ANO XXIV
Nº 190/1988
Cz$ 640,00

SABER ELETRÔNICA

AMPLIFICADOR TELEFÔNICO

CONHEÇA O 4046

ELIMINADOR DE PROPAGANDA

ACOPLADORES ÓPTICOS

relógio digital

VEJA NA PÁGINA 9 COMO GANHAR AS PLACAS!



1406 / Alamira, Boa Vista, Macapá, Manaus, Rio Branco, Santarém Cz$ 835,00

SABER ELETRÔNICA

nº 190

ARTIGO DE CAPA

3 Relógio digital

BANCADA

20 Gerador retangular de 2Hz a 20kHz

ELETRÔNICA DIGITAL

23 Símbolos e parâmetros DC (para circuitos digitais)

DIVERSOS

10 Notícias & Lançamentos
12 Conheça o 4046 (1ª parte)
34 Informativo industrial
44 Publicações técnicas
52 Acopladores ópticos
59 Circuitos & Informações
60 Projetos dos leitores
68 Circuitos comerciais – Toca-discos PTT-50 da Philco
71 Seção dos leitores
73 Reparação Saber Eletrônica (fichas de nº 40 a 47)
77 Arquivo Saber Eletrônica (fichas de nº 159 a 162)



Capa – Foto do protótipo do Relógio Digital.

TELECOMUNICAÇÕES

62 Introdução à transmissão de dados (parte final)

MONTAGENS

26 Reforçador de sinais para AM
30 Conversor linear capacitância/tensão
33 Antena direcional para 11 metros
35 Amplificador telefônico
46 Eliminador de propaganda

Relógio digital

O relógio Digital aqui proposto não se trata de uma daquelas montagens em que um único circuito integrado faz tudo! Muito pelo contrário, o relógio foi implementado com 11 circuitos integrados convencionais, visando tanto os leitores que desejam ter um relógio digital montado por si mesmos como também os que pretendem entender o seu funcionamento, utilizando a montagem como instrumento didático de um provável curso de Eletrônica Digital.

Alexandre Braga

Para a montagem de um relógio digital podemos partir de um único circuito integrado dedicado ou então utilizar vários integrados de uso geral, como portas lógicas, contadores e decodificadores.

No primeiro caso temos a vantagem de obter um circuito bastante compacto, mas por outro lado a desvantagem da dependência de um único componente. Assim, em caso de danos a esse elemento, a única solução é substituí-lo, uma vez que não podemos consertar circuitos integrados! Isso sem falar na impossibilidade de analisar, de forma didática, as formas de onda de cada um dos pontos do circuito.

Como exemplos de integrados dedicados que realizam todas as funções de um relógio podemos citar o MA1003, MA1023 (ou MA1022) e MM5402, todos já abordados em artigos de nossa Revista.

A segunda opção à qual nos referimos, e que utiliza circuitos integrados comuns, é a que passamos a descrever, iniciando com as características gerais e o diagrama em blocos.

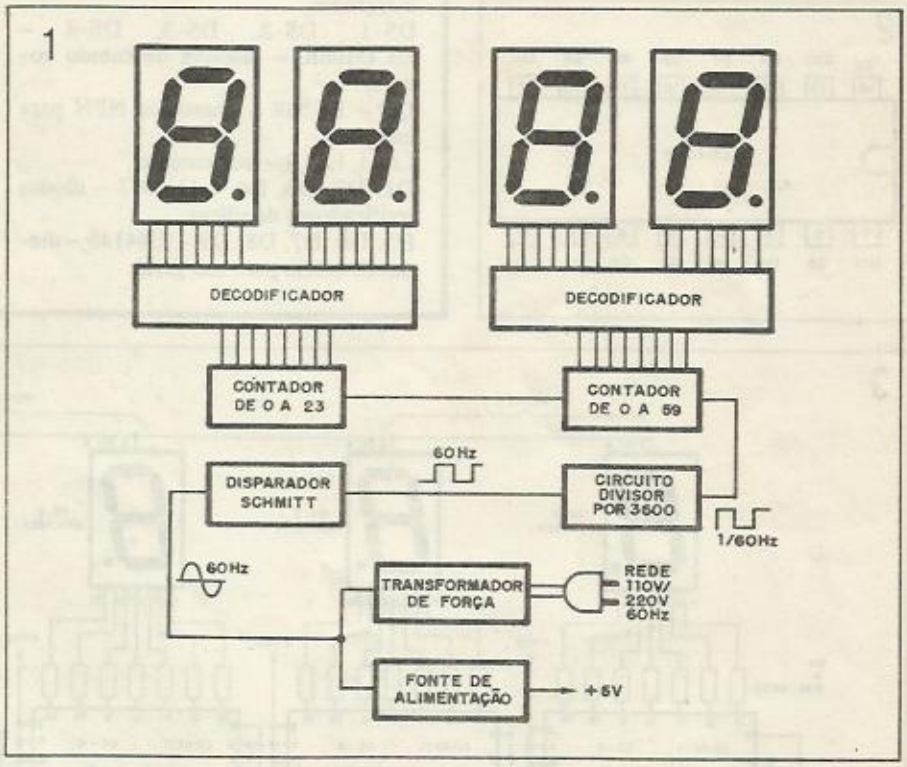
CARACTERÍSTICAS

- Alimentação através da rede local (110 ou 220V);
- Mostrador de 24 horas;
- Duas possibilidades para o ajuste do horário: rápido e lento;
- Implementação com 11 circuitos integrados;
- Sincronismo com a rede local (60Hz).

O CIRCUITO

Na figura 1 temos o diagrama em blocos do relógio, por onde você pode observar que ele utiliza como clock (sincronismo) o sinal da rede local.

1



A tensão da rede (110 ou 220V) é abaixada por um transformador de 6+6V x 500mA e em seguida aplicada a uma porta AND (com as entradas curto-circuitadas) cuja função é "quadrar" o sinal senoidal proveniente da rede. Essa porta funciona como um Schmitt Trigger, pois sua saída passa para nível "1" somente quando o sinal de entrada é maior que 3,5V e passa para "0" quando essa tensão for menor que 1,5V. Esses valores são dados pelo fabricante, para uma alimentação de 5V, e são representados respectivamente por V_{IH} (tensão de entrada para nível "1" ou high) e V_{IL} (tensão de entrada para nível "0" ou low).

É importante ressaltar a importância do filtro passa-baixas (formado por R1 e C3) na entrada dessa porta lógica, pois sem ele correríamos o risco de que interferências ou ruídos presentes na rede elétrica prejudicassem o funcionamento do relógio.

Na saída do circuito que chamamos de Schmitt Trigger temos então um sinal retangular de 60Hz, que será usado como clock para um contador do tipo 4040 funcionando como divisor por 3600.

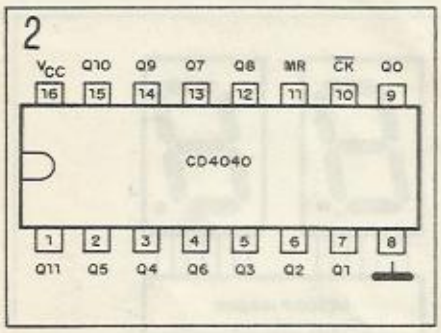
O 4040 é um contador binário de 12 estágios (formado internamente por 12 flip-flops tipo D em cascata), com as saídas bufferizadas (Q0 a Q11), uma entrada de clock ($\overline{CK}$) e uma entrada de reset (MR). Com esse integrado po-

demos efetuar a divisão de um sinal por qualquer número inteiro de 2 a 4096, bastando para isso utilizar um circuito combinacional ligado às saídas do contador.

Como cada saída tem um "peso" (de 1 a 4095), para projetar o circuito combinacional devemos escolher as saídas cuja soma dos pesos seja igual ao número pelo qual queremos efetuar a divisão, e em seguida uní-las (multiplicá-las) através de portas AND. Assim, se quisermos a divisão por 3600 deveremos escolher as saídas Q4 (peso 16), Q9 (peso 512), Q10 (peso 1024) e Q11 (peso 2048), pois 2048+1024+512+16=3600. Na figura 2 damos a pinagem do CD4040.

Observe que a saída do circuito combinacional serve tanto para fornecer os pulsos de clock de 1/60Hz (um

2

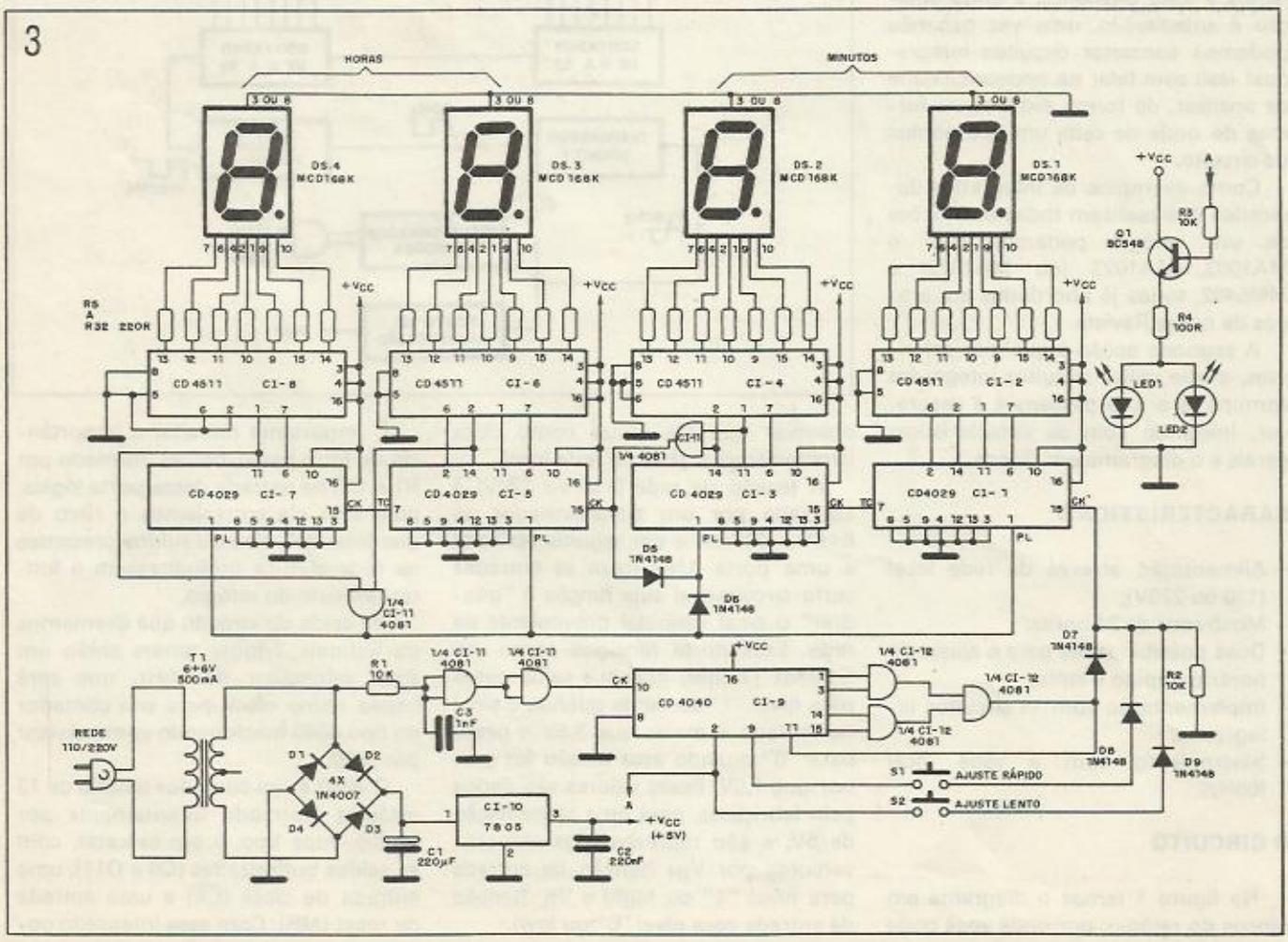


LISTA DE MATERIAL

Semicondutores:
CI-1, CI-3, CI-5, CI-7 – CD4029 – circuitos integrados
CI-2, CI-4, CI-6, CI-8 – CD4511 – circuitos integrados
CI-9 – CD4040 – circuito integrado
CI-10 – μA7805 – regulador de tensão
CI-11, CI-12 – CD4081 – circuitos integrados
DS-1, DS-2, DS-3, DS-4 – MCD168K – displays de catodo comum
Q1 – BC548 – transistor NPN para uso geral
Led 1, Led 2 – leds comuns
D1, D2, D3, D4 – 1N4007 – diodos retificadores de silício
D5, D6, D7, D8, D9 – 1N4148 – diodos de silício para uso geral

Capacitores:
C1 – 220μF x 16V – eletrolítico
C2 – 220nF – cerâmico ou de poliéster
C3 – 1nF – cerâmico
Resistores:
R1, R2, R3 – 10k (marrom, preto, laranja)
R4 – 100 ohms (marrom, preto, marrom)
R5 a R32 – 220 ohms (vermelho, vermelho, marrom)
Diversos:
T1 – transformador com primário de acordo com a rede local e secundário de 6+6V x 500mA
S1, S2 – interruptores de contato momentâneo
Soquetes para os circuitos integrados, dissipador de calor para o regulador de tensão, fios, solda etc.

3



pulso por minuto) para o relógio como também para resetar (zerar) o próprio 4040 a cada 3600 ciclos do sinal de entrada.

Dos pinos 2 e 9 do 4040 retiramos os sinais de 0,9375Hz e 30Hz usados no ajuste do relógio.

Agora que já temos um sinal de 1/60Hz, basta aplicá-lo aos contadores de minutos (0 a 59) e horas (0 a 23). Esses contadores, conforme observamos pelo diagrama esquemático da figura 3, são do tipo 4029 e possuem em suas saídas, além dos decodificadores BCD para 7 segmentos, portas AND responsáveis pelo reset do conjunto no momento apropriado.

Nos primeiros dois contadores (CI-1 e CI-3) há uma porta que os reseta a cada 60 pulsos do sinal de entrada, o que se traduz numa contagem

INFORMAÇÕES ADICIONAIS

CD4029 – CONTADOR SÍNCRONO UP/DOWN

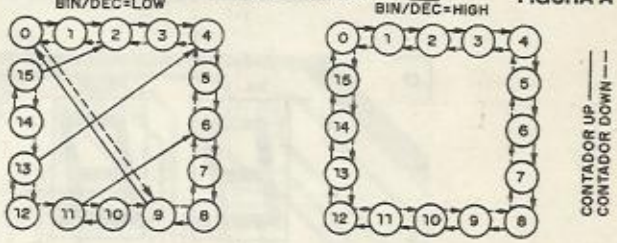
O 4029 é um circuito contador de 4 bits que opera como década (0000 a 1001) ou como contador binário (0000 a 1111), tanto no sentido crescente como no decrescente.

Além da entrada normal de clock (informação do tipo série) possui ainda disponíveis 4 entradas para informação paralela. Essas entradas permitem que o contador seja carregado com um determinado dado (número binário) e inicie a partir daí a contagem.

Na figura A temos os diagramas de estado para as operações crescente (UP) e decrescente (DOWN) do CD4029, assim como a equação lógica da saída $\overline{TC}$ (saída de término da contagem, que varia de "1" para "0" toda vez que o contador atinge o número máximo da contagem, quando ligado como contador crescente, ou quando atinge o menor número da contagem, ao funcionar como contador decrescente).

O diagrama lógico para esse contador é mostrado na figura B, onde os números circundados se referem aos pinos do integrado.

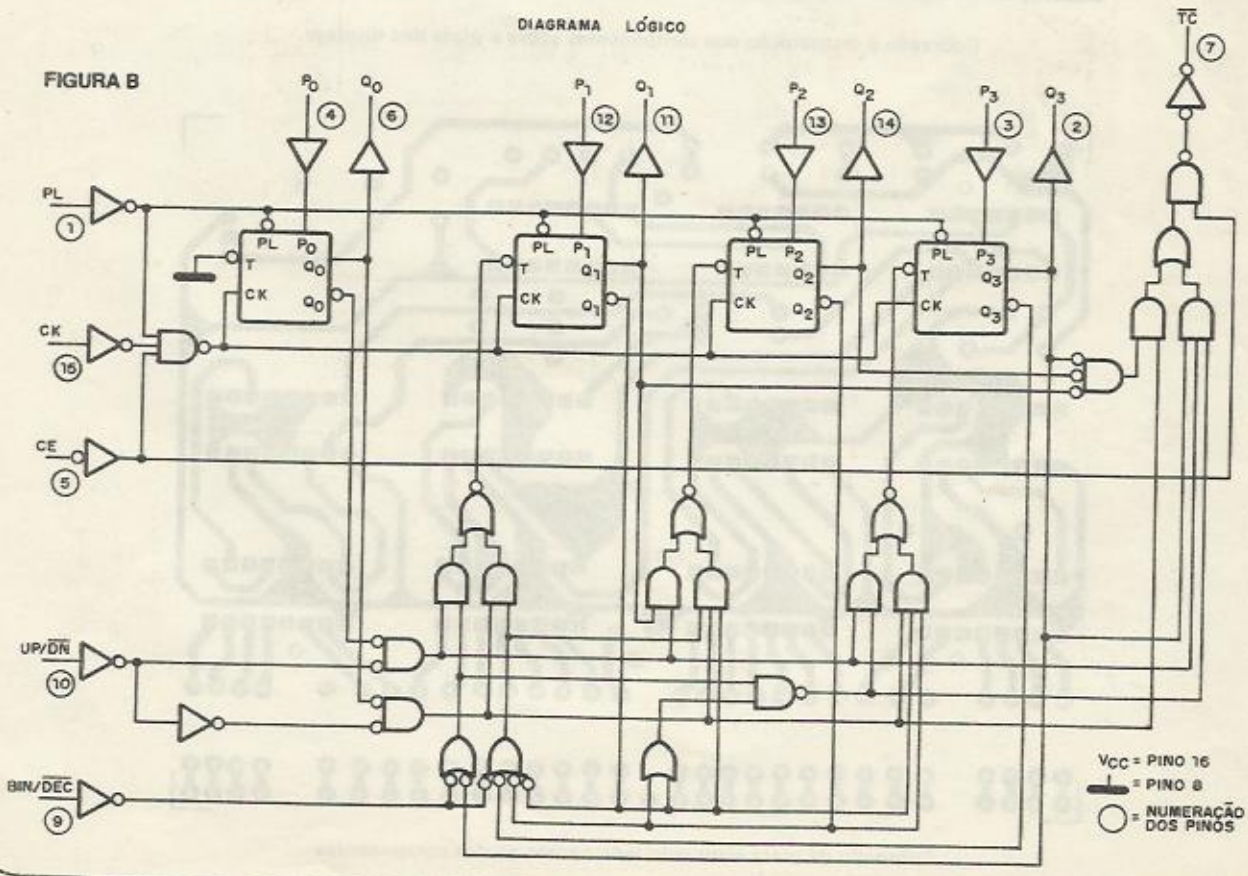
DIAGRAMAS DE ESTADO — FIGURA A



EQUAÇÃO LÓGICA PARA A SAÍDA $\overline{TC}$

$$\overline{TC} = CE.[((UP/\overline{DN}).Q_0.Q_3.((Q_1.Q_2)+\overline{(BIN/\overline{DEC})}))+\overline{((UP/\overline{DN}).\overline{Q_0}.\overline{Q_1}.\overline{Q_2}.\overline{Q_3})}]$$

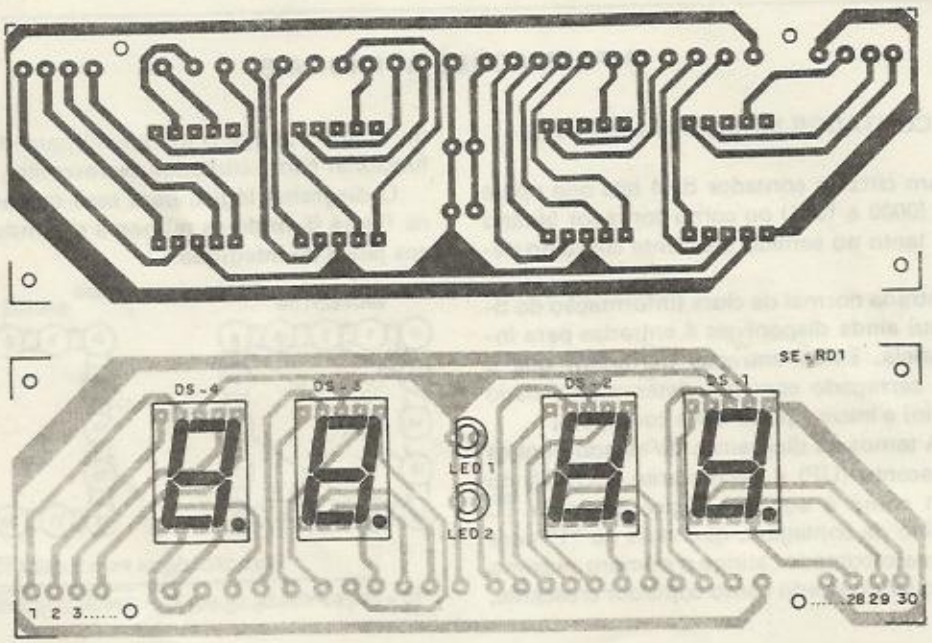
DIAGRAMA LÓGICO — FIGURA B



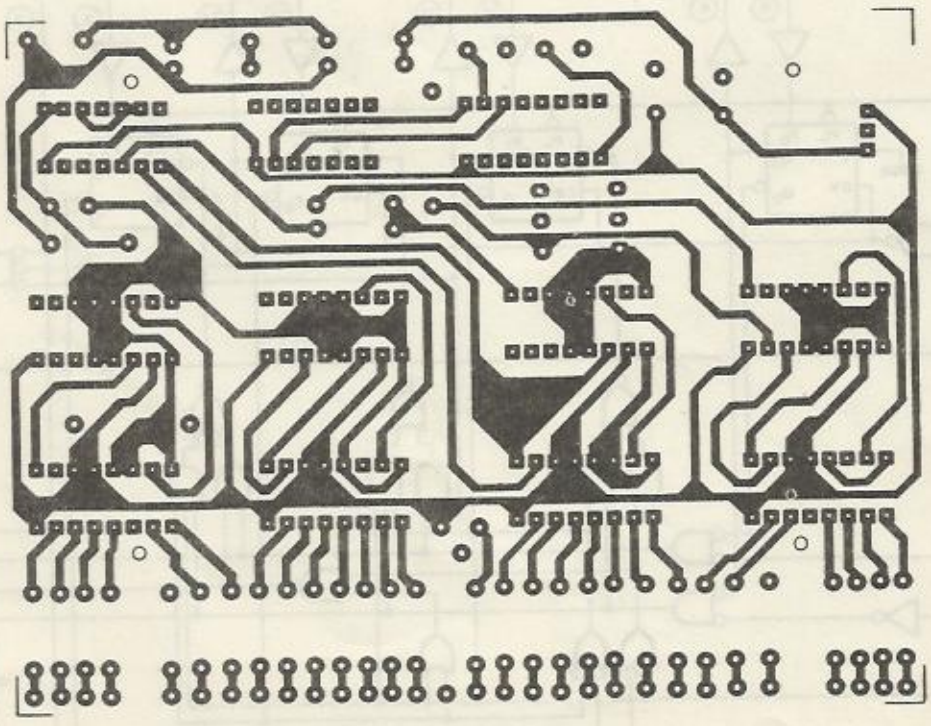
de 0 a 59. Ao mesmo tempo, a saída dessa porta fornece o sinal de clock para o contador das horas, que é constituído por CI-5/CI-7 e tem seu pulso de reset dado por outra porta lógica a cada 24 ciclos de entrada, ou seja, 24 horas.

Para escolher convenientemente a quais saídas do contador devemos ligar as portas AND, basta lembrar que essas saídas também têm pesos e que eles valem 8, 4, 2 e 1. Assim, para o par de contadores CI-1/CI-3 temos reset quando CI-3 atinge o número 6 (0110 em BCD), pois a porta está ligada às saídas Q1 (peso 2) e Q2 (peso 4). Já para o par CI-5/CI-7 o reset ocorre quando CI-7 atinge o número 2 e CI-5 o número 4, uma vez que a porta AND tem suas entradas ligadas à saída Q1 de CI-7 (peso 2) e Q2 de CI-5 (peso 4).

4

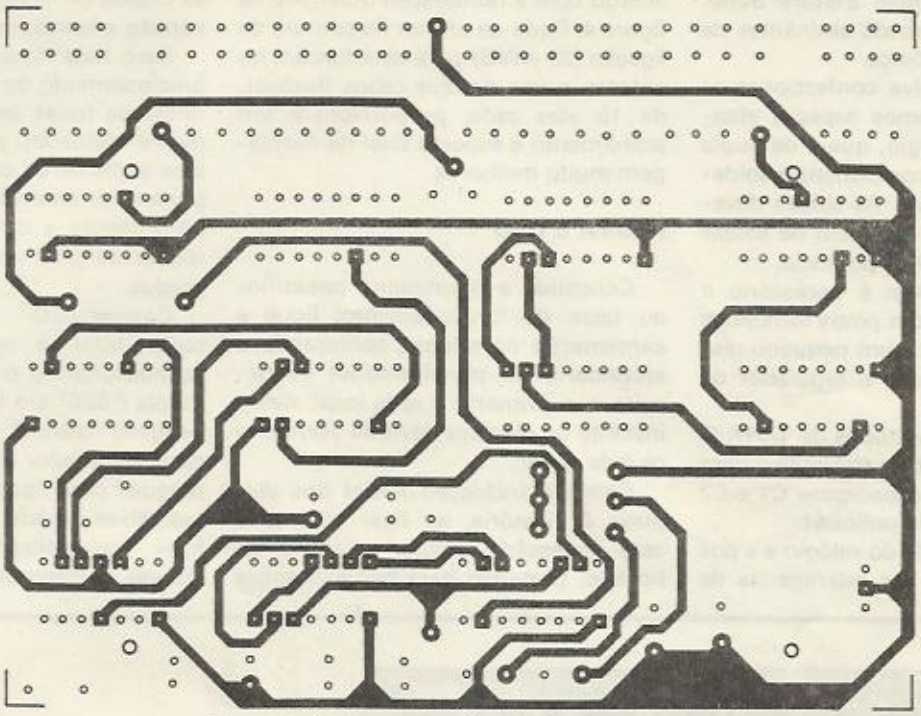


Cobreado e distribuição dos componentes sobre a placa dos displays

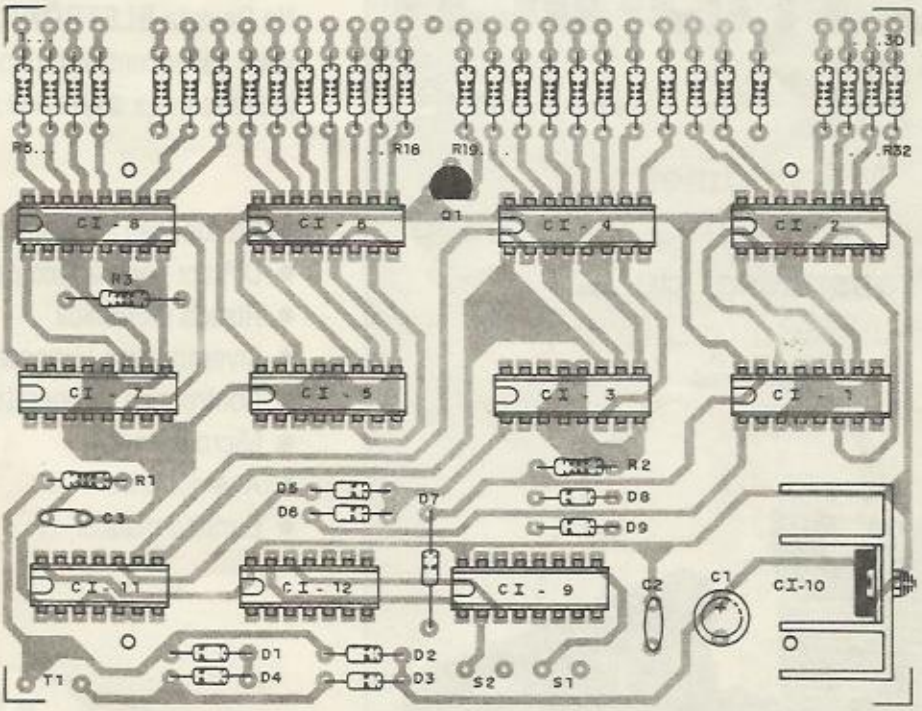


Cobreado da placa visto pelo lado oposto ao dos componentes

4 (continuação)



Cobreado da placa visto pelo lado dos componentes



Distribuição dos componentes sobre a placa, onde o lado cobreado oposto é mostrado em cinza

Nas saídas de todos os contadores temos decodificadores de BCD para 7 segmentos e em seguida displays de catodo comum. Os decodificadores são do tipo 4511 e os displays podem ser os MCD168K ou equivalentes.

Os leds 1 e 2, acionados pelo transistor driver Q1, piscam com uma freqüência de 0,9375Hz, ou seja, aproximadamente uma piscada por segundo.

Todo o circuito é alimentado pelos 5V provenientes de um integrado regulador de tensão (7805).

MONTAGEM

Na figura 4 damos o lay-out das placas de circuito impresso para o circuito propriamente dito e para os displays. Essas placas, assim como um manual completo de montagem, estão

sendo oferecidos pela Editora Saber como brinde aos novos assinantes da revista Saber Eletrônica.

Caso você resolva confeccionar as placas, recomendamos especial atenção para a do relógio, que é de dupla face e tem alguns componentes soldados pelos dois lados. As soldas deverão ser feitas com um ferro de soldar de no máximo 30W de potência.

Para a montagem é necessário o uso de soquetes com pinos torneados para os integrados e um pequeno dissipador de calor para o regulador de tensão.

Os resistores são todos de 1/8W. O capacitor C1 é do tipo eletrolítico para 16V ou mais e os capacitores C1 e C2 são cerâmicos ou de poliéster.

As duas placas (a do relógio e a dos displays) deverão ser interligadas de acordo com a numeração mostrada na figura 4. Pode-se utilizar fio comum de ligação (22 AWG) para esta função, no entanto o uso de dois cabos flexíveis, de 15 vias cada, proporcionará um acabamento e aspecto final da montagem muito melhores.

PROVA E USO

Concluída a montagem, passamos ao teste de funcionamento: ligue a alimentação do relógio, conectando o secundário do transformador ao circuito e o primário à rede local; nesse instante os displays deverão acender e os leds piscar.

Como a indicação inicial dos displays é aleatória, ao ligar o circuito será necessário efetuar o ajuste do horário, bastando para isso agir sobre as chaves S1 e S2, que são os ajustes **rápido** e **lento,** respectivamente.

Caso haja alguma anormalidade no funcionamento do relógio deve-se verificar se todas as soldas foram realmente efetuadas, principalmente as da face superior da placa (lado dos componentes); persistindo o defeito deve-se proceder a um teste de funcionamento de cada um dos circuitos integrados.

Comprovado o funcionamento basta fazer a instalação definitiva, acondicionando o circuito numa caixa Patola PB207 e o transformador numa pequena caixa à parte (caixa Patola para eliminador de pilhas), já com os plugues para ligação à rede local. Essas caixas podem ser encontradas em lojas especializadas ou adquiridas através do Reembolso Postal Saber. ■



Na Revista ELETRÔNICA TOTAL Nº 2 você vai encontrar muitos projetos e coisas interessantes do mundo da eletrônica!

- Cromeação feita em casa
- Difusor panorâmico para seu som
- Risada eletrônica
- Inversor para lâmpadas fluorescentes
- Controle de temperatura para aquários
- Microalarme
- Anemômetro
- E muito mais...

JÁ NOS PONTOS DE VENDA!

Conheça o 4046

(1ª PARTE)

Eis um integrado "diferente" da família CMOS que consiste num PLL (Phase – Locked Loop) de características tão versáteis que permitem sua utilização como base para uma gama infindável de projetos. Exigindo uma potência de alimentação de apenas 70μW (com 5V), este integrado é ideal para a elaboração de projetos de filtros para controles remotos, decodificadores e codificadores de FM, discriminadores de freqüência, sincronizadores de dados e muitos outros que abordaremos neste artigo.

Newton C. Braga

Dentro da série de integrados CMOS que temos abordado nas últimas Revistas (4016, 4013) chegamos a um que realmente merece um espaço maior de nossa parte, devido às suas excepcionais características. Com ele podemos realizar uma enorme variedade de projetos, como indicamos na introdução, e muito mais que isso, interligá-lo facilmente a outros elementos da família CMOS.

Nossa finalidade neste artigo é analisar todas as características deste integrado, seu funcionamento e dar algumas sugestões de aplicações básicas. Os projetos mais elaborados (completos), evidentemente serão alvo de artigos independentes que certamente virão. O com as informações que terá neste artigo você poderá, com facilidade, fazer suas próprias "criações".

CARACTERÍSTICAS

As características dadas a seguir são para o CD4046 (RCA), podendo variar um pouco conforme o fabricante:

- Consumo muito baixo de potência: 70μW (típ.) com VCO f = 10kHz, Vdd = 5V
- Faixa de freqüências de operação até 1,4MHz (típ.) com Vdd = 10V e R1 = 5k ohms;
- Baixo desvio de freqüência: 0,4%^{o}C (típ.) com Vdd = 10V;
- Possibilidade de escolha de dois comparadores de fase:
  (I) Sistema com porta Exclusive-OR (OU-exclusivo)
  (II) Sistema com memória controlada pela borda do pulso (edge-controled) com saída de pulso em fase para indicação de chaveamento;
- Alta linearidade de VCO: menor que 1% para Vdd = 10V;
- Controle de inibição do VCO para manipulação ON-OFF com consumo ultrabaixo na condição de espera;
- Seguidor de fonte para controle de entrada do VCO (saída demoduladora);
- Diodo zener para ajudar na regulagem da alimentação;
- Características simétricas de saída padronizadas;
- Invólucro DIL de 16 pinos.

POR DENTRO DO 4046

Dependendo do fabricante podemos encontrar o 4046 com siglas de identificação como: CD4046 (RCA0, F4046 (Fairchild), MC14046 (Motorola) etc.

A pinagem deste integrado para o invólucro DIL de 16 pinos é mostrada na figura 1.

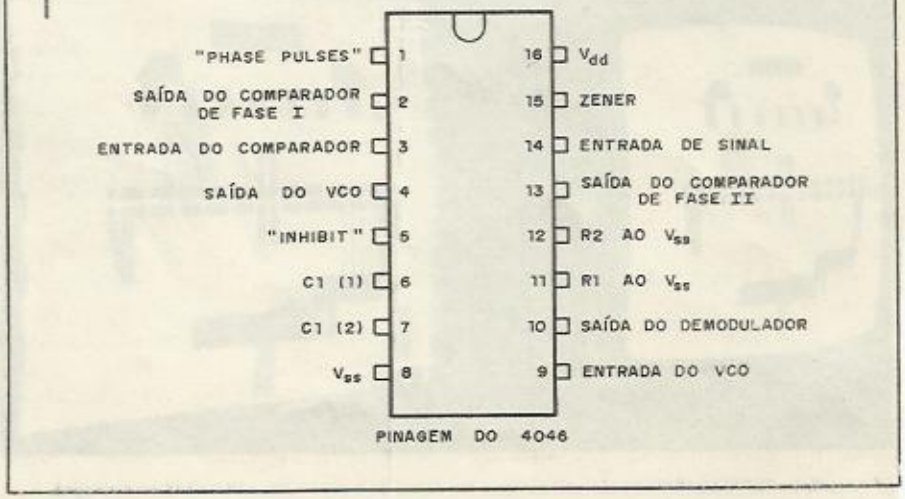
Na figura 2 temos o circuito equivalente em blocos, por onde será feita uma análise de seu funcionamento.

Este integrado possui um VCO (Voltage Controled Oscillator) linear, dois comparadores de fase com uma entrada comum para o sinal e para a comparação, além de um diodo zener de 5,2V para eventual regulagem da alimentação.

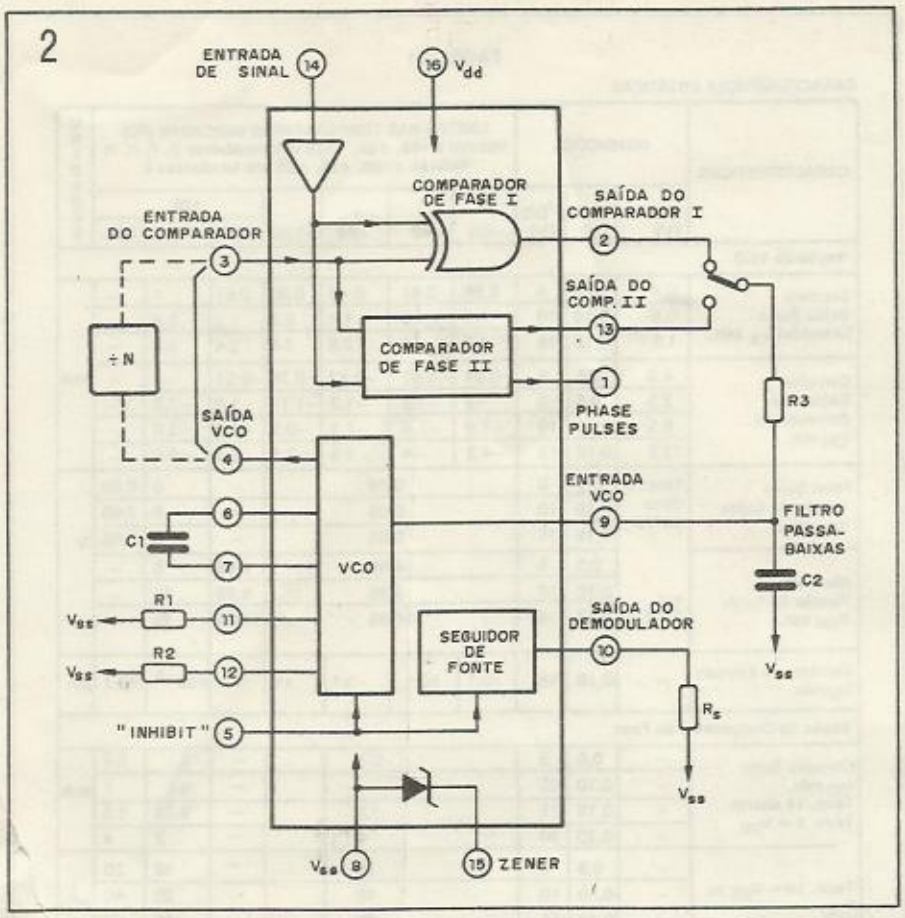
Os máximos absolutos deste integrado são:

- Faixa de tensão de alimentação (Vdd): -0,5 a +20V
- Faixa de tensão de entrada em todas as entradas: -0,5V a (Vdd+0,5)V
- Dissipação por unidade (-40^{o}C a +60^{o}C): 500mW

1



PINAGEM DO 4046



– Dissipação para transistor de saída: 100mW

As condições recomendadas para operação são:

– Faixa de tensões de VCO como oscilador fixo: 3 a 18V
– Faixa de tensões de operação como PLL: 5 a 18V
– Faixa de tensões de operação para os comparadores: 3 a 18V
– Faixa de tensões de operação para o VCO: 5 a 18V

A tabela 1 dá as características estáticas e a tabela 2 as características elétricas.

COMO FUNCIONA UM PLL

Uma explicação resumida de um Phase-Locked Loop será de grande importância para que você compreenda melhor como funciona este integrado.

Na figura 3 temos um diagrama de blocos representando um PLL típico. Conforme podemos ver, este circuito consta de 3 partes: um comparador de fase, um filtro passa-baixas e um oscilador controlado por tensão (VCO). Estes três elementos são interligados num circuito fechado (loop), o que dá origem à denominação do sistema.

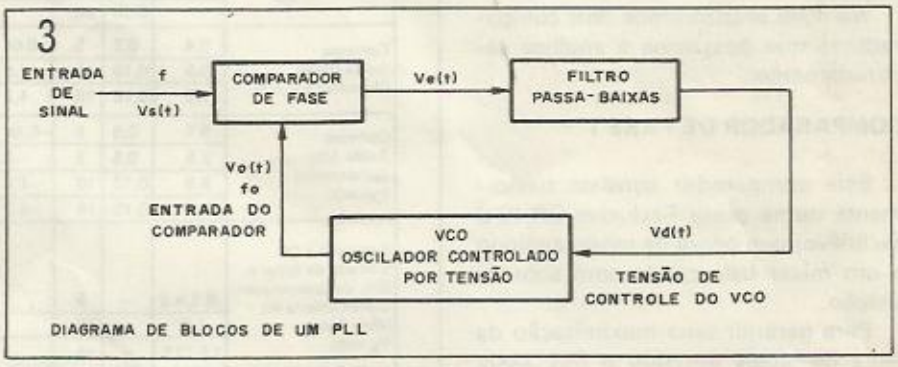


DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM PLL

Os elementos possuem características tais que a realimentação é função da freqüência e da fase do sinal de entrada em relação ao sinal gerado pelo VCO.

Na ausência de sinal de entrada, a tensão de erro na saída do comparador de fase é nula. Nestas condições, a tensão Vd(t) do filtro passa-baixas também é nula, o que leva o oscilador controlado por tensão (VCO) a oscilar numa freqüência fundamental pré-fixada denominada fo ou freqüência central.

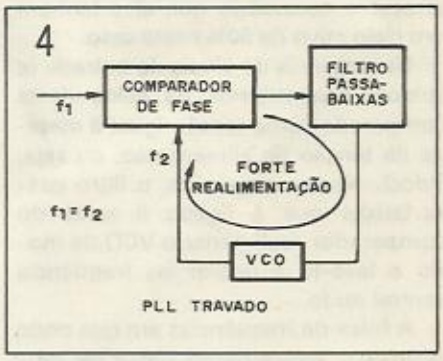
Quando aplicamos um sinal na entrada do PLL, o comparador entra em ação comparando a freqüência e a fase deste sinal com o sinal gerado pelo VCO. Como resultado da comparação aparece na saída uma tensão proporcional à diferença de freqüência e fase dos dois sinais.

Esta tensão, chamada de tensão de erro e representada por Ve(t), é aplicada à entrada de controle do VCO provocando uma forte realimentação no sentido de reduzir a diferença de freqüência e fase entre os dois sinais.

Se a diferença for reduzida a um valor suficientemente pequeno, levada pela ação de realimentação, ocorre um travamento do circuito. Dizemos que o PLL "amarra" ou "trava" passando a freqüência e fase do VCO a serem iguais à freqüência e fase do sinal de entrada (figura 4).

Devemos neste ponto diferenciar duas faixas de operação do PLL em relação às freqüências dos sinais de entrada.

Em primeiro lugar temos a faixa de freqüências na qual o PLL vai se manter atracado ou travado se estiver inicialmente nesta condição. Esta é a faixa de chaveamento ou "lock range" e é expressa por 2 f1. No entanto,



existe uma faixa mais estreita que é aquela em que o PLL vai atracar se estiver inicialmente desativado e receber um sinal de entrada. Esta é definida

como a faixa de captura (capture range) e depende das características do filtro passa-baixas. Esta faixa pode ser estabelecida de modo a ficar tão ampla como a faixa de chaveamento.

Partindo destas explicações iniciais fica mais fácil para você penetrar nos segredos do 4046.

Começamos por analisar os comparadores de fase.

A maioria dos PLLs utiliza nesta função mixers balanceados formados por amplificadores analógicos. No caso de circuitos lineares pode-se implementar estas funções com relativa facilidade, o que não ocorre com os integrados da família CMOS.

Na figura 5 temos o circuito de um comparador de fase CMOS, como encontrado no 4046, e que servirá de base para nossas explicações.

Os dois comparadores de fase são excitados por um amplificador que tem uma etapa de polarização e quatro etapas inversoras. A entrada de sinal do comparador (pino 14 do 4046) pode ser acoplada diretamente às fontes de sinais CMOS. No entanto, se a fonte de sinal não proporcionar uma excursão elevada, entre 30% a 70% de Vdd, o acoplamento deve ser feito capacitivamente.

No 4046 encontramos dois comparadores que passamos a analisar separadamente.

COMPARADOR DE FASE I

Este comparador consiste basicamente numa porta Exclusive OR (OU exclusivo) que opera de modo análogo a um mixer balanceado com sobrexcitação.

Para garantir uma maximização da faixa de sinais em que o PLL pode atracar é necessário que eles tenham um ciclo ativo de 50% neste caso.

Na ausência de sinais de entrada (e ruídos) encontramos na saída deste comparador uma tensão igual à metade da tensão de alimentação, ou seja, Vdd/2. Nestas condições, o filtro passa-baixas que é ligado à saída do comparador realimenta o VCO de modo a levá-lo a oscilar na freqüência central ou fo.

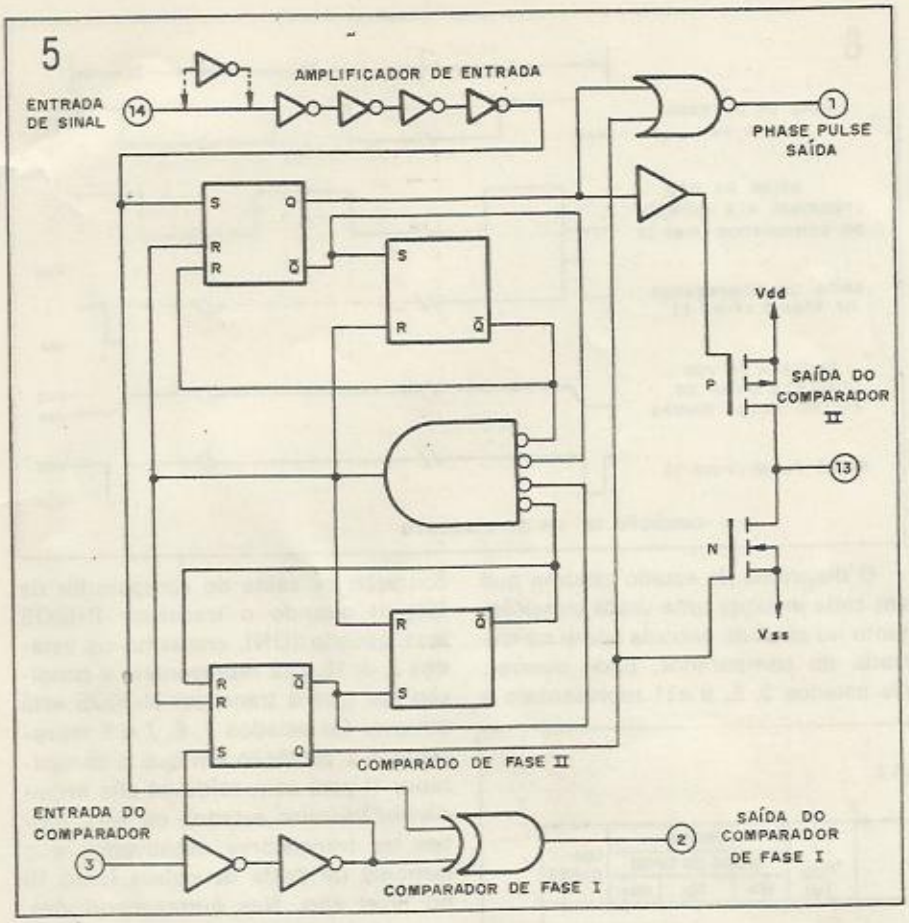
A faixa de freqüências em que pode ocorrer o atracamento (faixa de captura) depende das características do filtro passa-baixas, e pode ser tão ampla quanto a faixa de chaveamento. O comparador de fase tem por característica manter o PLL habilitado a se manter atracado mesmo na presença de grandes níveis de ruído no sinal de entrada.

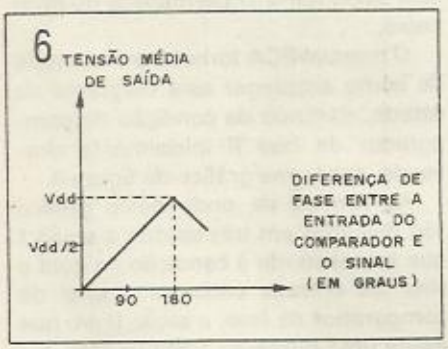
Uma característica salientada pelo fabricante deste circuito é o fato deste comparador poder atracar com freqüências que sejam próximas de harmônicas da freqüência central do VCO. Outra característica importante é que o ângulo de fase entre o sinal e a entrada do comparador pode variar de 0° a 180°, ficando em 90° na freqüência central.

TABELA 1

CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS

CARACTERÍSTICAS	CONDIÇÕES			LIMITES NAS TEMPERATURAS INDICADAS (°C) Valores a -55, +25, +125 use invólucros D, F, K, H Valores a -40, +25, +85 use invólucros E							UNIDADES
	V_O (V)	V_{IN} (V)	V_{DD} (V)	−55	−40	+85	+125	+25 Mín.	+25 Típ.	+25 Máx.	
Seção do VCO											
Corrente Saída Baixa (drenado) I_{OL} mín.	0.4	0,5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	–	mA
	0.5	0,10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	–	
	1.5	0,15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	–	
Corrente Saída Alta (fornecendo) I_{OH} mín.	4.6	0,5	5	−0.64	−0.61	−0.42	−0.36	−0.51	−1	–	
	2.5	0,5	5	−2	−1.8	−1.3	−1.15	−1.6	−3.2	–	
	9.5	0,10	10	−1.6	−1.5	−1.1	−0.9	−1.3	−2.6	–	
	13.5	0,15	15	−4.2	−4	−2.8	−2.4	−3.4	−6.8	–	
Nível Baixo Tensão de Saída V_{OL} máx.	Term. 4 Drive CMOS e.g. Term. 3	0,5	5	0.05				–	0	0.05	V
		0,10	10	0.05				–	0	0.05	
		0,15	15	0.05				–	0	0.05	
Nível Alto Tensão de Saída V_{OH} mín.		0,5	5	4.95				4.95	5	–	
		0,10	10	9.95				9.95	10	–	
		0,15	15	14.95				14.95	15	–	
Corrente de Entrada I_{IN} máx.	–	0,18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	–	$\pm 10^{-5}$	±0.1	µA
Seção do Comparador de Fase											
Corrente Total I_{DD} máx. Term. 14 aberto Term. 5 = V_{DD}	–	0,5	5	0.2				–	0.1	0.2	mA
	–	0,10	10	1				–	0.5	1	
	–	0,15	15	1.5				–	0.75	1.5	
	–	0,20	20	4				–	2	4	
Term. 14 = V_{SS} ou V_{DD} Term. 5 = V_{DD}	–	0,5	5	20				–	10	20	µA
	–	0,10	10	40				–	20	40	
	–	0,15	15	80				–	40	80	
	–	0,20	20	160				–	80	160	
Corrente Saída Baixa (drenado) I_{OL} mín.	0.4	0,5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	–	mA
	0.5	0,10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	–	
	1.5	0,15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	–	
Corrente Saída Alta (fornecendo) I_{OH} mín.	4.6	0,5	5	−0.64	−0.61	−0.42	−0.36	−0.51	−1	–	
	2.5	0,5	5	−2	−1.8	−1.3	−1.15	−1.6	−3.2	–	
	9.5	0,10	10	−1.6	−1.5	−1.1	−0.9	−1.3	−2.6	–	
	13.5	0,15	15	−4.2	−4	−2.8	−2.4	−3.4	−6.8	–	
Acoplado a DC Entrada de Sinal e Ent. do Comparador: Sensibilidade no Nível Baixo V_{IL} máx.	0.5,4.5	–	5			1.5		–	–	1.5	V
	1,9	–	10			3		–	–	3	
	1.5,13.5	–	15			4		–	–	4	
Nível Alto V_{IH} mín.	0.5,4.5	–	5			3.5		3.5	–	–	
	1,9	–	10			7		7	–	–	
	1.5,13.5	–	15			11		11	–	–	
Corrente de Entrada I_{IN} máx. Exceto Term. 14	–	0,18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	–	$\pm 10^{-5}$	±0.1	µA
Corrente de Fuga em Tri-State I_{OUT} máx.	0,18	0,18	18	±0.1	±0.1	±0.2	±0.2	–	$\pm 10^{-5}$	±0.1	µA





Na figura 6 temos a característica de resposta de fase deste comparador segundo o manual da RCA.

São mostradas na figura 7 formas de onda típicas, segundo o mesmo manual, quando um comparador de fase deste tipo é empregado num PLL.

COMPARADOR DE FASE II

Trata-se de um comparador com memória digital, controlado pela borda do pulso de entrada (Edge-Controlled) contando com 4 flip-flops, controle de gatilhamento e um circuito de saída de três estados (tri-state) com drivers P-MOS e N-MOS, interligados de modo a haver um ponto comum, conforme já visto na figura 5.

Quando os drivers P-MOS e N-MOS estão ativados, o potencial de saída oscila indo de Vdd a Vss respectivamente. Este tipo de comparador somente comuta nas frontes positivas do pulso de sinal, tratando-se de um tipo "edge-triggered".

Para este comparador, os ciclos ativos dos sinais de entrada e do comparador não são importantes, uma vez que as transições positivas é que controlam o PLL. Se a freqüência do sinal de entrada for maior do que a freqüência de entrada do comparador, é ativado o transistor P-MOS, enquanto que, se a freqüência do sinal de entrada for menor que a freqüência no comparador, é ativado o transistor N-MOS. Estes transistores se mantêm ativados (ON) por um intervalo de tempo que corresponde à diferença de fase entre os sinais.

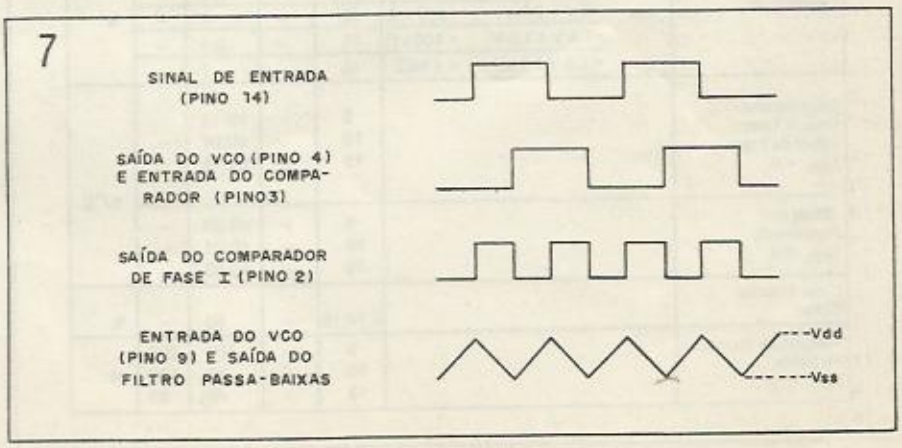
Se a freqüência do sinal de entrada for igual à freqüência de entrada do comparador, os dois transistores permanecem desativados (OFF). Neste estado estável, a saída que corresponde ao ponto comum de ligação do transistor N-MOS com P-MOS permanece desconectada do circuito, o que o leva ao terceiro estado (aberto ou alta impedância).

Neste estado, pelo fato dos transistores de saída estarem desligados, é mantida constante a tensão no capacitor do filtro passa-baixas. Além disso, o sinal na saída "Phase-Pulses" vai ao nível alto, fato que pode ser usado para indicação da condição de atracamento.

Observamos ainda que, para este comparador de fase II, não existe diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal da entrada do comparador em toda a faixa de operação do VCO.

A utilização deste tipo de comparador permite uma economia de energia, já que a potência dissipada no filtro passa-baixas é reduzida quando os transistores P-MOS e N-MOS ficam desativados durante o atracamento, e na maior parte do ciclo do sinal de entrada.

Diferentemente do comparador I, a faixa de chaveamento deste é igual à faixa de atracamento, independentemente da ação do filtro passa-baixas.



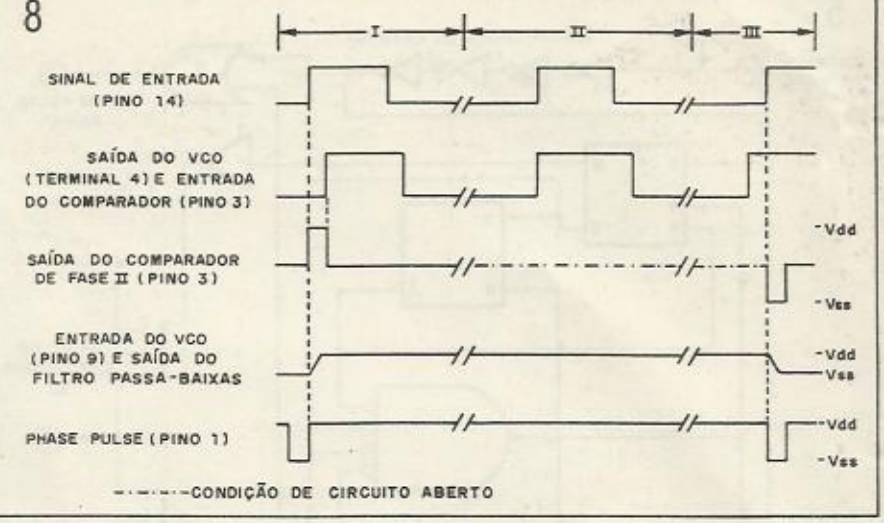
Na ausência do sinal de entrada o VCO é ajustado para operação na freqüência mais baixa. Na figura 8 temos formas de onda que são obtidas neste tipo de comparador segundo o manual da RCA.

Na figura 9 temos um diagrama de estados para o comparador de fase II.

O número na parte superior de cada círculo representa o estado do comparador, enquanto que na parte inferior temos o estado lógico do sinal e da entrada do comparador à esquerda e direita respectivamente. Os estados são dados pelos níveis 0 e 1.

As transições de um estado para outro podem resultar tanto numa mudança do nível lógico de entrada (I) como da entrada do comparador (C). Transições positivas são indicadas por uma seta apontando para cima, enquanto que as transições negativas são indicadas por uma seta apontando para baixo.

8



O diagrama de estado assume que em cada instante uma única transição, tanto no sinal de entrada como na entrada do comparador, pode ocorrer. Os estados 3, 5, 9 e11 representam a condição de saída do comparador de fase II quando o transistor P-MOS está ativado (ON), enquanto os estados 2, 4, 10 e 12 representam a condição em que o transistor N-MOS está ativado. Os estados 1, 6, 7 e 8 representam a condição em que o comparador II está com saída de alta impedância (terceiro estado), ou seja, ambos os transistores desativados e o terminal de saída de pulsos (pino 10 no nível alto. Nas outras condições, esta saída (pino 1) permanece no nível baixo.

O manual RCA fornece um exemplo de como empregar este diagrama de estado, partindo da condição do comparador de fase II inicialmente chaveado, conforme gráfico da figura 8.

As formas de onda neste gráfico são divididas em três seções: a seção 1 que corresponde à condição na qual o sinal de entrada encontra o sinal do comparador de fase, a seção II em que existe uma diferença finita de fase, e a seção III em que o sinal de saída do comparador está ligeiramente adiantado em relação ao sinal de entrada.

Todas as três condições correspondem a um PLL CMOS atracado, ou seja, tanto o sinal de entrada como a entrada do comparador estão na mesma freqüência, com pequena diferença de fase.

Assumimos então inicialmente que as entradas estejam no nível 0, e que o comparador de fase II esteja na sua condição de saída de alta impedância (terceiro estado), como mostrado nas figuras 8 e 9 respectivamente.

Inicialmente o sinal de entrada realiza uma transição positiva que leva o comparador de fase ao estado 3. O

TABELA 2

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS A $T_A = 25^oC$

CARACTERÍSTICAS	CONDIÇÕES DE TESTE		V_{DD} (V)	LIMITES TODOS OS TIPOS Mín.	Típ.	Máx.	UNIDADES
Seção do VCO							
Dissipação de Potência P_D	f_o = 10 kHz, $R_2 = \infty$	R_1 = 1 MΩ, $VCO_{IN} = \frac{V_{DD}}{2}$	5	–	70	140	µW
			10	–	800	1600	
			15	–	3000	6000	
Freqüência Máxima de Operação $f_{máx.}$	C_1=50 pF, $R_2 = \infty$, $VCO_{IN}=V_{DD}$	R_1 = 10 kΩ	5	0.3	0.6	–	MHz
			10	0.6	1.2	–	
			15	0.8	1.6	–	
	C_1 = 50 pF, $R_2 = \infty$, $VCO_{IN}=V_{DD}$	R_1 = 5 kΩ	5	0.5	0.8	–	
			10	1	1.4	–	
			15	1.4	2.4	–	
Freqüência Central (f_o) e Faixa de Freqüências ($f_{máx.} - f_{mín.}$)	Programada com componentes externos R1, R2 e C1						
Linearidade	VCO_{IN} = 2.5 V ± 0.3V, R_1=10 kΩ		5	–	1.7	–	%
	=5 V ± 1 V,	= 100 kΩ	10	–	0.5	–	
	=5 V ± 2.5 V,	=400 kΩ	10	–	4	–	
	=7.5 V ± 1.5 V,	= 100 kΩ	15	–	0.5	–	
	= 7.5 V ± 5 V,	= 1 MΩ	15	–	7	–	
Estabilidade Freq. x Temp. Offset de Freq. $f_{mín.} = 0$			5	–	±0.12	–	%/°C
			10	–	±0.04	–	
			15	–	±0.015	–	
Offset de Freqüência $f_{mín.} \neq 0$			5	–	±0.09	–	
			10	–	±0.07	–	
			15	–	±0.03	–	
Ciclo Ativo de Saída			5,10,15	–	50	–	%
Tempos de Transição de Saída t_{THL}, t_{TLH}			5	–	100	200	ns
			10	–	50	100	
			15	–	40	80	

CONTINUAÇÃO DA TABELA 2

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS A T_A = 25°C

CARACTERÍSTICAS	CONDIÇÕES DE TESTE		V_{DD} (V)	LIMITES TODOS OS TIPOS Mín.	Típ.	Máx.	UNIDADES
Seção do VCO (cont.)							
Seguidor de Fonte (saída demodulada) Tensão Offset ($VCO_{IN} - V_{DEM}$)	RS > 10 kΩ		5 10 15	– – –	1.8 1.8 1.8	2.5 2.5 2.5	V
Linearidade	R_S=100 kΩ =300 kΩ =500 kΩ	VCO_{IN} = 2.5±0.3 V =5±2.5 V =7.5±5 V	5 10 15	– – –	0.3 0.7 0.9	– – –	%
Tensão do Diodo Zener (V_Z)	I_Z = 50 μA			4.45	5.5	6.15	V
Resistência Dinâmica do Zener R_Z	I_Z = 1 mA			–	40	–	Ω
Seção do Comparador de Fase							
Term. 14 (entrada de sinal) Resistência de Entrada R_{14}			5 10 15	1 0.2 0.1	2 0.4 0.2	– – –	MΩ
Entrada de Sinal Acoplada AC Sensibilidade de Tensão (pico a pico)	f_{IN} = 100 kHz senoidal		5 10 15	– – –	180 330 900	360 660 1800	mV
Tempos de Propag. Term. 14 ao 13 Nível alto ao baixo t_{PHL}			5 10 15	– – –	225 100 65	450 200 130	ns
Nível Baixo ao Alto t_{PLH}			5 10 15	– – –	350 150 100	700 300 200	ns
Propagação Tri-State Term. 14 ao 13 Transição do Nível Alto para Alta Impedância t_{PHZ}			5 10 15	– – –	225 100 95	450 200 190	ns
Nível Baixo para Alta Impedância t_{PLZ}			5 10 15	– – –	285 130 95	570 260 190	ns
Tempos de Subida e Descida t_r, t_f da Ent. do Comparador Term. 3			5 10 15	– – –	– – –	50 1 0.3	μs
Entrada de Sinal Term. 14			5 10 15	– – –	– – –	500 20 2.5	μs
Tempos de Transição de Saída t_{THL}, t_{TLH}			5 10 15	– – –	100 50 40	200 100 80	ns

estado 3 corresponde à condição do comparador em que a entrada de sinal é 1, e a entrada do comparador é 0 e o transistor P-MOS está ativado. Em seguida, a entrada do comparador vai ao nível 1 enquanto a entrada de sinal é 1, levando o comparador ao estado 6, uma condição de saída de alta impedância. Numa próxima etapa, a entrada de sinal vai a zero, enquanto a entrada do comparador ainda é 1, o que corresponde ao estado 7. A entrada do comparador vai a 0, levando o comparador de fase II de volta ao estado 1. Como explicamos, o transistor P-MOS permanece na sua condição por um tempo correspondente à diferença de fase entre os sinais.

Partindo do estado 1, no começo da seção III, a entrada do comparador vai ao nível alto em primeiro lugar, enquanto a entrada de sinal ainda se encontra em 0, o que leva o comparador ao estado 2. Seguindo o exemplo dado para a seção II, o comparador procede do estado 2 para os estados 6 e 8 e depois volta ao 1. A saída do comparador de fase II para a seção III corresponde à condição em que o transistor N-MOS é ativado por um tempo correspondente à diferença de fase entre o sinal de entrada e a entrada do comparador.

O diagrama de estados para o comparador de fase II descreve completamente todos os modos de operação para qualquer condição de entrada num DIL.

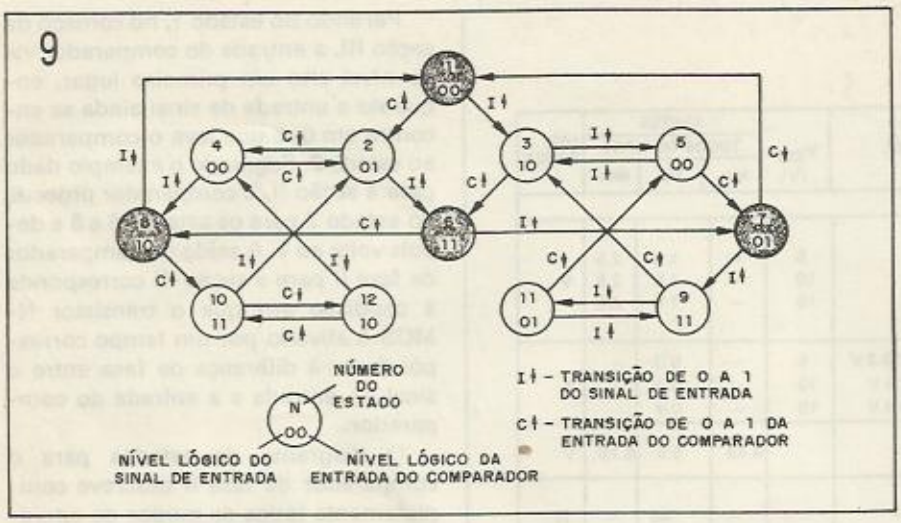
O OSCILADOR CONTROLADO POR TENSÃO (VCO)

Na figura 10 temos o diagrama do VCO do 4046.

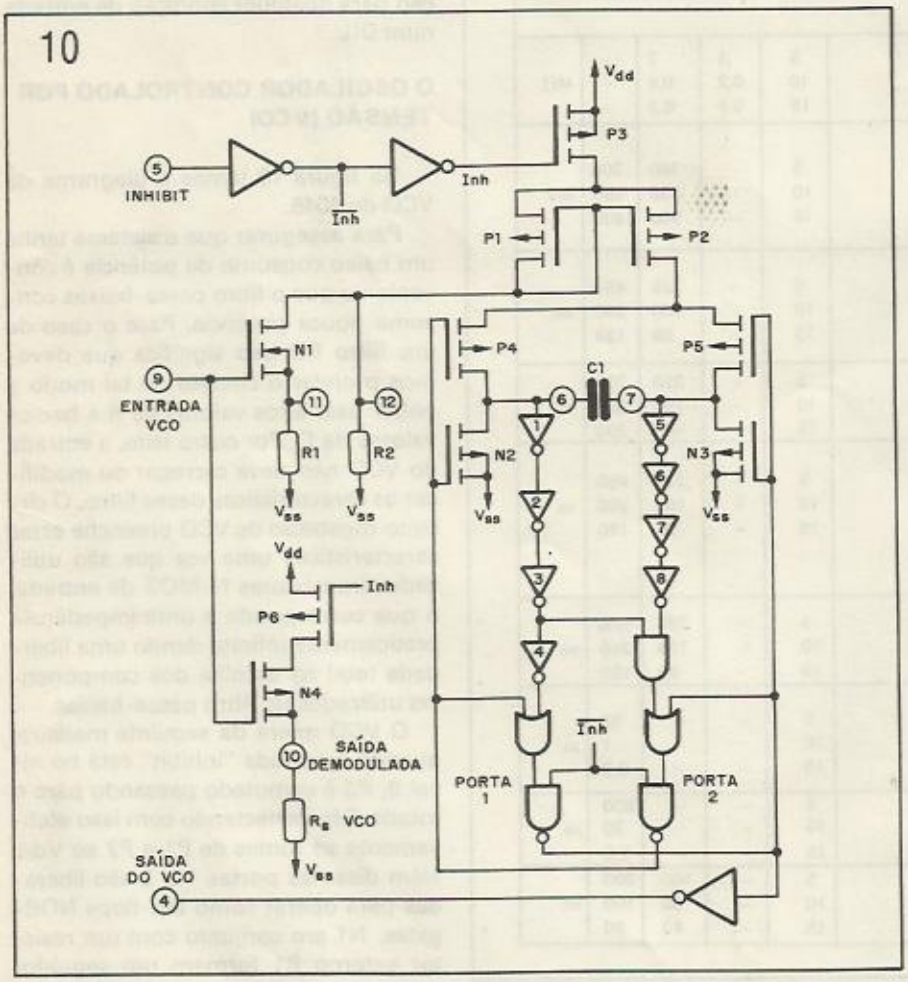
Para assegurar que o sistema tenha um baixo consumo de potência é conveniente que o filtro passa-baixas consuma pouca potência. Para o caso de um filtro RC isso significa que devemos projetar o circuito de tal modo a poder usar altos valores de R e baixos valores de C. Por outro lado, a entrada do VCO não deve carregar ou modificar as características desse filtro. O circuito mostrado de VCO preenche estas características uma vez que são utilizados transistores N-MOS de entrada, o que corresponde a uma impedância praticamente infinita dando uma liberdade total na escolha dos componentes utilizados no filtro passa-baixas.

O VCO opera da seguinte maneira: quando a entrada "inhibit" está no nível 0, P3 é comutado passando para o estado ON, conectando com isso efetivamente as fontes de P1 e P2 ao Vdd; além disso as portas 1 e 2 são liberadas para operar como flip-flops NOR-gates. N1 em conjunto com um resistor externo R1 formam um seguidor de fonte. Como a resistência de R1 é pelo menos uma ordem da magnitude maior que a resistência no estado 0 de N1 (maior que 10k ohms), a corrente através de R1 é linearmente dependente da tensão de entrada do VCO. Esta corrente flui através de P1, que, em conjunto com P2, forma um espelho de corrente. O resistor R2 proporciona uma corrente adicional através

9



10



de P1. Esta corrente desvia a freqüência de operação do VCO para que na sua entrada a tensão vá para 0V. No espelho de corrente, a corrente de P2 é efetivamente igual à corrente através de P1, independentemente da tensão de dreno de P2 (Esta condição é realmente provocada pela manutenção de P2 em saturação. No circuito mostrado, P2 se mantém saturado em todas as condições e modos de operação). O flip-flop set-reset formado pelas portas 1 e 2 comuta para o estado ON tanto com P4 e N3 ou P5 e N2. Um terminal do capacitor externo C1 é aterrado enquanto o outro é ligado a uma fonte de corrente constante que o carrega através de P2.

Assim que C1 atinge o ponto de atuar sobre os inversores 1 e 5, o flip-flop muda de estado e ao mesmo tempo são comutados os transistores P4 e P5 curto-circuitando os seus terminais. Nestas condições ocorre a rápida descarga do capacitor.

Inicia-se em seguida um novo semiciclo. Como os inversores 1 e 5 têm o mesmo ponto de transferência, o VCO tem um ciclo ativo de 50%.

Os inversores de 1 a 4 e de 5 a 8 possuem diversas finalidades, conforme se segue:

a) Tornar mais aguda a rampa de entrada proveniente da carga do capacitor C1 de modo a atuar mais facilmente sobre o flip-flop;
b) Manter a baixa dissipação através do uso de inversores de alta impedância (1 e 5);
c) Proporcionar um atraso após a remoção dos pulsos de disparo do flip-flop set/reset para assegurar o travamento.

Um seguidor de fonte é utilizado para não carregar a saída do VCO (saída demodulada). Se esta saída for usada, um resistor de carga (Rs) de 10k ou mais deve ser conectado entre o terminal e a terra. Se não for usada, pode ser mantida livre. Um nível lógico 0 na entrada "INHIBIT" habilita o VCO e o seguidor de fonte, enquanto que um nível lógico 1 desabilita-os de modo a minimizar o consumo de potência na condição de espera.

Na segunda parte deste artigo daremos elementos para projetos práticos e circuitos aplicativos do 4046. Os valores limites e recomendados para os diversos componentes que fazem parte dos filtros, VCO, etc. serão discutidos permitindo assim que os leitores realizem seus próprios projetos. Alguns dos circuitos dados como exemplo já foram testados em nosso laboratório fazendo parte de projetos que em breve aparecerão nesta Revista.

BIBLIOGRAFIA

- *CMOS Integrated Circuits Databook – RCA Solid State – 1983*
- *ICAN 6101 – The RCA COS/MOS Phase-Locked Loop. A Versatile Building Block for Micro-Power Digital and Analog Applications – RCA Application Note*
- *MOS3CCD Data Book – Fairchild Semiconductor – 1077*
- *CMOS Cookbook – Don Lancaster – Howard W. Sams – USA – 1982*

Gerador retangular de 2Hz a 20kHz

Na bancada de trabalhos de eletrônica um gerador de sinais retangulares que cubra a faixa de 2Hz a 20kHz pode ser de grande utilidade. Com ele podemos realizar provas de áudio, analisando distorção e resposta de amplificadores, testar equipamentos digitais e até mesmo aproveitar as harmônicas mais altas para prova de circuitos receptores de rádio em diversas faixas. O circuito que apresentamos cobre de 2Hz a 20kHz em 4 faixas e utiliza como base um único operacional tendo um nível de sinal bastante bom.

Newton C. Braga

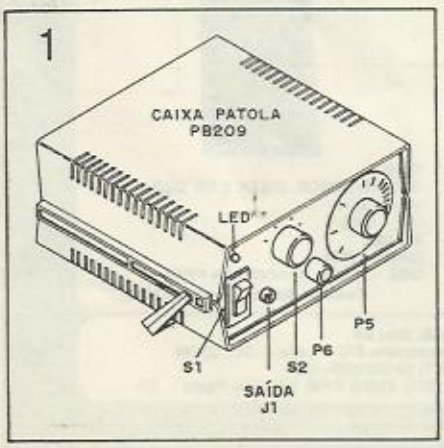
Diversos são os instrumentos de bancada que podem ser elaborados com poucos componentes e que oferecem excelentes resultados finais. Este é um exemplo típico onde, com um único operacional e sem elementos de alta precisão, chegamos a um gerador que cobre uma extensa faixa de valores de freqüência, com pequena distorção para a saída e níveis que tornam sua aplicação possível numa variedade enorme de provas.

Se o leitor não possui um bom gerador de áudio ou um gerador de funções, sua versão econômica pode estar aqui.

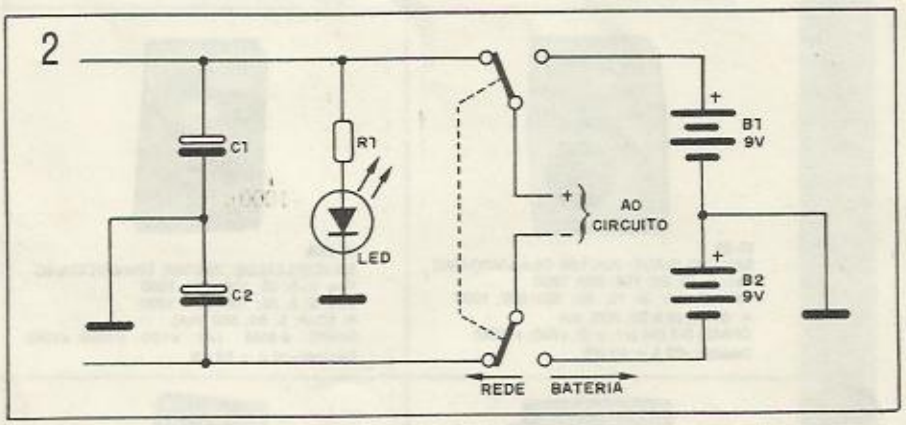
O gerador de sinais retangulares que apresentamos possui 4 faixas de freqüências que cobrem de 2 a 20Hz; 20 a 200Hz; 200 a 2000Hz e de 2kHz a 20kHz.

Além de um controle linear de freqüência para cada faixa, temos ainda um controle de intensidade que permite ajustar o nível do sinal entre 0 e 12V com uma impedância da ordem de 150 ohms.

1



2



Cada faixa possui um ajuste de operação próprio, o que significa que partindo-se de uma calibração prévia com um freqüencímetro, chegamos a um instrumento de ótima confiabilidade.

Sua montagem numa caixa Patola Modelo PB209 dá ao instrumento um aspecto profissional, conforme mostra a figura 1.

A alimentação utilizada na versão básica é obtida a partir da rede local de 110V ou 220V, mas nada impede que a fonte simétrica seja elaborada com duas baterias de 9V, o que permite a utilização portátil do instrumento.

Na figura 2 damos esta opção que permite a comutação das duas fontes de uma maneira bastante simples, por uma chave colocada no próprio painel. Um led indicador permite monitorar a alimentação.

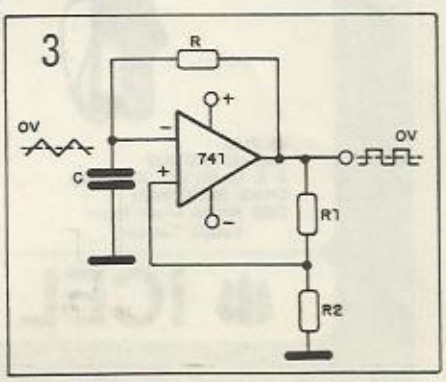
CARACTERÍSTICAS

- Alimentação: 110/220VCA ou 9+9V (2 baterias)
- Faixas de operação:
  2Hz a 20Hz
  20Hz a 200Hz
  200Hz a 2kHz
  2kHz a 20kHz
- Nível de sinal de saída: $12V_{pp}$
- Impedância de saída: 150 ohms

O CIRCUITO

A base deste projeto é um oscilador de relaxação com amplificador operacional, cuja configuração básica é a mostrada na figura 3.

3



Partindo neste circuito da condição inicial em que C está completamente descarregado, a saída do operacional se encontra com o nível de tensão máximo positivo. Nestas condições, temos uma tensão baixa na entrada inversora e uma tensão alta na entrada não inversora.

A carga do capacitor ocorre até o ponto em que a tensão em sua ardura (e conseqüentemente na entrada inversora) supera a tensão na entrada não inversora, fornecida pelo divisor de tensão.

Neste instante, o operacional muda de estado, passando sua saída do nível de tensão positivo máximo para o nível máximo de tensão negativo.

Com isso, o capacitor começa a se descarregar através de R1, fazendo com que a tensão na entrada inversora comece a diminuir até o instante em que ela atinge o valor aplicado à entrada não inversora. Neste momento, temos nova inversão de polaridade e um novo ciclo se inicia.

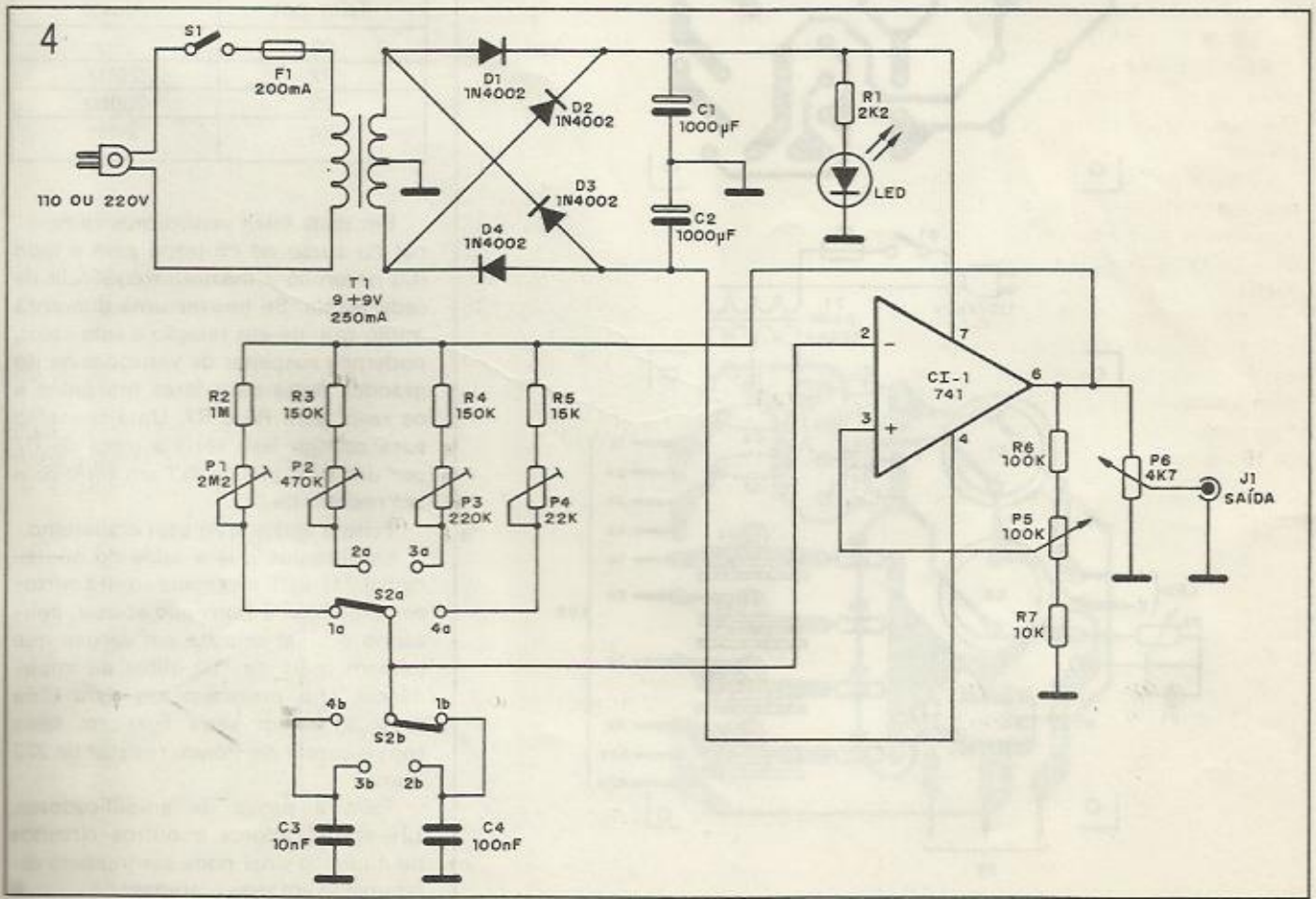
Observe a presença de um sinal triangular na entrada inversora do operacional.

MONTAGEM

Começamos por dar o diagrama completo do gerador, incluindo sua fonte de alimentação a partir da rede local. O primário do transformador usado deve ser de acordo com a tensão da rede, ou se o leitor preferir, com duas tensões, acrescentando-se uma chave comutadora (figura 4).

LISTA DE MATERIAL

CI-1 – 741 – amplificador operacional
Led – led vermelho comum
D1 a D4 – 1N4002 ou equivalentes – diodos retificadores
T1 – 6+6V x 100 a 250mA – transformador com primário de acordo com a rede local
F1 – fusível de 200mA
S1 – interruptor simples
S2 – chave rotativa de 2 pólos x 4 posições
J1 – jaque tipo P2
P1 – 2M2 – trim-pot
P2 – 470k – trim-pot
P3 – 220k – trim-pot
P4 – 22k – trim-pot
P5 – 100k – potenciômetro linear
P6 – 4k7 – potenciômetro linear
C1, C2 – 1000µF x 16V – capacitores eletrolíticos
C3 – 10nF – capacitor cerâmico ou poliéster
C4 – 100nF – capacitor cerâmico ou poliéster
R1 – 2k2 x 1/8W – resistor (vermelho, vermelho, vermelho)
R2 – 1M x 1/8W – resistor (marrom, preto, verde)
R3, R4 – 150k x 1/8W – resistores (marrom, verde, amarelo)
R5 – 15k x 1/8W – resistor (marrom, verde, laranja)
R6 – 100k x 1/8W – resistor (marrom, preto, amarelo)
R7 – 10k x 1/8W – resistor (marrom, preto, laranja)
Diversos: caixa para montagem, placa de circuito impresso, soquete para o integrado, cabo de alimentação, fios, solda, botões para os potenciômetros, escalas, plugues, pontas de prova e garras, suporte para o led etc.



A placa de circuito impresso que inclui a maioria dos componentes é mostrada na figura 5.

Para maior segurança e facilidade, sugerimos a utilização de um soquete DIL de 8 pinos para o integrado.

Os eletrolíticos da fonte devem ter tensão de trabalho de pelo menos 16V e o led indicador é vermelho comum, montado no painel da caixa.

Os resistores são todos de 1/8 ou 1/4W e os trim-pots de ajuste de P1 a P4 podem ser montados na própria caixa.

P6 é o controle de intensidade do sinal, devendo ser linear para permitir uma graduação de 0 a 10.

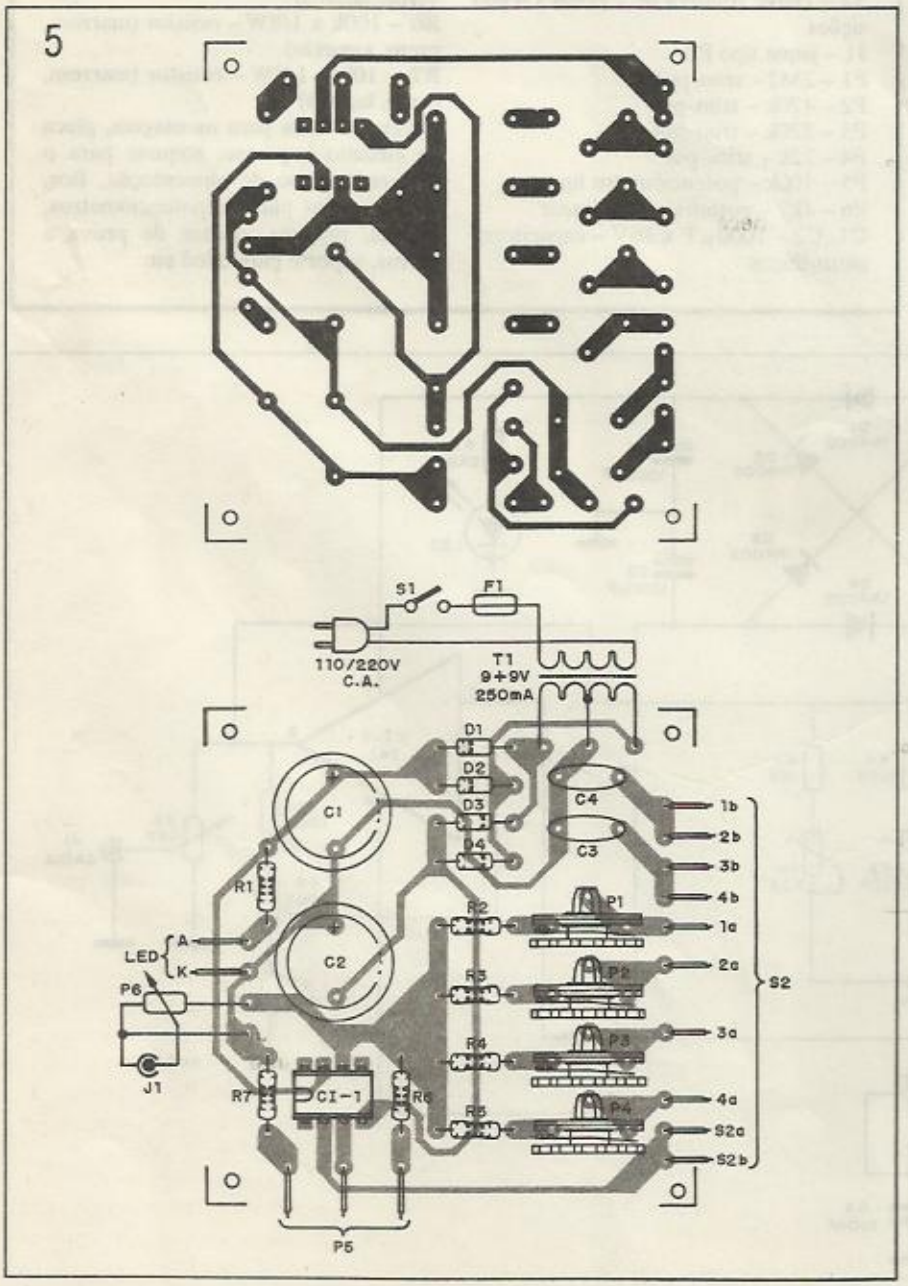
Para P5 que deve ser linear, pode-se acrescentar uma escala com ajuda de um freqüencímetro, marcando-se pontos de freqüências inteiras como: 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 12, 14, 16, 18 e 20.

A cada posição da chave seletora de 2 pólos x 4 posições marcamos fatores de multiplicação correspondentes à escala.

Estes valores são: x1, x10, x100 e x1000.

Observe que a fonte de alimentação deve ser simétrica, o que significa que no caso de alimentação por bateria devemos usar duas unidades de 9 volts.

5



Os capacitores C3 e C4 que vão na parte osciladora devem ser cerâmicos ou de poliéster.

O transformador tem secundário de 9+9V com correntes que podem ficar entre 100mA e 250mA. Se voce possuir um transformador de 6+6V com correntes na faixa indicada, poderá usá-lo também com um nível de sinal máximo ligeiramente menor na saída.

Os diodos retificadores da ponte podem ser os 1N4002 ou equivalentes de maior tensão como os 1N4004 etc.

AJUSTE E USO

Para provar e ajustar o gerador será preciso ligar um freqüencímetro na sua saída, inicialmente com P6 no mínimo de intensidade.

Colocamos depois o potenciômetro P5 na posição de menor freqüência (com o cursor todo na direção de R6) e ajustamos os trim-pots nas posições sucessivas da chave S2 para as seguintes leituras:

Trim-pot	Ajuste
P1	2Hz
P2	20Hz
P3	200Hz
P4	2kHz

Em cada faixa verificamos se no final do curso de P5 (todo para o lado R7) obtemos a máxima freqüência de cada escala. Se houver uma diferença muito grande em relação a este valor, podemos suspeitar de variações muito grandes entre os valores marcados e os reais para R6 e R7. Uma sugestão para corrigir isso seria a troca de R7 por um trim-pot de 4k7 em série com um resistor de 8k2.

Feito o ajuste, é só usar o aparelho.

Lembramos que a saída do operacional 741 está protegida contra curto-circuitos mas é bom não abusar, aplicando o sinal sempre em cargas que tenham mais de 150 ohms de impedância. Um procedimento para uma proteção maior seria ligar em série com o cursor de P6 um resistor de 220 ohms.

Para a prova de amplificadores, pré-amplificadores e outros circuitos de áudio, o sinal pode ser injetado diretamente em suas entradas. ■

Conversor linear capacitância/tensão

Apresentamos um interessante projeto que pode servir de base para um capacímetro, pois converte em tensões as capacitâncias na faixa de 10nF a 100nF, podendo facilmente ser alterado para outras faixas. Ligado a um multímetro comum ou digital, ele acrescentará uma nova escala, de grande utilidade na bancada de todo técnico. O circuito é sugerido pela Texas Instruments e tem por base circuitos integrados comuns.

Newton C. Braga

A medida de capacitâncias para quem não possui um capacímetro é um problema que pode assumir dimensões incalculáveis, principalmente quando estamos diante de uma montagem ou reparação com um ou mais capacitores suspeitos ou com a marcação apagada.

Levando em conta que os preços dos capacímetros são bastante elevados, a solução imediata consiste num circuito que possa levar um instrumento que todos possuam à medida de capacitâncias, no caso o próprio multímetro.

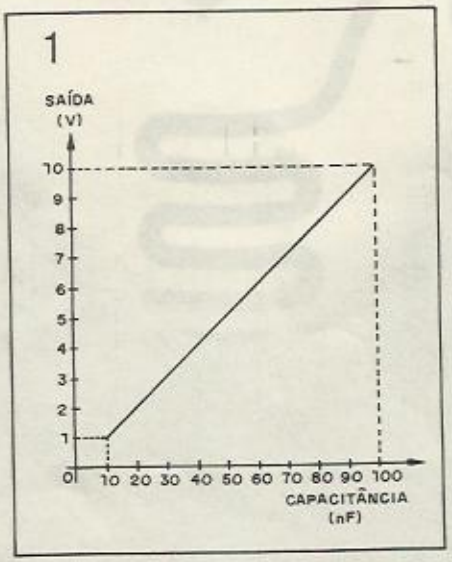
Tomando por base dois circuitos integrados TLC555 (versão CMOS do 555 famoso) a Texas Instruments sugere em seu "Linear and Interface Circuits Applications" o interessante conversor capacitância/tensão que descrevemos neste artigo.

O CIRCUITO

O circuito consta de dois blocos, cada qual contendo um integrado TLC555 que pode operar tanto como monoestável como astável.

O primeiro integrado opera como um oscilador (astável) numa freqüência de 60Hz, fornecendo pulsos de disparo para o segundo integrado que opera como monoestável.

O resistor R3 tem valor fixo enquanto que Cx é o capacitor que deve ser medido. Enquanto o ciclo ativo do segundo integrado depende de Cx, sua saída tem freqüência fixa de 60Hz. Isso significa que o ciclo ativo pode servir de parâmetro para a medida de Cx.



Este sinal é aplicado ao terceiro integrado, um operacional com FET da Texas Instruments que funciona como um combinado de filtro passa-baixas com seguidor de tensão. Este circuito fornece em sua saída uma tensão linearmente proporcional ao ciclo ativo do segundo integrado e conseqüentemente ao valor de Cx, conforme mostra o gráfico da figura 1.

Na figura 2 mostramos que, quando o valor de Cx é pequeno, o ciclo ativo é relativamente baixo e os pulsos de saída são estreitos, produzindo assim um nível de tensão igualmente baixo na saída do operacional. À medida que a capacitância de Cx aumenta, o ciclo ativo do segundo integrado também aumenta, produzindo níveis maiores de tensão na saída do operacional.

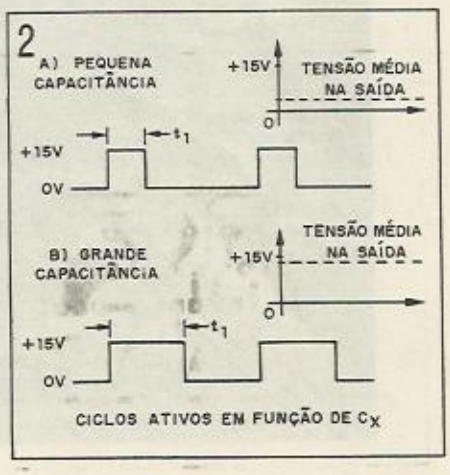
Como exemplo, no gráfico da figura 1, temos valores plotados para a faixa de 10nF até 100nF, observando-se a excelente linearidade já que as escalas são de 1:1. Se na prática a linearidade não for a esperada, o resistor R3 pode ser substituído por um potenciômetro de mesmo valor, sendo então ajustado para se obter o comportamento desejado.

O 555 E O TLC555

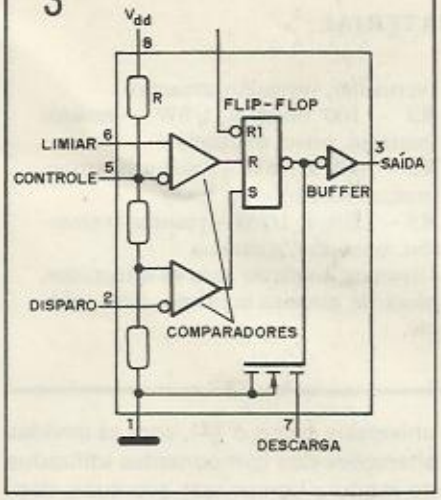
O TLC555 é a versão CMOS do conhecido timer 555 com características que ampliam sua gama de utilização em relação à versão bipolar.

Na figura 3 temos o circuito equivalente interno do TLC555 (Texas Instruments), observando-se que funcionalmente ele é idêntico ao 555 bipolar.

A tabela dada na página seguinte permite fazer uma comparação de características entre os dois integrados.



3



TABELA

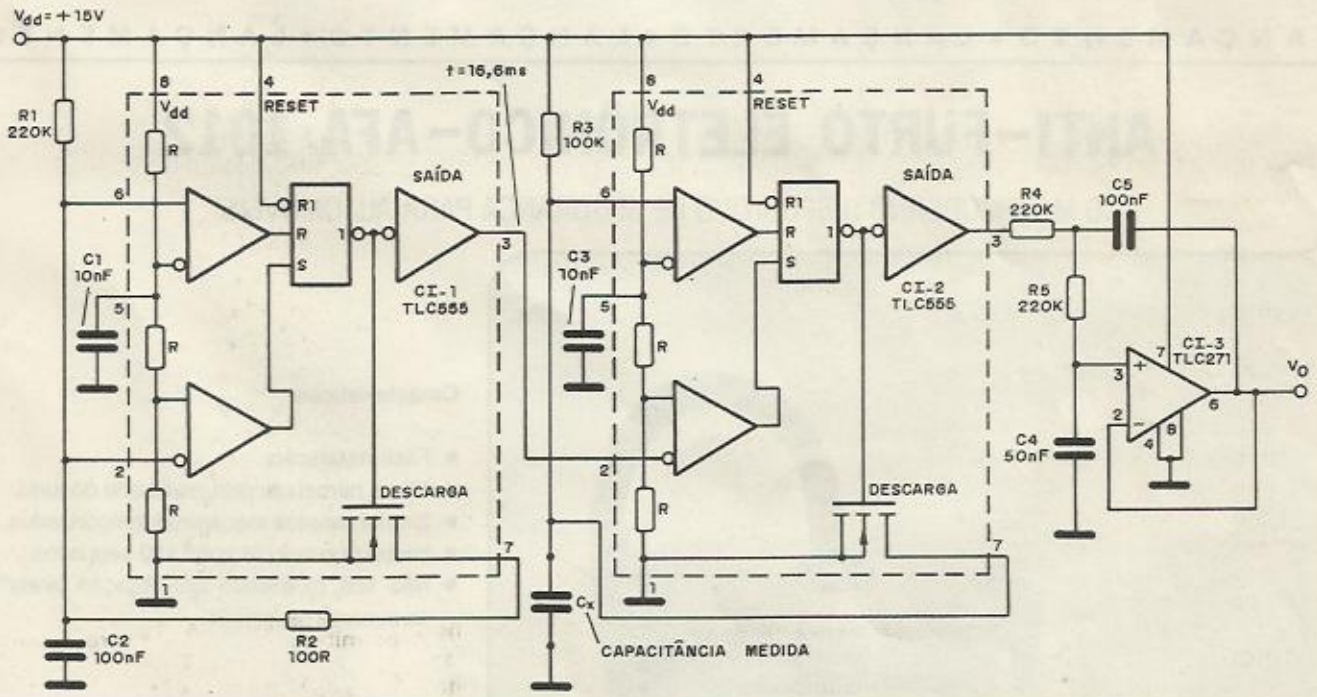
Especificação	555	TLC555	Unidades
Corrente quiescente	8,0	0,3	mA
Corrente de polarização	500 000	10	pA
Freqüência máxima	100	2000	kHz
Picos de corrente	200	3	mA

MONTAGEM

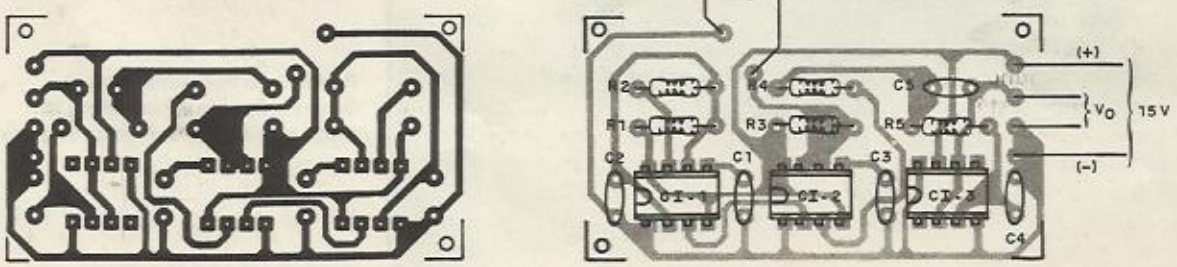
Na figura 4 temos o circuito que serve de base para este projeto e na figura 5 uma sugestão para a placa de circuito impresso.

Para modificar a faixa de capacitâncias medidas, podemos alterar o capacitor ligado ao pino 7 do primeiro integrado. Uma chave comutadora pode ser usada, expandindo-se assim o alcance do instrumento.

4



5



Do mesmo modo, equivalentes operacionais como os TL071 ou TL081 podem também ser experimentados na etapa final do circuito, já que estes últimos são de fabricação nacional e portanto mais fáceis de encontrar em nosso mercado.

A tensão de alimentação de 15V deve vir de fonte estabilizada, que no caso é relativamente simples já que o consumo de corrente do circuito é bastante baixo.

A saída do circuito pode ser ligada à entrada de qualquer multímetro digital ou analógico em escala apropriada de tensões contínuas, observando-se que a baixa impedância de saída do operacional permite sua operação precisa com instrumentos de qualquer sensibilidade.

LISTA DE MATERIAL

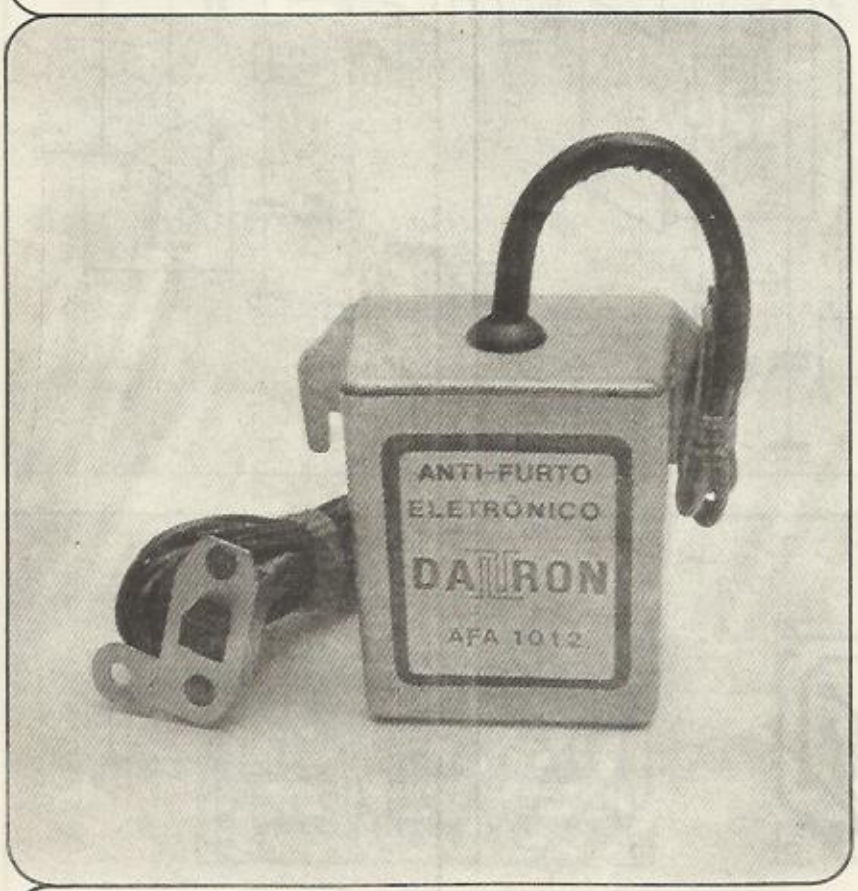
CI-1, CI-2 – TLC555 – timer CMOS
CI-3 – TLC271 – amplificador operacional FET
C1, C3 – 10nF – capacitores cerâmicos
C2, C5 – 100nF – capacitores cerâmicos
C4 – 50nF (47nF) – capacitor cerâmico
R1, R4 – 220k x 1/8W – resistores (vermelho, vermelho, amarelo)
R2 – 100 ohms x 1/8W – resistor (marrom, preto, marrom)
R3 – 100k x 1/8W – resistor (marrom, preto, amarelo) – ver texto
R5 – 220k x 1/8W – resistor (vermelho, vermelho, amarelo)
Diversos: soquetes para os integrados, placa de circuito impresso, fios, solda etc.

Obs.: O mesmo princípio de operação deste circuito pode ser aplicado a um projeto com timers convencionais bipolares como o 555 e amplificadores universais como o 741, com as devidas alterações dos componentes utilizados de modo a compensar eventuais desvios da linearidade. ■

LANÇAMENTO • LANÇAMENTO • LANÇAMENTO • LANÇAMENTO

ANTI-FURTO ELETRÔNICO-AFA 1012

O MAIS MODERNO DISPOSITIVO DE SEGURANÇA PARA AUTOMÓVEIS!



Características:

- Fácil instalação.
- Não é percebido pelo praticante do furto.
- Simula defeitos mecânicos temporizados.
- Imobiliza o veículo após 120 segundos.
- Não fica bloqueado por "ligação direta" no sistema de ignição.

Cz$ 14.920,00 + despesas postais

Pedidos pelo Reembolso Postal à
Saber Publicidade e Promoções Ltda.
Utilize a Solicitação de Compra da última página.

Amplificador telefônico

Este amplificador capta por indução magnética os sinais de seu telefone, possibilitando sua reprodução com bom volume num alto-falante. Trata-se de um circuito para a escuta ou acompanhamento conjunto de conversas telefônicas. Simples de montar, ele aproveita um excelente circuito disponível na forma de kit.

Newton C. Braga

Bastando fixar em local apropriado de seu telefone uma bobina captadora (conhecida por "maricota" entre os radioamadores), os sinais da mesma, captados por indução magnética, são levados a uma etapa pré-amplificadora de alto ganho e depois a um amplificador de potência alimentado por pilhas. Este amplificador, convenientemente excitado, fornece uma potência de saída de 3 watts, o que é mais que suficiente para se obter um ótimo volume num alto-falante.

O único controle existente é de volume, feito num trim-pot de modo a se constituir num pré-ajuste, mas nada impede que se acrescente um controle de volume externo, conforme explicaremos.

O CIRCUITO

Tanto o microfone como a cápsula do telefone funcionam de modo a existirem correntes de baixas freqüências que podem facilmente induzir sinais em bobinas próximas. Estas bobinas devem ter milhares de espiras de fio esmaltado fino para que a captação dos sinais ocorra com eficiência.

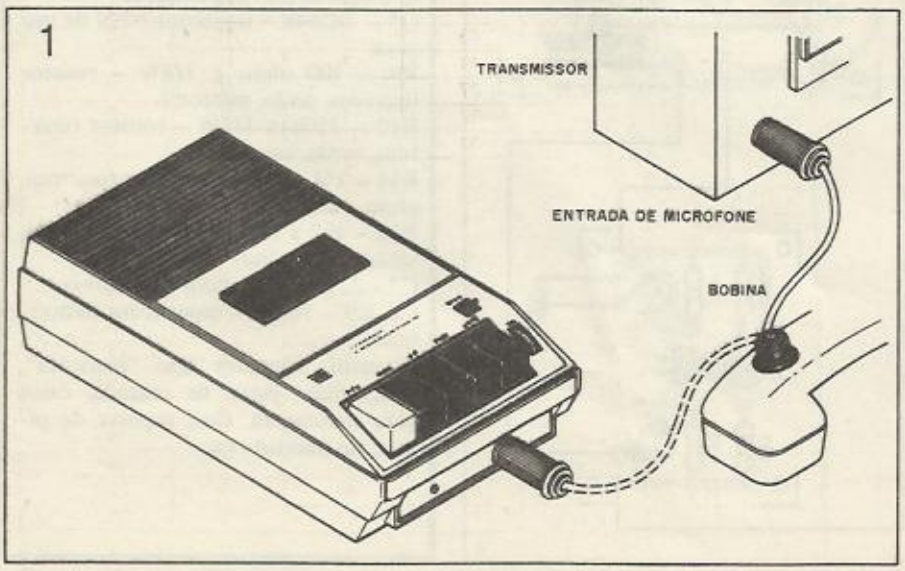
Um tipo de bobina disponível no mercado para esta finalidade é a bobina captadora telefônica ou popularmente conhecida como "maricota".

Os radioamadores utilizam tanto para transferir conversas telefônicas para o transmissor como também para sua gravação, conforme mostra a figura 1.

Esta bobina possui uma pequena ventosa de borracha que permite sua fixação no próprio telefone, devendo o operador procurar o local em que a indução ocorra com maior eficiência e com um mínimo de captação de zumbidos da rede de alimentação.

Em alguns casos será necessário prever um filtro passa-faixas que bloqueie a freqüência da rede, quando o zumbido se tornar muito elevado.

Como a bobina apresenta impedância relativamente baixa e conseqüentemente um nível de sinal da ordem de poucos milivolts, uma etapa especial de pré-amplificação foi prevista neste projeto.



Esta etapa utiliza um transistor na configuração de base comum. Temos então uma baixa impedância de entrada, da ordem de algumas dezenas de ohms e uma impedância média de saída, de acordo com a entrada do amplificador de potência.

A etapa final de amplificação utiliza 4 transistores, sendo dois de amplificação e impulsão e dois para uma saída em simetria complementar. Este amplificador fornece, com uma tensão de 6V de alimentação, uma potência de áudio de 3 watts, o que significa excelente volume num alto-falante.

Uma característica importante das etapas em simetria complementar é o fornecimento do sinal à carga (falante) em baixa impedância, o que elimina a necessidade de uso de transformadores de saída.

Outra característica é a excelente fidelidade do sinal, partindo-se de uma fonte em que este sinal seja obviamente limpo, o que nem sempre ocorre com a linha telefônica.

Veja que optamos pelo acoplamento indutivo com ajuda da bobina, pois a maioria das empresas telefônicas proíbe qualquer tipo de conexão com a linha.

MONTAGEM

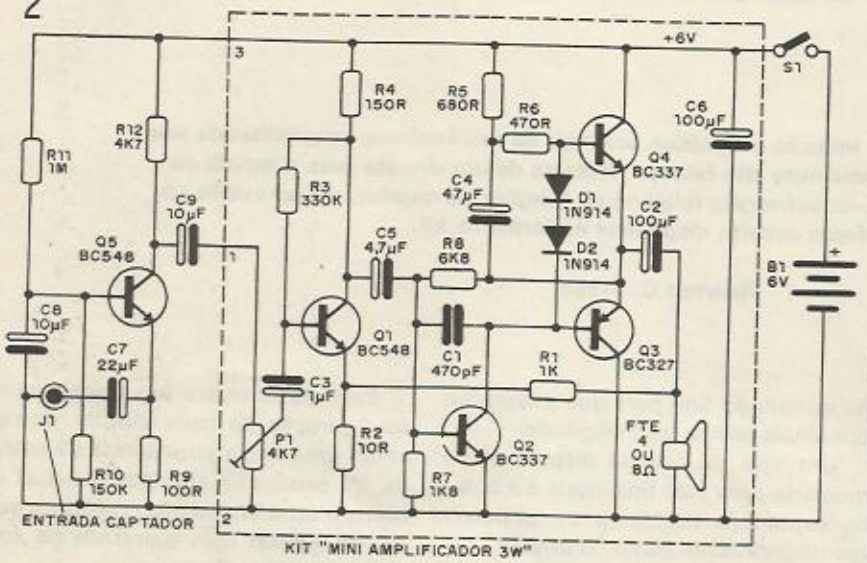
Na figura 2 damos o diagrama completo do aparelho, observando-se que o setor entre linhas pontilhadas pode ser substituído totalmente pelo Kit Amplificador de 3 watts – Novokit (veja anúncio nesta mesma revista).

As placas de circuito impresso do setor amplificador e do setor de pré-amplificação são mostradas na fig. 3.

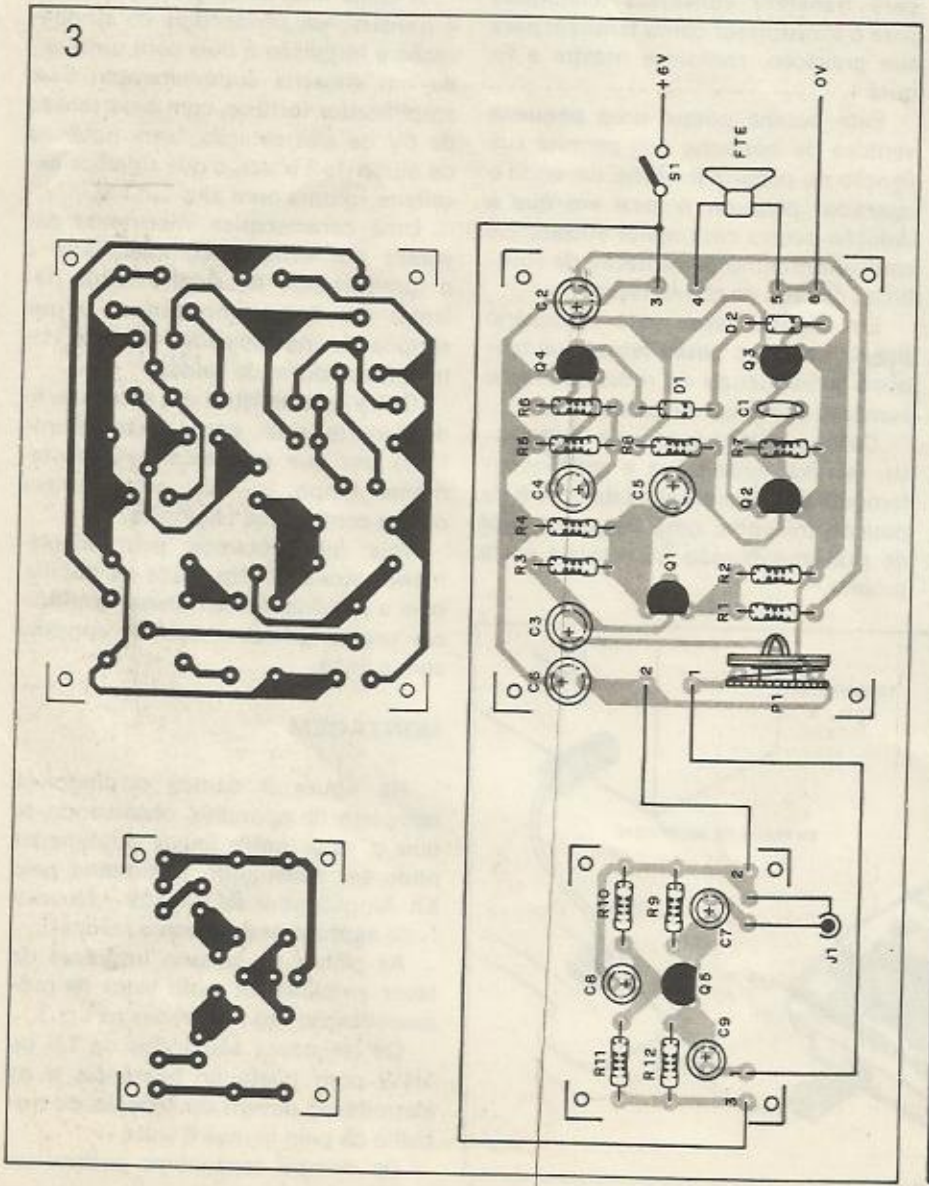
Os resistores são todos de 1/8 ou 1/4W com qualquer tolerância e os eletrolíticos devem ter tensões de trabalho de pelo menos 6 volts.

Os demais capacitores podem ser

2



3



LISTA DE MATERIAL

a) Etapa de potência ou Kit

Q1 – BC548 – transistor NPN de uso geral

Q2, Q4 – BC337 – transistores NPN de média potência

Q3 – BC327 – transistor PNP de média potência

D1, D2 – 1N914 ou equivalentes – diodos de silício

P1 – 4k7 – trim-pot

FTE – 4 ou 8 ohms (não incluído no kit)

S1 – interruptor simples (não incluído no kit)

B1 – 4 pilhas médias ou grandes (não incluídas no kit)

R1 – 1k x 1/8W – resistor (marrom, preto, vermelho)

R2 – 10 ohms x 1/8W – resistor (marrom, preto, preto)

R3 – 330k x 1/8W – resistor (laranja, laranja, amarelo)

R4 – 150 ohms x 1/8W – resistor (marrom, verde, marrom)

R5 – 680 ohms x 1/8W – resistor (azul, cinza, marrom)

R6 – 470 ohms x 1/8W – resistor (amarelo, violeta, marrom)

R7 – 1k8 x 1/8W – resistor (marrom, cinza, vermelho)

R8 – 6k8 x 1/8W – resistor (azul, cinza, vermelho)

C1 – 470pF – capacitor cerâmico

C2, C6 – 100µF – capacitores eletrolíticos

C3 – 1µF – capacitor eletrolítico

C4 – 47µF – capacitor eletrolítico

C5 – 4,7µF – capacitor eletrolítico

Diversos: placa de circuito impresso, fios, solda etc.

b) Etapa de pré-amplificação

Q5 – BC548 – transistor NPN de uso geral

R9 – 100 ohms x 1/8W – resistor (marrom, preto, marrom)

R10 – 150k x 1/8W – resistor (marrom, verde, amarelo)

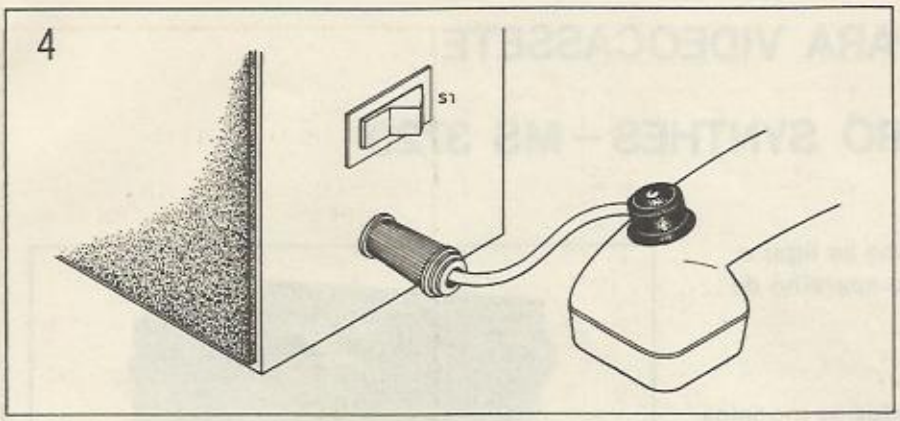
R11 – 1M x 1/8W – resistor (marrom, preto, verde)

R12 – 4k7 x 1/8W – resistor (amarelo, violeta, vermelho)

C7 – 22µF – capacitor eletrolítico

C8, C9 – 10µF – capacitores eletrolíticos

Diversos: captador tipo "maricota", fios, solda, jaque de entrada, caixa para montagem, fios, suporte de pilhas, fio blindado etc.



cerâmicos ou de poliéster, dependendo da disponibilidade dos fornecedores. Os transistores são tipos comuns que não oferecem dificuldades de obtenção. Pares complementares para 1000mA e 30V de tensão máxima coletor/emissor podem ser usados.

A bobina captadora é comum no mercado, mas se você quiser enrolá-la ou improvisá-la existe uma possibilidade: retire o núcleo de um transformador de saída para válvulas com pelo menos 2000 ohms de impedância de primário, e faça a ligação do enrolamento primário com fio blindado à entrada do circuito. A fixação deve ficar por conta do usuário, inclusive havendo em alguns casos a possibilidade de instalar esta bobina numa caixinha que ficará sob o telefone (esta caixa não pode ser metálica por motivos óbvios).

A alimentação virá de 4 pilhas médias ou grandes, já que a máxima potência o consumo de corrente é relativamente alto. Se for usada fonte, deve haver excelente filtragem já que, dada a sensibilidade da etapa de entrada, pode haver a captação de zumbidos.

Sugerimos a instalação do aparelho numa pequena caixa acústica, conforme mostra a figura 4.

Na mesma figura mostramos o lugar mais comum de fixação da bobina captadora para um bom desempenho do sistema.

Para melhor qualidade de som, o alto-falante deve ter pelo menos 10 cm de diâmetro. ■

SEM TRUQUES E SEM MÁGICAS, VOCÊ APRENDERÁ A CONSERTAR VÍDEO CASSETES

CURSO DE VÍDEO CASSETE EM FITA VHS

BÁSICO-TEORIA

Numa produção de 100 minutos, se poderá aprender desde do conceitos em diagrama em blocos, até a analise de circuitos e transcodificação.

É um curso que foi produzido em um laboratório/estúdio apropriado, especialmente direcionado aos técnicos de Eletrônica que desejam se iniciar na tão promissora área de reparação e transcodificação de vídeo cassete.

A grande vantagem do curso em fita de vídeo é que você pode revê-la várias vezes, até entender e memorizar todos os conceitos teóricos e práticos.

Acompanhando a fita, você recebe o livro "Vídeo Cassete 1, funcionamento eletrônico e mecânico", com toda a parte teórica.

Conteúdo: • Gravação magnética • Diagrama em blocos • Circuitos integrados • Mecanismo VHS e toda interação eletro-eletrônica • Syscon - sistema de controle com microprocessador • Transcodificação: NTSC/PAL-M

Preço: fita + livro = Cz$ 10.100,00

AVANÇADO - REPARAÇÕES

Este curso foi filmado em um laboratório com todo instrumental necessário para reparação em vídeo cassete. Trata-se de um curso totalmente prático.

Um curso voltado ao técnico de bancada, que já possui conhecimentos teóricos.

Acompanhando a fita você recebe o livro "Vídeo Cassete 2, técnicas avançadas de reparação e transcodificação", com a parte teórica.

Conteúdo: • Relação de defeitos mais comuns em vídeo cassete, estágio por estágio. • Técnicas de medições e análise de formas de ondas. • Dicas práticas sobre manutenção. • Verificações mecânicas.

Preço: fita + livro = Cz$ 10.100,00

NOVO

PRÁTICO DE ANÁLISE DE ESQUEMAS

Fita prática descrevendo o funcionamento do vídeo cassete mostrando no próprio vídeo as funções de cada CI. Esta fita complementa os volumes I e II. Foi escolhido para análise, um vídeo de elevada tecnologia, tipo HQ (High Quality).

Preço: Cz$ 10.100,00



Para pedidos via Reembolso Postal escreva para:
Publikit - Rua Major Angelo Zanchi, 303 - Tel.: 295-7406 - CEP. 03633 - São Paulo - SP

Acopladores ópticos

Como fazer a transferência de um sinal de um circuito para outro com isolamento perfeito, sem interferências externas e com a máxima velocidade possível? Como controlar um dispositivo de potência num circuito de alta tensão a partir de um circuito sensível, com um isolamento perfeito? Se você não tem respostas para estas perguntas é porque ainda não ouviu falar dos acopladores ópticos. Transformando um sinal elétrico em luz e transferindo-o para um fotossensor onde este sinal luminoso novamente é convertido em sinal elétrico, os fotoacopladores ou acopladores ópticos constituem-se numa família de componentes de enorme utilidade na eletrônica. Neste artigo falamos um pouco sobre os acopladores ópticos, analisando seu princípio de funcionamento, as características de alguns tipos comerciais e finalmente dando exemplos práticos de aplicação.

Newton C. Braga

O transporte de informações a partir de um feixe de luz apresenta características muito importantes para a eletrônica. Em primeiro lugar temos a velocidade de propagação e de resposta dos dispositivos usados tanto na transmissão como recepção. A luz se propaga a uma velocidade de 300 000 quilômetros por segundo e os dispositivos, tanto moduladores como sensores, admitem freqüências que facilmente chegam a algumas dezenas de megahertz.

Por outro lado, um feixe de luz modulado com uma informação não é afetado por campos elétricos ou magnéticos, ou seja, é completamente imune à interferências externas.

Temos ainda a acrescentar o fato de que a luz se transfere de um emissor a um sensor inclusive através do vácuo, o que significa um perfeito isolamento entre os dois.

Levando em conta estes fatos, podemos pensar num dispositivo de grande utilidade para a eletrônica: num invólucro hermético, em que não possa entrar luz do exterior, montamos um diodo emissor de luz (led) e um fotossensor, que pode ser um fototransistor, um fotodiodo ou mesmo um LDR. A luz emitida pelo led pode incidir diretamente sobre o fotossensor, o que quer dizer que podemos transferir o sinal aplicado ao fotoemissor para o fotossensor.

No curto percurso em que a luz vai do emissor ao sensor temos a possibilidade de conseguir isolamentos enormes, só mensuráveis devido à pequenas fugas que podem ocorrer através do material usado no invólucro.

Os leds são dispositivos bastante rápidos, admitindo a modulação em freqüências que chegam até alguns megahertz tipicamente; o mesmo ocorre em relação a fototransistores e fotodiodos na recepção. Para os casos em que não necessitamos de velocidade, mas simplesmente de isolamento, temos sensores mais sensíveis, porém lentos, como os LDRs.

Como você já deve ter imaginado, existem centenas de aplicações práticas para os acopladores ópticos. Podemos citar, entre elas, a elaboração de interfaces em que se exija um perfeito isolamento do circuito de controle em relação ao circuito controlado; em eletromedicina, onde se exige segurança, isolando os eletrodos ligados a um paciente do equipamento de amplificação ou registro; na elaboração de interfaces para microcomputadores e mesmo computadores de grande porte, com total segurança para os circuitos internos.

TIPOS COMERCIAIS

Existem dezenas de tipos comerciais de acopladores ópticos, alguns com custo bastante acessível e contendo até diversas unidades no mesmo invólucro.

Ao se analisar um dispositivo deste tipo devemos levar em conta as seguintes características:

a) Do emissor

Normalmente temos um diodo emissor de luz (led), e para este componente devem haver as seguintes especificações:

Corrente máxima no sentido direto. Naturalmente, esta é a corrente máxima que vai excitar o led a partir do sinal que deve ser transferido; esta corrente fica tipicamente entre 10 e 50mA.

Corrente de pico máxima. Em aplicações que envolvam modulação de impulsos, podemos melhorar a transferência de sinais com pulsos de grande intensidade e curta duração. Para determinar a intensidade máxima, é preciso conhecer as limitações do diodo em relação a esta grandeza. Assim, os fabricantes especificam a corrente máxima de pico para um determinado tempo, situando-se tipicamente entre 1 e 3A.

Potência máxima de dissipação. Na emissão de luz, parte da energia se perde em forma de calor. O dispositivo deve então ter especificada sua potência máxima de dissipação, que normalmente tem por limite 100mW.

Tensão direta no emissor. Esta é a tensão entre o anodo e o catodo do led quando polarizado no sentido direto, a qual depende do seu tipo ou da cor da luz com que ele trabalha. Esta tensão fica tipicamente entre 1,2 e 1,8 volts.

Ruptura inversa. Um led não admite tensões inversas altas, e como o emissor dos fotoacopladores é um led, este fato deve ser levado em conta. Para a maioria dos tipos esta tensão estará em torno de 5 volts.

Capacitância de junção. Na transmissão de dados em alta velocidade a capacitância da junção do emissor é fator limitador do circuito. Quanto maior a capacitância, menor é a velocidade máxima que obtemos na transmissão. Para os tipos comuns estes valores ficarão entre 2 e 80pF.

b) Do receptor

Como os receptores podem ser de diversos tipos, suas características variam bastante. No geral, devemos observar:

Tensão máxima. Para os transistores comuns e transistores Darlington trata-se da tensão máxima entre o coletor e o emissor, a qual pode chegar até 80 volts em alguns tipos. Para fotodiodos temos a tensão inversa máxima, que pode também atingir a mesma ordem de valor, e para os LDRs, como não temos polaridade a ser observada, é simplesmente a tensão máxima sobre o dispositivo. Esta tensão vai determinar o tipo de alimentação do sensor no circuito de processamento do sinal transferido.

Corrente máxima. Para os transistores, é a corrente máxima entre o coletor e o emissor, ou seja, a corrente principal, quando na excitação pela luz. Esta corrente pode chegar aos 50mA para os tipos mais comuns. Veja que esta corrente não é obtida com qualquer alimentação durante a excitação, mas sim sob condições especiais.

Potência máxima. A corrente máxima e a tensão máxima estão limitadas pela capacidade de dissipação do dispositivo sensor. Para os transistores, assim como outros dispositivos como diodos e LDRs, temos valores que podem chegar aos 200mW.

Velocidade. Nos acopladores em que se exige alta velocidade de operação temos duas opções: transistores de comutação ou então fotodiodos. Os transistores são mais lentos que os fotodiodos e normalmente a limitação de velocidade é dada pelas capacitâncias distribuídas pelas junções. Os fabricantes podem indicar a velocidade destes elementos pelo tempo de comutação, normalmente na faixa de 2 a 10μs, ou pela freqüência máxima.

c) Da transferência de sinal

Normalmente não é necessário especificar a resistência de isolamento, que chega a ter 10^{12} ohms de ordem de grandeza, de modo que os fabricantes preferem dar um outro tipo de indicação, que é a tensão de isolamento:

Tensão de isolamento. É a tensão máxima que pode haver entre os dois elementos do fotoacoplador antes de ocorrer um eventual centelhamento. Esta grandeza em especial é muito importante quando se pensar em utilizar o elemento em interfaces que possuam cabos longos expostos ao tempo. Para os tipos comuns pode variar entre 1000 e 10 000 volts.

Capacitância de acoplamento. Se bem que os elementos do acoplador estejam separados por uma certa distância, suas partes condutoras operam como as placas de um capacitor. Este fato dever ser considerado, pois em altas velocidades pode influir no circuito de maneira importante. Para os tipos comuns esta capacitância estará entre 0,1 e 1pF.

Damos na tabela 1 uma relação dos tipos comerciais mais comuns de acopladores ópticos e suas características. Observe que diversos deles são de fabricação nacional.

Na figura 1 temos a pinagem destes acopladores. Para muitos deles também temos a indicação de equivalentes, que é dada na tabela 2.

Na figura 2 temos algumas curvas características de acopladores ópticos da Texas Instruments, que servem de orientação para o estudo do comportamento desses elementos.

Tipo	Tensão de isolamento (V_{DC})	Ganho CTR mín. (%)	Tensão V_{CE} no fototransistor (V)	Invólucro
4N25	2500	20	30	1
4N26	1500	20	30	1
4N27	1500	10	30	1
4N28	500	10	–	1
4N32	2500*	500	50	8
4N33	1500*	500	50	1
4N35	3550	100	30	1
4N36	2500	100	30	1
4N37	1500	100	30	1
CQY80N	4400	50	35	1
K102P	4400	50	–	1
CNY75A	5300	63	80	1
CNY17	4400	180	70	–
CNY74-2	5300	60	–	2
CNY21N	10000	25	–	4
CNY74-4	–	60	–	3
CNY66	15000	50	–	5
TIL111	1500	12,5	–	1
TIL112	1500	2	–	1
TIL113	1500*	300	–	1
TIL114	2500	12,5	–	1
TIL115	2500	2	–	1
TIL116	2500	20	–	1
TIL117	2500	50	–	1
TIL119	1500*	300	–	1
MCT2	1500	20	–	1
MCT2E	3550	20	–	1
SFH600	2800	100	75	–
SFH610	2800	180	70	7
SFH611	2800	180	70	6
ILD-1	6000	50	30	–
ILQ-74	6000	15	20	–

(*) Darlington

TABELA 1

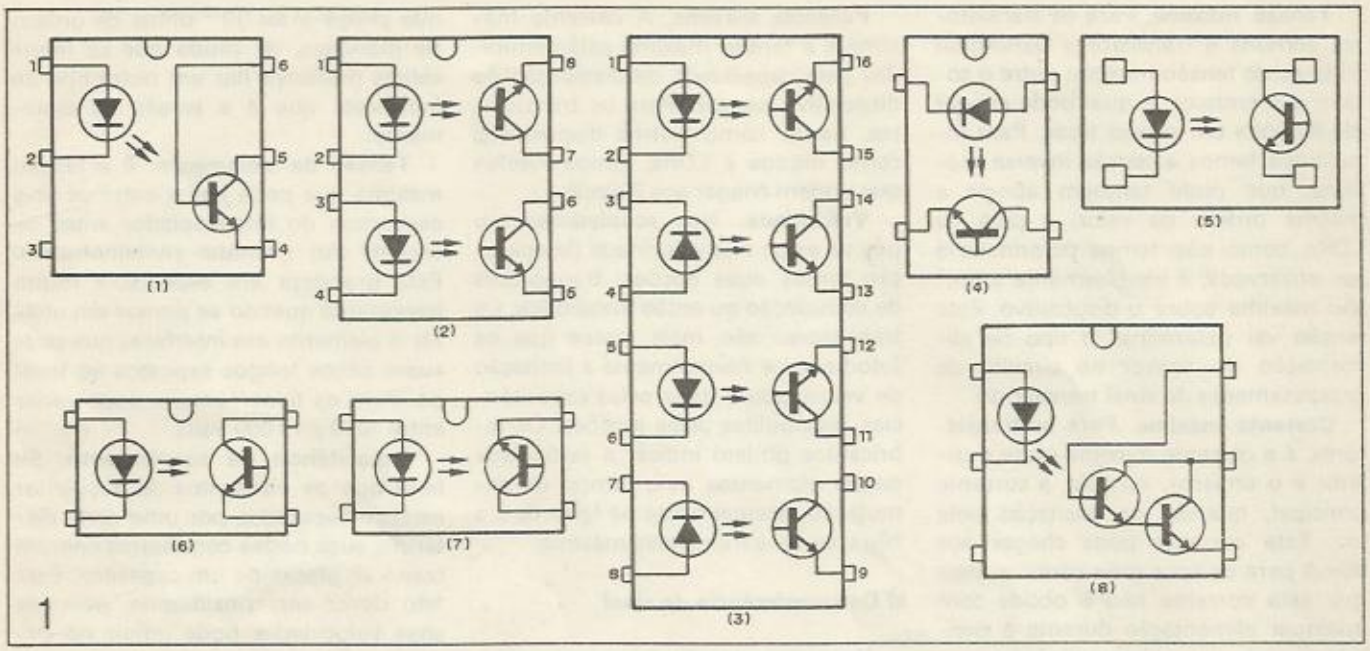
Tipo	Equivalentes
4N25	FCD810 – TIL116
4N26	FCD820 – TIL111
4N27	FCD810 – TIL111
4N33	TIL113 – TIL156
CNY17	TIL153 – TIL155
ILD1	FCD800
SFH600	FCD825
SFH601	FCD830 – TIL125 – TIL126
SFH609	4N38

TABELA 2

APLICAÇÕES PRÁTICAS

Para utilizar um acoplador óptico devemos saber tanto excitar o diodo emissor de luz (led) como também polarizar o elemento sensor. No nosso caso, tomaremos como exemplos os acopladores mais comuns, que utili-

1

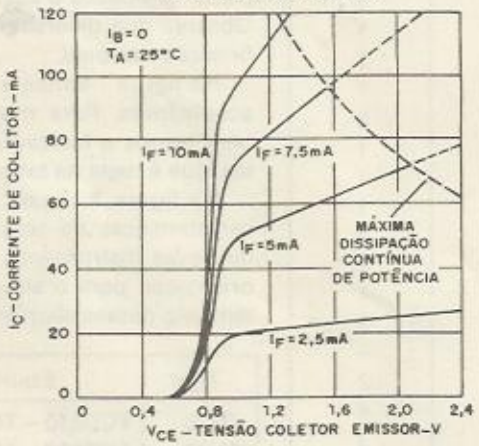


2

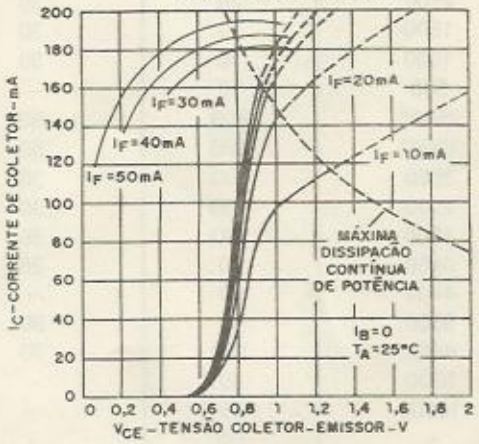
ACOPLADORES ÓRTICOS TIL113, TIL119 E TIL119A

CARACTERÍSTICAS TÍPICAS

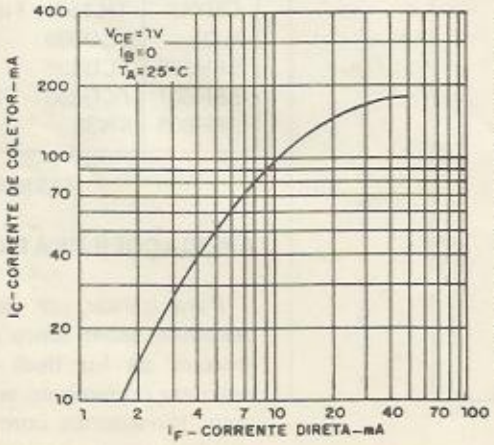
CORRENTE DE COLETOR X TENSÃO COLETOR-EMISSOR



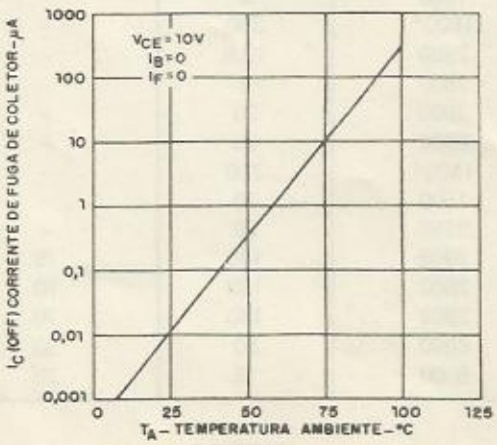
CORRENTE DE COLETOR X TENSÃO COLETOR-EMISSOR



CORRENTE DE COLETOR X CORRENTE DIRETA NO DIODO



CORRENTE DE COLETOR COM O TRANSISTOR EM CORTE (CORRENTE DE FUGA) X TEMPERATURA AMBIENTE



zam leds na emissão e fototransistores comuns e Darlington na recepção. Os circuitos para fotodiodos e fotorresistores, por serem pouco comuns, não serão abordados neste artigo.

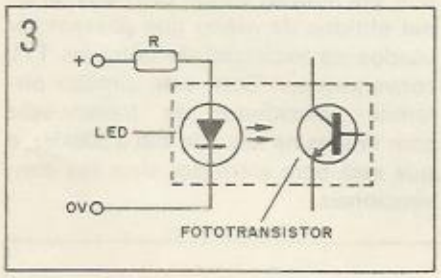
1) Excitação do led

Na excitação do led devemos levar em conta que este elemento precisa sempre de um limitador de corrente. Assim, para o circuito da figura 3, o resistor R deve ser calculado da seguinte maneira:

$$R = (Vi - 1,2) / 0,01$$

Onde: Vi é a tensão RMS do sinal de entrada; 1,2V é a queda de tensão no emissor, normalmente fornecida pelo fabricante; e 0,01A (10mA) corresponde à corrente de excitação média, adotada para a maioria dos fotoemissores.

Veja que, como se trata de um led, o sinal tem polaridade certa para excitá-lo.

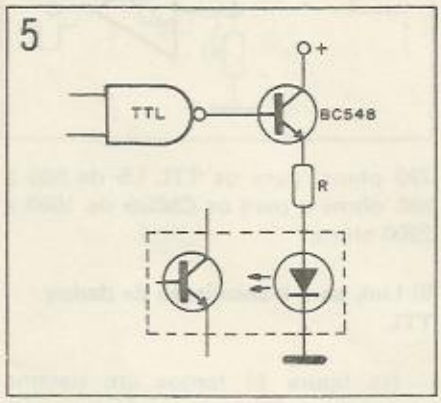


2) Interfaceamento TTL

Uma saída TTL normal tem maior capacidade de drenar corrente do que de fornecer. Assim, para interfacear qualquer circuito externo com a ajuda de um acoplador óptico, a excitação do led deve ser feita com o nível baixo da saída, e não com o nível alto (figura 4).

O resistor limitador de corrente (R) deverá ser calculado para resultar numa corrente de 10mA no led, sendo a alimentação de 5V.

Para excitação com nível alto existe o recurso do transistor driver, que é mostrado na figura 5.



Na figura 6 temos dois circuitos para a excitação a partir de saídas CMOS. No primeiro caso a ligação da base do transistor é feita com um resistor de 1k diretamente à saída CMOS de um inversor, por exemplo, e no segundo caso existe um limitador de corrente de base com o valor típico de 10k. Evidentemente a segunda configuração é mais segura por prover a proteção de saída para o dispositivo CMOS.

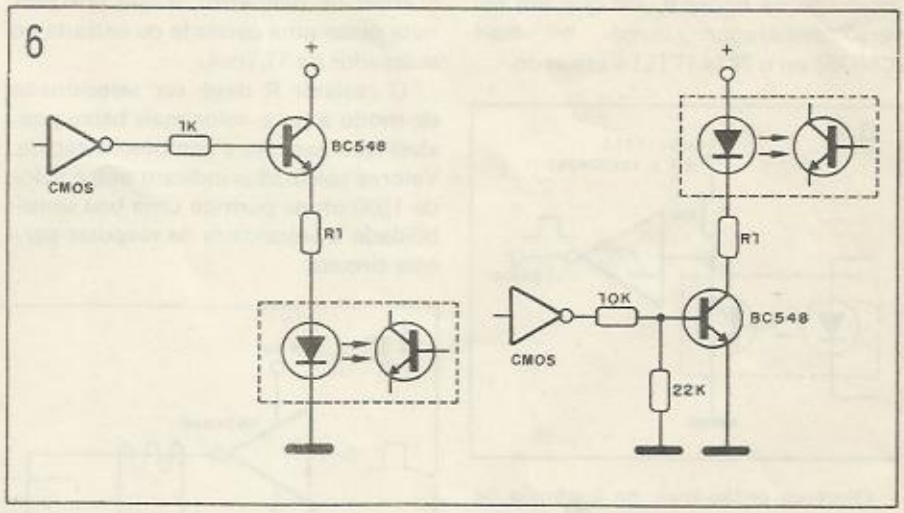
3) Excitação com sinal de baixa freqüência

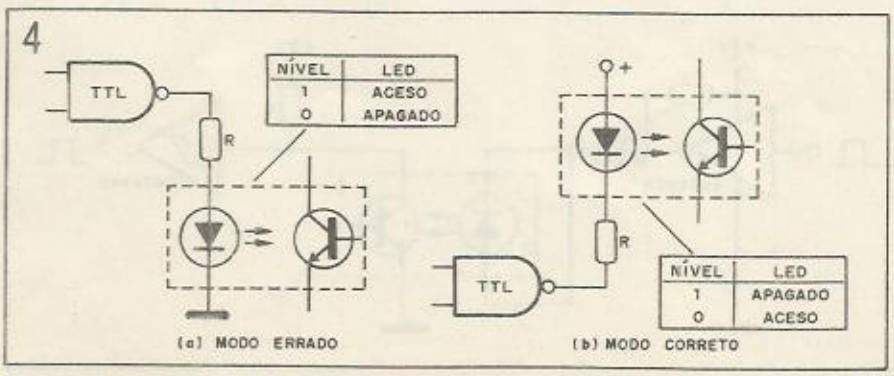
Para esta finalidade sugerimos o circuito da figura 7, em que existe um diodo polarizado no sentido inverso, de modo a evitar que apareça mais de 5V no led quando este se encontrar polarizado inversamente.

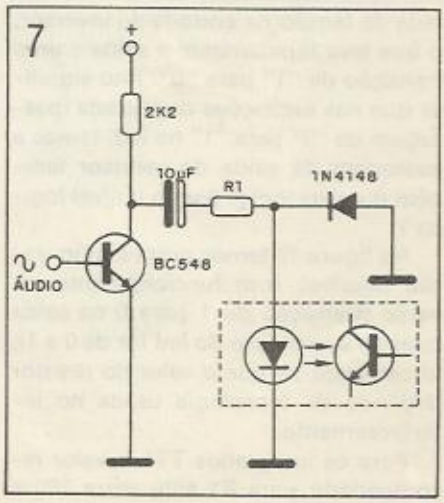
Este circuito pode ser usado, por exemplo, como parte de um link óptico para um sinal de áudio.

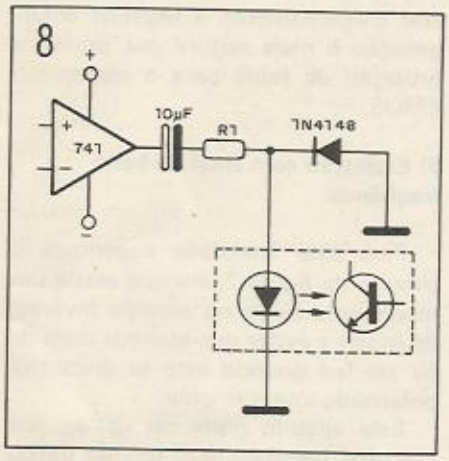
Um amplificador operacional também pode ser usado na excitação do led, observando-se que não deve haver a polarização inversa com mais de 5V, daí a presença do diodo no circuito da figura 8.

O resistor R1 deve ser calculado de modo que não tenhamos no circuito de saída uma corrente média maior





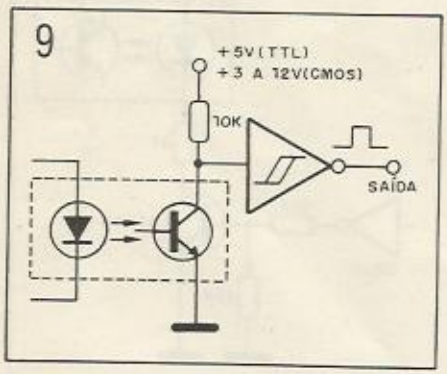




que 10mA, ou valor determinado também pelas características do operacional.

4) Excitação de entradas TTL

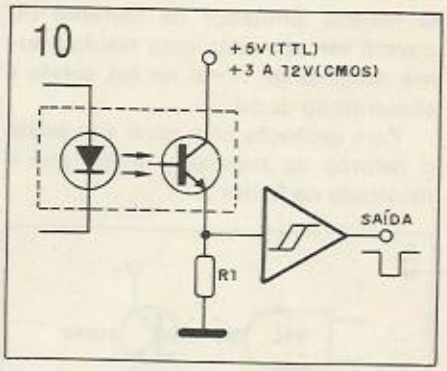
Para que o elemento sensor (fototransistor) do acoplador óptico excite uma entrada TTL ou CMOS podemos usar diversos circuitos. Um deles é o mostrado na figura 9, em que um inversor/disparador como o 4584 (CMOS) ou o 7414 (TTL) é utilizado.



Observe então que, na ausência de excitação da entrada (led), temos a subida da tensão na entrada do inversor, o que leva rapidamente a saída a uma transição de "1" para "0". Isso significa que nas excitações da entrada (passagem de "0" para "1" no led) temos a passagem da saída do inversor também do nível lógico 0 para o nível lógico 1.

Na figura 10 temos outra configuração possível, com funcionamento inverso (transição de 1 para 0 na saída quando a excitação do led for de 0 a 1), observando-se que o valor do resistor depende da tecnologia usada no interfaceamento.

Para os integrados TTL o valor recomendado para R1 está entre 180 e



220 ohms, para os TTL LS de 560 a 680 ohms e para os CMOS de 1000 a 2200 ohms.

5) Link para transmissão de dados TTL

Na figura 11 temos um sistema completo de link que pode ter comprimentos de linha tão grandes como 100 metros.

O cabo usado é do tipo trançado com uma resistência de 14 ohms (0,4mm de diâmetro), o que nos permite obter uma corrente de entrada no acoplador de 17,7mA.

O resistor R deve ser selecionado de modo a ter o valor mais baixo possível que permita a comutação rápida. Valores calculados indicam que o valor de 1500 ohms permite uma boa sensibilidade e velocidade de resposta para este circuito.

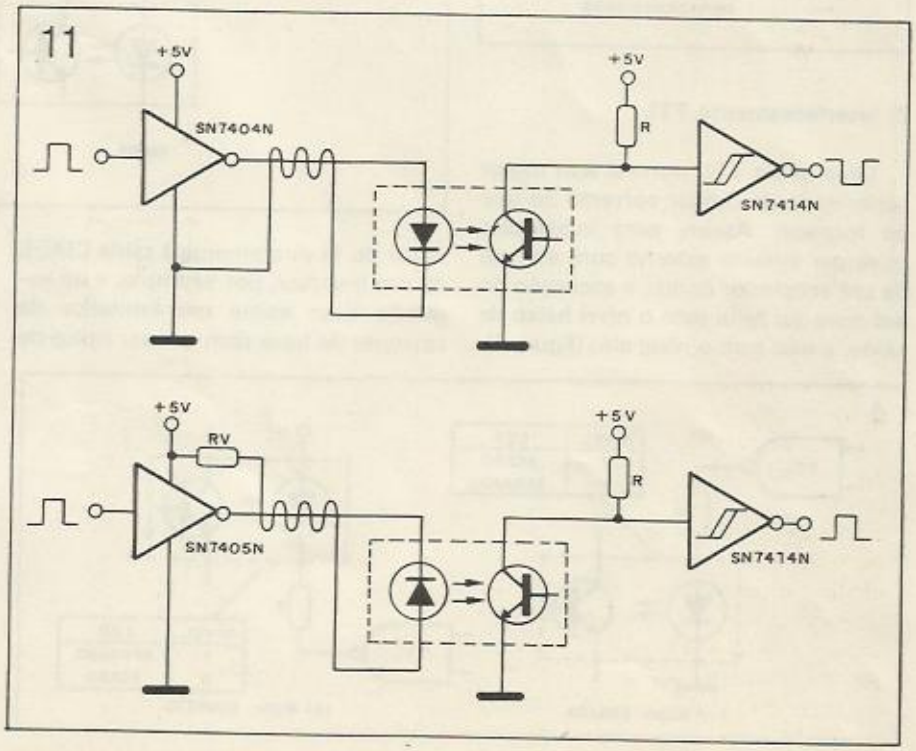
6) Circuitos de alta velocidade

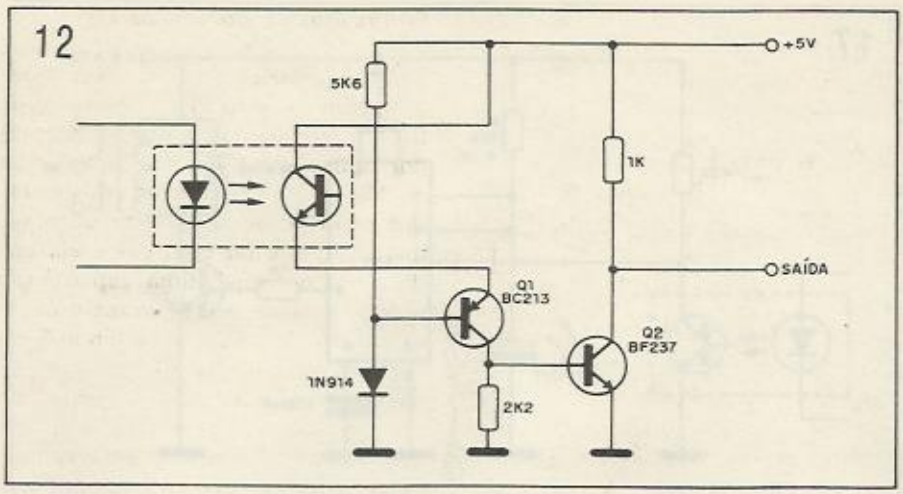
Uma das causas primárias que determinam a velocidade máxima de transmissão de dados por um acoplador óptico é a chamada Capacitância de Miller. Nos circuitos transistorizados trata-se de um efeito de realimentação que faz com que a entrada do circuito "veja" uma capacitância correspondente a G+1 vezes a capacitância real do dispositivo (onde G é o ganho da etapa).

Assim, aumentando o ganho do transistor sensor num acoplador, estamos aumentando também a capacitância que ele apresenta, e com isso reduzimos sua velocidade de resposta.

Na figura 12 temos um circuito sugerido pela Texas Instruments que utiliza duas etapas de amplificação, polarizando o transistor do sensor de modo a apresentar uma baixa impedância de entrada (da ordem de 20 a 100 ohms) e, com isso, um ganho muito baixo (entre 1 e 10), elevando assim sua velocidade de resposta.

Neste circuito, o segundo transistor tem por função elevar os níveis de sinal obtidos de modo que possam ser usados na excitação de entradas TTL convencionais. Com este circuito obtemos velocidades de transmissão com limites na faixa de 100 a 300kHz, o que está bem além dos circuitos convencionais.

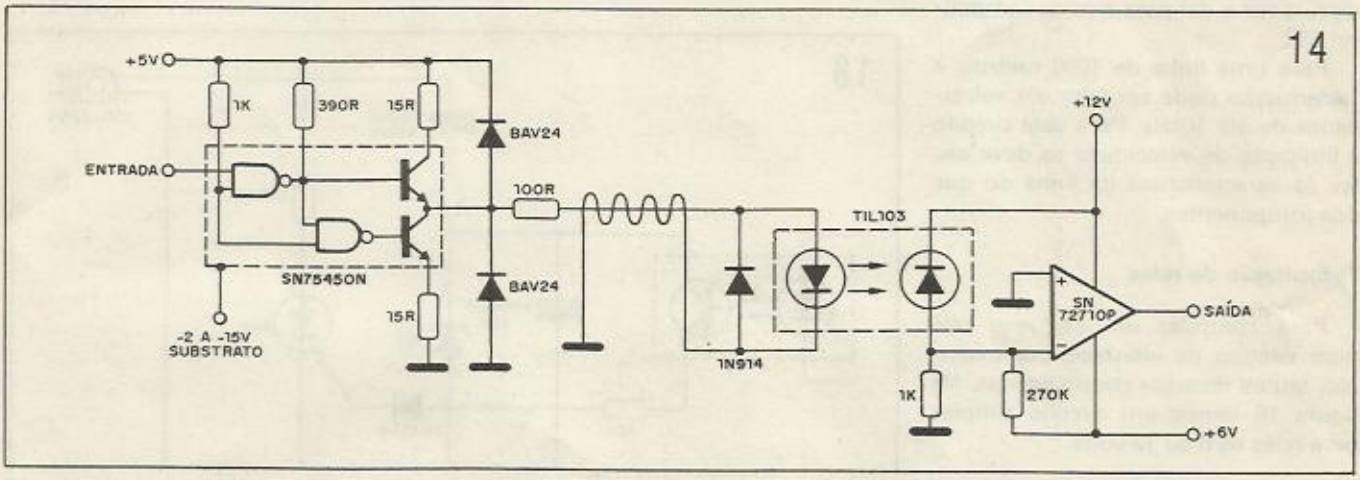


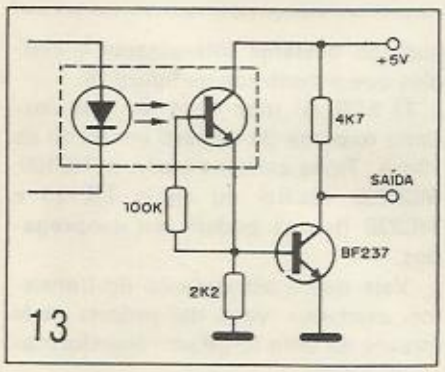


Instruments para um link de transmissão de dados de alta velocidade. Neste circuito o diodo emissor do acoplador pode suportar picos de corrente de 1A, o que significa, com uma linha de 100 ohms, uma tensão de interferência de 100V. Um diodo de uso geral é utilizado para proteger o diodo emissor contra tensões inversas induzidas na linha.

Para a transmissão bilateral de dados mostramos na figura 15 um interessante sistema Duplex utilizado pela Texas.

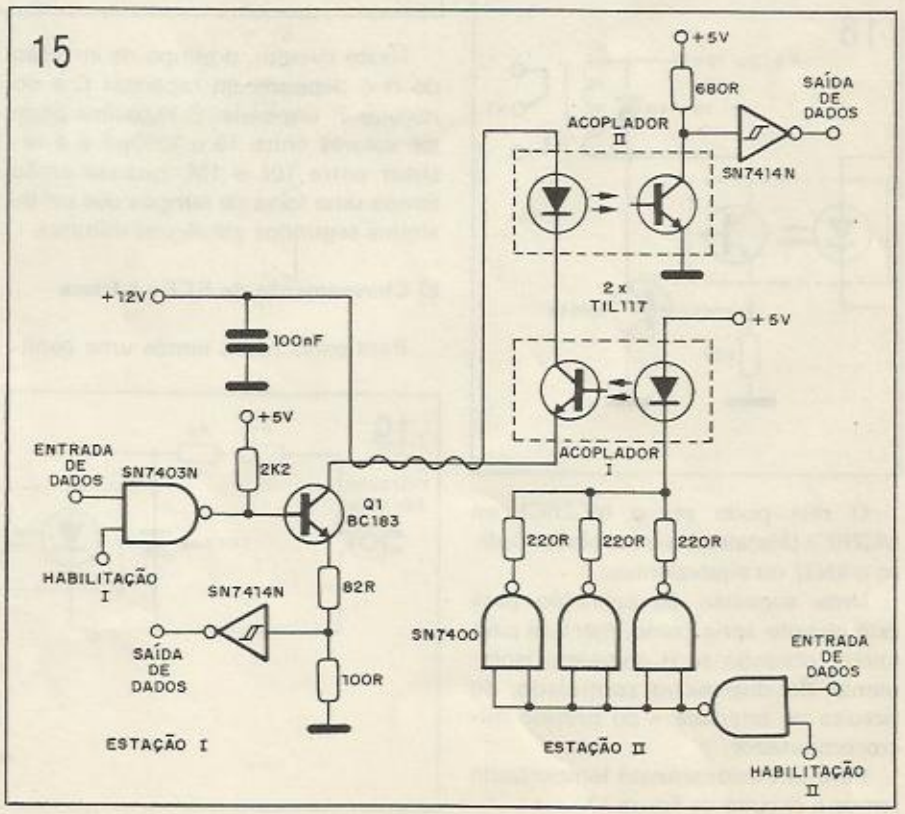
A corrente no fototransistor é a mesma do fotoemissor (led), sendo da ordem de 20mA. Com esta intensidade





Na figura 13 temos uma outra configuração de alta velocidade, sugerida também pela Texas Instruments, e que admite velocidades de operação até aproximadamente 100kHz. Neste circuito o fototransistor também opera com características de baixa impedância e baixo ganho, reduzindo assim os efeitos da capacitância de Miller.

Para velocidades na faixa dos MHz utilizamos fotodiodos nos acopladores, dada sua menor capacitância e resistência de carga, em torno de 1k. Na figura 14 temos um circuito da Texas



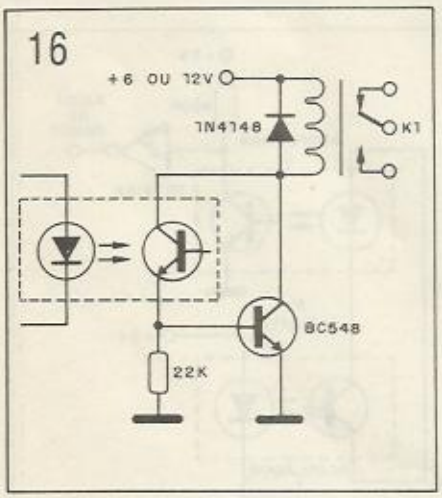
de corrente o fotossensor (transistor) "liga", permitindo a passagem dos dados. Assim, para a transmissão de dados da estação I para a estação II, a entrada de habilitação I é levada ao nível alto. Os dados modulam então a corrente de linha fazendo com que o acoplador II a transfira para o disparador, obtendo-se então uma saída compatível TTL.

Para transmitir os dados da estação II para a estação I, interrompe-se a corrente do acoplador óptico I (a entrada de habilitação II deve ser levada ao nível alto). Com isso, a tensão do emissor do transistor Q1 também cai, permitindo que o sinal seja levado ao disparador e daí para a saída compatível TTL.

Para uma linha de 1000 metros, a transmissão pode ser feita em velocidades de até 10kHz. Para este circuito a limitação de velocidade se deve antes às características da linha do que dos componentes.

7) Excitação de relés

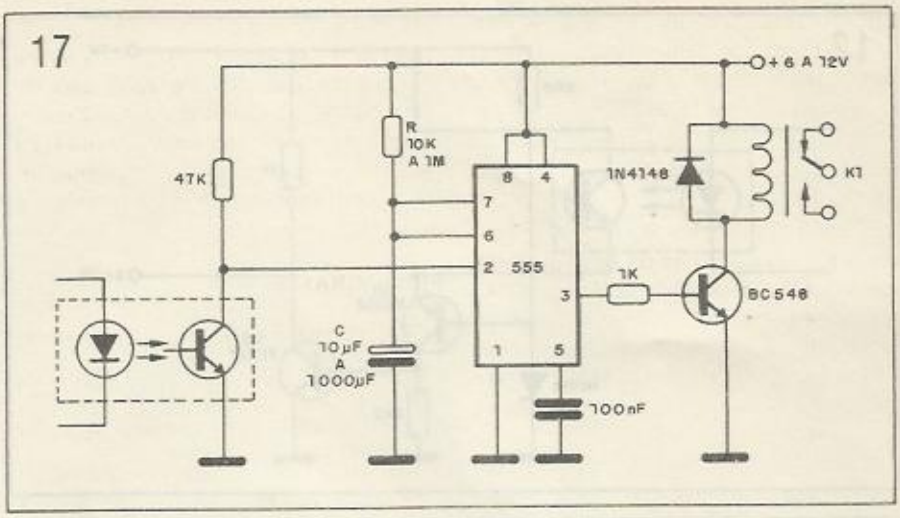
Para controlar um pequeno relé num circuito de interface, por exemplo, temos diversas possibilidades. Na figura 16 temos um circuito simples para relés de 6 ou 12 volts.

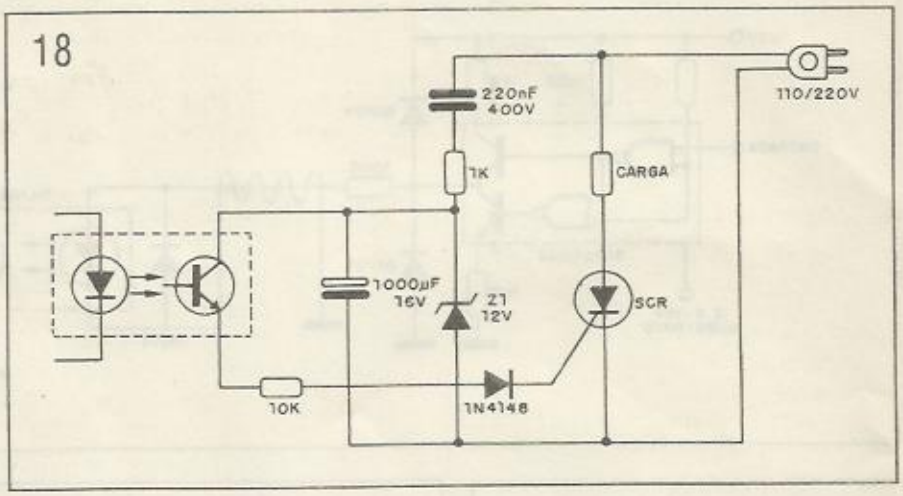


O relé pode ser o MC2RC1 ou MC2RC2 (Metaltex) e o acoplador óptico o 4N37 ou equivalentes.

Uma sugestão de aplicação para este circuito seria como interface para micro, obtendo-se o completo isolamento do dispositivo controlado, do circuito de interface e do próprio microcomputador.

Para um acionamento temporizado temos o circuito da figura 17.





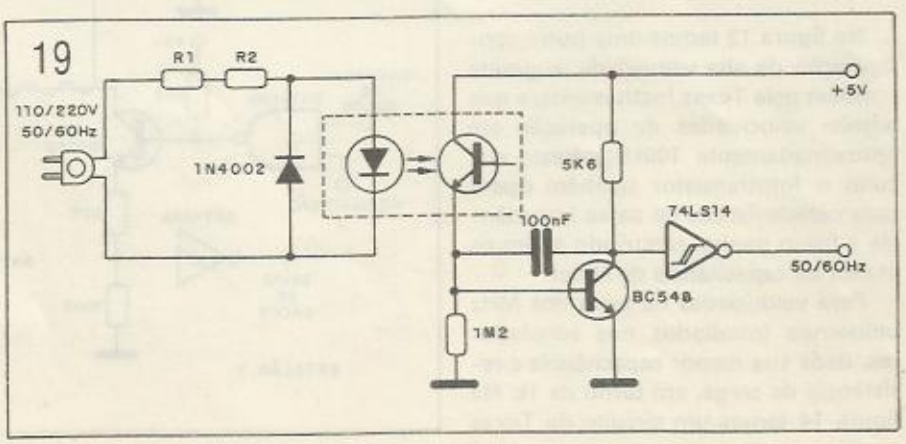
Neste circuito, o tempo de ativação do relé depende do capacitor C e do resistor R em série. O capacitor pode ter valores entre 10 e 1000µF e o resistor entre 10k e 1M, quando então temos uma faixa de tempos que vai de alguns segundos até alguns minutos.

8) Chaveamento de SCRs e triacs

Para estes casos temos uma configuração bastante interessante e simples que é mostrada na figura 18.

O SCR ou triac deve ter uma corrente máxima de disparo em torno de 10mA. Tipos comuns como o TIC106, MCR106 (SCRs) ou ainda TIC126 e TIC226 (triacs) podem ser empregados.

Veja que a alimentação do transistor excitador vem da própria rede através de uma fonte sem transforma-



dor. O capacitor de 220nF deve ter uma tensão de isolamento de pelo menos 400V se sua rede for de 110V e 600V se sua rede for de 220V.

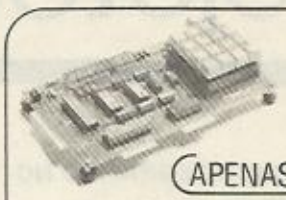
9) Padrão de 60Hz (ou 50Hz)

Com o circuito da figura 19, o isolamento que obtemos da rede permite que se utilize o sinal de 60Hz (ou 50Hz nos países em que esta é a freqüência da rede) para acionamento de bases de tempo TTL em relógios, freqüencímetros e outros tipos de contadores.

Os resistores R1 e R2 são calculados de modo a se obter a corrente de 10mA para excitação do emissor, em função da tensão da rede. Para a rede de 110V estes resistores são de 47k x 1/2W e para a rede de 220V são de 100k x 1/2W. O diodo em paralelo com o led tem por função evitar a aplicação de uma tensão inversa maior que 5V neste componente, o que causaria sua queima.

BIBLIOGRAFIA

- *Optoeletronics Theory and Practice – Texas Instruments – 1976.*
- *Optoeletronics Data Book – Texas Instruments – 1983/4.*
- *Optoeletrônicos – Folha de características dos produtos Politronic – São Paulo.*
- *Ficha técnica do acoplador óptico 4N25 – MC Micro Circuitos Ltda. – São Paulo.* ■



KIT Z-80

APENAS 35 OTNS!

CHAME A DIGIPLAN

Acompanha manual, teclado c/ 17 teclas, display c/ 6 dígitos e 2K RAM. Opcionais: interface paralela e serial, grav./leit. de EPROM, proto-board e fonte.

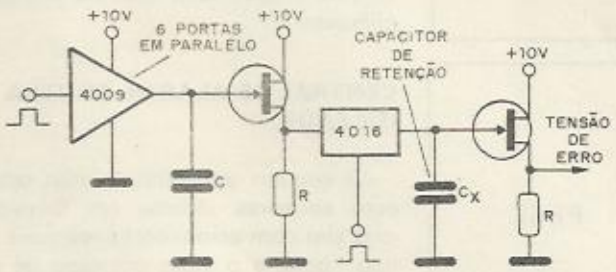
DIGIPLAN

Av. Lineu de Moura, 2050 – Caixa Postal: 224
Tels. (0123) 23-3290 e 23-4318
CEP 12243 – São José dos Campos – SP

CIRCUITOS & INFORMAÇÕES

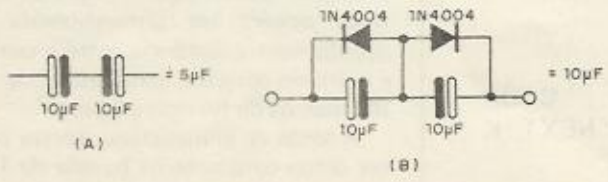
COMPARADOR DE FASE COM AMOSTRAGEM E RETENÇÃO

Este é um circuito do tipo "sample & holding" para comparação de fase, utilizando integrados CMOS e transistores de efeito de campo. Os valores dos componentes vão depender da aplicação específica, ou seja, da freqüência do sinal de entrada e do nível de amostragem pretendido.



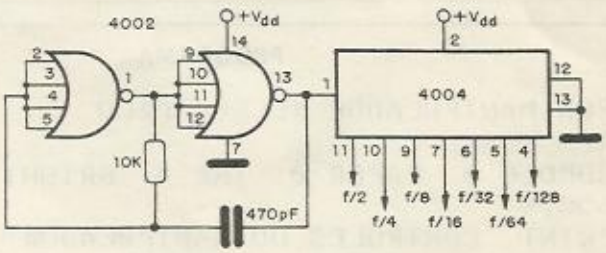
ELETROLÍTICOS DESPOLARIZADOS

Podemos obter capacitores eletrolíticos despolarizados de duas formas, conforme mostrado na figura. Em (a) obtemos uma capacitância equivalente à metade dos valores dos capacitores associados e em (b) obtemos uma capacitância igual a de cada capacitor associado.



DIVISOR CMOS 4004

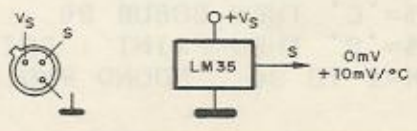
O circuito apresentado divide o sinal gerado pelo oscilador 4002 por diversos valores inteiros que são potências de 2. Os valores são 2, 4, 8, 16, 32, 64 e 128. A alimentação pode variar entre 3 e 15V e a freqüência máxima depende das características do 4004, ficando em torno de 10MHz para os tipos da linha padrão. O capacitor de 470pF no oscilador é que determina basicamente a freqüência do clock.



LM35 (NATIONAL)

Sensor de temperatura centígrado de precisão

Vs	4 a 20V
Faixa de operação	+2 a +150°C
Precisão a 25°C	0,5°C
Consumo de corrente	60µA (máx.)
Corrente máxima de saída	10mA



Projetos dos leitores

MANIPULADOR TELEGRÁFICO NO COMPUTADOR

Você aperta a tecla "p" do computador e um transmissor miniatura de FM transmite um ponto; você aperta a tecla "t" e o sinal transmitido é um traço. Combinando pontos e traços você pode transmitir suas mensagens ou praticar Código Morse. Na opção "c" (apertando a tecla C) o aparelho transmite sinais aleatoriamente. Este é o projeto do leitor ROBERT AMARO DA COSTA, de São Paulo – SP, acompanhado do programa para o TK90-X ou qualquer outro da linha Sinclair.

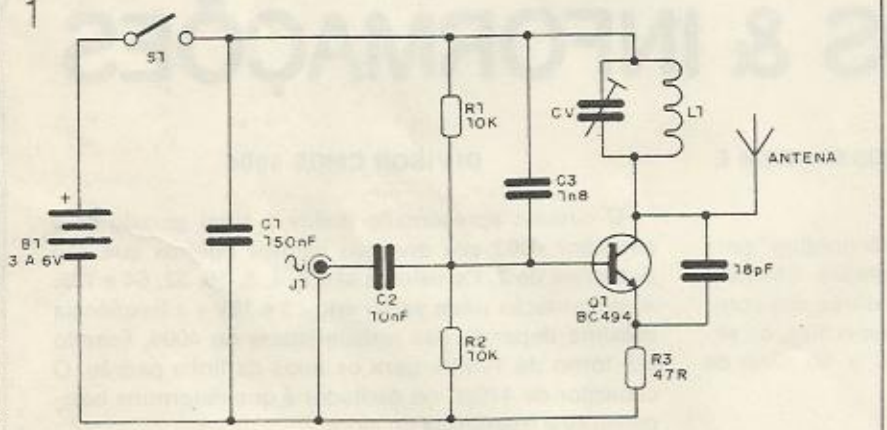
Na figura 1 damos o diagrama esquemático do projeto.

A bobina do transmissor consta de 4 ou 5 voltas de fio 16AWG com 1cm de diâmetro e sem núcleo.

Depois de se rodar o programa no computador, ligamos a saída EAR à entrada do transmissor e manipulamos as mensagens no teclado.

Os capacitores usados na montagem devem ser cerâmicos e a antena é um pedaço de fio rígido de 10 a 30cm. O receptor é um rádio de FM sintonizado em freqüência livre.

1



PROGRAMA

```
2 REM MANIPULADOR TELEGRAFICO
3 REM 1988
4 BORDER 0: PAPER 0: INK 4: BRIGHT 1: POKE
23658,0
6 PRINT "CONTROLES DO MANIPULADOR"
8 PRINT "P - PONTO " : PRINT " T - TRACO " :
PRINT " S - SAIR DO PROGRAMA " : PRINT " C -
TESTAR TRANSMISSAO "
10 PRINT "LIGUE O TRANSMISSOR AO SEU SPECTRUM
ATRAVES DO CABO DO GRAVADOR. DEPOIS DE CONEC-
TADO A SAIDA EAR, COMECE A TRANSMITIR"
12 LET 1$=INKEY$ : IF 1$="" THEN GOTO 12
14 IF 1$()"P" OR 1$()"T" OR 1$()"S" OR 1$()"C"
THEN GOTO 12
15 IF 1$="P" THEN SOUND .1,35
16 IF 1$="T" THEN SOUND .3,35
17 IF 1$="C" THEN GOSUB 20
18 IF 1$="S" THEN PRINT : PRINT "OK" : STOP
20 FOR K=1 TO 30 : SOUND RND,RND*60 :NEXT K :
RETURN
```

AMPLIFICADOR DE 20W RMS

Eis um amplificador transistorizado de ótima qualidade de som enviado pelo leitor GIVALDO MACEDO TENÓRIO, de Arapiraca – AL.

A figura 2 mostra o diagrama do circuito.

Duas unidades ligadas a uma fonte comum formam um excelente amplificador estéreo de 40 watts ou 80 watts IHF.

Os transistores devem ser montados em bons radiadores de calor e os capacitores eletrolíticos são para 25V de tensão de trabalho ou mais. Os resistores são de 1/8W e o alto-falante pode ser de 8 ohms com pelo menos 20W de potência.

Para um canal o transformador deve ser de 28V x 1,5A. Para dois canais a tensão também é de 28V, mas a corrente deve ser de 3A. O controle de volume e tom deve ficar no pré-amplificador.

CENTRAL DE ALARME CONTRA INCÊNDIO

O circuito apresentado não opera com sensores iônicos (de fumaça), mas sim com acionadores manuais do tipo "quebre o vidro em caso de incêndio", assim como detectores térmicos com gradiente de temperatura fixa ou detectores termo-velocímetros. O projeto é do leitor GILSON CARLOS PESSANHA, do Rio de Janeiro – RJ.

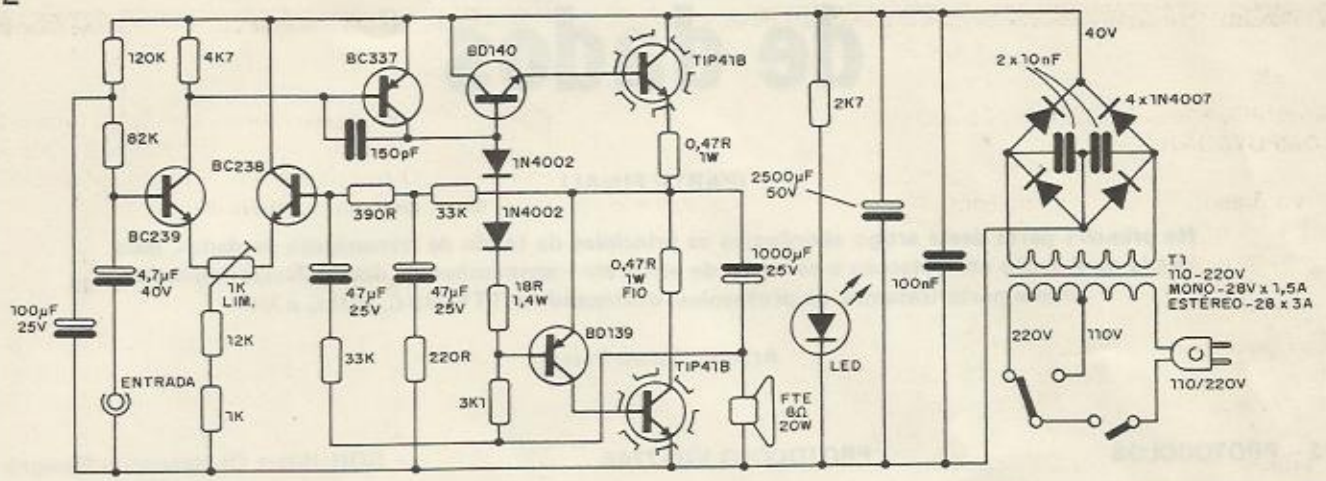
Na figura 3 temos o diagrama do circuito.

Cada 4001 ou 4011 admite 4 laços e o circuito poderá ser expandido de acordo com a quantidade de pontos de proteção necessários. A fiação para os laços deverá ser dimensionada de acordo com a distância entre a central e o último detector, sendo utilizado até 100 metros de fio rígido 1,5mm^2.

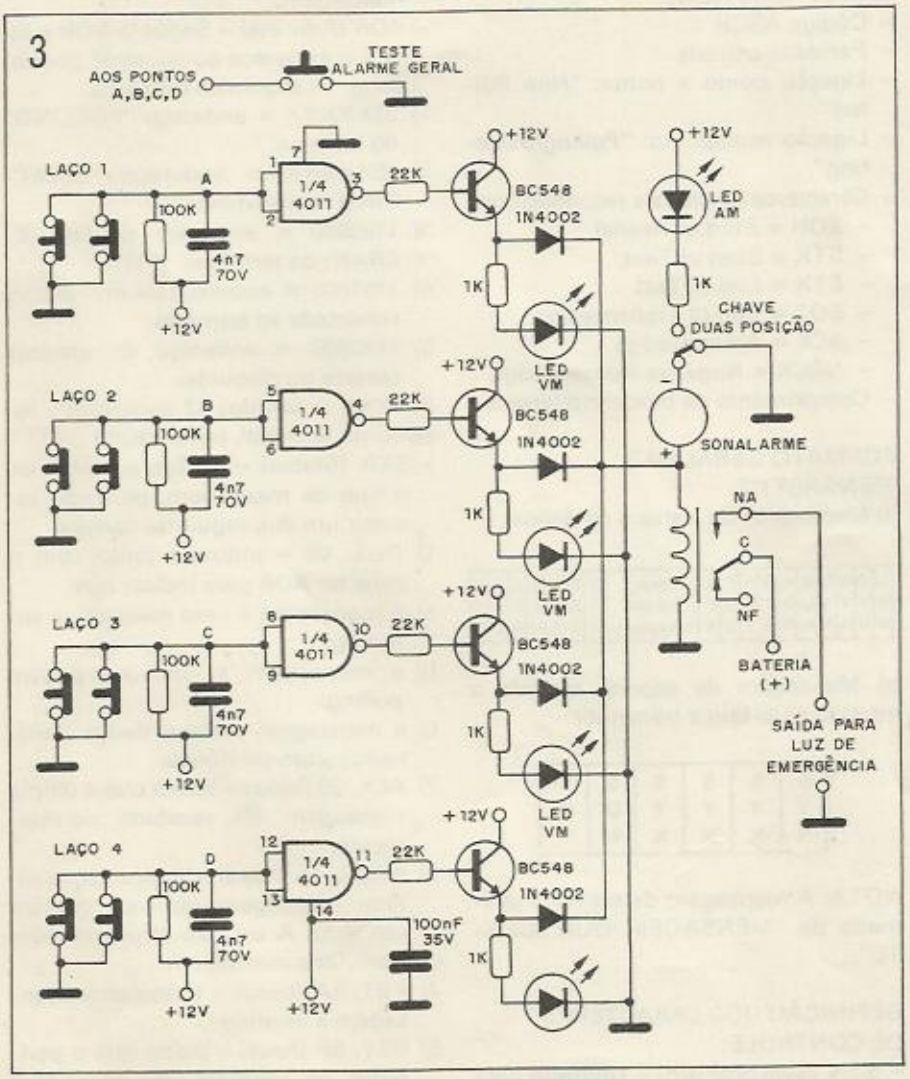
A fonte de alimentação deverá prever carga constante na bateria de 12V, para que no caso de interrupção na

2

DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO AMPLIFICADOR DE 20W RMS



3



rede de energia haja alimentação para o alarme.

O relé é utilizado para comutar a saída para um sistema de luz de emergência. O relé recomendado deve ter uma bobina para no máximo 50mA de corrente.

Os resistores de 100k x 1/8W nas entradas de cada porta NAND asseguram nivel lógico 1 para manter o transistor BC548 no corte, evitando desta forma alarmes falsos.

Os capacitores cerâmicos de 4n7 x 70V desacoplam interferências que possam ser captadas pelos laços. O capacitor cerâmico de 100nF x 35V desacopla transientes que possam vir pela linha de alimentação, devendo ser instalado na placa de circuito impresso o mais próximo possível do CI.

A chave de 2 posições é utilizada para cortar o funcionamento da cigarra (Sonalarme modelo Som Intermitente), ficando porém um led amarelo aceso, indicando que a mesma se encontra desligada. O push-button tipo NA serve para efetuar o teste geral dos vários circuitos, injetando nível lógico 0 em todas as entradas. Este teste também pode ser individual, bastando utilizar um push-button para cada laço. ■

INÉDITO

- Aprenda a transcodificar.
- Placas totalmente automáticas para transcodificação do PV4800 (sem chaveamento em canal) 3,5 OTNs – PAL-M puro 5,0 OTNs.
- Placas em geral (com chaveamento em canal) 2,8 OTNs.
- Fazemos transcodificação a partir de 5 OTNs.
- Caixa Postal 54168 – CEP 01296 – Fone (011) 885-8368 – São Paulo – SP.