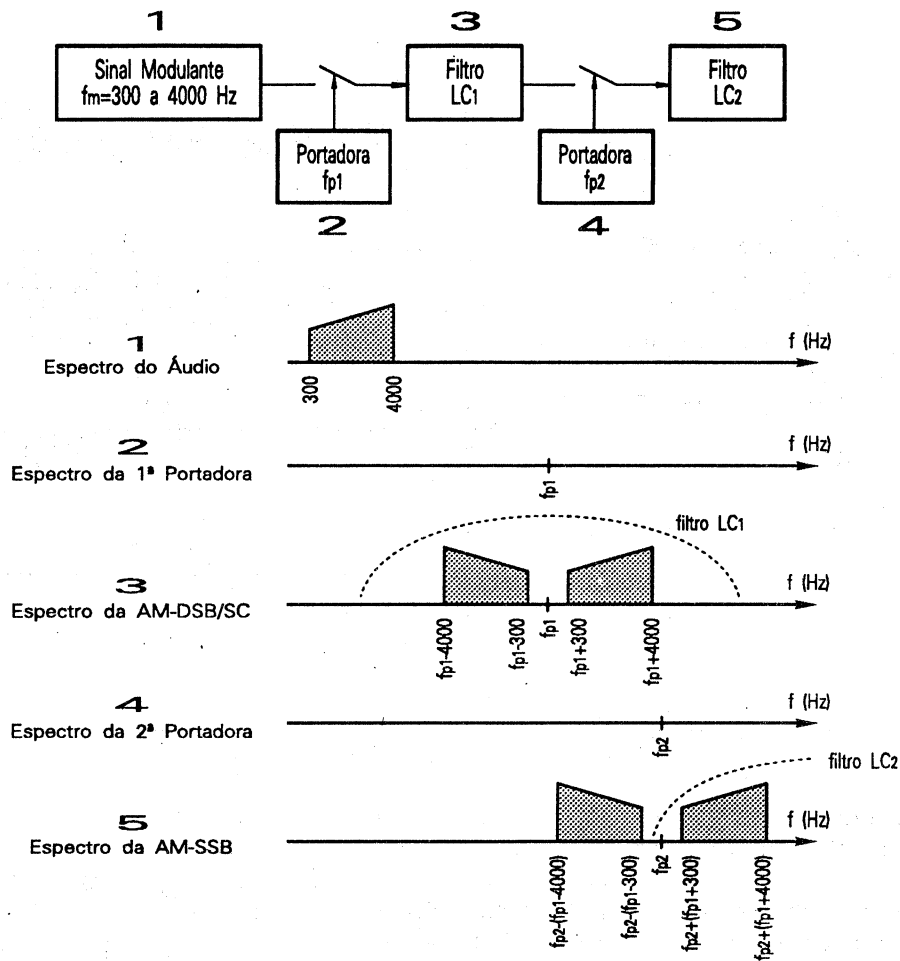


Áudio modulado em AM-DSB/SC

MODULAÇÃO AM-VSB

A AM-VSB (*amplitude modulation/vestigial side band* ou modulação em amplitude com vestígio de banda lateral) é uma tentativa de baratear o custo do AM-SSB. Ao invés de se utilizar um filtro com um corte muito agudo, coloca-se um

13



Espectro de amplitude do SSB

filtro com corte mais suave (e, portanto, mais barato) em simetria com a portadora. Portanto, a obtenção de um AM-VSB é mostrada na figura 14. É importante observar que, em troca da perda de informação na banda superior, o sinal traz consigo um vestígio da banda inferior.

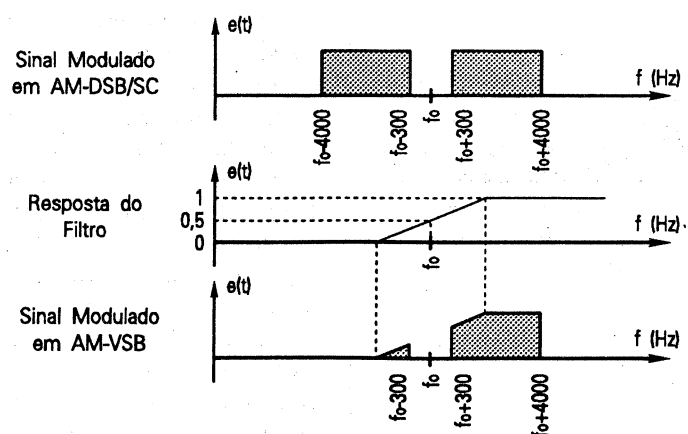
Já que o filtro é simétrico, o que foi perdido na banda superior é idêntico ao vestígio da banda inferior: portanto, não há perda de sinal. Como a demodulação é feita de forma idêntica à AM-DSB/SC, os problemas de fase e sincronismo da portadora reinjetada na demodulação são os mesmos.

O AM-VSB é usado principalmente para a modulação do sinal de vídeo

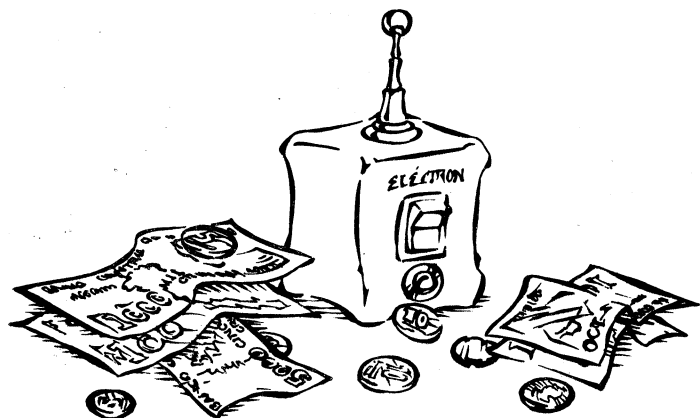
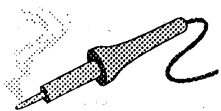
de televisão, visando a economia da faixa de frequências reservada para os canais de televisão. Porém, é usado um "truque" para facilitar a de-

modulação, consistindo em transmitir junto do sinal uma portadora, o que, como já vimos, auxilia muito a demodulação do sinal. **E**

14



Obtenção do AM-VSB



RADIO CONTROLE ECONÔMICO

Apresentamos aqui a montagem de um aparelho de telecomando simples. Atualmente existem inúmeros brinquedos teledirigidos, importados, com circuitos de telecomando simples e de custo relativamente baixo. O nosso projeto é similar a esses, porém ainda mais simples (e barato!). É constituído por um transmissor simples de pequena potência e um receptor super-regenerativo na frequência de 72MHz. O sistema utilizado é do tipo "tudo ou nada" (liga/desliga), modulado em tom, de apenas um canal de comando.

O aparelho serve para acionar qualquer sistema de servomecanismo comandado por rádio à distância. Fazendo uso da imaginação, o leitor poderá utilizar o aparelho para o acionamento de portões eletrônicos, modelos em escala de automóveis e barcos, sistemas de alarmes de automóveis ou residências, e muitas outras aplicações interessantes.

O TRANSMISSOR

A figura 1 ilustra o diagrama em blocos simplificado do circuito Transmissor. A etapa do regulador de tensão recebe a tensão de 6 V e a estabiliza em aproximadamente 4 V. A estabilização da tensão de alimentação nos permite obter uma frequência estável, mesmo que ocorra uma queda de tensão decorrente

do desgaste da bateria.

O circuito gerador de tom é um oscilador de baixa frequência, de onda retangular, que modula o sinal de RF (radiofrequência) do circuito oscilador. O oscilador fornece uma potência de RF por volta de 10mW, podendo obter-se com este sinal bons resultados por algumas dezenas de metros em campo aberto.

Geralmente, a frequência utilizada em brinquedos teledirigidos é de

27MHz. Atualmente essa faixa está completamente cheia de radioamadores, que muitas vezes interferem nos sistemas de controle remoto. Por isso, utilizamos no nosso projeto a frequência de 72MHz.

O impulso de comando do Transmissor é gerado quando pressionamos a chave S_1 (normalmente aberta). Esta chave de pressão liga o circuito Transmissor, gerando um sinal de RF modulado na antena.

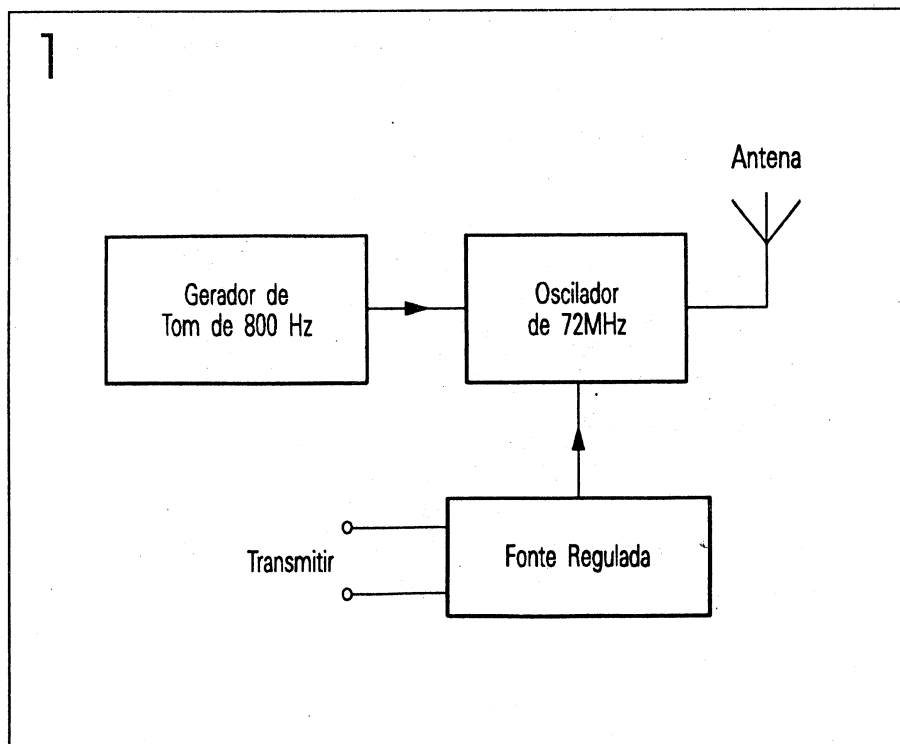
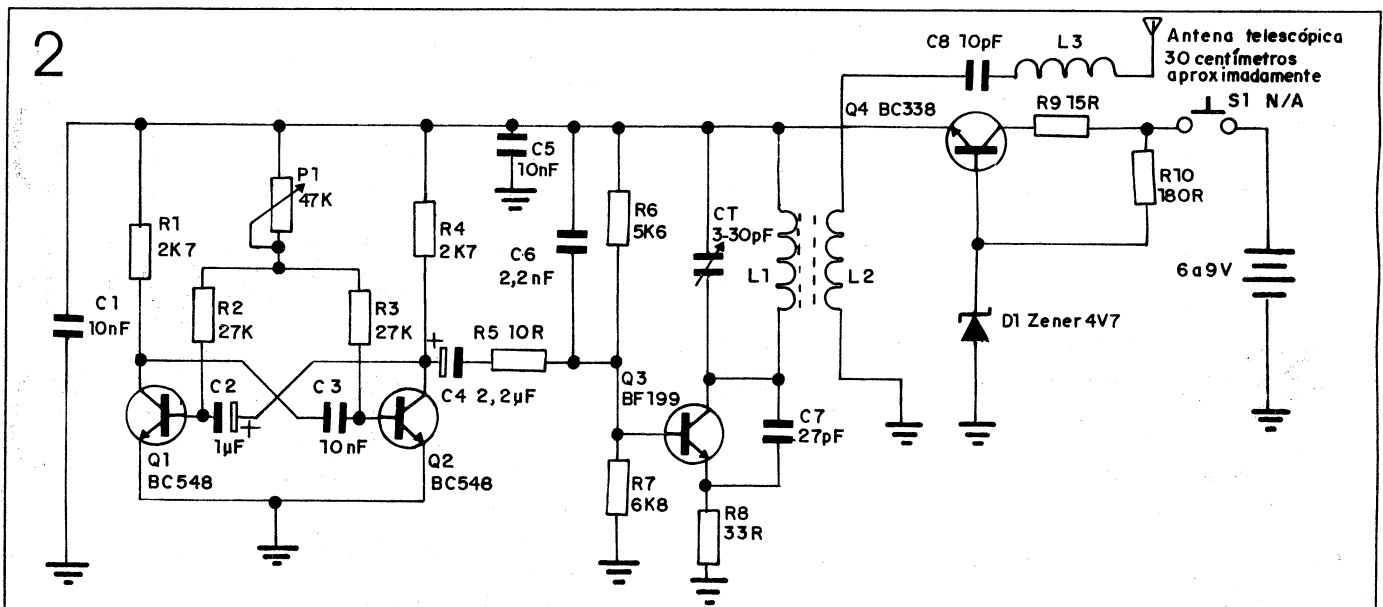


Diagrama em blocos do Transmissor



Esquema elétrico do Transmissor

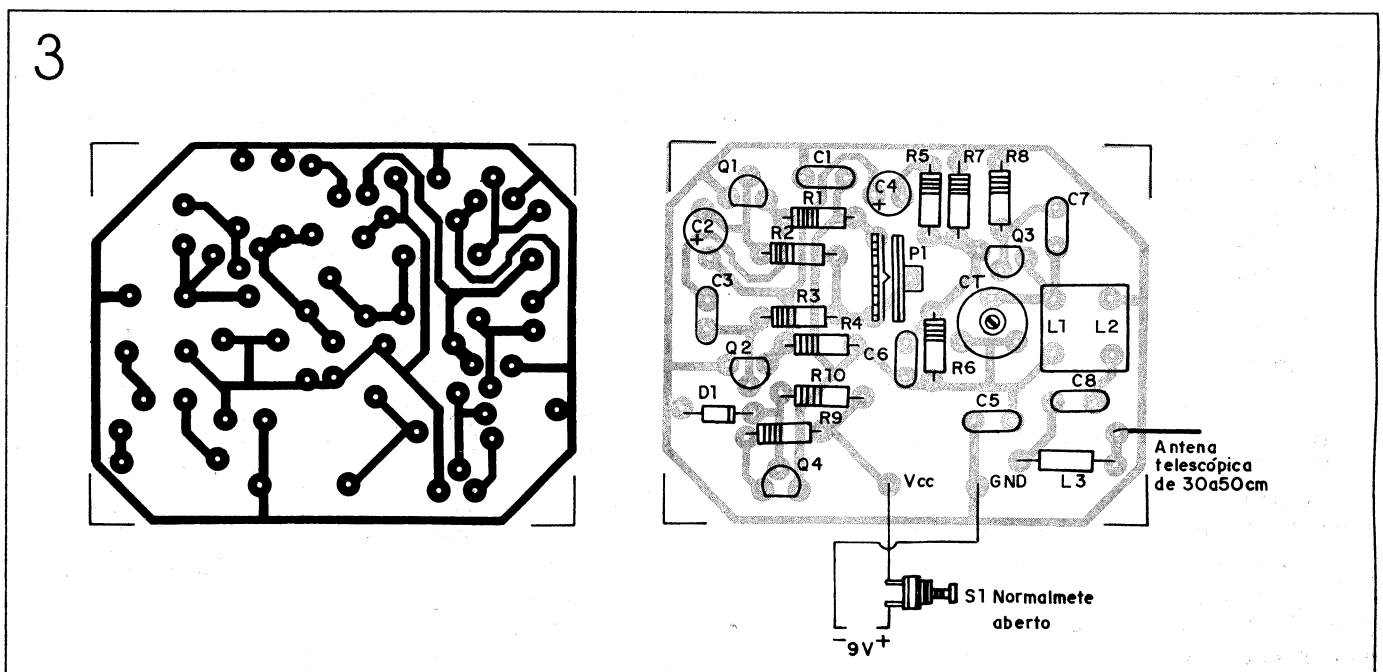
O CIRCUITO

A figura 2 mostra o esquema elétrico completo do circuito, e na figura 3 podemos observar o *layout* e o mapa de componentes do Transmissor. O circuito gerador de tom é constituído pelos transistores Q1 e Q2. O circuito é um multivibrador do tipo astável e gera uma onda retangular. A frequência e a forma de

onda dependem dos valores dos resistores de polarização de base dos transistores (R2, R3), dos capacitores (C2, C3) e dos resistores de coletor (R1 e R4). No nosso protótipo, a forma de onda retangular e a frequência de aproximadamente 800 Hz nos propiciaram o melhor desempenho no funcionamento do aparelho. O ajuste desta frequência é realizado através do *trimpot* P1. Para conseguirmos a forma de onda re-

tangular, utilizamos capacitores com valores diferentes para C2 e C3.

O transistor Q3 constitui um oscilador de RF que funciona na configuração base comum. O capacitor C6 desacopla o sinal de RF sem afetar a polarização de base do transistor. O resistor de emissor é responsável pela estabilização térmica da polarização do transistor. O sinal de RF é aplicado do coletor ao emis-



Layout da placa e mapa dos componentes do Transmissor

sor do transistor Q₃ através do capacitor C₇, e há uma realimentação positiva do sinal a fim de manter a oscilação do circuito.

O circuito ressonante do circuito de carga do coletor é formado pela bobina L₁ e pelo capacitor ajustável (*trimmer*) CT. O sinal de RF modulada é retirado do secundário da bobina L₂. O capacitor C₈ e o indutor L₃ servem para adaptar a impedância de saída do Transmissor à antena.

Os componentes Q₄, D₁ e R₁₀ formam um circuito de estabilização da tensão de alimentação do circuito, garantindo uma frequência estabilizada.

MONTAGEM

O protótipo do nosso projeto foi acondicionado numa caixa de alumínio de tamanho adequado. A construção da bobina é a etapa mais delicada da confecção do circuito. Reaproveitamos a fôrma da bobina de um velho televisor sucateado, com 6 mm de diâmetro e núcleo de ferrite. A bobina L₁ deve ser feita

enrolando-se 3 espiras de fio esmaltado com bitola de 0,3 a 0,6mm. A bobina L₂ deve ser confeccionada enrolando-se apenas uma espira do mesmo fio. A bobina L₃ contém 10 espiras de fio esmaltado com bitola de 0,6 a 1,0mm, numa fôrma com núcleo "de ar" (vazia) de 6mm de diâmetro. O leitor poderá enrolar o fio sobre algo que sirva de fôrma e depois retirar a fôrma, deixando apenas a bobina.

A antena pode ser telescópica, com aproximadamente 20 a 30 centímetros de comprimento.

AJUSTE

Para o ajuste do nosso projeto utilizamos equipamentos muito simples: um multímetro e um Medidor de Campo de RF (já apresentado na *Eléctron* 42). O ajuste final do conjunto deve ser feito com o auxílio do Receptor.

Você pode, a princípio, fazer a comprovação do funcionamento do circuito oscilador com o auxílio do Medidor de Campo da bobina L₁ e

verifique a presença de tensão no multímetro. Se não for comprovada a presença do sinal, o oscilador não deve estar funcionando. Deve-se então fazer uma revisão no circuito, verificando a colocação e os valores dos componentes, etc.

O RECEPTOR

O Receptor é a segunda etapa da montagem do telecomando. É um receptor super-regenerativo de quatro transistores, apresentando uma grande sensibilidade e alto desempenho. Para o nosso protótipo escolhemos a frequência de 72MHz, cuja faixa é praticamente livre de radioamadores, conforme já dissemos.

Os receptores super-regenerativos, apesar de apresentarem uma alta sensibilidade, não apresentam uma boa seletividade. A utilização dos mesmos na faixa de 27MHz de telecomando traz inconvenientes, como a interferência de estações vizinhas no sistema, tornando instável o desempenho do sistema de controle. Estes inconvenientes o leitor poderá solucionar utilizando um Receptor

LISTA DE MATERIAL DO TRANSMISSOR

SEMICONDUCTORES

- Q₁, Q₂ — BC 548 (transistor NPN)
- Q₃ — BF 199 (transistor NPN) ou equivalente
- Q₄ — BC 338 (transistor NPN)
- D₁ — 4V7 (diodo Zener - 400mW)

RESISTORES

- R₁, R₄ — 2k7Ω (vermelho, violeta, vermelho)
- R₂, R₃ — 27kΩ (vermelho, violeta, laranja)
- R₅ — 10 Ω (marrom, preto, preto)
- R₆ — 5k6Ω (verde, azul, vermelho)
- R₇ — 6k8Ω (azul, cinza, vermelho)
- R₈ — 33 Ω (laranja, laranja, preto)
- R₉ — 15 Ω (marrom, verde, preto)
- R₁₀ — 180 Ω (marrom, cinza, marrom)
- P₁ — 47kΩ (*trimpot* " em pé" miniatura)

CAPACITORES

- C₁, C₃, C₅ — 10nF (cerâmico)
- C₂ — 1μF/16V (eletrolítico)
- C₄ — 2,2μF (disco cerâmico)
- C₆ — 2,2nF (disco cerâmico)
- C₇ — 27pF (disco cerâmico)
- C₈ — 10pF (disco cerâmico)
- CT — 3-30pF (*trimmer*)

DIVERSOS

- Chave de pressão normalmente aberta
- Suporte para quatro pilhas tipo lapiseira
- Antena tipo telescópica pequena
- Caixa de alumínio
- Placa de circuito impresso, fios, solda, etc.

Super-heteródino (já descrito na Elétron 42) e um transmissor controlado a cristal.

FUNCIONAMENTO

O circuito básico do nosso aparelho receptor se baseia em cinco blocos fundamentais, conforme o leitor pode observar na figura 4. A figura 5 mostra o esquema elétrico completo.

O receptor super-regenerativo, na

realidade, funciona como um oscilador. O circuito constituído pelo indutor L_1 e pelo capacitor variável C_T determina a frequência de oscilação, que no caso é de 72MHz.

Quando a antena capta um sinal da mesma frequência, ou seja, a frequência de 72MHz juntamente com a modulação de áudio de 800 Hz do transmissor, este sinal é enviado para o emissor do transistor pelo capacitor C_3 e retorna ao coletor do transistor Q_1 , já amplificado. Este sinal amplificado entra em ressonância

com a frequência do circuito LC, sintonizando-o. Quando estas duas frequências se juntam, ocorre um fenômeno de "batimento" de frequência, sendo que no caso podem ocorrer duas situações: a adição ou a subtração dos sinais.

No primeiro caso, a adição, temos: $72\ 000\ 000 + 72\ 000\ 800 = 144\ 000\ 800$ Hz. Já no caso da subtração, temos: $72\ 000\ 000 - 72\ 000\ 800 = 800$ Hz.

No circuito regenerativo ocorrem ambos os casos. Este efeito ocorre

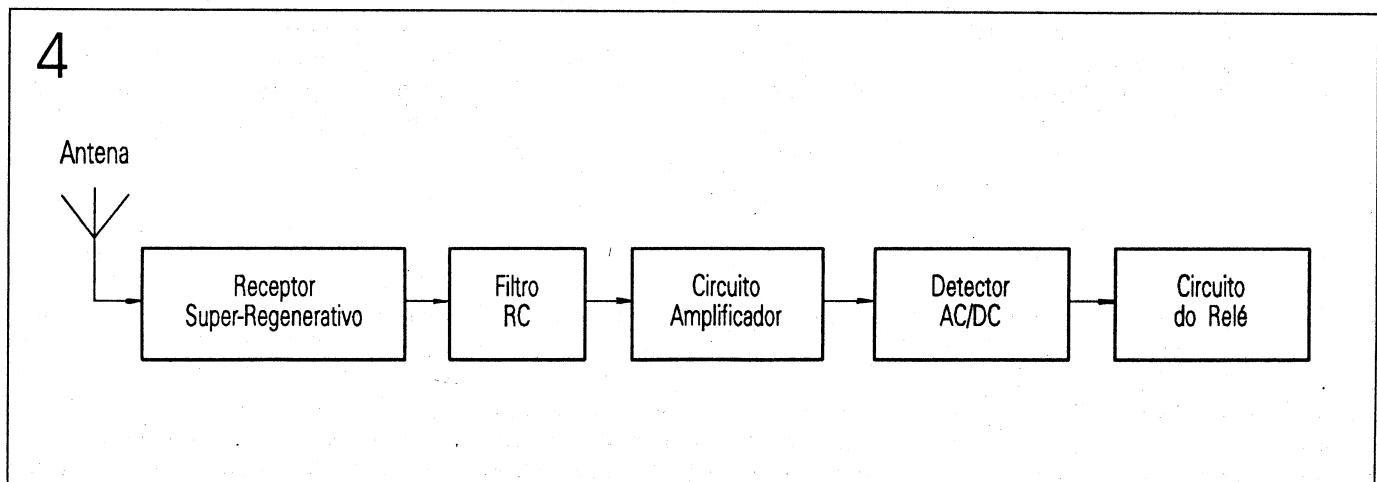
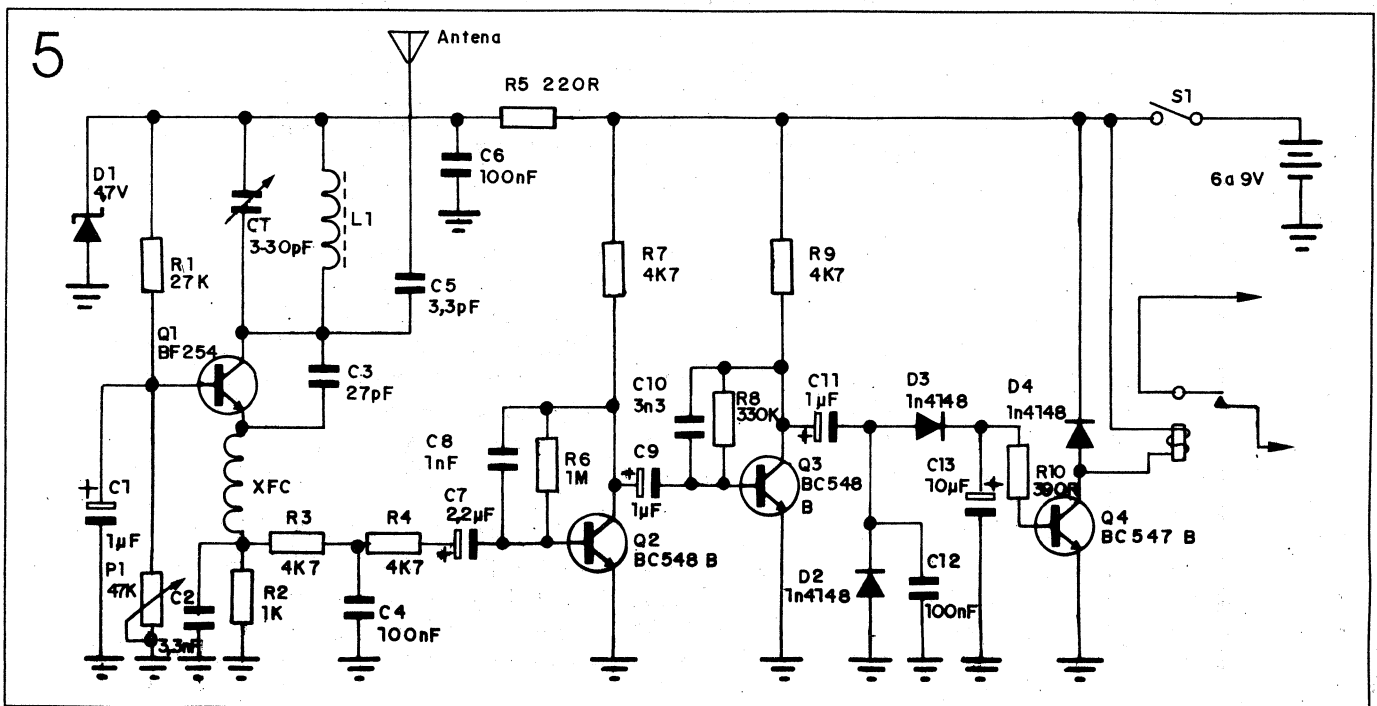
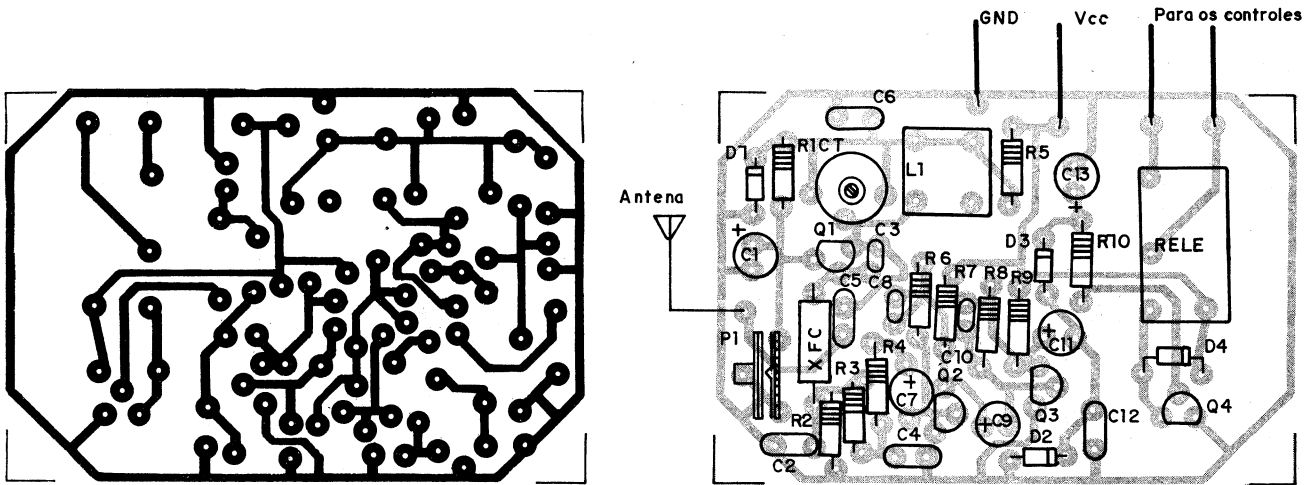


Diagrama em blocos do Receptor



Esquema elétrico do Receptor

6



Layout da placa e mapa dos componentes do Receptor

também nas freqüências harmônicas (múltiplas) da freqüência fundamental de oscilação do circuito. O leitor perceberá que, no segundo caso, a resultante é exatamente a freqüência de modulação enviada pelo Transmissor.

O circuito regenerativo funciona como um **detector de produto** de onde conseguimos retirar o sinal de áudio presente na portadora de RF. O indutor XFC impede que passe o sinal de RF e deixa passar o sinal de áudio para o resistor de carga R2.

O sinal de áudio de 800 Hz é retirado do resistor de carga R2, em forma de corrente, e é enviado ao filtro RC passa-baixa, constituído pelos resistores R3, R4 e C4. Em seguida, é amplificado pelos transistores Q2 e Q3. O circuito amplificador em "cascata" possui fator de amplificação elevado (alto ganho), fornecendo aproximadamente $2 V_{ef}$ (volts de valor eficaz) na saída.

O circuito constituído pelos componentes D2, D3, C12 e C13 é um retificador do sinal de áudio em corrente contínua, capaz de fornecer uma corrente de base suficiente para colocar o transistor Q4 em saturação, afim de atracar o relé conectado ao coletor do transistor.

MONTAGEM

Na figura 6, mostramos o *layout* completo da placa e a disposição dos componentes na placa. O projeto foi montado sobre uma placa de fibra de vidro, como é o nosso costume (ver as Convenções na página 2). O leitor poderá utilizar placa de fenolite; no entanto, a longa experiência prática em RF tem nos demonstrado que placas de fenolite em circuitos de RF têm uma série de desvantagens em relação às de fibra de vidro. As placas de fenolite absorvem a umidade facilmente e possuem baixa isolamento elétrica a sinais de RF, entre outros fatores que con-

tribuem na baixa sensibilidade, além da dificuldade no ajuste do circuito. Outro cuidado a tomar em circuitos de RF: ao inserir os componentes, deixe-os o mais próximo possível da placa, com os seus terminais bem curtos para que eles não sirvam como antenas, captando sinais indesejados.

Os dois componentes que o leitor terá de construir são a bobina L1 e o "choque" (reator) XFC. A bobina L1 é constituída com 3 espiras de fio esmaltado com bitola de 0,3 a 0,6 mm, enroladas sobre uma fôrma de 6 mm de diâmetro com núcleo de ferrite. O reator XFC é feito enrolando-se cerca de 15 espiras de fio de 0,1 a 0,4 mm sobre um resistor de 100kΩ de 1/2 W.

AJUSTE

Feita a inspeção do circuito, ligamos a antena ao Receptor e aplicamos a alimentação de 6 V ao circuito.

O ajuste do Receptor deve ser feito com o auxílio do Transmissor já pronto. Use uma chave de fenda de plástico ou madeira para fazer o ajuste (a simples presença de uma chave metálica sobre os componentes causaria desvios nas ressonâncias dos circuitos, resultando em ajustes "falsos").

O leitor pode ajustar o Receptor sem a necessidade de instrumentos, caso utilize um amplificador de áudio para ouvir o sinal de saída (pode aproveitar o amplificador de um rádio portátil). Conecte o amplificador ao coletor do transistor Q₃, por intermédio de um capacitor de 10nF. Você ouvirá um chiado característico de RF. Gire suavemente o capacitor CT, até sintonizar o som do canal 4 de televisão (cuja frequência de portadora de som é 71,75MHz). Coloque o Transmissor numa distância de um metro do Receptor e gire moderadamente o capacitor ajustável do Transmissor até ouvir um ruído de 800 Hz (tom fixo) no Receptor. Pode-se perceber uma sé-

rie de ruídos na gama de frequências inteira; sintonize o de maior intensidade, pois este corresponde à frequência fundamental do oscilador. Feito este ajuste, gire levemente o núcleo da bobina até desaparecer o sinal do Transmissor. Esta frequência corresponde à faixa de 72 a 76MHz.

Ajuste novamente o Transmissor até sintonizar o ruído característico de 800 Hz no receptor. Faça um novo reajuste nos aparelhos, através dos núcleos das bobinas, a uma distância de 3 metros aproximadamente. Desconecte o amplificador e faça o teste final, ligando um dispositivo ao relé. Ajuste o nível de regeneração através do *trimpot* P₁. Sem o sinal do Transmissor, coloque o relé desatracado, pois o excesso de regeneração do Receptor poderá atracar o relé involuntariamente.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Ao concluir os ajustes, se você per-

ceber que o Transmissor está provocando interferência no canal 5 do seu televisor, será necessária uma leve mudança na frequência para eliminar essa interferência. Lembre-se sempre de que qualquer emissão de sinais radioelétricos está vinculada a uma licença concedida pelo Departamento Nacional de Telecomunicações, o DENTEL, através de suas Diretorias Regionais, de acordo com as normas regulamentares que vigoram a respeito do assunto.

O projeto apresentado funciona dentro do um limite domiciliar. Obtivemos resultados satisfatórios no perímetro de 20 metros de distância.

Os circuitos osciladores livres são muito instáveis e, muitas vezes, os ajustes neles efetuados mudam quando o circuito é encerrado dentro do gabinete metálico, como se o circuito estivesse descalibrado. Portanto, antes de colocá-lo em funcionamento definitivo, o leitor deve ajustar novamente o circuito dentro da caixa que irá acondicioná-lo. E

LISTA DE MATERIAL DO RECEPTOR

SEMICONDUCTORES

- Q₁ — BF 254 (transistor NPN)
- Q₂, Q₃, Q₄ — BC 548B (transistor NPN)
- D₁ — 4V7 (diodo Zener de 400mW)
- D₂, D₃, D₄ — 1N 4148 (diodo de sinal)

RESISTORES

- R₁ — 27kΩ (vermelho, violeta, laranja)
- R₂ — 1kΩ (marrom, preto, vermelho)
- R₃, R₄, R₇, R₉ — 4k7Ω (amarelo, violeta, vermelho)
- R₅ — 220Ω (vermelho, vermelho, marrom)
- R₆ — 1MΩ (marrom, preto, verde)
- R₈ — 330kΩ (laranja, laranja, amarelo)
- R₁₀ — 390Ω (laranja, branco, marrom)
- P₁ — 47kΩ (*trimpot* miniatura "em pé")

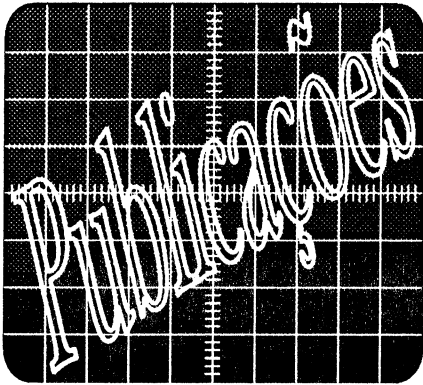
CAPACITORES

- C₁, C₉, C₁₁ — 1μF/16 V (eletrolítico)

- C₂, C₁₀ — 3,3nF (cerâmico)
- C₃ — 27pF (cerâmico)
- C₄, C₆, C₁₂ — 100nF (cerâmico)
- C₅ — 3,3pF (cerâmico)
- C₇ — 2,2μF/16 V (eletrolítico)
- C₈ — 1nF (cerâmico)
- C₁₃ — 10μF/16 V (eletrolítico)
- CT — 3-30pF (*trimmer*)

DIVERSOS

- Relé miniatura MRD1NAC - 5V (Metaltex)
- Chave normalmente aberta
- Chave liga/desliga
- Porta-pilhas para 4 pilhas
- Antena telescópica pequena
- Caixa para montagem
- Placa de circuito impresso, fios, solda, etc.



BASIC PARA COMPUTADORES PESSOAIS

Autor: Arsonval Fleury Pereira
 Editora: Érica
 Páginas: 272

A linguagem de programação BASIC, criada no fim dos anos 60 e muito popular entre os usuários de pequenos sistemas, é considerada uma eficiente "porta de entrada" ao mundo da Informática para o público leigo, pois foi concebida para ser utilizada sem a necessidade de um treinamento complexo ou conhecimento científico prévio, usualmente associado ao uso das linguagens superiores. Sua simplicidade de operação permite que o usuário domine as suas técnicas de programação muito rapidamente.

Este livro é uma apresentação da linguagem BASIC, com o desenvolvimento detalhado do uso das instruções e uma série de exercícios (resolvidos e propostos, com respostas), além de listagens de jogos e programas aplicativos escritos em BASIC.

PRINCÍPIOS DIGITAIS

Autor: Roger Tokheim
 Editora: McGraw-Hill
 Páginas: 250

Este livro proporciona a informação necessária para guiar o estudante através da solução de problemas em Eletrônica Digital. Segue uma seqüência

lógica, destacando alguns temas como:

- Sistemas de números.
- Aritmética binária.
- Circuitos aritméticos.
- Lógica binária.

INTRODUÇÃO AOS MICROPROCESSADORES

Autor: Roger Tokheim
 Editora: McGraw-Hill
 Páginas: 530

O presente livro é a continuação do Princípios Digitais (citado acima), destinado aos estudantes de Eletrônica e Computação.

Cobre todos os assuntos costumeiramente abordados num primeiro curso sobre Microprocessadores e concentra-se em problemas típicos para cada tipo de assunto.

ELETRICIDADE (Vols. 1 a 7)

Autor: Harry Mileaf
 Editora: Martins Fontes
 Páginas: 7 volumes com aproximadamente 160 págs. cada

É um curso completo e moderno sobre os fundamentos da Eletricidade. O modo de apresentação, passo a passo, fornece toda a teoria necessária e um conhecimento básico apropriado, distribuído ao longo de sete volumes concisos.

A série inicia com a definição, explicação e descrição das teorias essenciais da eletricidade. Após esta introdução preliminar, prossegue através do estudo dos circuitos CC e CA, até chegar aos princípios gerais e funções dos equipamentos de teste, fontes de energia e motores.

Para assegurar a compreensão, cada página de um livro abrange somente um conceito ou idéia. Cada idéia é concisamente explicada e relatada em termos das idéias previamente explicadas. Além disso, o texto propicia um reforço e uma reafirmação das idéias, através de ilustrações em duas cores. Cada tópico é seguido de um resumo da matéria apresentada e questões de revisão.

O material é organizado dentro de uma seqüência nítida e lógica de aprendizado, apropriada tanto para o estudo individual quanto para o uso em sala de aula.

PROJETOS DE FONTES CHAVEADAS

Autor: Luiz Fernando Pereira Melo
 Editora: Érica
 Páginas: 300

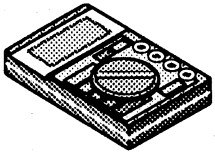
Envolve magnetismo, indutores, transformadores, conversores de fontes tipo buck, forward, flyback, push-pull, série ressonante, etc, e todos os circuitos de controle PWM, levando em consideração a estabilidade, eficiência e problemas gerados pela irradiação eletromagnética das fontes chaveadas.

ELEMENTOS DE ANÁLISE DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

Autor: William Stevenson Jr.
 Editora: McGraw-Hill
 Páginas: 347

Livro-texto para a disciplina de Sistemas de Potência dos cursos de engenharia elétrica ou eletrônica.

O objetivo principal do autor é fornecer ao iniciante em Potência Elétrica um grande campo de conceitos teóricos, relevantes, confiáveis e de fácil compreensão. A apresentação do assunto é ampla e objetiva, com numerosos exemplos no texto. E



AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

O amplificador operacional é um dos circuitos analógicos mais usados atualmente, dada a sua versatilidade e facilidade de uso, o que exige de qualquer eletrônico um bom conhecimento de seu funcionamento. Como estudar o amplificador operacional no seu devido detalhe exige uma matéria extensa, que tornaria impossível ao leitor a sua assimilação de uma só vez, optamos por apresentar neste artigo a teoria que envolve sua constituição interna. Daremos nas próximas edições continuidade ao desenvolvimento deste assunto, abordando as características e aplicações, básicas e avançadas, do amplificador operacional.

A ORIGEM DO OPERACIONAL INTEGRADO

Inicialmente (anos 50 e começo dos 60), os amplificadores operacionais eram construídos com componentes discretos: transistores, diodos, resistores e capacitores individuais. Estes circuitos eram difíceis de serem implementados, por causa das diferenças das características apresentadas pelos componentes. Um exemplo: dois transistores da mesma família (BC ou BF), portanto do mesmo tipo, não têm necessariamente características iguais. Especialmente quanto à variação do valor do **ganho de corrente** em emissor comum (conhecido como β ou HFE), que nunca é dado nos manuais dos fabricantes como um va-

lor fixo, mas sim como uma faixa de tolerância muito grande. Para transistores do mesmo lote de fabricação, os valores de β são muito parecidos. Já para transistores de lotes diferentes, a diferença aumenta, o que para aplicações práticas implica em um sério problema de "balanceamento" (que abordaremos mais detalhadamente adiante). Devido a este problema, os amplificadores operacionais são fabricados de maneira **integrada**, isto é, na forma de *chips* integrados. Desta maneira diminui-se o efeito das diferenças entre os componentes, já que todos os componentes que formam o circuito integrado são fabricados de uma só vez. Assim que foram integrados a baixo custo, os amplificadores operacionais se difundiram no mercado e dominaram as aplicações nos circuitos analógicos a partir da década de 60.

O ACOPLAMENTO

Quando utilizamos um amplificador operacional, temos que tomar alguns cuidados quanto ao **desacoplamento** de sinal contínuo entre os vários estágios do circuito. Como sabemos, a maioria dos circuitos eletrônicos é alimentada com corrente contínua, mas os valores de tensão CC utilizados na alimentação muitas vezes não são iguais de um circuito (ou estágio de circuito) para outro. Para evitar que a polarização de um estágio interfira na polarização do outro, utilizamos um capaci-

tor em série com a saída de um circuito ou estágio e a entrada do outro, deixando passar apenas sinal alternado. Uma outra forma é utilizar um transformador entre os circuitos, pois quando há corrente alternada no primário de um transformador, há uma corrente induzida no secundário, proporcional à relação de espiras. Se o sinal aplicado ao primário é contínuo, não há tensão induzida na saída; o transformador transfere apenas variações de corrente.

Num circuito integrado não há como colocar capacitores de valores grandes; o que normalmente se consegue são valores menores do que 50pF. Indutores e transformadores não podem ser integrados, devido à limitação de tamanho do *chip*. Portanto, num circuito integrado não se pode utilizar capacitores ou indutores como elementos de desacoplamento. Os circuitos integrados devem possibilitar o acoplamento **direto** entre as etapas componentes.

O AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Os amplificadores operacionais se destinam a manusear qualquer tipo de sinal, seja de corrente contínua ou de corrente alternada. Para isso necessitamos de um circuito de entrada que, ao mesmo tempo, não tenha componentes de acoplamento e trabalhe com sinais de diferentes naturezas. Um circuito que atende

muito bem a estas exigências é o **amplificador diferencial**, que tem a sua configuração mais simples apresentada na figura 1. Como podemos ver, ele é composto de dois transistores (Q_1 e Q_2), dois resistores de coletor (RC_1 e RC_2) e um resistor de emissor (RE), comum aos dois transistores. Neste circuito temos duas entradas de sinal (VE_1 e VE_2) e uma só saída (VS). Note que Q_1 e Q_2 devem ser iguais entre si, assim como RC_1 e RC_2 .

Vamos analisar o funcionamento deste circuito:

- Quando VE_1 é igual a VE_2 , temos as mesmas correntes de coletor IC_1 e IC_2 . A queda de tensão em RC_1 é a mesma que em RC_2 . Portanto, a tensão de saída, que é a diferença de potencial entre os dois coletores, neste caso é zero. Como podemos observar na expressão abaixo, obtida da análise de malhas do circuito amplificador diferencial:

$$VS = (V_{CC} - V_1) - (V_{CC} - V_2)$$

$$(V_{CC} - V_1) = \text{termo 1}$$

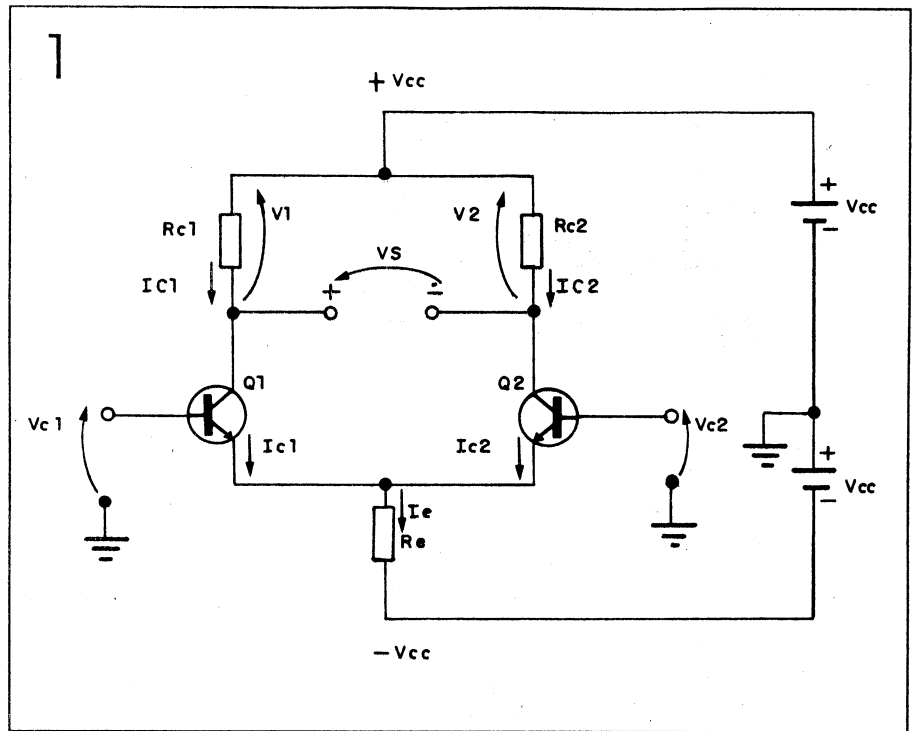
$$(V_{CC} - V_2) = \text{termo 2}$$

onde: V_{CC} =tensão de alimentação positiva; V_1 =queda de tensão em RC_1 ; V_2 =queda de tensão em RC_2 .

- Quando VE_1 é maior que VE_2 , temos IC_1 maior que IC_2 , pois o transistor Q_1 conduz mais do que Q_2 e, com isso, a queda de tensão em RC_1 é maior do que em RC_2 e a tensão de saída é negativa, segundo o referencial adotado (termo 1 menor que termo 2, VS negativo).

- Quando VE_1 é menor que VE_2 , temos IC_1 menor que IC_2 ; a queda de tensão em RC_1 é menor que a em RC_2 e a tensão de saída é positiva, segundo o referencial adotado (termo 1 maior que termo 2, VS positivo).

A entrada VE_1 é chamada de **entrada não-inversora**, porque a tensão de saída está em fase com VE_1 . Por



Amplificador diferencial com RE comum

outro lado, VE_2 é chamada **entrada inversora**, porque a saída está defasada de 180° em relação a VE_2 . Um amplificador diferencial amplifica a diferença entre os sinais de entrada, produzindo uma tensão de saída dada por:

$$VS = AD \cdot (VE_1 - VE_2)$$

$$AD = RC/RE$$

onde: VS =tensão de saída; AD =ganho de tensão diferencial; VE_1 =tensão aplicada na entrada não-inversora; VE_2 =tensão aplicada na entrada inversora.

ANÁLISE DO AMPLIFICADOR DIFERENCIAL EM CC

No circuito do amplificador diferencial os dois transistores estão ligados a um único resistor de emissor. Se os dois sinais de entrada e os dois transistores são idênticos, a corrente que passa pelo resistor de emissor vem igualmente do emissor de Q_1 e do emissor de Q_2 :

$$IRE = IE_1 + IE_2$$

onde: IRE =corrente no resistor RE ; IE_1 =corrente no emissor de Q_1 ; IE_2 =corrente no emissor de Q_2 .

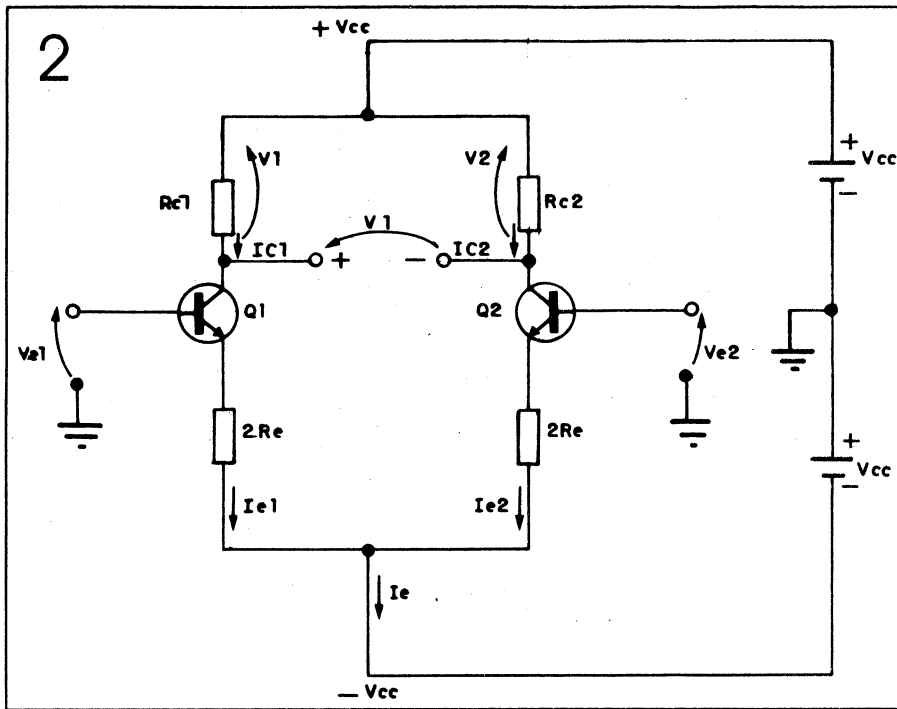
Podemos fazer uma alteração no circuito do amplificador diferencial colocando um resistor no emissor de cada transistor, como podemos ver na figura 2; com esta alteração, o funcionamento continua sendo basicamente o mesmo.

Pelo circuito da figura 2 fica mais fácil de determinar o valor da corrente de emissor. Supondo $VE_1 = VE_2$, temos a expressão abaixo:

$$IE_1 = [VE_1 - V_{BE} - (-V_{CC})] / 2RE \quad (1)$$

onde: IE_1 =corrente de emissor de Q_1 (igual para Q_2); VE_1 =tensão de entrada de Q_1 (igual para Q_2); $-V_{CC}$ =alimentação negativa; V_{BE_1} =tensão entre base e emissor de Q_1 (igual para Q_2); $2RE$ =resistor de emissor equivalente para cada transistor.

Como a corrente IE_1 é igual a IE_2 , temos:



Amplificador diferencial com um RE para cada transistor

$$I_E = I_{E1} + I_{E2} = 2 \cdot I_{E1}$$

$$I_E = [V_{E1} - V_{BE} - (-V_{CC})] / R_E \quad (2)$$

Portanto, para se calcular a corrente de emissor em cada transistor, pode-se usar a expressão 1 aplicada a cada transistor (válida para quaisquer sinais nas entradas), ou usar a expressão 2 diretamente e dividir por 2 para achar as correntes individuais (válida somente para sinais iguais nas duas entradas).

ANÁLISE DO AMPLIFICADOR DIFERENCIAL EM CA

Para a análise do circuito operacional em corrente alternada, dois conceitos importantes a serem compreendidos são o ganho diferencial e o ganho em modo comum.

Conforme visto anteriormente, um amplificador diferencial amplifica a diferença entre os dois sinais de entrada. O ganho com que ele amplifica esta diferença é o ganho diferencial. A expressão adiante mostra

como calculamos o ganho diferencial:

$$A_D = R_C / R_E$$

onde: A_D =ganho diferencial; R_C =resistor de coletor; R_E =resistência CA de emissor ($R_E = \Delta V_{BE} / \Delta I_E$).

Ao colocarmos um sinal igual nas duas entradas, a saída deveria ser igual a zero, já que a diferença entre os dois sinais também é zero. Porém, ainda existe uma pequena tensão na saída. Esta tensão existe devido ao fato de os dois transistores não serem exatamente iguais. Voltamos ao circuito da figura 1: não sendo os transistores iguais, um transistor amplifica mais que o outro e, conseqüentemente, as correntes de coletor não são iguais. Se as correntes não são iguais, as quedas de tensão nos resistores de coletor também não são. Sendo assim, a diferença de potencial entre os dois coletores não é zero.

Uma das maneiras de reduzir ao mínimo este problema é utilizar um amplificador diferencial integrado, isto é, na forma de *chip*. Isto não re-

solve totalmente o problema, mas melhora sensivelmente a situação. Como segundo recurso, pode-se aumentar o valor de R_E .

Um circuito muito utilizado é o mostrado na figura 3. Ele possui um circuito ativo no lugar de R_E . Este circuito é uma fonte de corrente constante. Podemos ver abaixo o resistor de emissor que os dois transistores "enxergam":

$$R_E = R_{C3} + V_{CE3} / I_{C3} + R_{E3}$$

onde: R_E =resistor de emissor "visto" pelos dois transistores de entrada; R_{C3} =resistor de coletor de Q_3 ; V_{CE3} =tensão entre coletor e emissor de Q_3 ; I_{C3} =corrente de coletor de Q_3 ; R_{E3} =resistor de emissor de Q_3 .

Inicialmente, vamos ver como funciona a fonte de corrente. O resistor R_{B1} polariza o transistor e o diodo Zener. A tensão na base de Q_3 é a tensão Zener. Portanto, a tensão em cima de R_{E3} é a tensão Zener menos a tensão de V_{BE3} . Abaixo temos a expressão que define isto:

$$V_{RE3} = V_Z - V_{BE3}$$

onde: V_{RE3} =tensão de R_{E3} ; V_Z =tensão sobre o Zener; V_{BE3} =tensão entre base e emissor de Q_3 .

A corrente de emissor de Q_3 é:

$$I_{E3} = V_{RE3} / R_{E3}$$

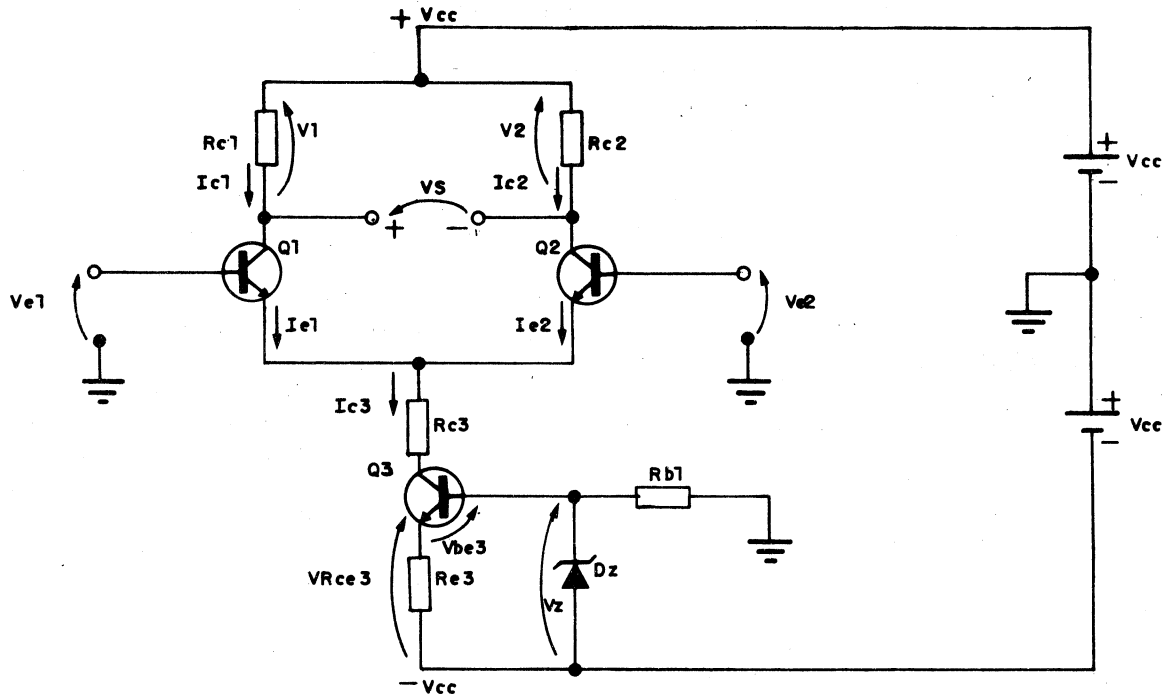
onde: I_{E3} =corrente de emissor de Q_3 ; V_{RE3} =tensão sobre R_{E3} ; R_{E3} =resistor de emissor de Q_3 .

Desprezando a corrente de base de Q_3 , podemos fazer a corrente de coletor igual à corrente de emissor.

$$I_{E3} = I_{C3}$$

Como a corrente de emissor é constante (pois só depende da tensão Zener e da tensão entre a base e o emissor de Q_3), a corrente de coletor também é constante.

3



Amplificador diferencial com fonte de corrente

Se a corrente de coletor de Q3 aumenta por qualquer motivo (por exemplo, uma grande variação de temperatura), a corrente de emissor também aumenta, elevando, conseqüentemente, a tensão sobre RE3. A tensão na base de Q3 não muda, pois a tensão Zener é constante. Sendo assim, a tensão VBE3 diminui em função do aumento de RE3. Se VBE3 diminui, a corrente de emissor de Q3 também diminui, aumentando a tensão entre coletor e emissor e, por conseqüência, compensando a variação inicial. Isso porque a corrente de emissor é diretamente proporcional à tensão entre a base e o emissor. Se a corrente de coletor de Q3 diminui, temos uma diminuição da tensão em RE3, aumentando, conseqüentemente, a tensão entre a base e o emissor de Q3. Com isto, temos um aumento da corrente de emissor e uma diminuição da tensão entre o coletor e o emissor, compensando a variação inicial.

Voltemos ao circuito da figura 3. Agora que já sabemos como funciona a fonte de corrente, podemos ver como funciona o circuito completo. Note que a saída do circuito continua a ser a diferença de potencial entre os coletores dos transistores Q1 e Q2. Este circuito funciona da mesma maneira que o visto anteriormente, porém a somatória das correntes de emissor de Q1 e Q2 é sempre a mesma. Isto é devido à fonte de corrente formada por Q3. Por exemplo, se temos um sinal igual nas duas entradas, a corrente de emissor de Q1 é igual à de Q2; caso os sinais de entrada sejam aumentados, mantendo-se ambos iguais, as correntes de emissor continuam iguais. Não variam porque a fonte de corrente as mantém constantes.

Note que este circuito é um amplificador diferencial e só amplifica a diferença entre os sinais de entrada.

Portanto, se os sinais de entrada forem iguais, a saída será zero, independente do valor. Caso os sinais sejam diferentes, o que nos interessa é amplificar a diferença entre eles e não o valor de cada um. Assim, a fonte de corrente faz com que a corrente total, a corrente do emissor de Q1 e a do emissor de Q2, seja sempre igual.

O amplificador diferencial com fonte de corrente no emissor é o estágio de entrada de um amplificador operacional integrado. Além deste, é necessário um circuito de saída com duas entradas (os coletores de Q1 e de Q2) e apenas uma saída; este estágio deve isolar a carga do amplificador diferencial. Desenvolveremos este estágio e as aplicações básicas e avançadas de um amplificador operacional, de forma a permitir completo conhecimento sobre este interessante componente, nos próximos artigos desta seção. E

CURSO MICRO

LIÇÃO 8: MICROPROCESSADORES DE 16 BITS

SIGNIFICADO DO NÚMERO DE BITS

Conforme já foi estudado em lições anteriores, um microprocessador é uma CPU que faz o papel de "coração" do microcomputador. Dentro do microprocessador temos um conjunto de registradores, os quais contêm todos os registros de instruções (ou seja, o *software* em forma de *hardware*). Mas, além destes registradores internos, o micro deve poder acessar memórias externas.

A quantidade de memória que o microprocessador pode endereçar é especificada pelo fabricante, indicando o número de bits. Os modelos práticos possuem 4, 8, 16 e 32 bits.

Dizer que o microprocessador é de 16 bits significa dizer que existe um *bus* (via de dados) de 16 bits, que

contém 16 sinais de dados. A via de dados é conectada a todos os *chips* de memória e a quase todos os periféricos (isto é feito através dos *slots*). A figura 1 ilustra esse comentário. Observe que a via de dados possui 16 saídas (D₀ a D₁₅) e a via de endereço possui 16, 21 ou 24 pinos. Já a via de controle não possui um número definido.

Nesta lição estudaremos os principais microprocessadores de 16 bits (exatamente o dobro dos microprocessadores estudados até a lição anterior). Iniciaremos o estudo dos 16 bits pelo 8086.

MICROPROCESSADOR 8086

Trata-se de um dos *chips* mais populares de 16 bits. Foi desenvolvido pela Intel e possui uma grande quantidade de *software* desenvol-

vido para ele.

A CPU do 8086 tem 14 registradores de 16 bits, conforme ilustrado na figura 2, que são: acumulador, base, contagem, dados, indicador de pilha, indicador de base, índice de fonte e índice de destino. Estes oito são de uso geral. Os seis registradores restantes são: indicador de instruções, sinalizador de estado, segmento do código, de dados, de pilha e segmento extra.

O 8086 pode endereçar 1 048 576 bits ou 524 288 bytes de 16 bits cada. Também pode endereçar 65 536 portas de entrada/saída (E/S), de 8 bits cada. O 8086 possui 135 instruções básicas.

O 8086 possui excelente velocidade de manipulação de dados, com um *clock* situado entre 4 e 8MHz.

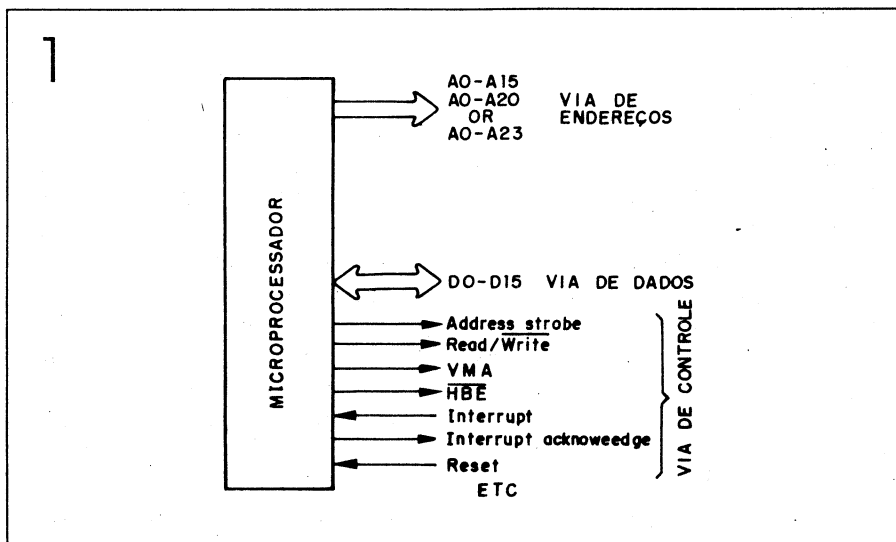
PINAGEM

Na figura 3 apresentamos a pinagem do *chip* 8086. Explicaremos essa pinagem junto com a do *chip* 8088.

8086 VERSUS 8088

Na figura 4 apresentamos uma comparação dos dois *chips*.

O 8088 foi lançado pela Intel em 1978 e é uma versão do 8086. É totalmente compatível em *software* com o 8086. A diferença principal entre eles está na multiplexação de dados e endereços (figura 5). No 8086 existem 16 pinos de dados (D₀



Via de dados e endereços e bits de controle

- D15), que são multiplexados com os primeiros 16 pinos de endereço (A0 - A15); no 8088 há apenas 8 pinos de dados (D0 - D7), que são multiplexados nos 8 primeiros pinos de endereço (A0 - A7).

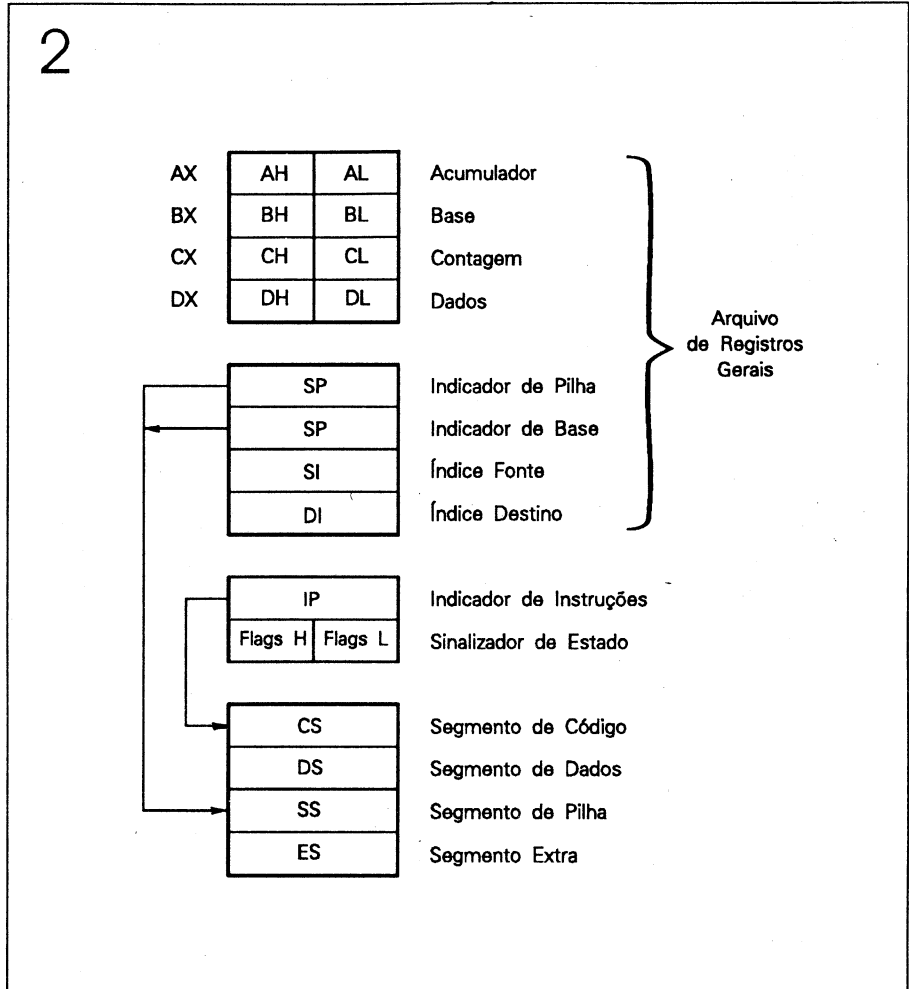
Apesar de ter apenas 8 terminais de dados, o 8088 manipula perfeitamente palavras de 16 bits, recebendo-as ou emitindo-as em duas remessas de 8 bits. Tanto o 8086 como o 8088 são classificados como microprocessadores de 16 bits.

Daremos uma ênfase ao 8088, pois este é utilizado no microcomputador padrão IBM PC-XT (que, no Brasil, é comercializado com as marcas Itautec, Milmar, CCE, etc). As informações do 8088 poderão ser extrapoladas para o 8086.

MICROPROCESSADOR 8088

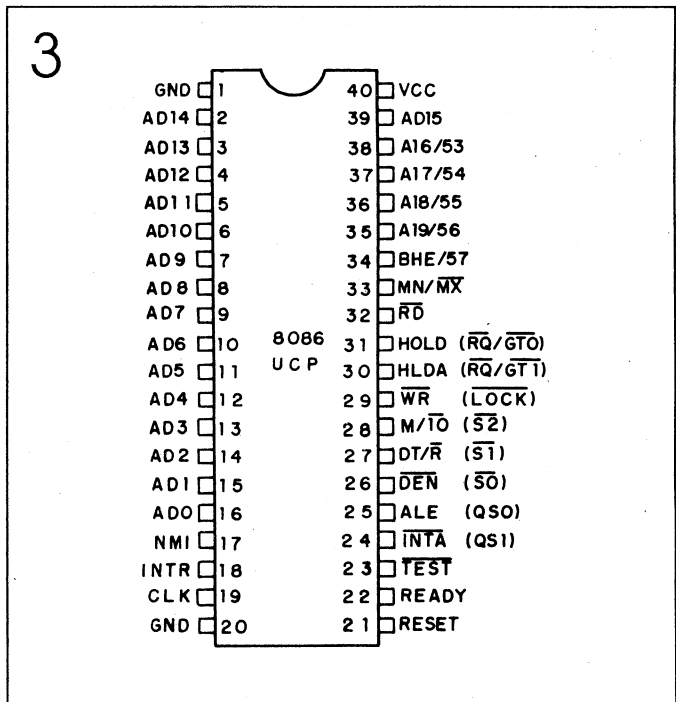
Iniciaremos por descrever sua pinagem.

- VCC=+5 V
- CLK — Clock ou base de tempo. Situa-se entre 4 e 8MHz. No PC-XT da IBM o clock padrão é 4,77MHz.
- RESET — Entrada de sinal para zerar as posições dos registradores da CPU. Quando há um reset, o reinício do processamento ocorre a partir do endereço FFF0H.
- MN/MX — Indica se a CPU está trabalhando no modo mínimo ou máximo.
- AD0 a AD7 — São as 8 linhas de via de dados multiplexadas com as 8 vias de endereço mais significativas. Isto significa que nestes pinos ora temos via de dados, ora temos via de endereços. A figura 6 ilustra esta multiplexação.
- A8 a A15 — São mais 8 linhas que formam a via de endereço.



Registadores do 8086

- A16/S3, A17/S4, A18/S5, A19/S6 — São as linhas de endereço mais significativas, multiplexadas com linhas de status. Essas linhas de endereço são usadas apenas para o endereçamento de memória. Se S3=S4=0, temos um segmento extra. Se S3=S4=1, temos segmento de dados. Quando S3=1 e S4=0, temos segmento de stack.



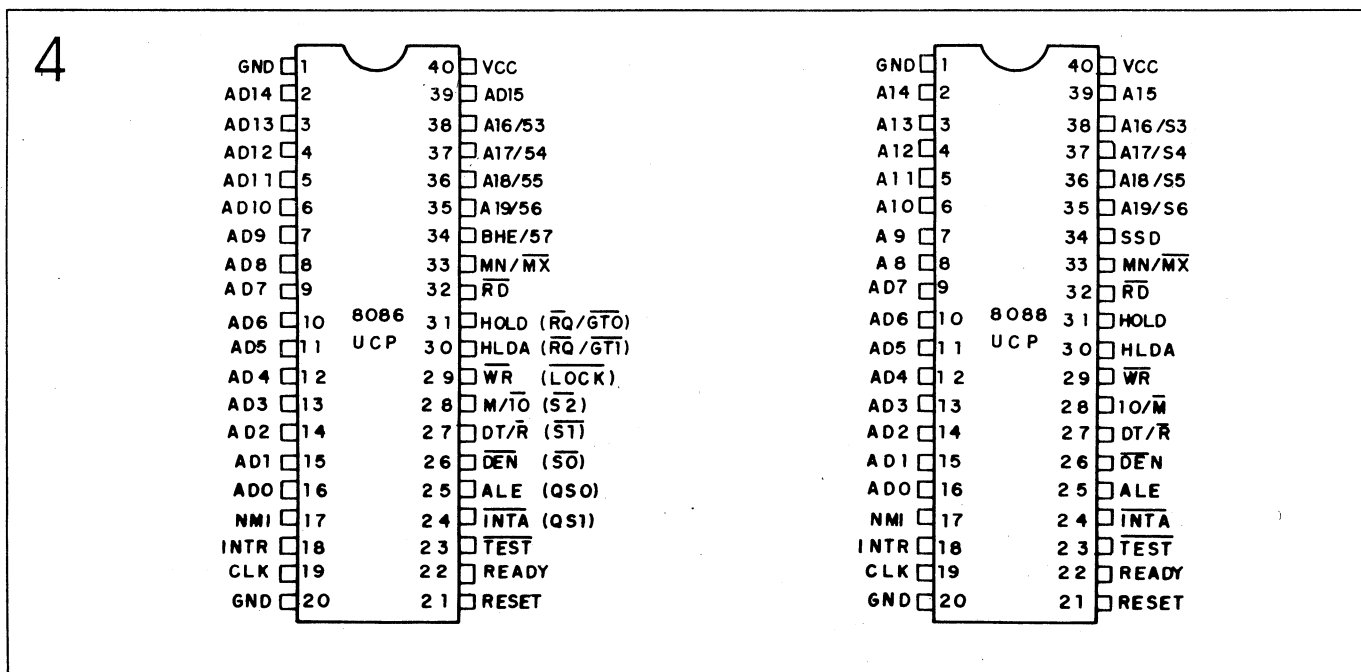
Pinagem do 8086

Quando $S_3=0$ e $S_4=1$, temos segmento de código. O *stack* (pilha) é um registrador de uso especial, que armazena o endereço do tipo da pilha usada pelo microprocessador. Ele é utilizado quando existe uma chamada de retorno da sub-rotina, quando há uma interrupção aceita pela CPU.

- **READY** — Esta entrada indica para a CPU que a memória ou a porta I/O está pronta para a transferência de dados.
- **INTR** — Entrada que faz um pedido de interrupção (normalmente solicitada pelo *software* de algum programa).
- **NMI** — Entrada de pedido de interrupção não-mascarável, sensível à borda de subida do sinal. Esta interrupção não pode ser mascarada por *software*.
- **TEST** — Este pino é examinado pela instrução *wait*. Se o pino estiver em nível baixo, o processamento continua normalmente. Caso contrário, a CPU fica em um estado de espera (nada executando) até que o sinal retorne ao nível baixo.

- **IO/M** — É usado para indicar quando uma operação refere-se à memória (nível 0) ou E/S (nível 1).
- **WR** — Operação de escrita em nível baixo.
- **ALE** — Sinal que indica que a via de dados (que é multiplexada) está liberando endereços. Este sinal é usado para sincronizar um *latch* que irá manter as informações nessas 8 vias de endereço, completando assim a via de endereços.
- **RD** — Operação de leitura (nível baixo).
- **DEN** — Indica para o sistema que a CPU está apta para a transferência de dados.
- **DT/R** — Este sinal indica para o sistema qual a direção de transferência de dados. Em nível 1 escreve e em nível 0 lê.
- **INTA** — É gerado para indicar que um pedido de interrupção foi aceito (nível baixo).
- **HOLD** — Entrada de sinal que quando está em nível alto, indica

- que outro CI ou outro sistema está requisitando o uso da via de dados ou de endereços.
- **HLDA** — Indica que o sinal *hold* foi reconhecido.
- **SS₀** — Linha de *status*. Detecta o estado das vias.
- **S₀, S₁, S₂** — São linhas de *status* que indicam o estado atual da CPU, segundo a tabela da figura 7.
- **RG/GT₀, RQ/RT₁** — Pinos bidirecionais que são usados com um co-processador.
- **QS₁, QS₀** — Estas duas linhas de *status* geram as informações do estado de fila. Se $QS_1=QS_0=0$, temos estado sem operação. Se $QS_1=QS_0=1$, temos bytes subsequentes da fila. Quando $QS_1=0$ e $QS_0=1$, temos 1º byte do código de instrução da fila. E, se $QS_1=1$ e $QS_0=0$, a fila está vazia.
- **LOCK** — Controle para "manter" o barramento. Esta saída é do tipo *three-state*. A saída *three-state* é uma saída usada em circuitos que, além dos dois níveis normais (0 e 1), pos-



Comparação entre o 8086 e o 8088

sui um terceiro nível lógico, que corresponde a uma alta impedância. Isto significa que no 3º estado (*three-state*), este pino se "desliga" automaticamente de todo o resto do circuito, permitindo assim a ligação de outra saída neste mesmo ponto, sem possibilidade de ocorrer curto-circuito, já que nunca dois sinais de níveis lógicos diferentes ocorrem ao mesmo tempo.

REGISTRADORES

CONTEÚDO DOS REGISTRADORES

Os registradores são locais de armazenamento de dados que a ULA manipula. No 8088, cada registrador armazena uma palavra de 16 bits. Temos um total de 8 registradores de uso genérico, ilustrados anteriormente na figura 2, sendo idênticos aos do 8086. A figura 8 mostra o modo de endereçamento de memória de 20 bits a partir de um endereço de segmento e de um deslocamento de 16 bits.

REGISTRADORES DE DADOS

São 4 registradores de 16 bits, geralmente usados para instruções e operações lógicas aritméticas. Os registradores de dados são divididos em grupos de 8 bits, de modo que eles podem conter tanto uma palavra de 16 bits como duas de 8 bits.

REGISTRADORES DE INDEXAÇÃO

Os registradores de indexação servem para modificar o endereço de uma instrução de referência de dados. Normalmente, o conteúdo de um indexador é somado ao conteúdo do contador de programa para formar o endereço onde os dados são armazenados.

As operações destes registradores são:

- *Stack Pointer* — indicador de pilha.
- *Base Pointer* — indicador de base.
- *Source Index* — índice de fonte.
- *Destination Index* — índice de des-

tino.

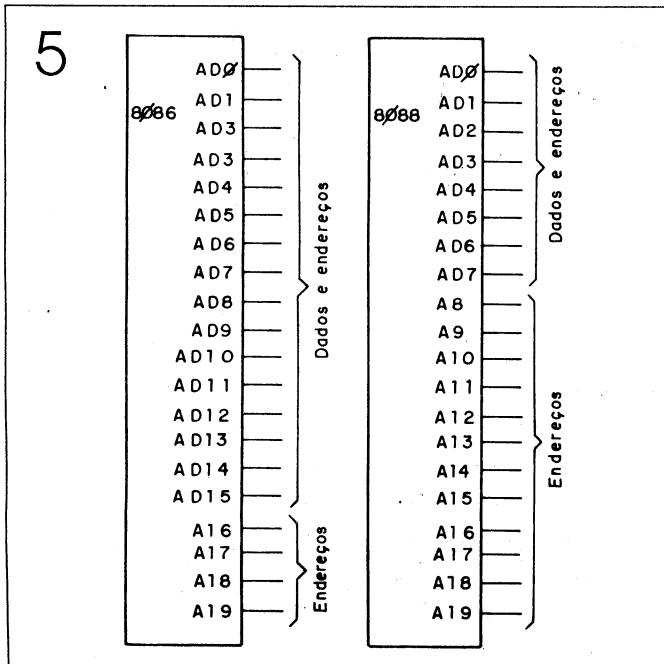
A maioria dos microprocessadores tem apenas um registrador de pilha. Já o 8088 possui, também, um indicador de base que cuida das referências de pilha. (Uma pilha é uma seqüência linear de posições de memória, usada para armazenar parâmetros e endereços de sub-rotinas.)

Na tabela da figura 9 vemos as operações dos registradores de indexação.

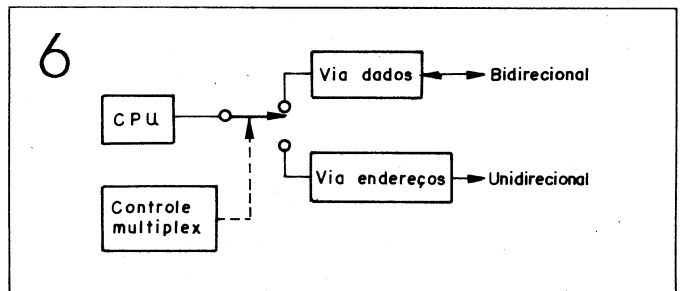
REGISTRADORES DE SEGMENTAÇÃO

São também registradores de 16 bits, denominados CS, DS, SS e ES. Estes são usados para formar o endereço de qualquer instrução ou dado na memória. Todos os acessos à memória são feitos através de um desses 4 registradores. (Associe mentalmente "segmentação" com "endereçamento de memória".)

No 8088, distinguimos três pinos de informações: instruções de programa, dados e a pilha. Por esta razão a memória é segmentada, per-



Dados e endereços



Multiplexação de dados

7

S2	S1	S0	Estado
0	0	0	Interrupção Reconhecida
0	0	1	Leitura de E/S
0	1	0	Escrita de E/S
0	1	1	Parada
1	0	0	Acesso a Código de Instrução
1	0	1	Leitura de Memória
1	1	1	Passivo

Tabela de status

mitindo distinguir cada uma das informações.

Os 4 registradores de segmentação são usados no endereçamento de cada um desses tipos de informação. São eles:

- CS — endereça a memória reservada para instruções.
- DS — endereça o segmento reservado para os dados.
- SS — endereça o segmento das pilhas.
- ES — expansão do localizador de dados.

Portanto:

- CS — instruções.
- DS — dados.
- SS — pilhas.
- ES — dados (expansão).

SINALIZADORES E INDICADOR DE INSTRUÇÃO

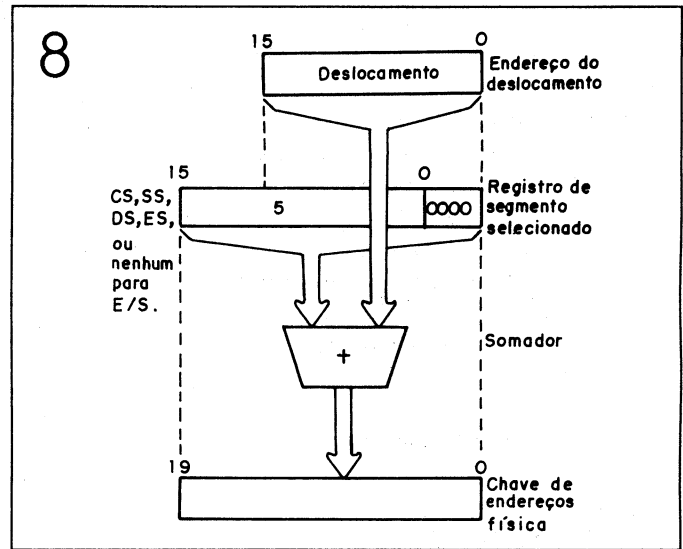
O registrador indicador de instrução determina qual é a próxima instrução a ser buscada. Ele é auxiliado

pelo contador de programa. Seu tamanho de palavra é de 16 bits.

Há ainda 9 registradores sinalizadores (ou de sinalização). Eles são registradores de 1 bit cuja função é alterar o controle do programa. Além das informações de controle, eles possuem informações de *status*.

INSTRUÇÕES DO 8088

Na figura 10 vemos o conjunto de instruções do 8088. Observe que as instruções variam de tamanho dependendo do seu tipo, modo de endereçamento usado e tamanho do dado imediato.



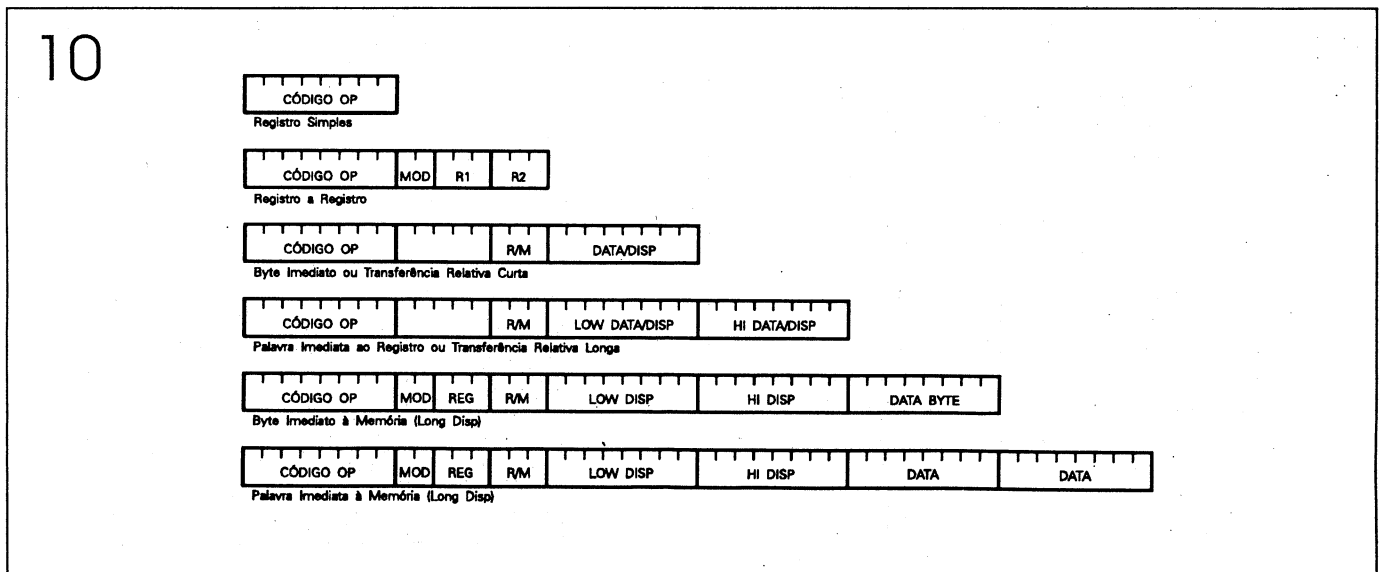
Endereçamento de memória

9

Registro	Operações
AX	Palavra multiplexadora, divisora, E/S
AL	Acumul.; BYTE E/S
AH	Acumul.; BYTE multiplexador, divisor
BX	Transferir
CX	Contador
CL	Rotação de fase
DX	Palavra multiplexadora, divisora
SP	Oper. stack
SI	Oper. string
DI	Oper. string

Operações dos registradores indexação

Um prefixo especial de um byte pode ser usado para alterar o modo de execução que o sucede. Existem 4 destes prefixos, que representam os registros de segmento.



Conjunto de instruções do 8088

11

código	função		montagem em binário da palavra (instrução)		
MOV	transporte: registro de memória de/para registro	100010dW	mod reg r/m		
	imediate para registro/memória	1100011 W	mod 000r/m	data	data it W-1
	imediate para registro	1011 W reg	data	data it W-1	
	memória para acumulador	1010000 W	addr-low	addr-high	
	acumulador para memória	1010001 W	addr-low	addr-high	
	registro/memória para registro de segmento	10001110	mod 0 reg r/m		
	registro de segmento para registro/memória	10001100	mod 0 reg r/m		
PUSH	colocar em: registro/memória	11111111	mod 110 r/m		
	registro	01010 reg			
	registro de segmento	000 reg 110			
POP	retirar de: registro/memória	10001111	mod 000 r/m		
	registro	01011 reg			
	registro de segmento	000 reg 111			
XCHG	intercâmbio: registro/memória com registro registro com acumulador	1000011 W	mod reg r/m		
IN	entrada de: porta fixa	1110011 W	port		
	porta variável	1110110 W			
OUT	saída para: porta fixa	1110011 W	port		
	porta variável	1110111 W			
XLAT	traduzir byte para AL	11010111			
LEA	carregar EA em registro	10001101	mod reg r/m		
LDS	carregar o indicador em DS	11000101	mod reg r/m		
LES	carregar o indicador em ES	11000100	mod reg r/m		
LAHF	carregar AH com sinalizadores	10011111			
SAHF	armazenar AH em sinalizadores	10011110			

Instruções de transferência de dados

Dentro de cada instrução, a operação a ser feita é especificada juntamente com os registradores envolvidos e o modo de endereçamento a ser usado.

Na figura 11 temos as instruções de transferência de dados. Estas instruções de transporte de dados são abreviadas por MOV. As instruções *pushf* e *popf* (figura 12) são de transferência de dados na pilha (pôr e tirar). O 8088 pode transferir dados ou transportá-los para onde quiser, na memória ou nos registros; pode desempenhar operações de lógica e cálculo e transferir a execução do programa de um ponto da memória a outro. O 8088 (bem como o 8086) pode realizar operações de adição, multiplicação, divisão, subtração e processar o código ASCII através

12

```
PUSHF U U U U O D I T S Z A U P U C V
POPF  15 14 13 12 11 10 9 8 7 6 5 4 3 2 1 0
```

U=Indefinição: valor indeterminado
 O=Sinalizador de estouro
 D=Sinalizador de direção
 I=Sinalizador de ativação de interrupções
 T=Sinalizador de armadilhas
 S=Sinalizador de sinal
 Z=Sinalizador de zero
 A=Sinalizador de transporte auxiliar
 P=Sinalizador de paridade
 C=Sinalizador de transporte

Instruções PUSHF e POPF

das instruções aritméticas. Através das instruções de transferência de controle, a CPU 8088 pode tomar decisões executando instruções, saltar para outra seção da memória e continuar executando o programa. As instruções *string* possibilitam o movimento, transporte, comparação e medição de *string* de informação.

São do tipo numérica e alfanumérica. As instruções de controle do processador consistem em instruções de limpeza e de posicionamento de sinalizador.

Apresentamos a seguir o *set* (lista) de instruções do 8088, e a sua estrutura.

SET DE INSTRUÇÕES 8088

ARITMÉTICA

código	função	montagem em binário da palavra (instrução)			
		76543210	76543210	76543210	76543210
ADD	soma: registro/memória com registro para imediato para registro/memória imediato para acumulador	000000 dW 100000 SW 0000010 W	mod reg r/m mod 00 r/m data	data data if W=1	data if SW=01
ADC	soma com transporte: registro/memória com registro para imediato para registro/memória imediato para acumulador	000100 dW 100000 SW 0001010 W	mod reg r/m mod 10 r/m data	data data if W=1	data if SW=01
INC	incremento: registro/memória registro	1111111 W 01000 reg	mod 000 r/m		
AAA	ajuste ASCII para soma	00110111			
DAA	ajuste decimal para soma	00100111			
SUB	subtração: registro/memória e registro para imediato do registro/memória ou imediato do acumulador	001010 dW 100000 SW 0000111 W	mod reg r/m mod 101 r/m data	data data if W=1	data if SW=01
SBB	subtração com empréstimo: registro/memória e registro imediato do registro/memória ou imediato do acumulador	000011 dW 100000 SW 0000111 W	mod reg r/m mod 11 r/m data	data data if W=1	data if SW=01
DEC	decremento: registro/memória registro	1111111 W 01001 reg	mod 001 r/m		
NEG	mudança de sinal	1111011 W	mod 011 r/m		
CMP	comparação: registro/memória e registro imediato com registro/memória imediato com acumulador	001110 dW 100000 SW 0011110 W	mod reg r/m mod 111 r/m data	data data if W=1	data if SW=01
ASS	ajuste ASCII para subtração	00111111 00101111			
MUL	multiplicar (sem sinal)	1111011 W	mod 100 r/m		
IMUL	multiplicar (com sinal)	1111011 W	mod 101 r/m		
AAM	ajuste ASCII para multiplicação	11010100	00001010		
DIV	dividir (sem sinal)	1111011 W	mod 110 r/m		
IDIV	dividir inteiros (com sinal)	1111011 W	mod 111 r/m		
AAD	ajuste ASCII para divisão	11010101	00001010		
CWB	converter byte em palavra	10011000			
CWD	converter palavra em palavra dupla	10011001			

LÓGICA

NOT	inversão	1111011 W	mod 010 r/m		
SHL/SAL	deslocamento lógico aritmético para esquerda	110100 VW 110100 VW	mod 100 r/m mod 101 r/m		
SAR	deslocamento aritmético para direita	110100 VW	mod 111 r/m		
ROL	rodar para a esquerda	110100 VW	mod 000 r/m		

código	função	montagem em binário da palavra (instrução)			
		76543210	76543210	76543210	76543210
ROR	rodar para direita	110100 VW	mod 001 r/m		
RCL	rodar para esquerda através do sinalizador de transporte	110100 VW	mod 010 r/m		
RCR	rodar para direita através do sinalizador de transporte	110100 VW	mod 011 r/m		
AND	e: registro/memória e registro para imediato a registro/memória ou imediato ao acumulador	0011000 W 1000000 W 0011010 W	mod reg r/m mod 110 r/m data	data data W1	
TEST	função AND nos sinalizadores, não fornece resultados: registro/memória e registro dados imediatos e registros/memória dados imediatos e acumulador	0000100 W 1000000 W 0000110 W	mod reg r/m mod 001 r/m data	data data W1	
OR	ou: registro/memória e registro para imediato a registro/memória ou imediato ao acumulador	1000010 W 1111011 W 0000110 W	mod reg r/m mod 000 r/m data	data data W1	
XOR	ou-exclusivo: registro/memória e registro ou imediato a registro/memória imediato ao acumulador	001000 dW 1000000 W 0010010 W	mod reg r/m mod 100 r/m data	data data W1	

SALTOS E DESVIOS CONDICIONAIS

CALL	chamada: direta dentro do segmento indireta dentro do segmento direta intersegmentos indireta intersegmentos	11101000 11111111 10011010 11111111	disp-low mod 010 r/m offset-low seg-low mod 011 r/m	disp-high offset-high seg-high
JMP	salto incondicional: direto dentro do segmento direto dentro do segmento curto indireto dentro do segmento direto intersegmentos indireto intersegmentos	11101001 11101011 11111111 11101010 11111111	disp-low disp mod 100 r/m offset-low seg-low mod 101 r/m	disp-high offset-high seg-high
RET	retorno de CALL: dentro do segmento dentro do segmento soma imediata a SP intersegmentos intersegmentos com soma imediata a SP	11000011 11000010 11001011 11001010	data-low data-low	data-high data-high
JE/JZ	salto se igual/zero	01110100	disp	
JL/NJGE	salto se menor/não maior ou igual	01111100	disp	
JLÉ/JNG	salto se menor ou igual/não maior	01111110	disp	
JB/JNAE	salto se abaixo ou igual/não acima	01110010	disp	
JBE/JNA	salto se abaixo ou igual/não acima	01110110	disp	
JP/JPE	salto se paridade/paridade par	01111010	disp	
JO	salto se estouro	01110000	disp	
JS	salto se sinal	01111000	disp	
JNE/JNZ	salto se não igual/não zero	01110101	disp	
JNL/JGE	salto se não menor/menor ou igual	01111101	disp	
JNLE/JG	salto se não menor ou igual/menor	01111111	disp	
JNB/JAE	salto se não abaixo/acima ou igual	01110011	disp	
JNBE/JA	salto se não abaixo ou igual/acima	01110111	disp	

código	função	montagem em binário da palavra (instrução)			
		76543210	76543210	76543210	76543210
JNP/JPO	salto se não paridade/paridade ímpar	01111011	disp		
JNO	salto se não estouro	01110001	disp		
JNS	salto se não igual	01111001	disp		
LOOP	faça loop CX vezes	11100010	disp		
LOOPS/ LOOPE	faça loop enquanto zero/igual	11100001	disp		
LOOPNZ/ LOOPNE	faça loop enquanto não zero/igual	11100000	disp		
JCXZ	salto se CX zero	11100011	disp		

MANIPULAÇÃO DE STRINGS

REP	repita	1111001 Z	
MOVS	transporte byte/palavra	1010010 W	
CMPS	compare byte/palavra	1010011 W	
SCAS	examine byte/palavra	1010111 W	
LODS	carregue byte/palavra em AL/AX	1010110 W	
STOS	armazene byte/palavra de AL/AX	1010101 W	
INT	interrupção: tipo especificado tipo 3	11001101 11001100	type
INTO	interrupção se estouro	11001110	
IRET	retorno de interrupção	11001111	

CONTROLE DO PROCESSADOR

CLC	zero o transporte	11111000	
CMC	complementar o transporte	11110101	
STC	posicionar o transporte	11111001	
CLD	zerar a direção	11111100	
STD	posicionar a direção	11111101	
CLI	zerar a interrupção	11111010	
STI	posicionar a interrupção	11111011	
HLT	parar	11110100	
WAIT	esperar	10011011	
ESC	escapar (para dispositivo externo)	11011 XXX	mod XXX r/m
LOCK	prefixo de bloqueio de via	11110000	

RESUMO DA LIÇÃO 8: MICROPROCESSADORES DE 16 BITS

O microprocessador 8088* é uma derivação do 8086, ambos da Intel, de 16 bits. A CPU tem 14 registradores de 16 bits e possui um conjunto de 135 instruções. O *clock* básico é de 4,77MHz.

O 8086 é totalmente compatível em *software* com o 8088.

Apesar de ter apenas 8 terminais de dados, o 8088 manipula palavras de 16 bits, recebendo-as ou

emitindo-as em duas remessas de 8 bits.

O 8088 é utilizado na linha de microcomputadores de 16 bits da IBM nos modelos PC-XT (computador pessoal XT).

A CPU 8088 possui instruções de transferência de dados na pilha, aritmética e lógicas, de transferência de controle, de manipulação de *strings*, de interrupções e de controle e verificação de sinalizadores.

QUESTIONÁRIO DE AVALIAÇÃO

1. O 8086 é um microprocessador de:

- a) 8 bits
- b) 16 bits
- c) 32 bits

2. O 8086 possui:

- a) 14 registros
- b) 16 registros
- c) 8 registros

3. O sinal NMI do 8088 está no pino:

- a) 15
- b) 34
- c) 17

4. O sinal *reset* do 8088 está no mes-

mo pino que no 8086.

- a) Certo
- b) Errado

5. No 8088 existem 16 pinos de dados (D₀ - D₁₅)

- a) Certo
- b) Errado

6. O *clock* do 8088 usado na linha PC-XT é:

- a) 3,58MHz
- b) 14MHz
- c) 4,77MHz

7. Indica se a CPU (8088) está trabalhando no modo mínimo ou máximo:

- a) NMI
- b) MN/MX
- c) DT/R

8. Indica para o sistema que a CPU (8088) está apta para a transferência de dados:

- a) DEN
- b) ALE
- c) HOLD

9. Indica que o pedido de interrupção foi aceito pelo 8088:

- a) INTA
- b) HLDA
- c) IO/M

10. Através desta instrução, a CPU pode tomar decisões executando instruções, saltando para outra seção de memória:

- a) Instrução de transferência de dados
- b) Instrução PUSHF e POPF
- c) Instrução de transferência de controle

E

Resposta do Questionário da Lição 7

1-C
2-A

3-B
4-A

5-A
6-C

7-B
8-C

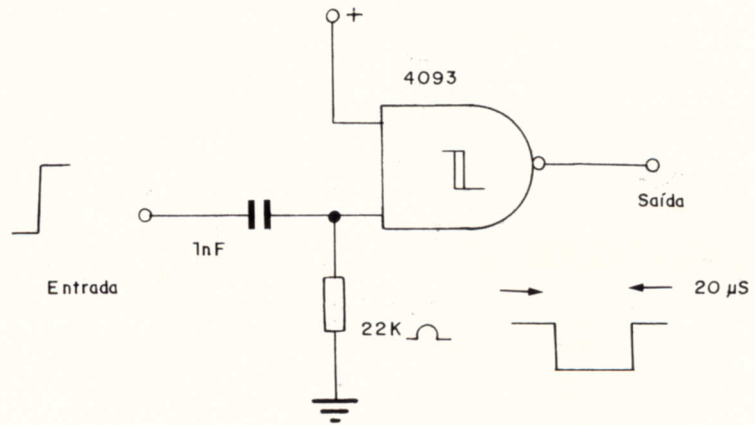
9-B
10-A



CIRCUITOS BÁSICOS

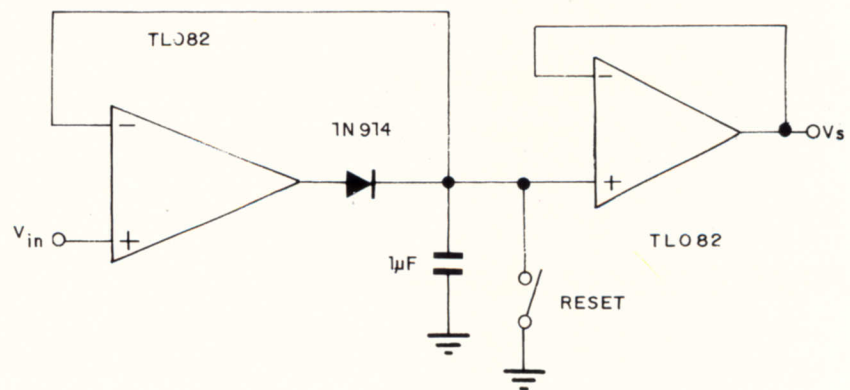
DETECTOR DE FRONTE POSITIVA

Este circuito detecta as variações bruscas de tensão de uma entrada, fornecendo um pulso negativo de duração constante quando a tensão sobe de 0 V para o valor da alimentação. O componente usado é o 4093, que contém 4 portas disparadoras, porém apenas uma delas é usada neste circuito. Se a largura do pulso de saída tiver de ser alterada, mude o valor do capacitor. A alimentação é feita com tensão de 3 a 15 V.



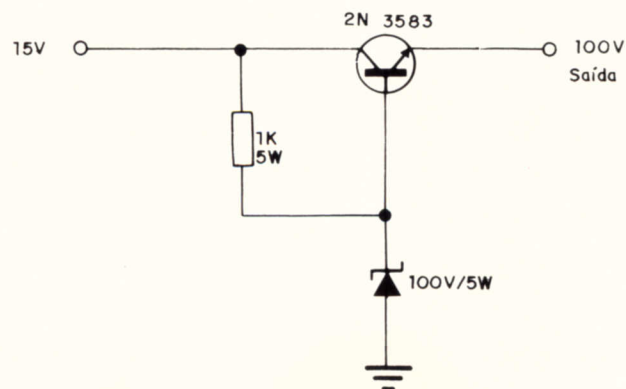
DETECTOR DE PICOS POSITIVOS

Este circuito detecta um pulso positivo de curta duração e gera na saída uma tensão que se mantém por um tempo proporcional à fuga do capacitor (procure usar um capacitor de policarbonato). O TL 082 (tipo linMOS) tem uma elevadíssima impedância de entrada, o que garante a manutenção do nível de sinal de entrada na sua segunda metade por um longo tempo. Para nova detecção o capacitor deve ser descarregado, pressionando-se a chave de *reset* por um instante. A alimentação do circuito deve ser feita com fonte simétrica.



REGULADOR 100 V/400mA

Esta etapa estabilizadora de alta tensão usa um único transistor de potência de alta tensão e um diodo Zener de 5 W, fornecendo em sua saída 100 V_{CC} com corrente de até 400mA. O transistor pode ser substituído por equivalentes com tensão de coletor de 300 V ou mais e com corrente de coletor de mais de 1 A. O resistor deve ser de fio e a entrada de tensão deve ter 135 V com variação de até 15 V. O transistor deve ser instalado num dissipador de calor.



NA PRÓXIMA EDIÇÃO...

COMPUTADOR DE BORDO PARA BICICLETA

Avalie o seu "rendimento ciclístico" com este aparelho, que fornece as velocidades máxima e média da sua bicicleta em um certo espaço de tempo, num mostrador digital.

WALKIE-TALKIE FM

A grande vantagem deste projeto: as funções de transmissão e recepção são desempenhadas pelos mesmos componentes, numa placa de circuito única!

SERVOCONTROLE CONVERTIDO

Por meio de um truque eletrônico/mecânico, você pode usar um canal de radiocontrole liga/desliga no lugar de um controle de posição. Ótimo para simplificar a implementação de robôs, modelos controlados, etc.

SIMPLES AMPLIFICADOR TELEFÔNICO

Com este circuito, você não vai mais precisar ficar segurando o fone "grudado" ao ouvido para entender o que os outros estão falando...

FITAS CASSETE DIGITAIS

Uma segunda revolução na gravação doméstica está por vir. 27 anos depois, a única coisa que poderá superar o popularíssimo cassete é... o cassete digital. Conheça esta novidade e compare-a com o também muito badalado DAT.

E MAIS...

- RÁDIO: MODULAÇÃO EM FM
- CARACTERÍSTICAS DOS AMPLIFICADORES OPERACIONAIS
- CURSO MICRO — LIÇÃO 9
- UM DISCO ESTROBOSCÓPICO PARA VOCÊ AFERIR A VELOCIDADE DO SEU TOCA-DISCOS

