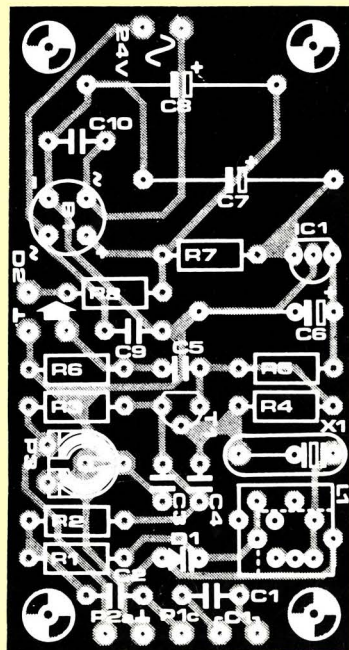
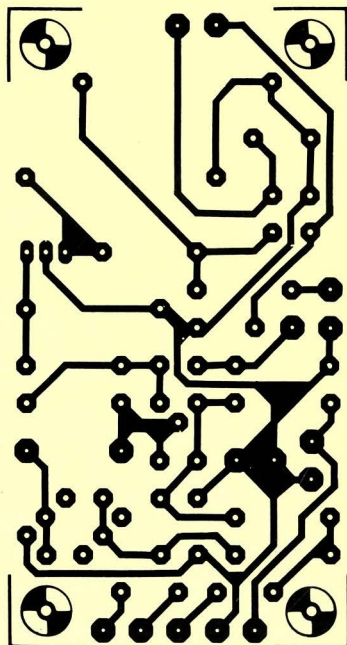


301

circuitos

Idéias e sugestões práticas em eletrônica
para hobistas e profissionais



301 circuitos

301 circuitos

IDÉIAS E SUGESTÕES PRÁTICAS EM ELETRÔNICA
PARA HOBISTAS E PROFISSIONAIS



Tradução:
Engº Carlos Antonio Lauand

Revisão, composição e arte:
Estúdio Behar

Capa:
Carlos das Neves

Título original:
301 CIRCUITS

© Copyright by Elektor Sarl

© Copyright by Hemus Editora Ltda.

*Todos os direitos adquiridos para a língua portuguesa
e reservada a propriedade literária desta publicação pela*



hemus editora limitada

01510 rua da glória 312 liberdade caixa postal 9686
fone 2799911 pabx telex (011) 32005 edil br
endereço telegrafico hetec são paulo sp brasil

Impresso no Brasil/Printed in Brazil

ÍNDICE

1	Pré-amplificador para microfone de eletreto	8	47	Controlador de stress	71
2	Amplificador de medida BF universal	10	48	Tensão negativa a partir de uma tensão positiva	72
3	Lareira eletrônica	11	49	Testador lógico universal	73
4	Indicador de falta de iluminação	12	50	Inversor mono/estéreo	75
5	Alto-falantes: escolher ou dividir	13	51	Caixa de ruído.	77
6	Como conectar dois gravadores a um amplificador	14	52	Inversor de sentido de rotação para servo	78
7	Traçador de sinal	16	53	Osciloscópio como comparador de tensões	80
8	Espírito batedor.	17	54	Anti-roubo para acessórios de automóvel.	82
9	Adaptador de nível	19	55	Gerador de funções CMOS.	83
10	Diapasão universal	20	56	Testador de Zener.	85
11	Indicador de corte de crista	21	57	Maquinismo para toque sensível	87
12	Automatismo de funcionamento para amplificador	22	58	Minifasor.	87
13	Multiplicador de pulsos.	23	59	Iluminação de emergência automática	90
14	Gerador-escalador	24	60	Amperímetro para automóvel	90
15	Dados duplos para monopólio (banco imobiliário)	27	61	Gerador de relação cíclica ajustável.	91
16	Fechadura de combinação óptica	28	62	Proteção contra a inversão de polaridade	92
17	Compressor de modulação	30	63	Tensão de referência estável	93
18	Circuitos de alarme CMOS.	31	64	Alimentação modulável	94
19	Divisor por 100 ou por 60	32	65	Comando para sintetizador de frequência.	96
20	Trêmulo	33	66	Conversor de sinal quadrado/dentes-de-serra de amplitude constante.	96
21	Pré-amplificador para guitarra elétrica	33	67	Misturador-áudio comandado sob tensão	99
22	Gerador de sinal horário	35	68	Filtro de ressonância de self-indução eletrônica	100
23	Reposição a zero automática para circuitos TTL.	36	69	Circuito de retância	100
24	Divisor por 12, 24, 60 ou 100.	37	70	Linha de retardo para sinal de áudio	101
25	Sifflettron (sibilador)	38	71	Sirene a 7400	103
26	Carregador de acumuladores de CdNi.	39	72	Controlador de bateria de automóvel (versão de luxo)	104
27	Indicador de calibração a LED	41	73	Gerador-aferidor	105
28	Velocímetro para bicicleta.	42	74	Conversor de sinais quadrados em sinais de degrau	106
29	Nível de destravamento automático	44	75	Denunciante de pisca-pisca.	106
30	Voltímetro de pico de BF	45	76	Regulador simples para ferro de soldar	107
31	Estágio de mistura a 1 transistor	49	77	Alimentação regulável de 0 a 30 V	108
32	Regulagem de luminosidade por LED	50	78	555 como destravador	109
33	Oscilador comandado por corrente	50	79	Luz seqüencial pseudo-aleatória.	110
34	Alimentação universal	51	80	Supressor de pulsos parasitas	111
35	SLAI: a sonda lógica de apresentação inteligente	54	81	Gerador de alinhamento AM/FM	112
36	Contagiros digital	57	82	Oscilador para sinais retangulares	113
37	Gerador de pulsos regulável	59	83	Gerador de sinais retangulares TTL	114
38	PLL com um 4011	61	84	Gerador de sinais retangulares TTL-LS	115
39	Ponte de medida de resistências.	61	85	Gerador de sinais retangulares CMOS.	116
40	Filtro seletivo com rede em duplo T	63	86	Sintetizador de frequências para tensões retangulares	117
41	Conversor de ondas curtas	63	87	Oscilador marcha/parada estável	118
42	Termômetro linear	66	88	Detector de passagem por zero	119
43	Oscilador senoidal.	67	89	Filtro a quartzo barato	120
44	Ohmímetro	68	90	Decibelímetro	121
45	Alimentação estabilizada simples	69	91	Regulador de velocidade para furadeira miniatura	122
46	Minuteria de cozinha	69	92	Milivoltímetro a FET.	125

93	Comando de ganho em corrente para HF	127	142	Demodulador FM a PLL utilizando um CA3089	179
94	Expansor/compressor de base de tempo	128	143	Analísador lógico	181
95	Base de tempo universal	129	144	O fim dos animadores de rádio	182
96	Modulador FSK CMOS.	131	145	Freqüêncímetro analógico	183
97	Alimentação TTL de preço baixo	132	146	Termômetro	185
98	Divisor de tensão programável.	133	147	Display	185
99	Espelho de tensão	134	148	Campinha de porta	187
100	Alimentação simétrica 15 V/50 mA	135	149	Controlador de baterias	188
101	Conversor A/N delta	135	150	Aparelho de medida de distorção harmônica	189
102	Jogos de ponteiros	138	151	Amplificador de servomotor.	191
103	Carrilhão aleatório	138	152	Indicador de velocidade para bicicleta	192
	Campinha musical	139	153	Os nervos de aço	193
104	Economizador de pilhas	140	154	Campinha de passagem de nível para trem elétrico.	194
105	Minuteria de iluminação de pequena duração.	141	155	Carregador de acumulador automático	196
106	Alarme de esquecimento de corte de acessório	141	156	Relógio de 5 minutos para jogadores de xadrez.	197
107	Interruptor de afloramento	142	157	Esferas de Newton em movimento perpétuo	198
108	Gerador de pulsos.	143	158	Variador de cadência para limpadores de pára-brisas	199
109	Jogo de luz.	145	159	Fechadura óptica a infravermelho.	200
110	Sonda lógica CMOS de três estados.	146	160	Seqüenciador	201
111	Comando de trem elétrico	147	161	Multiplicador quatro quadrantes	202
112	Economizador de pilhas para vigia	148	162	Testador de cordão multicondutor	203
113	Pachisi	148	163	Comando por μ P de velocidade de um trem elétrico.	204
114	Metrônomo	149	164	Módulo pHmetro para voltímetro digital.	205
115	Capacímetro.	149	165	Imitador de ruído de avião e "pirata do ar"	207
116	Transpositor de oitava para guitarra elétrica	151	166	Indicador de taxa de fermentação.	208
117	Detector de nível para líquidos	152	167	Traçador de curvas	209
118	Comparador de freqüências	152	168	Caixa de ruídos	212
119	Testador de transistores	153	169	Conversor freqüência-tensão.	212
120	Testador de transistor "de luxo"	154	170	Anti-roubo frustrante.	213
121	Gongo eletrônico	155	171	Iluminação automática para bicicleta	215
122	Minuteria de longa duração	156	172	Biofeedback cutâneo	216
123	Entrada flutuante para voltímetro digital.	158	173	CAF de diodo varicap	216
124	Toque-interruptor de 10 vias	159	174	Amplificador inversor ou não-inversor	217
125	Detector de umidade	159	175	Amplificador PWM	218
126	Comando automático de mudança de diapositivos	160	176	Seletor de gama automático	220
127	Magnetizador	162	177	Sensigong. . . um toque de campinha revelador	221
128	2 interruptores, 2 lâmpadas, 1 fio	165	178	Segundos baratos	222
129	Multiplicador de freqüência	165	179	Pequeno carregador de acumuladores protegido.	223
130	Sintetizador de freqüência numérica	166	180	Freqüêncímetro BF.	224
131	Medidor de ângulo de fechamento de came	167	181	Adaptador BLU.	225
132	Lupa automática para voltímetro	168	182	Lupa eletrônica	226
133	Traçador de características.	169	183	Impedancímetro	227
134	Barômetro	171	184	Emissor de infravermelhos	228
135	Cata-vento eletrônico.	171	185	Receptor de infravermelhos	229
136	Amplificador de absorção de corrente	172	186	Farol traseiro de longa duração	230
137	Flash escravo	173	187	Conversor de freqüência com um XR 2240	230
138	Retardador de flash.	174	188	Filtro a quartzo 4,4 MHz.	231
139	Carregador de bateria automático.	175	189	Híbrido cascode.	232
140	Medida numérica do contraste de um negativo	177			
141	Piloto automático de emergência para modelo reduzido	179			

190	Anemômetro	232	241	Um LED em 220 volts	290
191	Testador de 555	233	242	Amplificador de 1 W	291
192	Telecomando protegido	234	243	Gerador de sinal para "caça à raposa"	292
193	"Caça-níqueis"	235	244	Seno	293
194	Pré-amplificador estéreo por célula MD	237	245	Testador de continuidade	294
195	Testador de linha RS 232	238	246	Gerador de sinais quadrados	295
196	Lanterna traseira de segurança	239	247	Comparador de bits e conversor digital/analogico	296
197	VCO de precisão	240	248	Diapasão eletrônico a quartzo	297
198	Filtro passa-baixa para receptor de tráfego	241	249	LED	298
199	Campainha de circuito	242	250	Circuito de relógio	299
200	Ondulador	242	251	Conversor de tensão 6/12 V	300
201	Trêmulos integrado	243	252	Filtro ativo para CW	302
202	Filtro de faixa regulável	244	253	Receita de alimentação	304
203	Sistema de alarme universal	245	254	Protege-fusível	304
204	Gerador de pulsos de largura variável	247	255	Minuteria noturna	305
205	Optoacoplador HF	247	256	Alarme a termistâncias	306
206	Trigger de soleiras reguláveis	248	257	Relógio de potência	307
207	Proteção simples de alto-falantes	249	258	Medidor de pico para caixa acústica	308
208	Um amplificador universal: os timbres	250	259	Hidro-alarme	310
209	Senóide numérica	251	260	Gerador de pulsos de relação cíclica programável	311
210	FSK síncrono	252	261	Retardo de flanco regulável	311
211	Carregador de acumuladores PWM	253	262	Transformador de tensão: de 12 para 6 volts	312
212	Fusível eletrônico	254	263	Bilhar americano	313
213	Relação cíclica dominada	255	264	Gerador de pulsos CMOS	314
214	Exposímetro e minuteria de ampliação	255	265	Indicador para tensões alternadas	316
215	Carregador de baterias de níquel-cádmio	257	266	Economizador para bateria	317
216	Gerador de harmônicas comandado sob tensão	258	267	Pré-amplificador de baixo ruído para microfone	318
217	Alimentação simétrica simples	259	268	Voltímetro digital	319
218	Testador de amplificador operacional	259	269	Injetor de sinal com testador de continuidade	322
219	Knock Switch	260	270	Luminoso eletrônico	323
220	Caixa de música	262	271	Macrovoltagem para alimentação de 5 V	324
221	Gerador de efeitos sonoros	265	272	Interruptor vaivém eletrônico	325
222	Senóide digital comandada a quartzo	267	273	Receptor O.C. para AM, SSB, CW e RTTY simplificado	327
223	Filtro seletivo de CW	268	274	Termostato de medida diferencial	328
224	Dentes-de-serra sincronizados pelo setor	269	275	Alertador para automobilista	329
225	Gerador de teste HF	270	276	Minicompressores dinâmicos	330
226	Heterofoto	273	277	Pré-amplificador de ganho variável integrado	332
227	Minuteria de longa duração	275	278	Resistência de carga para transistor de potência	335
228	Autodesligamento para ferro de soldar	276	279	Oscilador a quartzo	336
229	Jogo de luz de EPROM	277	280	Sirene holofônica	337
230	Ampla escala de tensões de alimentação para LEDs	278	281	RAZ automático	339
231	Receptor de FM-CB ultra-simples	279	282	Conversor de polaridade	340
232	Seguidor de tensão de alta impedância de entrada	280	283	Milivoltímetro de ampla escala	341
233	Sirene com um circuito integrado	280	284	Demodulador ao padrão Kansas City	342
234	Amplificador telefônico	281	285	Oscilador marcha/parada melhorado	343
235	Amplificador comandado pela voz	283	286	Pesa-cartas	343
236	Detector de presença	284	287	Mostrador	346
237	Multímetro utilizado como freqüên- címetero	285	288	Fonte de corrente constante modular	347
238	Detector de freqüência e de fase	287	289	Jogo de palitos	348
239	Guarda-pilhas Cd-Ni	288	290	Alarme anti-roubo	349
240	Preditor de pane setorial	290	291	Conversor tensão/freqüência de preci-	

são	351	299 Testador de transistores	360
292 O 723 como fonte de corrente constante	353	300 Amplificador de potência a FET	361
293 Controlador de consumo elétrico	354	301 Indicador de sentido de variação	364
294 Amplificador TFP "antidissipação". . . .	355	Características dos transistores: BF e universais	366
295 Modem FSK	357	Circuitos integrados TTL	367
296 Controlador de nível d'água	357	Circuitos integrados CMOS	369
297 Demodulador FSK a PLL	358	Circuitos integrados lineares e reguladores de tensão.	371
298 Limitador dinâmico de ruído melhorado.	359	Índice temático	372

DECODIFICAÇÃO

O que é um TUN?

O que é um 10 n?

Tipos de semicondutores

Existem, geralmente, grandes semelhanças de características entre um bom número de transistores (e de circuitos integrados) de denominações diferentes.

É por isso que, quando possível, procuraremos utilizar um código universal para os semicondutores usuais.

- “741” pode ser lido indiferentemente μ A 741, LM 741, MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, etc.
- “TUP” ou “TUN” (Transistor Universal, respectivamente do tipo PNP ou NPN) representa qualquer transistor de baixa frequência de silício, apresentando as seguintes características:

$U_{CEO, \max}$	20 V
$I_C, \max$	100 mA
$h_{fe, \min}$	100
$P_{tot, \max}$	100 mW
$f_T, \min$	100 MHz

Eis alguns tipos versão TUN: as famílias dos BC 107, BC 108, BC 109, 2N3856A, 2N3859, 2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Agora, alguns tipos TUP: as famílias BC 177, BC 178; a família do BC 179, com exceção dos BC 159 e BC 179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4129.

- “DUS” e “DUG” (Diodo Universal, respectivamente de silício e de germânio) representa qualquer diodo apresentando as seguintes características:

	DUS	DUG
$U_R, \max$	25 V	20 V
$I_F, \max$	100 mA	35 mA
$I_R, \max$	1 μ A	100 μ A
$P_{tot, \max}$	250 mW	250 mW
$C_D, \max$	5 pF	10 pF

Eis alguns tipos versão “DUS”: BA 127, BA 217, BA 128, BA 121, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148. E alguns tipos “DUG”: OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 547B representam transistores de silício de uma mesma família, de características quase semelhantes, mas de melhor qualidade. Em geral, em uma mesma família, todo tipo pode ser utilizado indiferentemente no lugar de outro.

Famílias BC 107 (-8, -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414.

Famílias BC 177 (-8, -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 329 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

Valor das resistências e capacidades

Conforme o valor de componentes, as vírgulas e os múltiplos de dez são, o mais possível, omitidos. As vírgulas são substituídas por uma das abreviações seguintes, todas utilizadas no plano internacional:

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

Alguns exemplos:

Valores de resistências:

$$2k7 = 2,7 \text{ k}\Omega = 2700 \Omega$$

$$470 = 470 \Omega$$

Salvo indicação contrária, as resistências utilizadas nos esquemas são de 1/4 watt, carbono, de tolerância 5% máxima.

Valores de capacidade:

$$4p7 = 4,7 \text{ pF} = 0,000\,000\,0047 \text{ F}$$

$$10n = 0,01 \mu\text{F} = 10^{-8} \text{ F}$$

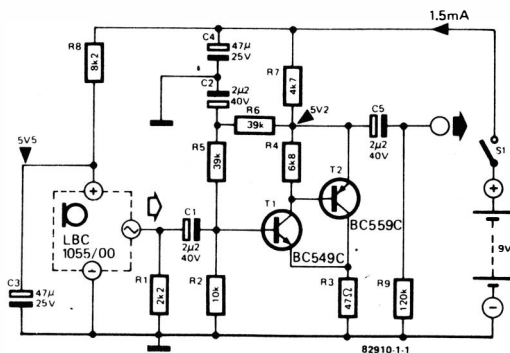
A tensão contínua dos condensadores não eletrolíticos deve ser de pelo menos 60 V; uma boa regra é escolher um valor de tensão com o dobro da de alimentação.

source = fonte	comp = compensação
env = cerca de ($\approx$)	control = controle
gnd = terra	common = comum
in = entrada	INH = inibição
out = saída	load = carga
lin = linear	carry = transporte
off = desligar	borrow = empresta
on = ligar	up = cima
autom = automático	down = baixo/inferior
ent = entrada	tant = tântalo
sync = sincronismo	adj = ajuste
non-inv = não-inversora	trigg = trigger
inv = inversora	



Pré-amplificador para microfone de eletreto

1



Este pré-amplificador de baixo ruído, compacto e alimentado por pilha, aumenta sensivelmente o nível do sinal de um microfone a eletreto ou de um microfone dinâmico de baixa impedância.

É preciso, freqüentemente, conectar um microfone a um amplificador ou a um registrador por vários metros de cabo blindado. Como o nível de saída de um microfone é muito baixo (geralmente alguns milivolts), constata-se sempre um enfraquecimento sensível do sinal, e o cabo pode gerar um ruído microfônico. Este artigo descreve a construção de um microfone de boa qualidade, de pré-amplificador incorporado, utilizando uma cápsula comercial dinâmica ou a eletreto. O pré-amplificador incorporado leva o nível de saída a várias centenas de milivolts, o que permite injetar diretamente o sinal nas entradas “auxiliar” ou “linha” dos amplificadores ou das placas de um gravador. Se se utiliza uma estante de mistura, não é necessário colocar um pré-amplificador de microfone em cada entrada do misturador.

O leitor conhece, certamente, o princípio do microfone dinâmico de bobina móvel, que funciona essencialmente de modo inverso ao de um alto-falante. Um diafragma é acoplado a uma bobina cilíndrica suspensa no campo de um forte ímã permanente. As ondas de pressão acústica fazem vibrar o diafragma, cuja bobina corta as linhas do campo magnético e produz uma tensão e uma corrente de saída que são a imagem elétrica do sinal acústico.

O microfone a eletreto, que se tornou muito popular no decorrer dos últimos anos, funciona como um microfone de condensador, mas é

menos caro e menos incômodo. O diafragma do microfone é construído de eletreto. É uma fina película de matéria plástica isolante, que tenha sido polarizada por uma carga elétrica permanente (esta operação se efetua freqüentemente aquecendo a película e colocando-a em um campo elétrico forte). O diafragma constitui uma das armaduras de um condensador, sendo a outra uma placa metálica posterior fixa. Como o diafragma é carregado, existe uma diferença de potencial entre este último e a placa posterior; esta d.d.p. está ligada à carga do diafragma e à capacidade da cápsula do microfone pela equação:

$$U = \frac{Q}{C}$$

em que U é a tensão, Q a carga e C a capacidade. C está ligada à distância entre as armaduras do condensador por meio da equação:

$$C = \frac{k}{d}$$

onde k é uma constante. Por conseguinte:

$$U = \frac{Qd}{k}$$

Quando ondas de pressão acústica fazem vibrar o diafragma, a distância d varia e, como a carga Q é fixa, a tensão de saída varia reproduzindo a vibração do diafragma.

Como a cápsula do microfone é, de fato, um pequeno condensador (alguns pF somente), sua impedância às freqüências acústicas é muito elevada, e sua saída deve ser ligada em um está-

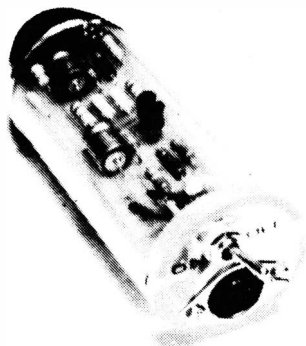


Foto. Protótipo completo do microfone de eletreto, com pré-amplificador incorporado, montado em um pedaço de tubo acrílico transparente com objetivo de demonstração.

Figura 1. Esquema do pré-amplificador de microfone.

Figura 2. Clichê do circuito impresso e implantação dos componentes do pré-amplificador.

gio separador de impedância muito alta. Este estágio se compõe freqüentemente de um FET montado em fonte seguidora, incorporado na cápsula do microfone e funcionando como transformador de impedância, com uma impedância de saída de algumas centenas de ohms. A figura 1 dá o circuito completo do pré-amplificador de microfone. Se se utiliza uma cápsula de microfone a eletreto, o FET separador incorporado exige uma alimentação contínua. Esta será, em geral, mais baixa que os 9 volts necessários para o resto do circuito, de modo que a tensão será abaixada por R8 e desacoplada por C3. O valor indicado por R8 corresponde a uma cápsula de microfone Philips LBC 1055/00, podendo exigir outras cápsulas de valores diferentes.

A resistência R1 é a resistência de carga do separador a FET. Também aqui o valor de 2,2 k Ω é recomendado para a cápsula do eletreto Philips, mas outras cápsulas podem exigir valores diferentes. Se utilizarmos um microfone dinâmico, pode-se omitir R1, R8 e C3. O pré-amplificador propriamente dito se compõe de dois estágios de amplificação, T1 e T2. Sua impedância de entrada é de aproximadamente 8 k Ω , seu ganho é definido pela relação R7/R3 – ou seja, aproximadamente 100, com os valores indicados. A corrente consumida pelo pré-amplificador é muito baixa, da ordem de 1,5 mA.

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 2k2
R2 = 10 k
R3 = 47 Ω
R4 = 6k8
R5, R6 = 39 k
R7 = 4k7
R8 = 8k2
R9 = 120 k

Condensadores:

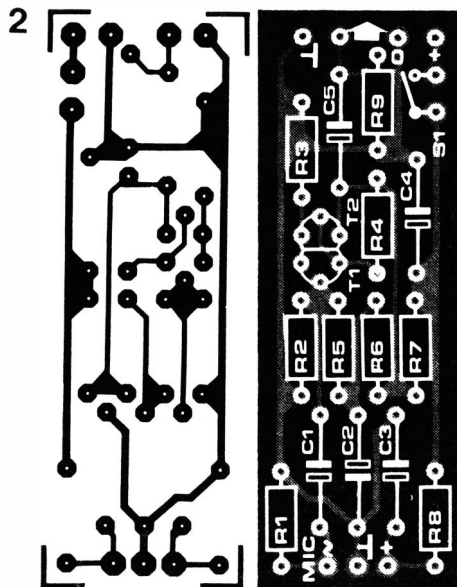
C1, C2, C5 = 2 μ 2/40 V
C3, C4 = 47 μ /25 V

Semicondutores:

T1 = BC 549C ou equivalente
T2 = BC 559C ou equivalente

Diversos:

Cápsula de microfone = Philips
LBC 1055/00 ou semelhante
Pilha de 9 volts
S1 = interruptor 1T (ver texto)
Tubo de plástico ou de alumínio
para a caixa do microfone



Com algumas cápsulas de microfone cuja tensão de saída é muito elevada, pode ocorrer que o ganho do pré-amplificador deva ser diminuído,

para evitar uma sobrecarga. Isso se consegue reduzindo o valor de R7. Para restabelecer as condições corretas de polarização contínua, pode-se ser levado, igualmente, a reduzir o valor de R6, o que vai provocar um ligeiro aumento da corrente consumida. Entretanto, a impedância de saída do pré-amplificador diminui quando o valor de R7 diminui, o que significa que se pode utilizar os cabos mais longos, sem atenuação das componentes de alta frequência do sinal.

A tensão de saída da cápsula a eletreto especificada é de 6,3 mV/Pa, valor típico ("Pa" significa Pascal; 1 Pascal a 1 N/m² = 10 µbar). Para situar esse valor em seu contexto, precisamos que o limite de audibilidade (0 dB SPL) seja fixado em um nível de pressão sonora de 0,0002 µbar e o limite de dor 120 dB mais alto que 200 µbar. Entretanto, a cápsula a eletreto começa a ser sobrecarregada nas proximidades de 104 dB SPL, de modo que a tensão de saída máxima que se pode esperar em uso normal é de aproximadamente 20 mV, ou seja, 2 V na saída do pré.

A resposta em frequência da combinação pré mais cápsula especificada fica em torno de 3 dB, na faixa de 100 Hz a 17 kHz, o que é excelente, se se considerar o custo modesto do aparelho.

A figura 2 dá o clichê do circuito impresso e a implantação dos componentes do pré-amplificador de microfone. O circuito impresso é excessivamente compacto e pode ser facilmente colo-

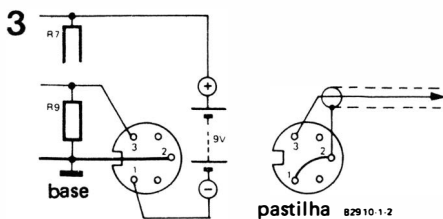


Figura 3. Se o microfone acabado for dotado de um conector de saída, pode-se substituir S1 por um cavalete de curto-circuito.

cado dentro de um tubo plástico ou de alumínio junto com o conjunto da cápsula do microfone, do circuito impresso e uma pequena pilha de 9 V. Pode-se executar a grade de proteção da cápsula do microfone com a metade de um infusor do tipo "coador de chá", como o mostra a fotografia, ou a partir de uma grade de filtro de café. Se se quiser fazer um verdadeiro trabalho de profissional, monta-se na base de uma caixa um conector fêmea CANON XLR ou uma base DIN de parafusamento, sobre a qual será encordada a saída do pré. Pode-se nesse caso economizar o interruptor funcionamento-parada, estabelecendo no interior do conector macho um cavalete de ligação, como indicado na figura 3, para exercer essa função. A alimentação do pré é, nesse caso, cortada automaticamente, quando se desliga o microfone.

2

Amplificador de medida de BF universal

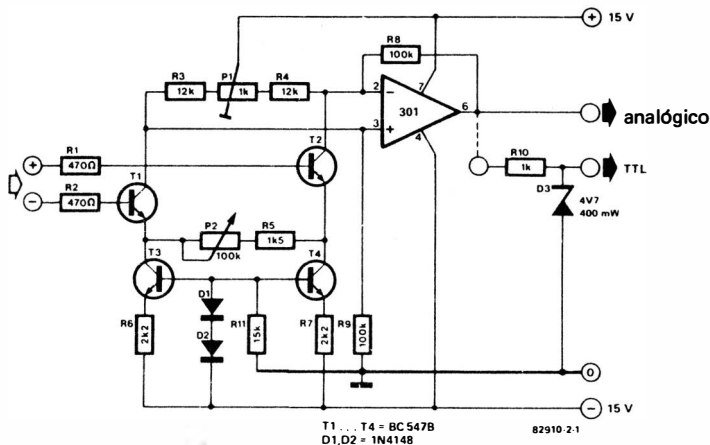
Estamos quase certos de que a maioria de nossos leitores estão equipados com um multímetro universal; os aparelhos digitais têm um sucesso crescente. É preciso constatar bem que as possibilidades desses aparelhos são, apesar de tudo, bastante limitadas; há a sensibilidade de entrada, ou ainda a resistência interna. O segundo inconveniente decorre do primeiro, pois trata-se da maior ou menor precisão das medidas indicadas.

Eis um circuito simples contendo somente poucos componentes; ele deverá permitir resolver determinados problemas enunciados acima. Ele consiste em um amplificador diferencial construído com a ajuda dos transistores T1 e T2. A impedância do emissor de cada transistor é assegurada por um dreno de corrente contínua;

este é constituído no circuito do emissor de T1 por D1/D2, T3 e R6; e no circuito de T2, por D1/D2, T4 e R7. Graças a essas correntes de emissor constantes, o amplificador de medida é independente de eventuais flutuações de tensão.

O amplificador diferencial T1/T2 é seguido de um outro amplificador diferencial, mas desta vez integrado; trata-se do LM 301 da National Semiconductor. Seu fator de amplificação é 1. Em sua saída, dispõe-se do sinal de medida analógico. Duas componentes suplementares permitem transformar este sinal em um sinal compatível TTL.

Quais são os campos de aplicação consideráveis para essa montagem? Já citamos dois: pré-amplificador para multímetro universal e pré-amplifi-



cador para multímetro digital. Além disso, pode-se utilizá-lo como amplificador BF na entrada de um freqüencímetro. Nesse caso, P2 servirá para ajustar o limite de desenganchamento. E por que não utilizar esta montagem como pré-amplificador para um osciloscópio pouco sensível. . .

Qualquer que seja a aplicação que se faz, o controle de polarização será o mesmo; trata-se de ajustar P1 para que a saída seja nula quando a entrada diferencial estiver curto-circuitada (curto-circuito entre R1 e R2). O potenciômetro P2 permite fazer variar a sensibilidade de entrada (amplificação); esta poderá estar compreendida entre um fator 2 e um fator 130.

O valor do ganho (A) pode se calcular com a ajuda da fórmula seguinte:

$$A = \frac{200}{P2 + R5 (k\Omega)}$$

Se tentarmos obter melhores resultados (estabilidade em temperatura e em ganho), é indispensável utilizar transistores casados: um LM 114 para T1 e T2, um segundo LM 114 para T3 e T4; as resistências devem ser do tipo 1% e os diodos D1 e D2 são substituídos por um LM 113. Até o 301 será substituído por um LM 118.

Se se desejar dispor de uma tensão de saída de nível TTL, é possível adicionar eventualmente R10 e D3. A tensão disponível na saída TTL não poderá, deste modo, jamais ultrapassar 4,7 V (ou ser mais negativa do que - 0,6 V).



Lareira eletrônica

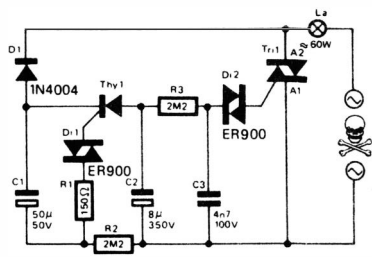
Muitos radiadores elétricos são equipados com um "adorno" simulando a aparência luminosa de um verdadeiro fogo de madeira. Entretanto, este efeito é às vezes diminuído pelo fato de que a lâmpada fornece uma luminosidade que é constante e não tremeluzente. O circuito aqui descrito é destinado a remediar esse defeito.

É certo que a maioria das pessoas sente prazer em observar um fogo de chaminé. A contemplação das chamas tremeluzentes que brincam na brasa parece trazer um pouco de paz. Por conseguinte, as lareiras de carvão são difíceis de acender, lentas em desprender seu calor e também extremamente sujas. Por esses diferentes moti-

vos, numerosas pessoas preferem a facilidade e a rapidez de um radiador elétrico e abandonam arrependidos os prazeres do fogo de lareira. Os fabricantes de radiadores elétricos constatarem este fato e tentam conduzir o usuário à compra do elétrico, munindo a fachada de seus radiadores com um adorno em forma de "brasa". Infelizmente as lâmpadas que são utilizadas para iluminar essas fachadas fornecem às vezes apenas uma luz de intensidade constante, diminuindo assim consideravelmente o realismo do efeito. Entretanto, utilizando apenas um punhado destes componentes que guardamos "porque sempre nos podem ser úteis", pode-se

construir um pequeno circuito para fazer reaparecer o tremeluzir do fogo.

O funcionamento deste circuito é bastante simples. Quando da ligação do circuito, o condensador C1 se carrega através da lâmpada, a resistência R2 e o diodo D1. Após vários semiperíodos da tensão setor, a tensão nos bornes desse condensador ultrapassa a tensão de desligamento do diac Di1. Este diac desliga então o tiristor Thy1, o que permite carregar rapidamente C2 através deste tiristor e de D1. Entretanto, na passagem seguinte a zero da tensão setor, este tiristor se bloqueia. C2 comunica então rapidamente ao condensador C3, que faz parte do circuito de desligamento de Tri1, uma parte de sua carga através da resistência R3. Esta polarização contínua em C3 diminui à medida em que C2 se descarrega. Disso resulta uma variação progressiva do ângulo de desligamento do triac, o que acarreta um tremeluzir da lâmpada La. Quando C1 tiver atingido novamente a tensão de desligamento do diac, o ciclo recomeça por si. No que concerne às características dos componentes, é preciso prestar atenção e certificar-se de que a corrente máxima que pode suportar o triac seja no mínimo igual ao dobro da corrente máxima atravessando a lâmpada La.



Thy 1 = tiristor, 400 V/1 A

Tri 1 = triac, 400 V/4 A

829 10-3-1

Para um radiador de tamanho normal, um triac de 4A é suficiente. O triac deve suportar também a tensão de crista do setor, isto é, aproximadamente 400 V. Por outro lado, um tiristor de 400 V/1 A será conveniente. D1 poderá ser qualquer diodo de correção disponível suportando 600 V.

Não esquecer, durante a execução, que se pode encontrar a totalidade da tensão setor em qualquer ponto do circuito. Ele deverá, portanto, ser bem isolado.

S. Kaul

4

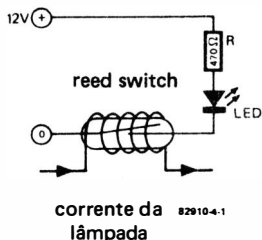
Indicador de falta de iluminação

Freqüentemente ocorre que um automobilista não esteja a par da pane de um de seus faróis, senão quando um agente da polícia o avisar. O circuito aqui descrito, que se compõe somente de um simples relê reed, de um diodo e de uma resistência, proporciona um meio mais econômico.

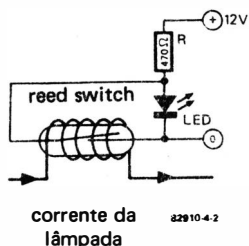
Um diodo eletroluminescente, montado em um lugar conveniente do painel, se apaga quando a lâmpada a ele ligada entra em pane. É evidentemente possível montar vários circuitos semelhantes para controlar várias lâmpadas ou grupos de lâmpadas.

No circuito proposto, a corrente alimentando a lâmpada ou o grupo de lâmpadas passa pelo enrolamento de ativação de um relê reed. Se estiver faltando uma lâmpada, a corrente é cortada, o que solta o relê e o diodo eletroluminescente se apaga. O número de voltas do enrolamento de ativação deve ser bastante grande para que a corrente nominal da lâmpada excite o relê, ficando bastante baixa para que o relê seja liberado em caso de pane de uma lâmpada.

1



2



Em geral, um relê necessita de 30 a 100 A.t (ampères.voltas: produto da corrente pelo número de voltas). Assim, levando em conta a intensidade relativamente elevada das correntes absorvidas pelas lâmpadas do automóvel, há necessidade para o enrolamento de apenas algumas voltas, em nossa aplicação particular. Por exemplo, os dois faróis absorvem uma corrente de aproximadamente 7,5 A (sob 12 V). Um relê reed previsto para 50 A.t terá, por isso, necessidade de apenas 7 voltas para controlar a corrente dos dois faróis. Se uma das duas lâmpadas estiver queimada, a corrente no enrolamento de ativação decresce da metade, o que libera o relê e o diodo eletroluminescente no painel se apaga. Pode-se utilizar também o circuito da figura 2, no qual o diodo eletroluminescente se acende quando uma lâmpada necessita ser substituída. Este circuito dá um aviso mais eficaz, em particular quando está escuro. Entretanto, o circuito da figura 1 comporta sua própria detecção de pane; mesmo o circuito eletrônico tem uma duração limitada. Para assegurar ao sistema de alarme um funcionamento satisfatório, reco-

menda-se utilizar relês reeds distintos para controlar lâmpadas de potências diferentes, isto é, é preciso um relê para os faróis de estacionamento diferente dos de parada e o das lanternas, etc. É possível assim utilizar um só relê para controlar o pisca-pisca esquerdo e o direito, embobinando dois enrolamentos em torno de circuitos nos quais mais de duas lâmpadas podem ser acesas simultaneamente.

Se se utiliza o circuito da figura 2, a alimentação do diodo eletroluminescente deve ser tomada após o interruptor que comanda a lâmpada. Deste modo, o desprendimento do relê provocado pela extinção voluntária da lâmpada não provoca o acendimento do diodo eletroluminescente, tendo este também sua alimentação desligada.

É importante observar que o diâmetro do fio utilizado como bobinagem do relê deve ser no mínimo de mesma espessura que o utilizado para o encordoamento original, caso contrário há o risco de queda de tensão no enrolamento e aquecimento.



Alto-falantes: escolher ou dividir

Um certo número de amplificadores atuais dispõe da possibilidade de selecionar um ou vários pares de caixas acústicas. Esta capacidade é particularmente interessante quando for previsto poder escutar música em diferentes cômodos, ou quando se deseja comparar entre si vários pares de caixas. Uma montagem deste tipo pode igualmente ser interessante para o amador de montagens pessoais.

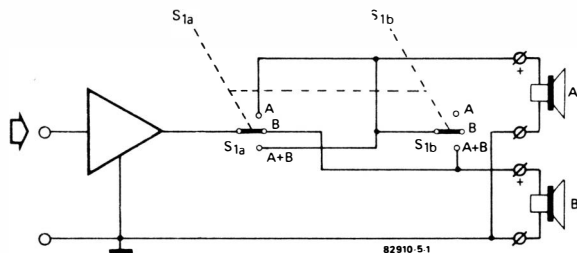
As ilustrações desta montagem apresentam a fiação para um comutador do tipo "A/B/A+B". Se se quiser trabalhar em estéreo, é preciso construir em dobro cada montagem. Na posição A, somente o par de caixas acústicas (ou de alto-falantes) A está ligado ao amplificador. Na posição B, somente o par B está ligado; enquanto, na posição A+B, os dois pares estão ligados. Nas últimas condições, a figura 1 mostra uma montagem paralela, enquanto que a figura 2 mostra uma montagem em série dos dois pares A e B. Se se efetua a montagem conforme a figura 1, e que se acha na posição A+B, o amplificador está carregado por uma impedância igual às impedâncias de A e B tomadas em paralelo. Arrisca-se o amplificador a uma sobrecarga

nessas condições. Ao contrário, o fator de atenuação por alto-falante é maior quando se dispõe de uma montagem em paralelo do que no caso de uma montagem em série de A e B.

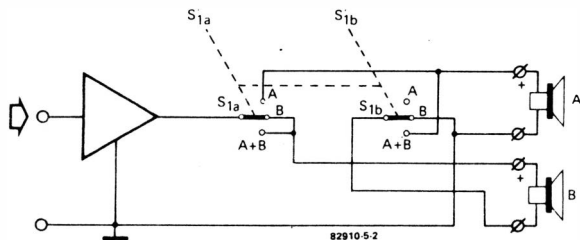
A ligação em série com as caixas acústicas do comutador é um mal necessário que é impossível suprimir, mesmo se se achar esta maneira de proceder mais prática ou mais agradável. Os comutadores escolhidos devem ser capazes de suportar correntes de vários ampères e devem representar no decorrer de sua existência (que esperamos seja bem longa) uma resistência de transmissão a menor possível, que deve ter e guardar (de maneira linear) um valor definido em ohms. Se não for o caso, é bastante possível que se vá diretamente a uma catástrofe no momento da audição, devido a um fator de amortecimento muito baixo.

Voltaremos um pouco a este famoso fator de amortecimento: ele é igual à relação entre as resistências de carga nominais (4 ou 8) e a resistência que as caixas acústicas "encontram" aplicada em seus terminais; esta última resistência é a soma da impedância de saída do amplificador e da resistência dos fios de ligação para as caixas

1



2



acústicas, soma à qual se acrescenta a resistência de transmissão das diversas conexões por terminais e a de eventuais comutadores.

Quando da construção pessoal de uma montagem desse tipo, o valor dessas diferentes resistências depende mais ou menos da qualidade dos componentes utilizados; afinal de contas, essas resistências têm uma influência no fator de amortecimento (as especificações de diversos amplificadores “grande-público” dão valores de fator de amortecimento compreendidos entre 50 e 200; esses valores são medidos sob uma resistência externa a mais baixa possível). Em observação de emprego, não hesitamos aconselhar a fiação de cabeceira para efetuar a ligação das caixas acústicas. Um fator de amortecimento de 20 a 30 é, de qualquer modo, mais que suficiente.

Para terminar, eis um pequeno truque prático. Aconselha-se utilizar um cabo grosso para efe-

tuar as ligações para as caixas acústicas, mesmo se as conexões a efetuar sejam muito curtas. Por que não utilizar cabo de 2,5 mm utilizado pelos eletricitistas? É barato e disponível em diversas cores (isso permite evitar os erros de fase em estéreo).

Evite as tomadas DIN para caixas acústicas, bem como seus homólogos para chassis; ocorre freqüentemente que elas constituem “montagens de teste” perfeitas para ver se a proteção do amplificador contra os curto-circuitos é satisfatória e eficaz; é muito freqüente que os amplificadores “grande-público” sigam o caminho da “maior resistência”. Quando for previsto utilizar dois conectores (um no amplificador e outro na caixa acústica), é preferível eliminar um, substituindo-o por uma tomada com garras sólidas.

Nunca estagnar a extremidade “livre” de um cabo de conexão!

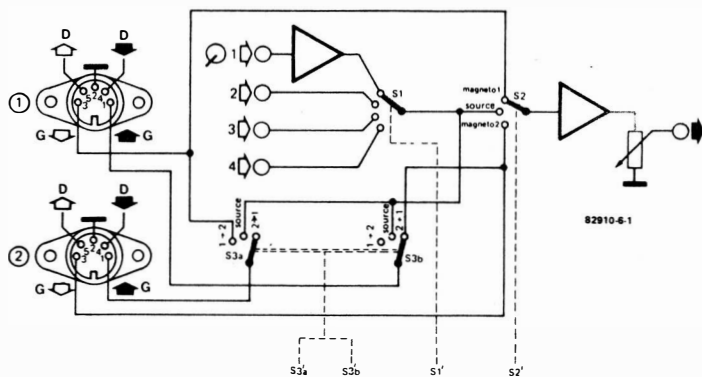


Como conectar dois gravadores a um amplificador

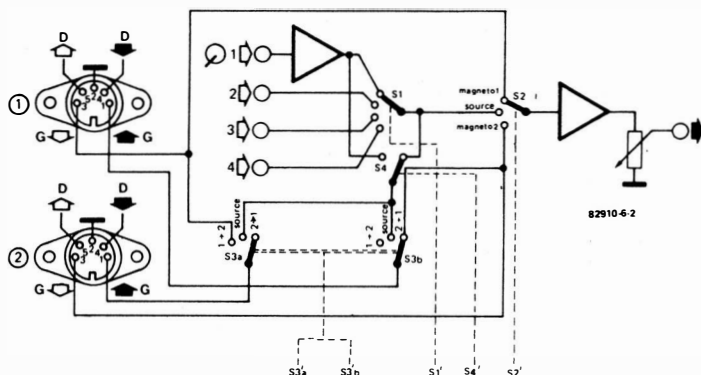
A maioria dos amplificadores disponíveis no mercado dispõe de uma abundância de comutadores e outros “acessórios”, e raros são os que

se caracterizam por uma falta qualquer. Este estado de fato não impede a montagem descrita adiante de poder se tornar muito útil para o

1



2



possuidor de um gravador de fitas.

Na figura 1, S1 representa o comutador de seleção de função dos pré-amplificadores, S2 representando, por sua vez, o comutador de controle (monitor) que se acha no amplificador.

Na maioria dos casos, existe somente uma ligação de gravador que serve para a gravação e para a leitura (tape). O sinal gravado chega ao terminal respectivo da tomada DIN, proveniente do contato central de S1. Na figura 1, constata-se a adição do comutador S3ab e vê-se assim que existem duas entradas e duas saídas de gravador. Para que a figura não fique complicada, somente o canal da esquerda (via da esquerda) é descrito.

Quando S3 se acha na posição "fonte", as duas conexões recebem o sinal de gravação, que chega do contato central de S1. Se se posiciona S3 em "1 → 2", a conexão de reprodução 1 liga-se à conexão de gravação 2. Na posição "2 → 1" de S3, a conexão de reprodução 2 liga-se à gravação 1. Isso permite copiar um gravador em outro, em qualquer sentido. O comutador de controle S2 permite escolher o sinal que se quer moni-

torar, ou o sinal "fonte", ou um dos dois sinais gravados (1 ou 2). Como se pode facilmente ver, é uma montagem que traz muita flexibilidade, dadas as numerosas possibilidades.

Ocorre bastante freqüentemente que se deseja gravar um disco, ouvindo um programa de rádio (tuner). Pode-se dar a esse luxo adicionando o comutador S4 da figura 2. Este último "recurso" pode igualmente ser utilizado com montagens para gravadores mais simples. É preciso, neste caso, que o comutador S2 se encontre na posição "fonte"; com isso perde-se a possibilidade de controle (monitoração).

de sinal quadrado de 1 kHz compreende também um multivibrador estável, utilizando as duas portas NAND restantes do circuito integrado. Seu funcionamento é comandado pelo primeiro multivibrador.

O darlington composto de T2 e T3 amplifica em corrente o sinal que é recolhido no coletor de T3 por meio do potenciômetro P1. A tensão de saída máxima é sensivelmente igual à tensão de alimentação (5, 6 V). Os diodos D1 e D3 asseguram uma relativa proteção dos transistores de saída contra as sobretensões externas. C6 isola o circuito das tensões contínuas existentes no aparelho testado. Se o signal-tracer é empregado para controlar circuitos apresentando tensões elevadas, em particular a tensão

do setor (por exemplo, um televisor), C6 deverá ser isolado a 1000 V de serviço. C6 será então muito volumoso para ser montado no circuito impresso representado na figura 2.

É prudente colocar o circuito no interior de uma caixa isolante, sobretudo se se deve utilizá-lo em chassis de televisores ou outros aparelhos apresentando tensões perigosas. D1 e D2 deverão poder suportar os picos de tensão e intensidades suscetíveis de ser encontradas quando de sua utilização. Este aparelho pode ser alimentado por meio de 4 pilhas de mercúrio. O tipo de pilhas deve ser um compromisso entre a dimensão e a autonomia do aparelho.

J. W. Van Beek



Espírito-batedor

Seria mais justo escolher um título como “imitador telecomandado do espírito-batedor”. Esta montagem permite, com efeito, pela ação em um push-button que se acha em um mini-emissor ultra-sônico que tenha sido bem camuflado, fazer nascer, sem ninguém saber, um ruído de espírito-batedor no receptor. O objetivo de tudo isso é, evidentemente, fazer se manifestar um espírito no decorrer de uma sessão espírita de “mesa-giratória”. Resultado garantido.

Trata-se, de fato, de uma pequena trapaça inocente, uma espécie de truque eletrônico. Não desejamos mostrar a menor impiedade no encontro dos espíritos-batedores autênticos, e nos apressamos em lhes assegurar que nossa intenção é puramente lúdica (trata-se de fazer uma brincadeira e nada mais) e que não há nenhum motivo para que eles vejam neste homólogo eletrônico a menor ameaça ao encontro de sua posição de monopólio neste domínio. Esperamos que esta declaração de intenções seja suficiente e que possamos passar agora à “alma” do assunto.

O animador de uma sessão espírita que deseja assegurar o sucesso garantindo a presença de um espírito-batedor (poltergeist), deverá camuflar o minúsculo emissor em suas roupas. Este micro-emissor comporta somente algumas peças e seu consumo de corrente é ridiculamente baixo (0,3 mA). Quando de uma ação sobre um botão (invisível), o emissor envia uma série de pulsos inaudíveis por meio de um transdutor ultra-

sônico. Esses pulsos chegam a um receptor também bem camuflado.

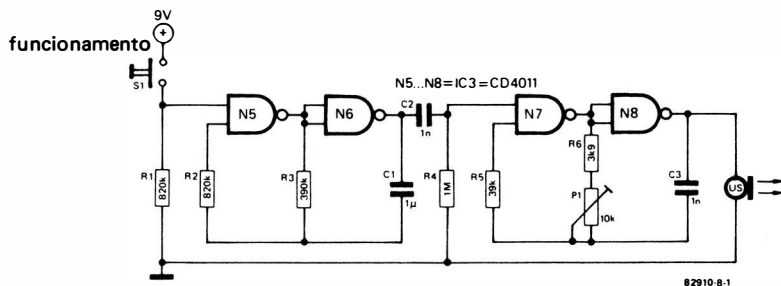
Este receptor começa detetando este sinal e em seguida o amplifica. Um gerador é então lançado; é ele que fabrica os ruídos do “batedor”. Um pequeno amplificador simples se encarrega, em seguida, de tornar esses ruídos audíveis para toda a assistência. A distância máxima separando o emissor do receptor se situa entre 4 e 5 metros.

O emissor (figura 1)

O emissor do “espírito-batedor”, tal como ele se acha no esquema da figura 1, compreende nada mais que um circuito integrado (do tipo CD4011) e um transdutor ultra-sônico. As quatro portas que se acham no circuito CMOS são montadas duas a duas para formar dois multivibradores estáveis, um dos dois trabalhando a uma frequência de 40 kHz e o outro tendo uma frequência de aproximadamente 1 Hz. Quando se aciona o push-button liga-se o primeiro MVA de 1 Hz, o segundo é ligado e em seguida desligado do ritmo do sinal de pulso; isto, durante um certo tempo, função do tempo durante o qual o push-button é acionado.

Os valores das componentes foram escolhidos de maneira que, se a pressão for mantida sobre o push-button, vê-se aparecer, na saída do transdutor de 40 kHz, emissões pulsionais de alguns

1



milissegundos, e separadas por intervalos de aproximadamente 1 segundo. Uma olhada no esquema é suficiente para se convencer da extrema miniaturização possível, dado o número muito pequeno de componentes utilizados. Quanto ao consumo que havíamos mencionado (0,3 mA), é praticamente possível ignorá-lo, dado ser tão baixo.

O receptor (figura 2)

O sinal detectado pelo transdutor começa por sofrer uma amplificação. Esta última é obtida por meio de dois estágios de amplificação constituídos cada um de um par de transistores acoplados em quasi-darlington. O ganho do estágio formado por T3/T4 é ajustável por ação sobre P1. Quando P1 está posicionado no ganho mínimo, que permite entretanto a recepção do emissor, a sensibilidade do receptor aos parasitas é a mais baixa.

Para evitar a entrada em cena de espíritos-batedores "não convidados", devido a pulsos parasitas, os estágios de amplificação são segui-

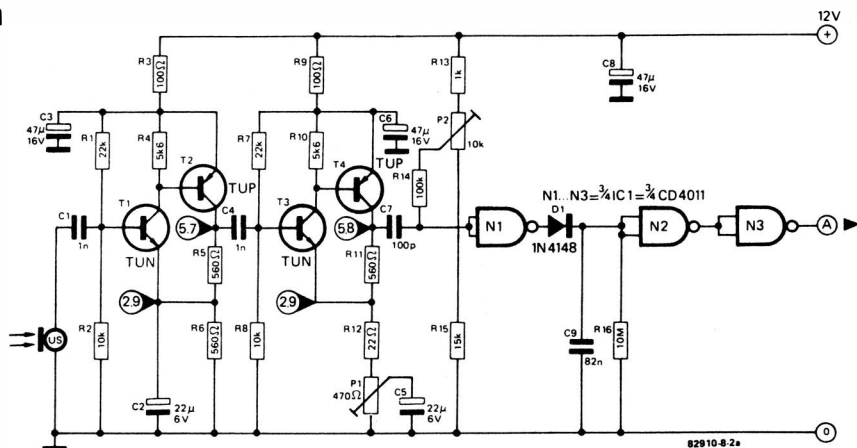
dos de um estágio de desligamento ajustável (trigger), que funciona como detector de nível de tensão de soleira; esta função é obtida pela porta NAND N1 juntamente com os componentes envolvendo o potenciômetro, a saber R13/R15/P2. Conforme a quantidade de parasitas no ar ambiente, será preciso proceder ao controle adequado de P2, de maneira a encontrar a melhor posição, e isso de modo experimental.

Quando o sinal ultrapassa a soleira fixada, ele é detectado. O detector é seguido, através de um disco, do gerador que faz nascer o ruído das

Figura 1. Esquema do emissor do espírito-batedor. O potenciômetro de 10 k permite ajustar a frequência das emissões pulsionais. Procura-se experimentalmente a sua melhor posição de recepção, em combinação com o emissor.

Figura 2. O receptor ultra-sônico. Os transdutores utilizados podem ser tanto do tipo Valvo como Murata. Estes últimos são mais atraentes devido às suas menores dimensões.

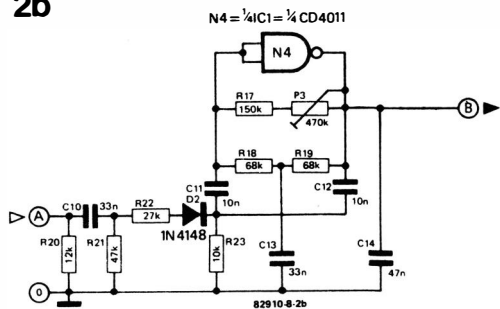
2a



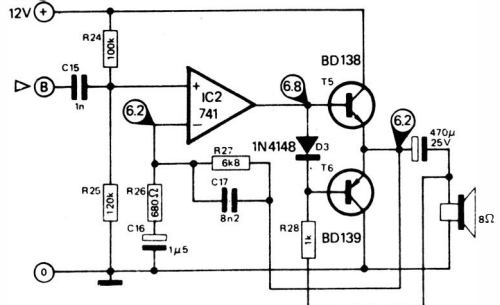
batidas. Este gerador é constituído por uma porta NAND (N4) montada em inversor, porta dotada de uma contra-reação, graças a um filtro em duplo T. A característica de um filtro desse tipo é que, na frequência de ressonância f_0 , a porta NAND, que funciona como amplificador, trabalha em reação. Vê-se assim que a oscilação somente se pode verificar na frequência f_0 , pois é somente nessa frequência que todas as exigências permitindo a entrada em oscilação são satisfeitas.

Uma ação no potenciômetro P3 permite regular o ganho da porta NAND, de modo tal que ela não possa vencer a atenuação do filtro em f_0 . Não se terá oscilações no repouso deste modo. Quando o oscilador recebe um pulso proveniente de N3, ele se põe a oscilar, decrescendo à frequência f_0 , o que provoca a emissão de uma vibração que morre docemente. Se se respeitar os valores dados no esquema (no que concerne ao filtro), o som produzido, se tudo correr bem, assemelha-se muito ao de uma batida em uma mesa de madeira. Pode-se modificar a gosto a sonoridade do ruído, fazendo variar os valores de R18, R19, R23, C11, C12 e C13. O circuito integrado IC2 (um 741, juntamente com T5 e T6) é o coração de um pequeno amplificador de áudio destinado a tornar audível a batida. Se bem que a potência que ele fornece, 2 watts, possa parecer um pouco baixa, a experiência nos prova que o espírito-batedor

2b



2c



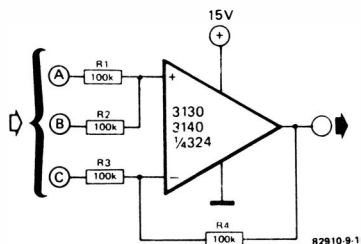
lâmbda deve possuir um soco sólido, se tentarmos ultrapassar essa potência.



Adaptador de nível

Quando se passa o tempo livre experimentando eletrônica, acontece, de tempos em tempos, que se é obrigado a passar de um nível de tensão contínua a outro. O circuito que iremos descrever pode, neste caso, ser extremamente útil. Praticamente, não importa qual seja o amplificador operacional utilizado nesta montagem, desde que, no caso da alimentação assimétrica, os limites do domínio do módulo comum não sejam ultrapassados. Pode-se muito bem utilizar um 741, por exemplo, sabendo entretanto que este amplificador op não funciona mais corretamente quando as tensões de entrada caem abaixo de 1,5 volt; é preciso utilizar uma alimentação simétrica na execução de um 741. A melhor maneira de mostrar o modo de funcionamento do circuito é com um exemplo: pode ocorrer que se ache na obrigação de "elear" uma das entradas em 5 volts; uma tensão de 0 volt passa a 5 volts, 1 volt torna-se

6 volts, e assim por diante. Para atingir o objetivo fixado, o ponto C é ligado a zero (massa), o ponto A recebe a tensão de deslocamento de 5 volts, o ponto B ficando na entrada do sinal. Uma tensão de 3 volts aplicada ao ponto B faz nascer na entrada + do amplificador operacional uma tensão de 4 volts, pois A fica na tensão



de + 5 volts. O amplificador operacional procura o equilíbrio entre suas entradas e vai por esse motivo ajustar sua saída, de modo que a tensão reinante na entrada também seja de 4 volts. Encontra-se, então, nos bornes de R3, que se acha ligada a zero, uma tensão de 4 volts. É preciso que uma tensão idêntica reine nos bornes de R4 (= R3), de maneira que a tensão disponível seja de 8 volts (= 5 + 3). Se for preciso subtrair uma tensão, ao invés de acrescentá-la, é necessário inverter as conexões de B e de C. Neste caso, uma tensão de 5 volts em A é dividida ($R1 = R2$) e acarreta o aparecimento de uma tensão de 2,5 volts na entrada +.

Nos bornes de R3, constata-se uma queda de potencial de 0,5 volt e a tensão de saída é nesse caso de 2 volts (= 5 - 3).

A escolha das resistências R depende somente das características do amplificador operacional escolhido, bem como da resistência interna desejada. É indispensável que esta resistência interna seja sempre nitidamente mais elevada (10 vezes no mínimo) que a resistência de saída da montagem atrás da qual está ligado o adaptador de nível.

10

Diapasão universal

Na falta de ouvido absoluto, faça um ouvido eletrônico. . .

Não é dado a todos perceber com precisão a altura das notas. . . E, portanto, este handicap não prejudica em nada o prazer que se pode ter em praticar a música; alguns instrumentos necessitam de uma afinação regular e bem frequentemente renovada; o amador mais entusiasta perde toda sua paciência com isso. A eletrônica vem em seu socorro sob a forma de um diapasão universal, que fornece os 12 semitons da gama temperada. Os eletrônicos musicistas conhecem já há alguns anos um tipo de circuito integrado, cujo aparecimento revirou seu pequeno mundo: trata-se do que chamamos de TOS, do inglês "Top Octave Synthesizer". Trata-se de circuitos numéricos fornecendo, a partir de um sinal de relógio, os doze semitons de uma gama temperada. Como se sabe, a relação entre duas frequências próximas no interior dessa gama é de $2^{1/12}$. Se retornarmos hoje ao entusiasmo da primeira hora (com efeito, os sinais fornecidos pelo TOS são quadrados, de relação cíclica invariável e todos fechados em fase, o que não é muito "musical"), isso não significa, portanto, que seja preciso menosprezar esses inocentes circuitos integrados. A prova: o autor deste artigo encontrou para eles uma aplicação original e muito eficaz.

O circuito integrado ao qual nos referimos (ver figura 1) fornece treze frequências, ao invés de doze, como é o caso mais frequente. Essas frequências são as das notas compreendidas entre do_3 e do_4 , quando a frequência de relógio for de 1 MHz. Já havíamos sublinhado o fato de que os sinais fornecidos eram quadrados e de relação cíclica invariável (50%).

Há um oscilador a quartzo construído em torno de N1 que fornece o sinal de relógio a IC1. Quando a frequência deste sinal for de 1 MHz, a de do_3 é de 2092,0502 Hz, e a de do_4 é de 4184,1004 Hz.

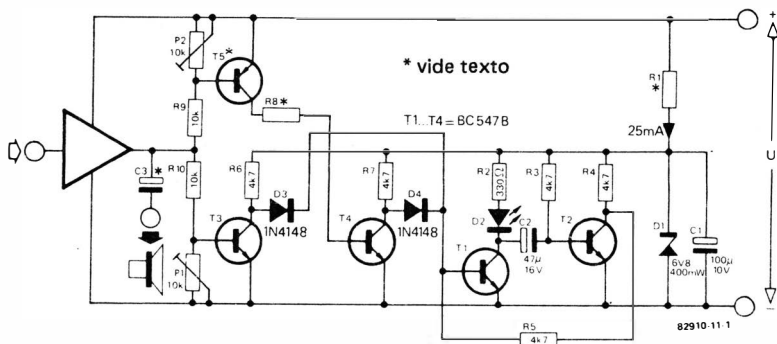
As saídas de IC1 são ligadas a um comutador de 12 posições, cujo ponto comum está ligado à entrada de relógio de IC2. Este é montado em divisor por 2'. Por sua vez, as saídas de IC2 estão ligadas a um comutador de 7 posições; o ponto comum deste último é ligado às entradas das portas N3 e N4, cuja função é de obstruir o sinal de saída: P1 permite ajustar a amplitude do nível de saída. S2 poderá igualmente ser um comutador de 8 posições, cuja oitava estará ligada à entrada de relógio de IC2; desse modo, pode-se dispor na saída do diapasão de oito oitavas diferentes.

O comutador S1 permite selecionar uma das 12 notas. A décima terceira não é utilizada.

É preferível proceder ao controle do oscilador, se se dispuser de um freqüencímetro que o permita; basta elevar o sinal na saída de N2 e ajustar C1 de modo que a frequência apresentada seja de 1,00012 MHz.

Se não se dispuser de um aparelho desses, é suficiente deixar C1 em posição média; a altura relativa das notas não é afetada, e a experiência permitirá corrigir posteriormente o conjunto do diapasão, se estiver muito "alto" ou muito "baixo".

Para afinar um instrumento, basta ligar a saída do diapasão à entrada de um amplificador cuja saída ataque, como se deve, um ou vários alto-falantes. Escolhe-se, em seguida, a nota a afinar por meio dos comutadores S1 e S2, que se poderá comparar à nota emitida pelo instru-



alto ou baixo, da tensão de alimentação. No esquema, a tensão de alimentação do amplificador é representada pela variável U ; pode-se tratar ou de uma tensão de alimentação simétrica de $1/2 U$ volts (U volts entre $+$ e $-$), ou de uma tensão assimétrica (U volts entre $+$ e 0 – a massa). A tensão do sinal a controlar deve ser tomada no lado “quente” de um eventual condensador de saída, $C3$. Quando fenômenos de corte de crista nascem no potencial baixo da alimentação, a tensão base-emissora de $T3$ cai abaixo de 0,6 volt. Este estado conduz, de fato, $T3$ a bloquear. No repouso (na ausência de sinal), na báscula formada por $T1$ e $T2$, $T2$ é saturado enquanto que $T1$ é bloqueado. Quando, no caso de batimentos negativos, $T3$ cessa de conduzir, um pulso positivo chega à base de $T1$ por meio do diodo $D3$. $T1$ se torna passante durante o tempo de estabilidade do monoflop; este tempo é determinado pelos valores de $C2$ e de $R3$, e se situa em torno dos 200 ms. O LED $D2$ se ilumina durante este tempo. Quando por ocasião de batimentos positivos, no potencial de alimentação mais elevado, é a tensão base-emissor de $T5$, tensão determinada pelos valores de $R9$ e de $P2$ que se torna inferior a 0,6 volt. Na ausência de sinal, os transistores $T5$ e $T4$ são saturados e vão, então, bloquear. Por meio de $R7$ e de $D4$, nasce um pulso de desligamento positivo para o monoflop; os diodos $D4$ e $D3$ formam uma montagem OR. De ma-

neira a assegurar um funcionamento preciso do monoflop, extrai-se da tensão U uma tensão de contribuição com a ajuda de $D1$, de $R1$ e de $C1$.

É preciso dar a $R1$ um valor tal que ela seja atravessada por uma corrente de 10 a 25 mA. Quando a tensão U for inferior a 45 volts, o transistor $T5$ poderá ser um BC557B; quando a tensão U possa atingir 65 volts, utiliza-se para $T5$ um BC556. $R8$ deve ser atravessada por uma corrente de aproximadamente 1 mA.

O escalonamento se torna muito fácil quando se dispõe de um osciloscópio; liga-se o osciloscópio ao ponto nodal entre $R9$ e $R10$. Pode-se efetuar igualmente a regulagem “a ouvido”. Começa-se procurando, por ação sobre $P1$, um nível de batimento negativo; $D4$ é momentaneamente retirado. A amplitude do sinal senoidal aplicado ao amplificador é regulada de modo que o batimento negativo esteja perto de ser atingido, mas sem atingi-lo. Atua-se, então, sobre $P1$ de modo a ver-se iluminar o LED. No que se refere ao batimento positivo, o processo de regulagem é o mesmo, com a única diferença que é preciso atuar sobre $P2$ e que é preciso retirar momentaneamente o diodo $D3$ após ter recolocado o diodo $D4$ em seu lugar.

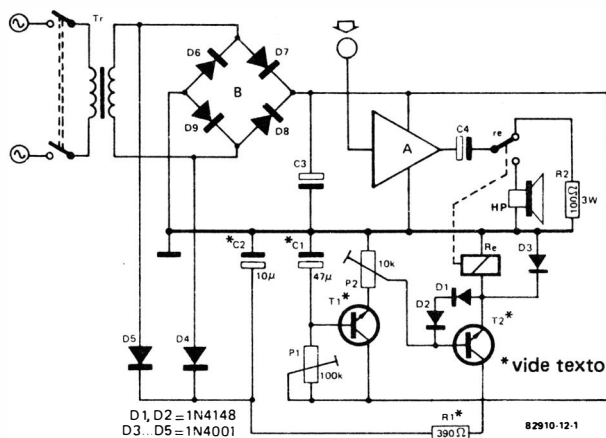
N.B. Podem-se suprimir os potenciômetros $P1$ e/ou $P2$ se o nível de batimento corresponder a um nível que se encontre 0,6 volt acima do potencial mais baixo, ou 0,6 volt abaixo do potencial mais elevado.

12

Automatismo de funcionamento para amplificador

A montagem se compõe de uma tensão adicional destinada a alimentar um relê e de uma rede

de temporização por meio da qual é alimentado o relê. Esta última recebe sua tensão de alimen-



tação do amplificador. O relê é ligado em série na linha quente de conexão ao alto-falante.

A tensão reinante nos bornes de C2 serve como tensão adicional para o relê. Esta tensão é fornecida pelo retificador em simili-pont, formado conjuntamente pelos diodos D4 e D5 e os diodos D6 e D9 da verdadeira ponte retificadora. Quando da entrada em tensão, a tensão nos bornes de C2 aumenta tão rapidamente como a tensão de alimentação do amplificador. Quando se retira o sistema de tensão (quando se o desliga), a tensão nos bornes de C2 cai muito mais rapidamente que a tensão de alimentação do amplificador, pois C2 possui uma capacidade bem baixa, comparada com alguns milhares de μF dos capacitores-tampões de filtragem da alimentação principal.

O relê somente é ativado (estabelecendo, então, a ligação amplificador-ambiente) a partir do momento em que a tensão reinando no cursor de P2 for igual à tensão de resposta do relê;

isso somente acontece, por sua vez, quando C1 estiver suficientemente carregado por meio de P1. A resistência R1 determina a intensidade da corrente que atravessa o relê Re; esta corrente é igual à diferença de tensão reinante no cursor de P2, dividida pelo valor da resistência R1 (T2 se encontra na saturação). Conforme o tipo de relê utilizado, pode ser eventualmente necessário modificar o valor de R1. Os diodos D1...D3 formam uma defesa contra picos (cristas) de tensão que possam nascer durante o corte do relê.

As características das componentes seguintes: C1, C2, T1 e T2 dependem da altura da tensão de alimentação. T1 e T2 serão transistores de média potência.

P1 permite escolher o atraso. A temporização efetiva depende igualmente do cursor P2 e da tensão de alimentação.

J. Rongen

13

Multiplicador de pulsos

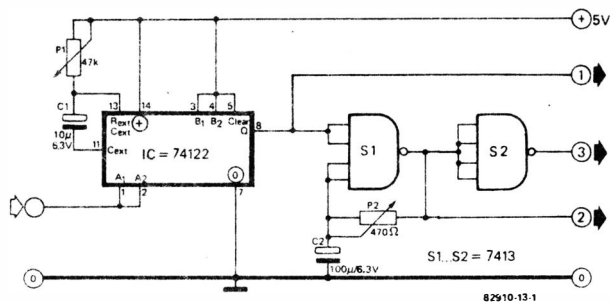
O multiplicador de pulsos descrito nesta montagem compreende um oscilador movimento/parada e um multivibrador mono-estável.

O mono-estável deve ser desligado pelo lado descendente do pulso e multiplicar (ver o diagrama dos pulsos). O disparador de Schmitt S1 oscila (2) então durante um tempo (1) que se pode fixar pela ação sobre P1. A frequência do oscilador pode ser ajustada por meio de P2. Um

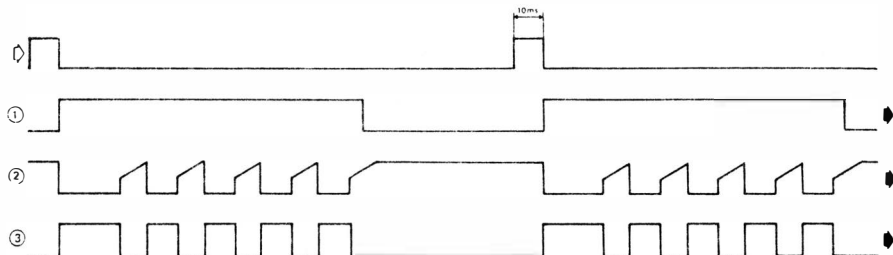
pulso de entrada se traduz, portanto, por um número (regulável) de pulsos de saída. O gatilho de Schmitt S2 serve de estágio-obstrução, na saída do qual se encontra o sinal (3).

Este multiplicador de pulsos pode ter todas as espécies de aplicações. Uma frequência muito baixa, como a da pulsação, pode ser medida bastante precisa e rapidamente por meio desta multiplicação de pulsos.

1



2



A posição a dar a P1 é a que permite a transmissão correta da frequência de entrada mais elevada, que possa se apresentar. Se o tempo do mono-estável for muito longo, o 74122 vai se pôr a trabalhar como divisor, o que não é o

objetivo procurado. Quando se tiver encontrado a posição adequada para P1, pode-se ajustar o fator de multiplicação graças a P2.

G. Tajbl

14

Gerador-escalonador

Quando se tem a chance de possuir um osciloscópio, dispor de um gerador-escalonador permitindo controlar o funcionamento correto do mesmo não é um luxo.

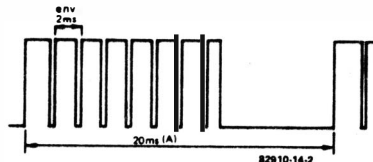
A montagem que iremos descrever aqui é muito simples e de dimensões extremamente modestas, o que favorece muito sua eventual implantação.

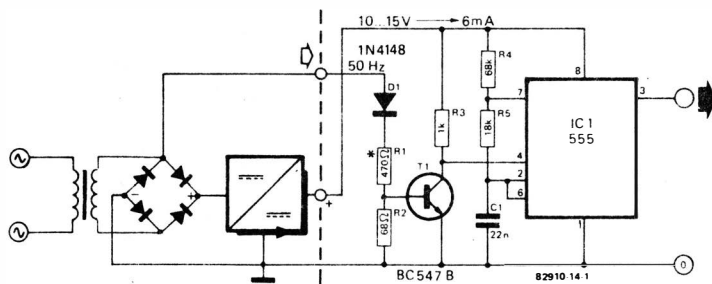
O osciloscópio é um instrumento fascinante, dotado de numerosas possibilidades, pelo menos quando se tem certeza de que ele está em condições de cumprir a função que lhe é atribuída. Um gerador-escalonador permite verificar facilmente e muito rapidamente se é este o caso.

O osciloscópio é um aparelho que pode, com o passar do tempo, se desregular relativamente com facilidade (quer se trate de amplificador vertical ou da base de tempo). Se for esse o

caso, as gamas se deslocam de uma certa quantidade. Basta, então, verificar uma das gamas (volt/div ou sec/div) para se assegurar de um desvio eventual. A relação existente entre as diversas escalas é sempre determinada por um certo número de componentes passivos, tais como resistências e condensadores, componentes cujos valores desviam-se apenas raramente. Se isso ocorrer, não se trata em geral de um componente envelhecido; este desvio é facilmente detectado porque a relação existente entre as diversas escalas não é mais respeitada.

1





Para um controle de rotina, pode ser suficiente verificar a sensibilidade vertical, bem como a velocidade da base de tempo, e isso em uma certa extensão. Utiliza-se para isso um gerador-escalador, pois esse aparelho fornece uma tensão de saída e uma frequência conhecidas. A fotografia 1 e a figura 1 mostram a forma característica do sinal de saída. A amplitude vertical permanece idêntica à tensão de alimentação, nos limites muito fechados (0,1 volt), podendo esta tensão de alimentação ser facilmente medida de maneira muito precisa, com a ajuda de um multímetro universal ordinário. A periodicidade (tempo separando dois sinais) do sinal é idêntica à de um período do setor, isto é, 20 ms.

Os pulsos mais breves aparecem com uma perio-

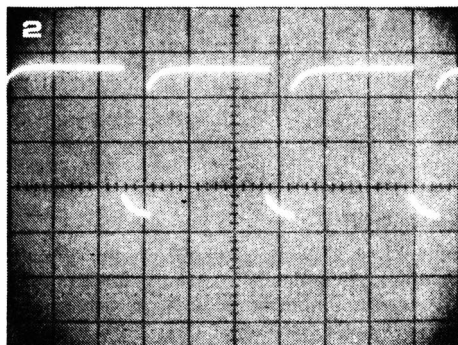
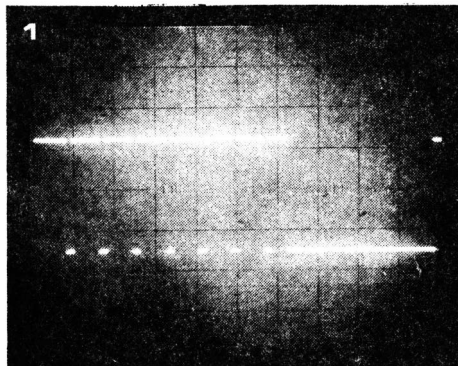


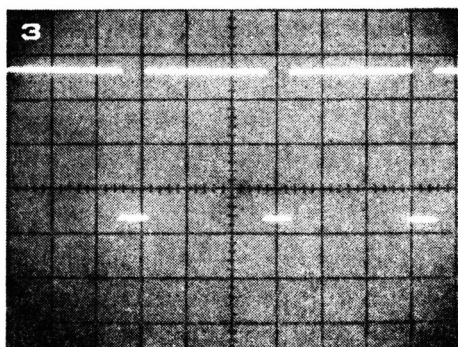
Figura 1. O sinal produzido pelo gerador-escalador. Ele permite efetuar três regulagens diferentes: pode-se regular a sensibilidade vertical do osciloscópio, atuando no botão de amplitude; a periodicidade longa (A) permite calibrar a base de tempo, enquanto que os períodos muito curtos (2 ms) são destinados a regular os atenuadores de entrada, tais como as sondas 1:10.

Figura 2. Esquema de princípio do gerador-escalador. A parte que se encontra à esquerda da linha pontilhada representa (de maneira esquemática) a alimentação de baixa tensão do osciloscópio.

Foto 1. Oscilograma da saída do gerador-escalador.

Foto 2. A regulagem do atenuador de entrada não está correta; é preciso que as partes horizontais do sinal retangular sejam perfeitamente planas.

Foto 3. Eis o sinal que se deve obter quando o atenuador de entrada é calibrado corretamente.



dicidade de 2 ms aproximadamente, e são produzidos pelo gerador-escalonador; elas devem permitir regular as sondas e/ou os atenuadores de entrada (as sondas 1:10 entre outras). Leva-se em conta, na prática, que há, por outro lado, o uso principal de um gerador-escalonador como o aqui descrito.

As fotografias 2 e 3 ilustram claramente o aperfeiçoamento obtido: a regulação não é correta na foto 2, enquanto que se constata na foto 3 que a sonda está regulada de maneira a atenuar nas proporções idênticas as diversas frequências presentes no sinal retangular.

A montagem

A figura 2 dá o esquema do princípio do gerador-escalonador. A alimentação da montagem é tomada no próprio osciloscópio, sendo nesse caso o sinal de 50 Hz extraído dessa alimentação. A alimentação de origem é representada de maneira esquemática à esquerda dos pontilhados.

O sinal de 50 Hz é retirado do lado de tensão alternada da ponte retificadora e comanda, periodicamente, a abertura de T1. Durante o tempo de abertura de T1, o 555 é bloqueado pela ação em sua entrada da inicialização (reset) e se encontra, então, uma tensão de zero volt na saída deste circuito integrado (pino 3).

Durante os períodos no decorrer dos quais a entrada de inicialização se encontra na tensão de alimentação positiva (T1 é bloqueado), o temporizador trabalha como multivibrador estável, e fornece curtos pulsos.

Construção

A colocação dos componentes no pequeno circuito impresso descrito aqui não deverá apresentar o menor problema. Somente a resistência R1 merece alguma atenção.

É preciso se preocupar em dar a R1 a potência e o valor definidos no quadro anexo, conforme a tensão de 50 Hz utilizada. R2 pode, eventualmente, igualmente ser modificada (ver quadro).

U _{sec}	R1	R2
6... 8 V	470 Ω , 1/4 W	68 Ω
8... 11 V	680 Ω , 1/4 W	68 Ω
11... 16 V	1k, 1/4 W	68 Ω
16... 23 V	1k5, 1/4 W	68 Ω
23... 40 V	3k9, 1/2 W	150 Ω

Vê-se que é possível considerar para R1 uma resistência de uma potência de um quarto de

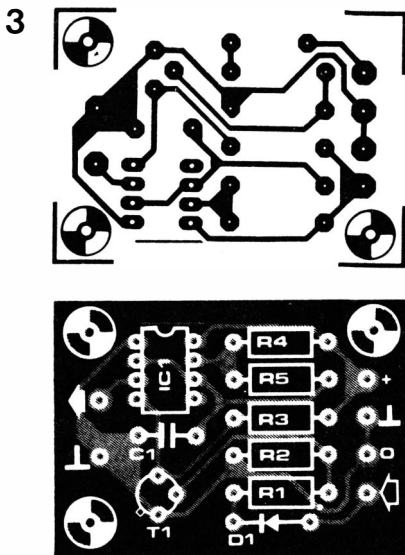


Figura 3. Circuito impresso e implantação dos componentes do gerador-escalonador. As dimensões muito reduzidas desta montagem permitem encontrar facilmente um lugar para ele dentro do osciloscópio.

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 470 Ω
 R2 = 68 Ω
 R3 = 1 k
 R4 = 68 k
 R5 = 18 k

Condensador:

C1 = 22 n

Semicondutores:

D1 = 1N4148
 T1 = BC 547B
 IC1 = 555

watt até uma tensão de 16 V. No que concerne às tensões compreendidas entre 23 e 40 volts, tem-se a escolha entre considerar uma resistência de 1/2 watt ou aceitar que a resistência de 1/4 de watt se aqueça ligeiramente.

Esta montagem pode interessar apenas aos leitores que têm a chance de possuir um osciloscópio, podendo-se verificar facilmente o funcionamento correto (da montagem para começar), comparando o sinal obtido no osciloscópio com o que mostra a foto 1. Se for o caso e se a

A saída da montagem é agora conectada ou a uma tomada especial que se monta na face dianteira do osciloscópio, ou a um parafuso isolado,

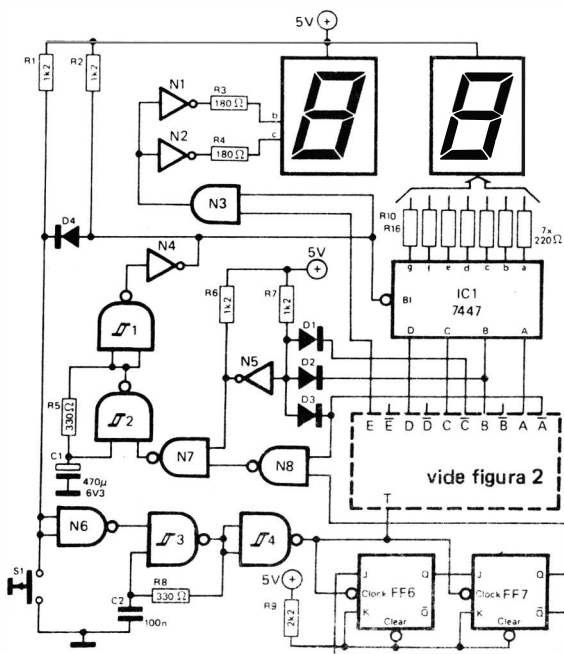
15

O monopólio se joga habitualmente com dois dados. Uma das regras particulares referente ao lançamento dos dados é que se pode jogá-los quando os dois indicam o mesmo número de pontos (o que chamamos de olhos). Devido a esse fato, a maioria dos dados descritos até o presente não são práticos para jogar monopólio. O duplo dado descrito aqui preenche esta lacuna.

A concepção da montagem é tal que a apresentação tremeluz quando os dois valores são idênticos. Evidentemente, cada lance produzindo um algarismo ou um número par não é necessariamente um lance de números ou algarismos iguais; por este motivo, cada algarismo ou número par não é considerado como um lance duplo. A balsa FF7 da figura 1 encarrega-se

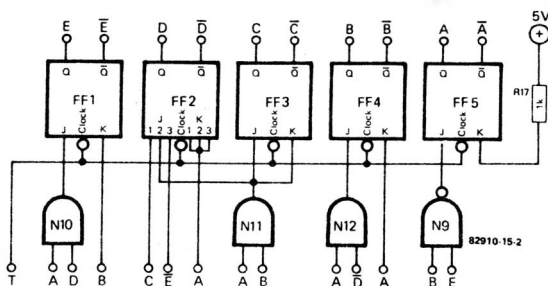
Sequência de algarismos	Estado das saídas do contador					Equivalente decimal
	E	D	C	B	A	
2	0	0	0	1	0	2
3	0	0	0	1	1	3
4	0	0	1	0	0	4
5	0	0	1	0	1	5
6	0	0	1	1	0	6
7	0	0	1	1	1	7
8	0	1	0	0	0	8
9	0	1	0	0	1	9
10	1	0	0	0	0	16
11	1	0	0	0	1	17
12	1	0	0	1	0	18

1



FF1,FF3 = IC6 = 7473
FF2 = 1/2IC7 = 1/27472
FF4,FF5 = IC8 = 7473
FF6,FF7 = IC9 = 7473

N1,N2,N4,N5 = IC2 = 7406
N6...N9 = IC3 = 7400
J1...J4 = IC4 = 74132
N3,N10...N12 = IC5 = 7408
D1...D4 = DUG



deste problema. Os dois algoritmos, que somente podem ser lances duplos (2 e 12), são cada vez indicados como tais.

A montagem descrita na figura 2 constitui o coração da montagem. A particularidade deste contador é que ele não compreende os valores 0 e 1, somente são possíveis os algarismos indo de 2 a 12. A decodificação desses estados (ver

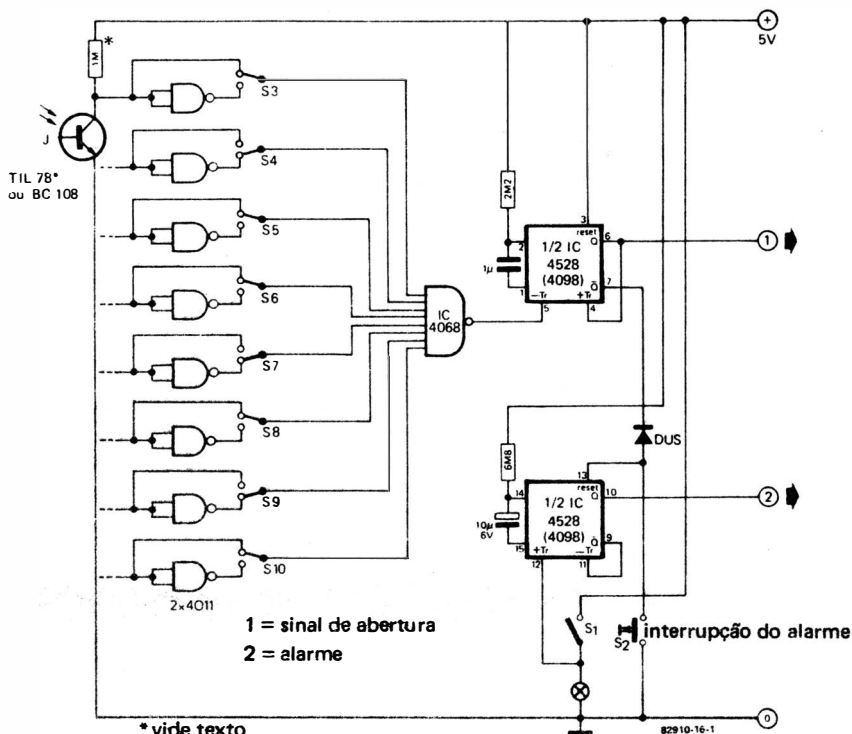
quadro) se faz com a ajuda de um 7447 e de uma porta suplementar para o um.

A frequência de tremeluzimento, quando de um lance duplo, é de 8 Hz aproximadamente se C1 tiver um valor de 470 μ F. Quando do "lance" que se faz com a ajuda de S1, é preferível ocultar a apresentação de maneira que o resultado seja uma verdadeira surpresa.

16

Fechadura de combinação óptica

1



A fechadura eletrônica, que é o objetivo deste texto, se abre por meio de uma chave “óptica” que serve de suporte a um código binário. Esta montagem utiliza fototransistores “casa” e circuitos lógicos CMOS. O princípio de funcionamento é muito simples: a fechadura se compõe de uma fileira de fototransistores podendo ser iluminados por uma lâmpada dotada de um difusor. A chave é uma fita de plástico transparente, da qual determinadas partes são opacas à luz; a alternância com as partes transparentes constitui um código binário.

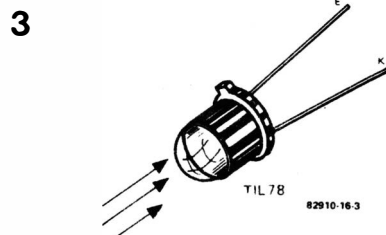
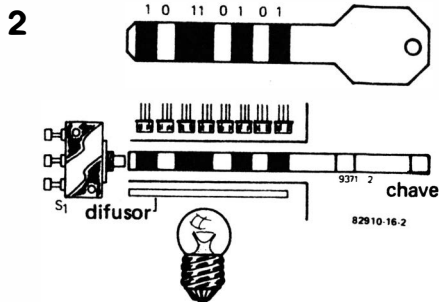
O circuito

O esquema do circuito é dado na figura 1. Para não complicar muito, somente um dos fototransistores foi representado. De fato, cada um dos oito fototransistores está ligado à entrada de uma porta NAND, como o que foi representado. Os coletores dos fototransistores são ligados à tensão de alimentação positiva por meio das resistências de 1 M. Quando o fototransistor é iluminado, sua corrente de fuga aumenta e a tensão coletora diminui; fica sensivelmente igual à tensão positiva de alimentação quando o transistor não está iluminado. Os estados “iluminado” e “não iluminado” correspondem, respectivamente, aos estados lógicos 0 e 1 na entrada das portas NAND (montadas como inversor).

A introdução da chave na fechadura aciona o micro-interruptor S1, o que ilumina a ampola (ver figura 2). As partes opacas da chave correspondem ao estado lógico “1” e as partes transparentes ao estado lógico “0”. As tensões obtidas nos fototransistores traduzem eletricamente o código fornecido pela chave. O código da fechadura se efetua por meio dos inversores S3 a S10; eles são colocados de modo que os estados “0” dados pelos fototransistores sejam complementados pelos inversores. Os estados “1” são aplicados diretamente à porta NAND de oito entradas.

Deste modo, somente a introdução da chave correta fará passar todas as entradas do circuito integrado 4068 ao estado “1”, fazendo oscilar sua saída ao estado “0”. Isso desliga o mono-estável (1/2 4528) que fornece em (1) um pulso que pode servir para o comando de uma chapa-teste eletrônica.

A saída Q deste mono-estável serve para impedir o desligamento do segundo mono-estável do circuito integrado 4528. Com efeito, quando se introduz a chave, o fechamento de S1 destrava o segundo mono-estável cuja saída (2) está ligada a um dispositivo de alarme. Se se introduzir uma chave errada na fechadura, a saída da porta NAND 4068 não muda de estado



lógico; o primeiro mono-estável não oscila e a entrada “reset” do segundo não é ativada; ele destrava então o dispositivo de alarme. O alarme pode, nesse caso, ser interrompido por meio do botão S2.

Observações práticas

A codificação da fechadura se efetua por meio de S3 a S10. O comutador deve ser colocado na posição em que o inversor NAND é curto-circuitado quando uma informação “1” é codificada na chave. Se for um “0”, o comutador correspondente é ligado à saída do inversor; este complementarará então em “1” a informação aplicada na entrada da porta NAND 4068. Se não se deseja modificar o código frequentemente, podem-se substituir os comutadores por straps.

O número de códigos possíveis depende da quantidade de “bits” utilizados. A montagem descrita emprega 8 bits para se conseguir o melhor resultado dos circuitos integrados (2 x 4011 e 1 x 4068); mas nada impede em aumentar o número de informações. A utilização de 8 bits permite 2⁸, isto é, 254 combinações diferentes. O código 00000000 não deve ser empregado, pois ele corresponde à iluminação de todos os fototransistores: qualquer intruso que empurre o micro-interruptor com um fio rígido ou um pedaço de plástico transparente pode então destravar a abertura da porta. Não é necessário igualmente empregar o código 11111111, pois

Para terminar, podem-se fabricar excelentes fototransistores cortando com cuidado a parte

de cima da caixa de transistores BC 108, e em seguida substituindo-as com resina de inclusão transparente que se pode obter nos grandes magazines de brinquedos.

17

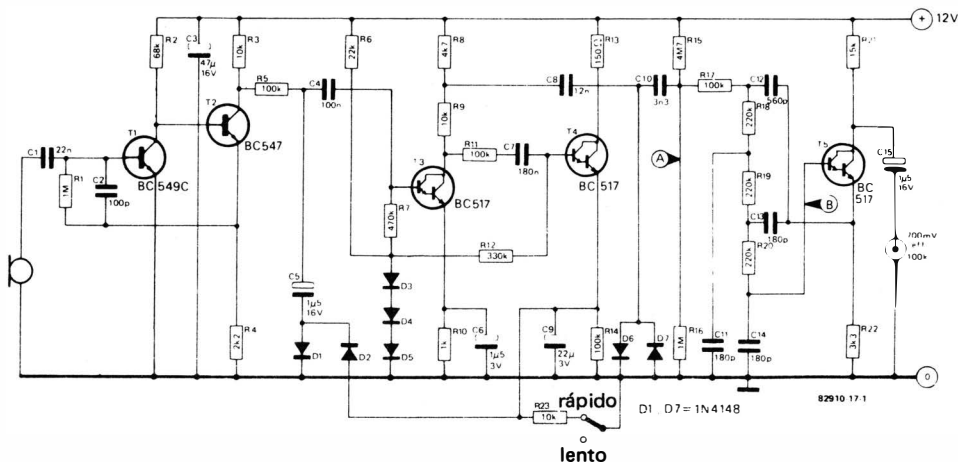
Compressor de modulação

Os métodos mais comumente empregados são o descristamento (corte dos picos de modulação) e a compressão dinâmica (redução da dinâmica do sinal, a fim de obter uma amplitude sensivelmente constante, sem distorção). A falta de descristamento é que ela atua somente nos picos do sinal.

A compressão dinâmica reforça efetivamente os sinais fracos e enfraquece os sinais fortes, proporcionando assim um nível médio quase cons-

tante. Entretanto, o tempo de resposta relativamente elevado das compressões dinâmicas pode impedir alguns picos de modulação transitente de serem efetivamente suprimidos, provocando assim uma sobremodulação. O circuito descrito adiante supera essas dificuldades, combinando os dois métodos. O sinal é inicialmente "comprimido" para obter um nível sensivelmente constante, e em seguida descristado a fim de suprimir eventuais picos de modulação. O pré-amplificador micro é equipado com T1 e T2; seu ganho depende da impedância do micro utilizado. Assim, um micro piezelétrico de alta impedância fornecerá o mesmo nível de saída que um microdinâmico de baixa impedância. Esta particularidade evita que o nível do sinal aplicado a T3 varie em proporções muito grandes se se mudar o tipo de microfone.

R5, C5 e D2 formam um atenuador comandado por tensão. A tensão de comando do atenuador variável é retirada no emissor do darlington T4. Se a tensão-base de T4 ultrapassar aproximadamente 0,5 V, a tensão do ânodo de D3, o sinal aplicado na base de T3 é atenuado por C5, R5 e D1. Um comutador permite colocar R23 em paralelo com C9 e R14, a fim de diminuir



o tempo de resposta do compressor. O sinal "comprimido" é retirado em T3 por C8 e C10. Os diodos D6 e D7 cortam a crista dos picos eventuais; o grau de descristamento depende da relação R8/R9.

O circuito compreende um filtro passa-baixos, composto de T5, R17 a R20 e C11 a C14. Os valores dados são convenientes para a faixa dos 80 m, onde a faixa passante deve cair de no mínimo 14 dB/oitava a partir de 3 kHz. Se se utilizar a montagem em outras faixas que não necessitem de filtragem, podem-se ligar os pontos A e B, suprimindo os componentes passivos do filtro. Se se desejar uma frequência de corte diferente, os valores dos condensadores

C11-C14 deverão ser multiplicados pelo fator $3/f$, em que f é a frequência de corte considerada em kHz.

Assim, os valores dos condensadores devem ser divididos por 2 para uma frequência de corte de 6 kHz. Concluindo, é preciso sublinhar que os diodos D1 a D7 devem ser de fabricação impecável. Muitos diodos não marcados e não testados, vendidos a baixo preço, apresentam na condução uma queda de tensão indo até 1 V, o que impede o funcionamento correto da montagem. Utilizando os diodos 1N4148 indicados, a tensão no ânodo de D3 deve aproximar-se de 1,5 a 1,7 V.

18

Circuitos de alarme CMOS

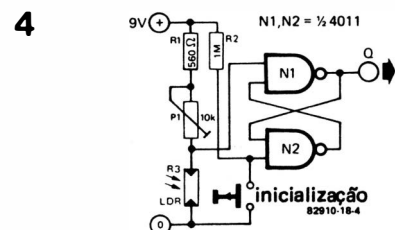
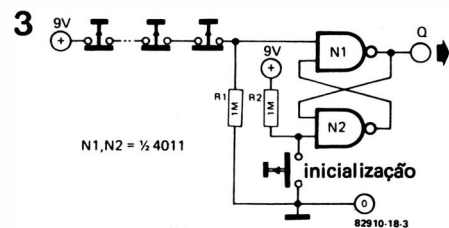
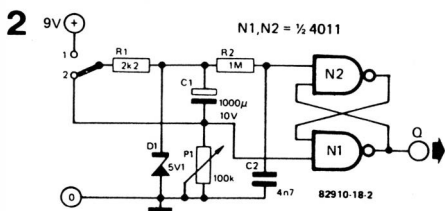
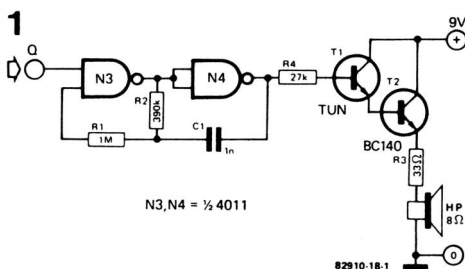
Os circuitos integrados de tecnologia CMOS são particularmente bem adaptados quando se trata de construir um circuito de alarme barato. Seu custo tornou-se bastante abordável; eles possuem, por outro lado, uma impedância de entrada elevada e se tornam relativamente insensíveis aos parasitas, podendo ser alimentados em uma ampla gama de tensões.

A figura 1 propõe o esquema de princípio de um oscilador podendo servir para um alarme. Duas portas NAND CMOS são montadas em multivibrador estável (AMV); nessas condições, o nível lógico aplicado ao ponto Q determina o funcionamento ou a parada do multivibrador. Quando o ponto Q é ligado à massa (ele está no

nível lógico baixo neste caso), o multivibrador estável está parado. Se, ao contrário, o ponto Q passa ao nível lógico alto ("1"), o AMV entra em oscilação, o que acarreta o aparecimento de um sinal retangular na saída de N4. Esta tensão bloqueia e torna passante alternadamente T1 e T2, o que tem como efeito fazer produzir um som no alto-falante.

Uma das montagens representadas nas figuras 2 e 4 pode ser escolhida para desligar o circuito de alarme, graças ao sinal aplicado na entrada Q.

A figura 2 ilustra uma montagem que desliga o alarme após uma certa temporização (de 1 a 60 segundos, tempo regulável pela ação no poten-



ciômetro P1). Quando da entrada em tensão da montagem da figura 2, a entrada de N2 é mantida num momento no nível lógico baixo por meio de C2, o que tem por efeito inicializar a oscilação (flip-flop) e manter sua saída no nível lógico baixo ("0"). C1 se carrega por meio de P1, até que a tensão de entrada de N1 se torne de tal modo baixa que o flip-flop oscile e que a saída Q passe ao nível lógico alto.

A figura 3 dá uma montagem que parece particularmente destinada aos sistemas de alarme anti-intrusão. Na posição de vigília, a entrada de N1 está ligada à tensão de alimentação por meio dos contatos de repouso, a saída Q se acha, devido a este fato, em um nível lógico baixo.

Se um dos contatos estiver aberto, a entrada de N1 é levada ao nível lógico baixo por meio de R1, o que posiciona a báscula. A saída Q passa ao nível lógico alto.

A figura 4 propõe o esquema de uma montagem fotossensível. Na escuridão, a resistência da LDR é elevada, o que mantém a entrada de N1 ao nível lógico alto. Quando a LDR recebe luz, sua resistência diminui, o que faz diminuir a tensão aplicada à entrada de N1. O resultado deste processo é o basculamento do flip-flop e a passagem ao nível lógico alto da saída Q. A sensibilidade é ajustável em certos limites, por ação em P1.

19

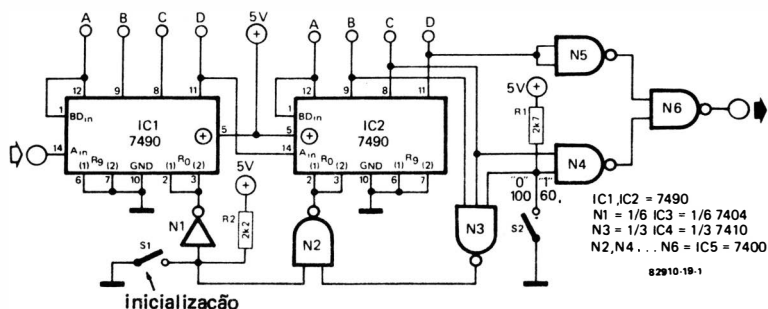
Divisor por 100 ou por 60

Em eletrônica, a técnica modular (isto é, a que divide um circuito em vários módulos separados e modificáveis) torna-se cada dia mais atual. Isso tornou-se possível devido a ela aumentar sensivelmente as capacidades de um sistema pela adição ou pela substituição de um módulo, sem que para isso tenha de "transformar" tudo de alto a baixo.

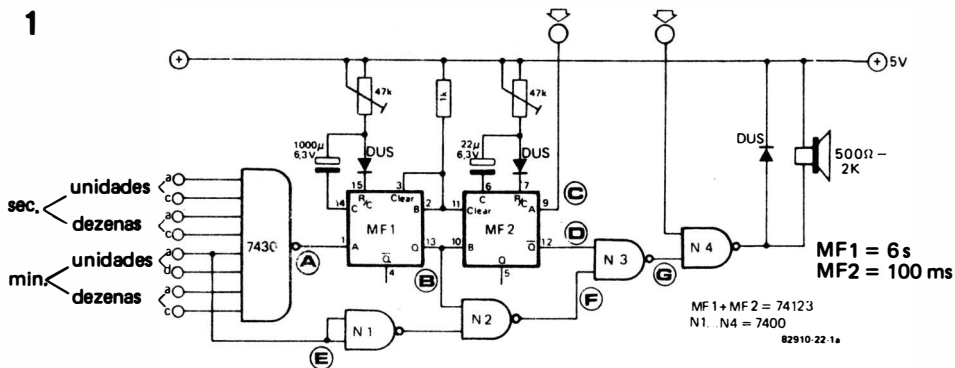
Propomos, nesta montagem e na montagem nº 24, trabalhar em técnica modular. Nada impede, por outro lado, a combinação dessas duas montagens. Encontramo-nos, nesse caso, de posse de um sistema de medição cujas possibilidades são nitidamente mais importantes que as que se encontra habitualmente. A conexão dos diversos módulos não exige na maior parte do tempo qualquer componente suplementar (pode ocorrer, entretanto, que ele falhe em alguns casos), de sorte que a combinação desses diversos módulos, segundo suas aspirações, não deva apresentar problema.

O primeiro módulo representa um medidor tendo duas funções: conforme a posição de S2, a montagem funciona como divisor por 100 ou por 60. É evidente que esses dois valores não são escolhidos ao acaso. No caso de medição comum, utiliza-se o divisor em sua posição 100. Quando se tratar de trabalhar com unidades de tempos, a posição 60 se torna bem mais apropriada, pois permite trabalhar com segundos e minutos.

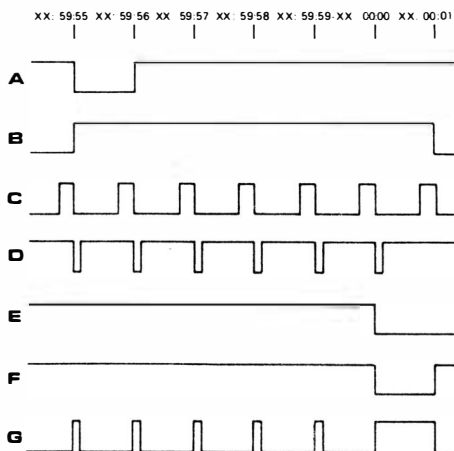
A montagem em cascata de dois módulos deste tipo permite obter um medidor de dezena completo, capaz de medir tempos por simples comutação. Nada lhe impede de desenvolver esta montagem para estender suas possibilidades a um número de dezenas mais elevado. É preciso, nesse caso, imperativamente que os interruptores S1 e S2 comandem simultaneamente todos os módulos combinados em uma dada montagem.



1



2



um sinal de 1 Hz, porque a entrada B deste mono-estável está no nível lógico alto (B). A duração do mono-estável de MMV2 é de 100 ms aproximadamente (ajustável), de modo que MMV2 será desligado a cada segundo. Isso nos dá o sinal D. Até a hora inteira, o sinal dos minutos, a, fica no nível lógico alto (E). O nível lógico é invertido pela porta N1, o que faz igualmente passar ao nível lógico alto o sinal F. Uma vez que a representação 00 00 tenha sido atingida, o multivibrador MMV2 é apontado por intermédio da porta N2. Essa mudança tem por efeito deixar passar normalmente apenas os cinco primeiros pulsos. O comprimento do sexto pulso é determinado pelo tempo de duração não gasto do MMV1 (G).

Assim, na hora redonda, ouve-se um som de 1 segundo aproximadamente. A altura desse som depende do sinal de entrada de N4. Pode-se, por exemplo, utilizar um sinal de 1 kHz produzido ou por um oscilador a quartzo (se um sinal desse tipo for disponível), ou por um oscilador comum.

M. Cukrowicz

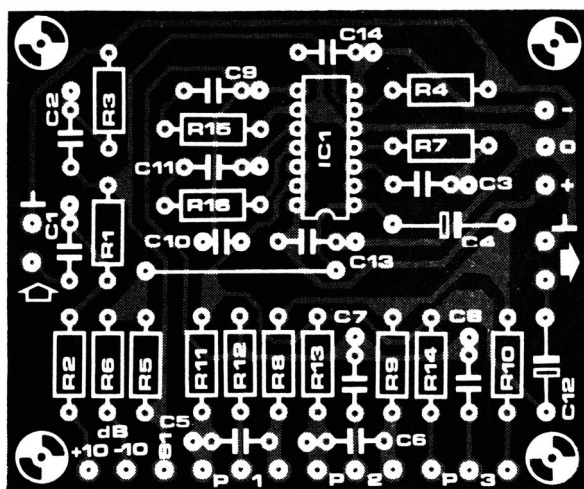
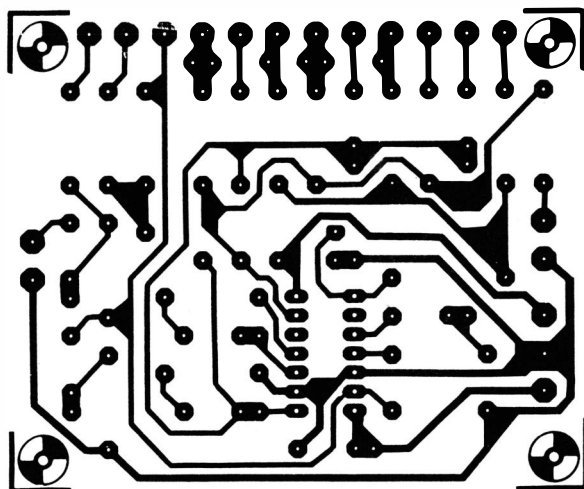
23

Reposição a zero automática para circuitos TTL

Uma vez que a tensão de alimentação seja cortada, os medidores TTL e as memórias perdem a informação que eles contêm. Se se quiser evitar que por ocasião da recolocação sob tensão eles não assumam um conteúdo aleatório, pode-se fazer de modo que sejam inicializados (reset = recolocação a zero) ou que eles assumam um estado predeterminado (preset). Após a supressão do pulso de inicialização, o circuito TTL

está prestes a começar a funcionar. Vejamos um pouco como funciona esta montagem de inicialização automática.

Quando da aplicação da tensão de alimentação, a saída de N1 passa ao nível lógico alto porque o condensador C1 ainda não está carregado. Como o condensador C2 se acha em um estado de descarga idêntico, a saída de N2 se acha igualmente no nível lógico alto. Escolhendo



22

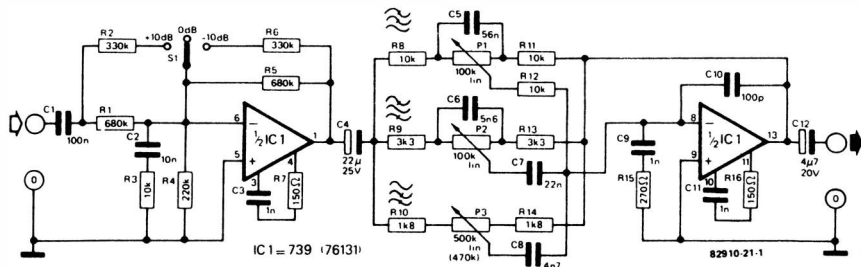
Gerador de sinal horário

Esta montagem permite imitar bastante precisamente o top que anuncia a passagem de uma hora redonda. No instante preciso do início dos tops, um flanco descendente é enviado à entrada de um multivibrador mono-estável MMV1 (A), por intermédio de uma porta NAND de 8 entradas. Assim, os sinais dos minutos e dos segundos de um relógio TTL em código BCD são transmitidos às entradas da porta NAND

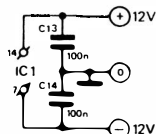
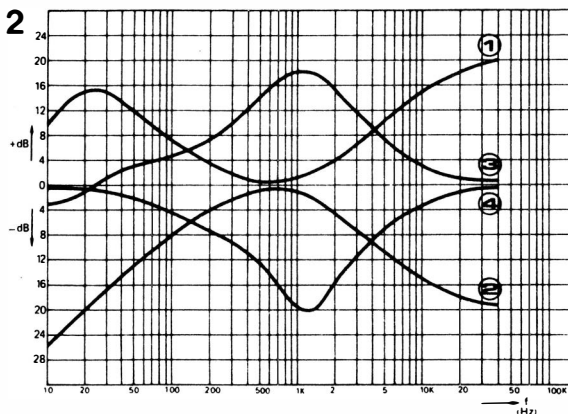
citada anteriormente. Sabendo que só os níveis lógicos altos ("1") são importantes para a decodificação, duas entradas por algarismo são suficientes. O código dado no esquema corresponde à hora 59'55".

Após a regulação, o tempo do mono-estável MMV1 é de 6 segundos. No decorrer deste tempo (ver diagrama dos pulsos), o multivibrador mono-estável MMV2 pode ser desligado (C) por

1



2



- 1 **acentuação dos graves e agudos; médios não-modificados**
- 2 **atenuação dos graves e agudos; médios não-modificados**
- 3 **acentuação dos médios; graves e agudos não-modificados**
- 4 **atenuação dos médios; graves e agudos não-modificados**

Lista dos componentes

Resistências:

R1,R5 = 680 k
 R2,R6 = 330 k
 R3,R8,R11,R12 = 10 k
 R4 = 220 k
 R7,R16 = 150 Ω
 R9,R13 = 3k3
 R10,R14 = 1k8
 R15 = 270 Ω
 P1,P2 = potenciômetro de 100 k lin.
 P3 = potenciômetro de 500 k (470 k) lin.

Condensadores:

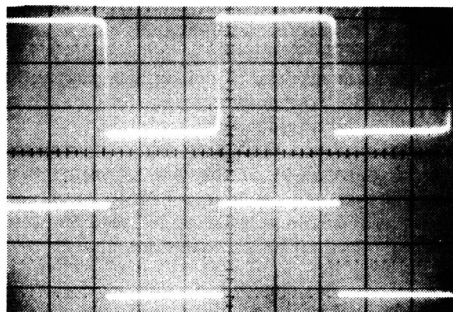
C1,C13,C14 = 100 n
 C2 = 10 n
 C3,C9,C11 = 1 n
 C4 = 22 μ/25 V
 C5 = 56 n
 C6 = 5n6
 C7 = 22 n
 C8 = 4n7
 C10 = 100 p
 C12 = 4μ/20 V

Semicondutor:

IC1 = 739 (76131)

Diversos:

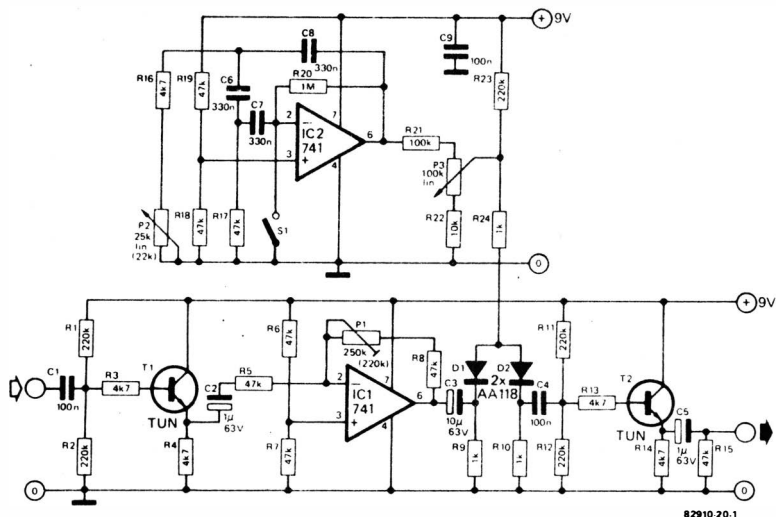
S1 = duplo inversor monopolar



ou seus fãs: trata-se, com forte fator de amplificação, de aproximar a guitarra do alto-falante. Se a distância não for muito grande, obtém-se uma espécie de reação acústica que produz um efeito particular cuja ação sobre o ouvido é geralmente expressa pela expressão de “a guitarra cantante” ou de “guitarra plangente”. A utilização nesta montagem de um amplificador operacional de baixo nível de ruído torna-o apto a todas as espécies de outras aplicações comuns de áudio. As curvas de frequência e a fotografia que retracam a restituição de um sinal quadrado (os 3 órgãos de regulagem P1, P2 e P3 estando em posição média) são seu próprio advogado e suficientemente explícitas.

20

Trêmulo



Um dos efeitos musicais possíveis (e sem qualquer dúvida um dos mais apreciados) é o efeito trêmulo. Este efeito se obtém por modulação do sinal em amplitude, com a ajuda de um sinal senoidal cuja frequência se situa entre 1 e 10 Hz. O sinal no qual se atua pode provir ou de um órgão eletrônico (como é o caso aqui), ou de uma guitarra elétrica.

O sinal que deve sofrer a modulação é transmitido a um estágio de amplificação constituído por IC1 através de uma obstrução construída em torno e com a ajuda de T4; o ganho deste estágio de amplificação pode ser regulado pela ação sobre P1.

O sinal de saída chega, em seguida, na rede constituída por D1, D2, R9 e R10, rede comandada por meio de R24 por um oscilador RC batido em IC2. A frequência deste oscilador pode ser modificada pela ação sobre P2; a amplitude do seno é escolhida por meio de P3 (profundidade de modulação). A modulação é obtida pela resistência à corrente alternada de D1 e de D2, resistência que varia periodicamente. O inversor S3 permite colocar o oscilador fora de serviço. S1 pode muito bem ser um inversor de pedaleira (no qual se atua com a ajuda do pé).

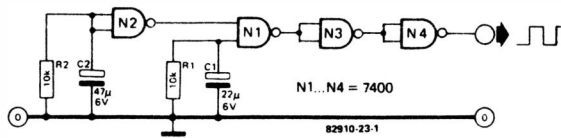
21

Pré-amplificador para guitarra elétrica

Um único circuito integrado, um punhado de resistências e de condensadores é suficiente para dar a luz a um excelente pré-amplificador para guitarras elétricas providas de um elemento cerâmico ou piezelétrico. A montagem se inspira em um esquema similar proposto em uma obra da National Semiconductor: "Audio Handbook". Pode-se escolher, por ação sobre o comutador S1, para o primeiro estágio um ganho entre 3 níveis fixados: ou -10 dB (1/3x), ou 0 dB (1x), ou ainda +10 dB (3x aprox.),

o que torna esta montagem apta a elementos caracterizados por sensibilidade variáveis (especificações de tensão).

O segundo estágio de amplificação se compõe de um corretor de tonalidades baixas/médias/agudas. Seu objetivo é reforçar, se necessário, uma frequência que esteja falhando na curva característica de um elemento; ele pode igualmente, conforme o caso, servir para produzir efeitos sonoros especiais. Um desses efeitos é particularmente apreciado pelos músicos pop



uma constante de tempo tal que o tempo de duração da carga de C1 seja inferior ao de C2, acontece que em um dado momento C1 terá uma carga suficiente para que a entrada da porta N1 correspondente passe ao nível lógico alto. Mas, como neste momento C2 ainda não atingiu uma carga suficiente, a saída de N2 permanece no nível lógico alto. Como as duas entradas de N1 estão no nível lógico alto, a saída se encontra no nível lógico baixo.

Quando no final de um certo tempo C2 tiver atingido um nível de carga suficiente, a saída de N2 passa ao nível lógico baixo e, por isso, a saída da porta N1 que a segue passa momenta-

neamente ao nível lógico alto. O circuito permanece estável em seguida.

As resistências R1 e R2 são destinadas a permitir a descarga dos condensadores C1 e C2, quando a tensão de alimentação desaparece. O instante de oscilação, bem como a duração dos pulsos, podem ser modificados por mudança dos valores das resistências e dos condensadores; é preciso achá-los por tentativas e experiências. É preciso, portanto, cuidado para que a duração da carga de C1 seja sempre inferior à de C2. Os valores dados aos componentes no esquema são, na maioria dos casos, convenientes.

24

Divisor por 12, 24, 60 ou 100

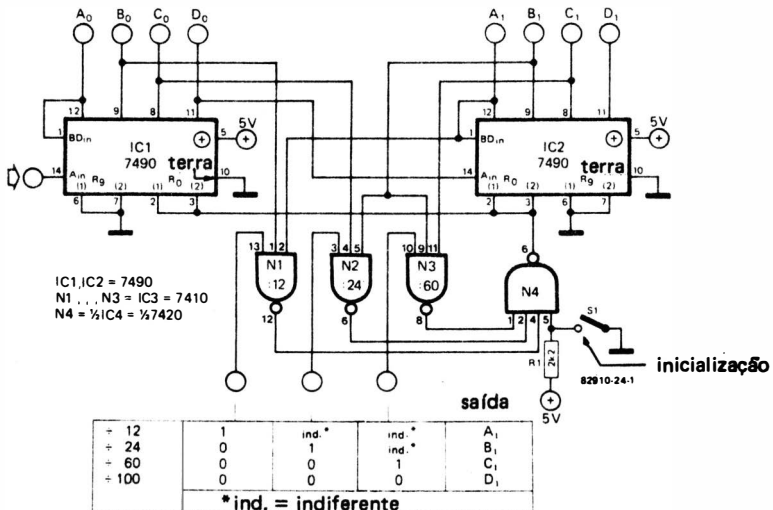
Sequência lógica de montagem proposta sob o número 19 (um divisor por 60 ou por 100), eis um modelo mais funcional, pois permite igualmente a divisão por 12 e por 24.

Dá-se, assim, a possibilidade de combinar vários módulos para obter um relógio, um temporizador programável, etc.

Nada impede, certamente, de escolher um fator de divisão fixo para um dado módulo.

Neste caso, pode ocorrer que se possa, na maioria dos casos, suprimir uma parte da montagem descrita abaixo. A programação do divisor por 12/24/60/100 se faz por decodificação da contagem escolhida e sua aplicação às entradas de inicialização dos circuitos integrados.

O quadro mostra quais são os níveis lógicos a aplicar às entradas de programação para efetuar a divisão pelo fator de sua escolha. Pode-se utili-



Esta combinação de divisão se verificará geral-

peito).

Siffletron (sibilador)

como ilustração. O componente detector é um

outras, um nível lógico alto, nível que cada



saída guarda durante todo o tempo de duração de um pulso de relógio. A aplicação de um nível lógico alto na entrada de inicialização põe o computador a zero. O circuito integrado é ligado de maneira que possa ser posto a zero. O comutador de 8 posições, S1, permite escolher qual será a série de pulsos de relógio que põe a zero o circuito integrado. O contador funciona, desse modo, como divisor de frequência variável: conforme a posição de S1, cada primeiro, segundo, ..., oitavo pulso de relógio, um pulso chega à saída 0 durante o tempo de um pulso de relógio. O sinal disponível na saída 0 possui, por isso, uma frequência igual à frequência assobiada, dividida por um número inteiro (1... 8). O novo sinal musical, ou pretendido como tal, é amplificado pelo transistor T1. A tensão de alimentação para esse estágio de amplificação é tomada em C4 (R6 faz o papel de resistência de coletor para T1); por este motivo, ela depende da amplitude do sinal de entrada. Daí segue que chega na entrada inversora do amplificador operacional A4 um sinal tendo uma amplitude proporcional à do sinal de entrada, com uma frequência várias vezes mais baixa. Este sinal é consideravelmente ampliado de maneira convencional, com a ajuda do amplificador operacional A4 seguido do estágio de equilíbrio, de maneira a ser tornado audível com a ajuda de um pequeno alto-falante. Os potenciômetros P1 e P2 permitem atuar respectivamente sobre o volume e sobre a sensibilidade da montagem.

Experimental

O som produzido pelo siffletron se destaca bem, evidentemente por seu caráter experimental. A produção de um som musical suportável exige conhecimentos musicais e uma técnica de assobio superiores à média. A combinação entre o assobio original e o som produzido pelo siffletron pode ter um efeito devastador sobre os nervos; é igualmente possível obter sons harmoniosos sem para isso ter que pôr à prova a mais estrita concentração.

É bastante evidente que se pode utilizar outros sinais que os do siffletron. Sabendo que o sinal de saída possui uma frequência sempre igual ou inferior à do sinal aplicado na entrada (inferior em 3 oitavas no máximo), é preciso cuidar para que a frequência do sinal de entrada não seja muito baixa, senão a "música" do siffletron assemelhar-se-á aos grunhidos da savana. Ligar uma guitarra elétrica na entrada deste aparelho pode parecer uma montagem que vai por si. Quando o comutador S1 é colocado em uma das posições 1, 2, 4 ou 8, encontra-se na presença de um conversor denominado "oitavador" (oitava/divisor) pelos guitarristas. Chamamos sua atenção, sem querer prepará-lo para o pior, para o fato de que não é preciso aplicar a esta montagem sinais muito polifônicos, tais como um grande acorde de sétima.

P. J. Tyrell

26

Carregador de acumuladores CdNi

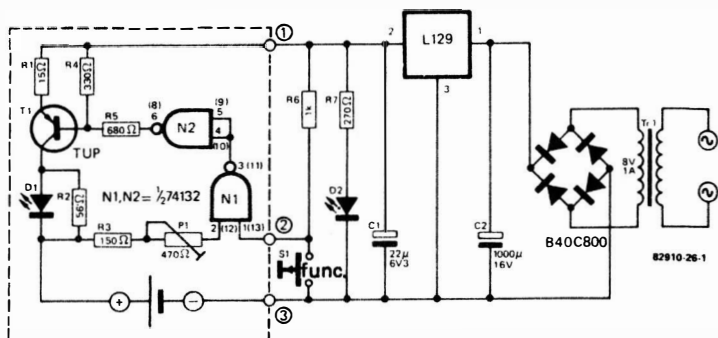
O tempo de vida de um acumulador de CdNi é influenciado de maneira nefasta se se utiliza a técnica de carga normalmente preconizada, isto é, a de carga com corrente constante. Pode-se garantir um tempo de vida mais longo executando uma combinação de técnicas de limitação de corrente e de corte automático quando se atinge a tensão nominal.

A montagem descrita abaixo corresponde a diversas exigências; ela permite a carga de acumuladores de 1,2 V e de 450 mAh (chamamos AA ou Mignon). Cada acumulador terá seu próprio carregador, isto é, para cada 4 acumuladores ser-nos-ão necessários... 4 circuitos de carga, ou seja, dois circuitos impressos tal como

descrito aqui. Não é preciso se alamar, as aparências enganam; o conjunto custa menos do que se poderia esperar, pois a parte retificadora das diversas montagens será construída em um único exemplar.

A alimentação escolhida para o esquema permite providenciar sob corrente e em tensão 10 "carregadores" (compreendendo cada um dos componentes que se encontram no interior do quadro em pontilhados). O gatilho de Schmitt TTL utilizado (um 74132) é caracterizado por duas soleiras de tensões compensadas em temperatura. A soleira superior se encontra a 1,5 V no mínimo (1,7 V típico), a soleira inferior se situa a 1,1 V no máximo (0,9 V valor típico).

1



Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 15 Ω
 R2 = 56 Ω
 R3 = 150 Ω
 R4 = 330 Ω
 R5 = 680 Ω
 R6 = 1 k
 R7 = 270 Ω
 P1 = 470 Ω ajustável

Condensadores:

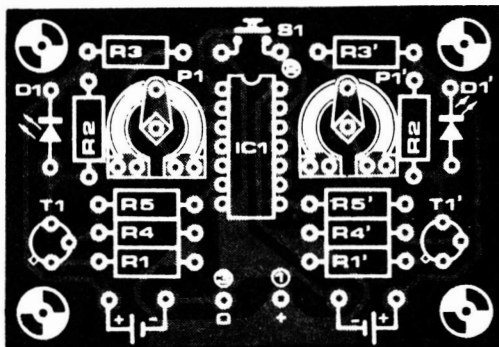
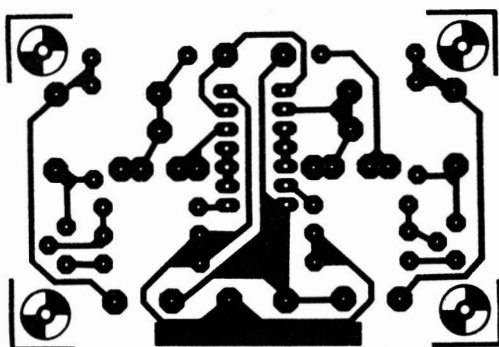
C1 = 22 μ/6,3 V
 C2 = 1000 μ/16 V

Semicondutores:

T1 = TUP
 D1, D2 = LED
 IC1 = 74132
 IC2 = L129 ou 7805
 ponte retificadora B40C800
 Tr1 = transformador secundário 8 V/1 A
 S1 = push-button contato de trabalho

Nota: Alguns desses componentes são dobrados no circuito impresso, o que permite a carga de duas células por circuito impresso.

2



A tensão de carga máxima admissível para um acumulador CdNi se situa em torno de 1,45 V. A soleira correspondente a este valor pode ser ajustada precisamente àquela, pela ação sobre P1. Tem-se, assim, o conjunto de “escalamento”.

Enquanto a entrada de N1, ligada a P1, se acha a uma tensão inferior ao valor da soleira superior, a saída da porta N1 se acha ao nível lógico alto (“1”). A saída de N2 se encontra então ao nível lógico baixo. A base de T1 se acha, por isso, mantida a uma tensão inferior à do emissor

e T1 é levada a conduzir. T1 é então colocada em serviço, enquanto que a fonte de corrente constante fornece ao acumulador uma corrente de 50 mA aprox. O LED D1 então se ilumina. Desde que a tensão de carga máxima é atingida, isto é, quando o acumulador se encontra completamente carregado (= 1,45 V), o disparador de Schmitt oscila e T1 é bloqueado. O LED D1 se apaga; ele anuncia assim o fim da carga do acumulador. A partir desse instante, uma corrente de carga de 0,5 mA, proveniente da saída de N1 continua a atravessar o acumulador e

permite compensar a autodescarga. Sabendo que a soleira se encontrará, geralmente, abaixo da tensão que apresenta um acumulador descarregado, a conexão de um acumulador se encontrando neste estado não colocará imediatamente em funcionamento o processo de carga. É por isso que foi acrescentado o push-button S1; ele é destinado a pôr em contato uma das entradas da porta e a massa, o que permite levar a entrada ao nível lógico baixo, com o objetivo de iniciar o processo.

Se quisermos carregar acumuladores de 1,2 V e de 1500 mAh, basta modificar os valores de alguns componentes, para tornar a montagem capaz de carregar este tipo de acumulador. Eis os valores a utilizar:

$R1 = 5,6 \Omega$

$R2 = 12 \Omega$

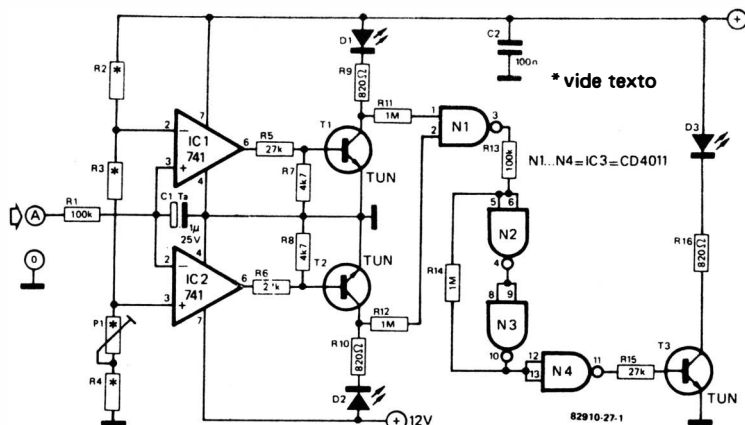
$T1 = 2N2904$ ou equivalente (BC 160).

H. Knoté

27

Indicador de calibração a LED

1



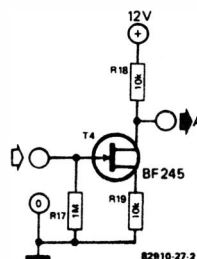
Esta montagem é destinada a substituir o indicador de calibração (raciômetro) de bobina móvel de qualquer receptor. Há dois modos de indicar por LED que uma calibração é boa: ou utilizar dois LEDs de cores diferentes, ou três LEDs, o LED central (D3) se iluminando quando a calibração é perfeita.

O funcionamento da montagem é bastante simples: uma parte da tensão do sistema de controle automático de ganho (CAG) do receptor-cobaia é transmitida ao comparador construído com a ajuda dos circuitos integrados IC1 e IC2. Quando esta tensão for superior à tensão de referência mais elevada (determinada pelo divisor de tensão constituído com a ajuda de R2, R3, P1 e R4), o transistor T1 se torna condutor e o LED D1 acende. Se a tensão de CAG for inferior à tensão de referência mais baixa, é a vez de T2 conduzir e o LED D2 se ilumina. Quando a calibração do receptor está correta, a tensão de CAG se acha no seu valor nominal, situando-se este a um nível intermediário entre

as duas tensões de referência escolhidas. T1 e T2 são bloqueados neste caso, estado que um determinado número de portas NAND (das quais N2 e N3, que trabalham como disparador) traduzirá pela iluminação do terceiro LED (D3).

Sabendo que o nível da tensão de CAG varia de um receptor a outro, não será necessário procurar por outro lado a ausência de indicação no esquema do valor de R2, R3, R4 e P1.

2



Um amplificador F1 utilizando um TCA 420A possui uma tensão de CAG de 9,5 V; se se quiser obter uma tensão de referência tendo um valor superior a esses 9,5 V, dá-se os valores seguintes ao divisor de tensão: $R_2 = 4k7$, $R_3 = 1k$ (ajustável), $P_1 = 4k7$ (ajustável) e $R_4 = 18k$. Um amplificador F1 baseado no célebre CA 3089 deverá ter uma tensão de referência de 5,6 V, o que fará escolher para o divisor de tensão (por exemplo) os valores seguintes: $R_2 = 12k$, $R_3 = 2k2$ (ajustável), $P_1 = 4k7$ (ajustável) e $R_4 = 8k2$. Quando se encontra em presença de um amplificador F1 “comum”, compreendendo um filtro

de calibração, a tensão do CAG é igual a zero volt quando a calibração está correta; nessas condições, é preciso colocar no local a montagem adicional descrita na figura 2.

Quando se utiliza uma resistência ajustável para R3, é possível regular bem firmemente não só a tensão de referência (pela ação sobre P1), mas igualmente o nível de tensão diferencial necessário para fazer iluminar D1 ou D2, quando a calibração não é perfeita.

W. Auffermann

28

Velocímetro para bicicleta

A característica original desse velocímetro é de se autodestravar quando a bicicleta parte e de se travar quando ela pára, prolongando desse modo o tempo de duração da pilha sem ajuda de um comutador manual de marcha-parada. A tomada de velocidade é efetuada por um “reed-switch” preso ao quadro da bicicleta e animada por um ou vários ímãs fixados nos raios da roda.

Os puristas da eletrônica, que desprezam os comutadores eletromecânicos (“indignos de confiança”), não têm que temer em possuir, para a capacidade de utilização a longo prazo, este dispositivo. A esperança de vida de um “reed-switch” é de aproximadamente 10^8 operações. Até com uma bicicleta de roda pequena (25 cm de diâmetro), tem-se um tempo de duração de $10^8 \times 25 \times \pi$ cm, ou seja, 78.000 km! O circuito funciona como segue.

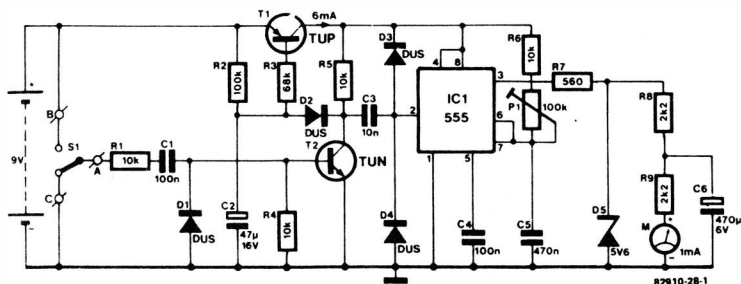
Quando a bicicleta está parada, T2 é bloqueado, C2 é carregado a +9 V, por meio de R2. Assim, T1 é bloqueado e nenhuma potência é fornecida ao circuito. Quando a bicicleta começa a rodar, o "reed-switch" S1 comuta entre as posições B e C, saturando desse modo T2. Visto

que o comutador é, para o alternador, acoplado a T2, nenhuma corrente é utilizada quando a bicicleta está parada, mesmo que o comutador esteja ativado pelo ímã nesta condição. Quando T2 está saturado, C2 se descarrega rapidamente através de D2. T1 se satura e alimenta o circuito. Após a parada da bicicleta, é preciso vários segundos para C2 se recarregar o suficiente, a fim de bloquear T1.

T2 destrava assim o IC1, ligado como um multivibrador mono-estável. A largura dos pulsos de saída é fixa, bem como quando a velocidade (e, portanto, a frequência de destravamento) aumenta, o coeficiente de utilização na forma de onda de saída se torna maior. A tensão média de saída, medida pelo velocímetro, aumenta proporcionalmente com a velocidade. Para calibrar o circuito, um pequeno cálculo se faz necessário. A frequência de entrada para uma dada velocidade é obtida a partir da equação:

$$f = \frac{(n) (V) \times 838}{(30\pi) D}$$

1



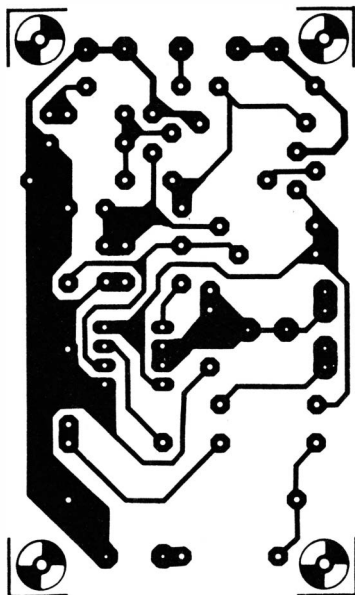


Figura 1. Circuito do velocímetro para bicicleta.

Figura 2. Circuito impresso e disposição dos componentes do taquímetro para bicicleta.

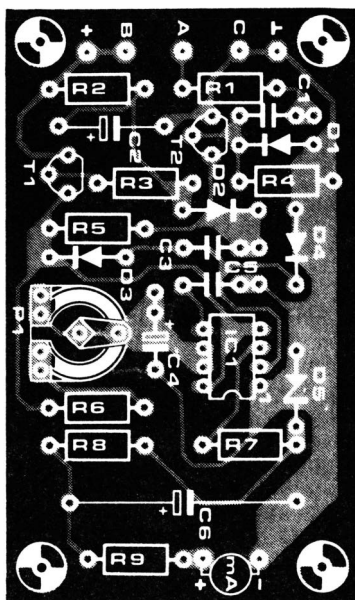
em que “n” é o número de ímãs utilizados, “V” é a velocidade em km/h e D o diâmetro da roda (em cm). A frequência de entrada, para uma dada velocidade, pode ser assim calculada e o velocímetro calibrado injetando-lhe esta frequência, por meio de um gerador de BF e ajustando P1 até a obtenção da velocidade correta no galvanômetro.

Por exemplo, consideremos uma bicicleta com uma roda de 25 cm e calibremos o velocímetro para uma velocidade máxima de 80 km/h, utilizando um só ímã. Por conseguinte, a frequência para 80 km/h é de:

$$\frac{1 \times 80 \times 838}{30 \pi \times 25} = 28,5 \text{ Hz}$$

Uma alternativa é injetar um sinal de 50 Hz medido no secundário (6-12 V) de um transformador-setor. Pode-se calcular a velocidade equivalente por um remanejamento da equação precedente.

$$V = \frac{30 \pi \times D \times f}{838 \times n}$$



Lista dos componentes

Resistências:

R1, R4, R5, R6 = 10 k
R2 = 100 k
R3 = 68 k
R7 = 560 Ω
R8, R9 = 2k2
P1 = 100 k ajust.

Condensadores:

C1, C4 = 100 n
C2 = 47 μ/16 V
C3 = 10 n
C5 = 470 n
C6 = 470 μ/6 V

Semicondutores:

T1 = TUP
T2 = TUN
D1, D2, D3, D4 = DUS
D5 = zener 5,6 V
IC1 = 555

Diversos:

M = miliamperímetro
S1 = “reed-switch” de duas direções
(ver texto)

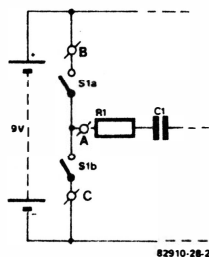
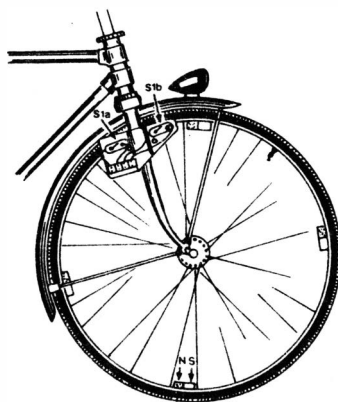


Figura 3. É possível substituir o "reed-switch" de duas direções por dois "reed-switches" simples.

Entretanto, no exemplo anterior, 50 Hz corresponderão a uma velocidade de aproximadamente 140 km/h. Assim, se utilizarmos 50 Hz, como frequência calibre, deveremos utilizar dois ímãs na roda, para abaixar a velocidade equivalente a uma velocidade razoável de 70 km/h. Para uma roda de 50 cm, a situação impera, pois esta



roda gira à metade da velocidade dada. Assim, devem-se utilizar 4 ímãs.

Como os "reed-switches" unipolares de duas direções são muito raros, a figura 3 mostra como conectar dois "reed-switches" simples e como colocá-los na roda, para que funcionem como S1 na figura 1.

29

Nível de destravamento automático

Numerosos osciloscópios, freqüencímetros e outros aparelhos desta categoria possuem em sua face dianteira um pequeno botão, graças ao qual pode-se controlar o nível de destravamento (trigger level). Sua utilização exige uma atenção constante e a execução de um pequeno sistema automático será, sem dúvida, bem-vinda.

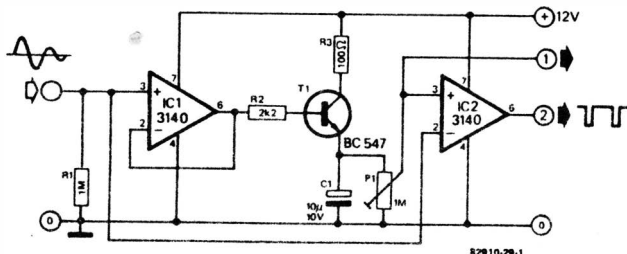
Esta montagem é, em princípio, capaz de preencher esta função de automatização. É deixada a cada um entre os construtores deste automatismo a escolha quanto ao modo de colocá-lo no aparelho a ele destinado.

O sinal de destravamento é transmitido à entrada do 3430 (IC1) e o condensador C1 se carrega por meio de T1, até o nível da tensão mais ele-

vada que lhe é aplicada. É necessário um certo tempo para o condensador se carregar. É importante, por esse motivo, que o pulso aplicado na entrada tenha uma duração de 1,5 μ s no mínimo.

A tensão máxima nos bornes de C2 é ligeiramente abaixada com a ajuda de P1; ela servirá, em seguida, como tensão de referência para a montagem de destravamento.

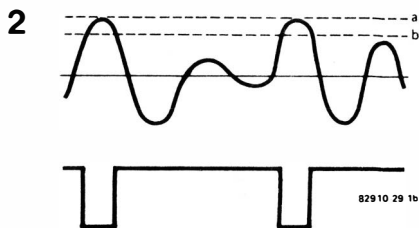
É preferível que o sistema servindo de destravamento seja o destravador original. Pode-se, eventualmente, elaborar o circuito construído em torno de IC2 para obter este resultado. Em caso de utilização de uma montagem de destravamento externa, não é necessário colocar uma



impedância baixa em paralelo com IC1. É por isso aconselhado, neste caso, colocar a parte comportando IC2, no caso em que a entrada inversora (pino 2) seja ligada à saída (pino 6) o que faz funcionar IC2 como seguidor de tensão.

Na figura b, representou-se um sinal de entrada comportando duas linhas de referência: a tensão máxima nos bornes de C1 (linha a) e o nível de destravamento escolhido com a ajuda de P1 (figura b). Nesta curva, as relações são mantidas, qualquer que seja a amplitude do sinal de entrada, a linha b cortando em cada vez o sinal no mesmo lugar, o que permite obter um destravamento aceitável.

A frequência de funcionamento mais baixa do sistema é de 1 Hz aproximadamente. É preciso cuidado para que a tensão de entrada (valor de crista) não ultrapasse 7 volts, pois uma ultra-



passagem deste valor traria consequências desastrosas sobre a integridade do amplificador operacional e do transistor. Para protegê-los, pode-se, por exemplo, colocar um diodo zener em R1.

O consumo de corrente (na ausência de IC2) é muito baixo, 1 mA aproximadamente sob 12 volts. A tensão de alimentação não é crítica.

30

Voltímetro de pico de BF

Com a ajuda de um só circuito integrado e de alguns componentes discretos, é possível construir um circuito de comando de voltímetro de pico de BF fornecendo em uma escala logarítmica uma indicação do nível de entrada de crista de BF. O circuito pode ser associado a voltímetros de equipamento móvel ou a LED, para constituir um medidor de áudio compacto de dois canais.

Um aparelho destinado a medir o nível de um sinal de BF deve satisfazer várias exigências. Inicialmente, o sinal de BF deve ser retificado antes de se poder aplicá-lo a um voltímetro do equipamento móvel, ou a qualquer outro voltímetro contínuo. Em seguida, como sinais de grande amplitude de crista podem sobrecarregar o equipamento, o aparelho de medida deve

ser capaz de responder rapidamente às cristas do sinal.

Por outro lado, como as cristas de sinal podem ter uma duração muito curta para serem lidas no aparelho de medida, este deve conservar as indicações de crista durante um tempo suficiente para que o utilizador possa ler o aparelho. Finalmente, como o ouvido humano tem uma resposta logarítmica, a resposta do aparelho de medida também deve ser logarítmica.

Bloco-diagrama

A figura 1 representa o bloco-diagrama do circuito de comando do voltímetro de crista BF. Ele se compõe de dois estágios, um detector de crista (A) e um amplificador logarítmico (B), completados por um comando de sensibilidade, P1, colocado entre os dois. O detector carrega um condensador ao valor de crista do sinal de entrada de BF e o amplificador logarítmico que gera uma tensão de saída proporcional ao logaritmo da tensão contínua existente nos bornes do condensador. Esta saída pode comandar um aparelho de medida de equipamento móvel, ou qualquer outro aparelho de medida, sendo a escala deste último graduada linearmente em dB.

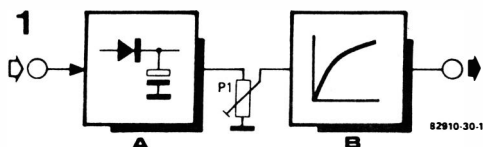
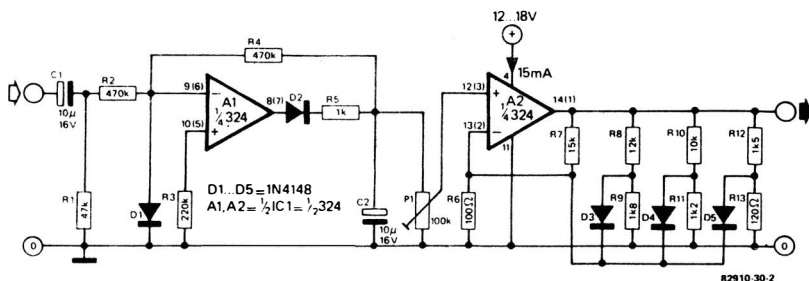


Figura 1. O circuito de comando do voltímetro de crista se compõe de um retificador, de um condensador de armazenagem do valor de crista, de um comando de sensibilidade e de um amplificador logarítmico. O circuito pode ser utilizado para atacar tanto voltímetros de equipamento móvel como voltímetros de diodos eletroluminescentes (LEDs).

Circuito completo

A figura 2 representa o circuito de comando

2



do VU-metro do canal esquerdo. O detector de crista, construído em torno de A1, retifica os semiperíodos negativos da forma de onda de entrada. O sinal é aplicado, através de C1 e R2, à entrada inversora de A1. O circuito do canal da direita é idêntico, mas as componentes são identificadas por um apóstrofo (').

No repouso, A1 funciona como trava aberta pois D2 não está polarizado diretamente, e portanto nenhuma contra-reação é aplicada por R4. Quando a tensão de entrada se torna negativa, a saída de A1 se torna rapidamente positiva, até a saturação. D2 conduz e C2 se carrega rapidamente através de D2 e R5. O equilíbrio é atingido quando a tensão positiva em C2 for igual à tensão negativa de entrada, no momento em que a contra-reação aplicada por R4 tenha levado praticamente a zero a tensão de entrada inversa de A1.

No caso de um sinal de entrada alternado, C2 vai naturalmente se carregar a uma tensão positiva igual à tensão negativa de crista. Durante os semiperíodos positivos do sinal de entrada, a saída de A1 se torna negativa, e D2 é polarizado ao inverso.

Como não existe contra-reação negativa na entrada inversora, o diodo D1 foi previsto para

limitar em 0,6 V a excursão positiva máxima neste ponto, senão a gama de modo comum de A1 poderia ser ultrapassada. Como C2 não pode se descarregar através de D2, seus únicos trajetos de descarga são através de P1 e R4, o que significa que a constante de tempo de descarga no detector de crista é justamente inferior a um segundo.

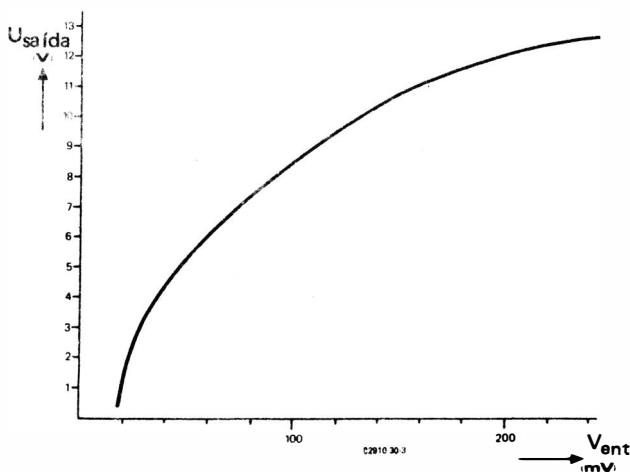
Amplificador logarítmico

É possível executar amplificadores logarítmicos extremamente precisos, explorando a característica exponencial de coletor, em função da tensão base-emissor de um transistor. Entretanto, este tipo de amplificador logarítmico é de uma complexidade injustificada para ser utilizado em um circuito de voltímetro de crista simples, e a solução considerada é a da aproximação de uma curva logarítmica, por uma linha quebrada constituída de segmentos de reta.

A principal característica de um amplificador logarítmico é que a tensão de saída aumenta em progressão aritmética, enquanto sua tensão de entrada aumenta em progressão geométrica.

Para dar um simples exemplo, se uma tensão de

3



entrada de 10 mV produz uma saída de 1 V, então uma tensão de entrada dez vezes maior (ou seja 100 mV) dará uma tensão de saída de 2 V, uma tensão de 1 V dará uma saída de 3 V, etc. Pode-se efetuar uma aproximação deste tipo de curva, reduzindo progressivamente o ganho de um amplificador operacional, quando a tensão aplicada à entrada do amplificador aumenta.

Na figura 2, o ganho de A2 é de aproximadamente 150 para os sinais de baixo nível. Entretanto, quando o nível de saída atinge 4,6 V, aproximadamente, D3 conduz, o que aumenta a taxa de contra-reação negativa e reduz o ganho. Para uma tensão de saída de aproximadamente 5,6 V, D4 conduz e por uma de 8 V, D5 também conduz. O ganho de A2 é, portanto, progressivamente reduzido quando o sinal de entrada aumenta. Os diodos não conduzem bruscamente para uma determinada tensão — sua resistência dinâmica diminui progressivamente quando a tensão aumenta. Isso acarreta que a linha quebrada não compreenda uma série de quebras abruptas e que ela é relativamente lisa, como mostra a figura 3. Este método para produzir uma aproximação de uma curva logarítmica é simples e econômico, mas tem todavia um ou dois pequenos inconvenientes. Inicialmente, devido às tolerâncias nas resistências e nos diodos utilizados no circuito, podem ocorrer desvios com relação a uma verdadeira resposta logarítmica. Isso significa que os dois canais do aparelho de medida podem não dar a mesma leitura quando se lhe aplica a mesma tensão de entrada.

Entretanto, os potenciômetros P1 e P1' permitem calibrar com precisão o desvio de plena escala dos dois canais de sorte que um desequilíbrio somente possa aparecer aos pequenos níveis de entrada, em que isso tem menos importância. O segundo inconveniente deste sistema é que o aparelho de medida tem somente uma dinâmica ligeiramente superior a 20 dB (uma relação de tensão de 10 para 1). Todavia, isso é comparável aos 23 dB da dinâmica de um VU-metro calibrado, ou aos 28 dB da dinâmica de calibração da BBC e, visto que o objetivo principal deste circuito é indicar sinais de crista e níveis de sobrecarga, esta gama relativamente reduzida não constitui um grande inconveniente. Se se acopla este circuito de comando de voltímetro de crista a um voltímetro a LEDs utilizando um UAA 180, cada um dos 12 LEDs representa uma variação de aproximadamente 2 dB, como mostra a figura 4.

Construção

A utilização de um amplificador operacional

4

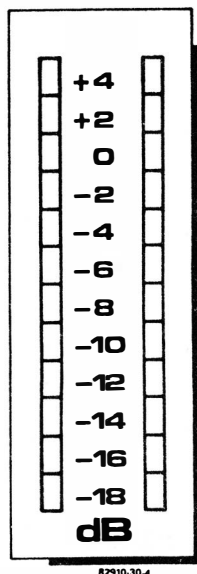


Figura 2. Esquema completo do circuito de comando do voltímetro de crista. Um detector ativo construído em torno de A1 retifica e inverte os semiperíodos negativos da forma de onda de entrada, e carrega C2 até o valor de crista. O dispositivo de contra-reação de A2 reduz progressivamente o ganho quando o sinal de entrada aumenta, de modo a obter uma aproximação por linha quebrada de segmentos de reta de uma curva logarítmica.

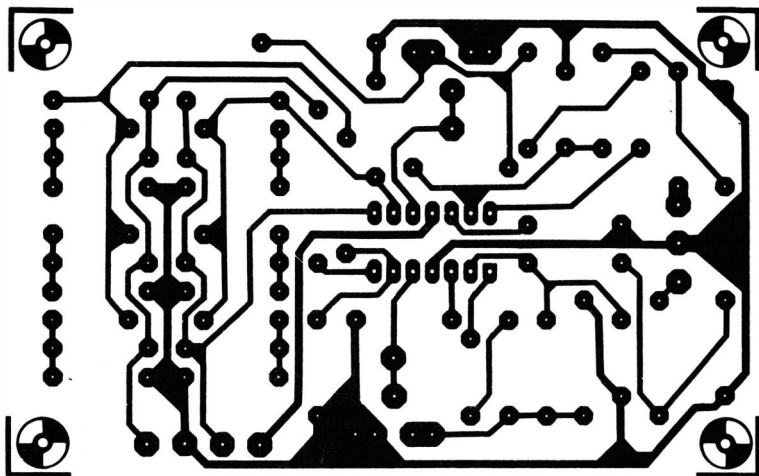
Figura 3. Característica de transferência do amplificador logarítmico. Como os diodos conduzem progressivamente, as transições entre duas partes da curva são lisas, sem ponto de quebra brusco.

Figura 4. Se se utiliza um voltímetro de LEDs a UAA 180 com o circuito de comando do voltímetro de crista, cada um dos 12 LEDs pode representar uma variação de 2 dB.

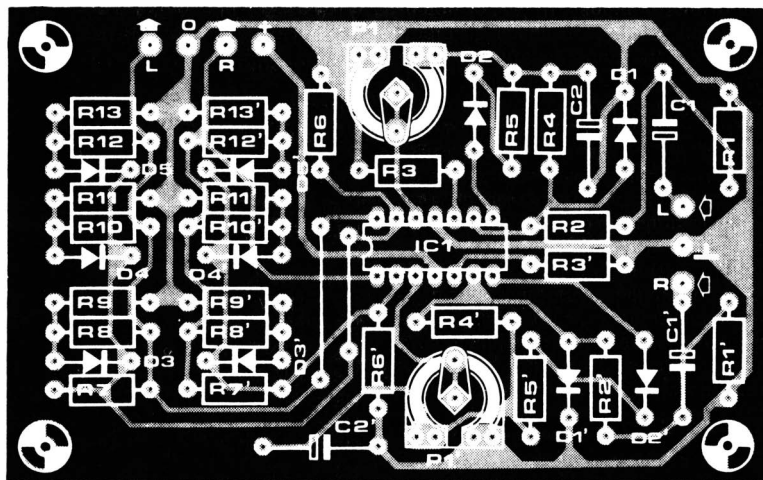
Tabela. Principais especificações do circuito de comando de crista.

Sensibilidade máxima:	saída nominal de 10 V
	contínua para uma entrada de 150 mV _{eff}
Nível de entrada-máximo:	5 V _{eff}
Impedância de entrada:	aprox. 43 kΩ
Tensão de alimentação:	12 a 18 V
	(máximo absoluto)
Consumo de corrente:	30 mA
	(15 mA por canal)

5



6



quádruplo, do tipo 324, permite alojar uma versão a dois canais do circuito de comando do VU-metro em um só cartão de circuito impresso compacto cujo desenho e a implantação dos componentes são representados nas figuras 5 e 6.

O cartão do circuito impresso é do mesmo tamanho que o do voltímetro a LED de dois canais utilizando circuitos integrados UAA 180, descrito em um outro artigo deste livro, de modo que os dois cartões possam ser empilhados para constituir um audiômetro compacto de dois canais.

Uma outra solução consiste em utilizar este circuito de comando com um par de galvanômetros de equipamento móvel, tais como micro-

Figuras 5 e 6. Clichê do circuito impresso e implantação dos componentes do circuito de comando do voltímetro de crista. Este tem as mesmas dimensões que o circuito impresso do voltímetro a LEDs, de modo que os dois circuitos podem ser montados juntos para formar um aparelho compacto (EPS 9860).

amperímetros de 100 μ A em série com resistências de 100 k Ω , ou miliamperímetros de 1 mA, em série com resistências de 10 k Ω . Entretanto, se se utilizarem galvanômetros de equipamento móvel, é importante lembrar que o tempo de resposta do voltímetro de crista será afetado pela inércia mecânica do movimento dos galva-

nômetros, e que se pode produzir rícochetes quanto mais fracamente amortecido for este movimento.

Ensaio de calibração

O voltímetro de crista exige uma alimentação compreendida entre 12 e 18 volts, no máximo. Se se utilizarem galvanômetros de equipamento móvel, esta alimentação deve ser capaz de fornecer 30 mA aproximadamente, mas se se utilizar o cartão do voltímetro a LEDs, é indispensável uma alimentação de 100 mA.

Antes de ligar as saídas do circuito de comando às entradas do voltímetro a LEDs, este deve ter sido previamente calibrado para uma leitura de plena escala de 10 V. Para isso, é preciso ligar as entradas L e R do voltímetro a LEDs a uma alimentação variável de laboratório, bem como a um multímetro ligado no calibre 10 V (ou o mais próximo calibre conveniente). A tensão de saída da alimentação é regulada de modo tal que o multímetro indique 10 V, e os potenciômetros P3 e P3' do cartão do voltímetro a LEDs são regulados de modo a acender todos os LEDs de cada coluna.

Este processo não é necessário se se utilizarem galvanômetros de equipamento móvel com resistências do valor indicado. As saídas do cartão do circuito de comando podem então ser ligadas às entradas do cartão do voltímetro. P1 e P1' do cartão do circuito de comando podem ser utilizados para regular a sensibilidade de cada canal. Esta regulação depende, naturalmente, da aplicação à qual é destinado o aparelho de medida.

A escala do aparelho de medida poderá ser graduada linearmente de - 18 a + 4 dB, a parte

Lista dos componentes para o canal da esquerda (mesmos valores para o canal da direita).

Resistências:

R1 = 47 k

R2, R3 = 470 k

R3 = 220 k

R5 = 1 k

R6 = 100 Ω

R7 = 15 k

R8 = 12 k

R9 = 1 k8

R10 = 10 k

R11 = 1 k2

R12 = 1 k5

R13 = 120 Ω

P1 = 100 k ajustável

Condensadores:

C1, C2 = 10 μ F/16 V

Semicondutores:

D1... D5 = 1N4148, 1N914

A1, A2 = $\frac{1}{2}$ C11 = $\frac{1}{2}$ 324

da escala superior em 0 dB sendo marcada em vermelho para indicar uma sobrecarga. Se se utilizar o voltímetro a LEDs, podem-se utilizar LEDs verdes até - 2 dB e LEDs vermelhos de 0 a + 4 dB, de modo a pôr facilmente em evidência uma condição de sobrecarga. Sob esta forma, o circuito de comando aceitará uma tensão de entrada máxima de 5 V_{eff}. Se se quiser medir tensões maiores (como as saídas de um amplificador), é preciso montar uma resistência em série com cada entrada, para formar com R1 um divisor potenciométrico. Por exemplo, uma resistência de 180 k Ω permitirá medir tensões de entrada até 25 V_{eff}.

31

Estágio de mistura a um transistor

Se se construir uma montagem compreendendo um transistor montado em base comum e que se coloca no lugar um comando de corrente na linha do emissor, vê-se aparecer na linha do coletor a quase totalidade da corrente alterada.

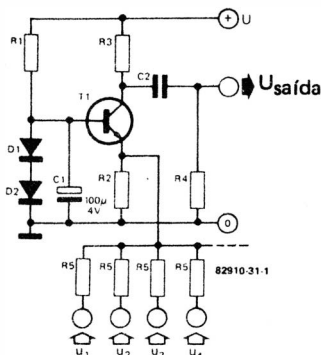
A colocação da alimentação sob tensão da base feita por meio de R1, C1, D1 e D2 permite satisfazer automaticamente com a exigência segundo a qual R2 deve ser superior a 1/S (sendo S a transcondutância de T1). O emissor pode fazer função de massa virtual em uma montagem de

compactação, tipo de montagem frequentemente utilizada nas mesas de mixagem.

A linearidade (distorção) é principalmente determinada pela linearidade do fator de amplificação da corrente (ganho) $\infty = h_{fe} : (h_{fe} + 1)$. A tensão de saída U_s é igual a:

$$R_3/R_5 \cdot (u_1 + u_2 + u_3 + \dots)$$

Eis os valores a dar aos diversos componentes: a corrente de coletor de T1 é igual a 0,6; R2



(mA), fórmula na qual $R2$ é expressa em $k\Omega$. Se se procura uma modulação ótima, o valor de $R3$ será igual a:

$$U/1,2 \cdot R2$$

fórmula na qual U é expresso em volts e $R2$ em $k\Omega$. As resistências $R5$ terão um valor igual a $nR3$, fórmula na qual n é igual ao número de entradas escolhido.

Consideremos um exemplo. Se $R2$ valer 680Ω , a corrente do coletor será de 1 mA aproximadamente. Se $U = 15$ volts, $R3$ terá uma resistência de $8k\Omega$. Se se quiser dispor de 4 entradas, $R5$ terá um valor de $33 k$ ($8k\Omega \times 4 = 33 k$). É evidentemente possível escolher outros valores para os diversos componentes.

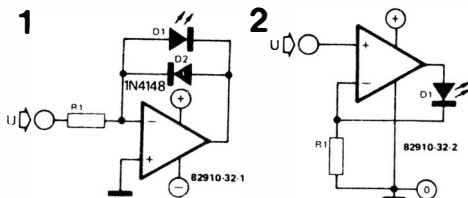
32

Regulagem de luminosidade por LED

A luminosidade de um LED iluminado depende da intensidade da corrente contínua que o atravessa. É, por isso, possível regular a luminosidade com a ajuda de um comando em corrente; neste caso, procede-se de modo que a corrente que atravessa o LED (não a tensão aplicada a seus bornes) seja proporcional a uma tensão de comando U .

Existem numerosas possibilidades de atingir o objetivo procurado. As figuras 1 e 2 ilustram duas delas. Servimo-nos dos dois casos de um amplificador operacional (um 741 por exemplo), e nos é preciso, por outro lado, uma tensão de comando U ; a corrente atravessando o LED se calcula pela fórmula seguinte: $U/R1$.

Na figura 1, é a fonte de corrente U que deve fornecê-la; no esquema da figura 2, é, ao contrário, a tensão de alimentação positiva do amplificador operacional que deve fornecer a corrente para o LED.



Se a tensão U na figura 1 puder cair abaixo de -2 volts, é preciso colocar no lugar o diodo $D2$, de modo a proteger o LED.

O domínio de regulagem útil da corrente atravessando o LED vai de 0 a 10 ou 20 mA. A grandeza U (variável) e o valor de $R1$ serão escolhidos de maneira a atingir uma corrente desta ordem. É preciso, por outro lado, que a tensão escolhida se encontre no interior do domínio de tensão, em modo comum do amplificador operacional escolhido.

33

Oscilador comandado sob corrente

Duas portas somente, extraídas de um 4011 ou 4049, bastam para construir um CCO (Current Controlled Oscillator = oscilador comandado sob corrente) simples. A figura 1 ilustra uma das técnicas mais simples.

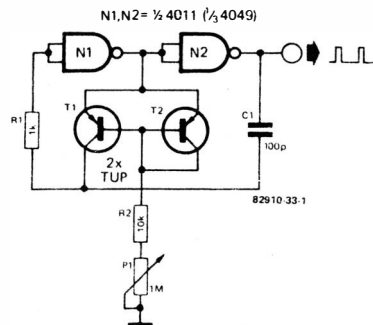
O princípio no coração da montagem é um oscilador comum construído com portas NAND. A

resistência de carga e de descarga do condensador $C1$ da montagem é substituída por um par de transistores que constituem um espelho de corrente; isto significa que as correntes de coletores de $T1$ e de $T2$ são idênticas (desde que se utilizem, certamente, transistores do mesmo tipo). A carga de $C1$ pela saída de $N2$ se faz do

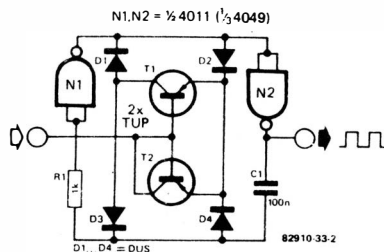
modo comum. Quando C1 se descarrega através da saída, o transistor T1 é utilizado como "invertido" e, assim, o coletor se torna o emissor, e o emissor se torna o coletor. T2 está, então, fora de função; se a tensão de alimentação for mais elevada, a junção base-emissor de T2 é "forçada"; o transistor é obrigado a seguir o movimento. A gama das frequências se estende de 4 a 100 kHz quando se utiliza BC 557 A e quando a tensão de alimentação for fixada em 5 volts. Como se pode constatar, lendo as linhas precedentes, T2 é utilizado de modo muito pouco ortodoxo. A figura 2 dá o esquema de uma montagem tecnicamente mais racional. O espelho de corrente é envolvido em uma ponte de diodos, o que tem por efeito forçar a corrente a atravessar a montagem de espelho de corrente no bom sentido, e fazer com que este último (espelho de corrente) tenha a mesma medida que os dois semiperíodos. Se se quiser realmente controlar a montagem em corrente, durante os dois semiperíodos, é preciso comandar o circuito de espelho de corrente com a ajuda de uma fonte de corrente de comando (I_C).

A vantagem que apresenta a utilização da ponte de diodos é permitir a utilização de elementos de corrente assimétricos, tais como fotodiodo ou fototransistor.

1



2

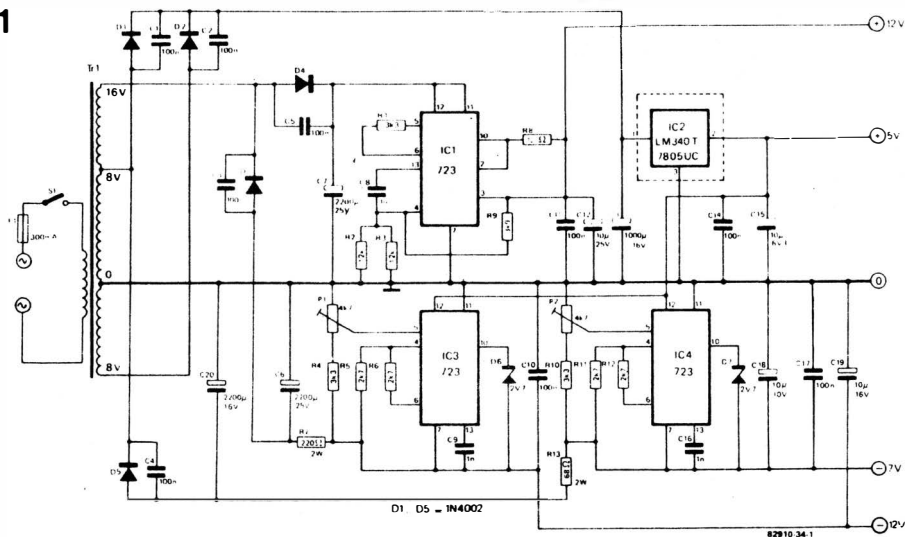


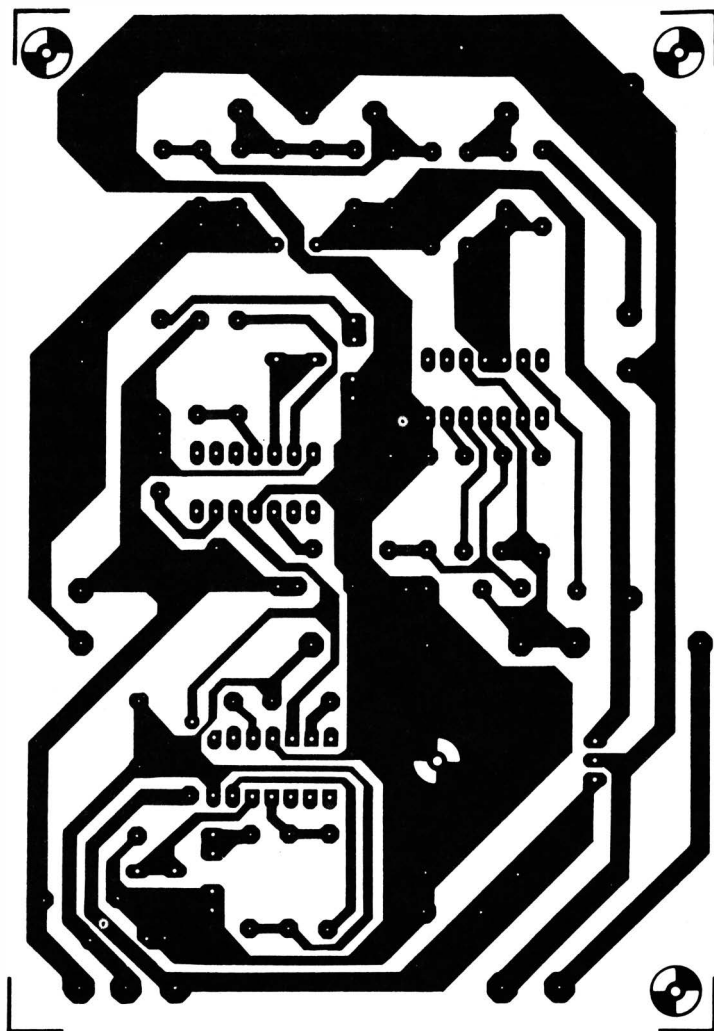
Uma montagem utilizando um CCO é, por exemplo, a que leva o título de "PLL com um 4011", que você encontrará nesta obra.

34

Alimentação universal

1



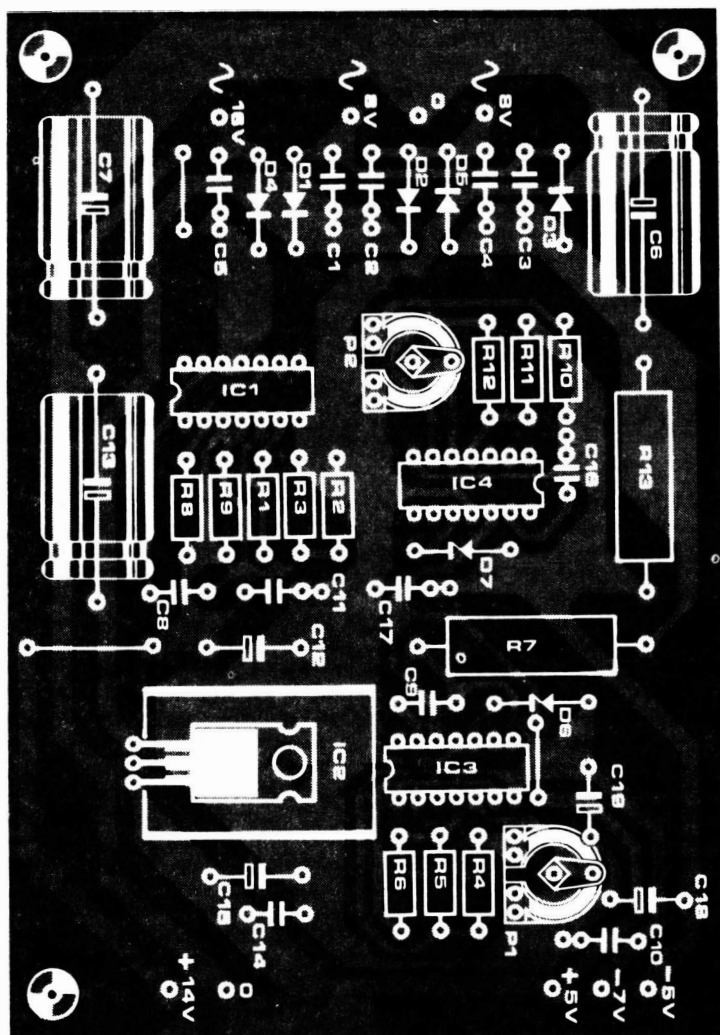


Numerosas montagens, tais como as que utilizam amplificadores operacionais, exigem várias tensões de alimentação. Na maioria dos casos, é preciso somente correntes baixas. A montagem descrita aqui fornece quatro tensões diferentes, +14, +5, -5 e -7 volts, a uma corrente de 15, 300, 50 e 50 mA respectivamente. A técnica de produção das tensões positivas não tem nada que não seja convencional, o que evitará que nos aprofundemos sobre essa parte da montagem.

As tensões negativas são obtidas com a ajuda de circuitos integrados especializados, reguladores de tensão integrados. Pode-se muito bem utilizar um tipo de circuito muito divulgado, o 723. O circuito é previsto inicialmente para tensões

positivas, mas ele se adapta muito bem à produção de tensões de saída negativas, sendo o único inconveniente a necessidade de privar-se do princípio de estabilização próprio do 723 (regulação-série). Utiliza-se o 723 na qualidade de regulador paralelo (IC3 e IC4). Os reguladores paralelos têm o inconveniente de consumir a mesma potência, quer tenha carga ou não. O rendimento deste tipo de montagem está longe de ser extraordinariamente elevado. Mas, no caso o que nos interessa é que a corrente máxima não ultrapasse 50 mA, a dissipação sendo insignificante. Os potenciômetros P1 e P2 permitem ajustar as tensões negativas de saída.

Quando se descobriram as posições exatas dos



Lista dos componentes

Resistências:

R1,R4,R10 = 3k3
 R2,R3 = 12 k
 R5,R6,R11,R12 = 2k7
 R7 = 68 Ω /2 W
 R8 = 47 Ω
 R9 = 5k6
 R13 = 100 Ω /2 W
 P1,P2 = 4k7 ajustável

Condensadores:

C1,C2,C3,C4,C5,C10,C11,C14,C17 = 100 n
 C6 = 2200 μ /16 V
 C7 = 220 μ /25 V

C8,C9,C16 = 1 n
 C12 = 10 μ /25 V
 C13 = 1000 μ /16 V
 C15 = 10 μ /6,3 V
 C18,C19 = 10 μ /10 V

Semicondutores:

D1... D5 = 1N4002
 D6,D7 = diodo zener 2,7 V
 IC1,IC3,IC4 = 723
 IC2 = 7805 ou LM340T

Diversos:

F1 = fusível
 Tr1 = transformador de tensões múltiplas
 2 x 8 V, 1 x 16 V

potenciômetros, pôde-se substituir a resistência formada pelo potenciômetro e a resistência fixa, por duas resistências ligadas em série. Todas as tensões fornecidas pela montagem estão ao abrigo dos curtos-circuitos: isso significa que pôr em contato as duas saídas (curto-circuitá-las) não tem consequência dramática para a alimentação. As saídas de tensões positivas são providas da limitação em corrente tradicional.

A corrente de curto-circuito dos reguladores paralelos destinados a fornecer tensões negativas, é fixada pelas resistências R7 e R13. É preferível escolher resistências do tipo 2 watts para essas duas resistências, de maneira a colocá-las ao abrigo de uma destruição eventual devido a uma manobra errada.



SLAI: A sonda lógica de apresentação inteligente

As sondas lógicas disponíveis no comércio são capazes de indicar o nível existente em sua ponta. Um determinado número dentre elas estará em condições de fornecer indicações quanto ao comportamento dinâmico do sinal. Falta, entretanto, na maioria dos casos, informações preciosas (relação cíclica e duração do período, por exemplo). A sonda lógica de apresentação inteligente descrita aqui traz informações concernentes não somente ao estado estático do sinal, mas igualmente seu comportamento dinâmico. A montagem é destinada a testar circuitos TTL.

SLAI é baseada em um visualizador LED a 7 segmentos, ao qual tenha sido dada uma posição de repouso, pois ele é escalonado em “todo seu comprimento”. (Ver na figura 1: para informação, os segmentos b e c se encontram em cima). A tensão de alimentação da sonda lógica é tomada na montagem TTL a testar. Os segmentos horizontais superiores (b e c) se iluminam quando o sinal a testar é um nível lógico alto (“1”); os segmentos horizontais inferiores (e e f) se iluminam quando há um nível lógico baixo que se encontra aplicado na ponta de toque da sonda lógica. Se a tensão testada passar de um nível lógico a outro, o segmento vertical central (g) se ilumina. A luminosidade deste último é uma indicação da relação cíclica do sinal testado (ver figura 1). O ponto decimal do visualizador a LED se ilumina desde que a sonda seja alimentada e exerce desse modo o papel de baliza de funcionamento.

O funcionamento

Quando um nível lógico baixo é aplicado na entrada, os transistores T1 e T2 da figura 2 se

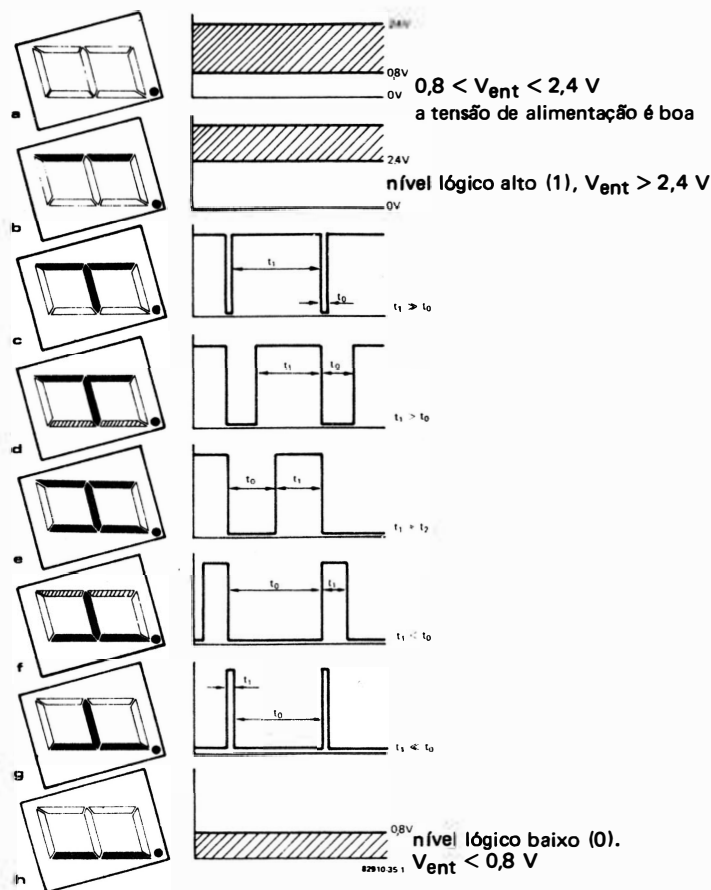
acham sem corrente. A entrada do inversor N1 se acha ao nível lógico alto, a de N2 ao nível lógico baixo; por isso, a saída de N2 está no nível lógico alto, enquanto que a de N1 se acha no nível lógico baixo; os segmentos e e f são iluminados.

Quando é um nível lógico alto que se aplica à entrada, observa-se o fenômeno inverso: a saída de N1 é alta, a de N2 é baixa; os segmentos b e c são iluminados.

Não deve haver segmento iluminado quando a tensão de entrada se situa entre 0,8 e 2,4 volts. Uma escolha criteriosa das resistências circundando T1 e T2 permite fazer com que, nas condições descritas, as saídas de N1 e de N2 estejam ambas ao nível lógico alto e que nenhum segmento seja iluminado. Pode ser necessário modificar ligeiramente o valor da resistência R1 para que, nas condições impostas acima, nenhum segmento seja iluminado. Pode igualmente ser necessário modificar o valor de R3, de modo a ter uma sinalização de um nível lógico baixo, a um valor de tensão correto (ou seja, 0,8 V).

Funcionamento dinâmico

As saídas das portas N1 e N2 são igualmente ligadas às entradas do monoflop redestruturável (IC2); trata-se de um 74122. O monoflop é destravado por ocasião de cada mudança de nível lógico (baixo para alto e inversamente) do sinal a testar. Um pulso de 100 ms de duração aparece na saída de IC2; esta saída está ligada ao segmento g do visualizador. A duração do pulso é determinada pelos valores de R11 e de C4. Se uma nova mudança de nível se verificar quando o pulso presente na saída Q ainda não se tiver



extinguído, o tempo de duração do pulso é prolongado em 100 ms, tempo contado a partir do instante da mudança de nível. Enquanto a saída Q de IC2 ficar no nível lógico abaixo, o segmento vertical também fica iluminado.

A relação das luminosidades dos segmentos horizontais superiores e inferiores dá a relação cíclica do sinal em curso de teste. Se a relação cíclica tiver um valor de 50%, significa que o sinal passa os mesmos tempos nos níveis lógicos altos e baixos, e os segmentos horizontais superiores e inferiores têm uma luminosidade idêntica.

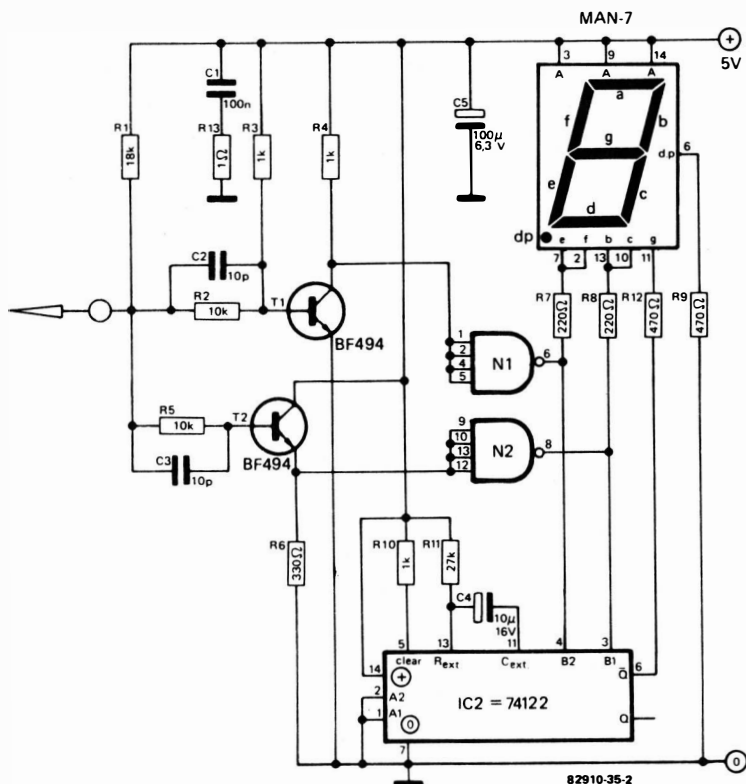
Uma relação cíclica superior a 50% significa que o sinal em teste fica mais tempo no nível lógico... baixo.

As primeiras situações citadas somente são, de fato, situações estáticas particulares de um comportamento dinâmico; um sinal tendo uma relação cíclica de 100% fica continuamente no nível lógico alto, enquanto que um sinal tendo

Figura 1. Um visualizador de sete segmentos serve de dispositivo de visualização da sonda de apresentação inteligente. Quando ela detecta um nível lógico alto, seus dois segmentos horizontais superiores são iluminados; se se tratar de um nível lógico baixo, são os dois segmentos horizontais inferiores que brilham com toda sua luz. Se o sinal passa continuamente de um nível lógico a outro, é a vez do segmento central brilhar. A relação entre a luminosidade dos segmentos horizontais superiores e inferiores dá a relação cíclica do sinal.

uma relação cíclica de 0% se acha permanentemente no nível lógico baixo.

Quanto mais a relação cíclica se aproxima de 0%, mais o par de segmentos inferiores se ilumina. Ao contrário, se a relação cíclica se aproxima de 100%, é a vez de se ver o par de segmentos superiores ter sua luminosidade aumentada.



Lista dos componentes

Resistências:

$R1 = 18\text{ k}$
 $R2, R5 = 10\text{ k}$
 $R3, R4, R10 = 1\text{ k}$
 $R6 = 330\ \Omega$
 $R7, R8 = 220\ \Omega$
 $R9, R12 = 470\ \Omega$
 $R11 = 27\text{ k}$
 $R13 = 1\ \Omega$

Condensadores:

$C1 = 100\text{ n}$
 $C2, C3 = 10\text{ p}$
 $C4 = 10\ \mu/16\text{ V}$
 $C5 = 100\ \mu/6,3\text{ V}$

Semicondutores:

$IC1 = 7420$
 $IC2 = 74122$
 $T1, T2 = \text{BF } 494$

Diversos:

2 visualizadores de 7 segmentos NAND 7 ou equivalente

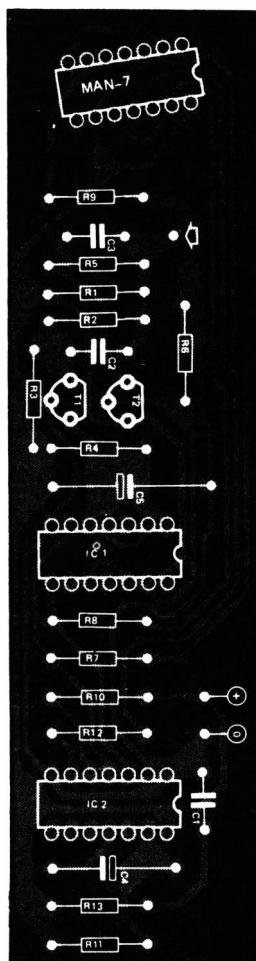
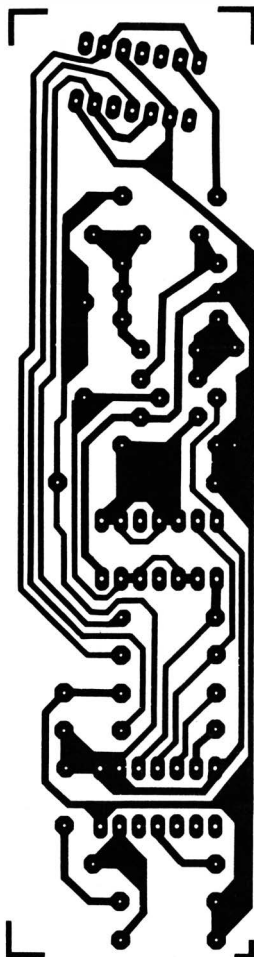
$N1 + N2 = IC1 = 7420$
 $T1, T2 = 2 \times \text{BF } 494$

Figura 2. Esquema de princípio da sonda lógica de apresentação inteligente.

Figura 3. Circuito impresso e implantação dos componentes para a sonda lógica de apresentação inteligente: SLAI.

O circuito impresso

O desenho do circuito impresso é facilmente reproduzível. Colocar os componentes no lugar não deve apresentar problemas particulares. Pode-se colocar o conjunto da montagem em uma pequena caixa plástica.



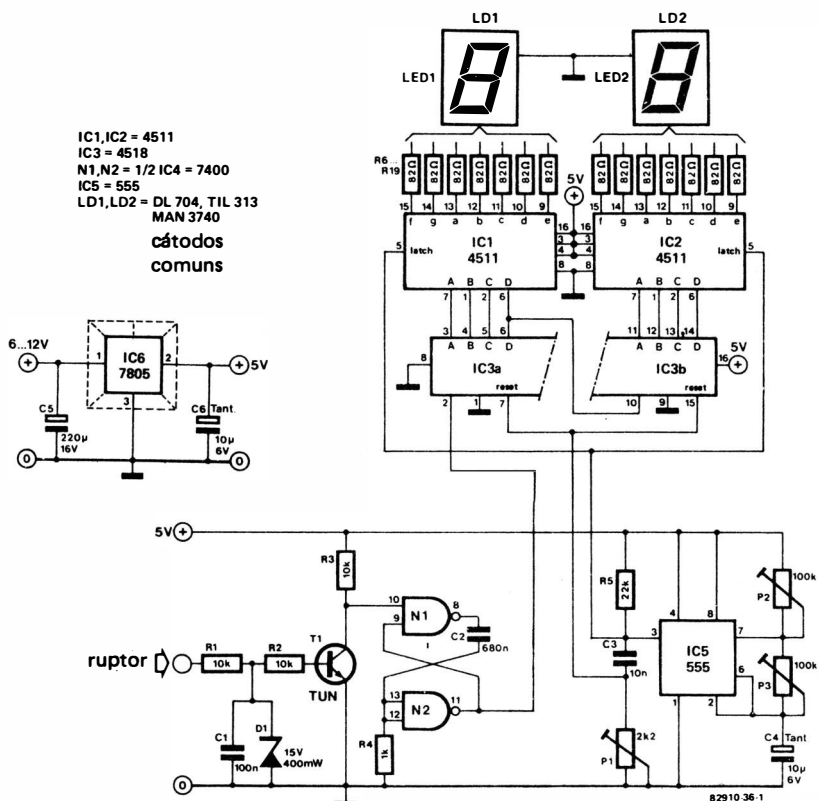
36

Contagiros digital

Na maioria dos automóveis, a velocidade de rotação do motor (rpm) é visualizada em um indicador de ponteiro, mas é perfeitamente possível utilizar visualizadores digitais de sete segmentos.

O circuito aqui descrito fornece uma visualização de dois algarismos, indicando as centenas de voltas por minuto, isto é, que para 6000 rpm iremos ler 60. Há dois motivos principais para não apresentar mais de dois algarismos. O primeiro é simplesmente que uma precisão supe-

rior não é necessária, e o segundo é que é necessário um tempo de contagem dos pulsos maior e daí resultaria uma inaptidão dos contagiros em seguir as bruscas variações de regime do motor. Este circuito é uma aproximação diferente dos contagiros de fileiras de LEDs habitualmente propostos. Também aqui o sinal de entrada vem do ruptor; obtém-se um trem de pulsos cuja amplitude é também limitada por um diodo zener (D1). A concepção muda a partir da forma dos pulsos, que se faz nesse



caso pelo transistor T1 e pelo mono-estável (N1, N2).

Os pulsos são contados por IC3 (dezena dupla de contagem), cujas saídas são ligadas a dois circuitos de portas efetuando a decodificação BCD-7 segmentos e dando ao visualizador. Os pulsos de colocação a zero dos contadores (sinal de base de tempo) e de um comando das portas são fornecidos por um temporizador tipo 555 (IC5).

Há três regulagens a efetuar no circuito. O potenciômetro ajustável P1 regula a largura dos pulsos de reposição a zero. Na maioria dos casos, basta deixar este potenciômetro no meio do curso. É possível, todavia, que a reprodutividade das leituras seja melhorada dando uma outra posição a P1. A frequência de comando das portas e, por conseguinte, o tempo de duração da apresentação de cada medida são regulados por meio de P2. Finalmente, P3 serve para calibrar o contador. Pode-se utilizar para isso um gerador BF escalonado ou a frequência do setor. No primeiro caso, a regulagem da frequência do gerador será função do tipo de motor com o qual o medidor será utilizado.

Escalona-se o contagiros para um regime nominal de 6000 rpm; conforme o número de pulsos produzidos pelo motor a cada volta do virabrequim, envia-se à entrada um sinal de frequência conveniente (ver tabela, coluna do meio) e regula-se P3 para que a apresentação seja igual a 60. Se não se dispuser de um gerador BF, pode-se utilizar uma tensão de baixa amplitude à frequência do setor (tensão de saída de um transformador para campainha, por exemplo).

Tabela

Tipo do motor	Frequência de entrada (em Hz) para 6000 rpm	Apresentação para 50 Hz
1 cil. 2 tempos	100	30
2 cil. 2 tempos	200	15
3 cil. 2 tempos	300	10
1 cil. 4 tempos	50	60
2 cil. 4 tempos	100	30
4 cil. 4 tempos	200	15
6 cil. 4 tempos	300	10
8 cil. 4 tempos	400	ver texto

Ajusta-se P3 para produzir a apresentação correspondente ao tipo de motor (ver tabela, "apresentação para 50 Hz"). No que concerne à última linha da tabela (8 cilindros, 4 tempos), a apresentação deverá ser 7,5 com uma entrada de 50 Hz, o que é impossível. Neste caso, pode-se enviar um sinal a 100 Hz obtido por retificação sem filtragem da frequência do setor. Nesse caso, regula-se P3 para ler 15 no mostrador.

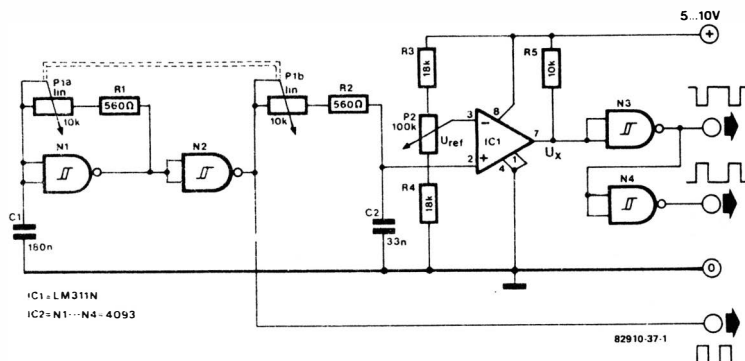
É importante perceber que LD1 representa o visualizador das centenas, LD2 sendo o dos milhares. Se, portanto, você ler 51 e depois 61, quando você aumentar ligeiramente a frequência de entrada é que seus mostradores estarão invertidos (evidentemente).
Boa direção econômica!!!

A. Ohde

37

Gerador de pulsos regulável

1



É particularmente quando se trabalha em técnica numérica que se leva em conta numerosas possibilidades de um gerador de pulsos, que é possível regular não somente a frequência, mas igualmente a relação cíclica. A maioria das soluções simples deste problema apresenta o inconveniente da reciprocidade das influências desses dois elementos: quando se modifica a relação cíclica, isso acarreta um desvio da frequência e inversamente. Esta montagem, que compreende somente alguns componentes, não é atingida por esse defeito; é, com efeito, possível atuar independentemente sobre a frequência e sobre a relação cíclica, sem que isso acarrete variação do segundo elemento. A gama de frequências se estende aproximadamente de 1 kHz a 20 kHz. A relação cíclica pode ser escolhida entre 100% e praticamente 0%.

A figura 1 mostra como é justo falar de montagem simples. Trata-se do esquema completo do gerador de pulsos. Estes são produzidos por um multivibrador estável (MVA), construído em torno de N1.

Este MVA fornece um sinal retangular simétrico (de relação cíclica igual a 50%), sinal cuja fre-

Figura 1. Dois circuitos integrados bastam para obter um funcionamento impecável do gerador. É possível desta maneira regular independentemente a frequência e a relação cíclica.

quência pode ser modificada pela ação sobre P1a. Este sinal é posto em forma por N2 e disponível a uma saída suplementar (saída embaixo do esquema).

Para se dar a possibilidade de regular a relação cíclica do sinal sem para tanto acarretar um desvio da frequência (e inversamente), põe-se em execução uma rede integradora (P1b/R2) e um comparador (IC1). A constante de tempo RC da rede de integração é escolhida ($C2 = C1 \cdot 1/6$) de maneira a obter nos bornes de C2 uma tensão contínua variável que "flutua" continuamente entre 20 e 80%, aproximadamente, da tensão de alimentação (U/b). Os limites extremos desta excursão não têm importância muito grande. Cada vez que este sinal "passa" à altura da tensão de referência do comparador (tensão disponível no pino 3), a

saída varia bruscamente de nível. Deste modo nasce um sinal retangular (U_x) cuja relação cíclica depende da tensão de referência (U_{ref}) do comparador. A figura 2 ilustra claramente a situação, graças ao diagrama dos pulsos que ele comporta. É possível, deste modo, regular a relação cíclica modificando a tensão aplicada na entrada inversora do comparador, sem que isso tenha influência sobre a frequência do sinal retangular (a frequência do multivibrador permanece invariável em todos os casos). Havíamos respeitado uma parte do caderno de encargos.

Nada mais resta senão ver qual a influência de uma modificação da frequência sobre a relação cíclica. É bastante evidente que esta terá tendência em variar, se a constante RC da rede integradora não seguisse as variações da constante de tempo do multivibrador. Esta interdependência é obtida pela utilização de um potenciômetro estereo ($P1a/P1b$), que permite atuar simultaneamente sobre as duas constantes de tempo RC. Quando a frequência do multivibrador deve ser aumentada até x , o tempo de duração do período de sua tensão retangular se encurta de um fator x .

Sabendo que o tempo de duração RC da rede integradora diminui também de um fator x , a relação cíclica não varia. É possível explicar isso de uma forma mais simples: quando a constante RC da rede integradora é modificada, isso não muda a forma da curva de carga de $C2$. O diagrama dos pulsos da figura 2 não é somente exato para uma frequência f , mas igualmente para uma frequência xf . A relação $T1/T2$ permanece constante e por isso também a relação cíclica ($= T1/T2 \times 100\%$).

Os valores dados a $R3$, $R4$ e $P2$ permitem fazer variar a tensão aplicada à entrada inversora de $IC1$ entre 13 e 87%. A tensão nos bornes de $C2$ varia entre 20 e 80% da tensão de alimentação. É possível assim escolher uma relação cíclica entre 0% (sem sinal de saída) e 100% (tensão contínua).

As duas portas trigger de Schmitt de $IC2$ não utilizadas na origem ($N3$ e $N4$) são utilizadas na saída, a primeira para aprimorar os flancos, a segunda como inversor. Desta maneira, se dispusermos, na saída de $N3$, de um sinal retangular de relação cíclica de 30%, por exemplo, encontraremos na saída de $N4$ (depois da inversão) um sinal de frequência idêntico, mas de relação cíclica igual a 70%. Se se respeitarmos os valores dados às componentes tais como eles aparecem no esquema, a frequência pode ser escolhida entre 1 kHz e 20 kHz aproximadamente. Se desejarmos modificar esta região, é preciso utilizar as fórmulas seguintes:

2

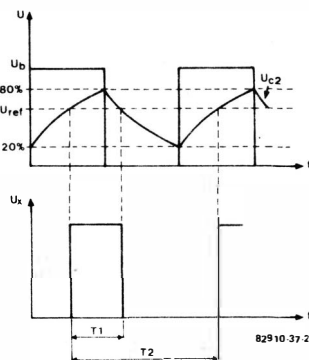


Figura 2. Este diagrama dos pulsos mostra claramente como é determinada a relação cíclica. Uma modificação da tensão de referência (U_{ref}) dá uma relação cíclica diferente. A adaptação da constante RC da rede integradora à do multivibrador permite dessolidarizar a relação cíclica da frequência.

$$C1 = 6 \times C2$$

$$P1a = P1b \text{ e } R1 = R2$$

$$f = \frac{1}{(P1a + R1) \cdot C1 \cdot 0,4}$$

Se desejarmos igualmente dispor de uma possibilidade de regular a amplitude, é possível fazê-lo conectando um potenciômetro ($\geq 22 \text{ k}$) entre a saída respectiva e a massa. Dispõe-se então, entre o cursor deste potenciômetro e a massa, de um sinal de saída de amplitude ajustável.

A alimentação da montagem não exige que se disponha de uma tensão estabilizada. Se se quiser obter uma estabilidade irreprovável em frequência, em amplitude e uma relação cíclica a qualquer prova, é fortemente recomendado utilizar um regulador integrado. O consumo da montagem não ultrapassa 20 mA aproximadamente, podendo-se muito bem utilizar um regulador de tensão da série 78L. Os tipos mais usuais utilizáveis no caso que nos interessa são os 78L05, -06, -08, -09, -010 (que fornecem uma tensão de alimentação de 5 V, 6 V, 8 V, 9 V e 10 V, respectivamente).

K. Kraft

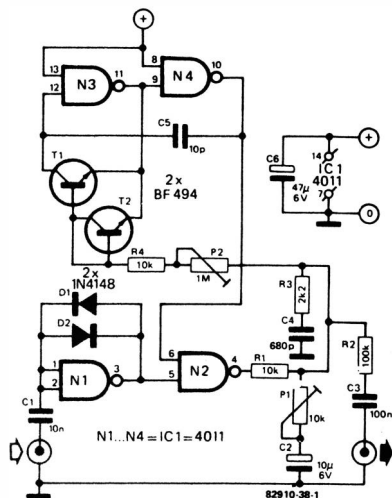
Os circuitos de PLL (Phase Locked Loop = anel de travamento de fase) monolíticos ficam ainda relativamente caros. Por que então não experimentar uma solução que seja mais barata, sem para isso criar selva eletrônica, visto o número de componentes? A montagem é, neste caso, especificamente destinada a uma aplicação precisa. Pode-se executar um CCO (ver em outro local deste livro "um CCO simples") com a ajuda de duas portas NAND CMOS, o que nos deixa uma porta que se utilizará para o comparador de fase e uma última porta devendo servir para amplificar o sinal de entrada. A montagem funciona espantosamente bem e as especificações dadas abaixo são consideradas com circuitos integrados de qualquer fabricante:

- gama de frequências (regulável pela ação sobre P2): 25 a 800 kHz, aproximadamente;
- $f_0 = 500$ kHz, desvio = 30 kHz, $f_m = 1$ kHz, $U_s = 45$ mVtt;
- atenuação AM: a 30% AM ≥ 40 dB;
- sensibilidade de entrada, melhor que 2 mV em 50 Ω .

Esses dados se estendem para uma tensão de alimentação $U_b = 6$ V. O consumo de corrente é de 0,6 mA aproximadamente.

Os fanáticos da otimização podem melhorar a montagem. Constatamos, com efeito, que existem grandes diferenças entre as estruturas internas dos diversos 4011, conforme sua fonte.

Constatamos que a sensibilidade é mais elevada para um certo número de 4011 quando a característica de transmissão de uma porta é mais rasa e quando a distância separando as portas for menor. Com um SCL 4011, encontramos as características seguintes (mais favoráveis que as precedentes):



- f_0 : 12,5 a 500 kHz;
- sensibilidade de entrada: 250 μ V (típico) em 50 Ω ;
- consumo de corrente: 250 μ A a $f_0 = 500$ kHz.

O PLL a 4011 é particularmente próprio para a demodulação FM.

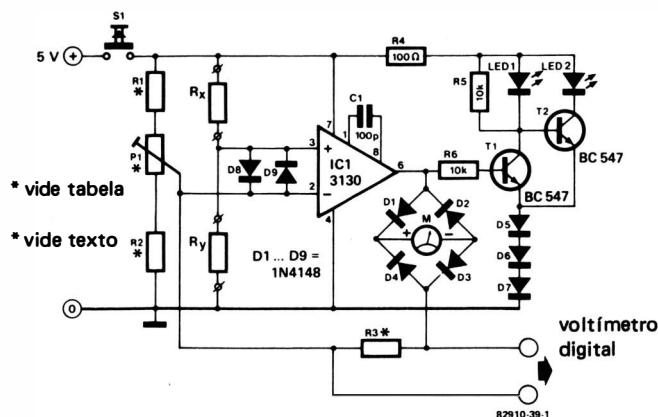
Quando, em um teste, comparamos um PPL monolítico (bem caro) a um PPL de 4011 ficamos surpresos em descobrir que os resultados eram favoráveis a este último, tanto do ponto de vista da relação sinal/ruído como da supressão dos pulsos parasitas (melhor que 6 dB, aproximadamente). É possível adaptar o PPL com o FM de faixa ampliada.

Ponte de medida de resistências

Como regra geral, resistências de 5% de tolerância são suficientes para a maioria dos circuitos publicados neste livro. Entretanto, pode-se apresentar, de tempos em tempos, o caso em que é preciso resistências de tolerância de 1%, ou ainda o caso em que os valores de duas resistências devem ser iguais ou melhor que 1%. É o

caso, por exemplo, dos aparelhos de medida digitais, e é conveniente efetuar uma despesa suplementar para as resistências de alta precisão dos atenuadores, se se quiser explorar a fundo a precisão apresentada por um visualizador digital.

O circuito descrito abaixo permite comparar



duas resistências, R_x e R_y , de mesmo valor nominal, e exprimir sua diferença diretamente em porcentagem. A precisão e a estabilidade do circuito são melhores que 0,1% e é possível medir resistências de valores compreendidos entre 10 Ω e 10 M Ω , desde que não ultrapassem a potência dissipada máxima admissível; por exemplo, as resistências do tipo 1/4 W devem ser superiores a 27 Ω .

O funcionamento do circuito é baseado na ponte de resistências formada por R_x , R_y e no divisor de tensão R_1 , P_1 e R_2 . Se R_1 e R_2 têm exatamente o mesmo valor, a corrente que atravessa a diagonal da ponte será proporcional à quantidade com que R_x e R_y se afastam do valor médio dessas duas resistências. Para pequenas diferenças entre R_x e R_y , a corrente é, de fato, proporcional à diferença entre as duas resistências.

A escala do galvanômetro mostra diretamente a diferença em porcentagem entre as duas resistências "desconhecidas", qualquer que seja a maior das duas. Entretanto, graças à ajuda do comparador simplificado constituído por T_1 e T_2 , mostra-se nos LEDs D_1 e D_2 qual das duas resistências é a maior.

Pode-se adaptar o circuito a uma variedade de aparelhos de medida diferentes. O ideal seria

dispor de um galvanômetro a zero central ou de um voltímetro digital (com entrada flutuante), caso em que se poderia omitir os componentes $D_1 \dots D_7$, $R_4 \dots R_6$, T_1 , T_2 e os dois LEDs.

Um controlador universal dotado de uma escala 0-10 ou 0-30 poderia igualmente servir. A tabela abaixo dá uma lista de outros exemplos de aparelhos de medida possíveis e indica as modificações de componentes correspondentes, bem como a escala de medida obtida. As resistências R_1 , R_2 e R_3 devem ser do tipo bobinado de precisão 1%, ou do tipo de óxido metálico de alta estabilidade.

A calibração do circuito não apresenta qualquer problema. Coloca-se, provisoriamente, P_1 , que será de preferência do tipo multivoltas, de meio curso, e ligam-se ao circuito duas resistências de mesmo valor nominal. Anota-se a leitura do galvanômetro, e em seguida permutam-se as resistências. Se a nova leitura for a mesma que a primeira, não há mais regulagens a fazer. Se não for o caso, é preciso retocar P_1 até obter-se a média das duas leituras. Pode-se, evidentemente, recomençar este processo uma vez mais, a título de controle suplementar.

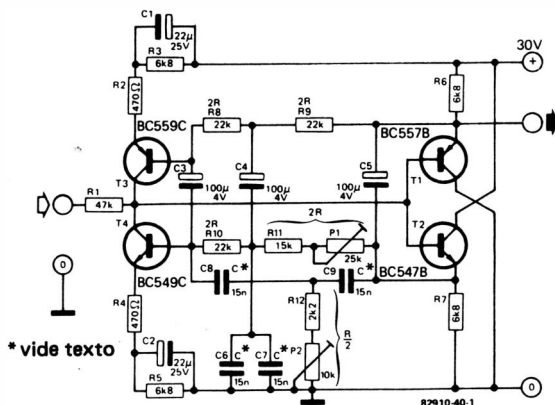
J. Borgman

Tabela

escala	galvanômetro M	$R_1 = R_2$	P_1	R_3	voltímetro digital
0- 3 %	0- 60 μA	1k2	100 Ω	5 k	- 0,3 ... + 0,3 V
0-10 %	0-200 μA	1k2	100 Ω	5 k	- 1 ... + 1 V
0-10 %	0-500 μA	475 Ω	50 Ω	2 k	- 1 ... + 1 V
0-10 %	0-200 μA	1k2	100 Ω	500 Ω	- 0,1 ... + 0,1 V
0- 1 %	0- 50 μA	475 Ω	50 Ω	2 k	- 0,1 ... + 0,1 V

40

Filtro seletivo com rede em duplo T



* vide texto

A montagem se compõe de um emissor-seguidor complementar (constituído por T1 e T2), emissor-seguidor comandado por meio da resistência R1. O emissor de T1 (ou de T2) serve de saída; a componente corrente contínua (CC) pode ser suprimida pela colocação de um circuito RC. A saída da montagem é ligada ao amplificador de equilíbrio, constituído por T3 e T4 [o ganho deste amplificador (A) se calcula pela fórmula seguinte:

$$A = 2R1 : R2 = R4]$$

por meio de um circuito em duplo T (P1, P2, R8... R12, C6... C9). A frequência zero $f_0 = 1 : 2 \pi RC$, do circuito em duplo T, T3/T4 não recebe nenhum sinal de comando; encontra-se, então, na saída, uma tensão de entrada que praticamente não sofreu atenuação. Para todas as frequências diferentes de f_0 , o sinal de entrada se encontra na saída, mas fortemente atenuado. A atenuação máxima para as frequências

extremas (altas ou baixas) atinge 1:A. O fator de qualidade (fator Q) deste filtro seletivo corresponde a aproximadamente A/4, com a restrição de que a atenuação não se torne infinitamente grande quando se atingem frequências muito superiores à frequência de ressonância f_0 .

Este filtro se caracteriza por uma baixa distorção, devido a presença dos estágios de equilíbrio T1/T2 e T3/T4.

Um filtro desse tipo pode muito bem servir de montagem de base para um gerador senoidal ou para um circuito de supressão de distorção.

Os potenciômetros ajustáveis P1 e P2 permitem regular o circuito em duplo T à tensão de saída máxima de T1/T2 à frequência f_0 escolhida. Se R tomar um valor de 11 k, os condensadores C6... C9 terão uma capacidade de 15 n para uma frequência f_0 de 1000 Hz, aproximadamente.

41

Conversor de ondas curtas

Este conversor de ondas curtas, simples e movido a quartzo, é destinado a ser utilizado juntamente com um receptor clássico para ondas médias, como, por exemplo, uma função de auto-rádio. A faixa de ondas curtas selecionada é transposta em frequência para cair em uma faixa de ondas médias, de tal modo que, utilizando um receptor clássico, é possível explorar

as faixas de ondas curtas.

O esquema é o mais simples possível. Quando o interruptor S1 está na posição representada na figura 1, a antena está ligada a um filtro de entrada passa-faixa. Este último é composto de dois circuitos ressonantes LC (L1, C1, C2 e L2, C3, C4) estreitamente acoplados pelo condensador C5.

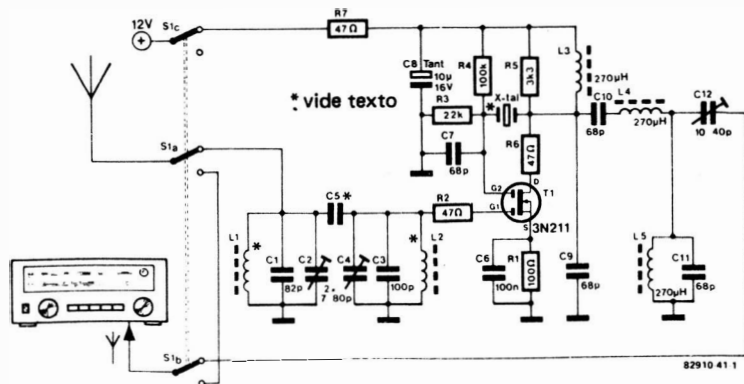


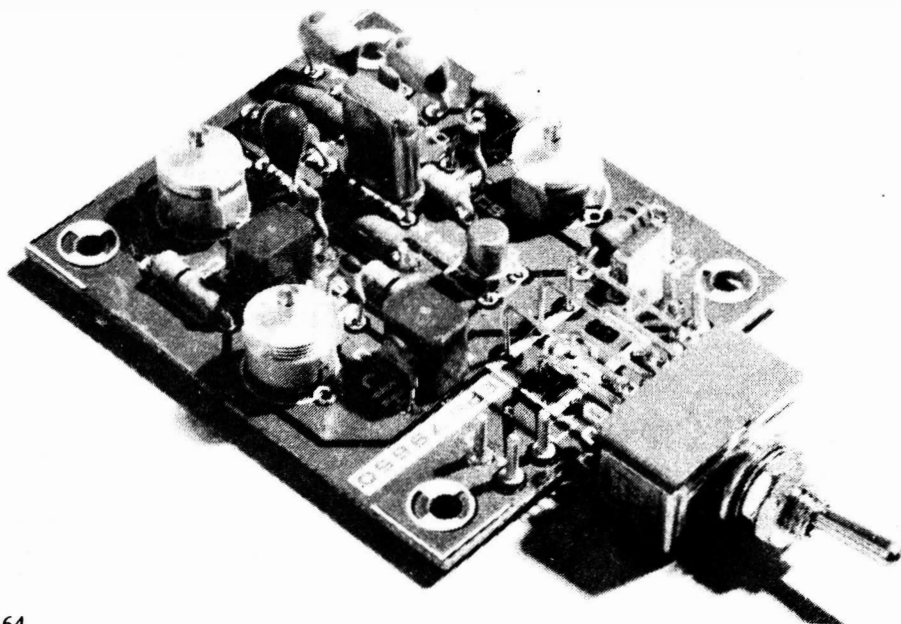
Tabela 1

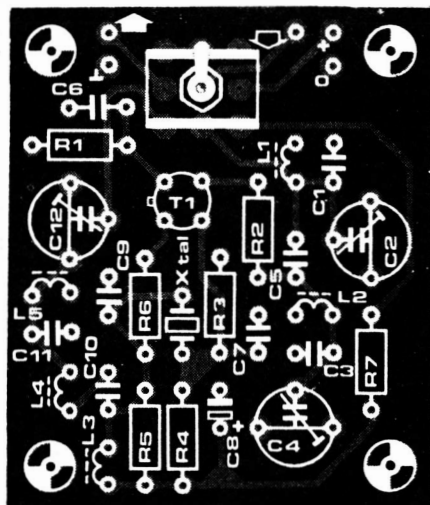
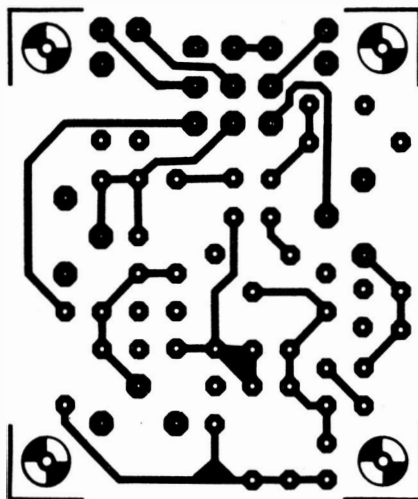
Faixa (metros)	L1,L2 (μH)	C5 (pF)	X-tal (kHz)
75	8,2	10	2300
60	4,7	10	3600
49	3,9	10	4600
41	2,2	8,2	5800
31	1,2	8,2	8300
25	0,82	6,8	10500
19	0,56	5,6	13900
16	0,39	4,7	16400
13	0,27	2,7	20100
11	0,22	2,2	24400

Figura 1. Esquema do conversor de ondas curtas.

Figura 2. Circuito impresso e implantação dos componentes.

Este filtro de entrada é seguido de um estágio misturador auto-oscilante, construído em torno do transistor T1 (trata-se de um MOSFET dupla porta) e de um quartzo. O sinal de saída é enviado à entrada da antena do receptor de ondas médias por meio de um filtro passa-faixa constituído de três circuitos LC (L3/C9, L4/C10 e L5/C11) e do condensador de acoplamento





C12. Servimo-nos do receptor para captar a estação de ondas curtas desejada.

O conversor é pré-regulado em uma faixa particular de ondas curtas.

A tabela 1 indica quais são os valores que é preciso dar a L1, L2, C5 e ao quartzo para receber diversas faixas de ondas curtas. Se se desejar receber várias faixas diferentes, é preciso comutar todos estes componentes; nesse caso, é mais simples e mais prático executar vários conversores.

É possível que, em alguns casos, a faixa de ondas curtas não caia exatamente no local de regulação do receptor para ondas médias. Pode-se sempre, se for necessário, utilizar um quartzo de uma frequência ligeiramente diferente.

O processo de alinhamento é simples:

- Posiciona-se sobre uma estação de radiodifusão de ondas curtas que é transposta para uma frequência de aproximadamente 1400 kHz e regula-se o condensador C12 para ter um sinal de saída máximo.
- Procura-se, em seguida, uma estação de ondas curtas cuja frequência caia, aproximadamente, nos 1500 kHz (na faixa de ondas médias). Regula-se o condensador C4 para ter um sinal de saída máximo.
- Procura-se, finalmente, uma estação cuja frequência caia aproximadamente em 1300 kHz. Regula-se, então, o condensador C2 para ter um sinal de saída máximo.
- Retomam-se as regulagens de C4 e de C2 até que não se observe mais nenhuma melhoria.

Por outro lado, é evidente, quando se examina

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 100 Ω
 R2, R6, R7 = 47 Ω
 R3 = 22 k
 R4 = 100 k
 R5 = 3 k3

Condensadores:

C1 = 82 p
 C2, C4 = 7 ... 80 p ajustável
 C3 = 100 p
 C5 = ver tabela
 C6 = 100 n
 C7, C9, C10, C11 = 68 p
 C8 = 10 μ /16 V tântalo
 C12 = 10 ... 40 p ajustável

Semicondutores:

T1 = 3N211

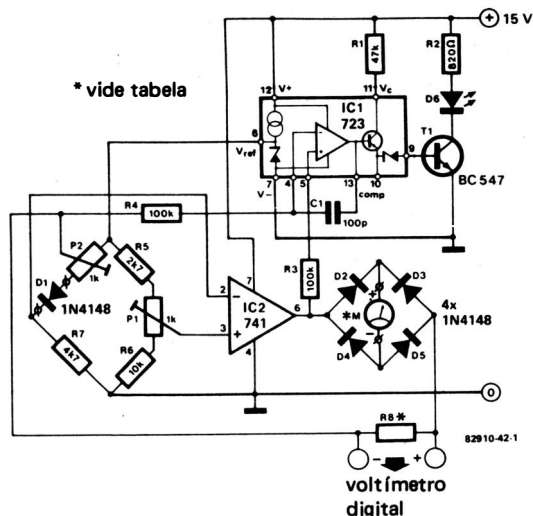
Bobinas:

L1, L2 = ver tabela
 L3, L4, L5 = 270 μ H

Diversos:

X-tal = ver tabela
 S1 = inversor triplo

o esquema da figura 1, que a outra posição do interruptor S1 assegura a conexão direta da antena ao receptor para ondas médias, e corta a alimentação do conversor.



O circuito aqui descrito utiliza um diodo polarizado ao inverso como captador de temperatura. A tensão inversa de um diodo diminui aproximadamente 2 mV para um aumento de temperatura de 1 °C. Como este coeficiente de temperatura negativo é constante em relação à temperatura ambiente, a escala deste termômetro é linear.

O coeficiente de temperatura de um diodo é nitidamente inferior ao de um CTN. Mas não é possível obter, com este, uma escala linear em um grande local. O emprego de um diodo se justifica, portanto, pelo grande local linear que se pode obter e pela grande facilidade de calibração.

O diodo captador D1 é um 1N4148 que pode facilmente ser montado fora do circuito. Ele é colocado em um ponto formado igualmente por P1, P2, R5, R6 e R7. Uma tensão de referência é fornecida por um 723. Pode-se, portanto, aplicar à entrada não inversora de IC1

uma tensão de referência variável por meio de R5 e de P1. Supondo que a ponte tenha sido inicialmente equilibrada ajustando P1 e P2, as variações da tensão inversa do diodo, devidas às variações de temperatura, farão variar a tensão de saída de IC2 positivamente ou negativamente, conforme a temperatura seja positiva ou negativa.

Utilizando uma ponte de diodos (D2... D5), mostra-se somente o valor da temperatura. Seu sinal é obtido utilizando o 723 como comparador: a tensão de saída de IC2 é aplicada à entrada não inversora, e a tensão de referência à entrada inversora. Se o circuito for calibrado para um limite a 0 °C, quando a temperatura diminuir, a tensão inversa do diodo aumenta e, portanto, a tensão na entrada inversora de IC2 diminui. A tensão de saída de IC2 aumenta, por conseguinte, ao mesmo tempo que a entrada não inversora de IC1. Sua saída satura o transistor T1, o qual acende o LED. Quando a tempe-

Tabela

escala	galvanômetro M	temperatura	R8	voltímetro digital
0-30	0-300 μ A	- 30 ... + 30 °C	1 k	- 0,3 ... + 0,3 V
0-30	0-100 μ A	- 30 ... + 30 °C	3 k	- 0,3 ... + 0,3 V
0-50	0-300 μ A	- 50 ... + 50 °C	1,67 k*	- 0,5 ... + 0,5 V
0-50	0-500 μ A	- 50 ... + 50 °C	1 k	- 0,5 ... + 0,5 V
0-100	0-1 mA	- 100 ... + 100 °C	1 k	- 1 ... + 1 V

* 2 x 3k32 em paralelo

ratura passa para abaixo de zero, produz-se o inverso e o LED é, portanto, apagado.

A resistência R8 permite utilizar um voltímetro numérico (de entrada flutuante). A tabela dá os valores de R8 conforme a gama de temperatura e as características dos instrumentos utilizados. Bem-entendido, se se utiliza um voltímetro digital, o galvanômetro, D2... D5, R1... R4, T1 e o LED são omitidos.

O circuito pode ser calibrado colocando o diodo no gel em fusão. Estando P2 provisoria-

mente no meio curso, P1 é ajustado para obter 0 V na resistência R8. Mergulha-se em seguida D1 na água em ebulição e atua-se sobre P2 de modo a encontrar uma tensão de 1 V em R8. Repete-se tudo novamente até um resultado ótimo. É preferível, para obter uma boa precisão, utilizar água destilada ou desmineralizada. Seria necessário que as resistências R5... R8 fossem do tipo 1% de camada metálica.

J. Borgman

43

Oscilador senoidal

Certas condições sendo respeitadas, se a saída de um filtro de faixa for conduzida à entrada, obtém-se um oscilador senoidal. Por si, a idéia não é nova, mas aqui a realização é original.

A saída do filtro variável, constituída por A1... A3, R7... R11, C1 e C2 é conduzida, a partir da saída de A2, em direção à entrada (lado direito de R7). A amplitude do sinal de saída é estabilizada por meio do FET T1, que constitui, com R1, um atenuador comandado sob tensão. A tensão de comando é derivada da saída de A1, passando por um circuito diodo-resistência e pelo integrador A4.

O sinal senoidal é disponível à saída de A1, de A2 e de A3. Como A2 e A3 são montados como integradores, isto é, em filtros passa-

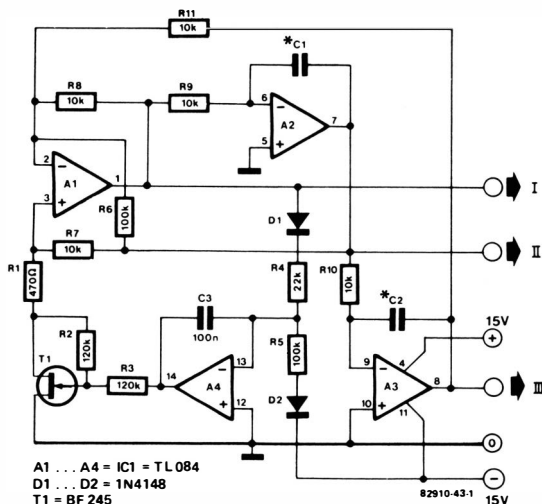
baixos, a distorção na saída III será menor que a presente na saída II, que, por sua vez, será menor que a existente na saída I. Os integrantes têm um ganho de 1 à frequência de ressonância do circuito.

O valor apropriado de C1 e C2 pode ser assim calculado:

$$C1 = C2 = 16/f$$

em que f é expresso em quilohertz e C em nanofarad.

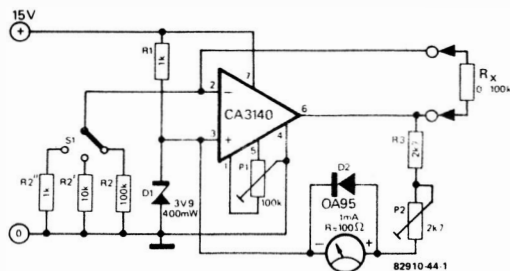
G. Schmidt



* vide texto

44

Ohmímetro



Se se dispõe de um CA 3140, é possível construir um ohmímetro simples: marca-se diretamente a escala do galvanômetro em ohms. Vejamos como isso funciona.

A tensão aplicada na entrada não inversora permanece constantemente em 3,9 volts. Se se substitui R_X por um ponto de encordoamento, a tensão disponível na saída será de 3,9 volts, igualmente porque a entrada inversora pode atingir o mesmo nível de tensão que a primeira entrada (a entrada não inversora). Isso somente é possível se a tensão de composição (offset) tenha sido corretamente ajustada pela ação sobre P1. Essa regulação pode ser feita colocando P2 em sua resistência mínima e dando a R_X o valor de 0 Ω , fazer de sorte que o galvanômetro indique 0, atuando sobre P1. Se P1 estiver bem ajustada, o galvanômetro deve indicar zero, mesmo se se inverte momentaneamente sua polaridade. A entrada inversora deste circuito integrado possui uma impedância muito elevada, o que nos permite considerar a corrente atravessando R_X como sendo igual à que atravessa R2. Se R_X for igual a R2, as tensões aplicadas aos bornes de R_X e de R2 são também iguais (3,9 volts).

A tensão existente na saída do CA 3140 atinge então 7,3 volts, o que faz com que a tensão aplicada ao galvanômetro e à resistência que o precede seja de 7,8 V menor que a tensão zener. O potenciômetro P2 permite ajustar o valor da corrente que atravessa o galvanômetro quando de um debatimento à plena escala.

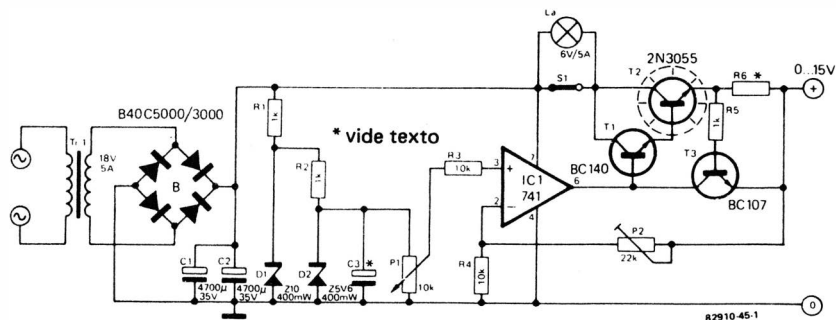
Sabendo que a tensão no ponto 2 é sempre igual a 3,9 volts e que por isso a corrente que atravessa R2 permanece constante, a corrente atravessando R_X é também constante. A tensão existente nos bornes de R_X é, portanto, proporcional à resistência de R_X . A tensão aplicada ao galvanômetro e à sua resistência pré-escalar é

igual à tensão nos bornes de R_X (os dois sistemas estando ligados entre um nível de tensão de 3,9 volts e a saída do circuito integrado). A tensão existente na malha em que se encontra R_X é proporcional ao valor desta resistência. A corrente atravessando o galvanômetro é proporcional à tensão existente nos bornes deste; por isso, a resistência R_X determina a corrente que atravessa o galvanômetro. O comutador S1 permite dar diferentes valores a R2. A melhor maneira de proceder consiste em escolher um valor de R2 que é sempre superior ao de R_X . É, com efeito, possível assim fazer corresponder o debatimento em plena escala ao valor da resistência comutada, o que simplifica, por um lado, a regulação e mais tarde a leitura da medida.

Quando da marcação em escala, a resistência R_X deve ter uma precisão de 1%; há igualmente uma exigência a respeitar para as resistências R2. O valor máximo para R2 depende do erro máximo de medida admissível. Quando se sabe que a impedância de entrada das entradas é de 1,5 T Ω (teraohms = 10^{12} Ω), vê-se que é possível, com a ajuda dessa montagem, medir resistências de valor bastante alto.

45

Alimentação estabilizada simples



A tensão de saída desta alimentação sem pre-tensão pode ser escolhida em uma gama relativamente grande, indo de alguns volts a 15 V. Os dois diodos zener colocados no circuito são destinados a aumentar o fator de estabilização da montagem.

Quando o aparelho é posto sob tensão, a tensão de saída aumenta conforme uma curva exponencial ($I = R2 \cdot C3$). Se a capacidade de C3 for de 1000 µF, a constante de tempo será de 1 segundo. Pode-se, assim, ligar cargas tendo uma baixa resistência a frio sem que elas "puxem" uma corrente muito grande.

P1 permite regular a tensão de saída no valor desejado. P2 permite, por sua vez, fixar de uma só vez a 15 V a tensão de saída máxima.

O transistor T3, de comum com R6, faz com

que o valor máximo de corrente na saída não seja ultrapassado. Calcula-se o valor de R6 com ajuda da seguinte fórmula:

$$R6 = 0,7 V : I_{max}$$

Se escolhermos uma corrente máxima de saída de 5 A, a resistência R6 terá um valor de 0,14 Ω.

Deve parecer evidente que, em caso de tensão de saída baixa e de corrente de saída elevada, a dissipação de T2 se torna muito grande. É o motivo da colocação na montagem de uma ampola que pode ser colocada em linha de coletor de T2, o que permite, quando de sua entrada no circuito, fazer cair a tensão aplicada.

É indispensável dotar o 2N3055 de um radiador de dimensões adequadas (relativamente grande).

46

Minuteria de cozinha

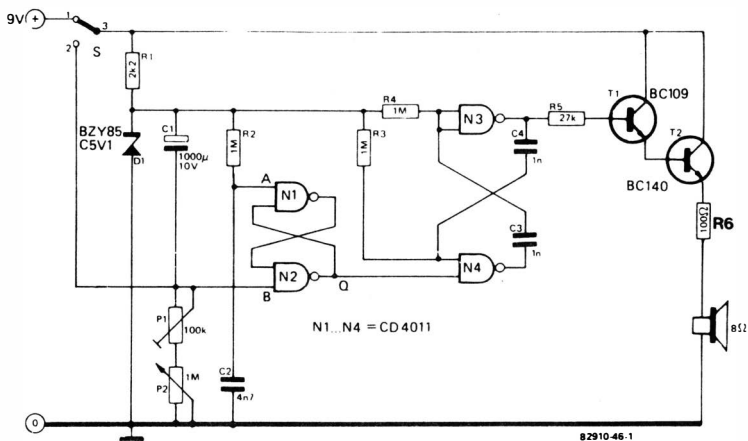
A minuteria descrita nesta montagem não custa realmente muito. Ela permite apresentar um tempo de duração compreendido entre 1 e 17 minutos; ligeiras modificações permitem utilizá-la para outros tempos de duração.

Antes da entrada sob tensão do aparelho, os condensadores C1 e C2 são descarregados. Quando o aparelho é colocado em funcionamento (posição 1), a entrada A da balsa N1/N2 se torna, durante alguns instantes, suplementar ao nível lógico baixo; a saída Q de N2 passa por isso ao mesmo nível lógico. Nessas condições, o multivibrador N3/N4 é bloqueado.

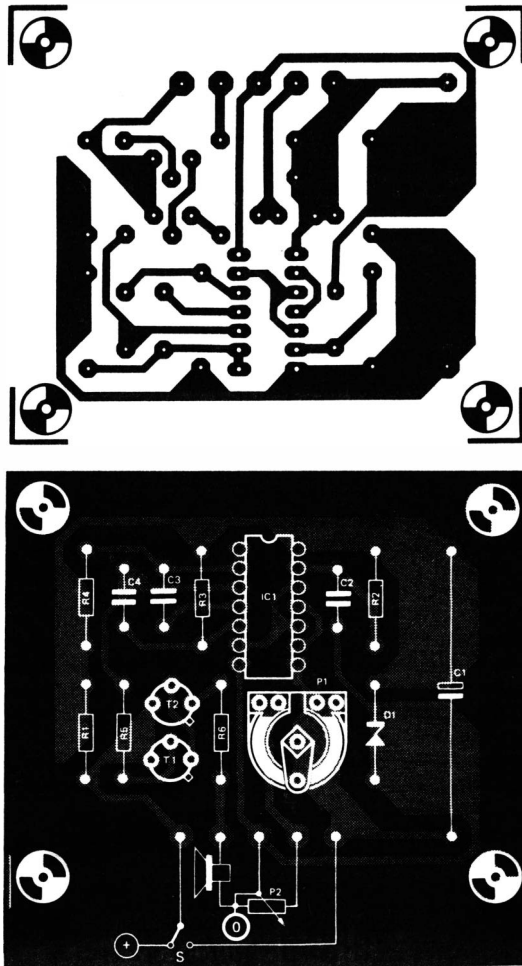
O condensador C1 se carrega por meio dos potenciômetros P1 e P2. Quando a tensão no ponto B cai abaixo do limite de destravamento da balsa, esta oscila e o multivibrador arranca. As características de basculamento da balsa permitem evitar um basculamento muito lento. A tensão retangular produzida é amplificada por T1 e T2 e transmitida em seguida ao alto-falante.

Quando do corte da montagem (S na posição 2), o condensador se descarrega rapidamente através de R1, de modo que, em caso de religação da montagem, C1 só terá uma carga resi-

1



2



Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 2k2

R2,R3,R4 = 1 M

R5 = 27 k

R6 = 100 Ω

P1 = 100 k ajustável

P2 = 1 M

Condensadores:

C1 = 1000 μ F/10 V

C2 = 4n7

C3,C4 = 1 n

Semicondutores:

D1 = diodo zener 5,1 V ou BZY 85

T1 = BC 109

T2 = BC 140

IC1 = CD 4011

Diversos:

S = inversor

pequeno alto-falante 4...8 Ω

dual que teria o efeito de reduzir a duração pré-fixada.

Aferição

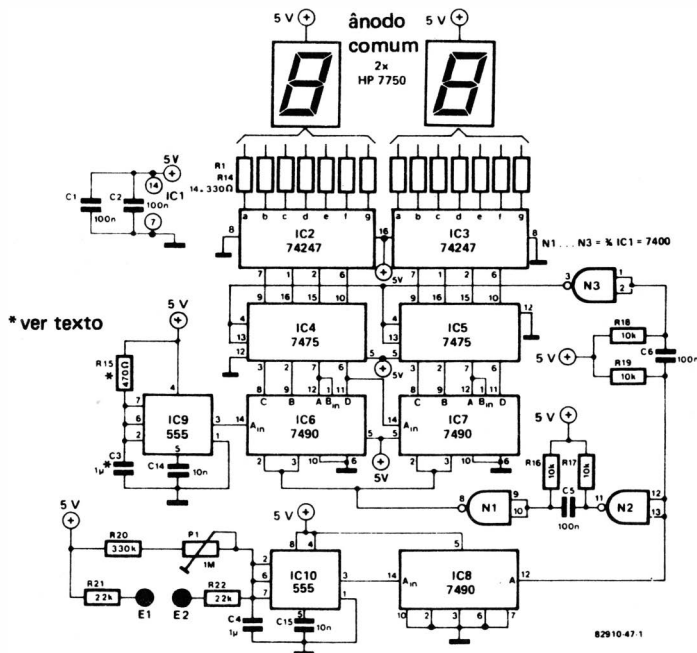
1. Colocar P1 nos entornos da posição média e ajustar P2 de maneira a obter um tempo de duração de 1 minuto.
2. Colocar P2 na posição extrema (máxima) e medir o tempo de duração obtido.
3. Dividir em seguida linearmente a escala de P2 entre as duas marcas de durações definidas anteriormente.

Jeans Wittje

47

Controlador de stress

1



O número crescente de doenças provocadas pelo stress tem feito aumentar o interesse para os diversos métodos de *training* "autógeno", a fim de desenvolver a prática do relaxamento. Em particular, diferentes tipos de circuitos de "bio-feedback" têm sido divulgados segundo o princípio da vigilância de determinadas funções fisiológicas (ritmo cardíaco, temperatura do corpo, atividade cerebral, etc.), que os torna controláveis pela consciência.

O circuito descrito aqui mede o estado de tensão do indivíduo, por meio da resistência elétrica de sua pele. É o mesmo princípio que os "detetores de mentira", se bem que para estes o mais importante é a interpretação da resposta às perguntas inocentes ou às perguntas de algibeira que se faz ao indivíduo.

As variações da resistência da pele (entre os eletrodos E1 e E2) modificam a frequência de um oscilador construído em torno de um temporizador 555 (IC10). Esta frequência é dividida por um 7490 (IC8) e comanda a entrada da inicialização dos contadores IC6 e IC7. Assim, o período dos pulsos vindo de IC10 determina o número de pulsos contados, fornecidos por um outro oscilador (IC9). As saídas do contador são decodificadas e a tensão relativa do indivíduo é apresentada em dois mostradores de sete segmentos.

A frequência do segundo oscilador, que é igualmente executado em torno de um 555, é fixada por C3 e R15. Acrescentando o circuito da

2

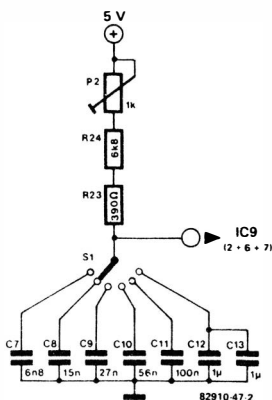


figura 2, várias gamas de frequências podem ser obtidas, o que permite ajustar a sensibilidade do aparelho. Inicialmente, P1 será regulado em uma posição "neutra".

Dois anéis de metal, cada um em um dedo do indivíduo, formam excelentes eletrodos. Eles serão ligados aos pontos E1 e E2 do circuito por comprimentos de fio adequados. O consumo do circuito é de aproximadamente 400 mA. Para evitar qualquer risco de choque elétrico, é preciso utilizar somente alimentação por pilhas ou baterias.

J. Mulke

48

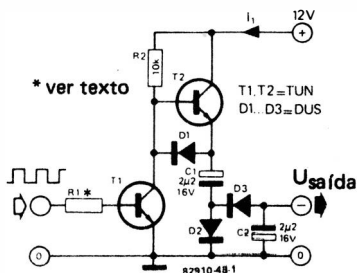
Tensão negativa a partir de uma tensão positiva

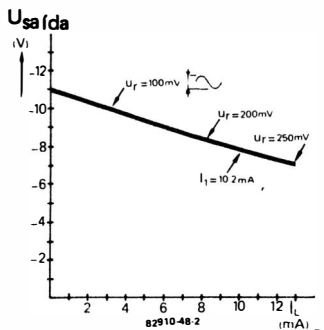
Ocorre frequentemente que um topa-tudo tenha necessidade de várias tensões de alimentação, quando se dispõe somente de uma fonte de tensão. A montagem seguinte permite obter uma tensão negativa a partir de uma tensão positiva. A corrente de comando de 1 mA atravessando R1 é retirada de um oscilador produzindo um sinal retangular ($f = 10$ kHz aproximadamente, relação cíclica: 50%).

Quando um nível lógico baixo é aplicado à entrada (R1), o transistor T1 é bloqueado; toda corrente atravessando R2 é utilizável como corrente de base para T2. O condensador C1 se carrega então à ajuda da corrente do emissor de T2; o diodo D2 é passante. A tensão nos bornes de C1 é praticamente igual à tensão de alimentação.

O nível lógico aplicado à entrada se torna alto. T1 é então levado à saturação e o pólo positivo de C1 se encontra ligado à massa (em função da tensão da soleira). O pólo negativo de C1 está agora muito negativo com relação à massa,

1





e isso põe em funcionamento um processo de transferência de cargas entre C1 e C2, por meio do diodo condutor D3. A saída U_s se torna negativa com relação à massa. Após alguns "intervalos" (sinais retangulares), a tensão de saída atinge 11 volts, aproximadamente. A curva anexa mostra como a tensão de saída diminui quando a corrente de carga aumenta, enquanto a tensão de roncamento também aumenta.

49

Testador lógico universal

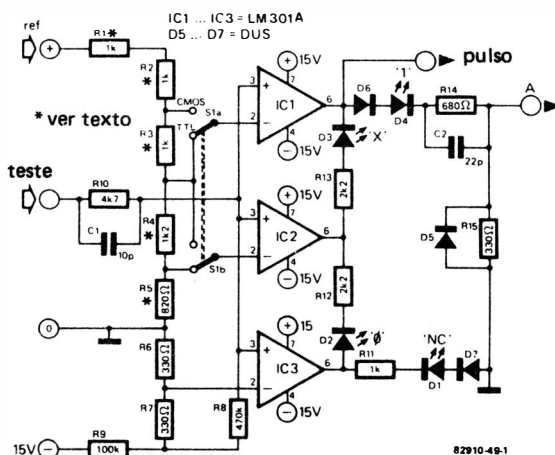
Este testador lógico pode ser utilizado tanto com circuitos TTL como com circuitos CMOS ou outras famílias lógicas apresentando características semelhantes. Além da indicação habitual dos estágios lógicos, 0 e 1, ele indica também os níveis indeterminados e os circuitos no ar.

Nos circuitos TTL, uma tensão inferior a 0,8 V é reconhecida como nível lógico baixo (ou "0" lógico) e uma tensão superior a 2 V é reconhecida como nível lógico alto (ou "1" lógico). Uma tensão compreendida entre estes dois valores é considerada como correspondente a um nível lógico indeterminado. A lógica CMOS pode trabalhar em uma gama de tensões de alimentação maior que o TTL, tipicamente de 3 a 18 V. Os níveis lógicos CMOS não são defi-

nidos em valor absoluto, mas em porcentagem da tensão de alimentação. O nível lógico alto está a mais de 60% da tensão de alimentação e o nível lógico baixo está abaixo de 40%. As tensões compreendidas entre estes limites correspondem a níveis indeterminados.

Uma sonda lógica deve ser capaz de distinguir entre níveis lógicos alto, baixo e indeterminado. Quando se utiliza um testador lógico, podem-se encontrar também circuitos no ar. Isso pode se produzir quando o contato da sonda não é bom, ou quando o circuito é defeituoso. Ocorre

Figura 1. Esquema de princípio do testador lógico permitindo reconhecer os níveis alto, baixo e indeterminado, bem como os circuitos no ar.



também, às vezes, que os pinos não estejam ligados a nada (designados por NC ou não conectados nos terminais de características dos fabricantes). Um testador lógico deve ser capaz de distinguir um circuito no ar dos outros níveis lógicos.

Esquema

O circuito do testador lógico é representado na figura 1. Utilizam-se três comparadores de tensão para detectar as 4 possibilidades de entrada. Os bornes “ref +” e “0” do testador estão ligados à alimentação do circuito lógico a testar. Com uma tensão de alimentação de 5 V e S1 sendo ligado a um TTL, obtém-se 2 V na entrada inversora de IC1, 0,8 V na entrada inversora de IC1 e 0,9 V na entrada inversora de IC2. Comutando S1 em posição CMOS, as tensões de referência são respectivamente 60% e 40% da tensão de alimentação do circuito a testar.

A entrada inversora de IC3 recebe uma tensão de aproximadamente - 50 mV a partir da própria alimentação do testador (± 15 V) através do divisor constituído por R6, R7 e R9. Quando a entrada da sonda ultrapassa 2 V, as saídas dos três comparadores passam ao nível lógico alto, o que faz com que somente o LED D4 se ilumine. Se a tensão de entrada se achar entre 2 V e 0,8 V, são as saídas de IC2 e de IC3 que passam ao nível lógico alto, a saída de IC1 se acha no nível lógico baixo, o que provoca a iluminação do LED D3. Este LED significa que o nível lógico não está definido. Quando a entrada do testador está no ar, as entradas não inversoras dos três comparadores se acham levadas a - 100 mV por R8. As saídas dos três comparadores vão se achar negativas, o que vai acender o diodo eletroluminescente D1. Se a entrada do testador for ligada a uma tensão

compreendida entre 0 V e o limite superior do 0 lógico, a saída do comparador IC3 se torna positiva e D2 se acende graças à corrente que o atravessa da saída de IC3 à saída de IC2, indicando o “0” lógico. Para as tensões compreendidas entre o 0 lógico e o 1 lógico, a saída de IC2 se torna também positiva. D2 se apaga e D3 se ilumina, graças à corrente que o atravessa da saída de IC2 à saída de IC1. Este diodo eletroluminescente indica o nível indeterminado “X”. Quando o limite inferior do “1” lógico é ultrapassado, a saída de IC1 se torna positiva. D3 se apaga e D4 se acende, indicando assim o “1” lógico.

Indicador de pulso

Até aqui, o estudo foi limitado à indicação dos estados lógicos estáticos. Mas, freqüentemente encontramos também nos circuitos lógicos pulsos isolados ou por trens. Trens de pulsos com uma relação cíclica da ordem de 50% vão fazer iluminar por sua vez D2 e D4, com uma luminosidade reduzida. E se a relação cíclica é muito grande ou muito pequena, somente um desses dois diodos vai se iluminar de modo contínuo.

Assim, pulsos breves serão completamente ignorados. Para resolver este problema, pode-se utilizar o “amplificador de pulsos” da figura 2. A ampliação dos pulsos é efetuada por um mono-estável cujo pulso de saída dura aproximadamente 200 ms. Quando um pulso aparece no ponto marcado “pulso”, na figura 1, que está ligado à entrada do amplificador de pulsos, o mono-estável é destravado e o diodo eletroluminescente se ilumina durante aproximadamente 200 ms. Isso é suficientemente longo para que esta indicação seja visível. Se a freqüência dos pulsos for superior a 5 Hz, D10 será continuamente iluminado.

A saída A fornece um pulso, compatível com a lógica TTL, que pode atacar um contador de freqüência simples ou outros circuitos. Para os que não têm necessidade de uma saída dessas, suprimir C2 e D5 e substituir R14 e R15 por uma única resistência de 1 k Ω . É possível substituir os LM301A por LM324 para IC1, 2, 3 e 4.

2

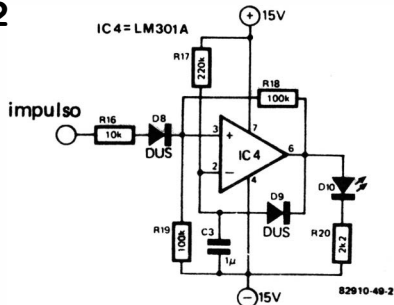


Figura 2. Um mono-estável “amplificador de pulso”.

“Frequência-piloto ou não frequência-piloto”, eis a questão. Qualquer que seja a situação, esta montagem procura saber, a seu modo, se uma emissão de FM é feita em estéreo ou em mono e se encarrega de colocar em (ou fora de) função, conforme o caso, o decodificador estéreo e a indicação luminosa correspondente.

Alguns emissores de FM de países limítrofes emitem sempre a frequência-piloto de 19 kHz que põe em funcionamento o decodificador estéreo, mesmo que o programa seja em mono. Esta técnica põe sempre em funcionamento o indicador luminoso e o único modo de se levar em conta se um programa é ou não em mono é seu ouvido. Encontramo-nos em presença de uma emissão mono com um ruído estéreo. E isso, a menos se se manobrar continuamente o inversor mono/estéreo.

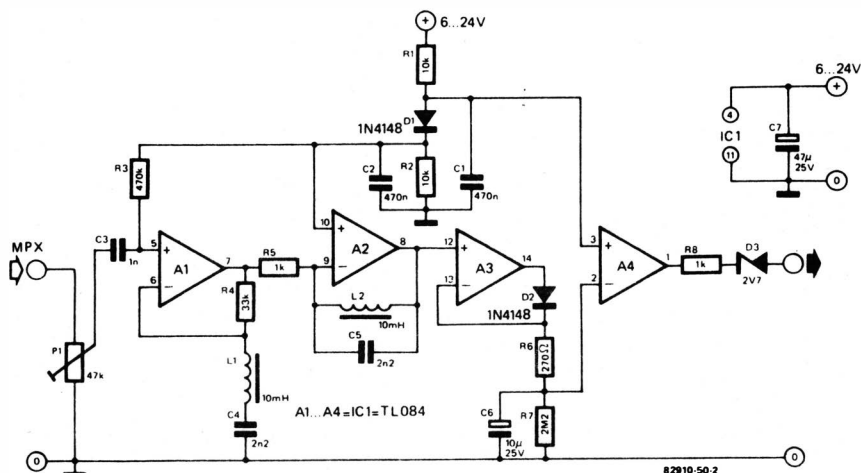
Mas as coisas podem se arranjar graças ao inversor mono/estéreo automático descrito a seguir. Esta montagem pode, com efeito, ser associada a qualquer circuito integrado decodificador estéreo que, dadas duas dimensões reduzidas, pode facilmente ser colocado em qualquer *tuner*; ele assume a função de inversor mono/estéreo normal e somente põe automaticamente em função o decodificador estéreo quando a emissão recebida for realmente em estéreo. Se a emissão for em mono, mesmo que ela se apresente na frequência-piloto de 19 kHz, o decodificador ficará fora de funcionamento.

A montagem

A figura 1 dá o esquema do inversor mono/estéreo automático. A montagem, que não compreende mais que um circuito integrado, adicionada de um punhado de condensadores e de resistências, é constituída por um amplificador seletivo (A3) e por um amplificador de corrente contínua (CC) A4. O objetivo desses dois estágios é detectar, com a ajuda do amplificador seletivo, a presença, no sinal de BF que lhe é aplicado, de um componente preciso que indica que ele se trata de um sinal estéreo MPX e, conforme a existência (ou não) deste componente, de transformá-lo em um nível CC que se encontrará na saída. Este nível CC pode ser utilizado como tensão de comando de um transistor que colocará em funcionamento a seleção mono/estéreo de um circuito integrado decodificador estéreo.

O amplificador seletivo construído com a ajuda de A1 e de A2 é combinado, com a ajuda de pequenas redes bem ajustadas, em uma pequena faixa cuja frequência é de 35 kHz. Esta pequena faixa de frequência faz parte da faixa lateral inferior do canal denominado S (23 kHz. . . 38 kHz) de um sinal estéreo MPX. Se esta pequena faixa estiver efetivamente presente no sinal recebido, ele é transmitido à entrada inversora do amplificador A4, após ter sido amplificado (A1/A2) e detectado (A3). A tensão existente nesta última entrada será superior à reinante

1



na entrada não-inversora, o que faz com que a saída do amplificador operacional se encontre em um nível baixo de tensão. Se, em outra hipótese, o sinal recebido não for estéreo e não contiver por este motivo a pequena faixa de 35 kHz, esta última não pode ser, evidentemente, detectada e a tensão reinante na entrada não-inversora de A4 será mais elevada que a existente em sua entrada inversora. A saída de A4 se encontra assim a um nível de tensão elevado.

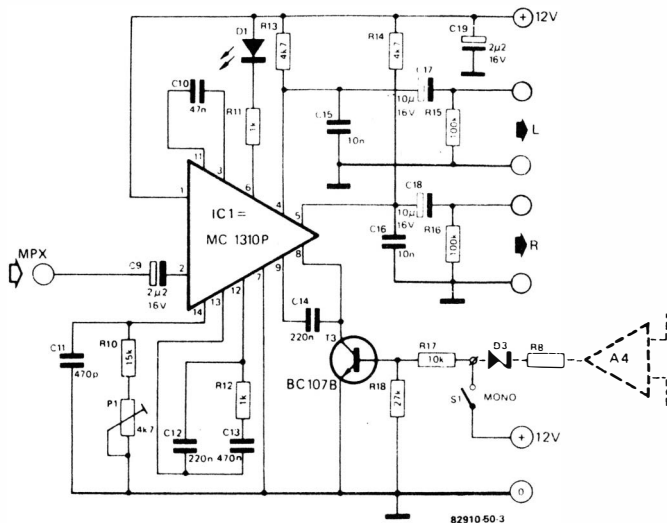
A figura 2 mostra claramente o caminho seguido para transformar esta corrente contínua variável, disponível na saída da montagem, em

um sinal utilizável em seguida. Este esquema utiliza o “bom velho” decodificador estéreo MC 1310P, de modo a ilustrar bem como efetuar a conexão da montagem do inversor mono/estéreo automático da figura 1. O seletor mono/estéreo S1 pode ser deixado no lugar.

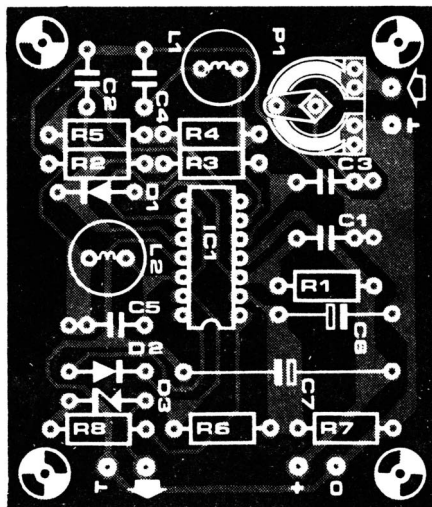
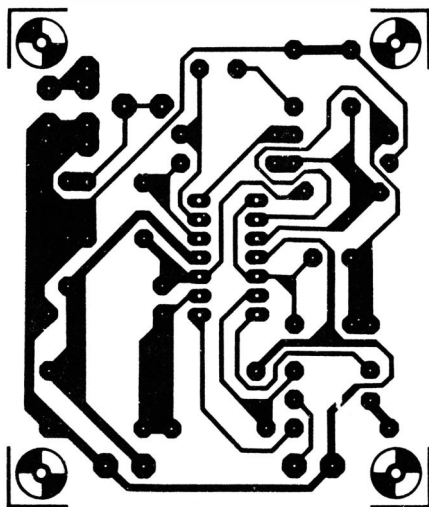
Construção

Os amplificadores A1... A4 são amplificadores operacionais a FET; um circuito integrado tal como o TL084 contém 4 deles. A representação

2



3



do circuito impresso correspondente (figura 3) mostra que a montagem é de dimensões reduzidas.

Como indica o esquema da figura 1, somente existe um único ponto de regulação: o potenciômetro ajustável P1. Este último determina a sensibilidade de entrada e deverá ser ajustado quando da recepção de uma emissão estéreo de potência média, de maneira que o decodificador estéreo se ponha em funcionamento desde a recepção da música e seja posto fora de funcionamento 20 segundos aproximadamente após a parada deste, quando somente o ruído é audível. Se a sensibilidade escolhida for muito baixa, o decodificador estéreo nunca será recolocado em funcionamento se a recepção for muito fraca; enquanto que, em caso contrário (sensibilidade muito elevada), ele será posto em funcionamento mesmo em presença de somente ruído; a boa posição de P1 não é muito difícil de achar.

O sinal aplicado na entrada quer variar entre 4 mV e 100 mV_{eff}, aproximadamente. O tempo de resposta da montagem é muito curto, pois é de 2,7 ms; o tempo de queda é, por sua vez, nitidamente maior pois, como havíamos assinalado anteriormente, ele atinge 20 segundos aproximadamente.

Sabendo que o nível da tensão de alimentação é muito pouco crítico (podendo ser escolhido entre 6 V e 24 V), é muito fácil encontrar esta tensão de alimentação em numerosos locais no

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2 = 10 k
R3 = 470 k
R4 = 33 k
R5 = 1 k
R6 = 270 Ω
R7 = 2M2
R8 = 1 k
P1 = 47 k ajustável

Condensadores:

C1, C2 = 470 n
C3 = 1 n
C4, C5 = 2n2
C6 = 10 μ /25 V
C7 = 47 μ /25 V

Semicondutores:

IC1 = TL084
D1, D2 = 1N4148
D3 = zener 2V7

Diversos:

L1, L2 = self de choque 10 mH

interior do receptor.

Última observação: o consumo de corrente é muito baixo; ele é de 6 mA aproximadamente para uma tensão de alimentação de 12 V.

51

Caixa de ruído

A caixa que apresentamos aqui é especial e muito divertida, pois emite sons de textura muito particular quando se entra em contato com os eletrodos que ela contém.

O objetivo do sistema é colocar uma certa resistência entre os eletrodos que esta caixa contém, quer pela presença de um ser humano ou com a ajuda de utensílios normalmente utilizados durante uma refeição.

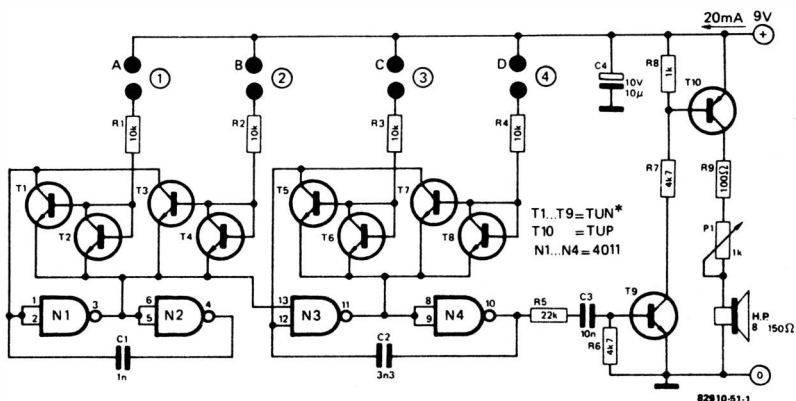
Vê-se que a montagem possui 4 pares de eletrodos aos quais se pode ligar utensílios de qualquer espécie, tornando-se então possível transformar o jantar de 4 pessoas em um evento músico-culinário. A montagem compreende 2 CCO (ver um "CCO simples"), dos quais o primeiro serve de porta para o segundo. Sabe-se que, quando da execução de configurações desse tipo, é fácil fazer nascer fenômenos de sincronização; isto significa que, mesmo quan-

do 4 pessoas utilizam a montagem, os sons produzidos podem muito bem permanecer "musicais".

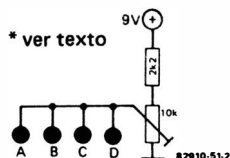
Em uso normal (por pouco que se possa falar da utilização normal de um dispositivo desses), os transistores T1... T8 podem ser TUN comuns. Se a resistência entre os eletrodos atinge valores muito elevados, a frequência corre o risco de estar na borda fraca; é preferível, nessas condições, substituir os TUN por transistores da família BC, tais como BC549C (por exemplo). Chega-se a esse tipo de resistência elevada quando duas pessoas se colocam "em série" entre dois eletrodos para ver os sons que produzem seu contato físico.

Se se escolhe colocar entre os eletrodos uma baixa resistência, os pontos A, B, C e D podem ser ligados a um divisor de tensão, graças ao qual é possível regular a frequência de "saída".

1



2



* ver texto

Dado o uso previsto para a montagem, somente pode ser questão de executar uma alimentação com pilhas (segurança inicial). Quando se trabalha com volume máximo, o consumo de corrente não ultrapassa 20 mA aproximadamente.

52

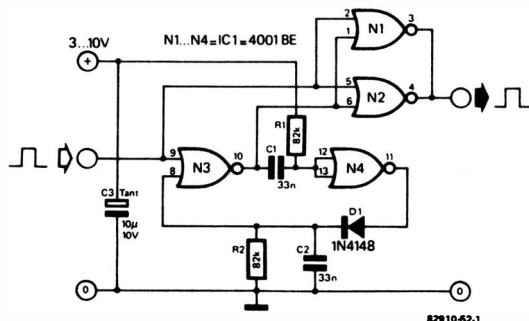
Inversor de sentido de rotação para servo

Numerosos modelistas têm, sem dúvida, descoberto, ou descobrirão, um dia ou outro, que a posição desejada de um servo nem sempre corresponde ao sentido de rotação desejado. Quando um caso como o citado abaixo se apresenta, a pequena montagem descrita aqui pode se apresentar como uma solução simples. O consumo da montagem é muito reduzido, bem como suas dimensões. Não há fenômenos de influência de temperatura a temer, dada sua

construção simétrica.

O melhor modo de colocar um servo é achar uma posição tal que ele faça o menor ângulo possível com o eixo de comando. É importante que o sentido de rotação do servo corresponda ao da ação sobre a mancha de comando; consideremos um exemplo: um movimento do manche de comando para a esquerda deve produzir um movimento para a esquerda do modelo. Acontece, em alguns casos, que esses dois movi-

1



mentos são opostos, o que põe o modelista diante do dilema de se lançar ou em uma modificação complexa do eixo de comando, ou em uma tentativa de modificação da eletrônica do servocomando que, como todos sabem, é extremamente miniaturizado; inverter o potenciômetro e o motor com o objetivo de inverter o sentido de rotação: não se pode falar de tarefa fácil em nenhum dos casos acima.

Na maioria dos casos, os servos são comandados em modulação de largura de pulso (PWM = Pulse Width Modulation): com este tipo de modulação, uma largura de pulso de 1,5 ms corresponde ao neutro, uma largura de pulso de 1 ms e de 2 ms corresponde, respectivamente, às duas posições extremas. Quando se trata de

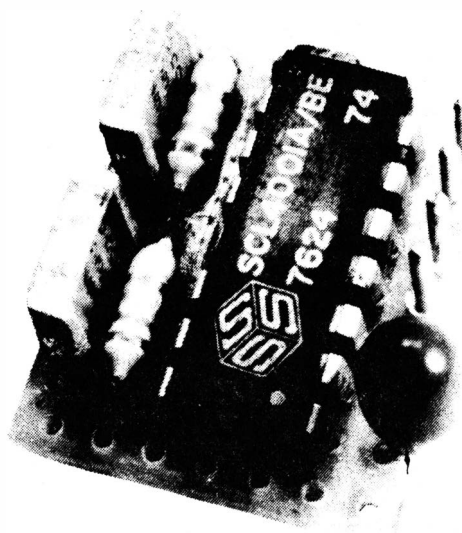
Figura 1. Esquema do inversor de sentido de rotação para servocomando.

Figura 2. Construída em um pequeno pedaço de circuito de experimentação, a montagem tem um volume de alguns centímetros cúbicos somente.

Figura 3. Um pulso de 1,5 ms é necessário para manter o servo no neutro. O osciloscópio se acha na escala 0,5 ms por divisão. O canal superior mostra o sinal de entrada da montagem, o canal inferior mostra o pulso disponível na saída. O pulso é deslocado no eixo do tempo, mas isso não tem nenhuma importância sobre o bom funcionamento do servo.

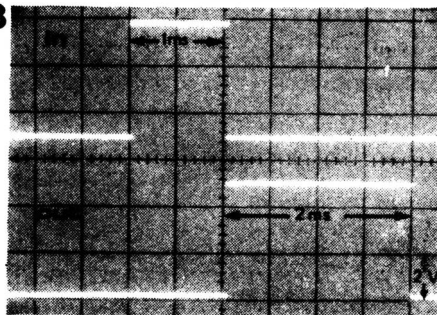
Figura 4. Novamente uma fotografia do osciloscópio. Trata-se de um sinal de entrada e do disponível na saída do inversor de sentido de rotação de 0,5 ms por divisão. A soma dos tempos de duração desses dois sinais atinge 3 ms. O sinal de entrada possui uma largura de 1 ms: 0,5 ms menos que 1,5 ms (o neutro). O sinal de saída tem um comprimento de 1,5 ms mais 0,5 ms, ou seja, 2 ms. O servo passa deste modo a uma posição simétrica com relação ao neutro.

2

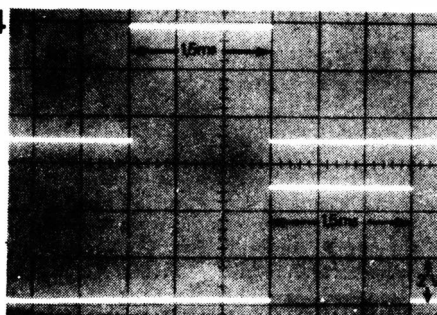


inverter o sentido de rotação do servo (em outras palavras, se for preciso obter com uma largura de pulso de 1 ms a posição extrema que se obtinha originalmente com uma largura de pulso de 2 ms e, inversamente, as posições intermediárias sendo proporcionais a esses novos valores e a posição do neutro não mudando quanto a ela), pode-se igualmente modificar a largura dos pulsos de comando. Sabendo que o neutro é mantido à mesma largura de pulso, é possível calcular a largura dos pulsos correspondente a qualquer posição, assumindo este valor de 1,5 ms como ponto de referência. Ve-se imediatamente que o resultado desses cálculos corresponde sempre à diferença entre 3 ms e a largura de pulso de origem. Se se quer modificar o sentido de rotação do servo, basta subtrair o pulso de comando de um pulso de referência de 3 ms.

3



4



Há no comércio dois tipos de servo: o que funciona com um pulso positivo e o que tem necessidade de um pulso negativo para exercer sua função. O esquema descrito aqui convém somente ao primeiro: o que funciona com um pulso positivo (é o caso de praticamente todas as marcas, exceto de Graupner). Como mostra a foto de ilustração, a montagem ocupa pouco lugar, o que permite alojá-la, com toda certeza, no próprio modelo.

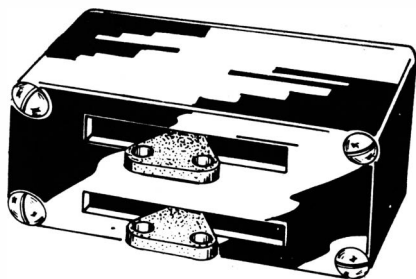
A montagem

As portas N3 e N4 às quais se adicionam os componentes próximos, C1, C2, R1, R2 e D1, constituem um monoflop tendo um tempo de duração de estabilidade de aproximadamente 3 ms. Este monoflop é destravado por meio do sinal de comando. Este sinal de comando chega igualmente a uma das entradas das portas N1 e N2. As entradas restantes de N1 e N2 são comandadas pela saída de N3, que fornece um pulso negativo de 3 ms. N1 e N2 são portas NOR (como o são, por outro lado, N3 e N4). A saída de N1 e N2 fornece assim um pulso positivo cuja largura é igual à diferença entre 3 ms e a largura original do pulso. As duas fotografias do osciloscópio mostram claramente o aparecimento do pulso antes e após tratamento pela montagem. A largura de um dos pulsos era de 3,15 ms para o protótipo. Na maioria dos casos, quando o servo é colocado definitivamente no lugar, é possível eliminar este pequeno desvio, ajustando ligeiramente

o emissor. Se se quiser obter uma duração de estabilidade de 3 ms com exatidão, é preferível dar um valor de 27 n a C1 e C2. Pode-se, em seguida, pôr em paralelo com esses condensadores um condensador de valor muito baixo, de maneira a obter no osciloscópio um sinal de 3 ms de comprimento exato. Mesmo na ausência do osciloscópio, pode-se chegar a regular com muita precisão este comprimento de pulso. Se a regulação for bem feita, o servo deve permanecer perfeitamente no neutro quando se põe e quando se tira o inversor do sentido de rotação do servo.

O consumo da montagem é muito baixo (± 1 mA) a 5 V aproximadamente e permanece quase insensível à variação da tensão de alimentação entre 3 e 10 volts (desvio inferior a 2%). Esta estabilidade é devida à construção simétrica ($R1 = R2$, $C1 = C2$); esta última reduz igualmente o desvio devido a uma variação de temperatura.

É preferível tomar um condensador de tântalo, de maneira a reduzir ao máximo as dimensões da montagem.



53

Osciloscópio como comparador de tensões

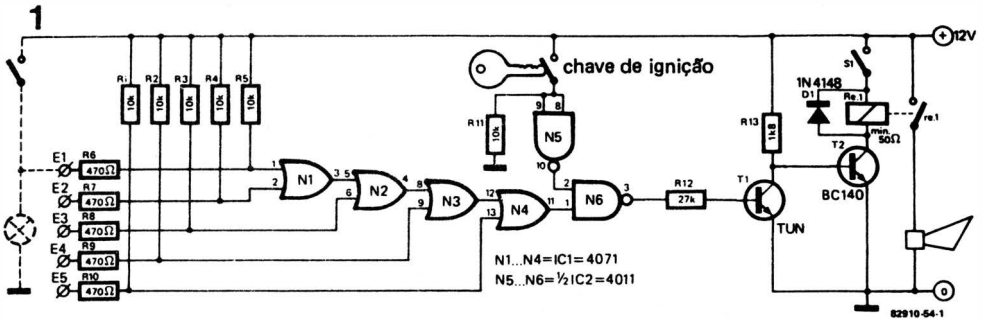
Esta montagem permite comparar várias tensões, fazendo-as aparecer na tela de um osciloscópio.

Por ocasião dos testes que se faz em qualquer montagem, por menos complexo que seja, ocorre, freqüentemente, que se tem necessidade, ou mesmo se torna agradável poder comparar vários níveis de tensão reinantes em diferentes pontos da montagem. Se se puder fazer aparecer na tela de um osciloscópio essas diversas tensões simultaneamente, ter-se-á uma

melhor vista do conjunto quanto às relações existentes entre elas. Este procedimento é nitidamente mais prático que a utilização de um multímetro e bem menos oneroso que a compra de um osciloscópio multicanais.

Uma montagem simples, como a descrita aqui, colocada na entrada do osciloscópio comum permite obter o resultado procurado, desde que este osciloscópio seja equipado com uma entrada de sincronização ou de destravamento externo (trigger). Como mostra nitidamente o esque-

81



Os roubos de acessórios caros nos automóveis, tais como os de faróis de longo alcance e anti-neblina, estão em ascensão. Dispondo de uma chave e de alguns minutos, um indivíduo ousado pode facilmente efetuar um saque de milhares de cruzeiros. O circuito de alarme barato aqui descrito protegerá esses objetos caros e poderá também servir para prevenir o roubo de acessórios montados no interior do carro, tais como toca-fitas ou auto-rádio.

O esquema completo do dispositivo de alarme é representado na figura 1. N1 a N4 constituem uma porta OU de 5 entradas, mas o número de entradas pode facilmente ser aumentado, adicionando portas suplementares. Quando o automóvel não está sendo ocupado (e quando o contato está cortado), R11 mantém baixas as entradas de N5, o que torna sua saída alta. As entradas de N1 a N4 são mantidas baixas pelos filamentos das lâmpadas (ou outros objetos) a proteger. Por isso, a saída de N4 é baixa; a saída de N6 é alta, o que torna T1 passante e T2 bloqueado; o relé Re1 não é excitado.

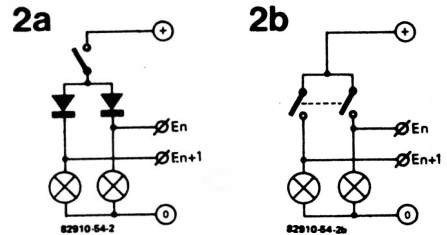
Se um acessório é desligado por um ladrão (por exemplo, a lâmpada ligada à entrada E1), a entrada correspondente da porta OU vai se ver conduzida ao estado alto pela resistência de 10 kΩ ligando a entrada ao +. Isto faz passar a saída de N4 ao estado alto, a saída de N6 passa ao estado baixo, T1 é bloqueado e T2 é condutor, excitando o relé Re1, que comanda o funcionamento do avisador sonoro do veículo.

Quando o contato é feito, a saída de N5 é baixa, o que mantém a saída de N6 alta permanentemente, inibindo assim o circuito de alarme. Isso impede que se soe o alarme quando um dos acessórios está fora de serviço.

Evidentemente, o alarme também vai tocar se um acessório estiver em serviço enquanto o contato não. Estamos assim premunidos contra a manutenção em funcionamento dos faróis altos

Figura 1. Esquema completo do dispositivo anti-roubo para acessório de automóvel.

Figura 2. As lâmpadas que se acendem por duas devem ser separadas uma da outra se se quiser uma proteção total. Pode-se efetuar essa condição com um par de diodos, como na figura 2a ou na figura 2b.



ou de neblina quando se deixa o automóvel. Pode-se, se não se quiser esta precaução, alimentar esses acessórios após o contato.

Outra vantagem do dispositivo: o alarme se desativa se o filamento da lâmpada estiver falhando. Entretanto, se não se tem uma lâmpada à mão para trocar, é necessário dispor de um botão de interrupção do alarme (S1) colocado em um local secreto.

Protegem-se assim os acessórios montados no interior do carro, tais como auto-rádio e toca-fitas, ligando uma das entradas do dispositivo de alarme à tomada de massa do aparelho. O alarme soará quando o ladrão cortar esse fio para retirar o aparelho. Certamente, esta possibilidade é pior, pois é preferível começar por impedir que o ladrão entre no carro.

Quando duas lâmpadas são comandadas pelo

mesmo interruptor, o alarme somente soará com o roubo da segunda. Para superar esse inconveniente, pode-se intercalar um diodo, projetado para deixar passar uma corrente suficiente, em série com cada lâmpada, conforme a figura 2a. Dado que este diodo apresenta uma

queda de tensão da ordem de 0,7 V, um melhor modo consiste em utilizar um interruptor bipolar conforme a figura 2b.

H. W. Braun

55

Gerador de funções CMOS

É possível, utilizando somente um circuito integrado CMOS barato e um punhado de componentes discretos, construir um gerador de funções de emprego múltiplo, fornecendo uma escolha de três formas de ondas em todo o espectro de áudio e até além dele.

Este projeto devia ser inicialmente um gerador de áudio de uso geral, fácil de montar e de utilizar. Este objetivo foi certamente atingido, o circuito oferecendo a escolha entre as ondas senoidais, quadradas e triangulares com uma gama de frequências indo de cerca de 12 Hz a 70 kHz, utilizando somente um único circuito integrado sêxtuplo inversor CMOS e alguns componentes discretos. Certamente, este projeto não oferece os desempenhos dos circuitos mais sofisticados, particularmente no que concerne à pureza das ondas às frequências elevadas, mas é, entretanto, um aparelho muito útil para o trabalho em áudio.

Esquema sinóptico

A figura 1 explica o princípio de funcionamento do circuito. O coração do gerador é um gerador de sinais triangulares e quadrados, constituídos de uma bástula de Schmitt. Quando a saída da bástula de Schmitt é alta, a tensão assim obtida é injetada na entrada do integrador, lhe faz produzir uma rampa decrescente. Quando esta rampa atinge o limite inferior, a bástula de Schmitt muda de estado e sua saída se torna baixa. Esta tensão, injetada no integrador, lhe faz fornecer uma rampa ascendente. Quando esta rampa atinge o limite superior, a bástula de Schmitt muda de estado e sua saída se torna alta, o que faz fornecer pelo integrador uma rampa decrescente, e assim por diante. As rampas ascendente e decrescente da saída do integrador constituem um sinal triangular cuja amplitude é determinada pela histerese da bástula de Schmitt (isto é, pela diferença entre os limites superiores e inferiores). A saída da bástula de Schmitt é evidentemente um sinal qua-

drado constituído da alternância dos estados alto e baixo.

O sinal em triângulo é enviado, por meio de um amplificador-tampão, em um montador em forma de diodos que arredonda os picos e as cavidades do triângulo de modo a simular uma senóide.

Pode-se escolher qualquer uma das três ondas por meio de um comutador de três posições e enviá-la a um amplificador-tampão de saída. Faz-se variar a frequência dos três sinais modificando a constante de tempo do integrador, o que modifica o declive das rampas e, por conseguinte, a frequência.

Esquema de princípio

O esquema de princípio do gerador de funções CMOS é dado na figura 2. O integrador é construído em torno de um inversor CMOS (N1) e a bástula de Schmitt utiliza dois inversores ligados por uma reação positiva, N2 e N3. Trata-se de um 4049B e é o único circuito integrado colocado nesta montagem. Ele contém 6 inversores (N1...N6).

Dispõe-se de duas gamas de frequências, escolhidas por meio de S1: de 12 Hz a 1 kHz e de 1 kHz,

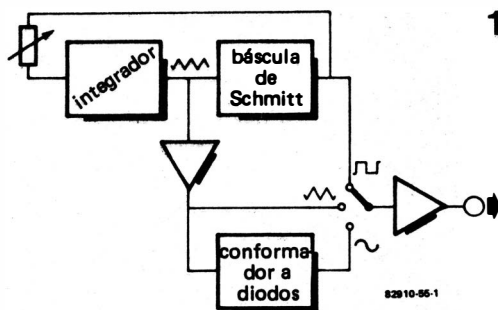


Figura 1. Esquema sinóptico do gerador de funções CMOS.

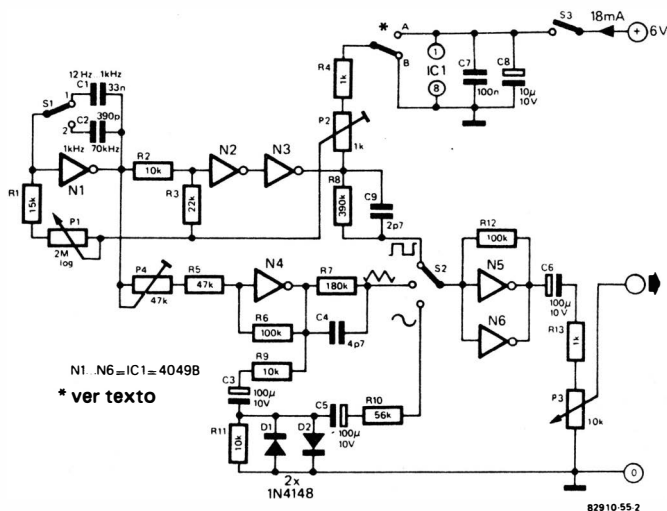
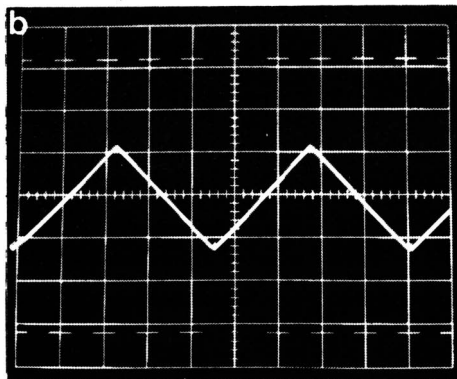
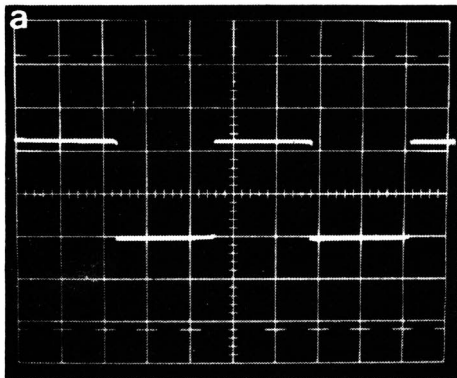


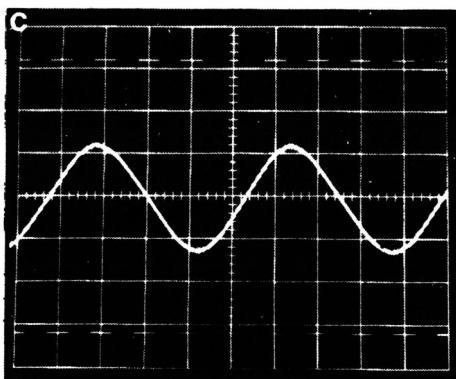
Figura 2. Esquema do princípio do gerador de funções.

Fotos. As três ondas produzidas pelo gerador de funções.



aproximadamente, a 70 kHz. A regulagem fina da frequência é obtida por P1, que faz variar o valor absoluto das correntes de carga e de descarga de C1 ou C2 e, por conseguinte, o valor absoluto do declive das rampas do integrador. O sinal quadrado fornecido por N3 é enviado, por meio do comutador de seleção de onda S2, a um amplificador tampão constituído de dois inversores (ligados em paralelo para somar suas correntes de saída) polarizados para fazer amplificadores lineares. A saída do sinal triangular passa por um amplificador-tampão N4 antes de ser enviado ao comutador de seleção e ao amplificador-tampão de saída.

O sinal triangular extraído de N4 é também enviado ao montador em forma senoidal, constituído de R9, R11, C3, D1 e D2. D1 e D2 derivam somente uma fraca corrente até aproximadamente $\pm 0,5$ V; mas, além dessa tensão, sua resistência dinâmica cai e elas cortam a crista logaritmicamente, os picos e os vazios do sinal



triangular, produzindo um sinal quase-senoidal. A saída senoidal é enviada para S2 e o amplificador de saída, através de C5 e R10.

Ajusta-se a pureza da senóide com P4, que faz variar o ganho do amplificador construído em N4 e, por conseguinte, a tensão aplicada ao montador em forma senoidal. Um sinal muito baixo será tal que a amplitude do triângulo será inferior à tensão de soleira dos diodos, e ele passará sem corte de crista; um sinal muito forte terá seus picos e seus vales muito atenuados, dando uma má senóide. As resistências colocadas em série com a entrada do amplificador-tampão de saída são escolhidas de modo que as três ondas tenham uma amplitude máxima pico-a-pico de 1,2 V na saída. O nível de saída pode ser regulado por meio de P3.

Pré-regulagens

As únicas pré-regulagens a efetuar são as da pureza do triângulo e da senóide. O melhor modo de constatar a pureza do sinal triangular é observar o sinal quadrado, sendo o triângulo simétrico quando a seteira tem uma relação cíclica de 50% (tempos de duração iguais dos períodos alto e baixo). Esta condição é obtida regulando P2. Se a simetria tiver sido melhora-

da (sem todavia ser perfeita) e quando o cursor de P2 estiver em espera na direção da saída de N3, ligar o ponto quente de R4 à segunda posição.

Regula-se a pureza da senóide por meio de P4, ou aproximadamente, procurando a distorção mínima se se dispõe de um distorciômetro. A tensão de alimentação podendo influir na tensão de saída das diferentes ondas, e por conseguinte na pureza da senóide, a alimentação de 6 V deverá ser estabilizada. Se se utilizar pilhas, é preciso cuidado para que elas não estejam muito descarregadas.

Os circuitos integrados CMOS utilizados em modo linear absorvem mais corrente que quando se os utiliza em comutação, seu modo normal. Por isso, a tensão de alimentação não deverá ultrapassar 6 V, sob pena de superaquecer o circuito integrado por uma dissipação de potência muito grande.

Desempenhos

Pode-se considerar a pureza das ondas obtidas nas fotos de oscilogramas da figura 3. Nos três casos, a sensibilidade vertical é de 500 mV/div, e a velocidade da base de tempo é de 200 μ /div.

56

Testador de zener

A montagem abaixo descrita permite simplificar singularmente o processo experimental, permitindo verificar a tensão zener de um diodo do mesmo nome, pois torna-se possível, graças a ele, medir precisamente e de modo confiável esta famosa tensão zener.

Quando do processo de fabricação, a maioria dos diodos zener são dotados de uma decodificação que permite reconhecer “à primeira vista” o valor da tensão zener. Existe, infelizmente, um certo número de fabricantes que não codificam seus diodos zener segundo o código geralmente adotado e, se não se dispõe da chave permitindo resolver o enigma... É possível igualmente acontecer que as indicações de codificação tenham desaparecido, por um ou outro motivo. A única solução neste caso é medir a tensão zener do diodo. É possível medir sumariamente a tensão zener com a ajuda de uma pilha, de uma resistência e de um multímetro universal; mas a confiabilidade dessa medida

não é garantida, muito pelo contrário.

A curva da figura 1 mostra a característica corrente-tensão de um diodo zener “anônimo” tomado ao acaso. Vê-se claramente nesta curva

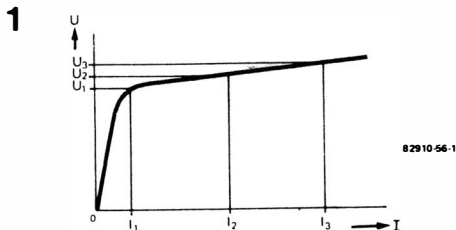


Figura 1. Curva corrente/tensão de um diodo zener tomado ao acaso. Ela indica eloquentemente que a diferentes correntes correspondem diferentes tensões zener. A tensão zener indicada pelo fabricante é geralmente medida ou a 5 ou a 10 mA.

que a tensão zener depende da corrente que atravessa o diodo. Muito freqüentemente, esta tensão é dada a uma corrente de 5 ou de 10 mA. A montagem que permite encontrar a tensão zener deve, portanto, fornecer uma corrente de 5 ou de 10 mA no diodo zener. A montagem com pilha e resistência não satisfaz a esta exigência e não pode, portanto, ser considerada como método confiável; então, com este método, a corrente zener depende diretamente da tensão zener!

O esquema da figura 2 corresponde ao de uma montagem nitidamente mais adequada à tarefa. Ele permite, com efeito, efetuar uma medida exata e confiável. Esta montagem compreende uma fonte de corrente ajustável que permite aplicar ao diodo zener uma corrente constante. Uma palavra a respeito do funcionamento.

Quando se coloca um diodo zener nos locais previstos na montagem que se tenha colocado sob tensão e que um dos push-buttons (S1 por exemplo) é acionado, o transistor T1 é aberto por meio de R4; uma corrente atravessa então o zener e R1. A queda de tensão em R1 não pode ultrapassar 0,6 volt, pois, se tal acontecer, T2 começa a conduzir. A corrente mais importante que atravessa R4 produz uma queda de tensão na base de T1 e dá uma diminuição da corrente que atravessa o diodo e R1. Analogamente, uma queda de tensão em R1 acarreta um aumento da tensão na base de T1 e dá um aumento da corrente atravessando o diodo zener e R1. A tensão reinante nos bornes de R1 aumenta novamente.

Por isso, a corrente zener é igual ao quociente da tensão base-emissor de T2 pelo valor de R3. O esquema da figura 2 mostra três R diferentes: R1, R2 e R3. Uma ação sobre um dos push-

2

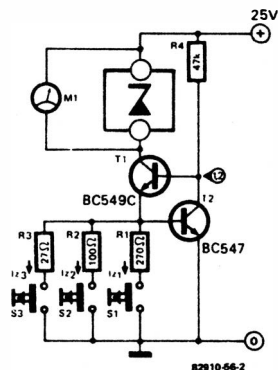


Figura 2. Esquema de princípio do testador de diodo zener. Esta montagem compreende uma fonte de corrente constante e um multímetro universal. A corrente constante toma-se ajustável, o que permite medir vários pontos da curva de tensão zener e ter uma boa idéia de sua forma.

buttons S1, S2 ou S3 (ou uma combinação de 2 ou 3 push-buttons) faz passar através do diodo zener uma corrente de valor bem definido. Se se respeitam os valores dados no esquema quando a tensão de alimentação é de 25 volts, uma ação sobre S1 fará correr uma corrente de 2,2 mA. Uma ação sobre S2 envia 6 mA e uma pressão em S3 fornece uma corrente de 22 mA aproximadamente. A tensão zener é medida com um multímetro universal colocado em uma de suas gamas de tensão contínua.

Após várias pressões sobre os diferentes push-buttons e suas combinações, encontra-se com um determinado número de pontos característicos da curva zener, o que permite traçá-la aproximadamente e portanto ter-se uma boa idéia a respeito da tensão zener do diodo em questão. A tabela 1 dá os valores teóricos das correntes enviadas no zener conforme o(s) push-button(s) acionado(s). Esses valores são, na realidade, apenas aproximados, dadas as dispersões das características das resistências e a sensibilidade de T2 à temperatura. A aproximação é de 10%, o que é bastante preciso na maioria dos casos. Sendo de 25 volts a tensão escolhida, não é possível medir uma tensão zener superior a 22 volts. A presença de uma ondulação residual superposta à tensão de alimentação não apresenta o menor problema. Pode-se construir, portanto, esta alimentação com a ajuda de um transformador (18 volts), de uma ponte retificadora e de um condensador de polímero (ou de filtragem) de 470 μ F.

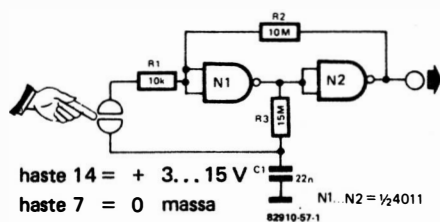
Tabela 1

push-button	U_b	I_z
S1	25 V	2,22 mA
S2	25 V	6 mA
S3	25 V	22,2 mA
S1 + S2	25 V	8,2 mA
S1 + S3	25 V	24,4 mA
S2 + S3	25 V	28,2 mA
S1 + S2 + S3	25 V	30 mA

Tabela 1. A ação sobre um ou vários dos push-buttons desenhados no esquema da figura 2 permite escolher uma corrente zener determinada. Teoricamente, o valor dessas correntes zener é o quociente da tensão base-emissor de T2 pelo valor da resistência posta no circuito. Na prática, constata-se desvios de 10% devido às tolerâncias das resistências e à sensibilidade da temperatura do transistor.

57

Maquinismo para toque sensetivo



A pequena montagem aqui descrita é um toque marcha/parada sensetivo. O mesmo toque garante as duas funções. O condensador C1 funciona como elemento de memorização.

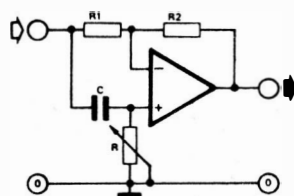
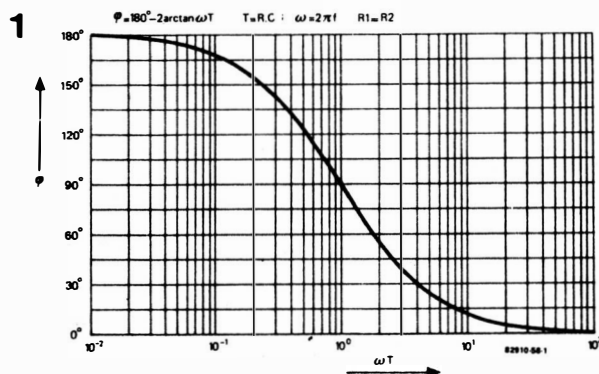
Conforme o nível lógico da saída da porta N1, C1 se carrega ou se descarrega.

Uma ação no toque sensetivo faz com que o nível lógico da saída de N1 seja reenviado à entrada (reação), o que tem como efeito fazer passar a montagem ao seu segundo estado estável.

J. Eissens

58

Minifasor

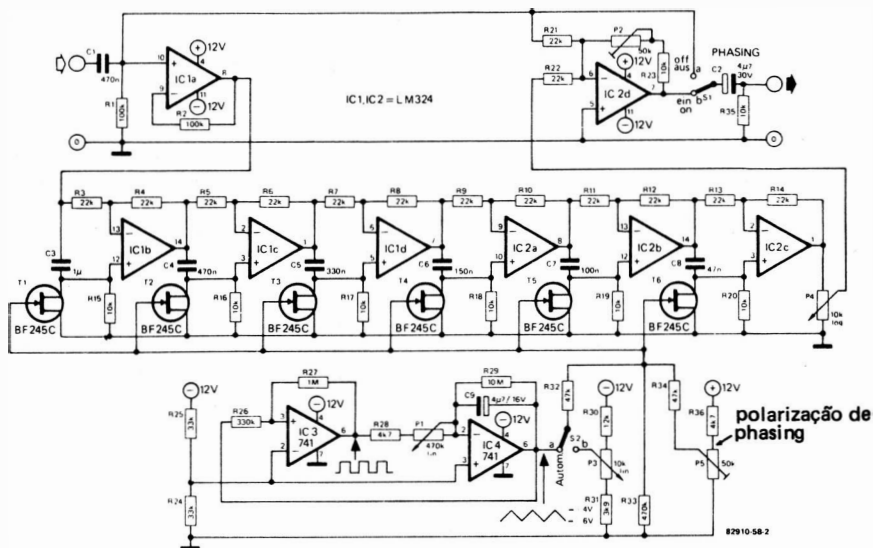


O atraso variável desse fasor é obtido pela utilização de uma montagem em série de 6 defasadores.

As amplitudes das tensões de entrada e de saída de um defasador são idênticas; a tensão de saída se caracteriza, entretanto, por uma defasagem com relação à tensão de entrada, desvio função da frequência (ver gráfico da figura 1). Quando a frequência f é igual a $1:2\pi RC$, constata-se uma defasagem de 90° . A colocação em série de vários defasadores como o descrito no esquema sinóptico (cada um entre eles dispondo de uma constante RC diferente) e a adição da tensão de saída à tensão de entrada, tudo fazendo variar periodicamente e por processo eletrônico a resistência R, permitem obter o efeito de "phasing" desejado. Tudo isso faz com que

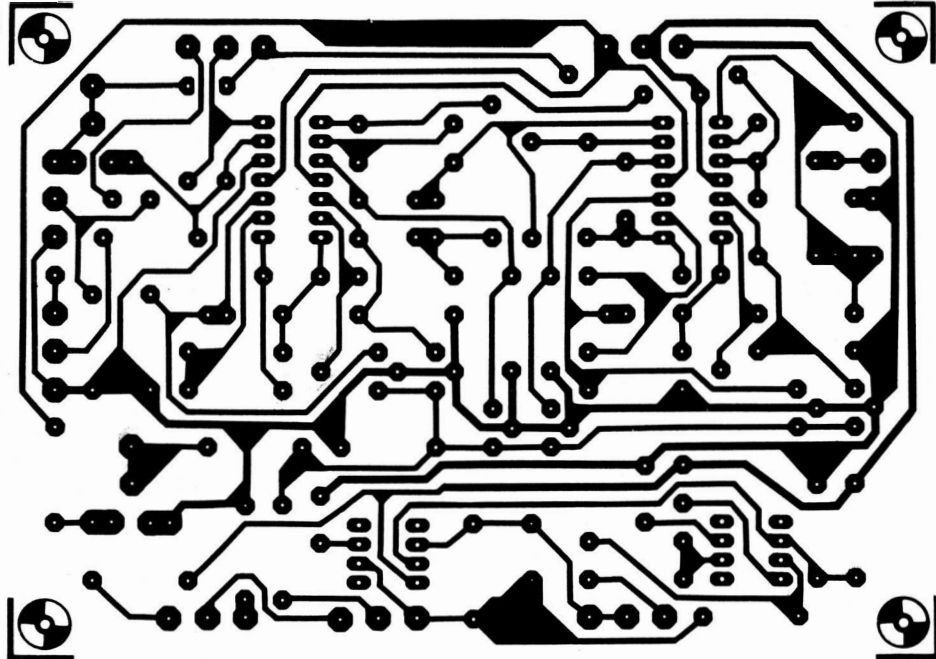
a fase siga linearmente a frequência e na quase-totalidade do espectro de áudio; fala-se então de uma defasagem independente da frequência. Uma variação periódica de R acarreta uma variação periódica de defasagem. Por interferência dos sinais de entrada e de saída da cadeia de defasadores, obtém-se um filtro em pente. O número de "dentes" desse pente (em outras palavras, o número de frequências cuja soma das tensões da entrada e da saída é nula) depende dos valores dados às componentes (constante RC) e do número de defasadores.

A figura 2 dá o esquema de princípio da montagem. O sinal de entrada é transmitido a IC1b, após ser passado pelo tampão IC1a; IC1b é o primeiro elo de uma cadeia de 6 defasadores (IC1b... IC2c). O sinal de saída de IC2c é



transmitido, via P4 (que permite atuar sobre o nível de “phasing”), ao amplificador somador, construído em torno de IC2, somador que recebe já o sinal de entrada por meio de R21. O inversor S1 permite escolher entre um sinal intacto e um sinal “phase”. Se P4 for total-

mente fechado, não há "phasing", o que significa que é possível suprimir S1, se se quiser. P2 permite ajustar o ganho do amplificador somador, naturalmente em certos limites. O atraso variável no tempo, que havíamos mencionado anteriormente, é obtido por meio das



resistências dependentes da tensão (VDR) constituídas por meio dos FETs (T1... T6), cujas grelhas são comandadas por um gerador de sinais triangulares; esse gerador é constituído por IC3 e IC4. É possível obter um "phasing" manual, ligando S2 ao cursor de P3 e atuando sobre P3.

Quando a frequência da tensão triangular está compreendida entre 0,5 e 1 Hz, fala-se de "pha-

sing" simples. Se se aumenta esta frequência até 4 Hz, por exemplo, atuando sobre P1, passa-se do "phasing" ao "phasing-vibrato".

Ajusta-se a 0,8 volt a tensão reinante no cursor de P5, de modo a dar ao FET a tensão preliminar necessária.

Não parece que o circuito impresso tenha necessidade da menor explicação.

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2 = 100 k
R3... R14, R21, R22 = 22 k
R15... R20, R23, R35 = 10 k
R24, R25 = 33 k
R26 = 330 k
R27 = 1 M
R28, R36 = 4k7
R29 = 10 M
R30 = 12 k
R31 = 3k9
R32, R34 = 47 k
R33 = 470 k
P1 = potenciômetro lin. 470 k
P2, P5 = 50 k ajustável
P3, P4 = potenciômetro lin 10 k

Condensadores:

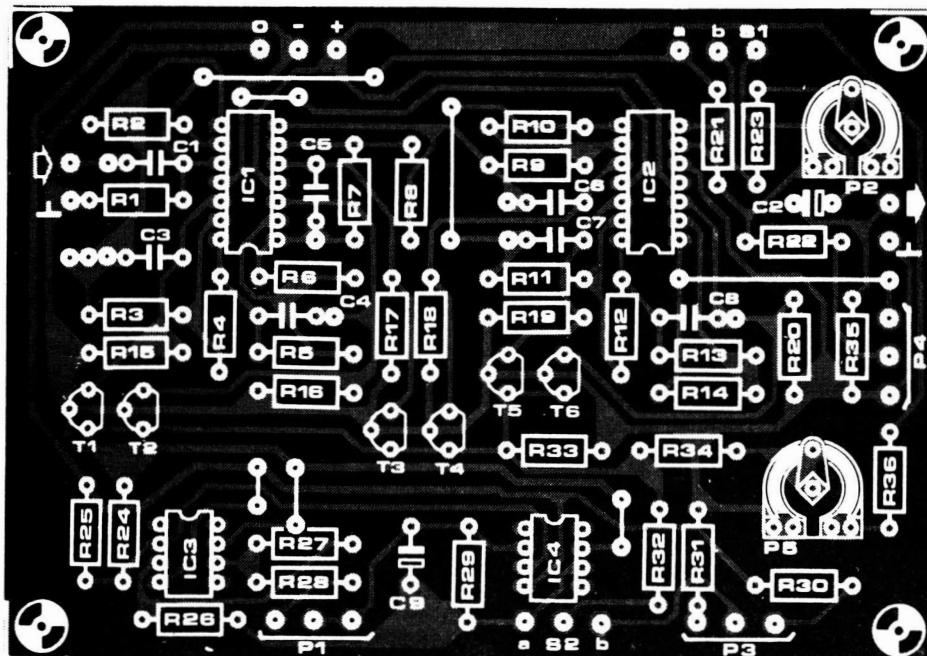
C1 = 470 n
C2 = 4 μ 7/30 V
C3 = 1 μ
C4 = 470 n
C5 = 330 n
C6 = 150 n
C7 = 100 n
C8 = 47 n
C9 = 4 μ 7/16 V

Semicondutores:

T1... T6 = BC 245C
IC1, IC2 = LM324
IC3, IC4 = 741

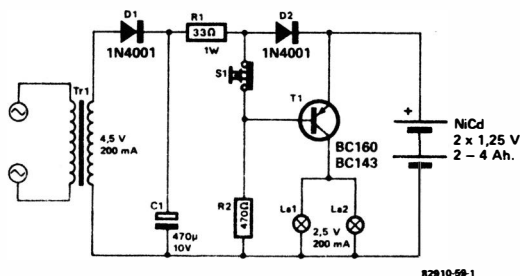
Diversos:

S1, S2 = inversor simples



59

Iluminação de emergência automática



Este aparelho carrega um acumulador de níquel-cádmio a partir da rede, a fim de dispor de uma alimentação de urgência para uma iluminação de emergência.

A montagem é muito simples. A tensão do transformador é retificada em mono-alternância, e filtrada com a ajuda de D1 e de C1. O elemento de cádmio-níquel é carregado de maneira contínua, via R1 e D2, por uma corrente de 100 mA a partir dos 6 V contínuos disponíveis na saída da montagem retificadora. Uma célula de níquel-cádmio de 2 Ah pode facilmente suportar uma tal corrente de carga.

É devido à queda de tensão em D2 que a tensão de base do transistor PNP (T1) é normalmente mais alta que a tensão do emissor. O transistor, portanto, não conduz e a lâmpada está apagada. Quando a tensão do setor desaparece, uma corrente de base passando por R2 nasce, o tran-

sistor, portanto, conduz e a lâmpada acende. Desde o retorno da tensão do setor, T1 se fecha novamente e o acumulador se coloca novamente em carga.

Podem-se colocar essas unidades em todos os pontos em que uma iluminação de emergência é importante, em caso de desaparecimento da tensão do setor. Pode-se, por exemplo, pensar em instalar uma tomada do medidor de eletricidade de tal modo que, quando cai um fusível, pode-se facilmente encontrar e montar um fusível novo. O funcionamento correto pode ser testado a qualquer momento com a ajuda do push-button S1. Se se dispõe de um transformador cuja tensão secundária é ligeiramente mais elevada que a indicada no início, ele poderá, entretanto, ser utilizado. Convém entretanto aumentar o valor de R1, de modo que a bateria seja atravessada por uma corrente de 100 mA.

60

Amperímetro para automóvel

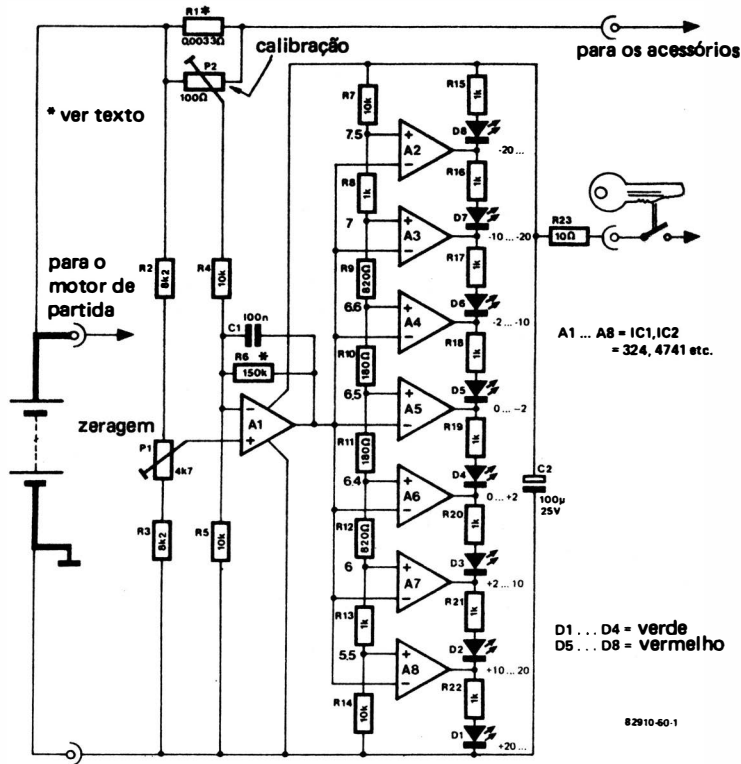
Todo amador de montagens eletrônicas quase sempre teve oportunidade de se achar defronte de uma montagem que se encarregava de indicar o comportamento da tensão de uma bateria, mas ninguém ainda propôs um amperímetro eletrônico para automóvel. É o que faremos agora.

Constata-se uma queda de tensão nos bornes de uma resistência R1, queda de tensão proporcional à corrente que atravessa esta resistência (133 mVmax com 40 A). Esta queda de tensão é amplificada pelo amplificador diferencial A1 e serve então para comandar um voltímetro (constituído pelos amplificadores operacionais

A2 a A8). Quando o *shunt* não é atravessado por nenhuma corrente, regula-se a tensão de saída de A1, atuando sobre P1, a 6,5 V aproximadamente. D4 e D5 brilham, neste caso, com a mesma intensidade.

Quando se toma corrente da bateria (processo de descarga), a "margem direita" de R1 possui um potencial mais baixo que a "margem esquerda"; a tensão na saída de A1 vai aumentar sucessivamente, à medida que a demanda da corrente aumenta.

Quando a bateria, ao contrário, está em fase de carregamento, o que quer dizer bem evidentemente que uma corrente vai na direção da bate-



ria, a tensão de saída de A1 diminui, o que levará D4... D1 a se iluminar uns após outros. É evidente que uma variação da tensão da bateria vai acarretar uma variação da tensão de saída de A1, o que poderia ter como efeito fornecer uma indicação errônea. Para evitar esse erro, a tensão de referência do voltímetro a LED não é fixada em definitivo, mas é tomada diretamente na própria bateria, o que faz variar paralelamente à tensão de saída de A1, a tensão de entrada não inversora dos amplificadores operacionais A2 a A8. Isso supõe que a calibração do voltímetro varia ligeiramente em função da tensão da bateria, mas a precisão mais manifesta não tem grande utilidade nesta montagem. Se o escalonamento é efetuado corretamente,

a tensão da bateria sendo de 13 volts, esta pode variar de 15% quando a tensão da bateria evolui entre 11 e 15 volts.

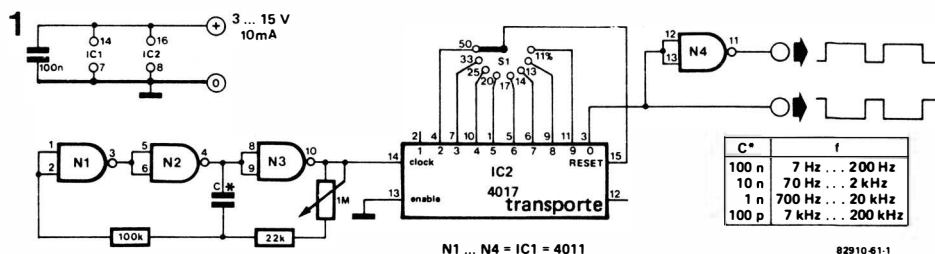
Existem vários modos de construir R1; a melhor solução parece ser a utilização da resistência de transferência da própria fiação do carro. Um dos bornes de P2 é conectado ao borne da bateria, estando o outro ligado ao regulador de tensão do veículo. O cabo de diâmetro grosso ligando a bateria ao regulador exerce a função de R1, o escalonamento do amperímetro é efetuado em seguida graças a R2. Se a queda de tensão em R1 for muito baixa, pode-se aumentar o valor de R6 de maneira a dar, quando mesmo à tensão de saída de A1, o nível desejado.

61

Gerador de relação cíclica ajustável

Dois circuitos integrados CMOS relativamente baratos permitem construir um gerador de

pulsos cuja relação cíclica (relação entre o pulso e a pausa que o precede ou o segue) é ajustável,



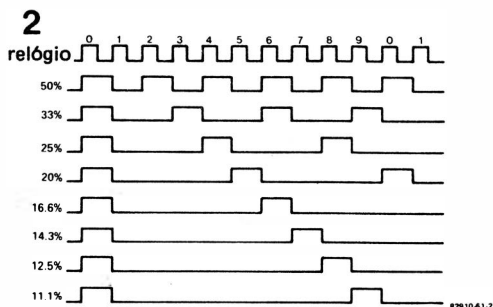
e isso sem regulagem prévia. Esta montagem é ideal para o aferimento de instrumentos que devem medir uma determinada grandeza utilizando a relação cíclica como meio; é o caso, por exemplo, dos medidores de ângulo de excêntrico.

O coração da montagem é um 4017 (contador decimal), cuja saída decimal é ligada à entrada de inicialização, através de um comutador. Esta disposição permite possuir um divisor cuja relação de divisão é regulável entre 2 e 9. A relação cíclica é igualmente "dividida" por essa relação de divisão escolhida; é igualmente o caso da frequência do sinal que é aplicado ao divisor. A divisão da relação cíclica é, por isso, independente da frequência do sinal de relógio. Constrói-se, com a ajuda das portas N1 a N3 (3/4 de um 4011), um multivibrador estável cuja frequência é determinada pelo valor do condensador e pela posição do potenciômetro. O pequeno quadro dá o domínio de frequências obtido segundo o valor do condensador escolhido.

A relação cíclica disponível na saída (pino 3) de IC2 tem um valor de 100% dividido pelo fator selecionado. Consideremos um exemplo: se se ligou à saída 5 (pino 1) de IC2, na entrada de inicialização, a relação cíclica do sinal de saída será de:

$$100\%/5 = 20\%$$

Figura 1. Um gerador de relógio regulável e um divisor programável produzem um sinal retangular cuja relação cíclica pode ser escolhida bastante precisamente, ficando totalmente independente da frequência.



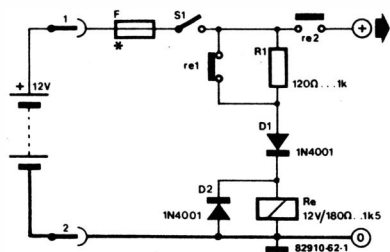
Como mostra a figura 2, o comutador permite escolher 8 relações cíclicas diferentes que se escalonam de 11,1% a 50%. N4 se encarrega de inverter o sinal de saída, o que permite dispor igualmente de relações cíclicas que vão de 50% a 88,9%. Dispõe-se, portanto, em tudo e por tudo, de 15 possibilidades. A amplitude do sinal de saída do gerador de pulsos corresponde ao nível da tensão de alimentação escolhida; esta tensão de alimentação pode ser selecionada entre 3 e 15 V.

62

Proteção contra a inversão de polaridade

Os aparelhos eletrônicos que devem ser alimentados por uma fonte externa de tensão contínua podem facilmente ser deteriorados se a tensão à qual os submetemos for, por descuido, invertida. No caso em que o circuito a alimentar se contentar com uma corrente reduzida, um simples diodo colocado em série com a linha de alimentação permite vencer essa dificuldade.

Com efeito, este diodo somente conduz em caso de ligação correta da tensão. Se se utilizar uma ponte de diodos ao invés de um só entre eles, nesse caso o sentido de ligação da alimentação contínua não tem a mesma importância. Entretanto, como existe uma certa queda de tensão nessas proteções, produz-se naturalmente uma perda de potência que pode atingir



* v. texto

valores não desprezíveis, no caso de um consumo de corrente relativamente grande.

Uma solução mais elegante, que não ocasiona queda de tensão e quase nenhuma dissipação de potência, é o objetivo desta montagem. Esta solução é, portanto, particularmente indicada para alimentar aparelhos de muito consumo de corrente. Os elementos são calculados em função de uma tensão contínua de 12 V. O circuito de proteção é previsto para ser instalado no aparelho. A fonte de tensão contínua é ligada aos bornes 1 e 2. Se esta for de polaridade correta, no fechamento do interruptor principal S1, o relê Re vai ser excitado por meio de seu contato de repouso e do diodo D1. Duas coisas ocorrem então: o contato de repouso se abre e, portanto, uma corrente menor que anteriormente passa pela bobina do relê, agora em

série com a resistência R1. Como a corrente de manutenção de um relê é sempre inferior à corrente inicial de excitação, um valor correto de R1 não permite ao relê se desexcitar. Este artifício determina uma limitação suplementar da perda de potência no circuito de proteção. Nesse entretanto, o contato de trabalho Re2 se fechou e, através deste, o aparelho recebe sua corrente de alimentação.

Se a tensão for de polaridade incorreta, o diodo D1 faz com que o relê não seja excitado. Por conseguinte, o aparelho não será alimentado. O diodo D2 tem como função atenuar os picos de tensão indutivas quando da ruptura da corrente do relê. Aconselha-se cuidar para que o fusível (F) do aparelho (se existir) seja colocado entre a fonte de tensão externa e o circuito de proteção. Deste modo, este último é suscetível de atuar, se por acaso alguma coisa não funcionar corretamente no circuito de proteção. O consumo do circuito de proteção é de tal modo reduzido que o valor deste fusível pode permanecer imutável.

Este circuito pode ser adaptado a outros valores de tensões de alimentação. A regra fundamental é que a tensão nominal do relê deve ser igual à tensão de alimentação.

O valor de R1 é unicamente função do tipo de relê utilizado. O valor ideal desta resistência deve ser determinado de maneira empírica.

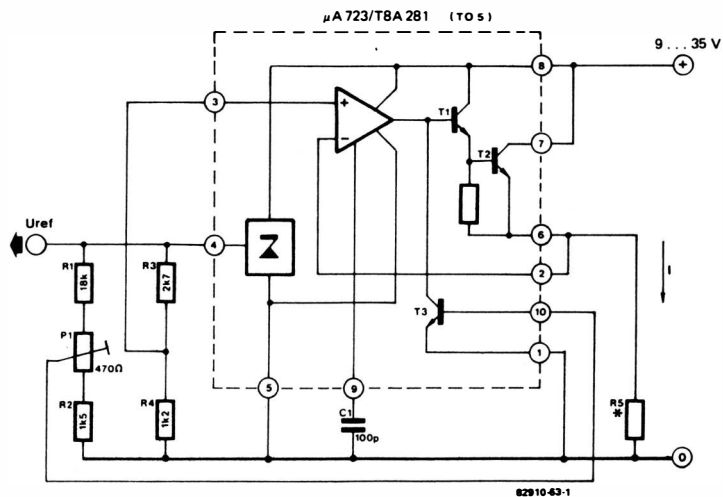
63

Tensão de referência estável

A tensão de referência já muito estável do μA 723 (ou TBA 281, ou equivalente) pode, graças à entrada em serviço de um pequeno truque, ser tomada independente da temperatura.

O amplificador diferencial e a combinação dos transistores T1 e T2 funcionam como amplificador de ganho unitário (1x, se não se levar em conta T3). A entrada não inversora é conectada à tensão de referência por meio de um divisor de tensão. Por isso, uma corrente constante deveria, em princípio, atravessar R5. O circuito integrado sofre um aquecimento devido à corrente I e à tensão que é aplicada aos transistores T1 e T2. T3, que se acha igualmente na "pulga", vê sua temperatura aumentar paralelamente. Quando uma certa temperatura é atingida (temperatura ajustável pela ação sobre P1), a tensão base-emissor de T3 terá de tal modo diminuído

que se vai achar uma corrente de base saindo do divisor de tensão, o que acarreta um aumento da corrente do coletor de T3 e uma diminuição da corrente I; a dissipação de calor diminui; T3 impede desse modo a sequência do aumento da temperatura da "pulga". O resultado é que esta permanece constante, dando uma tensão de referência U_{ref} bastante estável. A regulação se efetua do modo seguinte: antes de colocar o sistema sob tensão, é preciso girar o cursor de P1 em direção a R1. Após alguns instantes, a temperatura do circuito integrado terá aumentado sensivelmente. Gira-se, então, o cursor de P1 de maneira que a temperatura do circuito integrado esteja no limite suportável (60 a 70 °C aproximadamente). A regulação de P1 se faz por etapas, com pausas suficientemente longas entre as diferentes manobras, de modo a dar ao cir-



cuito integrado a possibilidade de atingir sua temperatura de operação.

R5 terá um valor de $33\ \Omega$ quando a tensão de alimentação se situar entre 9 e 15 V; eia toma um valor de $68\ \Omega$ para uma tensão de alimentação compreendida entre 15 e 25 V e de $100\ \Omega$

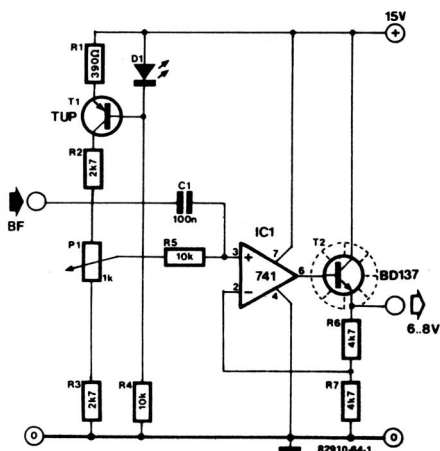
para uma tensão compreendida entre 25 e 35 V. A numeração dos pinos dada na figura corresponde à de um 723 em caixa T0. Nada lhe impede, certamente, de utilizar um circuito integrado de 14 pinos em caixa DIL.

64

Alimentação modulável

Uma alimentação modulável é um “must” quando se quer efetuar uma modulação AM em um amplificador por emissor, quando se quer construir um oscilador a diodo *gunn* trabalhando no domínio dos gigahertz, etc. A montagem abaixo descrita é destinada aos osciladores de diodo *gunn*. Encontra-se na saída da alimentação uma tensão regulável entre 6 e 8 volts. Pela modulação, é possível fazer variar a tensão de saída entre 3 e 10 volts, aproximadamente. A gama de frequências de que é capaz o modulador vai de 200 Hz a 30 kHz.

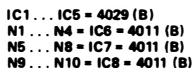
A corrente de repouso da montagem (isto é, a corrente fora de carga externa) é de aproximadamente 5 mA. Se se resfriar corretamente o transistor T1, a alimentação modulável é capaz de fornecer uma corrente de 800 mA a uma tensão de saída de 6 V.



Comando para sintetizador de frequência

Em um sintetizador de frequência, uma frequência produzida por um VCO é dividida por um fator inteiro que se pode selecionar. Graças a um circuito de PLL, ajusta-se esta frequência de maneira que esta divisão produza sempre uma frequência que seja idêntica à frequência de referência. Pode-se, deste modo, regular progressivamente a frequência de VCO para que ela seja idêntica à frequência de referência. A divisão da frequência f_{VCO} se faz aqui com a ajuda de contadores/descontadores IC3, IC4 e IC5, circuitos integrados montados em descontadores decimais, no caso que nos interessa. Cada vez que os contadores atingem o valor zero, aos três contadores se aplica um pulso à entrada de validação de posicionamento (P.E. =

O circuito construído em torno das portas NAND N6... N9 é destinado a suprir os ressaltos dos contatos dos dois push-buttons. Quando um dos botões é acionado, a saída de N5 passa ao nível lógico alto, e pulsos de relógio são então presentes na saída de N3. Esses pulsos são produzidos por um oscilador simples.



gerador de sinais retangulares, comando sob tensão (VCO), construído com a ajuda de N1 e de N2. A tensão de comando necessária ao oscilador chega da saída de N4. No repouso, esta saída se encontra no nível lógico alto: ela passa ao nível lógico baixo quando um dos botões de pressão é acionado durante um certo tempo; C3 é então carregado. O resultado disso é o aumento da frequência do oscilador: os contadores liberam os valores mais rapidamente. Uma vez que o push-button é liberado, o diodo D2 permite uma descarga rápida de C3. Os contadores IC1 e IC2 são igualmente dotados de um valor predeterminado graças a R4 e C4;

este valor pode ser fixado definitivamente (ligação ao *plus* ou à massa). O objetivo deste procedimento é levar o sintetizador de frequências, ao qual está ligada esta montagem, a disparar sempre da mesma frequência, quando da aplicação da tensão de alimentação (esta frequência pode ser a de um canal de chamada frequentemente utilizado, por exemplo).

Pode-se igualmente utilizar esta montagem simplificada, sem circuito de PLL nem VCO, como divisor de frequência ajustável.



Conversor de sinal quadrado/dentes-de-serra à amplitude constante

Ainda em nossos dias, os órgãos eletrônicos trabalham com sinais retangulares, pois estes são mais fáceis de produzir e executar.

A forma de dentes-de-serra é bem mais desejável pois, contrariamente ao sinal retangular, ela fornece diretamente harmônicas pares; o sinal retangular produz somente harmônicas ímpares da fundamental. A geração de um sinal em dentes-de-serra tem comportado sempre grandes inconvenientes: um custo elevado e uma reprodutibilidade difícil quando da produção em massa. A montagem aqui descrita, para a qual foi depositada uma patente, não apresenta esses inconvenientes: ela fornece uma amplitude constante e, em princípio, deverá poder ser integrada.

Numerosos instrumentos de música eletrônica utilizam divisores de oitavas. Os circuitos fornecem todas as frequências necessárias para constituir uma oitava. Os sinais de saída são aqui novamente retangulares (simétricos) e comportam, igualmente, além da fundamental, os harmônicos, ímpares apenas (figura 1a). Na maio-

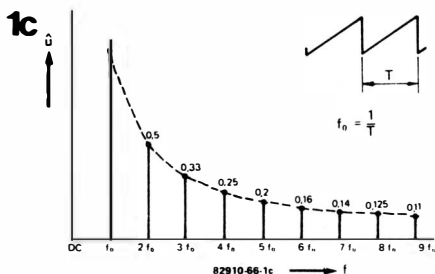
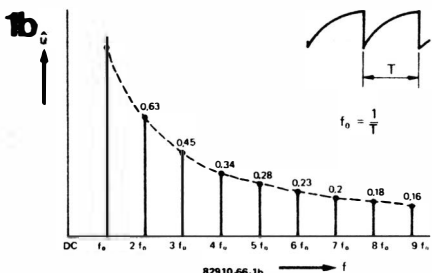
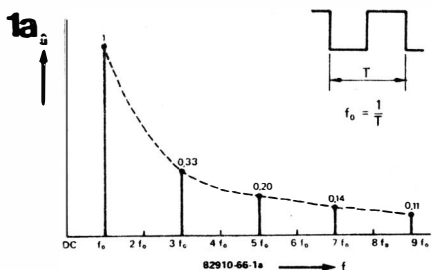
ria das vezes, chega-se a obter um som que se assemelha ao que se pretende utilizando uma tensão retangular assimétrica, ou procedendo a uma filtragem, mas não é o ideal. Qualquer musicólogo percebe facilmente a diferença entre um órgão de sinal retangular e um órgão com sinal em dentes-de-serra.

Como foi assinalado mais acima, um sinal em dentes-de-serra produz harmônicas tanto pares como ímpares (figuras 1b e 1c) e é possível, em princípio, extrair todos os sons. Um sinal retangular pode ser convertido em sinal em dentes-de-serra, procedendo à carga de um condensador e em seguida curto-circuitando-o. Se o condensador C da figura 2 for carregado por meio da resistência e em seguida rapidamente descarregado, observa-se o aparecimento, nos bornes deste condensador, de uma tensão em dentes-de-serra exponencial, tensão cujo espectro de frequências é ilustrado na figura 1c.

A amplitude desta tensão (U_2) diminui em função do aumento da frequência dos pulsos de comando (U_1); se o intervalo entre dois fecha-

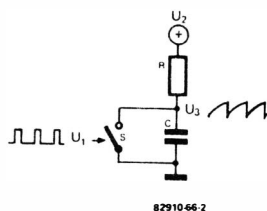
Tabela

	tensão mínima	tensão máxima	frequência máxima
709	5 V	36 V	325 kHz
741	3,5 V	36 V	100 kHz (triangular a partir de 30 kHz)
CA 3130	3 V	16 V	275 kHz
CA 3140	5 V	36 V	200 kHz
CA 3100	8,5 V	36 V	275 kHz
LF 357	3 V	36 V	325 kHz
LM 301	3 V	36 V	325 kHz



mentos do interruptor S diminui, o condensador C dispõe de cada vez menos tempo para se carregar. Este inconveniente pode ser eliminado aumentando U_2 , em função do aumento da frequência. O “declive” do dente-de-serra é um pouco modificado, pois somente uma parte da curva de carga é utilizada. A diferença se torna menor quando U_2 for maior que U_3 . A figura 3 mostra um circuito que compensa a diminuição da amplitude por um aumento de U_2 . O interruptor de curto-circuito (S) que se acha no esquema da figura 2 é restituído pelo transistor T1 que se torna condutor e, por isso, curto-circuita C3 por ocasião do flanco positivo do sinal de entrada (tensão retangular). Durante o flanco negativo deste mesmo sinal de entrada, T2 conduz, C4 então se carrega. O valor médio da corrente é (quase) proporcional à frequência do sinal de entrada, em uma determinada região de frequências. Quando a frequência aumenta,

2



3

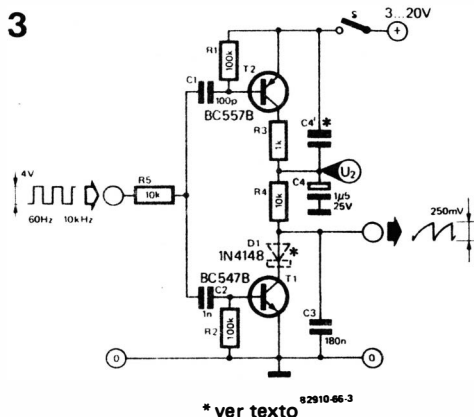


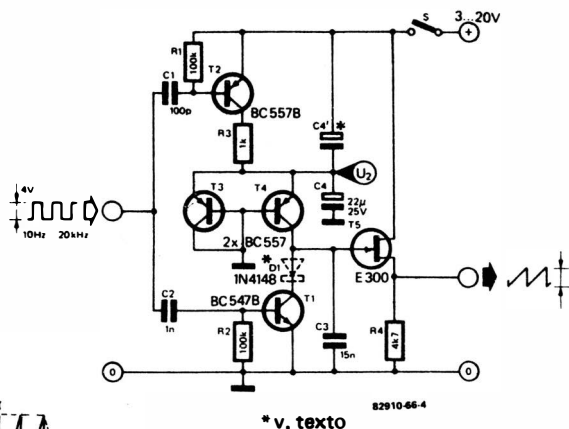
Figura 1. Espectro das amplitudes de uma tensão retangular simétrica (a), de uma tensão em dentes-de-serra exponencial (b) e linear (c). É impressionante constatar a ausência de harmônicas pares no espectro de um sinal retangular simétrico.

Figura 2. Princípio de um conversor de sinal retangular dentes-de-serra. A amplitude do dente-de-serra diminui em função do aumento da frequência dos pulsos de comando.

Figura 3. Esquema do conversor produzindo uma tensão em dentes-de-serra exponencial, cuja amplitude é independente da frequência.

a tensão U_2 aumenta linearmente. O resultado final de todo esse processo é uma tensão em dentes-de-serra exponencial e “musical”, que guarda uma amplitude relativamente constante em um domínio de frequências compreendidas entre 60 Hz e 10 kHz, mas cuja forma (e por isso o espectro de amplitude) é mais ou menos dependente da frequência. Este pequeno defeito pode ser suprimido utilizando um dente-de-serra linear, que é bem menos “musical”, que se pode obter substituindo R4 por um espelho

4



5

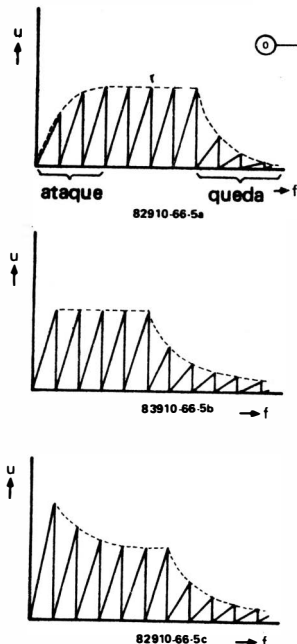


Figura 4. A adjução de uma fonte de corrente (espelho de corrente) permite obter um dente-de-serra linear. Se se pretende salvaguardar essa linearidade, é indispensável adicionar um estádio-tampão.

Figura 5. Efeito de C_4 e C_4' sobre o desenvolvimento do sinal de saída. O ataque pode ser escolhido como se quiser; a queda, pelo contrário, pode ser modificada mudando os valores de C_4' .

a) sem C_4'

b) com C_4' e U_2 (repouso) = U_s

c) com C_4' e U_2 (repouso) > U_s

U_2 é a tensão nos bornes de C_4 , sem sinal de entrada e alimentado sob tensão de alimentação, evidentemente.

de corrente T3/T4 (figura 4). A adjução de um tampão de saída (T5) coroa o conjunto. Se se deseja colocar o conversor em (e fora de) funcionamento (S) por meio da tensão de alimentação, de maneira que a amplitude do dente-de-serra diminua lentamente pela descarga de C_4 (decay), é preciso colocar no lugar o diodo D1 de maneira a atenuar (até - 60 dB, aproximadamente) a passagem do sinal de entrada na junção base-coletor de T1. No momento da entrada sob tensão, C_4 se carrega. O tempo de duração necessário (tempo de ataque) depende da constante de tempo fornecida por R_3 , C_4 e C_4' . O condensador C_4' (4n7 no máximo) é destinado a dar um determinado valor de saída à amplitude do dente-de-serra. Seu efeito é descrito na figura 5. O tempo que C_4 leva para se descarregar (decay time = tempo de queda) é determinado pelo espelho de corrente (T3/T4). Quando a frequência aumenta, o ataque e a queda diminuem. Esse é igualmente o caso para alguns instrumentos de música "mecânicos", o que permite tirar partido deste efeito. A utilização de FET MOS permite reduzir os valores de capacidades a um ponto tal que a integração seja possível.

J. Barendrecht

Esta montagem de mistura simples permitindo misturar dois sinais de áudio prestará numerosos serviços aos “caçadores de sons”, cineastas amadores e outros D. J. (disc-jockeys).

A mistura dos sinais de áudio A e B é obtida pelos interruptores CMOS S1... S4, que deixam passar alternadamente um ou outro desses sinais. Esta comutação é de tal modo rápida que é perfeitamente inaudível no sinal misturado que se encontra na saída. Se os dois sinais são comutados alternadamente em uma relação 50%-50%, eles terão a mesma potência na saída; se, ao contrário, o sinal B “passa” durante mais tempo que o sinal A, o sinal B será, evidentemente, o mais potente dos dois na saída.

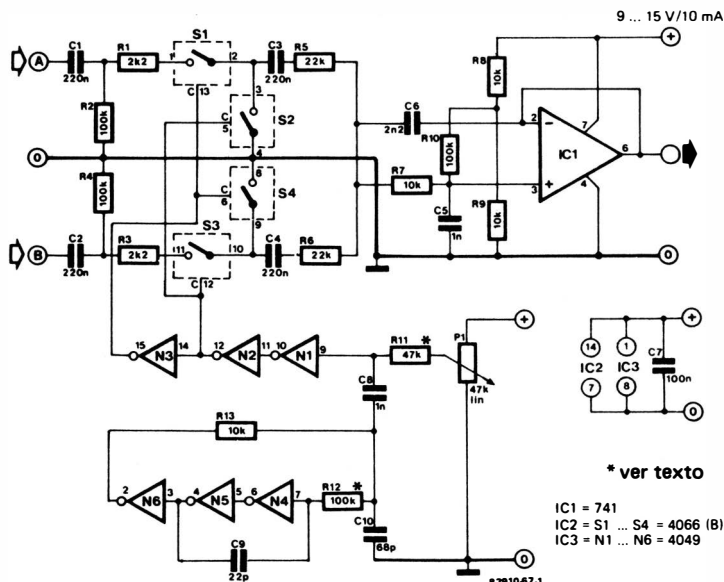
O circuito construído em torno de N1... N6 produz os sinais de comando que executam a entrada em funcionamento e o corte dos interruptores CMOS. A frequência estável obtida se situa em torno de 100 kHz. A largura do pulso é regulável pela ação sobre P1. Uma modificação desta largura permite escolher a relação de mistura dos dois sinais. Quando se escolhe as posições extremas de P1, somente o sinal A ou o sinal B passa.

O circuito baseado em IC1 constitui um filtro

passa-baixos que não atenua um sinal que se acha no interior da faixa de áudio, mas que se encarrega de suprimir a frequência de comutação de 100 kHz. Esta frequência elevada, em princípio inaudível, pode entretanto produzir, em combinação com um gravador ou um amplificador e seus acessórios, silvos ou mesmo danificar os alto-falantes destes últimos.

Ainda que a montagem disponha de uma entrada comandada sob tensão (no cursor de P1), esta possibilidade não é utilizada; trata-se, entretanto, de uma faculdade muito interessante, permitindo obter um sistema automático de sonorização de palavra (o sinal falado passa sempre). A tensão de alimentação deve ser escolhida entre 9 e 15 volts; uma tensão saindo deste domínio para cima destrói os circuitos integrados CMOS; se, ao contrário, ela sai por baixo, o 741 não pode mais funcionar corretamente.

O consumo de corrente é inferior a 10 mA. É importante filtrar perfeitamente a tensão de alimentação, de modo a evitar misturar ruído ou ronco com os sinais de áudio. O nível máximo da tensão de entrada é de 1 V_{eff}; aproximadamente. Modificar o valor de C12 permite



variar a frequência do oscilador, produzindo os pulsos (R mais baixo produz uma frequência mais elevada), enquanto que modificar o valor

de R11 permite fazer variar a dimensão do domínio de mistura.

68

Filtro de roncoamento de self-indução eletrônica

Freqüentemente ocorre que se desejam eliminar os sinais parasitas devidos a 50 Hz e que se tornam muito prejudiciais. Se se quer obter este resultado, nos achamos geralmente na obrigação de executar um filtro especial que não deve causar prejuízo à integridade dos sinais que ele trata, devendo um filtro-tampa muito seletivo ser afinado à frequência de 50 Hz. Encontra-se o esquema de um filtro desse tipo na figura 1.

Sabendo que a uma frequência de 50 Hz (fator de qualidade de 10) corresponde uma auto-indução de aproximadamente 150 henrys, torna-se interessante encontrar uma solução de auto-indução eletrônica.

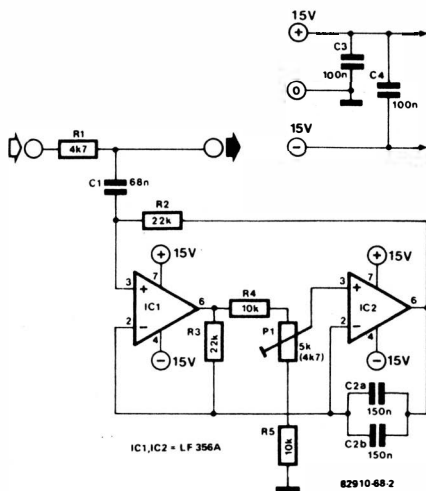
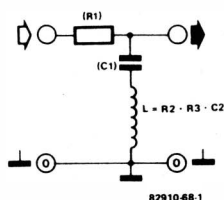
É o que propõe o esquema da figura 2. Os dois amplificadores operacionais, juntamente com R2... R5, C2 e P1, formam uma imitação quase perfeita de uma auto-indução. Acha-se esta última entre o pino 3 de IC1 e a massa. A dimensão de L é obtida multiplicando R2, R3 e C2. Calcula-se com a ajuda da seguinte fórmula:

$$L = R2 \cdot R3 \cdot C2$$

É possível, pela ação sobre P1, fazer variar um pouco o valor de L com fins de regulagem.

Quando a regulagem é correta, a atenuação dos sinais de 50 Hz atinge de 45 a 50 dB. Existem numerosas aplicações para este tipo de filtro: filtro rejeitador de roncoamento nos medidores de distorção harmônica ou filtro anti-roncoamento para sinais de sons de televisão.

1

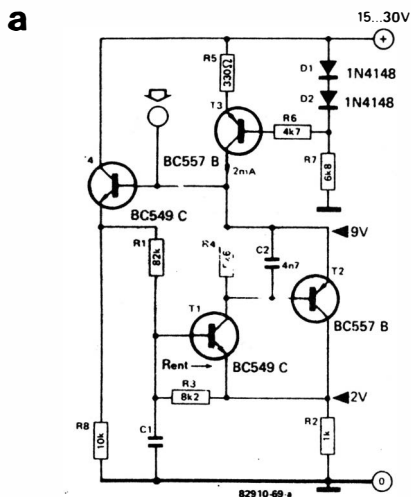


69

Circuito de reatância

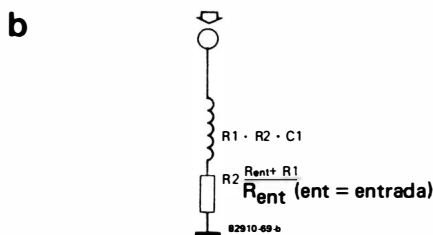
Esta montagem permite reproduzir de modo eletrônico a montagem em série de uma auto-indução e de uma resistência. Encontra-se este tipo de circuito em alguns equalizadores.

A montagem (da figura a) se compõe de uma fonte de corrente de reatância construída em torno do "supertransistor" T1/T2; a base deste último é alimentada pelo coletor de T1/T3



por meio do filtro passa-baixos, constituído por R1 e C1 e pelo emissor-seguir baseado sobre T4.

A figura b representa o esquema equivalente. Quando a corrente contínua do coletor que atravessa T1/T2 é suficientemente elevada (corrente que depende de R5 e da fonte de corrente construída em torno de T3), o declive (condutância) de T1/T2 é igual a $1/R_2$; R2 é a resistência do emissor da fonte de corrente de rea-



tância. Obtém-se assim uma auto-indução que vale $R_1 \cdot R_2 \cdot C_1$, com uma resistência-série igual a R2 ($R_{ent} + R_1/R_{ent}$).

A impedância de entrada R_{ent} é aproximadamente proporcional a R3, resistência indispensável para a regulação em corrente contínua de T1/T2. A tensão contínua de coletor de T1/T2 é igual à tensão nos bornes de R2 (2 volts com $R_5 = 330 \Omega$), tensão à qual se soma $(2 + R_1/R_2) \times 0,6$ volt; se se respeitam os valores do esquema para R1 e R2, esta tensão é de aproximadamente 9 volts; R_{ent} vale cerca de 500 k.

Consideremos um exemplo numérico: se C1 vale 100 n, obtém-se uma auto-indução de 8,2 henrys, com uma resistência-série de aproximadamente 1 k.

A tensão nos bornes da combinação bobina + resistência-série pode igualmente ser obtida, com baixa impedância, no emissor de T4.

70

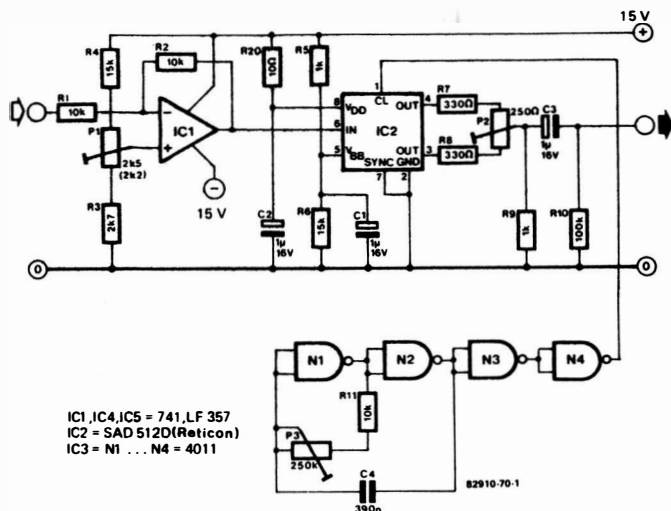
Linha de retardo para sinal de áudio

Fazer submeter um retardo a um sinal de áudio pode ter numerosas aplicações: aparelhagens de reverberação ou de eco, instalações de emissão, simuladores de acústica de grande salão. Uma das técnicas mais utilizadas para o retardamento de um sinal é a das memórias de transferência de carga.

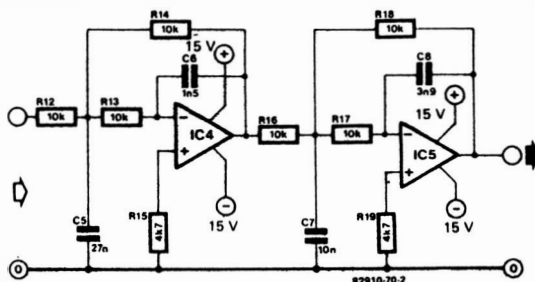
A montagem ilustrada pela figura 1 é uma linha de retardo para sinal de áudio construída com a ajuda de um circuito integrado fabricado por Reticon, o SAD 512 D, uma memória de transferência de carga compreendendo 512 elementos (células) e um circuito de comando de relógio integrado. O sinal analógico de entrada deve ser constituído em parte no mínimo por uma tensão contínua. Esta componente é obtida com a ajuda de IC1. A frequência de relógio produzida com a ajuda de quatro portas NAND de IC3 pode ser ajustada pela ação sobre P3,

entre 10 e 100 kHz. Sabendo que o circuito de comando de relógio interno do SAD 512 D divide esta frequência por 2, a frequência de amostragem do circuito de memória pode variar entre 5 e 50 kHz. Desses diversos dados, pode-se deduzir que o retardo (t) da montagem (que se calcula com a ajuda da fórmula $t(d) = n/2f_c = 512/2f_c$, na qual n é o número de células) pode variar entre 51,2 e 5,1 ms. A frequência máxima do sinal de entrada, que pode ser tratada por esta montagem, é igual à metade da frequência de amostragem, e pode, portanto, variar entre 2,5 e 25 kHz. Atua-se no potenciômetro regulável P2 para que as tensões de saída da última e da penúltima célula de memória sejam combinadas de maneira tal que elas atenuem o mais possível a frequência de relógio. Ajusta-se P1 de modo a obter a distorção mínima para o sinal de entrada maior possível (máx

1



2



1 V...) ou quando se tem chance de poder dispor de um osciloscópio de corte de pico simétrico do sinal de saída.

A montagem da figura 1 não permite eliminar completamente o sinal de relógio do sinal de saída. É o motivo pelo qual é muito recomendado colocar na saída da montagem 1 um filtro passa-baixos, como o que ilustra a figura 2. Trata-se de um filtro Butterworth de quarta ordem, cuja frequência de corte se situa em torno de 2,5 kHz.

Quando o sinal na entrada da montagem contém componentes cuja frequência ultrapassa a metade da frequência de amostragem, aparecem produtos de mistura muito pouco desejáveis no sinal de saída (distorção por superposição). É igualmente possível reduzir esta

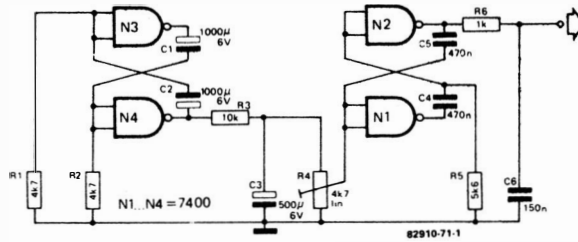
distorção posicionando um filtro passa-baixos na entrada da montagem da linha de retardo. Obtém-se, então, uma configuração idêntica à ilustrada na figura 3.

Nesta frequência, o bloco de retardo representa o circuito dado na figura 1, os dois filtros passa-baixos são circuitos do tipo do da figura 2.

3



1



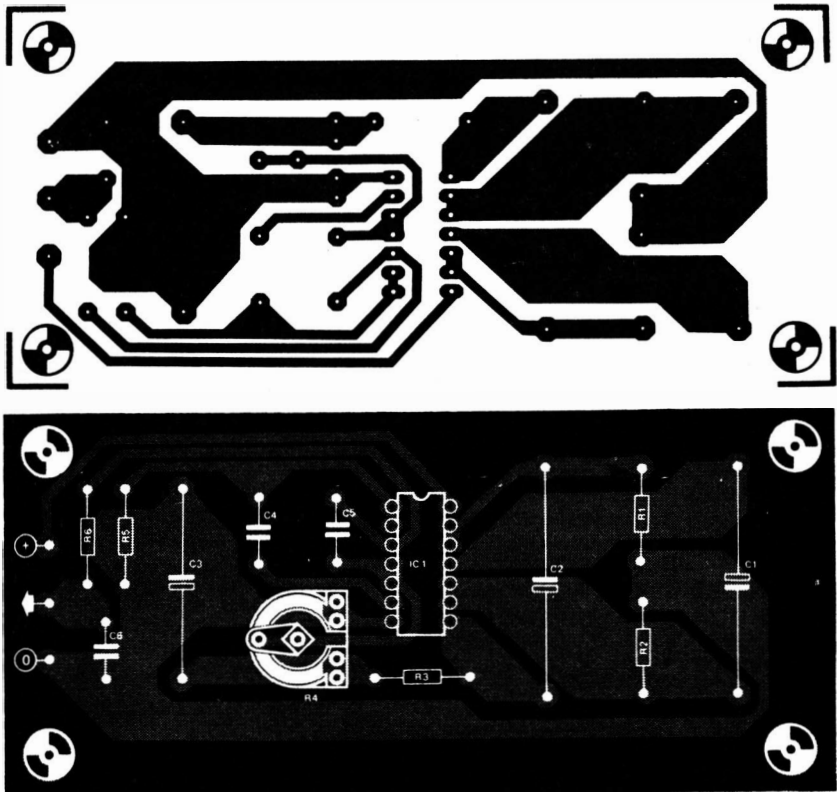
Um único circuito integrado, um 7400 no caso, basta para fabricar uma sirene. Para facilitar a tarefa, previmos até o desenho de um circuito impresso. Trata-se de uma montagem conveniente a qualquer aficionado iniciante.

A sirene se compõe de dois multivibradores estáveis formados por N1/N2 por um lado, N3/N4 por outro. O sinal retangular produzido pelo segundo oscilador possui uma frequência

de 0,2 Hz aproximadamente. Este sinal sofre uma integração por R3 e C3, o que nos dá uma tensão em modulação contínua, isto é, que ela varia constantemente (aumentando para em seguida diminuir).

Esta tensão variável é responsável pela variação, ao ritmo de 0,2 Hz, do sinal fornecido pelo outro multivibrador estável (N1/N2), sinal cuja frequência é de algumas centenas de Hz.

2



O filtro passa-baixos constituído por R6 e C6 se encarrega de eliminar eventuais produtos de mistura presentes no sinal de saída, protegendo esta saída contra os curto-circuitos. O ritmo de variação da altura do som pode ser amplamente modificado, mudando os valores de R1, R2/C1 e C2. É preciso igualmente adaptar os valores de R3/C3; C4 e C5 permitem atuar sobre a altura do som produzido, altura esta que depende igualmente para uma grande parte do nível da tensão fornecida pela alimentação.

Por isso, é recomendado utilizar uma alimentação estabilizada, se bem que a montagem pareça funcionar corretamente com uma pilha de 4,5 V. O sinal de saída possui um nível de $2 V_{tt}$, aproximadamente, o que é bastante suficiente para modular um amplificador. Subentende-se, evidentemente, que é preciso adicionar um pequeno amplificador para alto-falante, como os TIMBRES descritos em outra parte deste livro.

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2 = 4k7

R3 = 10 k

R4 = 4k7 ajustável

R5 = 5k6

R6 = 1 k

Condensadores:

C1, C2 = 1000 $\mu/6$ V

C3 = 500 $\mu/6$ V

C4, C5 = 470 n

C6 = 150 n

Semicondutores:

IC1 = 7400

M. Mergel

72

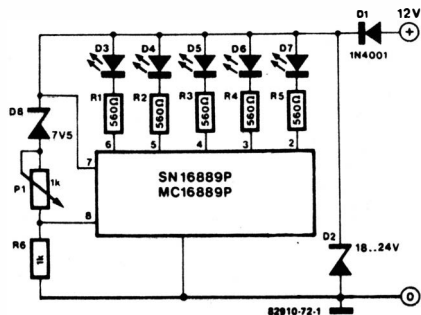
Controlador de bateria de automóvel (versão de luxo)

A bateria é um componente vital para o bom funcionamento de um veículo; esta verdade não impede que numerosos automobilistas lhe dêem as atenções que ela merece. A montagem aqui descrita permite manter atenção constante sobre o estado de sua bateria.

Durante o seu envelhecimento, a bateria perde lentamente sua carga e o tempo de duração necessário para recolocá-la em seu nível de carga original aumenta cada vez mais. Esta carga se faz à noite, na maioria das vezes. Quando se pode levar em conta este fenômeno, pode ser muito tarde, e se o inverno se aproxima é muito provável que se tenha de enfrentar o espectro de uma partida malograda em tempo frio. Se se tem o bom costume de controlar toda manhã a tensão da bateria antes de dar a partida, e se levarmos em conta a baixa da tensão dessa bateria à medida em que o tempo passa, é possível remediar esse problema antes que seja muito tarde, de maneira a se prevenir contra qualquer surpresa ruim. Uma tensão de bateria muito baixa após uma noite de não utilização pode indicar uma falta de água.

Esta montagem vigia a tensão da bateria quando o motor não funciona. Quando o motor gira, a montagem vigia a tensão de carga da bateria.

Uma tensão de carga muito elevada pode, com efeito, causar desgastes à bateria, devido à corrente de carga muito elevada disso resultante. Um galvanômetro pode muito bem servir para medir a tensão da bateria ou sua tensão de carga; a iluminação de um LED vermelho "fala" entretanto muito mais, quando se tratar de assinalar um nível de tensão muito elevado. O coração da montagem é um circuito integrado produzido pela Texas Instruments; trata-se de um indicador de tensão linear: o SN 16889P. Graças a esse circuito integrado, pode-se efetuar a iluminação sucessivamente de 5 LEDs, con-



forme a tensão aplicada na entrada; tensão que é, no caso que nos interessa, igual à tensão de alimentação. À medida que a tensão aumenta, o número de LEDs iluminados também aumenta. Quando a tensão tiver atingido seu nível máximo, os 5 LEDs são iluminados; pode-se escolher o nível da tensão à qual se deve verificar essa quádrupla iluminação, pela ação sobre P1. Para a montagem de vigilância aqui descrita, fixaremos em 15 V o nível de tensão que corresponde ao de uma tensão de carga muito elevada.

Quando a tensão de entrada cai, os LEDs se apagam uns após os outros. Constatamos a extinção dos diferentes LEDs às tensões dadas na tabela. A iluminação do LED D7 indica uma tensão muito elevada. Um LED de cor vermelha executa perfeitamente essa função. O LED D6 indica uma tensão correta e o consideramos de luz verde. Os LEDs D5, D4 e D3 indicam todos uma tensão muito baixa; o ama-

Tabela

Led iluminado	Tensão da bateria
D7	15 V
D6	13,5 V
D5	12 V
D4	11 V
D3	9,5 V

relo lhes vai perfeitamente. Os diodos D1 e D2 protegem o circuito contra as sobretensões e pulsos parasitas que poderiam lhe ser aplicados. As resistências R1... R5 devem ser do tipo 1/2 watt. A montagem é utilizável apenas com um veículo cuja instalação elétrica funcione em 12 volts.

73

Gerador-aferidor

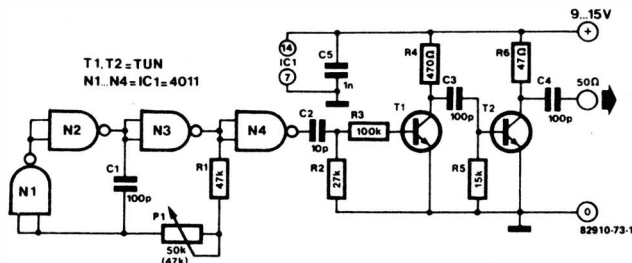
O gerador-aferidor aqui descrito produz um espectro de frequências que comporta uma "portadora" de aproximadamente 100 kHz e se estende até por volta de 200 MHz. A montagem parece particularmente apta à regulagem dos receptores, devido à sua grande precisão.

A precisão, que pode em um curto período ser igual à de um oscilador a quartzo, é obtida graças a um truque. A segunda harmônica da fundamental de 100 kHz é regulada, com a ajuda da técnica de "batimento zero" (zero-beat), sobre a portadora do emissor inglês de grandes ondas de Droitwich, emissor que se caracteriza por uma frequência de uma extrema precisão ($7 \cdot 10^{11}$).

Se se desejar, é possível ajustar a centésima harmônica em um emissor-aferidor em ondas curtas (10 MHz). A precisão do gerador-aferidor

depende, por isso, somente da precisão com a qual tiver sido efetuada a regulagem da "batida zero".

Lancemos um olhar ao funcionamento dessa montagem: produz-se um sinal retangular com a ajuda das portas N1, N2 e N3; a frequência deste sinal pode ser ajustada pela ação sobre o potenciômetro P1. A porta N4 faz a função de tampão e fornece à saída um sinal retangular quase simétrico. Por esse motivo, as harmônicas que nascem são principalmente ímpares e as mais elevadas são claramente atenuadas devido à rigidez limitada do flanco de pulso. Os transistores T1 e T2 transformam este sinal em um sinal formado por uma sequência de pulsos rápidos, novo sinal que compreende tanto harmônicas pares como harmônicas ímpares. Se se quiser melhorar a estabilidade a longo prazo,

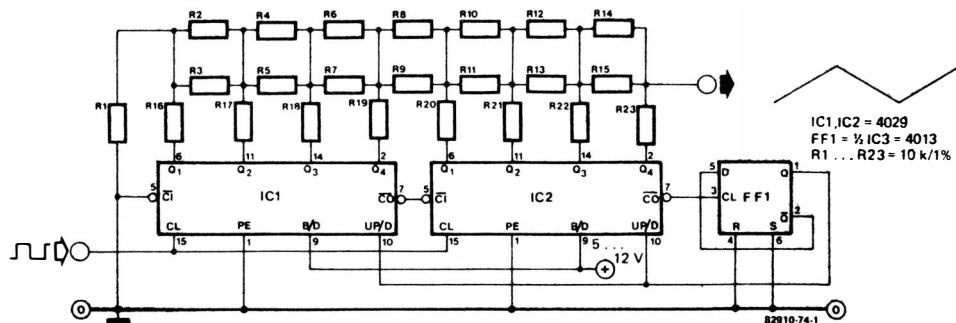


é recomendado substituir a série de portas N1 a N4 por um oscilador estável existente, oscilador que deverá fornecer o sinal de saída possuindo uma frequência de 100 kHz e tendo uma amplitude suficientemente grande. A estabilidade da montagem depende muito de sua construção. É preciso encurtar ao máximo as

conexões. A tensão de alimentação deve ser muito estável (alimentação a 723 por exemplo). Pode-se montar em série com P1 um potenciômetro de 1 k, de modo a poder efetuar uma regulação fina. Dessa maneira, simplifica-se singularmente a regulação definitiva.

74

Conversor de sinais quadrados em sinais de degrau



Este circuito permite produzir uma onda em forma de “degraus de escada”, montante e descendente, com um total de 512 passos por ciclo. IC1 e IC2 são dois contadores decaimétricos de quatro bits, conectados ao contador de oito bits, com uma rede de resistências R-2R ligadas às saídas para converter os códigos de saída binários em uma onda em forma de “degraus de escada”. Quando um sinal quadrado é aplicado à entrada “relógio”, o circuito vai contar até que o medidor atinja 255, e depois a saída “carry” vai se tornar baixa e fazer bascular a balsa FF1. O circuito vai então des- contar até atingir o valor zero, e em seguida a

saída “carry” vai novamente acionar a balsa FF1, e assim por diante.

Para estar certo de que os degraus de escada têm a mesma altura, é necessário empregar para R1 a R23 resistências de tolerância de 1%.

É possível estender esta montagem de maneira que a frequência do sinal de saída seja a mesma que a do sinal de entrada, multiplicando inicialmente por 512 a frequência do sinal de entrada. Esta multiplicação pode ser feita com a ajuda de uma montagem em PLL, como a utilizada no “sintetizador de frequências para tensões retangulares”, descrito em outro local deste livro.

75

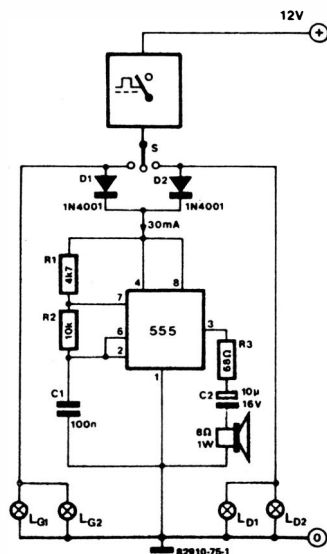
Denunciante de pisca-pisca

Quantas vezes você não chegou, na saída de uma curva fechada, a constatar que a alavanca do pisca-pisca não voltou à posição média?

Ainda esta vez, não é o ruído do pisca-pisca mecânico que lhe avisa esta situação “deplorável” (para os automobilistas que cruzam com

você ou que o seguem); bem freqüentemente, é um pequeno visor que pisca em seu painel que o lembra de voltar a alavanca ao ponto neutro. Ao contrário, se o motorista deve concentrar sua atenção na estrada e se o pisca-pisca em questão for um pisca-pisca eletrônico (pisca-pisca de potência), é bem provável que o motorista não perceba que o pisca-pisca está funcionando, com todas as conseqüências que isso possa ter para a segurança rodoviária. O pisca-pisca acústico aqui descrito traz a solução desejada para todos os que dispõem de um carro de pisca-pisca eletrônico, mas mudo.

O coração da montagem é um multivibrador estável (555) que produz um sinal sonoro de 1 kHz, por meio de um pequeno alto-falante, quando uma das lâmpadas do pisca-pisca (LG1-LG2 ou LD1-LD2) estiver ligada à tensão de alimentação por meio do pisca-pisca. Pode-se modificar o nível do sinal sonoro à vontade, modificando o valor de R3 (seu valor não deve cair abaixo de 68 Ω). Mudar o valor de C1 permite modificar a altura do sinal sonoro.

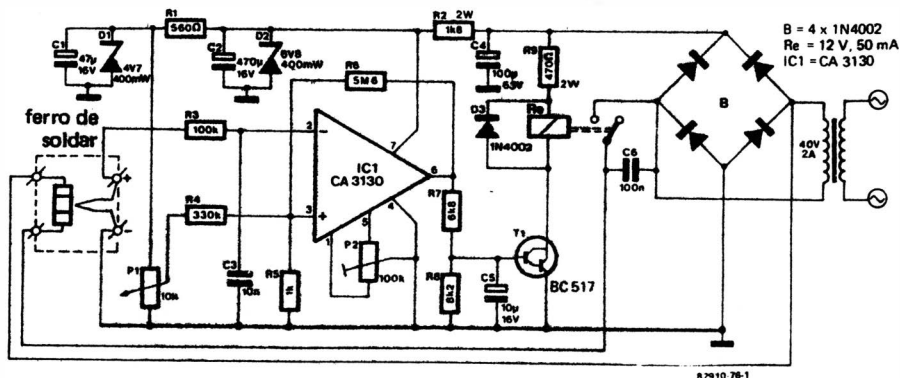


76

Regulador simples para ferro de soldar

Um só amplificador operacional e um único transistor, aos quais se acrescenta um punhado de componentes, bastam para construir um bom regulador para ferro de soldar alimentado a 40 V. O amplificador operacional é utilizado tanto como elemento de comparação entre a tensão aplicada ao termopar e a reinante no potenciômetro P1. Se a tensão na entrada inversora do amplificador operacional for inferior à

tensão aplicada na entrada não-inversora, a saída dos comparadores se encontra a uma tensão positiva com relação à massa; T1 é comandado na abertura. O relé é então excitado, o elemento que aquece (a resistência) do ferro de soldar põe-se a aquecer até que a tensão no termopar na entrada inversora ultrapasse a tensão de referência aplicada à entrada não-inversora. A tensão de saída do comparador desce



então a zero volt, e T1 bloqueia. Os diodos zener D1 e D2 são destinados a dar uma estabilidade suficiente à tensão de referência existente em P1.

A maioria dos termopares utilizados nas pontas de ferro de soldar dão em torno de 5 mV/100 °C. Antes de iniciar o processo de regulagem, posiciona-se P1 ao máximo no sentido da tensão positiva. Por ocasião da entrada em tensão da montagem, o relê vai colar e vamos medir,

com a ajuda de um milivoltímetro, o aumento da tensão no termopar. Atua-se em seguida sobre o potenciômetro P2, de maneira que o relê descole quando a tensão no termopar atingir 20 mV (o que corresponde a uma temperatura de +400 °C).

Pode-se, em seguida, pela ação sobre P2, escolher a temperatura que se quer para seu ferro de soldar.

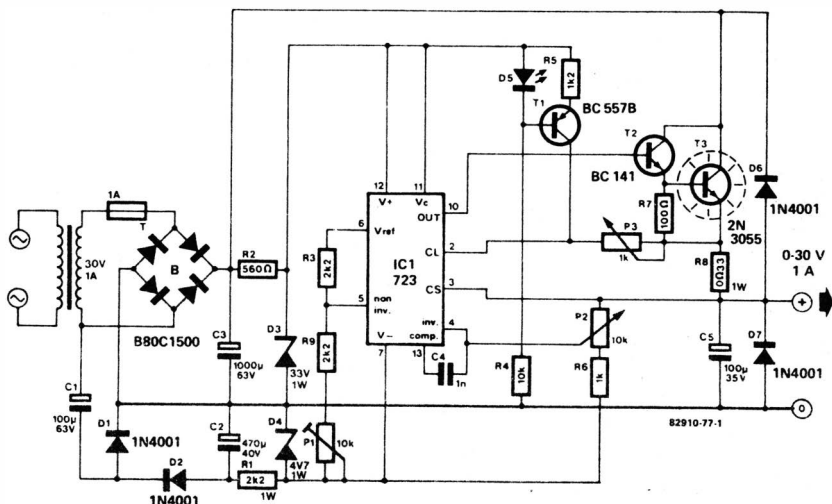
77

Alimentação regulável de 0 a 30 V

O tema "alimentações em todos os tipos" é quase inesgotável; eis uma prova. Trata-se de um aparelho de facilidades múltiplas, capaz de fornecer uma tensão de saída regulável entre 0 e 30 volts sob 1 ampère no máximo (mesmo quando a tensão for muito baixa); ele é igualmente dotado de uma limitação em corrente. Uma vez mais, como é o caso de todas as alimentações a 723, a grande dificuldade foi chegar a obter uma tensão de saída efetivamente ajustável até zero volt. Isso é, com efeito, impossível quando se utiliza um 723 com configuração convencional, porque a construção do amplificador diferencial interno é tal que é impossível fazer descer abaixo de 2 volts a tensão de saída. A solução escolhida, no que se refere a esta montagem, é uma tensão adicional negativa realizada com a ajuda de um duplicador de tensões. Sabendo que basta uma tensão

negativa relativamente baixa, a parte negativa da alimentação é estabilizada a 4,7 volts por meio de R1 e de D4.

Ligando então a conexão V - do circuito integrado (pino 7) a esta tensão de -4,7 V, chega-se a deslocar para baixo, da mesma quantidade, o domínio das tensões podendo ser varridas por um 723 standard. Na realidade, uma tensão adicional de -2 V seria suficiente, mas é preciso não esquecer a existência de uma pequena tensão de defasagem (offset) que será preciso compensar. Trata-se aqui, de fato, de uma sobrecompensação. A entrada não-inversora (pino 5) do amplificador diferencial que mencionamos anteriormente é igualmente ligada a esta tensão adicional pelo potenciômetro P1, o que permite suprimir a parte ascendente de compensação, deixando toda a possibilidade de eliminar a tensão de defasagem. A resistência



R8 faz então papel de resistência de limitação de corrente; seu valor foi calculado para uma corrente máxima de 1 A. A corrente de saída é, por outro lado, totalmente ajustável por ação sobre P1. Por isso, quando a resistência máxima é tomada entre o ponto nodal de T3, R7 e R8 para o pino 2 do circuito integrado, a corrente de saída está em seu mínimo (se, por isso, a limitação em corrente é ajustada para ter teoricamente 0 miliampère, a tensão de saída não deverá ultrapassar zero volt). Se se escolher um valor intermediário de P3, ter-se-á uma corrente menor diretamente proporcional ao valor desta resistência. É inútil dedicar-se à tarefa exigida aos demais componentes da montagem. Mencionamos de passagem que D5 se ilumina tão logo ela forneça uma tensão de escoramento à fonte de corrente construída em torno de T1. Eis como efetuar a aferição: liga-se momenta-

neamente às saídas uma resistência de carga de 1 k Ω /1W. Coloca-se P3 em sua resistência mínima e gira-se o cursor de P2 em direção à linha de saída, podendo-se, em seguida, ajustar a tensão de saída pela ação sobre P1, de maneira a levá-la a zero. Uma ação sobre P2 permite então fazer variar entre 0 e 30 V a tensão de saída (se for impossível atingir 30 V, pode-se diminuir o valor de R6 para atingir esta tensão).

A tensão de ondulação residual do protótipo desta alimentação ficará inferior a aproximadamente 10 mV, podendo este valor ser reduzido aprimorando-se a montagem.

Em caso de curto-circuito da saída, T3 deve dissipar 40 watts aproximadamente; é importante, para sua sobrevida, dotá-lo de um grande radiador (perfil de alumínio pintado de negro de 10 x 10 cm aproximadamente).

78

555 como destravador

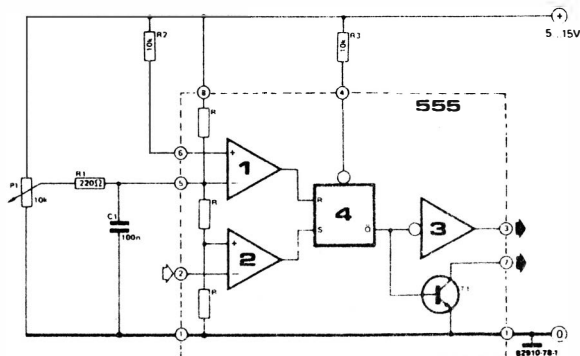
A maioria das vezes, o 555 é utilizado como temporizador. Nesta montagem, o retardo é obtido pela duração da carga de um condensador e pela determinação do instante em que a tensão nos bornes deste condensador tenha atingido um determinado valor. O circuito é provido, para isso, de duas entradas que reagem ao nível da tensão de entrada.

Parece evidente, nessas condições, utilizar o 555 como destravador de tensão, isto é, quando um nível determinado de tensão é atingido.

Nesta montagem, a tensão se acha aplicada à entrada 2. Na entrada 5, se acha aplicada uma

tensão de referência que é possível ajustar pela ação sobre o potenciômetro P1. Este potenciômetro permite ajustar a soleira de destravamento entre quase 0 volt e a metade da tensão de alimentação. A impedância de entrada no pino 2 se situa a aproximadamente 1 M.

O circuito integrado possui duas saídas: uma saída como coletor aberto (pino 7) e uma saída (pino 3) capaz de fornecer uma corrente máxima de 100 mA a uma carga. Esta carga pode ser ligada indiferentemente ao pólo positivo ou ao pólo negativo. A tensão de saída é "alta", quando a tensão de entrada aplicada ao pino 2 for



inferior à soleira da tensão de referência. Quando a soleira da tensão de referência for ultrapas-

sada, a tensão no pino 3 diminui e T1 se torna condutor.

79

Luz seqüencial pseudo-aleatória

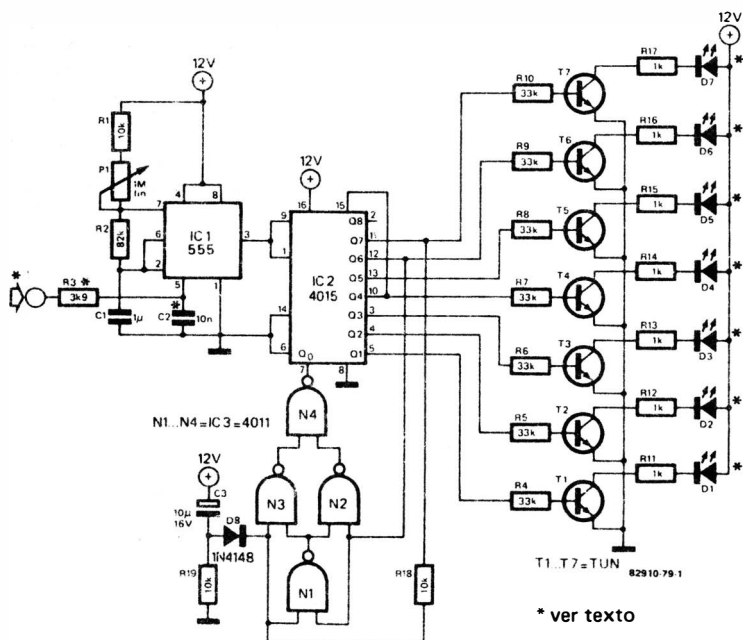
Quando se liga, por meio de uma porta EXOR, à entrada de dados (reação) um determinado número de saídas de um registro de defasagem fornecendo-lhe um determinado número de bits na ordem correta, as saídas Q do registro passam por todos os estados lógicos diferentes possíveis. A utilização das saídas Q para o comando dos LEDs permite visualizar o verdadeiro quadro de um registro de defasagem montado em reação. Após cada pulso de relógio, o registro defasa um nível lógico alto (1 = LED iluminado) ou baixo (0) de uma posição; obtém-se, assim, uma luz seqüencial.

A montagem utiliza um registro de defasagem de 7 bits (IC2) acoplado à entrada de dados (Q0, pino 7 de IC2) por meio de uma porta EXOR (N1... N4). O circuito temporizador universal 555 se encarrega de fornecer o pulso de relógio. P1 permite ajustar a frequência do

signal retangular e, por isso, a velocidade de desenfiamento. As componentes R4... R17 e T1... T7 são necessárias para o comando dos LEDs D1... D7. O quarteto R18, R19, C3 e D8 é destinado a fazer de modo que haja sempre um nível lógico alto aplicado à entrada de dados por ocasião da entrada em tensão da montagem.

Isso permite fazer com que o registro jamais admita um nível baixo (que duraria, então, eternamente). Pode-se muito bem desenvolver a montagem para fazer uma espécie de jogo de luz. Para obter isso é preciso substituir os LEDs por opto-acopladores que pilotam lâmpadas incandescentes por meio do material necessário em tais circunstâncias (um triac entre outros).

A entrada de comando de IC1 (pino 5) serve para a modulação da frequência de relógio (velocidade de desenfiamento), com a ajuda de



* ver texto

um sinal de áudio retificado, aplicado através de R3.

O condensador C2 é nesse caso suprimido. A variação da tensão de comando entre 0 e 15

volts faz variar a frequência do sinal retangular entre 50 e 150% do valor existente, quando a entrada de comando está “no ar”.

80

Supressor de pulsos parasitas

As montagens à base de circuitos integrados TTL apresentam freqüentemente problemas devido à sua sensibilidade aos pulsos parasitas. Sua imunidade a estes últimos é, com efeito, muito baixa, o que faz com que sinais indesejáveis, mesmo de baixa amplitude, possam ter um efeito desastroso sobre o funcionamento de uma montagem. Quando o comprimento de um sinal de entrada é constantemente o mesmo, além de um limite determinado, é possível reduzir ao máximo os parasitas pela adição da montagem aqui descrita; o circuito reconhece, com efeito, o comprimento de um sinal de entrada.

Uma rede RC (figura 1) poderá muito bem convir. O princípio desta adição é admissível, mas

uma rede RC tem influência sobre os níveis TTL, razão pela qual os valores de R e C não devem sair de um domínio bem definido.

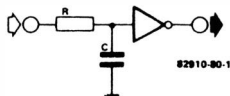
O esquema da figura 2 propõe uma solução nitidamente mais eficaz. Nesta montagem, o sinal de entrada é comparado a um pulso fornecido por um multivibrador mono-estável. Somente quando o pulso de entrada é mais longo que o pulso produzido pelo mono-estável que se encontra um sinal de saída. Os componentes descritos na figura 3 permitem fixar a duração da temporização da montagem.

O diagrama dos pulsos da figura 4 é destinado a explicar o funcionamento da montagem.

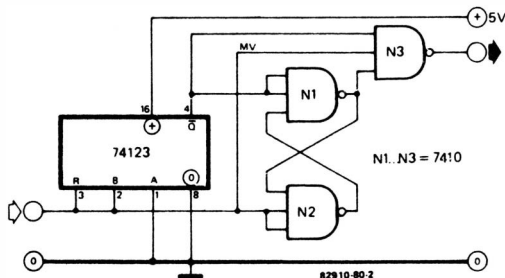
Deve-se notar de passagem que o multivibrador mono-estável é inicializado por um nível lógico baixo. Isso tem como consequência o destravamento do multivibrador mono-estável por pulsos parasitas e sua recolocação a zero quase imediata.

B. Krone

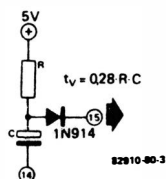
1



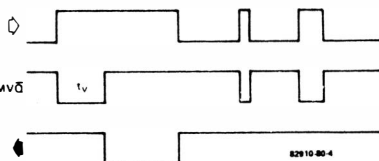
2



3



4



Pode-se utilizar este circuito para alinhar amplificadores FI cuja frequência é de 455 kHz. O gerador produz um sinal de 455 kHz modulado em amplitude ou em frequência, conforme a posição dos comutadores S1 e S2. O oscilador propriamente dito é construído em torno do FET T1. Um transformador FI convencional serve para determinar a frequência. O gerador de alinhamento é harmonizado na frequência correta, fazendo passar o sinal de saída por um filtro FI cerâmico. Após retificação, pode-se medir o sinal com a ajuda de um voltímetro para verificar que a regulação da bobina do transformador FI corresponde à maior amplitude do sinal. A frequência do gerador deve então coincidir com o valor desejado, ou seja, 455 kHz.

O circuito é dotado de dispositivos permitindo aplicar uma modulação de amplitude (AM) ou de frequência (FM). É preciso que o comutador S1 seja aberto durante a regulação do gerador, a fim de evitar toda modulação do sinal de saída. O sinal de modulação é engendrado pelo oscilador de baixa frequência construído em torno de T3. A modulação de amplitude se efetua modulando a tensão de alimentação de T1 via T2. S2 deve então ser colocado na posição "AM". A modulação de frequência (S2 colocado na posição "FM") se obtém por meio do diodo varicap D4. Pode-se fazer variar nos dois casos a profundidade de modulação, por meio de P1.

O sinal de saída do gerador de alinhamento é tomado no enrolamento secundário do transformador F1. A resistência em série de saída R15 pode ter qualquer valor superior a 100 Ω , conforme a tensão de saída e as impedâncias desejadas. Na maioria dos casos, é suficiente um valor de 1 k.

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2 = 220 Ω
R3 = 100 Ω
R4 = 470 Ω
R5, R7, R9, R10, R12 = 1 M
R6 = 3k3
R8 = 2k2
R11, R13, R14 = 5k6
R15 = ver texto
P1 = potenciômetro ajustável de 4k7 (5 k)

Condensadores:

C1, C6, C7 = 100 n
C2 = 180 p
C3 = 1 n
C4, C5 = 100 p
C8 = 330 n
C9, C10, C11 = 68 n

Semicondutores:

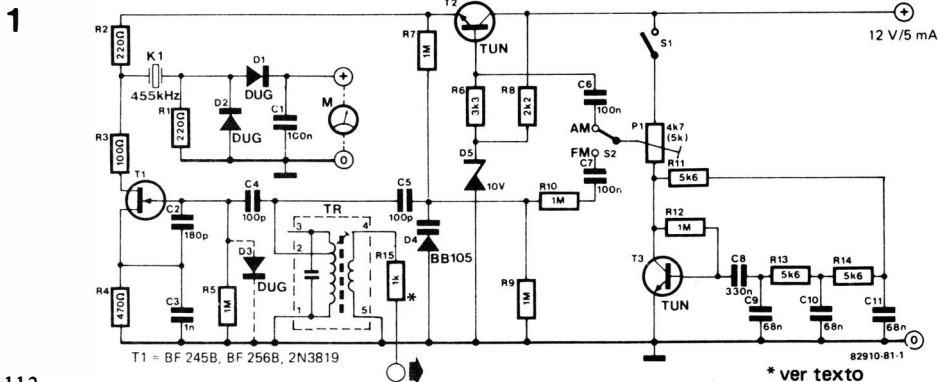
T1 = BF 245B, BF 256B, 2N3819
T2, T3 = TUN
D1, D2, D3 = DUG
D4 = BB105
D5 = diodo zener 10 V

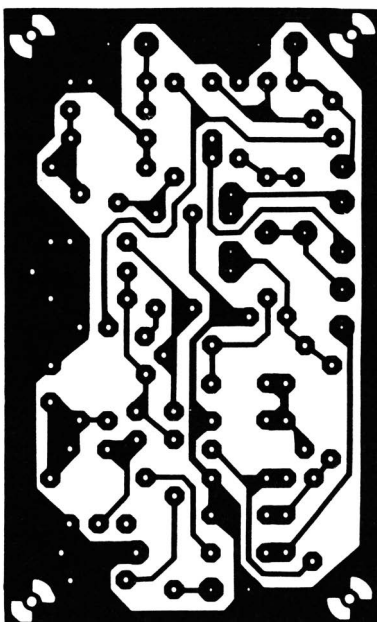
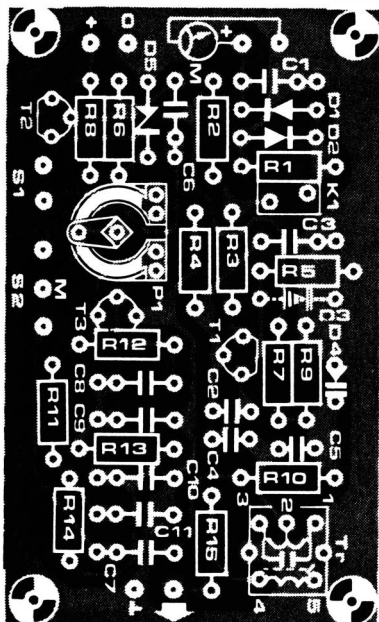
Diversos:

K1 = filtro cerâmico 455 kHz (Murata)
Tr = transformador FI Toko 11100, 12374
(ou equivalente)
S1 = interruptor unipolar

Figura 1. Esquema de princípio do gerador de alinhamento AM/FM.

Figura 2. Representação do circuito impresso e implantação dos componentes para o gerador de alinhamento.





82

Oscilador para sinais retangulares

Praticamente qualquer amplificador operacional permite construir um oscilador capaz de produzir sinais retangulares. Construí-lo segundo o esquema dado compreende um determinado número de vantagens com relação às montagens mais conhecidas: o oscilador entra em funcionamento infalivelmente, sua frequência é totalmente independente da tensão de alimentação (!) e são necessários apenas três componentes (componentes pouco críticos, aliás).

O princípio de funcionamento em algumas palavras: na partida, C_1 se acha descarregado! Quando da entrada sob tensão da montagem, a tensão nos bornes do condensador é ainda nula, mesmo que uma tensão seja imediatamente aplicada à entrada não-inversora do amplificador operacional por meio do divisor de tensão R_1/R_2 . Na saída do amplificador operacional, existe então uma tensão de mesmo valor que a tensão de alimentação. Este estado de fatos acarreta a presença, no pino 3 do amplificador operacional, de uma tensão igual a $2/3$ da tensão de alimentação. R_1 e R_3 estão sempre no potencial positivo, enquanto que R_2 se encontra na massa.

C_1 se carrega lentamente através de R_4 para

tentar atingir o potencial da tensão de alimentação (U_b). Mas isso não acontece. Uma vez que a tensão nos bornes de C_1 ultrapassa os $2/3$ de U_b , a tensão na saída do amplificador operacional cai para zero. Nessas condições, não são mais $2/3$ da tensão de alimentação que se acham aplicados à entrada não-inversora, mas somente $1/3$ (R_1 no potencial positivo, R_2 e R_3 na massa). O condensador tem tendência a se descarregar para 0 V através de R_4 ; mas, desde que a tensão nos bornes de C_1 tenha caído abaixo de $1/3$ de U_b , limite fatídico do qual já falamos, o amplificador operacional oscila e todo o processo descrito acima se repete. A tensão reinante nos bornes de C_1 (U_c) oscila assim continuamente entre $1/3$ e $2/3$ da tensão de alimentação. Observando a figura 2, vê-se imediatamente que a frequência de oscilação é perfeitamente independente da tensão de alimentação; a ordenada (vertical) não é graduada em tensão absoluta, mas em relações entre U_b e U_c ; trata-se, portanto, de valores sem unidades.

Damos algumas precisões aos que essas indicações não falam suficientemente.

Suponhamos a tensão de alimentação em curso

de aumento. C1 se carrega então mais rapidamente, pois a diferença de potencial em R4 é mais elevada, e é igualmente o caso da corrente de carga. A diferença de tensão entre $1/3$ e $2/3$ U_b evidentemente também aumentou, o que faz com que o tempo gasto pelo condensador para se carregar de $1/3$ a $2/3$ ou para se descarregar de $2/3$ a $1/3$ da tensão de alimentação permaneça o mesmo. Eis a fórmula que permite calcular a frequência de oscilação:

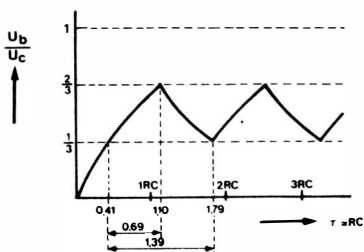
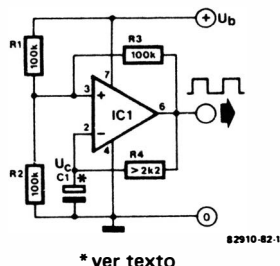
$$f = 1/1,4 \cdot RC \text{ (Hz)},$$

fórmula na qual $R = R4$ (em ohms), $C = C1$ (em farad).

A relação cíclica do sinal retangular disponível na saída é teoricamente de 50%. Mas, na prática, esta relação pode ser diferente, devido a diferenças entre $R1$ e $R2$ e porque os amplificadores operacionais (com exceção do 3130) não têm uma característica de saída perfeitamente simétrica.

Para incitá-lo a construir esta montagem é dado um quadro recapitulando um certo número de resultados de medidas, podendo servir de pontos de referência. Os resultados obtidos de um amplificador op a outro podem ser um pouco diferentes dos dados no quadro. O único dado a respeitar imperativamente e jamais ultrapassar é o valor da tensão de alimentação máxima. Em caso de dúvida, referir-nos-emos à ficha de características fornecida pelo fabricante. Quando se atinge o limite inferior da tensão de ali-

mentação, pode ocorrer que se constatem variações das características dos amplificadores operacionais, no decorrer das quais possa parecer um desvio da frequência de saída. Esse não é mais o caso quando a tensão de alimentação ultrapassa 10 volts, aproximadamente. A tensão de funcionamento de C1 deve ser no mínimo $2/3$ da tensão de alimentação.

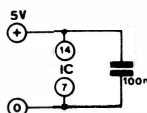
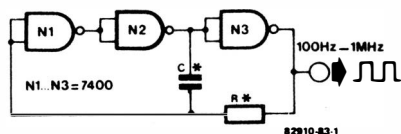


83

Gerador de sinais retangulares TTL

Não é difícil construir um gerador de sinais retangulares suscetível de conhecer uma vasta gama de aplicações (gerador de relógio, por exemplo), empregando um pequeno número de portas TTL. O esquema ao lado representa a concepção geral fundamental deste tipo de gerador. É um circuito simples que pode ser utilizado em uma ampla faixa de frequências; sua entrada em serviço se faz sem problema e sua estabilidade é suficiente para a maioria das aplicações. A frequência não é afetada pelas variações da tensão de alimentação.

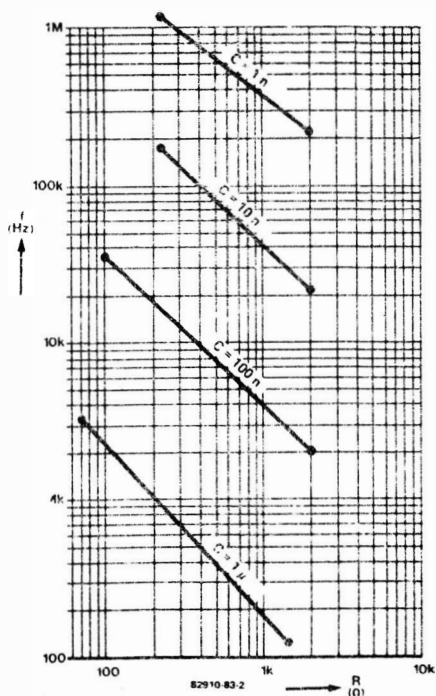
A frequência de oscilação é determinada pelo circuito RC e o tempo de propagação dos inversores (no caso presente, três NAND cujas entradas são conectadas em paralelo). Dado que o retardo da propagação do circuito integrado é



geralmente fortemente influenciado pela temperatura e pela tensão de alimentação, é preciso cuidar para que o tempo de propagação tenha também pouco efeito sobre a frequência de oscilação. A saída de cada porta varia de estado duas vezes a cada período de oscilação, o que significa que no total é preciso dobrar o tempo de propagação das três portas. Para assegurar que a frequência de oscilação f_0 seja mais ou menos independente das variações da temperatura do circuito e das flutuações da tensão de alimentação, é preciso cuidar para que f_0 seja relacionado a $1/2 \cdot t_p \cdot n$, fórmula na qual t_p é o tempo de propagação, n o número de inversores ligados em série. No caso do circuito apresentado neste artigo, $t_p = \text{aprox. } 10 \text{ ns}$ e $n = 3$. De sorte que, no que se refere à frequência de oscilação:

$$f_0 \leq \frac{1}{2 \cdot t_p \cdot n} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 3} = 16,6 \text{ MHz}$$

O gráfico ao lado representa a evolução de f_0 em função de R . O valor desta resistência não deve ser inferior às indicadas no gráfico; por exemplo, para $C = 100 \text{ nF}$, R não deve ser inferior a 100. Um gerador de sinais retangulares variáveis é obtido substituindo R por um potenciômetro de 2,5 k montado em série com uma resistência fixa de valor mínimo autorizado. Um gerador de sinais retangulares universal desse tipo pode ser executado utilizando circuitos integrados Low Power Schottky TTL ou CMOS.

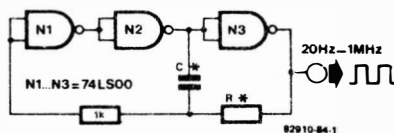


84

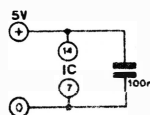
Gerador de sinais retangulares TTL-LS

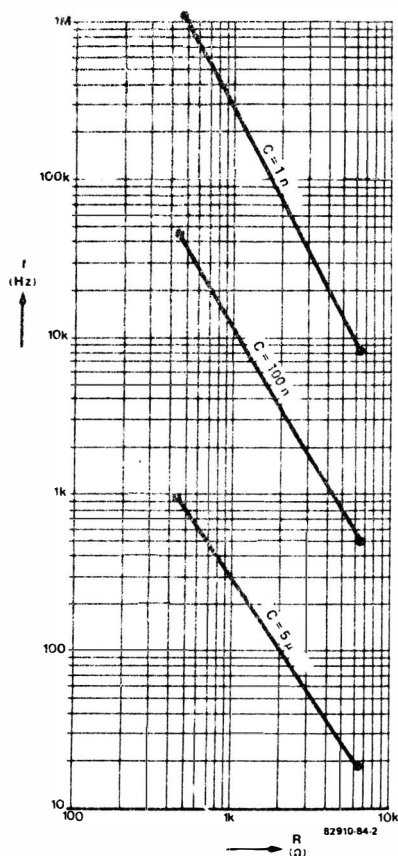
O destino deste gerador de sinais retangulares universal é o mesmo do da montagem descrita anteriormente; a única diferença que o caracteriza é a substituição do circuito integrado TTL comum por um circuito integrado de mesmo tipo, mas da família LS (Low Power Schottky), família que nenhum verdadeiro amador de eletrônica ignora a existência.

Como as características elétricas de um circuito integrado TTL-LS são diferentes das do circuito TTL comum correspondente, a relação entre a frequência de oscilação e os valores de R e de C é igualmente diferente; deve-se notar, por outro lado, que é indispensável adicionar uma resistência suplementar à montagem.



*ver texto



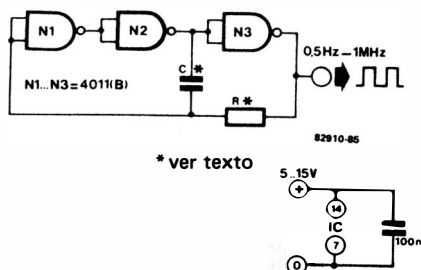


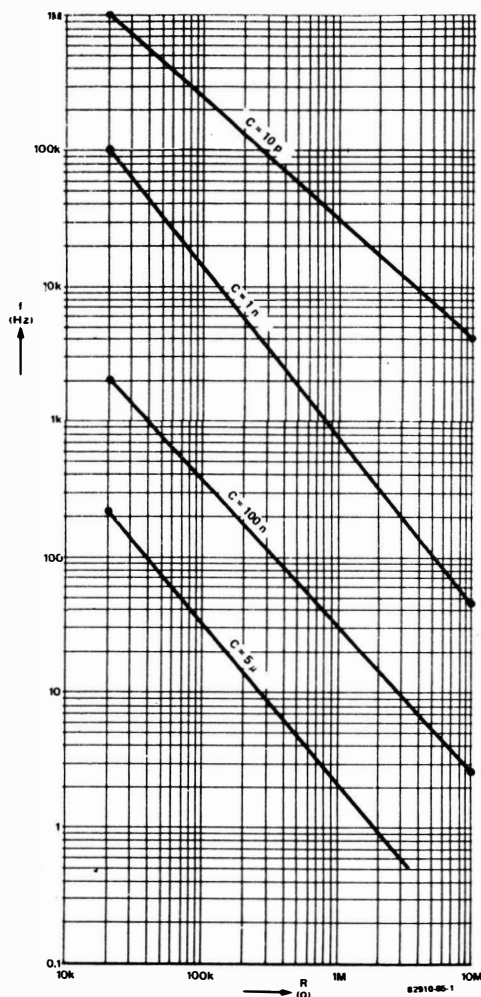
Esta montagem permite produzir um sinal retangular tendo uma frequência compreendida entre 20 Hz e 1 MHz. O gráfico ortonormal permite ler qual a frequência produzida por uma combinação R/C dada. Novamente, a resistência R não deve cair abaixo do valor dado no gráfico, a saber 470 Ω . Se se deseja dispor de um gerador de sinais retangulares ajustável, pode-se substituir R por uma resistência de 470 Ω colocada em série com um potenciômetro de 5 ou de 10 k.

85

Gerador de sinais retangulares CMOS

A série de geradores de sinais retangulares em TTL Schottky standard e baixa potência (Low Power) descrita precedentemente pode ser completada pela variante baseada em um circuito integrado CMOS. Pode-se novamente deduzir do gráfico ortonormal a relação que existe entre a frequência do oscilador e os valores de R e C. As frequências indicadas são aquelas medidas a uma tensão de alimentação de 12 volts, mas uma tensão de alimentação um pouco diferente tem apenas pouco efeito sobre esta frequência. Esta montagem funciona para frequências que vão de 0,5 Hz a 1 MHz. A tensão de alimentação pode ser escolhida entre 5 e 15 V; o valor da resistência R não deve, em nenhum caso, ser





inferior a 22 k. Obtém-se um gerador de sinais retangulares ajustável, substituindo a resistência R por um potenciômetro de 1 M montado em série com uma resistência fixa de 22 k. O circuito integrado CMOS 4011 utilizado pode ser uma versão obturada ou não. A montagem funciona nos dois casos.

86

Sintetizador de frequências para tensões retangulares

É o sintetizador de frequências que produz tensões retangulares do qual é possível escolher a frequência entre 1 e 999 kHz, ao invés de 1 kHz. O coração da montagem é um circuito integrado de PLL (Phase Locked Loop = anel de travamento de fase): um 4046 (IC6). Este circuito integrado possui um oscilador

interno produzindo sinais retangulares; o sinal produzido por este oscilador é disponível no pino 4 do circuito integrado. Este sinal é transmitido a três medidores decimais que dividem a frequência deste sinal pelo fator inteiro escolhido com a ajuda de três comutadores de dez posições S1... S3. A frequência obtida é trans-

ou diminuir o valor de C1 em função da modificação escolhida.

Os valores dados às componentes correspondem a uma tensão de entrada máxima de 220 V. Nessas condições, uma corrente máxima admissível de 10 mA atravessa a porta por intermédio de R1. O diodo D2 é acrescentado para evitar que a tensão de alimentação não seja influenciada por esse fato. Um pequeno cálculo mostra que a resistência R1 dissipa, nessas condições, 1,5 W, aproximadamente. Se se trabalha efetivamente a uma tensão de entrada de um nível tão elevado, é aconselhável fazer passar o circuito de entrada (R1, R2 e P1) à alta impedância, de modo a limitar as perdas por dissipação.

Tabela

tensão de entrada (eficaz)	tensão de alimentação		
	5 V	10 V	15 V
2 V	2,24	3,49	—
3 V	2,33	4,09	5,18
4 V	2,37	4,33	5,91
5 V	2,40	4,47	6,26
6 V	2,42	4,56	6,48
7 V	2,43	4,63	6,64
8 V	2,44	4,67	6,75
9 V	2,44	4,71	6,83
10 V	2,45	4,74	6,90

89

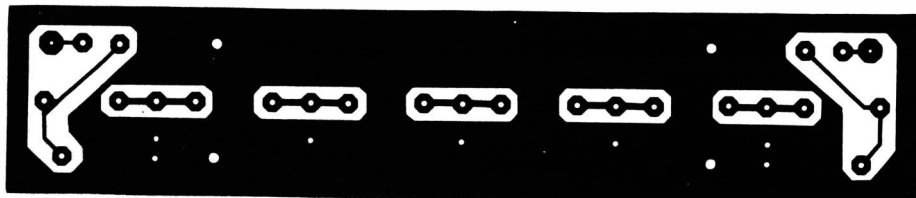
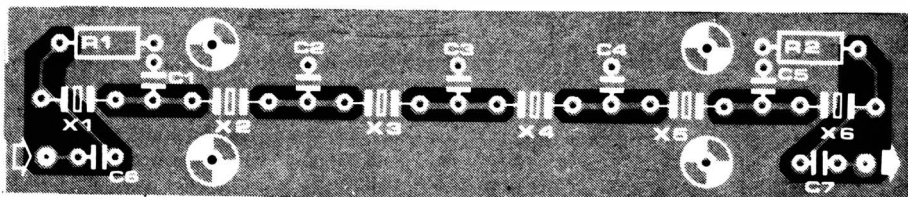
Filtro a quartzo barato

Quando se vê a queda do preço dos quartzos, e principalmente o de quartzo utilizado nos televisores a cores, percebe-se que se tornou rentável construir um filtro BLU com a ajuda de uma série de quartzo. Seguindo o esquema abaixo, obtém-se um filtro -6 dB tendo uma faixa passante de 2,2 kHz de largura, aproximadamente.

O desenho do circuito impresso mostra claramente a implantação dos componentes. Esta disposição tem, aliás, a vantagem de separar tanto quanto possível a entrada da saída, o que permite obter uma atenuação máxima dos sinais que se encontram fora do domínio da banda

passante. Dispondo duas resistências de 1 k no início e no fim do filtro, resistências nas quais se coloca em paralelo um ajustável de 18 p, é possível ajustar a 2 dB a ondulação residual (variação de atenuação no interior do domínio passante).

A fotografia mostra a curva passante do filtro. Constata-se que a declividade ascendente e a declividade descendente não são simétricas, o que indica que é possível especificar uma declividade de filtragem. A tabela 1 dá as características mais importantes. A atenuação máxima que se pode esperar atingir é de 90 dB.



Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2 = 1 k

Condensadores:

C1, C2, C4, C5 = 82 p

C3 = 15 p

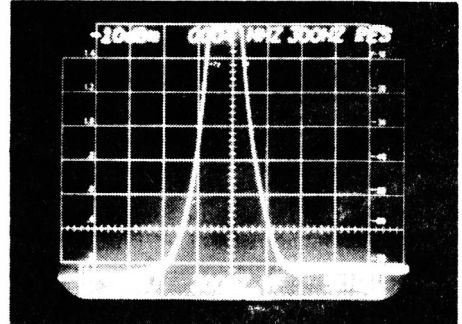
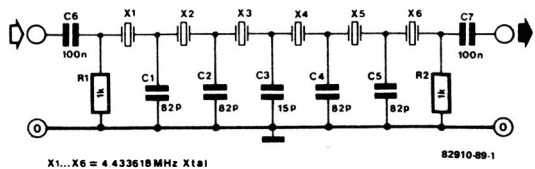
C6, C7 = 100 n cerâmico

Diversos:

X1, X2, X3, X4, X5, X6 = quartzo 4433, 618 kHz

Tabela

f_0	= 4432,03 kHz	
$f - 6 \text{ dB (d)}$	= 4433,06 kHz	} $- 6 \text{ dB} =$
$f - 6 \text{ dB (g)}$	= 4430,70 kHz	
$f - 60 \text{ dB (d)}$	= 4435,30 kHz	} $- 60 \text{ dB} =$
$f - 60 \text{ dB (g)}$	= 4427,40 kHz	
fator de forma	= 1: 3,17	
fator de forma	= 1: 3,48	
ondulação residual	= 2 dB	



90

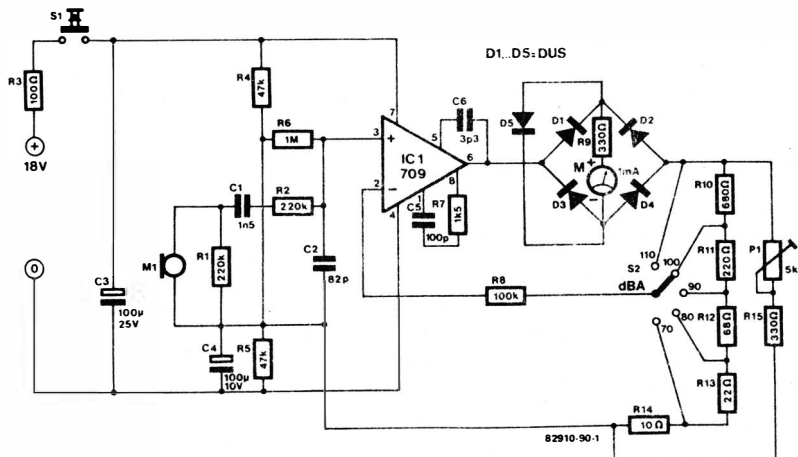
Decibelímetro

Existem atualmente numerosas aplicações potenciais que justificam a utilização de um aparelho de medida do nível de ruído – por exemplo, a vigilância do nível sonoro dos bailes, nas discotecas, etc. O aparelho descrito abaixo foi concebido originalmente para medir o nível do ruído engendrado pelos motores de modelos reduzidos. Ele possui cinco gamas comutáveis entre 70 dB e 120 dB (por subgamas de 10 dB)

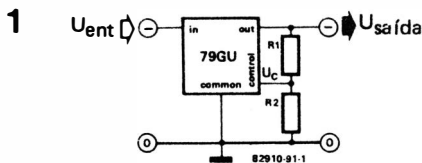
e sua resolução é de 1/2 dB. A precisão do protótipo era de ± 1 dB.

A figura 1 dá o esquema do aparelho de medida do nível de ruído. O sinal sonoro é captado pelo microfone M1 e filtrado pela rede C1, C2, R1 e R2. Esses componentes, bem como a capacidade do microfone e a impedância de entrada do amplificador, permitem corrigir a resposta em frequência do sistema para torná-lo confor-

1



são do tipo 79G. É um regulador de tensão negativa; ele foi escolhido porque pode fazer descer sua tensão de saída a -2,23 V. A tensão mínima de seu equivalente positivo, o 78G, é de aproximadamente 5 V. A extensão da região de comando para as baixas tensões é importante, pois os motores utilizados nas furadeiras miniaturizadas são do tipo de baixa tensão (eles são concebidos para serem alimentados à pilha). O circuito proposto pode ser utilizado para alimentar motores na gama de 2,5 a 12 V, com uma corrente que pode ir até 1 A.



Como mostra a figura 1, o circuito de base do regulador de velocidade utilizando este circuito integrado é muito simples. Seu princípio de funcionamento é dado algumas linhas mais acima. A soma dessas duas causas, o aumento da carga e a diminuição da tensão de alimentação de saída são determinados pela relação entre as duas resistências:

$$U_s = \frac{R1 + R2}{R2} \times U_c$$

Para os 79G, $U_c = -2,23$ V.

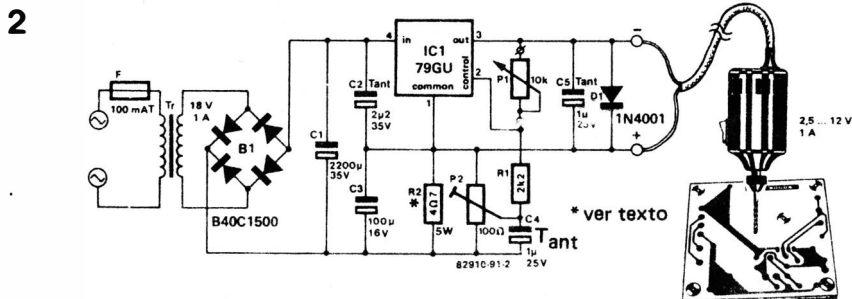
Como se pode constatar, a tensão de saída deste regulador é determinada pela tensão aplicada à entrada de comando — isto é, a que existe no ponto de junção de R1 e R2. Para ser mais preciso, é a tensão entre a entrada de comando e o borne “comum” que determina a tensão de saída. Sabendo disso, o circuito real (figura 2) não é muito complicado de se entender.

Quando o motor é carregado, sua velocidade tem tendência a cair. A corrente que passa pelo motor aumenta, o que aumenta a queda de tensão nos bornes de R2. O circuito integrado vai então se esforçar em restabelecer a diferença de potencial inicial entre as entradas “comando” e “comum”, aumentando sua tensão de saída. Isso significa que o motor recebe mais potência — o que tende a impedir a queda de sua velocidade.

Se se considerar a potência entregue pelo motor ao pino da furadeira, quanto mais ela consome, mais ela fornece. Isto corresponde à definição da reação — e, mais precisamente, da reação positiva. Para ter um funcionamento correto, é preciso evidentemente fixar corretamente a taxa de reação. A solução simplista seria considerar para R2 um potenciômetro ajustável. Mas isso não seria realista; você já viu um potenciômetro de 4,7 Ω que toleraria, sem embicar, uma corrente podendo ir até 1 A? A solução da resistência de potência R2 ligada em paralelo com o potenciômetro é bem melhor. Quando o cursor do potenciômetro está virado para cima, esta parte do circuito é idêntica ao esquema da figura 1, tanto que se considera apenas o regulador integrado; a tensão nos bornes do motor é assim mantida constante. Quanto mais se desloca o cursor de P2 para baixo, mais se aumenta a taxa de reação. Quando P2 é corretamente regulada,

Figura 1. Quando o regulador de tensão é montado de modo clássico, o circuito integrado adapta sua tensão de saída de modo a manter constantemente igual a 2,23 V a diferença de potencial entre sua entrada de comando e o borne comum. Isso significa que a tensão de saída é determinada por R1 e R2.

Figura 2. Esquema de princípio. A posição de P1 determina a velocidade do motor; o ajustável P2 é regulado de modo que a velocidade permaneça constante quando se carrega o motor.



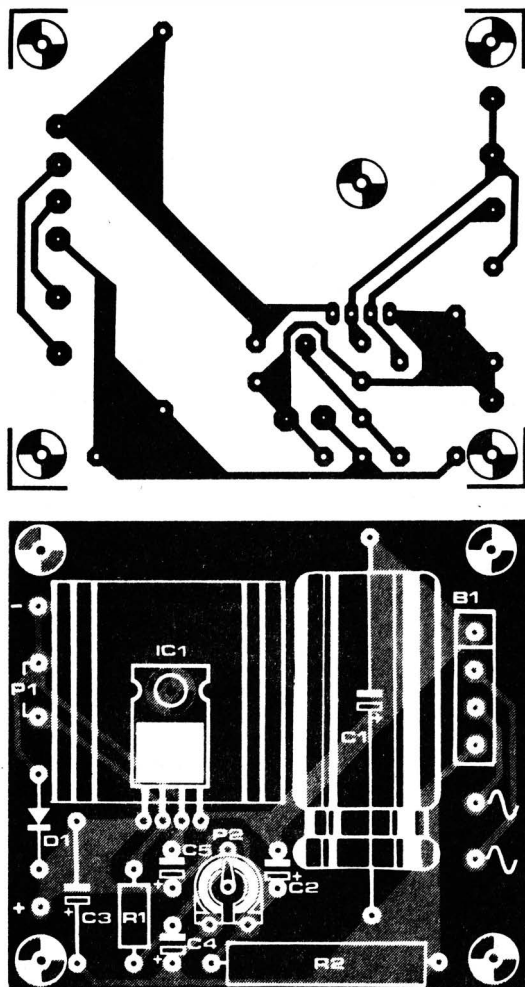
a velocidade do motor deve ser praticamente constante qualquer que seja a carga.

A figura 3 dá a planta de um circuito impresso conveniente ao nosso projeto. Os únicos componentes que não são montados na plaqueta são o transformador, o fusível e o potenciômetro P1. O encordoamento terminado, convém, antes de ligar o motor, proceder a um teste prévio. O cursor de P2 é girado a fundo no sentido dos ponteiros de um relógio; aplica-se, então, a tensão de saída. Medir esta tensão

car R1: aumentando R1, diminui-se a tensão de saída e vice-versa.

Coloca-se então P1 aproximadamente a meio caminho e liga-se a furadeira. Regula-se cuidadosamente o ajustável P2 para que a velocidade do motor esteja justamente no ponto de aumentar. Se se dá uma taxa de reação muito grande, faz-se embalar; muito pouca reação, ao contrário, torna o circuito menos eficaz. É possível, para determinados motores, que mesmo a posição mais baixa de P2 não seja muito baixa e que

3



(entre os bornes de saída + e -). Ela deve ser suficientemente menor que a tensão máxima admissível para o motor – digamos que ela deve ser inferior a aproximadamente 20%. Se estivermos muito longe deste valor, é preciso modifi-

Figura 3. Desenho do circuito impresso e implantação dos componentes. Notar que somente partem dois fios em direção a P1; a ligação entre os cursos e uma das extremidades da pista é feita no potenciômetro.

Lista dos componentes

Resistências:

$$R1^* = 2k2$$

$$R2^* = 4,7 \Omega / 5 W$$

$$P1 = 10 k \text{ lin.}$$

$$P2 = 100 \Omega \text{ ajustável}$$

Condensadores:

$$C1 = 2200 \mu / 35 V$$

$$C2 = 2 \mu 2 / 35 V \text{ tântalo}$$

$$C3 = 100 \mu / 16 V$$

$$C4, C5 = 1 \mu / 25 V \text{ tântalo}$$

Semicondutores:

$$IC1 = 79 GU$$

$$D1 = 1N4001$$

$$B1 = B40C1500$$

Diversos:

Tr = transformador 18 V/1 A

F = fusível 100 mA retardado radiador para IC1

* ver texto

a velocidade caía sob carga. É necessário, neste caso, aumentar o valor de R2 e retomar o procedimento de taragem. Este circuito evidentemente não faz milagres.

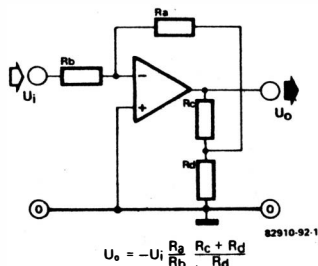
Se se aumentar a carga do motor enquanto o circuito está no limite de suas possibilidades com a tensão de saída máxima, a velocidade forçosamente cairá. Ainda bem que é assim, pois, se o regulador continuasse a aumentar sua tensão de saída, ultrapassar-se-ia a tensão máxima que o motor pode suportar e este acabaria queimando. Compreende-se, assim, porque é importante dar a R1 o valor correto, pois esta resistência determina o valor máximo da tensão aplicada ao motor. E esta não é uma precaução supérflua, a de medir novamente a tensão máxima fornecida pelo regulador, uma vez P2 regulado: colocar P1 ao máximo e aumentar a carga do motor. A tensão em seus bornes não deve, em nenhum caso, ultrapassar mais de 20% a tensão nominal; se ainda houver ultrapassagem, é preciso aumentar ainda mais R1. Pode-se também ligar uma resistência em paralelo com P1, reduzindo a resistência máxima que pode apresentar este potenciômetro.

Nada se pode fazer quanto a um eventual dano causado ao circuito integrado; ele contém uma proteção interna contra os curto-circuitos e as sobrecargas térmicas.

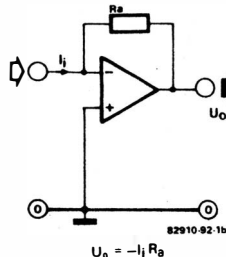
92

Milivoltímetro a FET

1a



1b



Os recentes amplificadores operacionais a JFET da National são caracterizados por seu ganho muito elevado, uma tensão de deriva baixa e uma impedância de entrada muito, muito elevada. Essas três características designam bem particularmente esse tipo de amplificador operacional para este circuito integrado quando da construção de um milivoltímetro. A montagem cujo esquema se acha na figura 2 é capaz de medir as tensões e as correntes. As figuras 1a e 1b indicam exatamente qual a montagem do amplificador operacional a escolher para cada uma dessas duas funções.

No esquema da figura 2, o amplificador operacional JFET, IC1, é capaz de exercer as duas funções descritas nas figuras 1a e 1b. Conforme a posição do comutador de gamas, S3, a resistência de contra-reação e um dos divisores de tensão (R_C e R_D na figura 1a) são postos em circuito. Um dos pontos A, B ou C da figura é utilizado como tomada intermediária do ponto divisor. A tabela 1 dá as diferentes gamas de

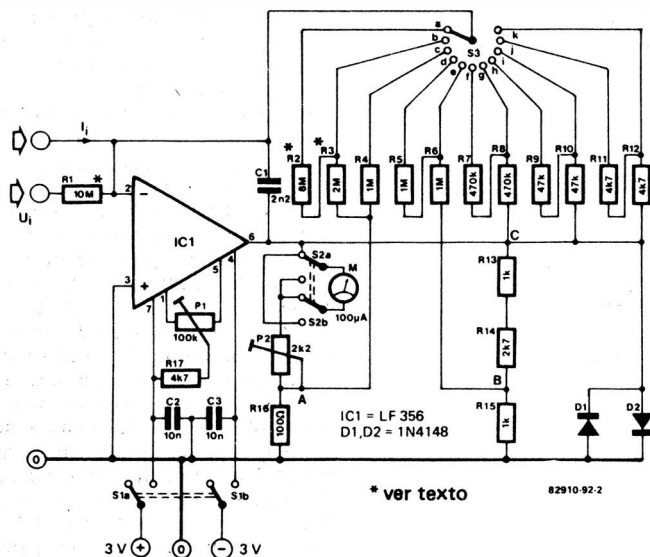


Tabela 1

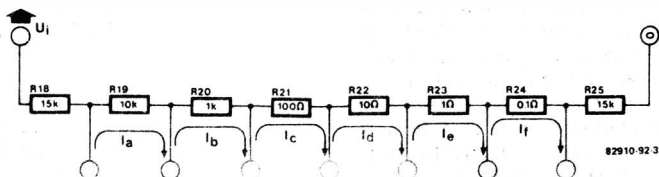
Plena escala		
S3	U_i	I_i
a	10 mV	1 nA
b	50 mV	5 nA
c	100 mV	10 nA
d	500 mV	50 nA
e	1 V	100 nA
f	5 V	500 nA
g	10 V	1 μ A
h	50 V	5 μ A
i	100 V	10 μ A
j	500 V	50 μ A
k	1000 V	100 μ A

Tabela 2

S3 em posição			
	a	b	c
I_a	1 μ A	5 μ A	10 μ A
I_b	10 μ A	50 μ A	100 μ A
I_c	100 μ A	500 μ A	1 mA
I_d	1 mA	5 mA	10 mA
I_e	10 mA	50 mA	100 mA
I_f	100 mA	500 mA	1 ... A

medida que é possível varrer, pela ação sobre o comutador. O milivoltímetro a FET é alimentado por uma dupla alimentação de -3 V e $+3$ V; seu consumo sendo muito baixo (1 mA), uma alimentação por pilha convém perfeitamente. Isto é igualmente interessante quando da utilização do voltímetro como entrada fluante. Não há inconveniente em aumentar as tensões de alimentação até $+e-16$ V no máximo. As resistências utilizadas serão, de preferência, do tipo de película metálica a 1%. Dados seus altos valores, R1, R2 e R3 são construídas com várias resistências de 1 M Ω . S2 permite inverter a polaridade do voltímetro. O potenciômetro P1 é destinado a anular a tensão de deriva do amplificador operacional. Isso se faz da seguinte maneira: a entrada estando curto-circuitada, o voltímetro será regulado no debatimento mínimo. O potenciômetro ajustável P2 permite aferir o voltímetro; ajusta-se bem precisamente o voltímetro de maneira que ele indique exatamente o valor de uma tensão-padrão cujo valor seja perfeitamente conhecido.

Graças à entrada I_i , é possível, com a ajuda desta montagem, medir uma corrente por meio do "shunt universal" da figura 3. Ele também será construído, de preferência, com a ajuda



timento plena escala de 5 mA, a corrente a medir deve ser aplicada à resistência R22, o shunt será ligado entre a entrada U_i do voltímetro e o computador S3 estará na posição b. Não se pode perder de vista que o indicador somente pode ser utilizado com o shunt para medir correntes em modo de entrada flutuante, portanto sem ligar a linha 0 do instrumento à massa do aparelho no qual é efetuada a medida.

93

Esta pequena montagem, sem pretensão permite determinar facilmente qual é esta regulação em corrente contínua ótima. O transistor a testar, TUT, é colocado em um pequeno estágio de amplificação. A entrada deste estágio de amplificação se vê aplicar um sinal tendo uma frequência de 100 MHz, sinal produzido por um oscilador construído em torno de T1. O sinal de 100 MHz não amplificado é captado no coletor, retificado com a ajuda de D1 e convertido

Todos os condensadores, exceto C7, devem ser do tipo cerâmico.



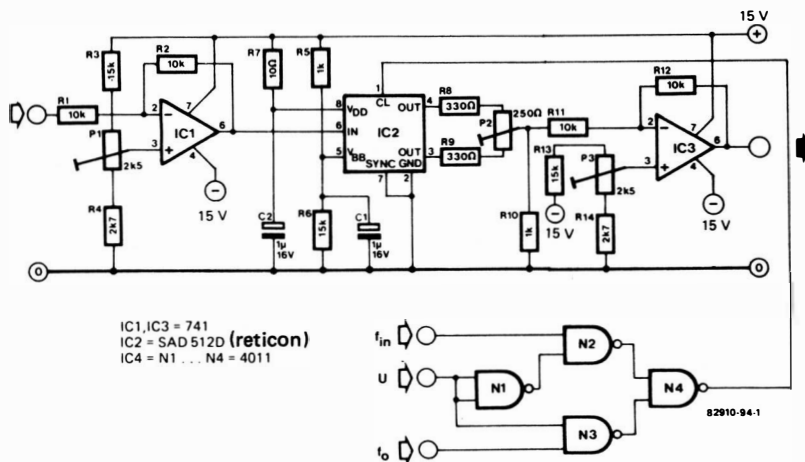
94

Expansor/compressor de base de tempo

Pode ocorrer que se tenha necessidade de acelerar ou de retardar no osciloscópio um sinal analógico ou numérico, mais que o permite a base de tempo do aparelho. A montagem que é preciso utilizar neste caso poderia se chamar expansor/compressor de base de tempo. É possível executar uma montagem desse tipo, tal como aqui descrita, com a ajuda de um registro de defasagem analógica. A aceleração ou o retardamento se faz pela entrada na memória em um circuito integrado deste tipo (denominado por nossos amigos de *Outre Manche* "bucket-brigade memory", acha-se igualmente a designação francesa de memória de transferência de carga), pois pela leitura deste sinal a uma frequência horária diferente (mais elevada ou mais baixa). Esta montagem permite "tratar" os sinais analógicos e numéricos cuja frequência pode atingir até 200 kHz. Um ciclo de leitura, memorização/retomada de informação não deve ultrapassar um tempo de duração de 0,1 s (à temperatura normal); caso contrário, a informação presente no registro de defasagem analógico será muito enfraquecida. O circuito integrado (IC2) é precedido e seguido por um circuito contendo um 741 que adapta o nível de tensão contínua do sinal. Se a componente de tensão contínua do sinal de saída não lhe interessar, é possível suprimir a parte da montagem envolvendo e contendo IC3 e também recolher o sinal de saída com a ajuda de

um condensador de acoplamento de 100 n. Quando a tensão de comando U está no nível lógico baixo, a frequência de leitura f_{ent} é transmitida ao registro de defasagem analógico. Quando uma informação é levada em conta (U baixo), um sinal está igualmente presente na saída da montagem. Para as aplicações práticas, pode ser necessário eliminar este sinal de saída. Se a montagem for destinada a "tratar" um sinal periódico, será necessário destravar o sinal de comando U por meio do sinal de entrada, pois caso contrário o sinal de saída poderia começar em uma fase diferente. É necessário, por outro lado, gerar um número consequente de períodos de leitura (512 no mínimo), de maneira a suprimir da memória toda informação prescrita.

A montagem compreende 3 potenciômetros de regulagem. Ajusta-se P2 de maneira que este sinal horário (f_c) presente no sinal de saída também seja atenuado o mais possível. Com P1, começa-se por ajustar nos entornos de 5 V o nível de tensão contínua na saída. Este mesmo potenciômetro é ajustado em seguida de maneira que a montagem proceda a um descristamento simétrico do sinal de saída. P2 serve para regular o nível de tensão contínua presente na saída da montagem. Por seu intermédio, pode-se ajustar o nível de saída a 0 V, estando a entrada curto-circuitada no decorrer dessa regulagem.

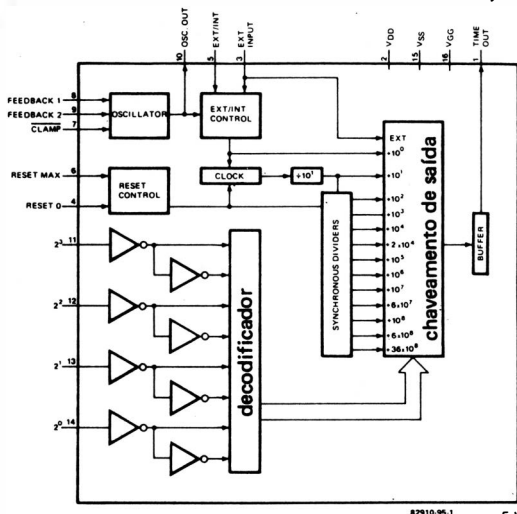


O circuito integrado especializado fabricado por Mostek, o MK 5009 que é, de fato, uma base de tempo integrado, contenta-se em ser revestido por um pequeno corte de componentes para constituir com todos eles uma base de tempo a quartzo. A figura 1 mostra a constituição interna deste circuito integrado. É possível, graças às entradas 11 e 14, escolher o fator de divisão da frequência do oscilador. A frequência do oscilador é determinada por um quartzo (ou uma rede RC) ligada entre os pinos 8 e 9 do circuito integrado. O quartzo utilizado no esquema da figura 2 é um quartzo de 1 MHz; nestas condições e conforme a posição dos interruptores S1 a S4, encontra-se na saída (time out)

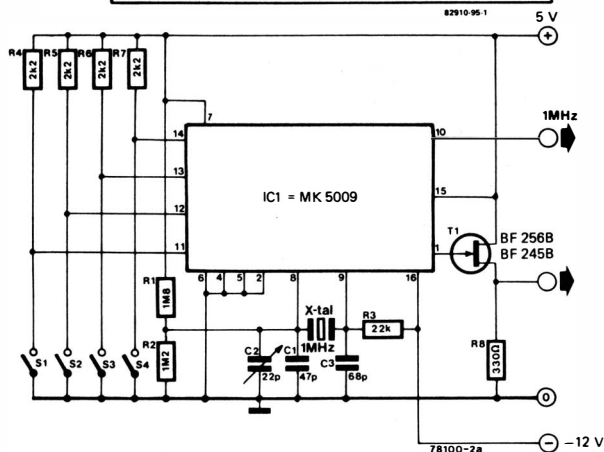
um sinal retangular tendo um período que se pode escolher entre 1 μ s e 3600 s (1 hora). A saída deste pino é de 1, o que significa que ele não pode comandar senão uma única entrada de circuito TTL. Uma vez que se quer ultrapassar este número, é preciso adicionar um tampão suplementar (ou um circuito equivalente). Esta adição permite não somente fazer passar a saída (fan out) para 2, mas igualmente proteger o circuito contra uma sobrecarga eventual.

A tabela dá o fator de divisão obtido conforme a posição dos interruptores S1 a S4. Se os interruptores S1 a S3 estiverem abertos e se S4 estiver fechado, encontra-se um sinal de 50 Hz na saída da montagem. Se se preferir dispor de um

1



2a



signal de 60 Hz na saída, pode-se substituir o quartzo de 1 MHz por um quartzo de 1,2 MHz. O circuito no qual é posto o quartzo entra em ressonância paralela. A capacidade paralela ao quartzo tem um valor de 30 pF.

No pino 10 do circuito integrado, encontra-se a frequência do oscilador, mas não é preciso carregar esta saída com mais de uma entrada MOS. Se se quer carregar mais pesadamente esta saída, é preciso acrescentar um tampão externo suplementar. Pode-se colocar no lugar um tampão idêntico ao posicionado na saída 1.

Para regular exatamente a frequência, fecham-se todos os interruptores, posiciona-se um frequencímetro na saída e atua-se sobre C2 para obter a frequência exata do oscilador. É igualmente possível afinar um receptor sobre um emissor de referência ao emissor-afetor e ajustar a frequência do oscilador à batida zero. O circuito impresso proposto pode receber os diversos componentes enumerados na lista.

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 1M8

R2 = 1M2

R3 = 22 k

R4, R5, R6, R7 = 2k2

R8 = 330 Ω

Condensadores:

C1 = 47 p

C2 = 22 p ajustável

C3 = 68 p

Semicondutores:

IC1 = MK 5009

T1 = BF 256B, BF 245B

Diversos:

X-tal = quartzo 1 MHz

S1, S2, S3, S4 = interruptor unipolar

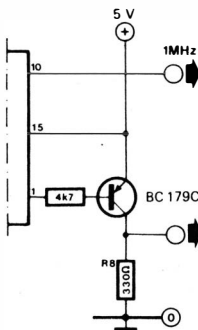
Tabela

S1	S2	S3	S4	fator de divisão
0	0	0	0	10^0
0	0	0	1	10^1
0	0	1	0	10^2
0	0	1	1	10^3
0	1	0	0	10^4
0	1	0	1	10^5
0	1	1	0	10^6
0	1	1	1	10^7
1	0	0	0	10^8
1	0	0	1	$6 \cdot 10^7$
1	0	1	0	$36 \cdot 10^8$
1	0	1	1	$6 \cdot 10^8$
1	1	1	0	$2 \cdot 10^4$

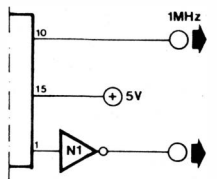
0 = interruptor fechado

1 = interruptor aberto

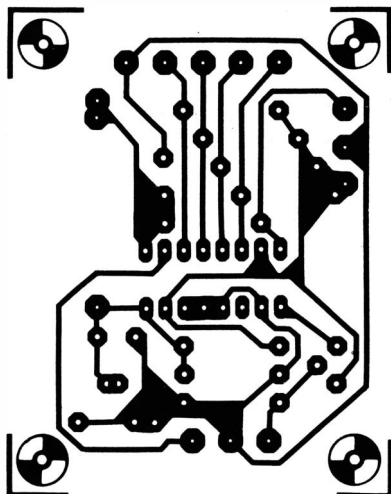
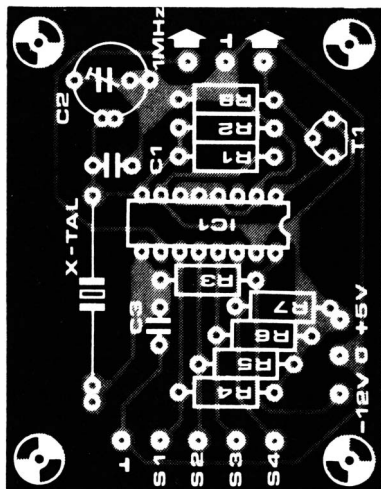
2a



2b



N1 = 1/6 4049, 1/6 7404
829 10 95-2c



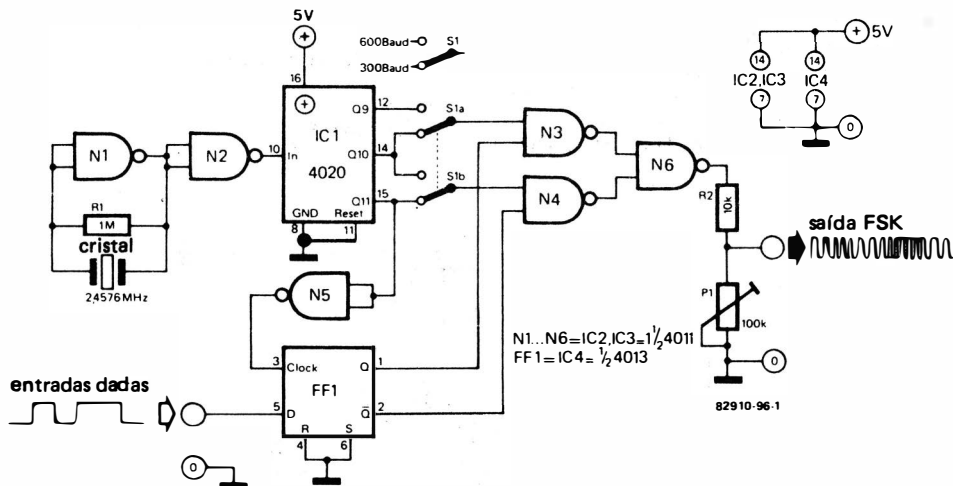
A memorização de informações numéricas em suporte magnético ou seu transporte em longas linhas (telefônicas) exige geralmente o emprego de um modulador encarregado de converter o sinal numérico em sinal FSK (Frequency Shift Keying = codificação por deslocamento de frequência). O esquema anexo é o de um modulador FSK simples e confiável, que tem a enorme vantagem de não necessitar da menor regulação.

Um oscilador a quartzo produz pulsos que são transmitidos a um divisor (IC1). Na saída Q10 desse divisor, encontra-se um sinal cuja frequência se situa nos entornos de 2400 Hz. À saída Q11 do divisor, existe um sinal tendo uma frequência exatamente igual à metade da frequência precedente (Q10), nos entornos de 1200 Hz. O coração da montagem sendo um quartzo, essas frequências permanecem notavelmente estáveis. Segundo o nível lógico do sinal de entrada (alto ou baixo, 0 ou 1), uma dessas duas frequências é transmitida à saída. A comutação de uma frequência à outra se faz por meio da bascula FF1, bascula cujas saídas comandam as portas N3 e N4. O sinal horário da bascula sendo o sinal de "1200 Hz", o sinal FSK contém sempre um número inteiro de períodos, tanto de 1200 Hz como de 2400 Hz. Esta precaução é necessária de maneira a permi-

tir uma decodificação fácil e simples do sinal FSK.

Se o triplo inversor S1 se acha na posição indicada no esquema, o modulador funciona a uma velocidade de transmissão de 300 bauds (1 baud = 1 bit por segundo). Pode-se fazer passar esta velocidade a 600 bauds basculando S1. Neste caso, as frequências utilizadas são de 2400 Hz e de 4800 Hz, o que faz com que a confiabilidade do sistema fique idêntica à que ele tinha a 300 bauds. Com efeito, o número de períodos por bit não varia. P1 permite ajustar a amplitude do sinal de saída. Quando este modulador deve ser utilizado com uma leitora de cassetes, pode ser necessário colocar um filtro passa-baixos entre o modulador e o gravador. Uma combinação RC, tendo uma frequência de corte de 5 kHz aproximadamente, faz perfeitamente a função. O quartzo utilizado (2,4576 MHz) é disponível em numerosas lojas de eletrônica, mas infelizmente não em todas. Podem-se experimentar outros quartzos, utilizando então outras saídas de divisor e, por isso, outras frequências.

H. W. Braun



As montagens contendo circuitos integrados TTL têm exigências quanto à qualidade de sua alimentação: tolerância às variações de tensão muito limitada, tensão de alimentação não dependente da carga, rejeição de tensões parasitas. Todas essas exigências acarretam a necessidade de estabilizar a tensão de alimentação. Este tipo de montagem consome rapidamente alguns ampères (se não se tratar de TTL-LS); a alimentação deve ser capaz de fornecer uma corrente dessa grandeza.

A figura 1 propõe o esquema de uma alimentação que satisfaz as diversas exigências formuladas acima, sem para isso exigir um número impressionante de componentes. Deve-se notar de passagem a ausência de diodo zener.

Os transistores T1 e T2 garantem a estabilização da montagem. A base desses transistores montadas em darlington é comandada a partir da saída.

Estudemos o funcionamento da montagem "devagar". Quando a tensão de saída aumenta, o potencial reinante no cursor do potenciômetro P1 se põe a aumentar também. Nessas condições, a corrente de base do darlington aumenta, tendência que segue igualmente a corrente de coletor. Esta montagem em darlington combinada com a resistência R3 forma um divisor de tensão. O aumento da corrente de coletor provoca uma diminuição do potencial reinante na base de T3. Esta diminuição provoca uma baixa da condução de T4, o que faz cair a tensão de saída. Constata-se, assim, um funcionamento inverso.

O potenciômetro P1 permite ajustar ao valor desejado a corrente que atravessa a montagem em darlington, o que vai ajustar a tensão disponível na saída. Antes de se servir da alimentação, pode-se assim regular bem exatamente a

tensão ao valor desejado (na maioria dos casos, esta será 5 V).

Os condensadores C2 e C3 são encarregados de suprimir os pulsos parasitas e devem, por esse motivo, ser do tipo de baixa indutividade. O condensador C2 suprime igualmente uma eventual tendência à oscilação que a montagem poderia apresentar.

A figura 2 dá o desenho do circuito impresso e a implantação dos componentes desta alimentação. O transistor de potência T4 deve ser dotado de um radiador, de maneira a poder dissipar facilmente a potência que ele desenvolve. Deve também ser previsto um espaço suficiente no circuito impresso para posicionar este radiador. A montagem é capaz de fornecer uma corrente de no máximo 2 A.

M. Reimer

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2, R3 = 1 k

P1 = 1 k ajustável

Condensadores:

C1 = 2200 μ /16 V

C2 = 560 n

C3 = 820 n

Semicondutores:

B1 = 4 diodos, 2 A

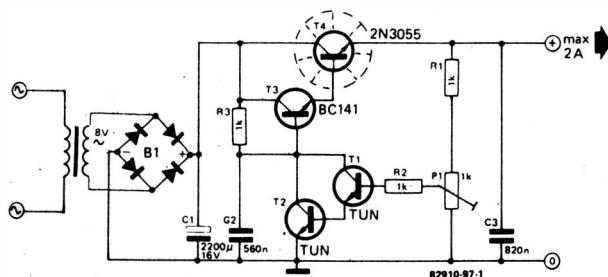
T1, T2 = TUN

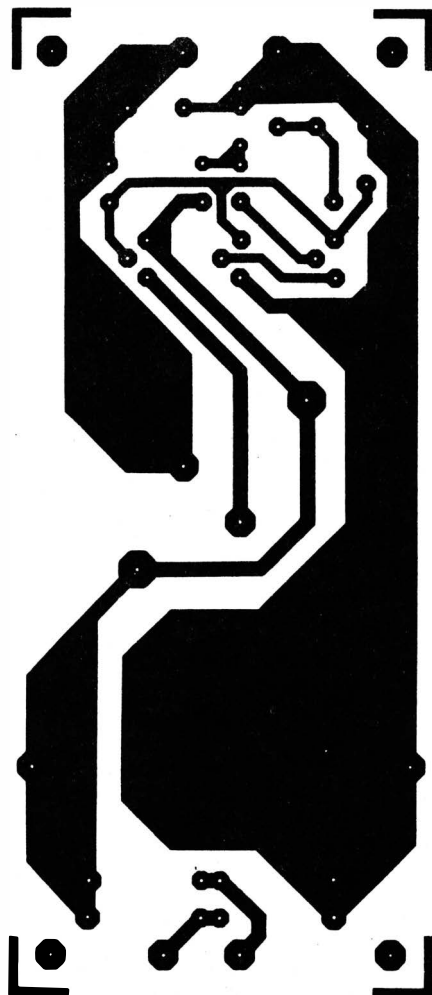
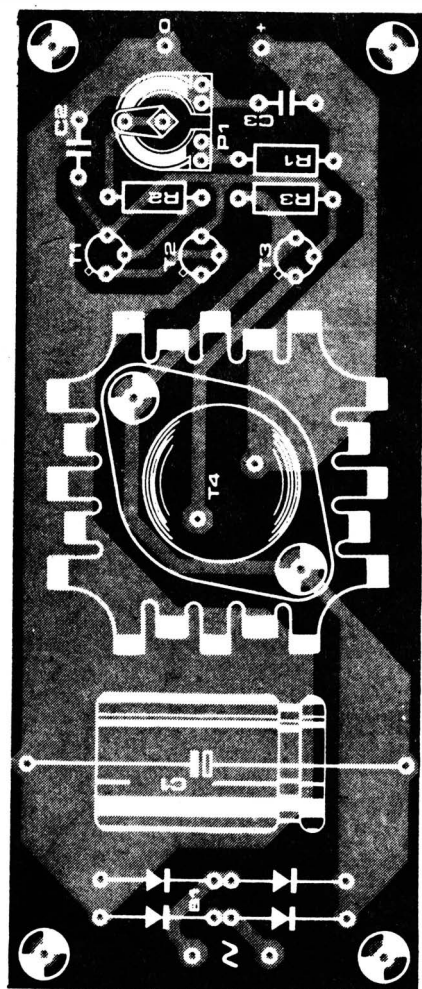
T3 = BC 141

T4 = 2N3055, com radiador

Diversos:

Transformador 8 volts





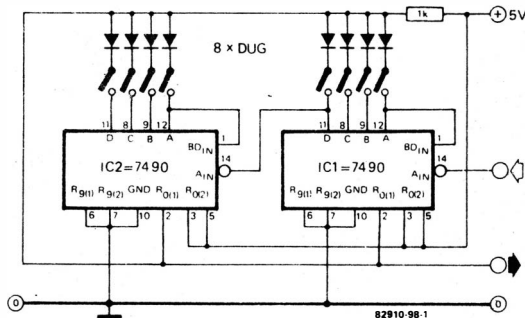
98

Divisor de frequência programável

Os divisores de frequência têm numerosas aplicações, pois eles permitem produzir todas as espécies de frequências a partir de uma frequência fundamental que lhe é aplicada. Um tipo de montagem que utiliza bem frequentemente este tipo de divisores: trata-se dos sintetizadores de frequências.

Na maioria dos casos, esses divisores de frequência não são baratos. A montagem aqui descrita oferece uma solução bastante interessante do

ponto de vista financeiro. Dois 7490, montados em cascata, são tornados programáveis pela regulagem do ponto de recolocação a zero (RAZ). As saídas BCD dos dois divisores são conectadas, por meio de diodos, à entrada de recolocação a zero (reset). Pode-se desse modo apresentar o fator de divisão escolhido, colocando em funcionamento um determinado número de inversores. Consideremos um exemplo: quando os inversores de IC1 posicionam as



entradas ABCD ao nível lógico alto ("1") e quando os inversores de IC2 posicionam as entradas ABCD ao mesmo nível, a montagem efetua uma divisão por 75. A barra que se encontra acima de uma letra significa que o inversor correspondente está aberto; os outros inversores, indicados por uma letra sem barra,

devem estar fechados. Quando o contador atinge o valor apresentado em código BCD, as entradas R₀₁-R₀₂ se encontram em um nível lógico alto, o que tem por efeito a recolocação a zero dos contadores. O contador torna a funcionar no zero.

H. Dirks

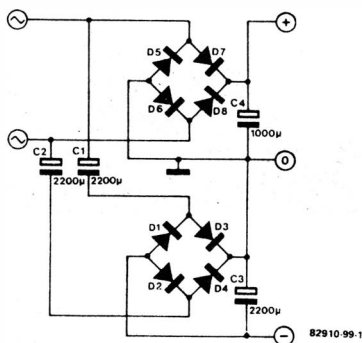


Espelho de tensão

Há vários métodos que permitem obter uma tensão de alimentação positiva e negativa com a ajuda de um transformador monofásico (um único enrolamento secundário). Esta montagem se propõe a acrescentar uma à coleção. Ela utiliza um segundo ponto retificador (D1... D4) acoplado capacitivamente ao transformador por meio de dois condensadores (C1 e C2). Como a tensão obtida desse modo é isolada em corrente contínua do transformador, ao qual o primeiro ponto retificador também é ligado, nada impede de combinar as duas tensões coletadas para fazer uma alimentação simétrica.

Sabendo que C3 é carregado a partir de uma impedância mais elevada (devido à presença de C1 e C2), é preciso que o condensador tenha uma capacidade mais elevada que C4, de maneira que a impedância interna e a tensão de ondulação residual da tensão negativa não sejam muito diferentes de sua imagem virtual.

A tensão de funcionamento dos condensadores utilizados deve ser, no mínimo, igual à tensão de crista que é capaz de fornecer o transformador ($\sqrt{2} \times U_{\text{transf}}$). Se se respeitarem os diferentes valores de capacidade dados no esquema, a montagem é capaz de fornecer uma corrente de 0,1 A quando a tensão do transformador for de 15 volts e a tensão de ondulação residual for



de 1 volt. Pode-se reduzir esta tensão de ondulação residual multiplicando pelo mesmo fator os valores dos diferentes condensadores.

No que concerne às pontes retificadoras ou aos diodos, estes devem ser capazes de suportar as tensões fornecidas pelo transformador, bem como a corrente contínua máxima absorvida.

H. Sprenger

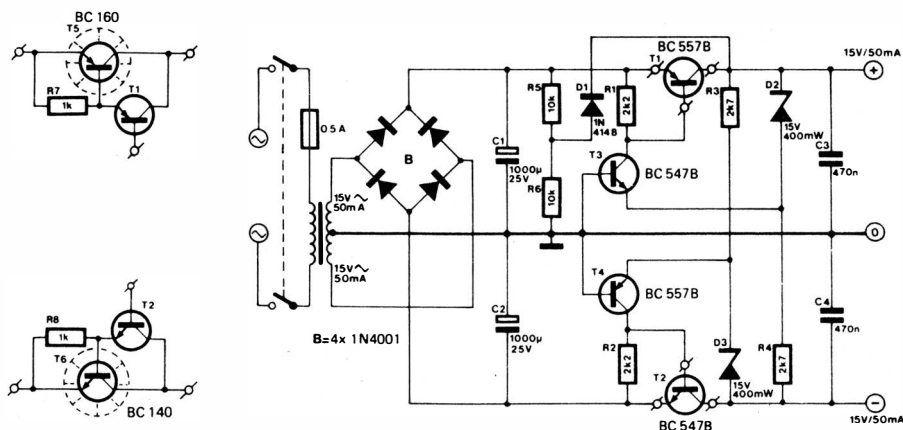
100

Alimentação simétrica de 15 V/50 mA

Se bem que os reguladores integrados se façam mais prementes dia após dia e existam igualmente reguladores negativos, pode ser interessante encontrar uma solução com a ajuda de componentes discretos que se tem à mão. A relação qualidade/preço é particularmente favorável. Trata-se de uma das características principais desta montagem.

Se a corrente de carga máxima que se deseja é de algumas dezenas de mA, os transistores

série T1 e T3 poderão ser escolhidos na família BC 107/177. Se a corrente prevista for maior que a enunciada três linhas atrás, é indispensável colocar darlingtons, bem como um transformador e uma ponte retificadora mais potentes. Este tipo de montagem de estabilização exige ser ligado quando da entrada em tensão. É o motivo da presença dos componentes R5, R6 e D1, que se encarregam desse trabalho.



101

Conversor A/N delta

A construção de um conversor analógico/numérico nem sempre é tão simples quanto se imagina, devido à utilização de um determinado número de componentes críticos. O conversor A/N, aqui descrito, projetado segundo o princípio "delta/sigma", não comporta componente delicado; a estabilidade da montagem depende, em grande parte, da estabilidade da tensão de referência utilizada U_{ref} , tensão que se eleva a aproximadamente 2 V nesta montagem.

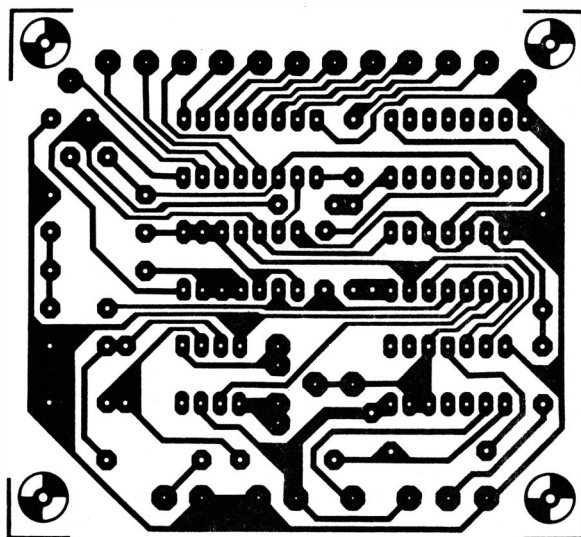
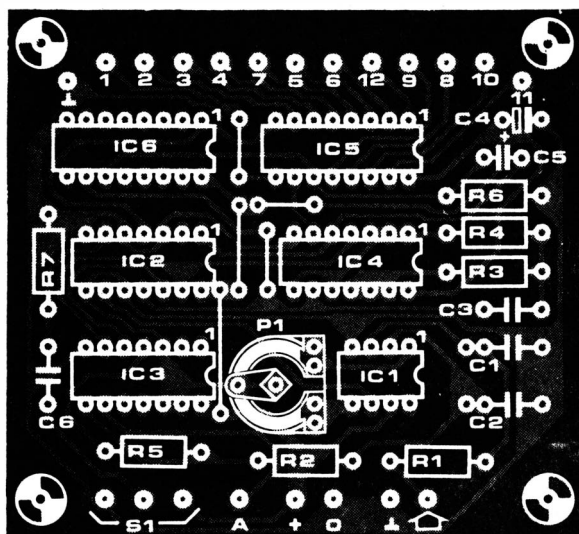
IC1, IC2 e os dois interruptores MOS, S1 e S2, formam todos juntos um modulador delta. Eis uma descrição rápida do funcionamento da montagem. Conforme o nível lógico presente na entrada D da balsa FF1, a entrada inver-

sora de IC1 (por meio dos dois interruptores MOS e de R2), é alternadamente conectada à massa ou à tensão de referência. O amplificador operacional IC1 é montado como comparador. Por reação pela entrada inversora, o comparador comuta o mais possível, de maneira que as tensões médias nas duas entradas sejam iguais. Este processo produz uma tensão retangular disponível à saída de IC1, sinal cuja relação cíclica é proporcional ao nível da tensão aplicada à entrada analógica. A cada pulso horário, o nível da saída de IC1 é considerado por FF1.

Quando a saída Q desta balsa está no nível lógico alto ("1", isto é, durante e logo após um período positivo do sinal horário de IC1), o

baseadas em um microprocessador. Neste caso, é o processador que se encarrega de todas as funções lógicas, inclusive as dos dois contado-

res. Os únicos componentes restantes, então, são o amplificador operacional e os dois interruptores CMOS.



Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2 = 100 k
R3, R4, R6 = 22 k
R5 = 220 Ω
R7 = 10 k
P1 = 100 k ajustável

Condensadores:

C1, C2 = 470 n
C3 = 2n2
C4 = 1 μ /35 V tântalo
C5 = 100 p
C6 = 1 n

Semicondutores:

IC1 = 3130
IC2 = 4013
IC3 = 4068
IC4 = 4023
IC5, IC6 = 4040

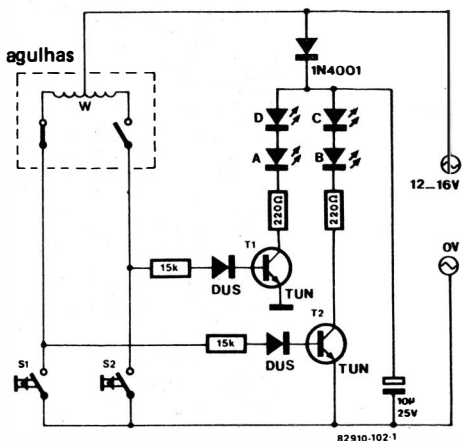
102

Jogos de ponteiros

Quer um trem em miniatura seja comandado por meio de um microprocessador ou quer seja manualmente controlado, a visualização do “estado da rede” é sempre um elemento interessante. Na falta de outra coisa, isto constitui um quadro de comando muito impressionante. Para determinadas operações, é até essencial dispor de uma vista muito clara do conjunto; a menos, naturalmente, que o objetivo principal do modelista amador seja apenas imitar, da maneira mais realista, as colisões e os descarrilhamentos.

Para isto, as agulhas têm uma extrema importância. Assim como todo amador veterano o constatou, nem sempre é fácil distinguir de longe a posição ocupada por um bloco de agulhas. Até os “semáforos” mecânicos não fornecem necessariamente uma indicação sem equívoco sobre a posição.

O indicador descrito nesta montagem dá uma apresentação sem ambigüidade sobre o quadro de comando principal. LEDs de diferentes cores são utilizados para fornecer uma indicação precisa visível de um só golpe de vista. Pode-se facilmente imaginar um circuito de maior simplicidade. Utilizam-se agulhas eletromecânicas contendo interruptores de extremidade incorporados. Um dos interruptores é aberto, enquanto o outro permanece fechado quando a agulha está em posição de funcionamento. O interruptor fechado permite ao transistor correspon-



dente se saturar, o que provoca a iluminação de um jogo de LED. Um dos dois LEDs de cada par, os botões de pressão e os componentes eletrônicos associados são montados no quadro de comando; o outro LED de cada par é instalado ao longo da via, à proximidade do jogo de agulhas correspondente, o que dá uma indicação no próprio lugar da manobra.

103

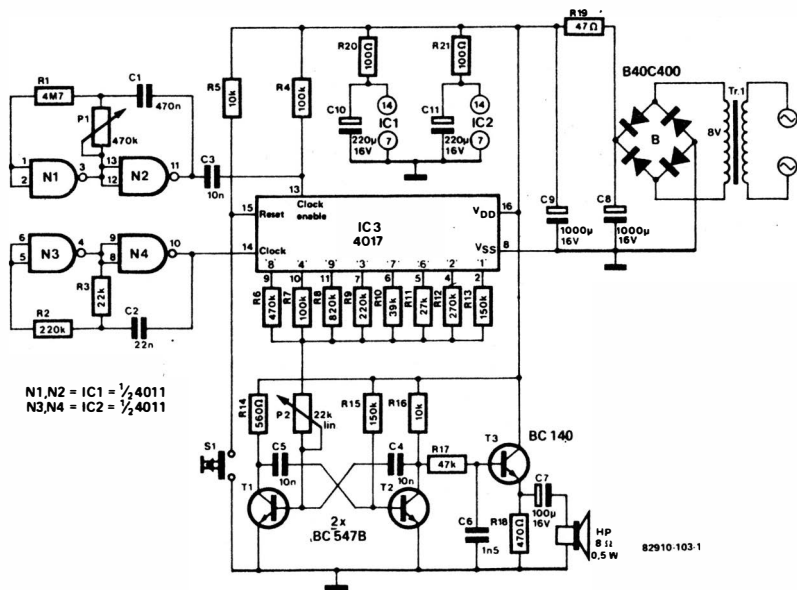
Carrilhão aleatório Campainha musical

Carrilhão aleatório

O esquema do “carrilhão aleatório” é mostrado na figura 1. Como se pode ver, trata-se essencialmente de dois geradores de sinais quadrados, de um medidor e de um oscilador comandado em corrente. A frequência do primeiro gerador de sinais quadrados (N1/N2) pode variar entre 12 e 900 Hz, enquanto que a do segundo é de aproximadamente 1 kHz. O contador IC3 é válido quando sua entrada de validação for baixa. Devido a integração pela rede C3/R4, o flanco negativo do primeiro seteiro progride

somente quando um flanco positivo de N3/N4 coincide com um pulso negativo de N1/N2.

O carrilhão funciona portanto assim: quando o push-button S1 está aberto, o pino 15 de IC3 é alto e o contador é inibido. Se se fecha S1, desde que um pulso de validação e um pulso horário coincidam, o contador passa a 1. Ele fica assim até que uma nova coincidência ocorra, quando ele é novamente incrementado. Assim, cada uma das saídas do contador passa ao estado alto sucessivamente.



As saídas do contador são ligadas pelas resistências R6... R13 e P2 ao oscilador comandado sob corrente, formado por T1 e T2. Assim, o valor da resistência “introduzida” pela saída, que é o estado alto, e a regulação de P2 determinam a nota produzida pelo oscilador. O resultado é uma melodia semi-aleatória, na qual a duração de cada nota depende do intervalo entre duas coincidências de pulsos de validade e horário.

Para introduzir uma pausa entre os ciclos suces-

sivos do contador, a saída 0 é inutilizada. Analogamente, deixando a saída 5 (pino 1) não conectada, cada “frase” será constituída por dois grupos de quatro notas separadas por um silêncio. Assim, a “melodia” terá sempre uma certa “forma” além das variações do ritmo. Para evitar que os dois geradores de sinais quadrados não se sincronizem, é melhor utilizar um 4011 distinto para cada um.

A. Houghton

Campainha musical

Fala-se tanto em campainhas de porta de entrada (ver “carrilhão aleatório”, montagem precedente) que vale a pena considerar uma variante. O circuito desta campainha pode, à primeira vista, parecer idêntico, mas há diferenças fundamentais entre os dois projetos.

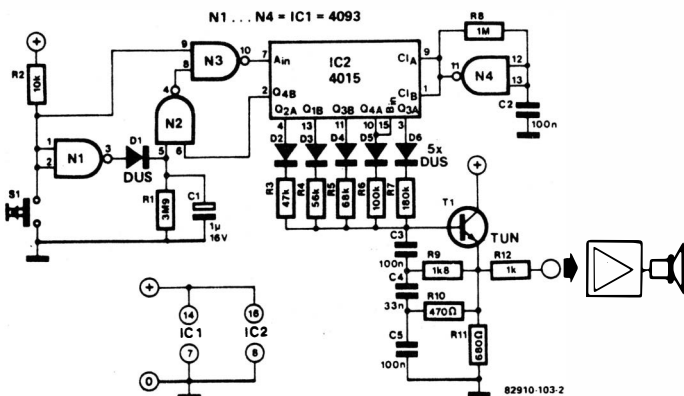
No carrilhão aleatório, uma sucessão de notas de durações aleatórias é produzida enquanto o botão é pressionado. Desde que se solte o botão, a “melodia” é interrompida.

Com o circuito aqui descrito, obtém-se um efeito diferente. Após um breve apoio sobre o botão da campainha, o aparelho toca uma pequena canção. Se se apóia durante mais tempo, obtém-se uma outra melodia e ela dura mais tempo. Eis como o circuito funciona.

Fechando o botão de pressão S1, as entradas de N1 e uma entrada de N3 são colocadas no

nível lógico baixo, o que coloca o pino 7 de IC2 (entrada de dados A) no nível lógico alto. IC2 é um registro de defasagem estática de 4 bits e, portanto, a cada pulso horário (fornecido pelo gerador N4), este “1” lógico é transferido sucessivamente às diferentes saídas. A frequência horária é de aproximadamente 5 Hz. O número de “1” aplicados ao registro será diretamente proporcional à duração do toque de campainha do visitante.

A cada vez que uma saída de IC2 passa a “1”, uma corrente é aplicada através da resistência correspondente à base do transistor oscilador comandado sob corrente, T1. A altura da nota tocada depende, portanto, do estado das diferentes saídas de IC2. A cada pulso horário, os “1” se deslocam de uma posição, fazendo variar a nota; se neste momento S1 for fechado, um



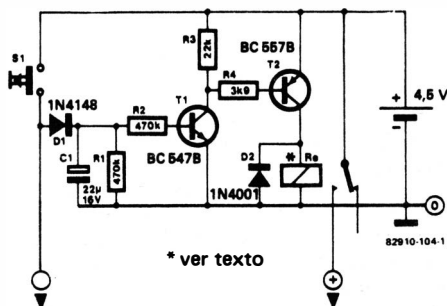
novo "1" é inscrito no registro. A saída Q4B é reenviada à entrada por N2 e N3 para que os "1" continuem a girar no registro. Quando o botão tiver sido solto, o circuito continua a funcionar até que C1 seja descarregado através de R1. Se se pressiona várias vezes o botão, o condensador fica carregado e a campainha continua a funcionar. A única diferença entre um apoio mantido e de pequenos golpes repetidos é uma mudança na sucessão dos "1" aplicados ao registro, o que dá uma melodia diferente.

Com esta campainha, um amplificador é necessário. Eventualmente, o CCO completo (T1, C3... C5 e R9... R12) pode ser substituído pela parte equivalente do carrilhão aleatório. A alimentação não é crítica (5... 15 V, 10 mA). A do carrilhão aleatório convém perfeitamente.

Lucas Witkan

104

Economizador de pilhas



Nos numerosos jogos eletrônicos como a roleta, os dados eletrônicos ou o jogo de "pilha ou face", podemos prolongar consideravelmente o tempo de duração de nossas pilhas, desligando após cada utilização tanto o circuito completo como simplesmente o dispositivo de apresentação que consome sozinho uma grande quantidade de corrente.

Seria naturalmente muito fatigante fazê-lo

manualmente. Daí a utilidade do circuito descrito abaixo, que se encarregará deste "trabalho maçante" automaticamente.

Este circuito é, de fato, uma simples minuteria. Quando se aperta o push-button S1 que comanda o circuito, o condensador C1 se carrega rapidamente via D1. O transistor T1 se torna condutor, o relé é então excitado por meio de T2, permitindo a alimentação do circuito. Quando se solta S1, nada se passa imediatamente. C1 se descarrega através de R1, R2 e a junção base-emissor de T1, que então se bloqueia. O relé é desexcitado e o circuito não mais é alimentado.

Os valores das componentes indicadas no esquema impõem um retardo de aproximadamente 3 s para desconectar a apresentação.

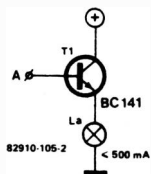
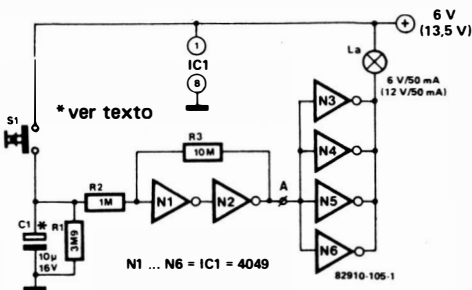
Se este intervalo for considerado muito curto (ou muito longo), basta modificar os valores de C1 e/ou de R1 e de R2.

W. Jitschin

Mesmo nas casas modernas bem equipadas, restam "cantos" em que é necessário ter uma iluminação suplementar. Uma iluminação momentânea é habitualmente suficiente na despensa ou no nicho do medidor (de água, de gás ou de eletricidade), de sorte que isso não valeria o golpe de tirar fios para instalar uma lâmpada alimentada pelo setor; uma solução mais simples e mais econômica consiste em utilizar um dispositivo alimentado por pilha que faria iluminar uma lâmpada por um tempo breve. Como se vê no esquema, um circuito desses não é de todo complicado. Fazendo somente apelo a um circuito integrado CMOS, de três resistências e de um condensador, o circuito proposto fará iluminar uma lâmpada durante um curto intervalo de tempo.

O funcionamento do circuito é bem evidente: quando se aperta o botão de pressão, C1 se carrega com a tensão de alimentação. As saídas de pressão dos quatro inversores (N3 a N6) conectados em paralelo, estão no estado baixo e a lâmpada acende. Quando se solta o botão de pressão, C1 se descarrega em R1. A bácia de Schmitt construída com N1 e N2 muda de estado quando sua tensão de entrada não valer mais que a metade da tensão de alimentação, o que provoca o apagamento da lâmpada. A resistência R3 constitui um anel de reação positiva que assegura à bácia de Schmitt uma variação de estado muito rápida.

Com os valores de resistências indicados no esquema, a lâmpada vai ficar acesa, durante 2,5 segundos para cada μF de C1. Um condensador de $10\ \mu\text{F}$ dará, portanto, um tempo de duração de iluminação de 25 segundos.



Pode-se alimentar o circuito por meio de quatro elementos de 1,5 V ligados em série. Se se quiser uma lâmpada mais forte, sabendo que não se pode aumentar a corrente que passa pelo circuito integrado, pode-se subir a tensão até 13,5 V (três pilhas de 4,5 V em série). Para potências ainda maiores, substituem-se os quatro inversores ligados em paralelo por um transistor, como indicado na figura 2.

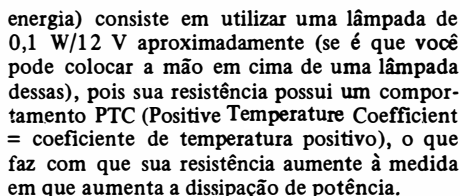
A tensão de alimentação e a tensão nominal da lâmpada deverão estar de conformidade, e qualquer valor é possível entre 4,5 V e 15 V. A corrente na lâmpada não deverá, nesse caso, ultrapassar 500 mA.

Quantas vezes você não chegou, por ocasião de suas compras no mercado, a ver os faróis acesos de um carro vazio. Na volta, o infeliz proprietário lhe aborda amavelmente e lhe pergunta se você não tem um par de cabos de partida para sair dessa situação embaraçosa. Um pequeno sinal avisando do esquecimento dos faróis em posição ligada teria certamente sido muito bem-vindo.

A grande vantagem da montagem aqui descrita

é que ela não exige a colocação em série de componentes adicionais no circuito elétrico do veículo, o que permite que se coloque ao abrigo de uma falsa manobra durante a montagem (curto-circuito, etc.), com todas as consequências aborrecedoras que isso pode trazer. A montagem compreende apenas um ressonador acústico (zoomer) de corrente contínua, um inversor bipolar e alguns diodos (cujo número depende do número de acessórios a proteger).

Encontra-se usualmente no circuito elétrico de qualquer veículo uma carga ôhmica bastante pequena (R_2), sob a forma de diversos visores de controle, do indicador do nível do reservatório, etc., que permite o funcionamento do ressonador acústico, mesmo estando o disjuntor aberto quando da parada do motor (questão de sorte!!!). Se esta carga estiver com impedância muito alta, pode-se ligá-la em paralelo com uma resistência R_x de $100 \dots 220 \Omega$ (2 watts). Uma solução mais econômica (do ponto de vista da

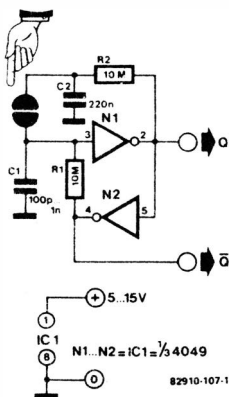


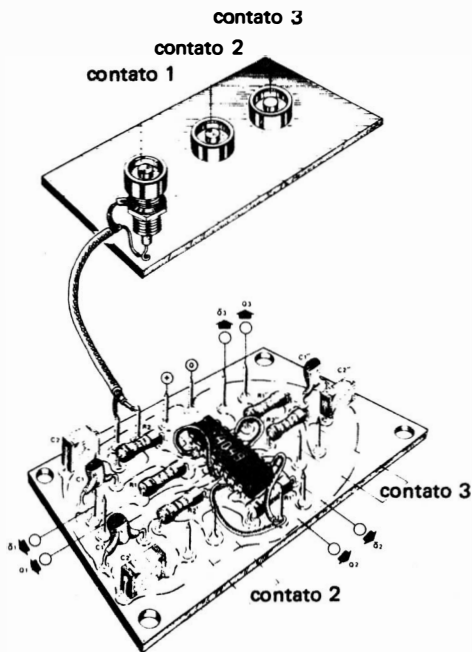
M. Penrose

107

Interruptor de afloramento

Se se coloca o dedo na tecla, C1 se descarrega em C2 e as saídas retornam ao seu estado





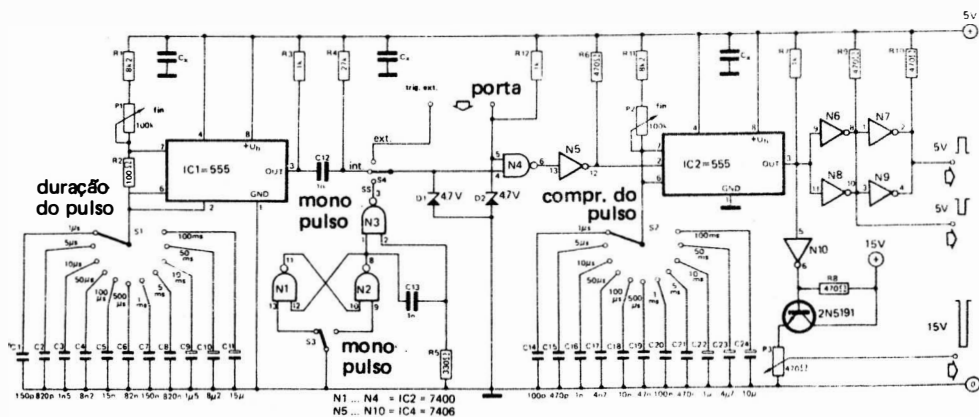
inicial. Se se deixa o dedo mais tempo que a constante $R2 \cdot C2$ a montagem bascula de novo e oscilará neste período se o contato for mantido indefinidamente.

Com os valores indicados, os contatos não deverão se prolongar mais de 1 segundo. Este tempo pode ser aumentado se se aumentar C2.

U. Sussbauer

108

Gerador de pulsos



IC1 é montado como multivibrador estável. Ele produz pulsos cuja recorrência depende dos valores de R1, P1, R2 e do condensador posto no circuito pelo comutador S1. Estes pulsos servem para destravar IC2 montado como multivibrador mono-estável. O comprimento de seus pulsos depende de R11, P2 e do condensador

posto no circuito pelo comutador S2.

A rede diferenciadora C12/R4 é encarregada de fazer com que os pulsos aplicados na entrada de IC2 não sejam, em nenhuma hipótese, mais longos que o pulso escolhido. Os diodos zener D1 e D2 são colocados nas entradas da porta NAND N4, de maneira a desviar os pulsos inde-

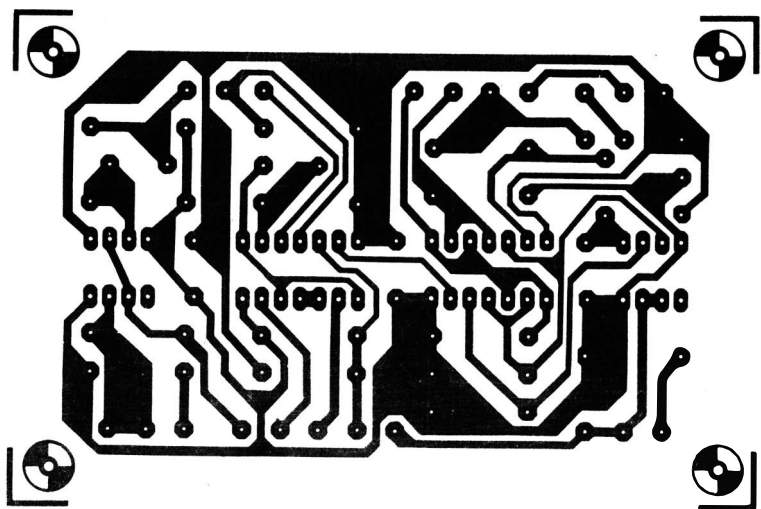
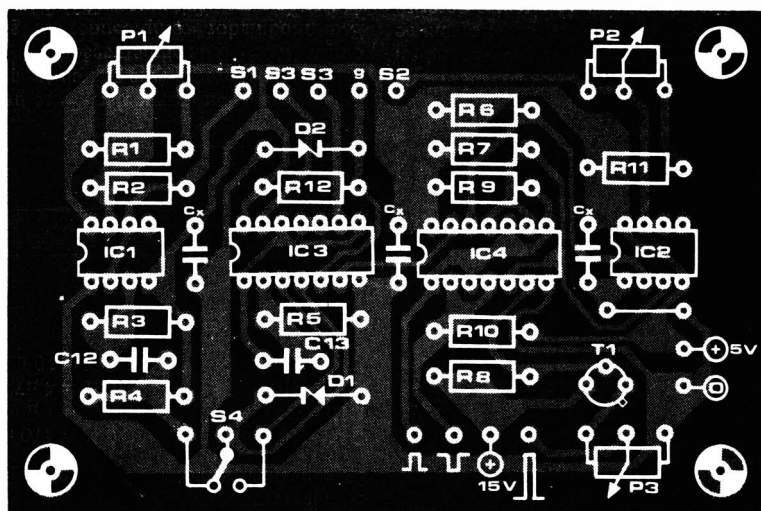
sejados, protegendo as entradas contra uma eventual sobrecarga.

N4 é indispensável para interromper uma série de pulsos pela aplicação na entrada da porta de um nível lógico baixo. O gerador possui três saídas. A primeira fornece pulsos de nível TTL, enquanto que a segunda fornece o complemento lógico da primeira, complemento também de nível TTL. A terceira saída permite dispor de pulsos de amplitude regulável, amplitude que pode ir até 15 V no máximo.

Quando o inversor S4 se acha em posição mono-pulso, é possível produzir um só pulso (single shot) basculando o inversor S3.

Os condensadores C_X (cujos valores podem ser escolhidos entre 47 n e 100 n) são posicionados diretamente nos pinos de alimentação dos circuitos integrados, de maneira a impedir o aparecimento de pulsos parasitas.

J. Bonthond



Lista dos componentes

Resistências:

R1, R11 = 8k2

R2 = 100 Ω

R3, R7 = 1 k

R4 = 27 k

R5 = 330 Ω

R6, R8, R9, R10 = 470 Ω

P1, P2 = potenciômetro 100 k

P3 = 470 Ω

Condensadores:

C1 = 150 p

C2 = 820 p

C3 = 1n5

C4 = 8 n2

C5 = 15 n

C6 = 82 n

C7 = 150 n

C8 = 820 n

C9 = 1 μ 5

C10 = 8 μ 2

C11 = 15 μ

C12, C13, C16 = 1 n

Semicondutores:

D1, D2 = diodo zener 4,7 V

IC1, IC2 = 555

IC3 = 7400

IC4 = 7406

T1 = 2N5191

Diversos:

S1, S2 = comutador 1 contato/12 posições

S3 = inversor

S4 = inversor duplo

C14 = 100 p

C15 = 470 p

C17 = 4n7

C18 = 10 n

C19 = 47 n

C20 = 100 n

C21 = 470 n

C22 = 1 μ

C23 = 4 μ 7

C24 = 10 μ

109

Jogos de luz

Atualmente, os jogos de luz fazem parte integrante do cenário "discoteque". São geralmente luzes moduladas, acendendo-se e apagando-se, ou variando de intensidade conforme o volume ou a tonalidade da música. O circuito descrito aqui pode ser utilizado tanto como modulador como graduador ou ainda como chenillard e até servir de base a um órgão luminoso.

O circuito mostrado na figura 1 é dividido em elementos separados dos quais cada um tem

uma função bem particular. Se se utilizar apenas a parte graduadora (circuito a), pode-se omitir IC2 e C6 da alimentação.

Este modulador compreende um gerador de dentes-de-serra (feito com T3, P1, R5, R6 e C1), que aplica pulsos de comando ao triac, via transformador Tr1. Para obter uma boa sincronização com o setor, o triac é bloqueado a cada 10 ms pelos transistores T4 e T5, que cortam periodicamente a alimentação do oscilador (ver

1

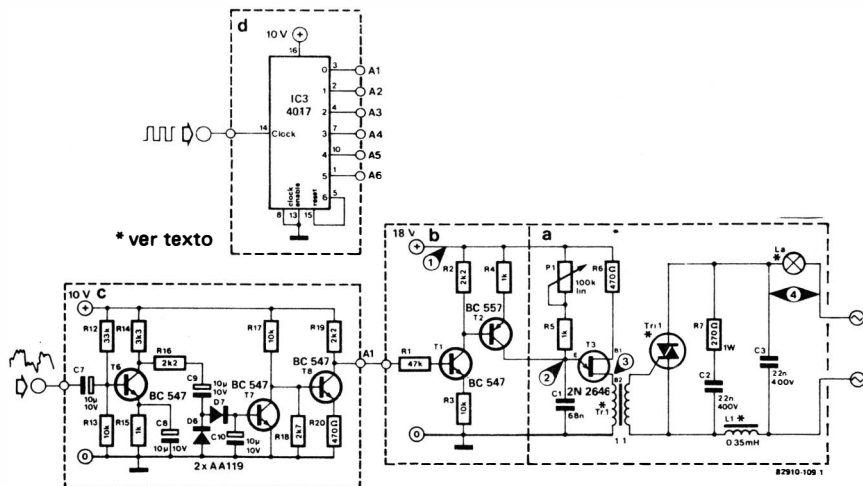


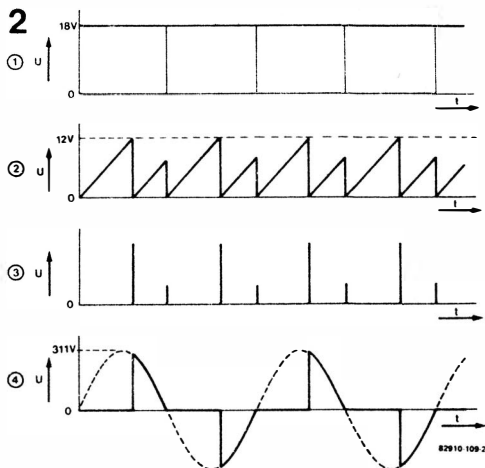
figura 2). A posição de P1 determina o brilho da lâmpada, que é variável de apagamento ao acendimento completo.

Graças ao circuito da parte b, o brilho da lâmpada pode ser comandado por uma tensão externa. Esta tensão (4... 8 V) pode ser obtida por numerosos circuitos complementares. O circuito da parte do esquema é um exemplo: ligando a cada saída A um circuito como o da parte a + b, obtém-se um chenillard. A velocidade do desfilamento depende, evidentemente, da frequência horária aplicada a IC3.

Se o brilho da lâmpada deve ser modulado por um sinal musical, utiliza-se o circuito c. O sinal de áudio é inicialmente amplificado por T6 e retificado por D6 e D7. Uma tensão contínua aparece, portanto, em C10. Ela é, em seguida, aplicada à base de T1, via T7 e T8.

É preciso prestar atenção especial à supressão dos parasitas de comutação do triac, que poderiam ser audíveis no alto-falante. L1 é um self de choque, cujas características dependem do triac e das lâmpadas utilizadas. C2 e C3 também fazem parte deste circuito antiparásita e devem poder suportar 400 V.

O bom funcionamento do circuito depende largamente da qualidade do transformador Tr1. Ele deve ter uma relação de 1:1 e pode ser feito enrolando duas vezes 150 voltas de fio de



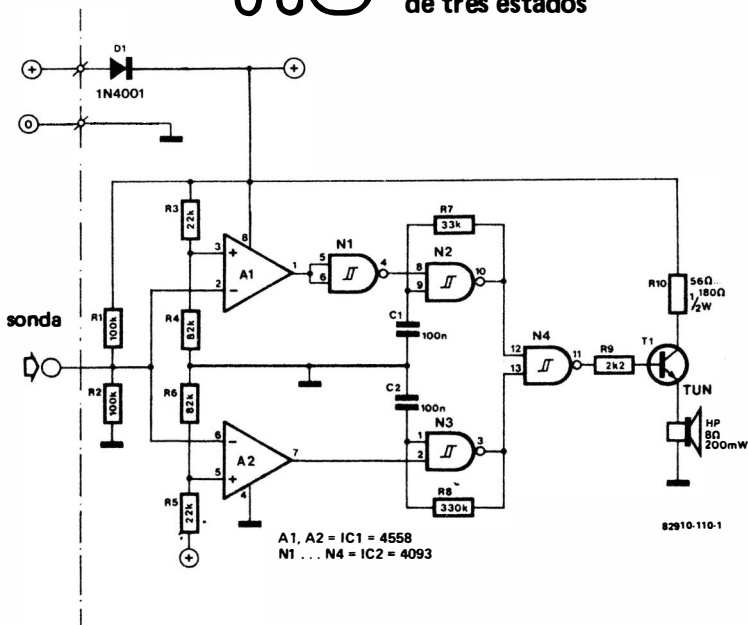
cobre esmaltado de 0,3 mm em um núcleo de ferrite de 6 mm.

Com as tensões colocadas em jogo neste circuito, não é necessário dizer que deverão ser tomadas precauções para evitar qualquer acidente.

G. Ghijselbrecht

110

Sonda lógica CMOS de três estados



O circuito abaixo é destinado a dar, sob forma auditiva, uma indicação sobre o estado lógico de um circuito CMOS. O “0” lógico é representado por uma tonalidade de frequência baixa (aproximadamente 200 Hz), o “1” lógico por uma tonalidade de frequência elevada (aproximadamente 2 kHz), enquanto que um nível de alta impedância não produz qualquer sinal de saída.

O circuito funciona como segue: montam-se dois comparadores de modo tal que, para os níveis de tensão compreendidos entre 21% e 79% da tensão de alimentação, os dois osciladores (constituídos por N2, R7 e C1 de um lado, e N3, R8 e C2 de outro) sejam ambos bloqueados. Com tensões de entrada superiores a

79% da de alimentação, a saída de A1 passa ao nível lógico baixo, provocando (pelo inversor N1) a entrada em serviço do oscilador de “alta frequência”. Ao contrário, tensões de entrada inferiores a 21% da de alimentação fazem passar a saída de A2 ao nível lógico alto, colocando em serviço o oscilador de “baixa frequência”. Os sinais de saída dos osciladores são aplicados a um simples estágio-tampão que ataca um alto-falante adequado.

A alimentação do indicador pode ser tirada do circuito testado e deve estar compreendida entre 5 e 15 volts.

D. Hackspiel



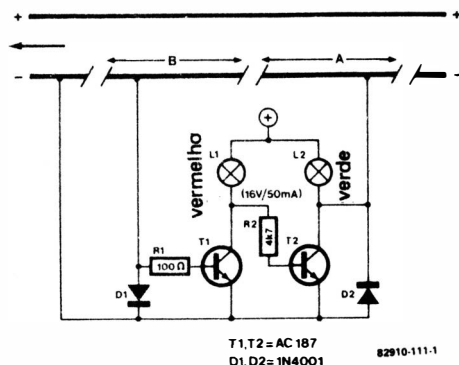
Este circuito simples constitui uma alternativa barata aos blocos de comando caros disponíveis no comércio. O inconveniente deste circuito é que ele somente pode controlar o tráfego em um sentido. Entretanto, seu baixo custo constitui uma proposta atraente para os amadores de trens elétricos.

O circuito e suas conexões aos trilhos são mostrados no esquema, onde os trens circulam da direita para a esquerda. Como se pode ver, o trilho de “massa” é dividido em três locais por meio de seções isolantes que se pode encontrar nas lojas especializadas. Os comprimentos das seções de trilho A e B definem os pontos em que o trem pára e serão escolhidos em função das particularidades do circuito (o comprimento dos trens, por exemplo). As lâmpadas vermelha e verde (L1 e L2) serão montadas sob a forma de um farol de sinalização.

O funcionamento do circuito é o seguinte: enquanto não houver trem na proximidade do sistema, a lâmpada verde (L2) está acesa e a seção A da pista está ligada à massa por meio do circuito. O transistor T1 está bloqueado; assim, o transistor T2, polarizado via L1 e R2, conduz. Se um trem se aproxima, nada acontece enquanto ele rola na seção A.

Quando o trem chega à seção B, o diodo D1 é polarizado no sentido direto por meio do motor do trem que diminui ligeiramente a marcha, devido à queda de tensão de 0,7 V nos bornes do diodo. Esta diferença de potencial no diodo torna T1 condutor, o que provoca a iluminação da lâmpada vermelha L1. Ao mesmo tempo, T2 se bloqueia apagando a lâmpada verde e cortando a conexão entre a seção A e a massa. Che-

Comando de trem elétrico



gando um outro trem na parte A do circuito, ele será forçado a parar.

Uma vez que o primeiro trem deixa a seção B, há o retorno à situação inicial: isto é, T2 conduz, a lâmpada verde é acesa e a conexão entre a massa e a seção A é restabelecida. O trem que espera na parte A pode portanto continuar seu caminho.

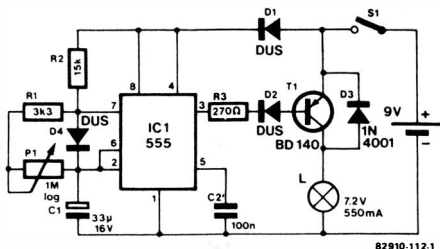
Este circuito pode igualmente ser utilizado para comandar um sistema de agulhas. A seção A da pista se acha antes do cruzamento e a seção B constitui o sistema de agulhas propriamente dito. Os faróis são certamente colocados na proximidade do cruzamento.

A. van Kollenburg

112

Economizador de pilhas para vigia

Pretendendo contentar a todos, incluímos aqui um circuito que se endereça àqueles cuja profissão é essencialmente noturna. O comando de luminosidade para lanterna elétrica aqui descrito colocará fim aos tropeços nos mato arbustos. É também um excelente economizador de pilhas. Fazer variar a luminosidade de uma lanterna elétrica pode parecer muito simples, mas está fora de questão fazer colocar uma resistência ou um potenciômetro em série com a lâmpada, pois este componente adicional dissipa a energia sob forma de calor. Uma solução consiste em utilizar, no lugar de uma tensão de alimentação contínua, um sinal em seteira de relação cíclica variável. A luminosidade da lâmpada depende então desta relação cíclica. No circuito aqui descrito, utiliza-se, para gerar a seteira, um temporizador do tipo 555 ligado como multivibrador estável. Regula-se a relação cíclica da seteira por meio do potenciômetro



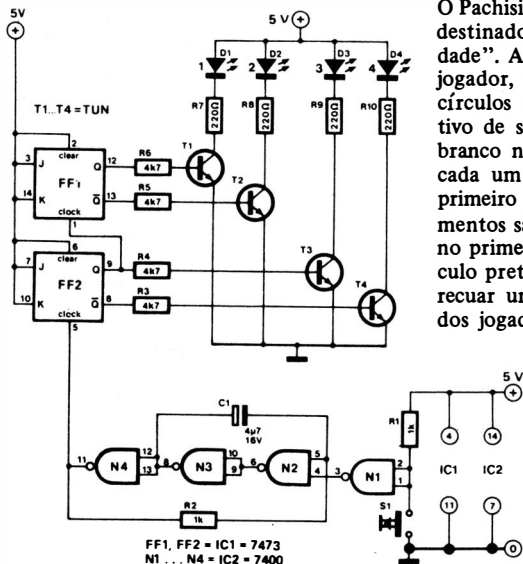
P1. Os diodos D1... D3 protegem o circuito no caso em que a polaridade das pilhas seja invertida; neste caso, o cadenciador não funciona e a lanterna tem sua plena luminosidade. Senhores, não troquem suas pilhas no escuro!

C. Hentschel

113

Pachisi

1



O Pachisi é um jogo simples para dois jogadores, destinado a testar o “quociente de frustrabilidade”. A idéia básica é fazer deslocar, por cada jogador, um pião que parte cada um dos dois círculos indicados pelas flechas, com o objetivo de seguir a pista para chegar ao quadrado branco no centro do “M”. Os jogadores jogam cada um em sua vez; aquele cujo pião atingir primeiro a “casa” é o ganhador. Quatro movimentos são possíveis: para a frente ou para trás, no primeiro círculo branco ou no primeiro círculo preto. É, desse modo, possível avançar ou recuar uma ou duas casas, de cada vez. Se um dos jogadores cair no círculo ocupado por seu

- 1 = branco
- 2 = preto
- 3 = à frente
- 4 = atrás

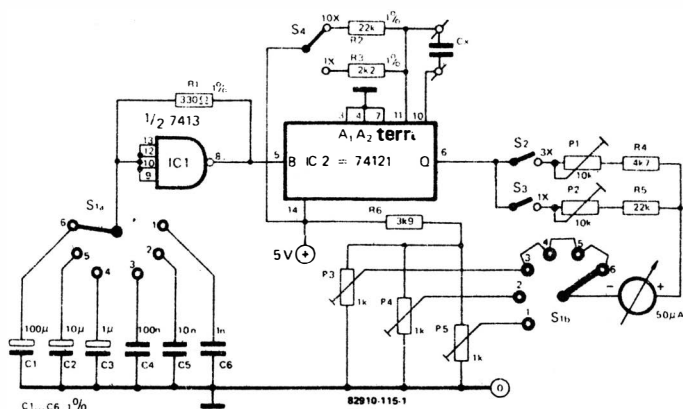
duplo de quatro entradas NAND é utilizado como multivibrador estável. Sua frequência é determinada pela resistência R7 e pelos condensadores de C1 e C6 colocados no circuito pela posição do comutador S1a. A cada flanco ascendente, o multivibrador mono-estável 74121 envia um pulso cujo comprimento depende dos valores de Cx e de R2 ou de R3. Esses pulsos comandam o instrumento de medida. Os condensadores e as resistências têm valores tais que a plena escala na posição 3x se superpõe a uma relação cíclica de aproximadamente 70% na saída Q do 74121. Este subterfúgio permite que se proteja contra a destruição da montagem em caso de tentativa de medida de um condensador de valor muito grande, enquanto o comutador S1a se achar em uma gama mais baixa. Os componentes seguintes devem ter uma tolerância de 1%: C1 a C6, R1 a R3.

Aferimento

Começar achando o ponto zero com a ajuda dos potenciômetros P3 a P6; ligar em seguida um condensador de valor bem conhecido (0,5 μ F, ou 1 μ F) e atuar sobre os potenciômetros P1 e P2 até que o valor correto seja mostrado no indicador.

O comprimento do cabo ligando as pinças de teste aos pinos 10 e 11 do 74121 (resistências, inclusive) deve ser o mais curto possível. Tem-se interesse em utilizar fio de grosso calibre. Com efeito, uma capacitância parasita aplicada a este ponto falseia as medidas. Pode-se assim ver apresentado um valor, enquanto não há condensador entre as pinças jacaré de teste. Esta capacidade é desprezível para os condensadores de grande valor, não sendo por isso necessário efetuar um aferimento para as gamas mais elevadas.

B. Selhorsi



Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 330 Ω , 1 %
 R2 = 22 k, 1 %
 R3 = 2k2, 1 %
 R4 = 4k7
 R5 = 22 k
 P1, P2 = 10 k ajustável
 P3, P4, P5 = 1 k ajustável

Condensadores (1%):

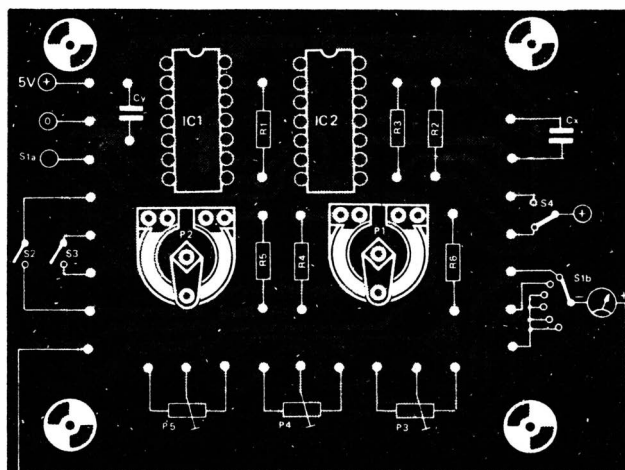
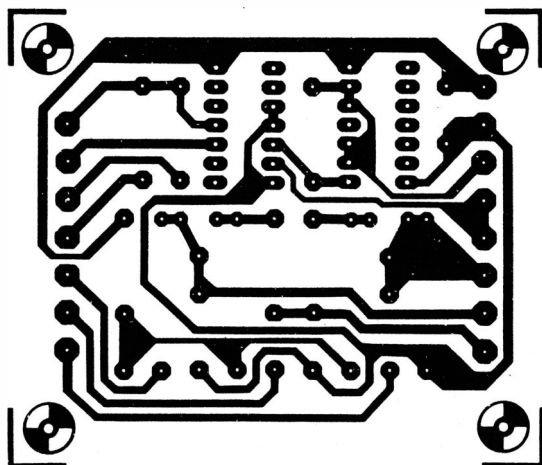
C1 = 100 μ
 C2 = 10 μ
 C3 = 1 μ
 C4 = 100 n
 C5 = 10 n
 C6 = 1 n

Semicondutores:

IC1 = 7413
 IC2 = 74121

Diversos:

Galvanômetro 50 μ A
 S1 = comutador 2 circuitos/6 posições
 S2, S3, S4 = inversor duplo



116

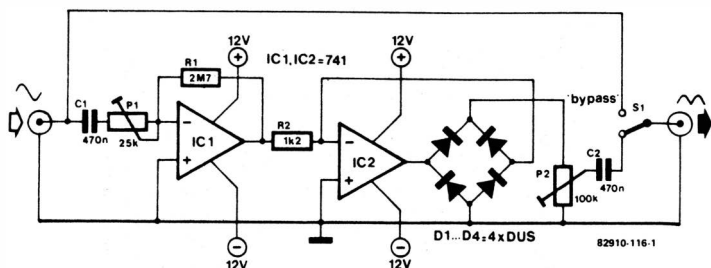
Transpositor de oitava para guitarra elétrica

Os aparelhos de efeitos especiais para guitarras elétricas são extremamente populares. Uma das armas mais populares do arsenal que todo guitarrista de rock bem equipado dispõe é o transpositor de oitava, um aparelho que dobra a frequência do sinal da guitarra.

Um dos modos de dobrar a frequência — é a solução adotada aqui — consiste em efetuar uma retificação de dupla alternância, como a

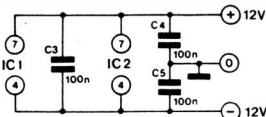
utilizada correntemente nos circuitos de alimentação. Como se pode ver no esquema, a retificação é executada por uma ponte de diodos. Como esta ponte de diodos é colocada no interior do anel de contra-reação de IC2, a não-linearidade da característica de tensão dos diodos não tem qualquer efeito sobre o sinal.

IC1 é um pré-amplificador do sinal captado na guitarra. O ganho deste estágio é regulado por



P1, de tal modo que o sinal seja o mesmo que o do sinal de entrada. Um comutador bypass, S1, é previsto a fim de poder colocar o aparelho em (ou fora de) serviço.

Como aparece nas figuras que representam os sinais de entrada e de saída, o sinal não somente é duplicado em frequência, mas é igualmente distorcido. O som torna-se consideravelmente mais rouco, ao mesmo tempo em que sobe uma oitava. Esta particularidade será, sem dúvida,



considerada como vantajosa pelo músico de rock contemporâneo.

H. Schmidt

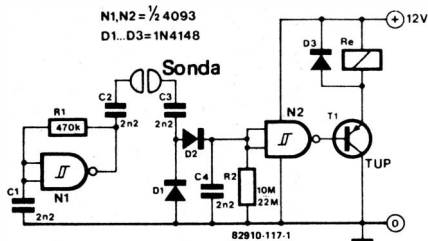
117

Detector de nível para líquidos

O maior problema de muitos detectores de nível para líquidos é o efeito das reações eletrolíticas entre o líquido e a sonda. Os eletrodos metálicos estão sujeitos à corrosão e daí resulta uma perda na eficácia (por diminuição da condutividade), o que obriga a substituí-los em intervalos aproximados.

Uma solução para este problema é cuidar para que a diferença de potencial entre os eletrodos de sonda seja alternada, ao invés de contínua. A variação periódica de polaridade dos eletrodos bloqueia fortemente o processo eletrolítico, o que reduz consideravelmente a corrosão.

O circuito prático do detector de nível é extremamente simples. O circuito formado em torno de N1 constitui um oscilador. Quando as duas sondas se acham imersas em uma solução condutora, C4 se carrega através dos condensadores de acoplamento alternado (C2 e C3) e dos diodos. No fim de um breve instante, a saída de N2 se torna baixa e o relé é excitado. Pode-



se utilizar o relé para pôr em ação uma bomba, por exemplo, que vai, por sua vez, fazer evoluir o nível do líquido. Quando não houver mais condução entre os dois eletrodos, C4 se descarrega em R2, o que faz passar a saída de N2 ao estado alto e o relé não é mais excitado e a bomba pára.

E. Scholz

118

Comparador de frequências

Em alguns casos, por exemplo quando se testam multiplicadores ou divisores de frequência, circuitos PLL, determinados instrumentos de

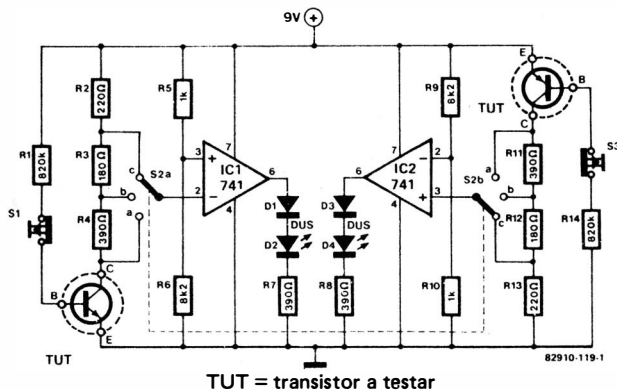
música, etc., é mais útil conhecer a relação entre as frequências. Com o circuito aqui descrito, é possível apresentar f1 e f2 em três mos-

seu ganho em corrente permite classificá-lo na classe A (ganho em corrente compreendido entre 140 e 270), na classe B (ganho de 270 a 500) ou na classe C (mais de 500).

Para testar, por exemplo, um transistor NPN, deve-se inseri-lo no suporte apropriado (TUT = transistor a testar) e coloca-se o comutador S2 na posição "C". Se o diodo eletroluminescente D2 se acender, é que o transistor é de classe C; se o diodo permanecer apagado, fazer passar S2 à posição "B", e se não acontecer nada, então à posição "A". A posição de S2 que dá a iluminação do diodo eletroluminescente indica a classe do transistor. Se o LED permanecer apagado nas três posições de S2, quer dizer que o transistor está defeituoso, isto é, seu ganho em corrente é inferior a 140; isso significa, no caso dos transistores para pequenos sinais, que ele é praticamente inutilizável. A corrente de base do transistor a testar pode ser interrompida por

meio do botão de pressão S1. Se, neste caso, o LED não se apagar, quer dizer que o coletor e o emissor do transistor estão em curto-circuito. A utilização deste testador é particularmente simples: o transistor a testar recebe uma corrente de base de $10\text{ }\mu\text{A}$ através de R1. Supondo que o transistor não esteja defeituoso, disso resulta uma queda de tensão nos bornes de R2 a R4 e, conforme a posição de S2, compara-se uma parte dessa diferença de potencial a uma tensão de referência fixa por meio de IC1. O funcionamento da parte reta do circuito é praticamente idêntico; a única diferença provém do fato de que esta parte é projetada para transistores PNP. Pode-se alimentar este circuito por uma pequena pilha.

R. Storn



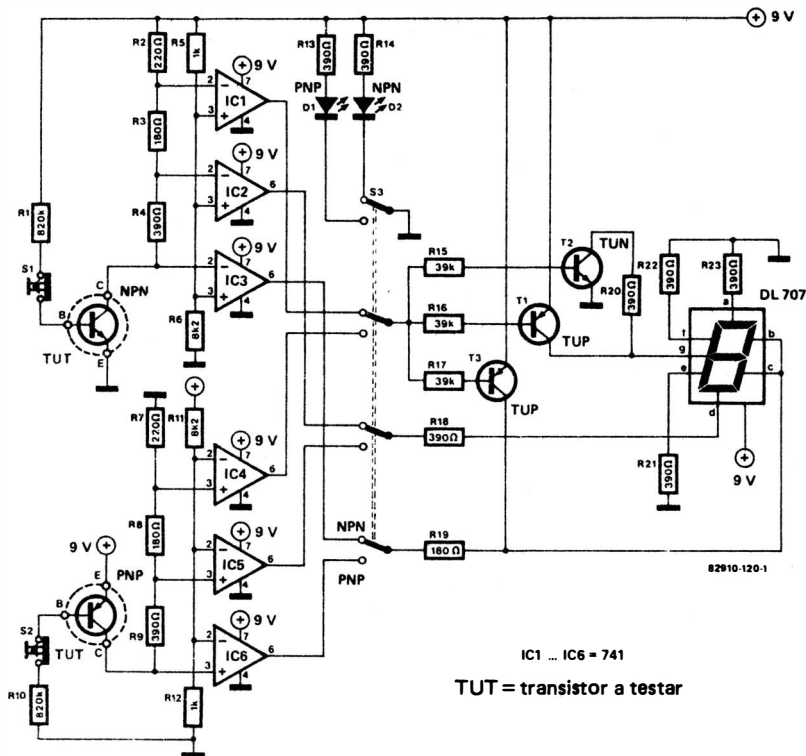
120

Testador de transistores "de luxo"

Como o circuito precedente, este testador de transistores é projetado para indicar se o ganho em corrente permite classificar o componente testado em uma das classes A, B ou C. Este circuito controla igualmente se o transistor é ou não defeituoso. A vantagem deste circuito é que a classe do transistor é determinada automaticamente e que ela será mostrada diretamente em um mostrador de sete segmentos.

O funcionamento deste circuito é, em muitos pontos, semelhante ao de seu predecessor. Em função do ganho em corrente do componente testado, estabelece-se uma determinada queda de tensão nos bornes das resistências R2 a R4

(no caso de transistores NPN) ou R7 a R9 (transistores PNP). Enquanto esta queda de tensão é baixa, as tensões de saída dos três comparadores IC1 a IC3 (IC4 a IC6 para os transistores PNP) estão em um nível elevado. Para valores cada vez mais elevados da queda de tensão nos bornes de R2 a R4 (R7 a R9), as saídas de IC1 a IC3 (IC4 a IC6) vêm, sucessivamente, o nível de tensão de saída assumir um valor baixo. O estado das saídas dos comparadores é decodificado por R15 a R19 e T1 a T3, de modo a fazer aparecer no mostrador sete segmentos em uma das letras A, B, C ou F. A letra F indica que o transistor está defeituoso e ela também é visível



quando nenhum transistor é introduzido no circuito. Pelo contrário, quando se comprime o botão de pressão comandando a polarização da base do transistor (este circuito é então aberto) a extinção de F indica que o coletor e o emissor do transistor estão em curto-circuito.

A escolha entre os tipos PNP e NPN se faz por meio de S3.

O mostrador é do tipo de ânodo comum.

R. Storn

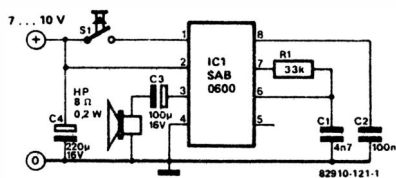
121

Gongo eletrônico

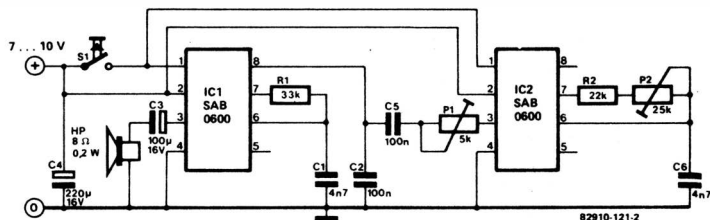
1

O circuito integrado bipolar SAB 0600 da Siemens se distingue dos circuitos integrados "sonoros", muito em moda atualmente, pelo fato de que este oferece possibilidades de sons mais ricos e mais agradáveis de ouvir do que os outros. Com alguns componentes periféricos, já é permitido obter um circuito de gongo completo que quase não ocupa lugar e consome somente um pouco de corrente (pilha pequena); a figura 1 dá o detalhe.

O circuito integrado compreende um master oscilador, cuja frequência é determinada por uma rede RC (R1/C1) externa, em seguida dividida por três divisores externos, nas relações



preestabelecidas. Uma dessas três frequências é novamente sujeita a um processo de divisão, para finalmente dar a base de tempo para o



desenrolar dos eventos sonoros. A tensão que comanda a sucessão dos três sons, seu cruzamento e sua extinção é fornecida por um conversor D/A (4 bits) para cada som.

O amplificador BF, com estágio de saída contido no circuito integrado, é capaz de alimentar um alto-falante de 8 Ω com uma potência de 160 mW.

A tensão de saída assemelha-se a uma tensão quadrada, cujo conteúdo harmônico é atenuado pelo condensador C2. É prudente montar o alto-falante em uma caixa que contribua para enriquecer o timbre por sua ressonância. Outras possibilidades podem se tornar interessantes: como, por exemplo, montar dois gongos a alguma distância um do outro e ligeiramente desafinados. Obtém-se assim efeitos de batimentos que podem ser muito agradáveis.

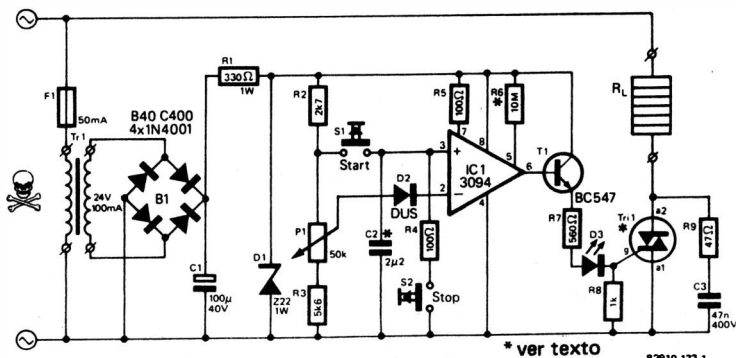
Há ainda a possibilidade de enviar o sinal de saída de dois gongos para um único alto-falante: na figura 2, o sinal do gongo 2 (IC2) provém através de P1 e C5 à entrada BF de IC1 (pino 8). P1 permite regular o volume e P2 a frequência do segundo gongo com relação ao primeiro. Para evitar destravamentos intempestivos que poderiam sobrevir devido a linhas muito longas entre o circuito e o botão interruptor, é necessário eventualmente limitar os picos de tensão no pino 1, com a ajuda de uma resistência em série e um condensador em ligação com a massa. O consumo é tão pequeno (1 μ A), que pode ser prevista somente uma pilha para a longevidade da qual nada há a temer.

(Aplicado pela Siemens)

122

Minuteria de longa duração

1



* ver texto

82910-122-1

A maioria dos timers integrados que se encontra usualmente dão somente intervalos de tempos relativamente curtos. Se se tem necessidade de tempos de retardos mais longos, digamos de vários minutos a algumas horas, esbarra-se nessas dificuldades.

O circuito seguinte, que pode ter um grande número de aplicações (por exemplo, minuteria para cozimento, aquecimento, alarme, iluminação da casa, etc.), permite tempos de retardo de até quase 4 horas.

Este circuito foi projetado inicialmente para

desligar automaticamente uma cafeteira no fim de um determinado tempo, e funcionou nessas condições de modo satisfatório durante bastante tempo, quando dos ensaios. O princípio de funcionamento é simples: a pressão sobre o botão "start" (S1) carrega o condensador C2 sob uma tensão quase igual à de alimentação, que é aplicada à entrada não inversora de IC1 (pino 3); por outro lado, a entrada inversora (pino 2) recebe a tensão fornecida pelo divisor R2/P1/R3.

Com a entrada inversora sendo assim levada a um potencial inferior ao da entrada não inversora, a saída de IC1 torna condutor o transistor T1, o que destrava o triac Tri1. O diodo eletroluminescente D3 se ilumina, indicando a entrada em tensão do circuito comandado (R_L).

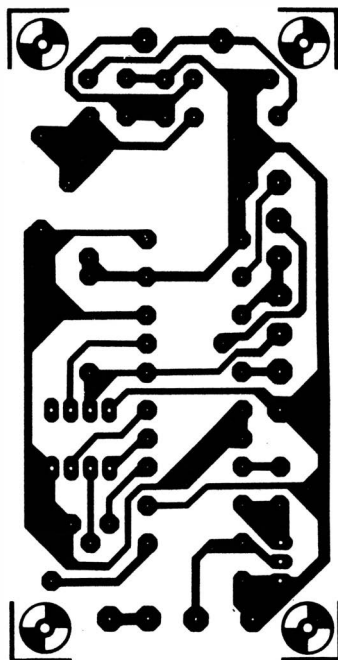
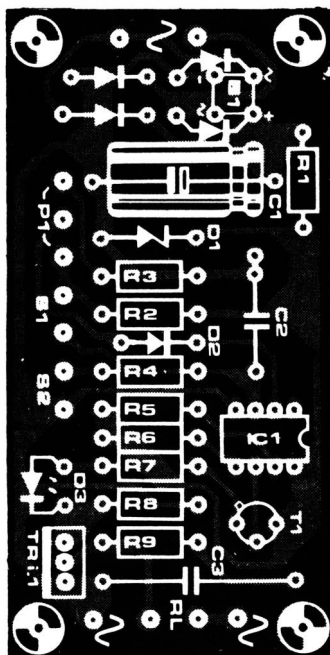
Uma vez que o botão S1 é solto, C2 começa a se descarregar na entrada não inversora de IC1. No fim de um determinado tempo (determinado pelos valores de C2 e R6, mas também pela posição de P1), a tensão nos bornes de C2 se torna inferior à da entrada inversora (dada pela regulagem de P1). A saída de IC1 cai então quase a zero, bloqueando por sua vez T1 e Tri1; isto provoca o apagamento do diodo eletroluminescente, indicando a parada do dispositivo comandado.

Se se quiser desligar o dispositivo antes do fim

do prazo previsto, basta apoiar sobre o botão "stop" S2 que faz C2 descarregar rapidamente em R4.

Dado que C2 não pode ter um valor muito elevado (é preciso que este seja um condensador de baixa perda para, portanto, poder prescrever os eletrolíticos), somente podem ser obtidos longos intervalos de tempo dando a R6 um valor extremamente grande. Isso não oferece problema, mas um pequeno inconveniente, dado que não se pode obter resistência única de valor elevado, mas que é preciso colocar várias de menor valor em série. Com o valor de C2 dado no esquema (2,2 μ F), o valor máximo possível para R6 é de 40 M Ω . Obtém-se assim um retardo máximo (regulado por P1) de 4 horas. É preciso notar que o valor exato do tempo de retardo depende das tolerâncias em certos componentes. Se se tem necessidade de atrasos mais longos, poderá tornar-se necessário escolher um valor de C2 um pouco mais elevado. Com os valores dos componentes indicados no esquema, é possível obter retardos que vão até uma hora. O circuito impresso é projetado para receber um CA3094 em caixa mini-DIP; pode-se também utilizar uma versão T0 e B1 pode ser substituído ou de uma ponte retificadora, ou de quatro diodos discretos.

2



Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 330 Ω /1 W
R2 = 2k7
R3 = 5k6
R4, R5 = 100 Ω
R6 = 10 M (ver texto)
R7 = 560 Ω
R8 = 1 k
R9 = 47 Ω
P1 = potenciômetro 50 k lin.

Condensadores:

C1 = 100 μ /40 V
C2 = 2 μ 2 (MKH, baixa perda)
C3 = 47 n/400 V

Semicondutores:

IC1 = CA3094 (RCA)
T1 = BC 547
Tri1 = 400 V triac (ver texto)
D1 = zener 22 V/1 W
D2 = DUS
D3 = LED
B1 = ponte retificadora B40C400
ou 4 x 1N4001

Diversos:

Tr1 = transformador setor
24 V/100 mA
F1 = 50 mA (retardo)
S1, S2 = push-button
convenientemente isolado

A caveira ao lado do esquema mostra bem que o circuito utiliza a tensão setor que pode ser perigosa e, por conseguinte, a construção deverá ser objeto de maior cuidado. O circuito deverá ser montado em uma caixa totalmente isolada (plástico). Se se utiliza uma caixa metálica, ela deverá ser ligada à terra e isolada do circuito. Para eliminar qualquer risco de eletrocução, os botões de pressão deverão ser de boa qualidade e projetados para uma utilização no setor.

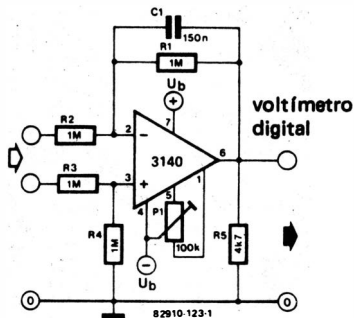
A escolha do triac

A escolha do triac depende da utilização projetada.

Para evitar ultrapassar a tensão de crista inversa do triac, é preciso escolher um tipo projetado para 400 V. A característica em corrente dependerá da carga a comandar. Para cargas como a de lâmpadas ou de resistências aquecedoras, o pico de corrente quando do estabelecimento é, em geral, nitidamente superior à corrente nominal. Portanto, é recomendado considerar um coeficiente de segurança de 100% ou mais; por exemplo, para comandar um dispositivo absorvendo uma corrente de 2A, considera-se um triac de 4 A. Para isso é interessante notar que geralmente há apenas pouca diferença de custo entre um triac passando uma baixa corrente e um outro passando uma corrente elevada. Por este motivo, estamos bastante advertidos para adquirir um triac passando uma corrente elevada, digamos 8 ou 10 A, ao invés de deplorar um triac pouco potente, um pouco menos caro, queimado acidentalmente.

123

Entrada flutuante para voltímetro digital

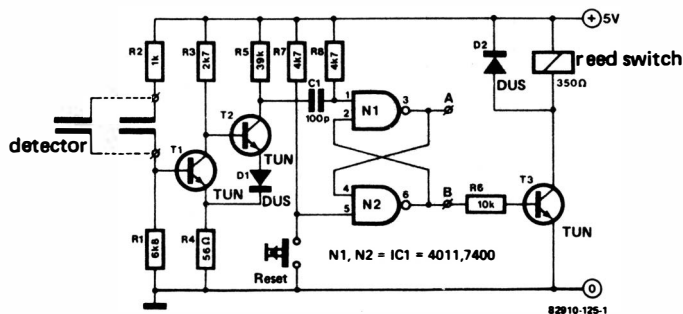


O uso dos voltímetros digitais torna-se cada vez mais divulgado e popular. Mas a maioria dos pequenos modelos tem um inconveniente:

um de seus bornes de entrada é ligado à massa ou a um potencial fixo. Isso pode ser prejudicial em certos casos, e em particular quando da utilização em conjunto com um circuito suplementar, tal como um milivoltímetro alternativo. A montagem seguinte, feita em torno de um amplificador diferencial, dota o seu voltímetro de uma entrada flutuante.

Recomenda-se utilizar resistências de 1% de camada metálica para R1 a R4. A tensão de saída é levada a 0 V com P1 (estando a entrada em curto-circuito). As tensões de alimentação + U_b e - U_b podem estar compreendidas entre 3 e 20 V, desde que sejam simétricas.

J. Borgman



uma câmara submarina utilizando um obturador eletrônico. Se a água penetrar no interior da câmara, o circuito do obturador é desligado, protegendo assim o fotógrafo do perigo de um abalo provocado por uma tensão elevada. Mas, este circuito convém igualmente a toda uma variedade de outras aplicações, como por exemplo um “detector de vazamento” para barcos ou um indicador de “limpeza a seco”, etc.

O captor se compõe simplesmente de um par de fios de cobre mantidos ligeiramente afastados; a presença de umidade é detectada pelo fato que ela provoca uma queda de resistência que existe entre os dois fios. Quando esta última cai abaixo de um determinado valor, a saída do trigger de Schmitt formado por T1 e T2 passa ao potencial alto. A basculadora formada por N1 e N2 é então destravada via C1, sendo o resultado

que T3 se bloqueia e que o relê cai.

O circuito permite igualmente a opção contrária, na qual o relê cola quando se detecta umidade. Basta para isso ligar R6 ao ponto A, ao invés de ao ponto B. Este circuito apresenta um caráter bastante “universal” para poder aceitar, no lugar do captador de umidade, praticamente qualquer captor (LDR, NTC, etc.).

J. M. van Galen

126

Comando automático de mudança de diapositivos

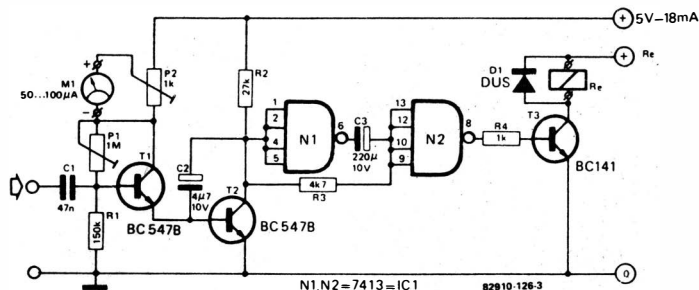
Os trocadores automáticos de diapositivos são muito úteis quando um comentário gravado acompanha a projeção. A maioria dos trocadores automáticos utiliza como sinal de comando ou um sinal HF gravado em baixo nível e em seguida retirado por meio de um filtro, ou um sinal BF gravado em uma pista paralela. A montagem aqui descrita não utiliza nenhum desses métodos, mas reage à queda de nível BF quando o comentário se interrompe mais de um segundo.

O circuito do trocador automático é descrito na figura 1. Na ausência de um sinal BF na entrada, T1 e T2 são bloqueados. Quando um sinal ultrapassando um certo nível (determinado por

P1) aparece na entrada, T1 se põe a conduzir quando das alternâncias positivas. O sinal de saída do emissor de T1 é então integrado por C2 e T2.

Se a tensão coletora de T2 se achar abaixo do limite negativo do trigger de Schmitt N1, a saída de N1 e a entrada de N2 estão no estado alto, a saída de N2 é baixa e T3 é bloqueado. O relê, portanto, não cola.

Se o sinal de entrada cai abaixo de um determinado limite, T1 se bloqueia. Após um tempo de aproximadamente 1 segundo, T2 se bloqueia igualmente, colocando a entrada de N1 no estado alto. A saída de N1 passará então ao estado baixo, levando a entrada de N2 ao estado baixo



por meio de C3.

A saída de N2 passará então ao estado alto, fazendo conduzir T3 e fazendo colar o relê. Os contatos do relê estando ligados ao projetor, a mudança de diapositivo se efetuará nesse caso. C3 se carregará em seguida via R3, até que o limite positivo de N2 seja ultrapassado; a saída de N2 recairá, então, no estado baixo e o processo poderá recommear, estando o relê descolado. O diodo D1 protege T1 das sobretensões criadas pela bobina. P1 polariza a base de T1 e determina desse modo o limite de tensão a partir do qual o transistor começa a conduzir. Regulando convenientemente P1, é possível gravar em baixo nível um fundo musical sublinhando o comentário. P1 será ajustado de modo que T1 conduza somente quando o comentário é superposto ao fundo musical. A figura 2 mostra a montagem utilizada em geral para sonorizar uma série de diapositivos. A música e o comentário são misturados e gravados em fita magnética.

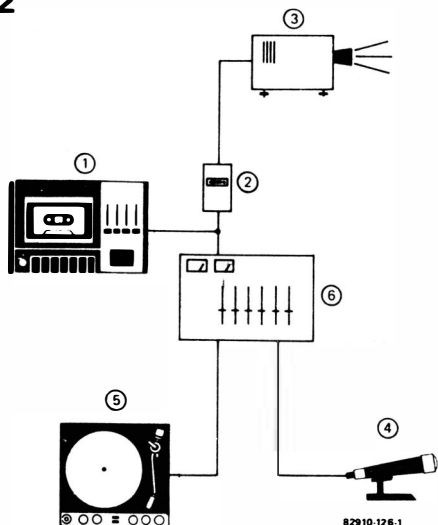
O trocador de diapositivos é ligado à saída da mesa de mixagem, a fim de verificar se o comando se efetua bem durante as pausas.

Na projeção, o trocador está ligado à linha de saída do gravador de cassetes (figura 3), ou a um local do gravador em que o nível não seja alterado pelas regulagens de volume ou de tonalidade: qualquer variação de nível poderia provocar um funcionamento descontrolado da montagem.

Figura 1. Esquema do trocador automático de diapositivos.

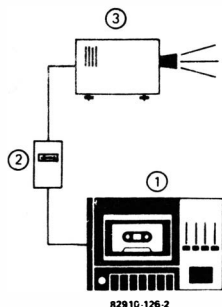
Figura 2. Montagem utilizada para a gravação simultânea de um comentário e de uma música de fundo para uma projeção de diapositivo. O diapositivo troca quando a saída da mesa de mixagem cai abaixo do limite pré-estabelecido.

Figura 3. Quando da reprodução, o trocador de diapositivos está ligado à linha de saída do gravador de cassetes.



Legendas:

1. Gravador
2. Trocador automático de diapositivos
3. Projetor
4. Microfone
5. Toca-discos
6. Quadro de mixagem



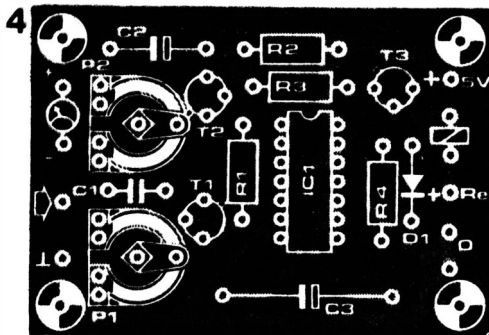


Figura 4. Circuito impresso e disposição dos componentes do trocador automático.

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 150 k

R2 = 27 k

R3 = 4k7

R4 = 1 k

P1 = 1 M ajustável

P2 = 1 k ajustável

Condensadores:

C1 = 47 n

C2 = 4 μ 7/10 V

C3 = 220 μ /10 V

Semicondutores:

T1, T2 = BC 547B ou BC 107B
(ou equivalente)

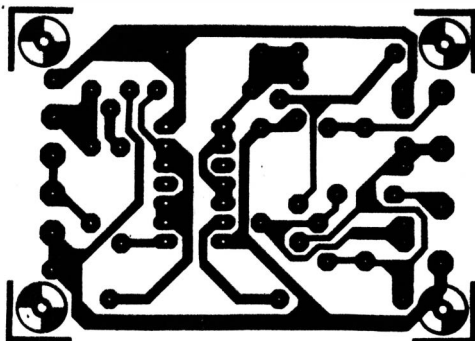
T3 = BC 141

N1, N2 = IC 1 = 7413

D1 = DUS

Diversos:

Relé 5-6 V, bobina de 68 Ω ou mais (ver texto);
contato de trabalho capaz de suportar a corrente
de comando do projetor.



P1 e P2 serão inicialmente colocados em posição média durante a gravação. P1 é em seguida regulado para obter a troca de diapositivo após um segundo de pausa no comentário. Ajusta-se, em seguida, P2 para marcar no galvanômetro M1 o nível de soleira de comando. M1 desvia em um quarto de escala quando P1 é convenientemente ajustado.

Se os níveis de gravação e de leitura da placa do gravador de cassetes forem sensivelmente iguais, nenhum retoque será necessário passando o comentário. Se existir uma diferença de nível, é necessário retomar a regulação de P1 para obter o nível correto de destravamento na leitura. O desenho do circuito impresso e a disposição dos elementos estão descritos na figura 4. A montagem é alimentada, com exceção do relé, a uma tensão de 5 V (com um consumo de 18 mA) que pode ser facilmente obtido por meio de um simples diodo zener. Uma conexão distinta está prevista para a alimentação do relé, permitindo a utilização de um tipo funcionando a uma tensão diferente. A tensão de alimentação deste relé poderá ser adiantada, por exemplo sobre a tensão de alimentação contínua antes da estabilização pelo diodo zener.

W. Fröse

127

Magnetizador

Recentes experiências médicas confirmaram a tese do valor terapêutico dos campos magnéticos para o tratamento das doenças psicossomáticas reumáticas.

Este artigo relata, inicialmente, os resultados de experiências destinadas a se levar em conta a eficácia deste modo de tratamento, e em segui-

da descreve um dispositivo produzindo um campo magnético alternado que pode ser utilizado nas aplicações médicas.

Desde 1975, pacientes sofrendo de males tais como enxaquecas, nevralgias, reumatismos não articulares, desgaste das articulações, síndromes nas vértebras cervicais e dorsais, alergias da pele,

asma brônquica, mal dos transportes e mal das montanhas foram tratados por magnetizador.

É interessante notar que, durante essas experiências, os pacientes suportavam utilizar somente 50% das doses habituais de seus medicamentos. Os resultados globais dessas experiências (apresentadas na tabela 1) são mais impressionantes quando se leva em conta que eles são, de longe, melhores que os resultados obtidos pela utilização de medicamentos.

Os **algarismos** dados são extraídos de um relatório de Mrs. W. Ehmann, W. Ludwig e seus colegas da Universidade de Tubingen.

O aparelho descrito adiante é do mesmo tipo que o utilizado quando das experiências. A atenção do leitor é chamada para o fato que, se bem que nenhuma garantia de eficácia deste tratamento possa ser dada, o aparelho pode ser considerado como uma aproximação científica do problema, merecendo reflexão médica.

Efeito dos campos magnéticos

A profundidade de penetração de um campo magnético depende de sua frequência. Se esta se situar nos TBF (frequências muito baixas), correntes de Foucault serão induzidas em todo o organismo, causando assim deslocamentos de carga nas membranas das células. Isso estimula o sistema nervoso, suprimindo os bloqueios que possam existir.

Por exemplo, pôde-se constatar uma vasodilatação dos vasos sanguíneos para frequências inferiores a 8 Hz, enquanto que frequências superiores a 12 Hz induzem uma vasoconstrição. As experiências mostraram uma sensibilidade à frequência dos campos magnéticos diferente em cada indivíduo. A ação é máxima para a frequência que corresponde ao ritmo alfa do eletroencefalograma da pessoa. É fácil admitir que pulsos estranhos ao organismo terão um efeito mais importante sobre os pulsos naturais se eles forem todos síncronos. Pulsos breves e ricos em harmônicas conduzem a melhores resultados que campos senoidais de mesma amplitude. Todavia, o tempo de subida não

deverá ultrapassar o tempo de resposta dos tecidos. As frequências TBF terapêuticas se situam na gama de 0,5 a 20 Hz; esta gama pode ser dividida em 4 domínios de ação diferente:

1 - 3 Hz trata das infecções;

4 - 6 Hz tem um efeito calmante e descontraí os músculos;

8 - 11 Hz é analgésico, tônico e estabilizante;

13 - 20 Hz possui a mesma ação que o domínio 8 - 11 Hz, mas nos indivíduos que sofrem de grande cansaço.

Este último domínio somente deve ser utilizado se as frequências mais baixas não produzirem efeito. A gama dos 4 - 6 Hz somente deve ser utilizada quando o paciente efetua atividades necessitando uma contínua atenção (direção de uma máquina, de um veículo, etc.).

O tratamento por campo magnético não parece produzir efeitos secundários, mas sua eficácia pode diminuir quando de um uso prolongado. Por isso, recomenda-se limitar o tempo de duração de uma sessão a 15 minutos. As pessoas dotadas de um marca-passo não deverão utilizar a mais baixa gama de frequências sem estarem certas de que seu marca-passo não reaja com o campo criado pelo magnetizador. Em uso normal, se o aparelho não for aplicado em uma região dolorida, pode ser levado em um bolso da roupa ou numa sacola tiracolo. Em posição deitada, pode-se colocar o aparelho sob o pescoço ou debaixo de uma orelha.

O circuito

O esquema elétrico está descrito na figura 1.

O aparelho se compõe de dois multivibradores estáveis: um (N1/N2) oscila a aproximadamente 1,15 Hz e o outro (N3/N4) a 4,4 Hz, 9,7 Hz ou 14,2 Hz. A seleção se faz por S1, S2, S3. Outras frequências podem ainda ser obtidas fechando mais de um interruptor de cada vez. As frequências obtidas são para:

S1 + S2 = aproximadamente 3,0 Hz;

S1 + S3 = aproximadamente 3,4 Hz;

S2 + S3 = aproximadamente 5,8 Hz;

S1 + S2 + S3 = aproximadamente 2,5 Hz.

1

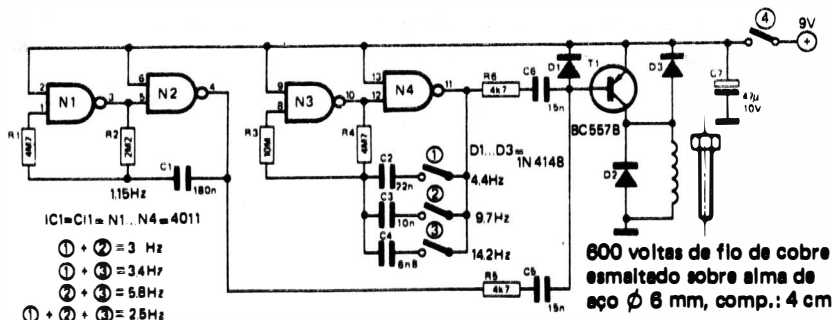


Figura 1. Esquema elétrico do magnetizador. O aparelho contém somente um pequeno número de componentes baratos e sua construção é, portanto, pouco custosa.

Figura 2. Aspecto do lado de cobre e disposição dos componentes.

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R4 = 4M Ω

R2 = 2M Ω

R3 = 10 M Ω

R5, R6 = 4k Ω

Condensadores:

C1 = 180 n

C2 = 22 n

C3 = 10 n

C4 = 6n8

C5, C6 = 15 n

C7 = 47 μ /10 V

Semicondutores:

CI1 = IC1 = 4011

T1 = BC 557B, BC 177B

D1, D2, D3 = 1N4148

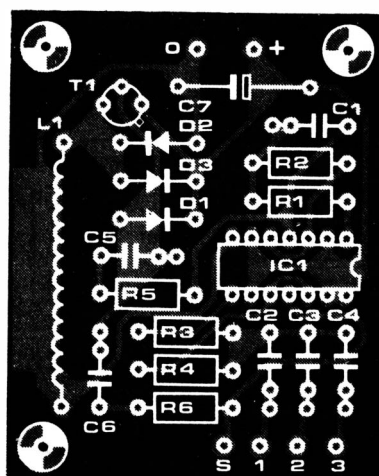
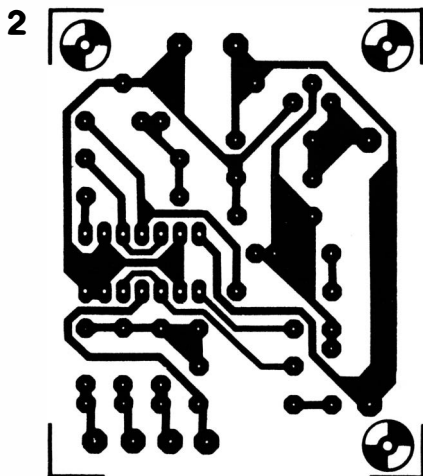
Diversos:

S1, S2, S3 = interruptor unipolar

L1 = ver texto

O transistor T1 se bloqueia e se satura ao ritmo da frequência escolhida. Os pulsos de corrente coletora criam o campo magnético quando atravessam a bobina L1, feita de 600 espiras de fio de cobre esmaltado de diâmetro 0,2 mm. O núcleo utilizado para protótipo construído no laboratório Elektor é simplesmente um parafuso de aço de 6 mm de diâmetro e 40 mm de comprimento, podendo as 600 espiras ser bobinadas a granel.

O campo magnético produzido é semelhante aos dos aparelhos do comércio. Para os pacientes dotados de um marca-passo, podem-se suprimir os riscos inerentes a um mau funcionamento do segundo multivibrador, suprimindo as componentes R1, R2, R5 e C1 e C5 no circuito, e ligando a entrada livre de N1 à linha positiva de alimentação.



Nº	Número de pacientes e de dispositivos	Frequência (Hz)	Intensidade do campo (máx.)	Sintomas	Resultados Nº	%
1	430 ¹	9-10	aprox. 100 A/m	Afecções psicossomáticas	375	87
2	70 ¹	4-12	aprox. 200 A/m	Afecções psicossomáticas e dores	63	90
3	200 ¹	1-15	aprox. 200 A/m	Dores reumáticas	194	97
4	160 ²	10	—	Afecções psicossomáticas	33	21
5	60 ²	4-12	—	Dores reumáticas	12	20

¹ = aparelho funcionando normalmente

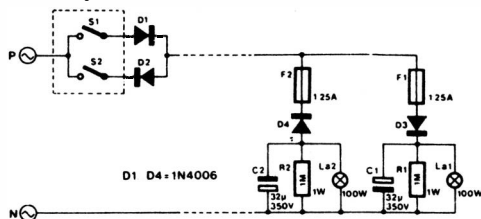
² = aparelho fictício

128

2 interruptores, 2 lâmpadas, 1 fio

Quando se utiliza eletricidade num serviço, adicionar um ponto luminoso suplementar e seu interruptor a uma instalação existente a partir da mesma chegada, não deveria normalmente apresentar nenhum problema. Podem-se apresentar, entretanto, situações em que é impossível fazer passar um fio a mais nos tubos entre a nova lâmpada e seu interruptor, tornando assim sua ligação impossível.

O método correspondente ao circuito descrito abaixo permite resolver este problema eficazmente, compensando engenhosamente a ausência do fio suplementar. Vê-se na figura que os diodos D1 e D2 fazem com que o interruptor S1 comande a lâmpada La1 e o S2 comande a lâmpada La2. A tensão setor retificada em mono-alternância é parcialmente nivelada pelos condensadores C1 e C2, o que dá a cada lâmpada uma tensão eficaz de aproximadamente 240 V; elas emitem, assim, com sua luminosidade normal. O valor dos condensadores é deter-



minado pela potência das lâmpadas. Pode-se calcular seu valor correto aplicando a relação:

$$C_x = 32 \sqrt{P_x / 100}$$

fórmula na qual C_x é o valor do condensador (expresso em μF) e P_x a potência da lâmpada correspondente (em W).

W. Richter

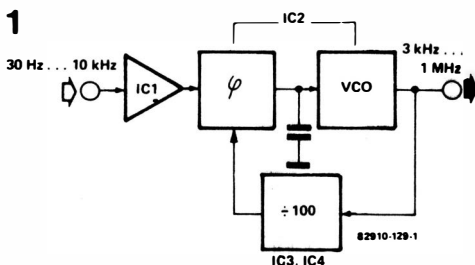
129

Multiplicador de frequência

Pode ocorrer que se tenha necessidade de medir frequências baixas com uma grande precisão. O circuito aqui apresentado é um multiplicador de frequência que foi concebido para esta aplicação particular, e que permite medidas rápidas com uma resolução de 0,1 Hz.

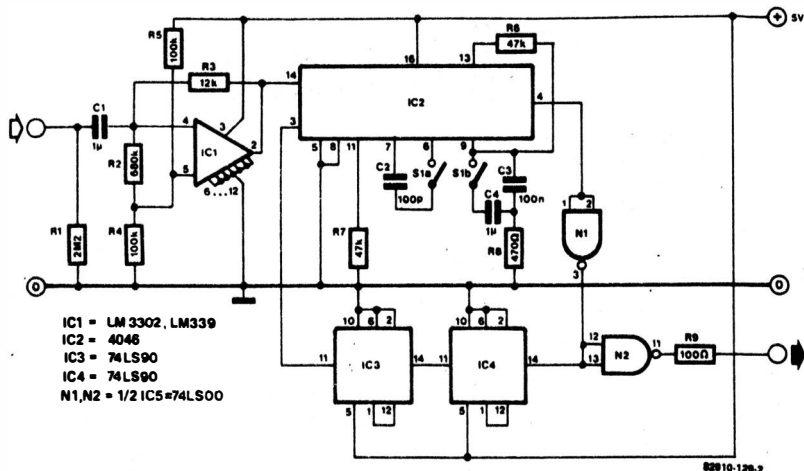
O sinóptico do multiplicador de frequência é apresentado na figura 1. Pode-se ver que esta configuração tem mais de um ponto de semelhança com o doravante clássico e conhecido sintetizador de frequências PLL. Em nosso exemplo, todavia, é o fator de divisão que é fixado e não a frequência de entrada (ou de referência). A frequência do VCO é dividida por 100 e comparada em seguida com a frequência de entrada em um comparador de fase. A diferença de fase resultante serve para elaborar um sinal contínuo que é utilizado para corrigir a frequência do VCO. Isso significa que a frequência de saída do VCO será exatamente igual a 100 vezes a da entrada.

No esquema da figura 2, a frequência de entrada é inicialmente amplificada por IC1, antes de ser injetada no circuito de fechamento de fase, IC2. A saída do VCO é dividida por 100 pelos



contadores de dezena IC3 e IC4 e sua fase é então comparada com a do sinal de entrada no PLL propriamente dito. A frequência de saída do VCO é enviada ao aparelho de medida por meio do inversor N2. A adição do comutador S1 permite dividir a gama de frequências que vai de 30 Hz a 10 kHz em duas escalas separadas: a saber, 30 Hz... 300 Hz e 200 Hz... 10 kHz. A sensibilidade de entrada é dada por 25 mA e a tensão de saída é de aproximadamente 4,5 Vcc. A alimentação deve fornecer aproximadamente 30 mA sob 7 a 18 V.

H. Rol



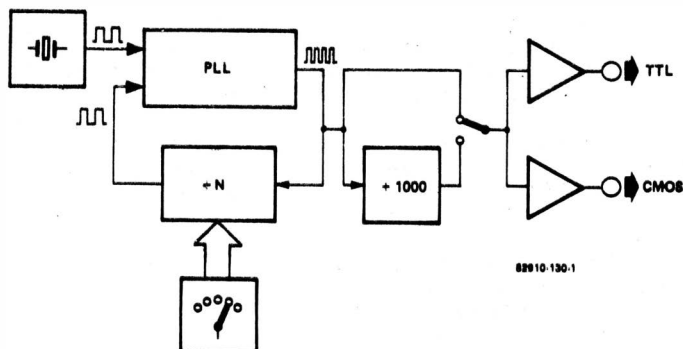
130

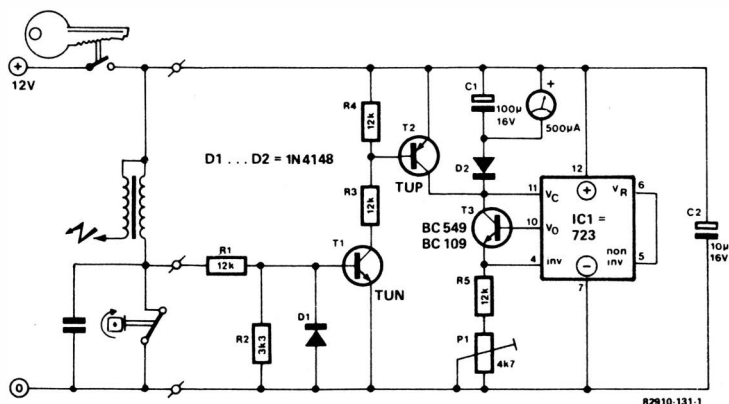
Sintetizador de frequência numérica

As principais características deste sintetizador de frequência são: uma gama de frequências indo de 0,1 Hz a 999,9 kHz, a possibilidade de escolha de um nível de saída CMOS ou TTL e, finalmente, uma precisão e uma estabilidade limitadas unicamente pelo oscilador a quartzo. Como se pode ver no sinóptico da figura 1, a peça mestra deste circuito é um anel de fechamento de fase (PLL). O PLL está para a frequência como o amplificador operacional está para a tensão: a tensão de saída de um amplificador operacional em anel fechado varia de maneira a tornar as duas tensões de entrada iguais; um anel de travamento de fase faz variar a frequência de seu sinal de saída de modo a tornar iguais as frequências dos dois sinais de

entrada. Se a frequência de saída for dividida por um fator N e em seguida for reintroduzida em uma das entradas do PLL, a frequência do sinal de saída será exatamente igual a N vezes a do outro sinal de entrada. Portanto, se se chegar a fazer com que este segundo sinal de entrada seja estável, obtém-se facilmente um sinal de saída muito estável cuja frequência é igual a N vezes a frequência de referência. O segundo ponto é poder dispor de um fator de divisão N variável, o que permitirá fazer variar a frequência do sinal de saída. Além disso, colocando na saída de PLL um contador divisor por 1000 com possibilidade de entrada e retirada do circuito, a gama das frequências de saída poderá ser baixada até 0,1 Hz. Finalmente, o circuito

1





(desvio de escala total: 500 μ A), mas pode-se certamente utilizar qualquer instrumento de 500 μ A. O ângulo de fechamento é medido em % (0... 100%). Para ter uma leitura em graus, é preciso multiplicar a leitura direta por 3,6 e dividir o resultado pelo número de cilindros do motor.

Difícilmente o circuito poderá ser mais simples. A parte mais importante é um gerador de corrente constante, composto de T3 e de um circuito integrado regulador de tensão (IC1). A tensão de referência extremamente estável (e independente da temperatura) fornecida pelo regulador (723) no pino 6 é ligada à entrada não inversora de um amplificador diferencial situado no mesmo circuito integrado: a entrada inversora é ligada ao emissor de T3. O circuito integrado vai, portanto, ajustar sua tensão de saída (V_O) de tal sorte que a tensão no emissor de T3 seja mantida igual à tensão de referência. O resultado é evidente: uma tensão constante, independente da temperatura, captada nos bornes de uma resistência fixa ($R_5 + P_1$) deve produzir uma corrente igualmente constante. Como a corrente de base de T3 é desprezível, sua corrente de coletor é igual à sua corrente de emissor (que é ultra-estável). Até aí, tudo vai bem.

Quanto ao resto do circuito, ou ele deixa passar

esta corrente constante através do aparelho de medida, ou ele não a deixa passar... Quando o contato do disjuntor está aberto, T1 e T2 vão conduzir, curto-circuitando o circuito do galvanômetro. Uma vez que os contatos do disjuntor se fecham, T1 e T2 se bloqueiam. A corrente constante determinada por T3 atravessa agora o galvanômetro, carregando ao mesmo tempo C1. Quando os contatos do disjuntor se abrem e se fecham a intervalos aproximados, uma tensão média se desenvolve nos bornes de C1 e do galvanômetro. Esta tensão é proporcional à "relação cíclica" dos contatos do disjuntor: quanto mais os contatos fiquem em contato (ou, em outras palavras, quanto maior o ângulo de fechamento), maior é a tensão que aparece nos bornes de C1, e mais elevada é a leitura correspondente no galvanômetro. O processo de calibração é a própria simplicidade. Após haver ligado a alimentação e curto-circuitado a entrada (R_1 é ligado ao comum da alimentação), ajusta-se P1 para obter um desvio de escala total (100%) do ponteiro do galvanômetro. Após isso, uma entrada curto-circuitada corresponde bem a um ângulo de fechamento de 100%.

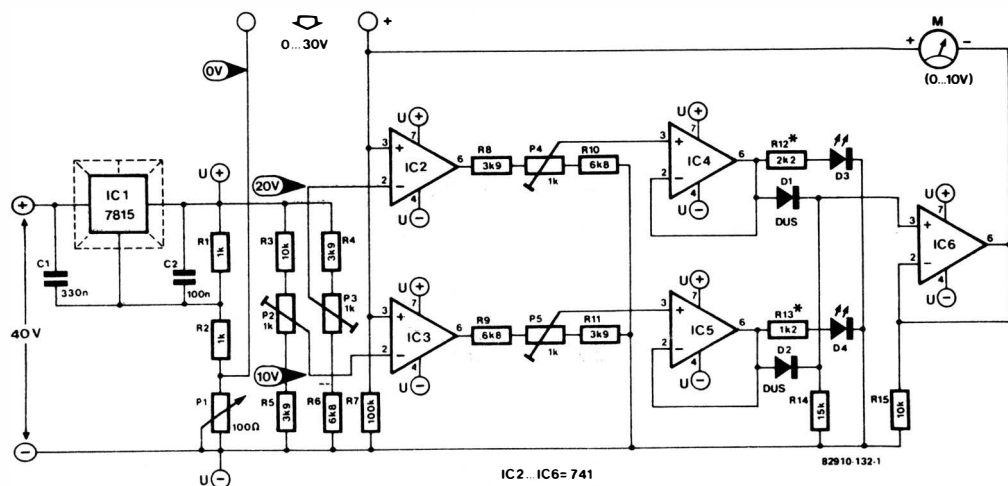
F. Becela

132

Lupa automática para voltímetro

Se se deseja medir uma tensão que é superior ao desvio de escala total de um aparelho de medida, há duas maneiras de proceder. Em primeiro lugar, pode-se reduzir a tensão de entrada a um valor aceitável por meio de um divisor de ten-

são. Isto volta a "comprimir" a totalidade da gama de tensões a medir. Por outro lado, podemos condicionar o aparelho de medida para indicar somente uma determinada parte da gama total de tensões de entrada, em função da



* ver texto

amplitude do sinal de entrada. Por exemplo, com uma tensão de 26 V, um voltímetro de 10 V verá somente a gama de 20-30 V e não lerá 6 V. O circuito aqui descrito executa automaticamente a “entrada na escala” de um voltímetro de 10 V e pode servir para medir tensões de entrada entre 0 e 30 V.

A comparação entre a tensão de entrada e uma tensão de referência de 10 a 20 V, respectivamente, se efetua por meio de IC2 e IC3. Conforme o comparador cuja saída passa pelo nível lógico alto, as tensões de referência são encaminhadas aos diodos D1 e D2 por meio dos buffers IC4 e IC5. Daí resulta que uma tensão que é igual à maior das duas tensões de referência, diminuída da queda de tensão direta no diodo, aparece na entrada não inversora de IC6. O outro diodo permanece polarizado inversamente. Como IC6 é montado como seguidor de tensão, o indicador apresentará, portanto, a diferença entre a tensão de entrada de origem e a tensão de off-set de referência, isto é, de 0, 10 ou 20 V. Os LEDs D3 e D4 fornecem uma indicação visual da escala (0... 10 V, 10... 20 V ou 20... 30 V) na qual se acha o aparelho. O brilho dos LEDs pode ser modulado à vontade, modificando os valores de R12 e R13.

Pode-se tomar qualquer aparelho de medida com 10 V escala total (por exemplo um aparelho de quadro móvel munido de uma resistência em série apropriada). Mas é preciso não perder de vista que a corrente que circula no indicador carrega o resto do circuito. Como consequência, quanto maior for a impedância, melhor será o aparelho de medida.

P1 é previsto para compensar o fato de que os amplificadores operacionais não podem fornecer uma tensão plenamente negativa. Este potenciômetro é ajustado em seu melhor ponto curto-circuitando as entradas do circuito e regulando para obter o zero do indicador. Para ajustar os outros potenciômetros, é preciso dispor de uma tensão de referência de 10 a 20 V. Procede-se da seguinte maneira: com uma tensão de entrada de 10 V, ajusta-se P2 para que D4 esteja no ponto de se acender. P5 é ajustado para obter uma leitura de zero no indicador, quando D4 se acende. Com uma entrada de 20 V, P3 e P4 são, em seguida, ajustados da mesma maneira.

P. Sieben e J. P. Stevens

133

Traçador de características

Os possuidores de um osciloscópio poderão utilizar esta montagem para visualizar as características de numerosos transistores e outros diodos.

A tabela indica claramente quais as possibilidades desta montagem.

A alimentação da montagem é um simples trans-

1

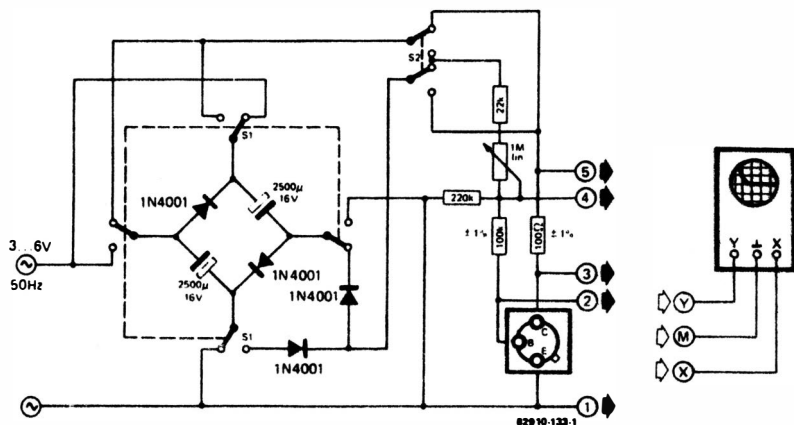


Tabela 1

Função

Ligar
entrada X aLigar
M aLigar
entrada Y a

Observações

$$I_c = f(I_b)$$

4

4

3

S2 na posição 1

$$I_c = f(U_{ce})$$

1

3

5

S2 na posição 2

$$I_b = f(U_{be})$$

4 (1)

2

1 (4)

S2 na posição 1

$$I_d = f(U_d)$$

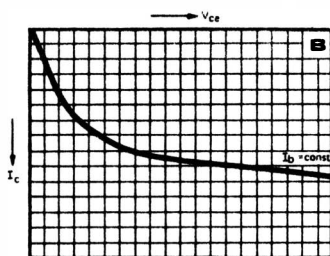
1 (4)

2

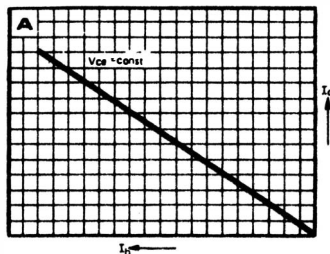
4 (1)

S2 na posição 1
teste de diodo ou
de diodo zener

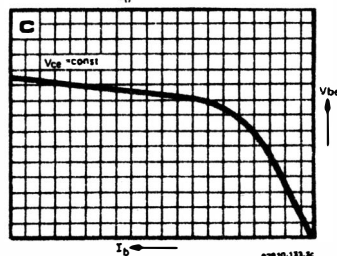
2a



b



c



formador de campainha cuja tensão alternada pode se situar entre 3 e 6 volts. Quando esta tensão de alimentação é de 6 volts, a tensão máxima existente na montagem é de aproximadamente 15 volts.

Quando o inversor quádruplo S1 se encontra na posição indicada no esquema, é possível proceder ao exame dos transistores PNP. Para testar os transistores NPN, será preciso bascular o inversor S1.

O inversor duplo S2 permite escolher a corrente de base. Na posição do esquema, o potenciômetro de 1 M permite regular a corrente de base entre 0 e 100 µA; na segunda posição, a corrente de base tem um valor fixo que pode variar entre 10 e 100 µA, conforme o valor instantâneo da tensão alternada de 6 volts.

A montagem aqui descrita permite testar apenas transistores chamados de baixa potência.

A pressão barométrica é uma das coisas difíceis de medir de modo eletrônico. Não é fácil encontrar um captor de pressão suficientemente sensível; a menos, como neste circuito, que você adicione uma espécie de captor eletrônico a um barômetro mecânico convencional!

O bastonete de ferrita de uma bobina é ligado ao "tambor" do barômetro. Quando a pressão barométrica varia, o núcleo se desloca nos dois sentidos no interior da bobina. Como esta última faz parte do circuito de um oscilador LC, a frequência de saída vai, portanto, depender da pressão barométrica. A saída do oscilador é obturada por T2, e em seguida aplicada a 4017, um contador/divisor por dez (IC1), seguido por um outro contador/divisor, por oito no que lhe concerne (IC2). A frequência é então reduzida a um ponto tal que pode ser tratado por um conversor frequência/tensão do tipo LM 2907 (IC3).

A tensão de saída deste circuito integrado vai, portanto, variar em função da pressão barométrica.

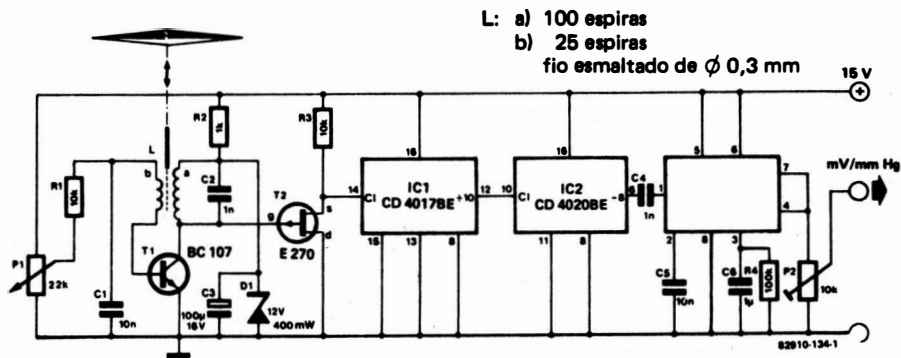
Por razões evidentes, este sistema não funcionará com uma linearidade razoável, de tal sorte que o oscilador trava; uma tensão aparecerá

então na saída. Se a gama de frequências do oscilador estiver fora da do conversor frequência/tensão, pode-se estabelecer a situação retocando a regulagem de P1. Entretanto, se a frequência for muito afastada, é preciso mudar o valor de C2.

O único ponto do circuito que exige uma verdadeira regulagem é P1. No início regula-se este em uma gama limitada de pressões. Felizmente, a pressão barométrica não varia desse modo ($\pm 5\%$), de modo que uma escolha adequada do captor de pressão, do núcleo e da bobina permitirá construir um "barômetro" suficientemente preciso.

O potenciômetro ajustável de saída (P2) permite regular o melhor possível o nível de saída. Pode-se ligar a este ponto um milivoltímetro numérico ou analógico, mas igualmente um traçador de curvas, por exemplo.

Y. Nijssen



O inconveniente da maioria dos indicadores de direção do vento é a necessidade de uma parte mecânica importante. A montagem aqui descrita resolve esse problema.

Um disco, vasado com um determinado número

de entalhes (figura 1), é solidário ao rotor do cata-vento. Uma fonte luminosa é colocada atrás dele e uma fileira de três LDRs é disposta do outro lado. Os LDRs são iluminados conforme a posição do disco, como se vê na figura

1

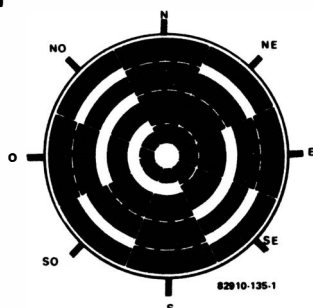


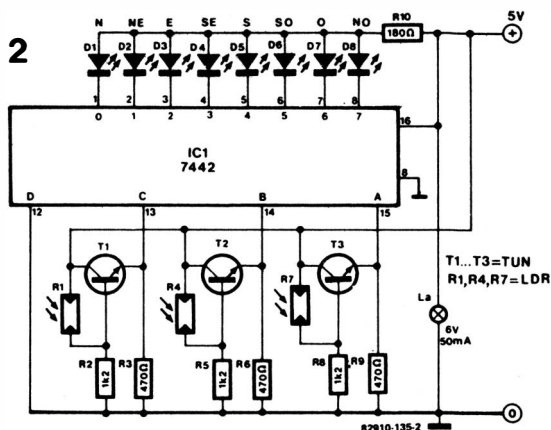
Tabela 1

A	B	C	D	direção do vento	LED
0	0	0	0	norte	D1
1	0	0	0	nordeste	D2
0	1	0	0	leste	D3
1	1	0	0	sudeste	D4
0	0	1	0	sul	D5
1	0	1	0	sudoeste	D6
0	1	1	0	oeste	D7
1	1	1	0	noroeste	D8

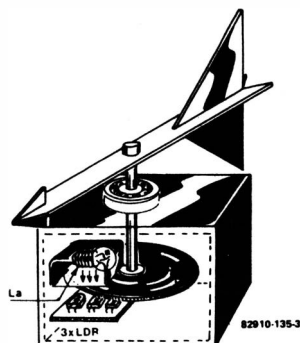
ver nota.

3. Se os furos forem colocados corretamente, a posição do disco (e portanto a direção do vento) pode ser expressa em BCD pelo estado respectivo dos LDRs. Oito setores circulares serão assim definidos e um decodificador BCD decimal poderá indicar a direção do vento nos 8 LEDs dispostos em um quadrante circular. O esquema da figura 2 mostra "a eletrônica" do dispositivo. Se não houver nenhuma luz sobre os LDRs, os transistores associados são bloqueados e as entradas correspondentes de IC1 são postas a zero através das resistências de 470 Ω . Uma vez que a luz suficiente atinge um dos LDRs, o transistor se desbloqueia e coloca a entrada correspondente do decodificador no estado alto. Conforme o estado de suas entradas, o 7442 acende o diodo que deve indicar

2



3



a direção certa. O código BCD de cada setor é dado na tabela 1.

Nota: Se o disco ficar parado entre duas posições, por exemplo entre Sul e Sudeste, um código errado corre o risco de ser aplicado ao decodificador, que mostrará então Noroeste. Para evitar isso, é melhor utilizar o código Gray, isto é: 000 = N, 100 = NE, 110 = E, 010 = SE, 011 = S, 111 = SW, 101 = W, 001 = NW.

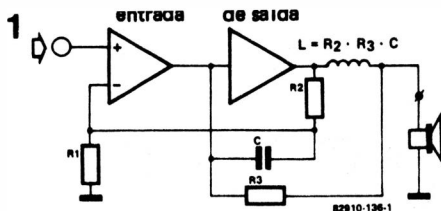
D. Maurer

136

Amplificador de absorção de corrente

O princípio de base do amplificador de absorção de corrente é apresentado no sinóptico

da figura 1. Para resumir, o circuito aproveita o fato de que a adição de quatro componentes



passivos, R2, R3, L e C, compensa a não-linearidade da característica do estágio de saída. Pode-se utilizar, portanto, um estágio de saída classe B (isto é, que os transistores de saída são polarizados em seu ponto de bloqueio a fim de que não haja passagem de corrente de repouso no circuito de saída), com todas as vantagens e alguns dos inconvenientes desta configuração (a distorção de cruzamento).

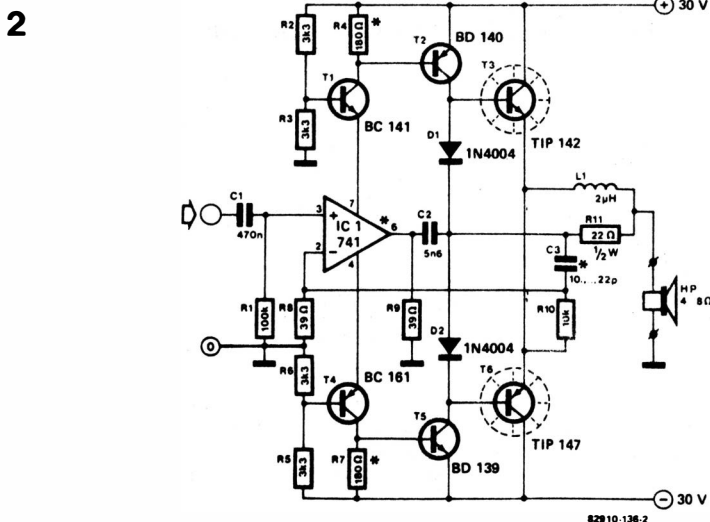
O circuito apresentado na figura 2 funciona segundo o princípio de absorção de corrente mencionado acima. Conforme o autor, ele é capaz de fornecer 100 W em 4 Ω com uma distorção harmônica de 0,006% a 1 kHz e 60 W.

Se se dispõe do equipamento para efetuar medições precisas de distorção, C3 pode ser substituído por um condensador variável de 22 pF e ajustado para uma distorção mínima.

O circuito contém uma outra particularidade muito útil, que é a carga fictícia R9. O estágio de saída é pilotado (via transistores de comando T2 e T3) para os transistores T1 e T4, que são montados em série com as linhas de alimentação respectivamente positiva e negativa de IC1. Melhora-se assim o tempo de subida ("slew rate") do 741. Em compensação, se se empregar um amplificador operacional mais rápido (como o LF 357), o valor de R4 e R7 deve então ser modificado para garantir a corrente de repouso que convém ao circuito integrado, a fim de que o estágio de saída não consuma nenhuma corrente.

A bobina L1 contém 20 espiras de fio de cobre esmaltado de 0,8 mm de diâmetro enroladas em uma resistência de 1 W (resistência de 100 k, aproximadamente).

G. Schmidt



* ver texto

137

Flash escravo

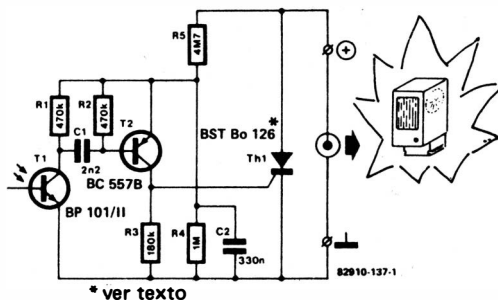
Graças a este circuito muito simples, um flash comum vai ser transformado em um flash "escravo". Será possível, assim, tirar fotografias com um sistema complexo de iluminação por flashes, sem para tanto prender os pés em tape-

te de cabos.

O destravador não exige alimentação separada, ele a obtém no próprio flash por meio dos contatos de comando. Encontram-se, geralmente, alguns 150 a 200 V, que são divididos por R4 e

R5 para atingir um valor utilizável. C2 assegura o desacoplamento e serve de reservatório. Como o consumo do circuito é muito pequeno, a punção na bateria é desprezível.

Quando o clarão de um outro flash bate no fototransistor, aparece um pulso em R1. Ele é aplicado em T2 por C1, amplificado e destrava o tiristor, e portanto o flash. Os valores das componentes são calculados para evitar destravamentos desordenados, por exemplo pela iluminação do ambiente. Mas a sensibilidade fica adequada para que não seja indispensável apontar o flash de comando sobre o fototransistor: ele poderá reagir à luz refletida. Evite, entretanto, uma iluminação muito intensa. Qualquer tiristor 0,8 A/400 V pode convir; nós utilizamos um BST BO 126, mas poderá ser necessário aumentar C2, pois é o condensador que fornece

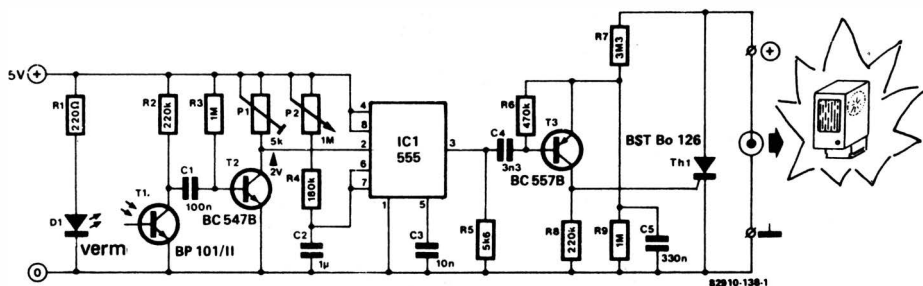


a quase-totalidade da corrente de gatilho. A ligação ao próprio flash será feita melhor com um cabo de extensão especialmente previsto.

F. Schäffler

138

Retardador de flash



Um dos domínios mais particulares da fotografia é a utilização de tempos de exposição muito breves para fotografar fenômenos ultra-rápidos. Todos vimos essas fotos: por exemplo, o estouro de uma lâmpada batida por um martelo, ou a coroa que faz uma gota de leite caindo. Essas fotos podem ser tiradas muito simplesmente com o método do "obturador aberto"; a foto é tirada no escuro, o obturador aberto muito tempo antes e é um flash eletrônico muito rápido que ilumina o assunto durante o tempo necessário.

A dificuldade deste método é o destravamento do flash no momento exato. Os tempos são tão curtos que somente o eletrônico pode resolver o problema. No caso da foto mostrada aqui, a gota de líquido é detectada por uma célula fotoelétrica que, com a ajuda do circuito aqui descrito, destrava o flash.

Utiliza-se para isso um LED e um fototransistor. Quando o feixe de luz é cortado, um brusco aumento de tensão se verifica na resistência R2. Ela serve, via T2, para armar o temporizador 555 (IC1). Quando o período do 555, regulável por P2 entre 0,25 e 1,3, terminou, aparece um pulso negativo na saída de IC1 (pino 3). T3 e o tiristor são desbloqueados e o flash acende. Pode-se utilizar qualquer tiristor 0,8 A/400 V, mas poderá ser necessário aumentar nitidamente C5. A tensão contínua de polarização no coletor de T2 deve ser ajustada a 2 V por meio de P1.

Modificando alguns valores, pode-se variar a gama dos tempos de duração possíveis. O retardo é dado por $1,1 \times R \times C2$, em que R é o valor de P2 e R4 em série. O valor mínimo de R2 é 1 k.

A parte mais delicada do circuito é a "barreira

luminosa". Ela depende estritamente das condições particulares de utilização, a disposição do LED e do fototransistor será adaptada a cada caso. Todavia, a sensibilidade do circuito será a melhor quando essas duas componentes forem

levadas o mais possível próximas uma da outra. É preciso igualmente cuidar para que a luz do LED não possa chegar até o campo da objetiva.

F. Schäffler

139

Carregador de bateria automático

Recarregar uma bateria de chumbo e ácido pode parecer à primeira vista algo de extremamente simples. Isso é verdade se a duração de vida da bateria não for um critério muito importante. Ao contrário, se se deseja que a bateria preste serviço o mais tempo possível, o ciclo de carga deve apresentar certas características bem definidas.

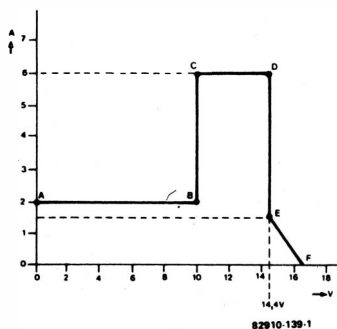
A figura 1 mostra a curva ideal da corrente de carga para uma bateria de 12 V comum que estiver completamente descarregada. Durante a primeira fase (A - B), utiliza-se uma corrente de carga limitada a que a tensão na bateria

atinga aproximadamente 10 V, a fim de evitar sobrecarregar o carregador (dissipação muito grande). Durante a fase seguinte (C - D), a bateria é carregada com uma "corrente de carga de 5 horas". O valor da corrente é então determinado dividindo por 5 a capacidade nominal da bateria em ampères-horas (Ah). No fim deste período, a bateria deveria estar carregada a 14,4 V; então começa a fase final (E - F). A bateria é carregada por uma corrente muito menor que diminuirá até se tornar nula, se a tensão da bateria puder atingir 16,5 V.

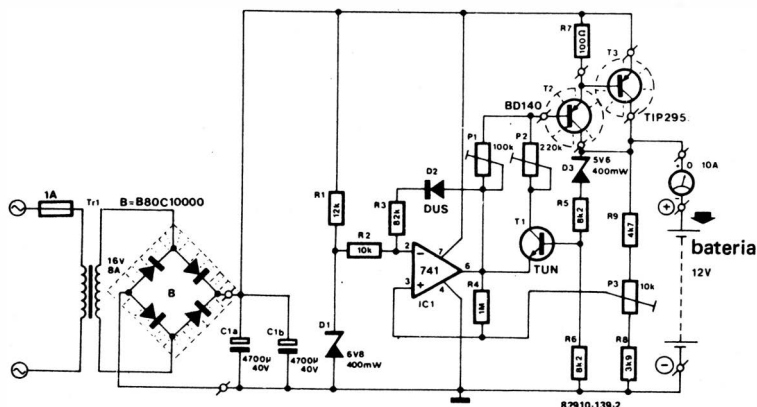
O circuito aqui descrito foi projetado para seguir um ciclo conforme o que acaba de ser apresentado. Quando a bateria está completamente descarregada (tensão < 10 V), a corrente passando através de D3 é tão baixa que T1 é bloqueado. A saída de IC1 é baixa; as correntes de base de T1 e T2, bem como a corrente de carga, somente são determinadas, portanto, pela posição de P1.

Se a tensão da bateria estiver compreendida entre 10 e 14 V, D3 é polarizado diretamente e T1 conduz. A saída de IC1 é sempre baixa; assim, a corrente de carga é mantida determinada por P1 e P2. Se a tensão no cursor de P3 for superior à tensão zener de D1, devido ao fato de a reação positiva ser via R4, a tensão de

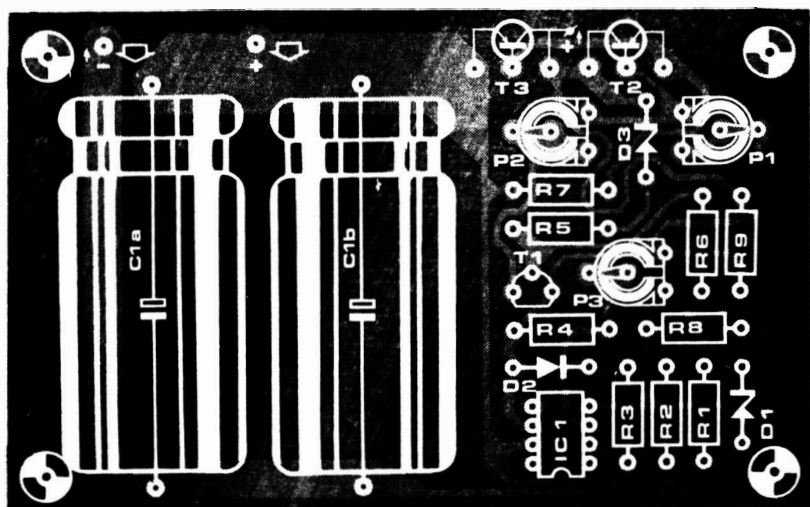
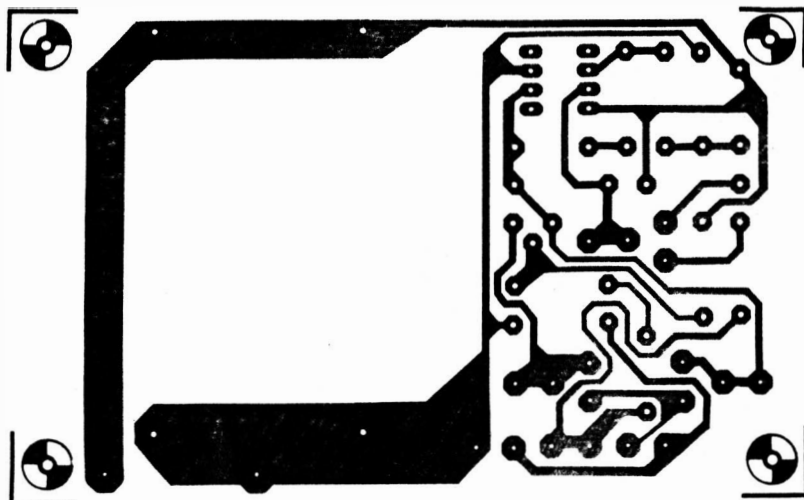
1



2



3



Lista de componentes

Resistências:

R1 = 12 k
 R2 = 10 k
 R3 = 82 k
 R4 = 1 M
 R5, R6 = 8k2
 R7 = 100 Ω
 R8 = 3k9
 R9 = 4k7
 P1 = 100 k ajustável
 P2 = 220 k (250 k) ajustável
 P3 = 10 k ajustável

Condensadores:

C1a, C1b = 4700 μ /40 V

Semicondutores:

T1 = TUN
 T2 = BD 138, BD 140
 T3 = TIP 2955
 D1 = diodo zener 6V8, 400 mW
 D2 = DUS
 D3 = diodo zener 5V6, 400 mW
 IC1 = 741

Diversos:

B = ponte retificadora B80C10000 ou equiv.
 Tr = transformador de setor 16 V/8 A
 fusível 1 A retardado

saída de IC1 bascula para um valor determinado para a tensão zener de D1 e para a queda de tensão direta de D2. Disso resulta que T1 se bloqueia e que a corrente de carga é novamente determinada pela posição de P1. Desta vez, contrariamente à fase A – B, a tensão de saída de IC1 mais elevada provoca esta corrente através de P1 e a corrente de carga se acha, portanto, reduzida ao máximo.

Como D2 é polarizada diretamente, as resistências R2 e R3 provocam uma redução suplementar progressiva da corrente de carga, enquanto que a tensão da bateria continua a subir.

Para calibrar o circuito, P3 é ajustado de maneira que a saída de IC1 se torne alta quando a tensão de saída (isto é, a da bateria) for de 14,4 V. A corrente de carga é fixada com a ajuda de P1 a um valor de 20 horas (capacidade da bateria em Ah dividida por 20) para as tensões compreendidas entre 14,5 e 15 V. Finalmente, para uma tensão de bateria situada entre 11 e 14 V, P2 é regulado para obter uma cor-

rente de carga nominal (5 horas).

A corrente de carga inicial (fase A – B) depende das características dos transistores e é função do valor da corrente; ela é aproximadamente 30 a 100% superior a esta última.

Alguns conselhos práticos: o ponto B e os transistores T2 e T3 não serão postos no circuito impresso, mas em um radiador. O tamanho deste último e as características do transformador dependem da corrente de carga máxima desejada (não ultrapassar 10 A). Uma corrente de 6 A máximo é possível neste caso, devido aos valores dados às componentes.

(Siemens Components Report,
1978, nº 1)

140

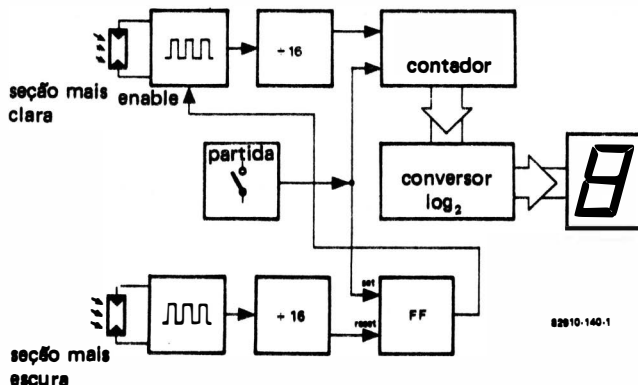
Medida numérica do contraste de um negativo

Para obter uma ampliação, é preciso escolher criteriosamente duas coisas: o tipo de papel (conforme o contraste do negativo) e o tempo de exposição conforme a densidade do negativo. O contraste do negativo é definido como a diferença entre as partes mais escuras e as partes mais claras de um filme exposto. Se se considerar o logaritmo de base 2 desta diferença, obtém-se a taxa de contraste do negativo. Por exemplo, se a parte mais clara deixar passar 8 vezes mais luz que a parte mais escura, o coeficiente de contraste é 3 ($2^3 = 8$).

O circuito utiliza duas resistências sensíveis à luz (LDR) e mostra diretamente o valor do contraste em um mostrador de sete segmentos. O

sinóptico da figura 1 mostra o funcionamento do circuito. A quantidade de luz que cai nos LDR determina a frequência dos geradores de sinais quadrados aos quais eles estão ligados. As saídas desses geradores são aplicadas cada uma a um divisor por dezesseis. Os pulsos vindos de cima no esquema (o das partes claras) são contados durante um tempo determinado pelo período do segundo oscilador. Obtém-se, portanto, um número de pulsos proporcional à relação entre as duas frequências e, portanto, à relação entre as partes mais claras e as partes mais escuras do negativo. Esses pulsos são aplicados então ao conversor logarítmico, e em seguida decodificados, e finalmente o resultado

1



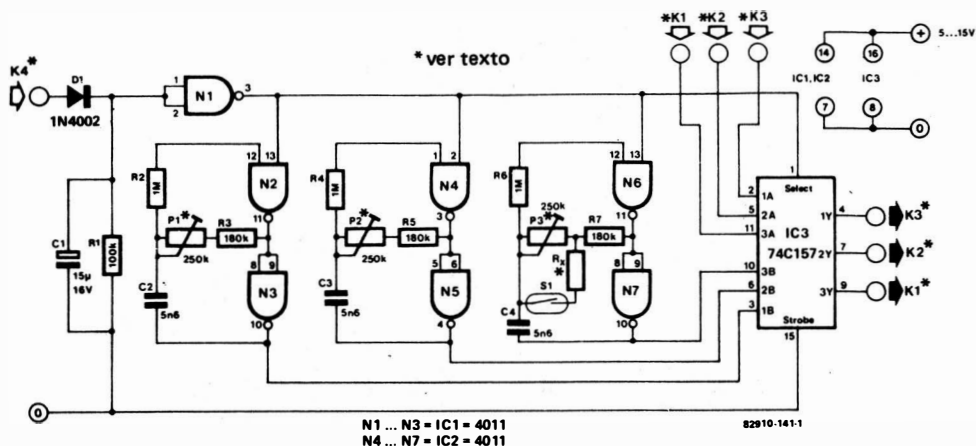


178

J. van Dijk

141

Piloto automático de emergência para modelo reduzido



Durante um voo de um avião radiocomandado, há sempre o risco de se produzir uma pane no emissor ou no receptor e o piloto perde assim o controle de seu aparelho. Com um pouco de sorte, o crash se verificará próximo do piloto, mas acontece, também frequentemente, que o aparelho permanece em voo e vai se perder a distâncias consideráveis. O circuito aqui descrito é concebido para evitar esse tipo de desagregação e pode também permitir diminuir o rigor do impacto no solo, mantendo um pequeno voo picado.

O circuito reage a uma diminuição do sinal de saída do receptor. Quando a ligação é correta, a posição dos servos é determinada pelas ordens recebidas: um pulso de 1,5 ms corresponde à posição neutra, pulsos de 1 a 2 ms às posições extremas respectivamente (conforme o tipo de servo). Quando os trens de pulsos não chegam mais, três multivibradores os substi-

tuem e colocam os servos em uma posição predeterminada.

A entrada K4 é ligada à saída do receptor. As entradas K1, K2 e K3 são ligadas às saídas do decodificador correspondente à profundidade, à direção e ao comando de gasolina, e as saídas K1, K2 e K3 aos servos respectivos. Quando os pulsos de comando são interrompidos, o multiplexor substitui o decodificador pelos multivibradores. A posição dos servos depende então de P1, P2 e P3. Um interruptor de mercúrio é montado em P3. Ele deve ser colocado de modo tal que se feche desde que o declive de descida (incidência negativa) se torne superior a 10° e comute assim uma resistência Rx cujo valor (10... 200 k) é calculado para estabelecer a aterrissagem do avião.

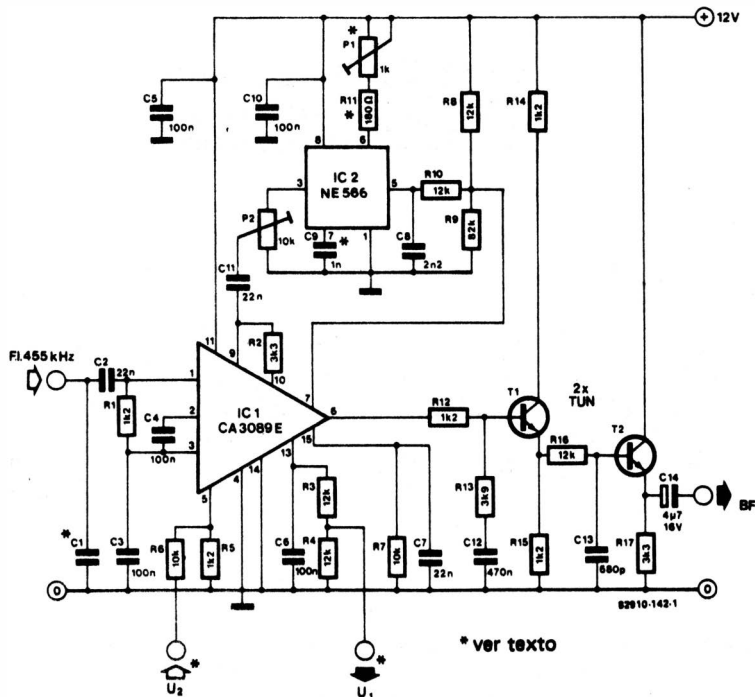
W. van Staeyen

142

Demodulador FM a PLL utilizando um CA3089

O circuito abaixo deverá particularmente interessar aos leitores que desejam construir eles mesmos seu receptor de FM. A originalidade do circuito reside no fato de que o circuito inte-

grado conhecido CA3089 não é utilizado aqui como habitualmente em amplificador FI-demodulador, mas como elemento de um anel de travamento de fase (em inglês: "phase-locked



loop", abreviado em PLL). O circuito assim constituído é um pouco mais caro e um pouco mais complicado que um amplificador-demodulador "normal", mas os resultados obtidos mostram uma melhoria significativa com relação a uma utilização "clássica".

Este circuito amplificador FI-demodulador é concebido para fazer parte de um tuner de dupla conversão de frequência, sua frequência de equilíbrio sendo de 455 kHz. Quando se utiliza um laço de travamento de fase para a demodulação FM, a relação sinal/ruído do sinal demodulado é proporcional à relação entre a excursão da frequência e a frequência intermediária, o que nos faz optar pelo baixo valor de 455 kHz. Em resumo, o circuito funciona como segue: o sinal de entrada FI é inicialmente aplicado a C1, que suprime toda componente de alta frequência que possa afetar o funcionamento do laço de travamento de fase. O valor de C1 depende do circuito misturador que converte os 10,7 MHz, que saem dos primeiros estágios do tuner, para obter os 455 kHz de nossa frequência intermediária. Se o sinal de entrada for suficientemente "próprio", pode-se não ter que recorrer à filtragem passa-baixas.

O CA3089 amplifica o sinal FI e o limita a 300 mV, antes de enviá-lo para o detector de quadratura que faz parte da puce. Pode-se utilizar o

sinal de saída U₁ para comandar um indicador de nível de sinal. A tensão de comando para o oscilador em tensão (VCO) é obtida na saída CAF (pino 7) do circuito integrado. O divisor de tensão formado por R8 e R9 é necessário para a fixação correta da polarização contínua aplicada ao pino 5 de IC2. Executa-se uma filtragem passa-baixas do sinal de comando por meio de R10 e de C8.

Por razões evidentes de boa linearidade e de alta estabilidade, escolhe-se como VCO um circuito integrado moderno: o NE566. A estabilidade do oscilador comandado sob tensão é também influenciada de modo significativo pelos componentes associados, necessários à determinação da frequência. É preferível para P1a um trimmer: Cermet, para R11 uma resistência a óxido metálico e para C9 um condensador de disco de cerâmica de coeficiente de temperatura extremamente baixo. A tensão em pulsos saindo do pino 3 de IC2 (aproximadamente 5,4 V) é reduzida a grosso modo a 0,3 V por meio de um divisor de tensão variável (P2) para ser reinjetada, através de C11, na entrada do detector de quadratura de IC1.

Obtém-se o sinal de saída demodulado no pino 6 do CA3089. Se for necessário dispor de um dispositivo de regulação silencioso (squelch), este pode ser feito enviando uma tensão de

filtro passa-baixos cuja saída pode, em princípio, atacar qualquer decodificador estéreo.

J. Deboy

143

Analizador lógico

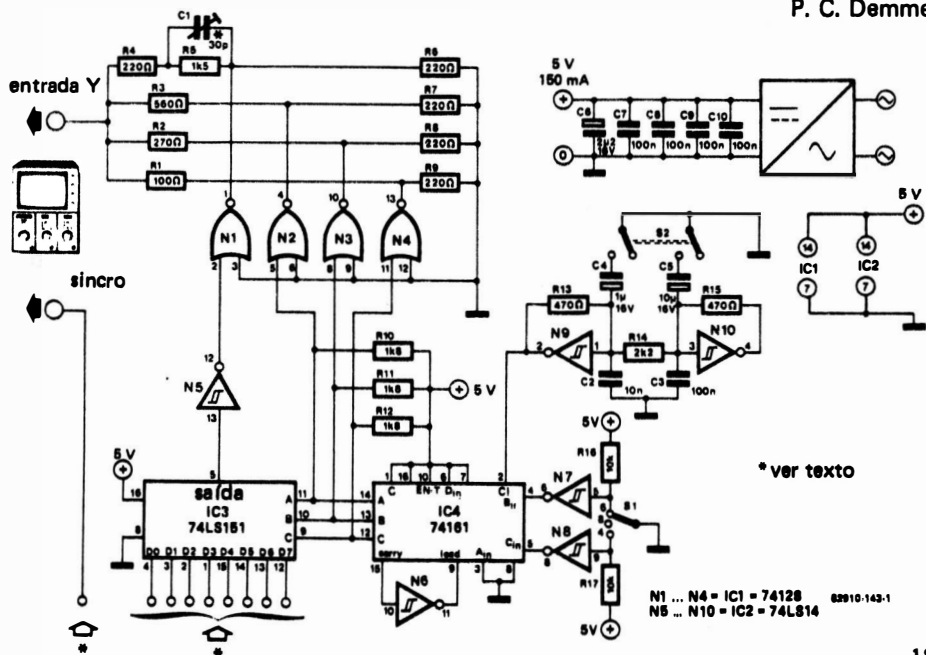
Se bem que o termo "analisador lógico" seja utilizado geralmente para designar um circuito nitidamente diferente, bons motivos nos impellem a empregar este qualificativo para descrever o comutador eletrônico aqui presente. Este comutador é destinado a visualizar simultaneamente em uma tela de osciloscópio o nível lógico de um certo número de pontos testados em um circuito lógico.

O circuito funciona como segue: o oscilador, formado por N9 e N10, gera um sinal horário cuja frequência é de 1 kHz ou de 100 kHz, conforme a posição do comutador S2. Este sinal é enviado a um contador (IC4) que, conforme a posição do comutador S1, pode ser previamente determinado para partir de "1000" (valor decimal 8, posição "8"), de "1010" (valor 10, posição "6") ou de "1100" (valor 12, posição "4"). Levando em conta a ligação por N6 entre a saída "considerada" e a entrada do comando de predeterminação, o contador vai assim marcar sucessivamente os 8 ou 6 ou 4 últimos estados

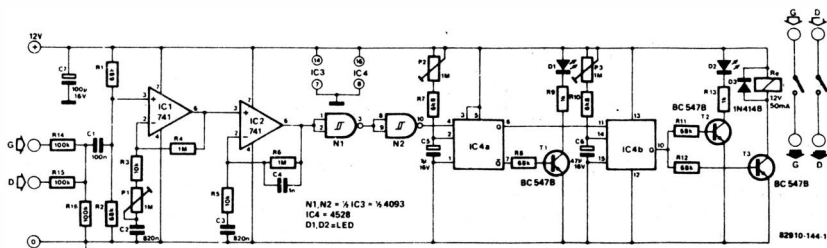
do ciclo de 16, antes de retomar seu estado predeterminado. Por este motivo, obtém-se nas saídas A, B e C de IC4 números binários que, conforme o caso, vão de "000" a "111", de "010" a "111" ou de "100" a "111". Cada um desses códigos binários determina qual entrada é escolhida pelo multiplexor IC3. O multiplexor assume as entradas uma a uma e transfere o sinal para a saída. Conforme a posição de S1, explora-se assim 4, 6 ou 8 entradas. Para garantir a "separação" dos traços na tela, enviam-se igualmente os códigos binários para os inversores N2, N3 e N4 que, graças à rede somadora R1 e R4, acrescentam a cada sinal uma tensão de defasagem contínua diferente. Deste modo, cada sinal aparecerá na tela a uma altura diferente.

O sinal de sincronização para a base de tempo do oscilador é tomado no circuito testado. Para osciladores lentos, pode-se ajustar o condensador C1 de modo a obter uma imagem de qualidade ótima.

P. C. Demmer



1



As pessoas que escutam freqüentemente música no rádio terão sido mais de uma vez agradadas pela voz do locutor que não se contenta só em apresentar os discos, mas que se diverte também em dizer gracinhas ou dar as últimas novas referentes ao tempo e à situação das estradas na região, quando não se trata de anunciar um novo sabonete que pode ser utilizado tanto para lavar o rosto como para escovar os dentes! O circuito aqui apresentado, que suprime a voz do animador entre os diferentes discos, será muito apreciado pelos ouvintes interessados exclusivamente na música.

É possível distinguir a palavra da música pelo fato de que a palavra contém tempos de interrupção, enquanto que a música é sempre mais ou menos contínua. O dispositivo detecta, portanto, essas pausas e corta o sinal quando o disc-jockey fala.

As entradas do circuito são os dois sinais das vias direita e esquerda que são adicionados ao ponto de junção de R14, R15 e R16. O sinal é amplificado e limitado por dois amplificadores de alto ganho (IC1 e IC2), passando em seguida por dois triggers de Schmitt em cascata. N1 e N2. A saída de N2 pilota um mono-estável redetravável IC4a, cuja saída Q é introduzida na entrada de um outro mono-estável do mesmo tipo, IC4b.

Enquanto um sinal contínuo está presente na entrada, IC4a é sempre redetravado pelo sinal tirado de N2 e sua saída Q permanece alta. O período de IC4a é ajustado com a ajuda de P2 para ser ligeiramente mais curto que a duração média das pausas da palavra. Assim, durante uma pausa, IC4a é zerado e destrava IC4b, o que acarreta o corte do sinal de áudio durante um período determinado por P3. Os LEDs D1 e D2 indicando o estado das saídas de IC4a e IC4b são utilizados para ajustar o circuito.

Para a regulação do circuito, P2 é inicialmente posicionado na resistência mínima. O rádio é

sintonizado em uma estação que emite um sinal de palavra e P1 é utilizado para ajustar a sensibilidade a fim de que D1 se apague durante as pausas. Se a sensibilidade fixada for muito elevada, D1 permanecerá sempre aceso devido ao ruído que destrava o circuito; se for muito baixo, D1 se apagará durante as passagens mais calmas da palavra. Acerta-se em seguida o rádio em uma emissora que toca música e P2 é regulado para que D1 esteja sempre aceso. Finalmente, acerta-se o rádio para uma emissão falada e regula-se P3 para que D2 fique aceso permanen-

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2, R8, R11, R12 = 68 k
R3, R5 = 10 k
R4, R6 = 1 M
R7, R10 = 6 k8
R9, R13 = 1 k
R14, R15, R16 = 100 k
P1, P2, P3 = 1 M ajustável

Condensadores:

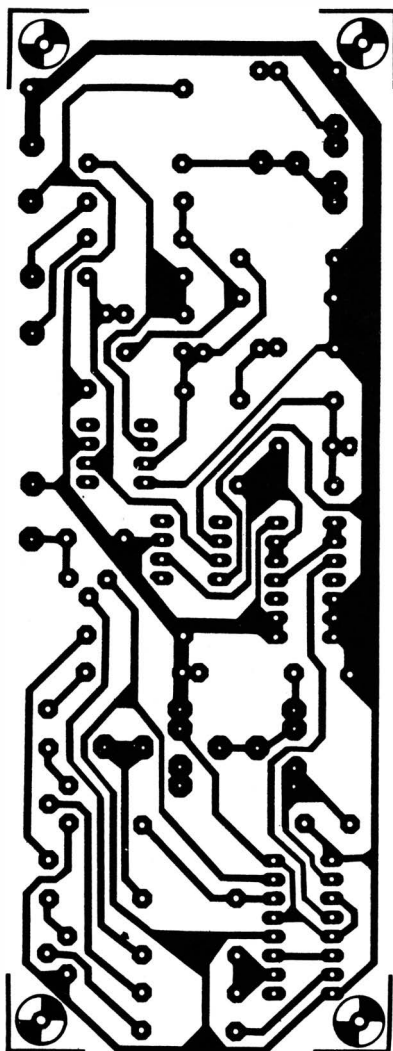
C1 = 100 n
C2, C3 = 820 n
C4, C8 = 1 n
C5 = 1 μ /16 V
C6 = 47 μ /16 V
C7 = 100 μ /16 V

Semicondutores:

D1, D2 = LED
D3 = 1N4148
IC1, IC2 = 741
IC3 = 4093
IC4 = 4528
T1, T2, T3 = BC 547B

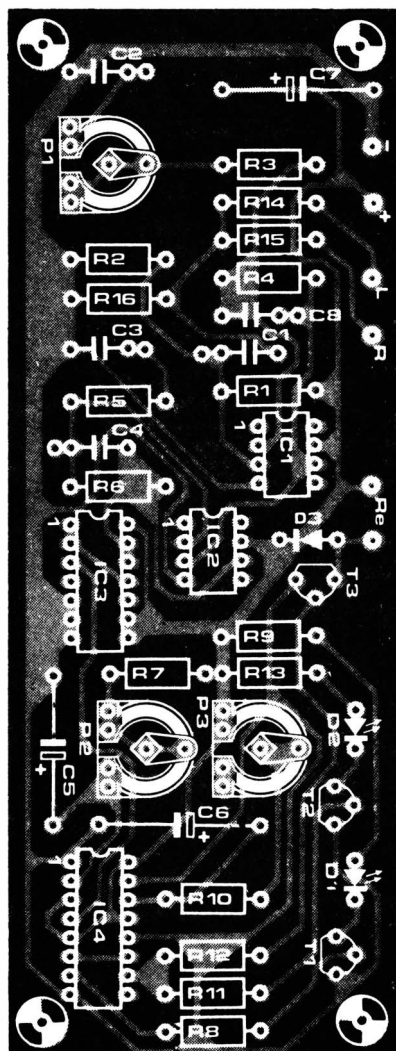
Diversos:

relé 12 V/50 mA



temente durante a palavra.

Ver-se-á que este dispositivo suprime somente os sinais de palavra puros, não tendo qualquer



efeito sobre a voz de um animador falando sobre um fundo musical.

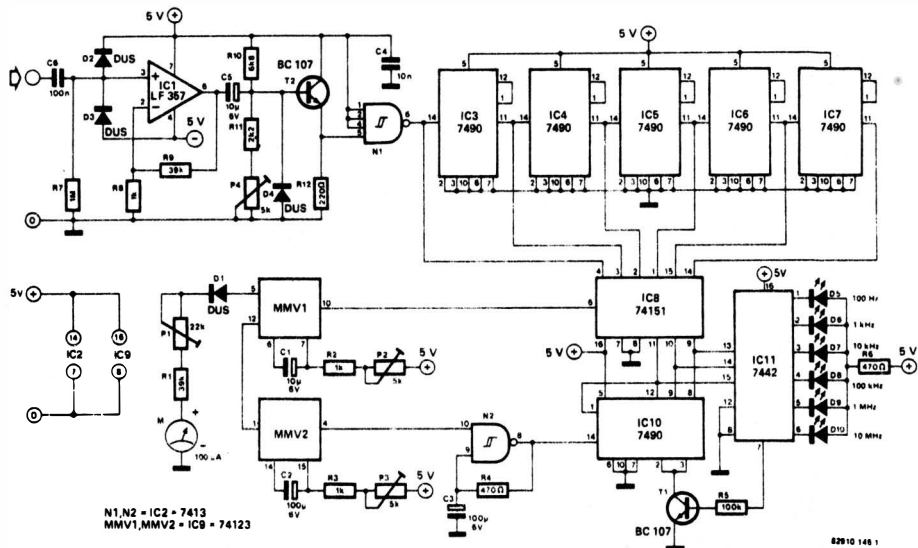
R. Vanwersch

145

Frequêncímetro análogo

Este circuito de frequêncímetro compreende seis gamas: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz,

1 MHz e 10 MHz. A comutação de um calibre diferente se efetua automaticamente e a apre-



sentação é analógica.

O sinal de entrada é inicialmente amplificado ao nível TTL por IC1, T2 e N1 e ele é, então, enviado a uma série de divisores de dezena (IC3 ... IC7). Por conseguinte, pode-se dispor de um sinal cuja frequência se situa entre 10 Hz e 100 Hz tanto na saída de N1 como na saída de um dos contadores de década (desde que um sinal tendo uma frequência compreendida entre 10 Hz e 10 MHz seja aplicado à entrada do freqüencímetro). A seção analógica do circuito (MMV1, o aparelho de medida de quadro móvel e os componentes associados) é projetada para provocar um desvio de escala total para um sinal de entrada de 100 Hz.

Um multiplexor, IC8, seleciona a saída do divisor apropriado. O multiplexor recebe os pulsos horários provenientes do medidor IC10. Cada um dos sinais de entrada é por sua vez dirigido, de regra para a saída, para sinais cuja frequência seja inferior a 10 Hz ou superiores a 100 Hz. Se a frequência for inferior a 10 Hz, ela é então muito baixa para manter o mono-estável MMV2 no estado destravado, fazendo assim com que o oscilador constituído por N2 se ponha em funcionamento e que os pulsos horários sejam enviados ao multiplexor via IC10. Se, por outro lado, a frequência do sinal de saída for superior a 100 Hz, MMV1 permanece destravado permanentemente, e MMV2 não recebe mais pulsos de destravamento. Este mono-estável recoloca-se então a zero, fazendo com que o oscilador se ache válido e que o multiplexor continue a investigar suas entradas. Somente quando a frequência de saída do multiplexor se situar entre

10 Hz e 100 Hz é que o oscilador pára, pois MMV1 não é destravado suficientemente para manter MMV2 no estado destravado. A parada do oscilador tem como efeito interromper, por sua vez, o multiplexor na entrada que fornecerá o sinal de frequência adequado. Os LEDs D5... D10 dão uma indicação do calibre selecionado. Para calibrar o aparelho, P3 e P4 devem ser inicialmente colocados a meio-curso, enquanto que P1 e P2 são ajustados respectivamente em sua resistência máxima e mínima. Um sinal de 100 Hz (de uma amplitude superior a 1 V) é injetado na entrada do circuito e P3 é ajustado de maneira que o multiplexor comece a pesquisar suas entradas. Pode-se certificar disso constatando que os LEDs se acendem cada um por sua vez. P2 é então regulado para que o LED de calibre 100 Hz (D5) se acenda. P1 é em seguida ajustado para a plena escala no indicador. Finalmente, o circuito pode ser ajustado para uma sensibilidade máxima de entrada (aproximadamente 10 mV), por meio de P4.

H. Bichler

O circuito aqui descrito utiliza o coeficiente de temperatura negativa de um diodo para captar as variações de temperatura. Quando uma corrente constante atravessa um diodo no sentido direto, a queda de tensão em seus bornes é inversamente proporcional à temperatura.

Utiliza-se uma montagem "super zener" para ter uma tensão de referência estável. IC1 garante a passagem de uma corrente constante no diodo zener, de modo que a tensão zener não seja afetada pelas variações da tensão de alimentação. Escolheu-se um diodo zener de 5,6 V, devido ao seu baixo coeficiente de temperatura. Quando a temperatura do diodo captor muda, a tensão de saída de IC2 varia aproximadamente 2 mV por °C. Esta tensão é amplificada por IC3, que afeta o indicador.

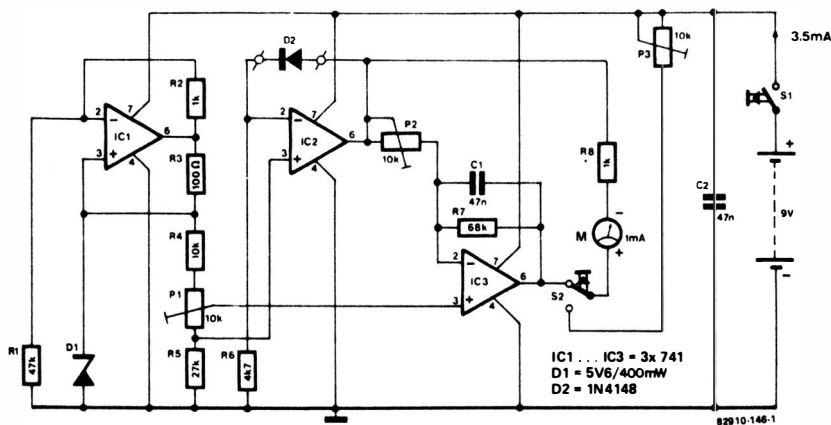
A calibração do indicador deve ser tal que seu zero corresponde à temperatura mais baixa a ser medida (por exemplo, 0 °C); isto se obtém por meio de P1, P2 permitindo que se faça corresponder ao desvio total a temperatura mais alta a medir.

O circuito consome uma corrente relativamente

baixa (aproximadamente 3,5 mA) o que significa que se pode alimentá-lo com uma pilha de 9 V. O termômetro absorve corrente somente quando se quer fazer uma leitura (apertando o botão de pressão S1). O comutador S2 permite testar a pilha e ajusta-se P3 de modo a obter um desvio conveniente. Entretanto, com o desvio do indicador sendo influenciado pela temperatura do diodo captador, a medida assim obtida somente deve ser considerada como uma indicação grosseira do estado da pilha.

Com os valores dos componentes indicados no esquema, a extensão da medida do circuito é de aproximadamente 50 °C (ela depende da regulação de P2). Pode-se obter uma região diferente modificando o valor de R7 (por exemplo, com R7 = 33 kΩ, usa-se uma região de 100 °C). Tem-se uma possibilidade suplementar invertendo as conexões do indicador; se a escala for normalmente de 0 a 50 °C, a inversão das conexões dá uma escala de - 50 a 0 °C.

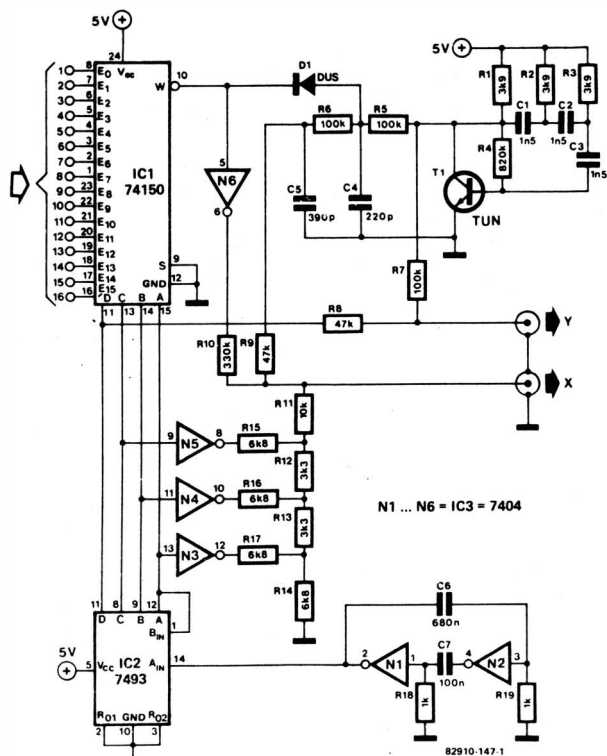
S. Jacobsson



Com a ajuda deste circuito muito simples, bastam três circuitos integrados e um punhado de componentes para reconhecer os níveis lógicos de dezesseis sinais diferentes e mostrá-los na

tela de um osciloscópio.

A apresentação se compõe de duas fileiras de zeros e de uns. Este resultado é obtido do seguinte modo: se se aplicar uma onda senoidal



à entrada Y de um osciloscópio, a apresentação dependerá do sinal aplicado na entrada X. Se se aplica um dente-de-serra, a senóide aparece na tela; se não se aplica nenhum sinal na entrada X, vai aparecer uma linha vertical; finalmente, se se aplica uma onda senoidal de mesma frequência que a primeira, mas de fase diferente, poder-se-á obter um círculo ou uma elipse. Pode-se posicionar a linha vertical ou o círculo em um ponto qualquer da tela, acrescentando uma tensão contínua de defasagem apropriada aos sinais de entradas X e/ou Y. No circuito abaixo descrito, prevê-se a apresentação de duas fileiras de oito linhas ou círculos.

A figura 1 dá o esquema do circuito. Pode-se aplicar até dezesseis sinais nas entradas de IC1. IC2 é um contador binário de quatro bits e ele aplica números binários, indo de 0 a 15, às entradas A, B, C e D de IC1. Quando o número aplicado for "0000", o sinal presente na entrada 1 (E_0 , pino 8) de IC1 é transmitido (sob forma inversa) à saída W. Ao mesmo tempo que a contagem progride nas entradas A... D, as outras entradas 2... 16 são também analisadas sequencialmente e transmitidas à saída.

Quando um "1" está presente na entrada selecionada, o sinal de saída de IC1 é um nível lógico baixo (zero lógico). A tensão no ponto de junção de R5 e de R6 é travada ao comum da alimentação por D1. A saída de N6 é "alta", de sorte que o sinal de saída X é determinado pela saída de IC2 e pela rede de resistências R11... R17. Este sinal é a "componente contínua" necessária para distribuir a apresentação ao longo das oito posições de uma fileira horizontal.

O sinal de saída Y contém duas componentes. Um sinal de "defasagem contínua" é considerado na saída D de IC2, para comutar na demanda a apresentação da fileira superior à fileira inferior, e reciprocamente. Impõe-se por cima deste sinal a saída de um simples oscilador RC (T1). Se as 16 entradas de IC1 são "1" lógicos (de sorte que a saída W é sempre "0"), a apresentação consistirá, portanto, de duas fileiras de oito linhas verticais curtas.

Mas quando a saída W vai a "1", a tensão no ponto de junção de R5 e de R6 não mais é travada no comum da alimentação por D1. R5, R6, C4 e C5 constituem uma rede defasadora,

de sorte que a saída senoidal do oscilador é aplicada à saída X (via R9) com uma defasagem com relação à saída Y. Resultado: um círculo na tela.

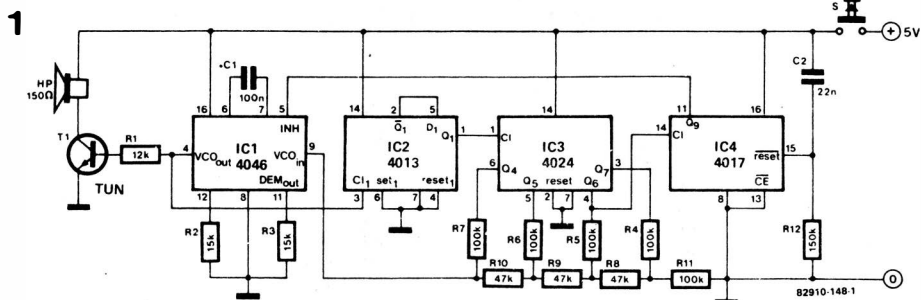
Se se ligar as 16 entradas de IC1 aos pinos de um circuito integrado TTL (por exemplo, com a ajuda de uma pinça de teste DIL), os níveis

lógicos presentes nos pinos do CI serão apresentados na tela. A fileira superior correspondente às entradas 0...7, e a fileira inferior às entradas 8...15. Os pinos não conectados aparecem como "uns".

A. Kraut

148

Campinha de porta



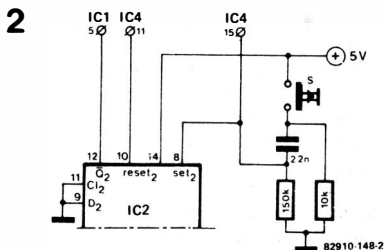
Não há, aparentemente, limite à variedade de carrilhões de porta que se pode imaginar. Todos, desde o Aleluia ao carrilhão do Big Ben, já foram imitados para a satisfação dos vendedores de porta em porta. Mas a imaginação de nossos leitores parece ainda cheia de recursos. O circuito apresentado aqui produz um som que tem alguns vínculos de parentesco com o de uma gaita de foles, e se ele não tem o som de vidro das boas e velhas gaitas de fole, deverá, entretanto, obter um sucesso certo entre os amadores deste som.

Tal como foi concebido, o circuito tem por efeito desencorajar os visitantes não muito policiados em apertar indefinidamente os botões de uma campinha, pois o som cessa automaticamente após aproximadamente dois segundos. Como se pode ver no esquema da figura 1, bastam muito poucos componentes para construir este "carrilhão" particular. Servimo-nos de um anel de travamento de fase (PLL, IC1), do tipo 4046, montado como oscilador e comandado em tensão com uma frequência nominal de 800 Hz aproximadamente, determinada pelos valores de R3 e C1. A frequência efetiva deste oscilador é controlada injetando o sinal de saída em uma metade de balsa bi-estável dupla (IC2) que é montada como contador divisor por dois e em seguida a um contador binário.

A rede de resistências R4...R11 fornece uma

tensão de degraus de escada, que é levada à entrada de comando sob tensão (pino 9) de IC1, produzindo assim o "efeito gaita de fole". No final do ciclo de montagem, IC4 coloca a entrada de inibição de IC1 ao nível lógico alto, o que vai impedir que a "gaita de fole" continue a tocar se o botão da campinha for mantido apertado. R12 e C2 colocam automaticamente IC4 a zero na pressão seguinte do botão.

Nota: Se bem que o circuito original apresentado na figura 1 se mostre ser um remédio eficaz contra os apertadores de campinha muito entusiastas, ele não leva em conta o que acontece se o botão de pressão (S) for apertado durante um curto instante. Visto que a solda do contato corta a tensão de alimentação do circuito,



a "gaita de fole" será interrompida desde o início! Para prevenir uma avalanche de cartas provenientes de amadores de folclore irritados, propomos introduzir as modificações seguintes: como os circuitos integrados CMOS absorvem muito pouca corrente, pode-se alimentá-los permanentemente. Utilizando a segunda bácia de IC2, pode-se modificar o circuito para estar certo que a "melodia" seja ouvida inteira, mesmo que o botão não sofra qualquer pressão instantânea.

O circuito da figura 1 deve ser corrigido como segue:

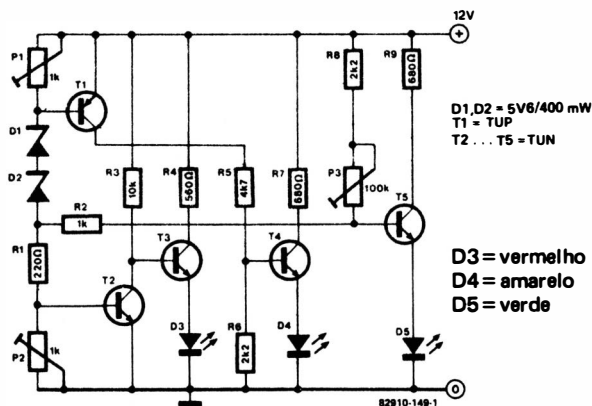
- o contato S é substituído por um straf;
- C2 e R12 são suprimidas;
- a ligação entre o pino 11 de IC4 e o pino 5 de IC1 é cortada.

Montar então o circuito como indicado na figura 2.

S. Halom

149

Controlador de baterias



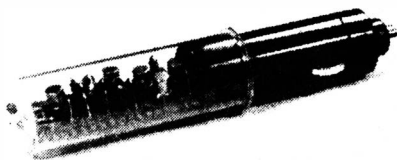
Bastam três diodos eletroluminescentes para dar uma indicação do estado da bateria do automóvel (ou do barco). Esses diodos acendem-se como se segue:

D3	<12 V
D3 + D4	12 à 13 V
D4	13 à 14 V
D4 + D5	>14 V

O ajustável P2 determina a tensão acima da qual D3 se apaga (13 V); P1 determina o ponto de acendimento de D4 (12 V); P3 determina a tensão acima da qual D5 se acende (14 V). O processo de calibração é muito crítico e deverá ser repetido várias vezes, as diferentes regulagens atuando umas sobre as outras.

A foto mostra o protótipo construído pelo autor. Todos os componentes são montados em um pequeno tubo de plástico, com os três diodos em uma extremidade e uma tomada para acendedor de cigarro na outra. O módulo pode assim ser facilmente introduzido na toma-

da *ad'hoc* do quadro de borda e indicar rapidamente o estado da bateria. Se se respeitam as cores indicadas no esquema para os diodos eletroluminescentes, ao vermelho corresponderá "bateria descarregada", ao amarelo (sozinho ou com o vermelho) "bateria normal" e o verde se acenderá quando a bateria estiver "carregada".



O método usual para medir a distorção harmônica de um amplificador é injetar na entrada deste um sinal senoidal puro. A senóide distorcida na saída do amplificador passa por um filtro corta-faixa que rejeita a fundamental e somente deixa passar as harmônicas produzidas por distorção. Um filtro em duplo T normal, afinado com a frequência fundamental, permite atenuar consideravelmente esta fundamental; todavia, se se acrescenta uma montagem bootstrap, o fator Q é aumentado de modo a eliminar a atenuação das harmônicas. O filtro somente rejeitará, portanto, a fundamental do sinal de entrada, permitindo assim medir ou examinar no osciloscópio os componentes de distorção harmônica. A vantagem deste filtro é poder ser comutado em quatro frequências diferentes e permitir assim medir simplesmente distorção harmônica a várias frequências.

No circuito apresentado aqui, o sinal de entrada é diretamente aplicado via C1 à rede em duplo T. O valor dos condensadores C6... C13 é de C, em que $C = 4,82/f$ (C em nF e f em kHz), enquanto que C2... C5 têm um valor de 2C. Os valores corretos podem ser obtidos montando em paralelo dois condensadores. Por exemplo, para a rejeição a 1 kHz, 4n82 poderá ser formado de 4n7 + 120 p. A regulação fina do filtro se efetua com a ajuda de P1/P3, a regu-

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 100 k
R2 = 33 k
R3 = 27 k
R4, R5, R11 = 1 k
R6 = 10 k
R7 = 2k2
R8 = 18 k
R9 = 1k8
R10 = 12 k
P1, P3 = 10 k ajustável
P2, P4 = 4k7 ajustável

Condensadores:

C1 = 1 μ (MKM)
C2a... C13b = ver texto
C14, C15 = 2 μ 2/16 V

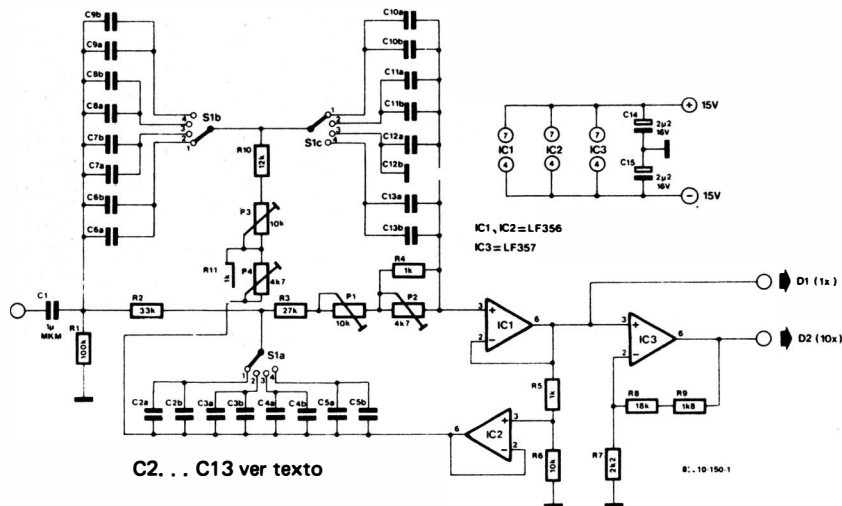
Semicondutores:

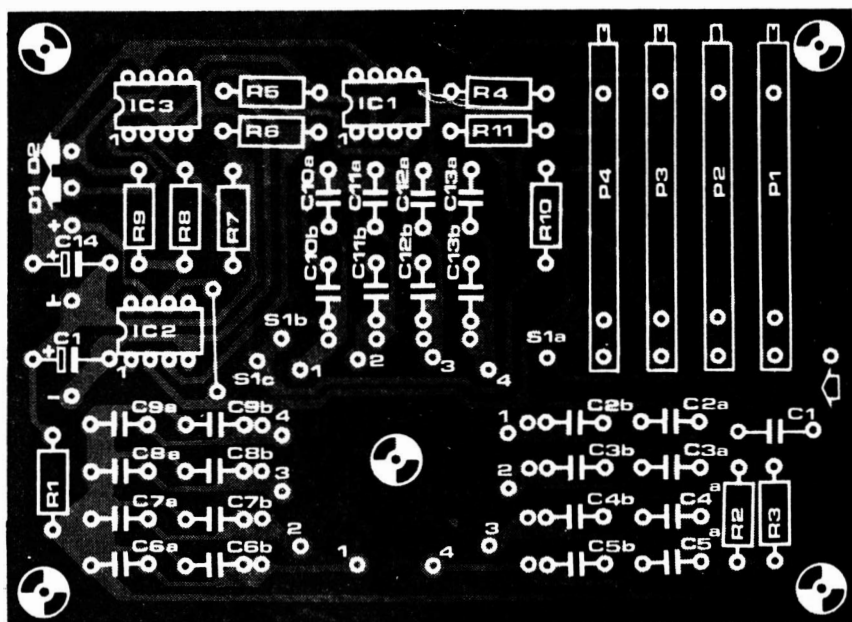
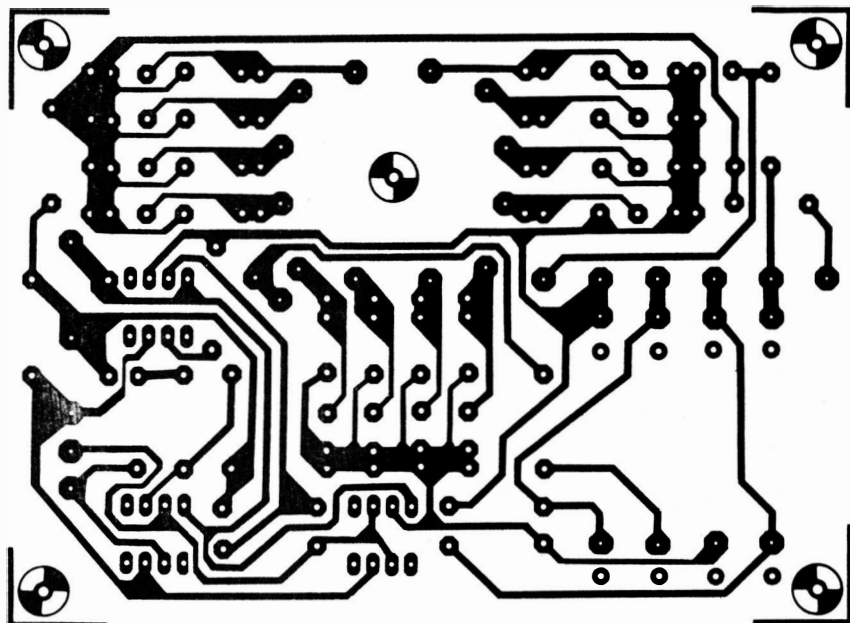
IC1, IC2 = LF356
IC3 = LF356, LF357

Diversos:

S1 = comutador triplo, 4 posições.

1





lagem grosseira com P2/P4. Podem-se empregar potenciômetros ajustáveis multivoltas, tais como os utilizados para a pré-seleção das estações de rádio ou de TV. Para harmonizar o filtro com a zeragem fundamental, os dois ramais da

rede (P1/P2 e P3/P4) serão regulados alternadamente.

O sinal de distorção é disponível nas duas saídas D1 e D2. O sinal em D2 é amplificado por IC3 de modo a ser dez vezes superior ao sinal em

D1. Quando o filtro tiver sido regulado de modo ótimo e quando a fundamental não mais puder ser reduzida, o valor pico-a-pico do sinal de distorção U_{Dpp} e o valor pico-a-pico do sinal de entrada U_{ipp} podem ser medidos. A taxa de distorção pode ser calculada como segue:

$$\%d_{pp} = \frac{U_{Dpp} \cdot 100}{U_{ipp}} \quad \text{em D1 e}$$

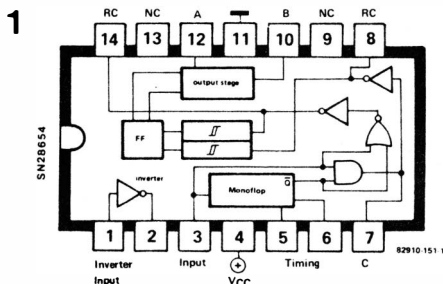
$$\%d_{pp} = \frac{U_{Dpp} \cdot 10}{U_{ipp}} \quad \text{em D2.}$$

S. Jacobsson

151

Amplificador de servomotor

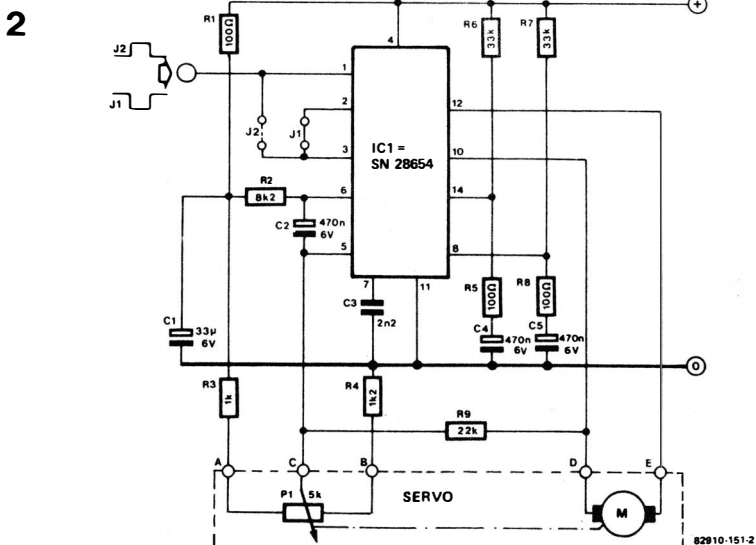
Um amplificador de alta qualidade para sujeitar um motor em posição pode ser construído com um único circuito integrado e um punhado de componentes passivos. O SN28654 (Texas Instruments) contém um modulador de largura de pulso e um estágio de potência capaz de comandar um motor (ver figura 1).

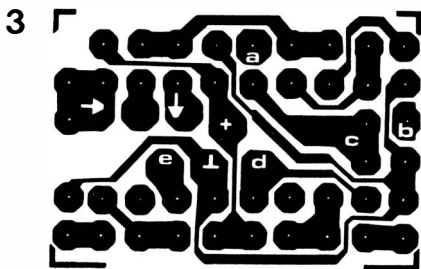


Um pulso de entrada no pino 3 é comparado a um pulso gerado por um mono-estável interno (o "monoflop"). O pulso resultante é alongado (por um circuito RC e triggers de Schmitt) e aplicado ao estágio de saída e ao motor.

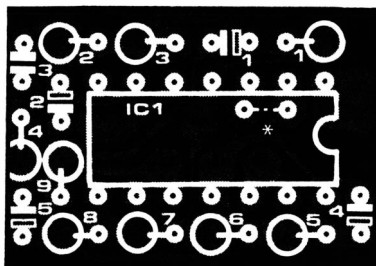
O circuito completo é mostrado na figura 2. A parte da rede RC ($R5/C4$ e $R8/C5$) e alguns condensadores de acoplamento, os únicos componentes externos são o motor e o potenciômetro de recópia. Este potenciômetro controla o período do mono-estável interno e, assim, o motor gira até que o comprimento do pulso interno corresponda ao comprimento do pulso de entrada, desde que o motor seja posicionado corretamente.

O circuito impresso (figura 3) deixa a possibilidade de utilizar o inversor (entre os pinos 1 e 2), se necessário. Isso significa que os pulsos de





disposição dos componentes (dimen. real x 2)



Lista dos componentes

Resistências:

R1, R5, R8 = 100 Ω

R2 = 8k2

R3 = 1 k

R4 = 1k2

R6, R7 = 33 k

R9 = 22 k

P1 = potenciômetro 5 k

Condensadores:

C1 = 33 μ /6 V

C2, C4, C5 = 470 n/6 V

C3 = 2n2

Semicondutores:

IC1 = SN 28654 (Texas Instruments)

comando podem ser tanto positivos como negativos. As vantagens deste amplificador são:

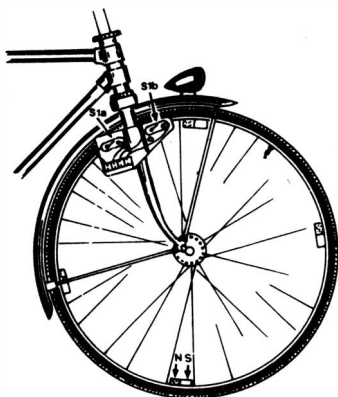
- uma corrente de saída elevada: 400 mA sem transistor externo;
- o comando do motor nos dois sentidos, com uma só tensão de alimentação;
- uma "zona morta" ajustável (determinada por C3);
- um consumo de menos de 800 mW.

152

Indicador de velocidade para bicicleta

Existem numerosos circuitos de taquímetros para bicicleta; a originalidade deste circuito reside na apresentação digital. Executa-se a tomada de velocidade por meio de ímãs, fixa-

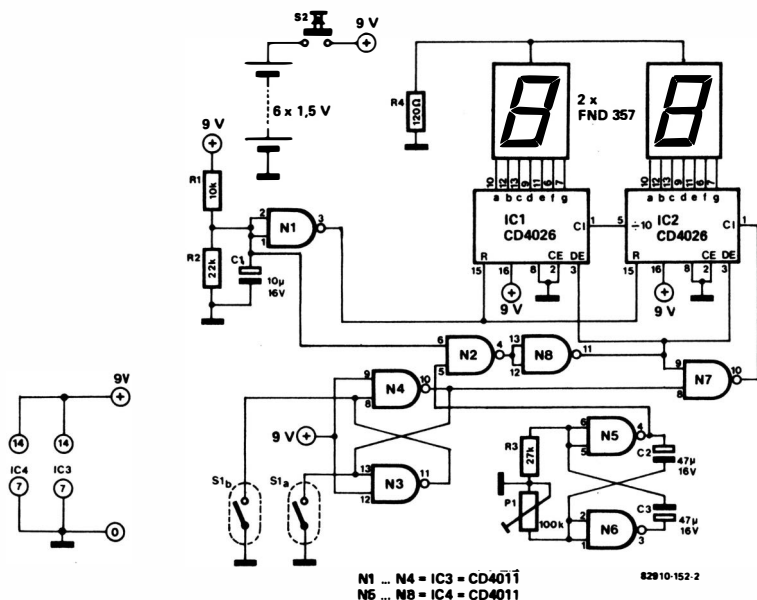
1



dos nos raios ou no aro da roda, que acionam um par de contatos reed. O princípio de funcionamento é ilustrado pelo desenho da figura 1, que mostra os contatos reed fixados no garfo da bicicleta. A principal vantagem de uma apresentação digital sobre um indicador de ponteiros é a robustez, em um contexto em que a geração montante não deixa de criar um ambiente muito grosseiro.

O consumo de corrente é reduzido ao máximo alimentando o circuito somente quando se quer fazer uma leitura. A posição ideal do interruptor geral S2 é no guidão (este pode ser, por exemplo, um botão do advertidor sonoro de ciclomotor).

O esquema de taquímetro digital está representado na figura 2. Seu princípio de funcionamento não é complicado e os pulsos provenientes dos contatos reed são enviados a um contador (IC1 e IC2), durante um tempo determinado. O contador é em seguida bloquea-



do e seu conteúdo é decodificado e mostrado. A decodificação e a amostragem são efetuadas pelo próprio contador. N3 e N4 servem para eliminar os ressaltos dos contatos reed S1a e S1b e os pulsos a contar são enviados para IC1 e IC2 por meio de N7.

O tempo de duração da contagem é determinado pelo circuito construído em torno de N5 e N6; pode-se regulá-lo por meio de P1. É possível assim calibrar o contador de velocidade. O tempo de duração do condensador C1 é tal que os contadores de pulsos são zerados por N1 antes que um novo ciclo de contagem se inicie. A porta N2 impede que um ciclo de contagem comece enquanto a recolocação a zero não for efetiva.

Devido ao grande consumo de corrente da apresentação em diodos eletroluminescentes, é

impensável ter-se uma apresentação permanente. Escolheu-se, por isso, uma apresentação "com push-button", isto é, cada vez que se aperta S2, provoca-se a apresentação da velocidade da bicicleta nesse instante. Esta disposição significa também que se pode dispensar os componentes que seriam necessários para assegurar a zeragem automática do contador após cada contagem.

Pode-se utilizar em princípio qualquer número de ímãs mas, para evitar os tempos de duração de contagem muito longos, é recomendável colocar no mínimo três. O circuito deverá ser aferido (ajustando P1, que determina o tempo de duração da contagem) por comparação com um taquímetro existente.

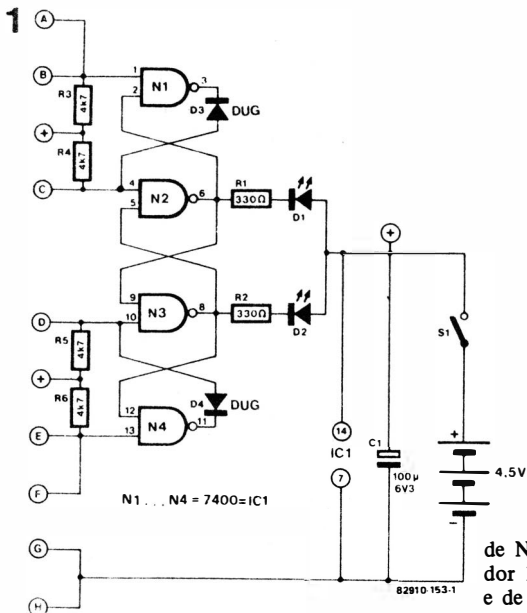
P. de Jong

153

Os nervos de aço

Por trás desse título se esconde um jogo de habilidade bastante conhecido, no qual dois jogadores tentam cada um fazer passar um anel ao longo de um fio sem tocá-lo. O primeiro jogador que atingir a extremidade do fio ganha. Mas, se acontecer de o anel de um jogador tocar o fio, um LED se ilumina indicando que ele deve voltar ao ponto de partida e recomeçar.

O circuito contém um aperfeiçoamento suplementar: se, enquanto o LED de "retorno à saída" de um dos jogadores estiver aceso, o outro jogador tocar seu próprio fio, ele não sofre nenhuma penalidade (isto é, que seu próprio LED não se acende), o que lhe permite ir mais depressa. Entretanto, o segundo jogador deve ser prudente, pois, a partir do momento

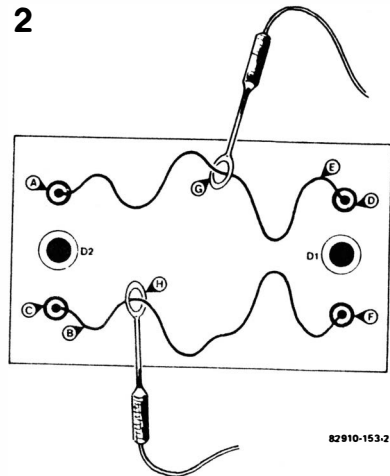


em que o primeiro jogador atingir novamente o ponto de partida, seu LED se apaga e simultaneamente o do segundo jogador tem suas funções novamente estabelecidas.

O próprio circuito é muito simples; é baseado no funcionamento de duas basculas formadas por N1...N4. No início do jogo, uma vez que os anéis dos dois jogadores tenham tocado os eletrodos de saída, as saídas de N2 e N3 são altas (e os LEDs D1 e D2 estão apagados), enquanto que as de N1 e de N4 estão baixas. As entradas livres de N2 e de N3 estão igualmente baixas, isto é, que seu potencial está justamente acima da queda de tensão direta de um diodo de germânio (aproximadamente 0,2 V).

Vamos supor que o jogador 1 toque seu fio. A entrada de N1 se torna momentaneamente baixa, o que torna a saída de N1 alta e a saída

2



de N2 baixa. O LED "retorno à saída" do jogador 1 se acende, enquanto que as saídas de N3 e de N4 se tornam inalteradas. Agora, o que se passa se o jogador toca seu fio (enquanto que D1 está sempre aceso)? A entrada de N4 se torna momentaneamente baixa, o que torna alta a entrada livre de N3. Como a outra entrada de N3 está baixa, a saída de N3 vai permanecer alta, de sorte que o LED D2 não poderá se acender. Esta situação somente se mudará quando o primeiro jogador tiver retocado o eletrodo de partida, o que torna alta de novo a saída de N2.

A figura 2 representa uma disposição possível deste jogo. Podemos nos servir de fio de cobre comum com rigidez e, naturalmente, pode-se fazer variar o "fator de dificuldade" com a forma dada às curvas do fio e com o diâmetro dos anéis.

R. J. Horst

154

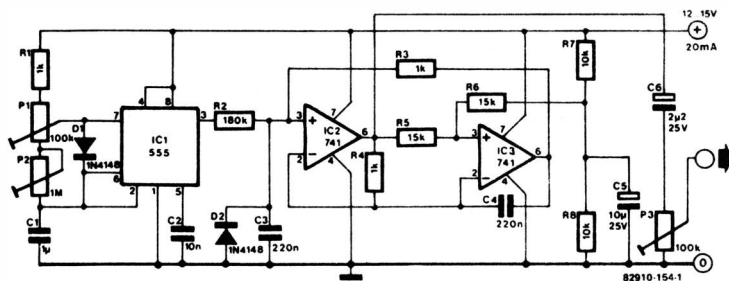
Campainha de passagem de nível para trem elétrico

Se se quer tornar mais realista sua pequena estrada de ferro, pode-se equipá-la com uma instalação sonora de passagem de nível que se colocará em funcionamento no momento adequado e fará ressoar o éter com seus "ding-ding-

ding" retumbantes quando a passagem de nível está fechada.

Novamente a eletrônica encontra uma aplicação perfeita em suas cordas, testemunha a montagem aqui descrita. Esta montagem se compõe

1



Lista dos componentes

Resistências:

R1, R3, R4 = 1 k
 R2 = 180 k
 R5, R6 = 15 k
 R7, R8 = 10 k
 P1, P3 = 100 k ajustável
 P2 = 1 M ajustável

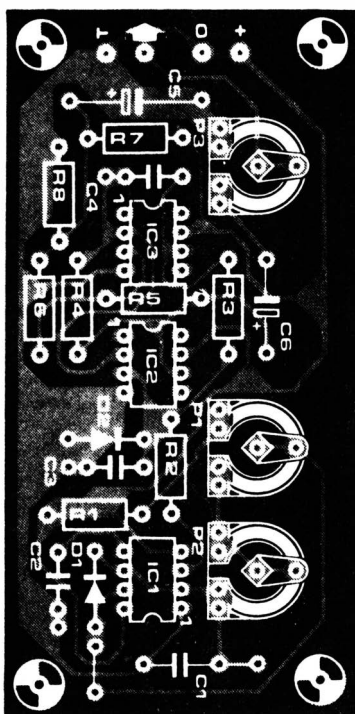
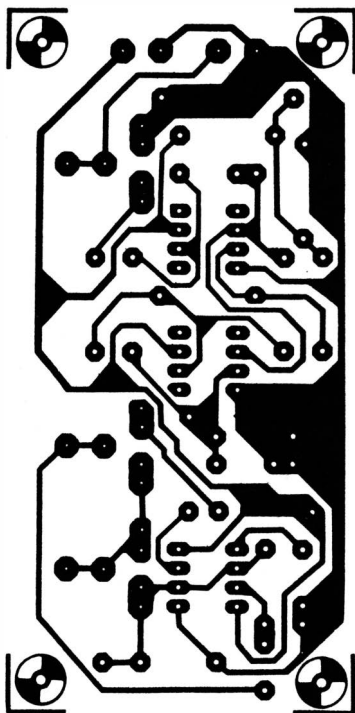
Condensadores:

C1 = 1 μ
 C2 = 10 n
 C3, C4 = 220 n
 C5 = 10 μ /25 V
 C6 = 2 μ /25 V

Semicondutores:

D1, D2 = 1N4148
 IC1 = 555
 IC2, IC3 = 741

2



de filtro seletivo (IC2 + IC3), que é comandado periodicamente por pulsos produzidos por um circuito integrado temporizador do tipo 555. A cada flanco do pulso, o filtro é excitado à sua frequência de ressonância que dará a totalidade

da campanha da passagem de nível correspondente. O sinal de saída do filtro se compõe de emissões de pulsos periódicos ("burst") de vibrações senoidais exponenciais que se apagam docemente.

Eis como proceder para a regulação: o potenciômetro P2 permite ajustar a frequência de repetição do pulso (a frequência de batimento da campainha) a um valor próximo da realidade. O potenciômetro P1 determina a largura do pulso transmitido ao filtro. Atua-se sobre P1 de modo a obter um ding "natural". Se se quiser, podem-se fazer alguns ensaios com diferentes valores para R2, a resistência tendo uma influência importante no fator (de qualidade)

Q do filtro. É igualmente possível modificar a frequência de ressonância do filtro (variando os valores de C3 e/ou de C4); obtém-se desta maneira outros efeitos sonoros.

A montagem terminada é ligada a um (pequeno) amplificador; o nível sonoro pode ser ajustado ao valor desejado por ação sobre P3. A tensão de saída máxima disponível é de 5 volts aproximadamente, o que basta largamente para comandar praticamente qualquer amplificador.

155

Carregador de acumulador automático

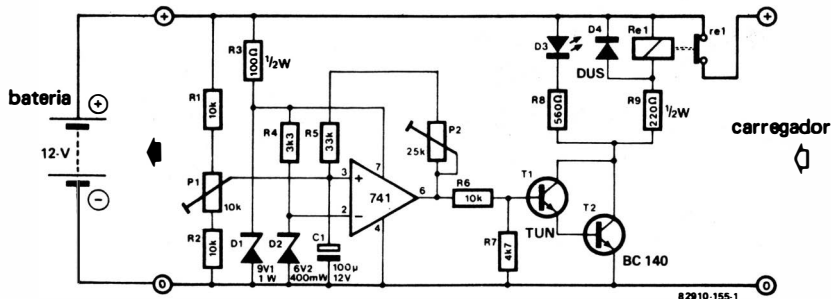
Os carregadores de acumuladores automáticos não são particularmente baratos, mas a proteção que eles proporcionam contra a sobrecarga e o dano possível dos acumuladores é altamente considerável. O circuito aqui descrito se apresenta como uma segunda alternativa mais barata que os carregadores totalmente automáticos que se encontram no comércio. Seu princípio é partir de um carregador de acumuladores simples e acrescentar-lhe uma unidade que vigiará automaticamente o estado do acumulador e cortará a corrente de carga no momento desejado, isto é, quando a bateria estiver completamente carregada.

O circuito é constituído fundamentalmente por um comparador que controla a tensão da bateria com relação a uma referência previamente fixada. Se a tensão nos bornes da bateria ultrapassar um valor máximo predeterminado, excita-se um relê que corta a corrente de carga. Se a tensão nos bornes da bateria cair abaixo do limite inferior, cessa-se de excitar o relê, o que restabelece a corrente de carga.

O comparador é construído sobre um amplificador operacional 741. A tensão de alimentação do amplificador operacional é estabilizada por R3 e D1 e desse modo não é afetada pelas

variações da tensão nos bornes da bateria. A tensão de referência que é aplicada à entrada inversora do amplificador operacional vem (por R4 e D2) desta alimentação estabilizada. O 741 compara esta tensão de referência com uma parte da tensão nos bornes da bateria definida pelo ponto divisor (R1, P1, R2). Quando a tensão nos bornes da bateria se eleva, a tensão (determinada pela regulação de P1) aplicada à entrada não inversora do amplificador operacional pode eventualmente ultrapassar a que é aplicada à entrada inversora, o que faz crescer rapidamente a tensão de saída do amplificador operacional. Isto torna T1 e T2 passantes e o relê (normalmente fechado) é excitado, o que interrompe a corrente de carga da bateria. O diodo eletroluminescente D3 se acende simultaneamente, indicando que a bateria está completamente carregada.

Impede-se que a bateria seja novamente ligada ao carregador na menor baixa da tensão em seus bornes, reinjetando na entrada não inversora do amplificador operacional, por P2 e R5, uma parte de sua tensão de saída. Deste modo, o amplificador operacional funciona um pouco como uma balsa de Schmitt cuja histerese, isto é, a tensão da bateria para a qual a saída do



Um bom modo de calibrar o circuito é utilizar uma alimentação estabilizada regulável para simular a bateria. Nesse caso, mostra-se 14,5 volts e ajusta-se P1 para que o relé seja justa-

H. Heere

156

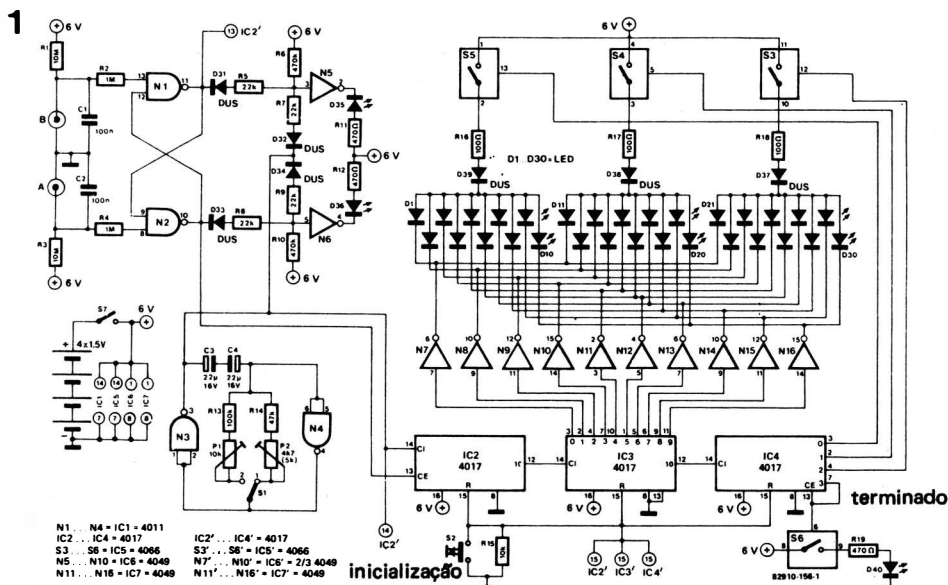
Nas partidas de xadrez minutadas, em que cada jogador dispõe somente de 5 ou 10 minutos para efetuar todos os seus movimentos, os relógios mecânicos deixam a desejar em termos de precisão, em particular quando não resta mais aos dois jogadores que 30 ou 40 segundos. O autor do circuito abaixo descrito propõe uma solução para este problema servindo-se de LEDs para apresentar uma marcação, sem equívoco, que desconta o tempo que resta por múltiplos de 10 segundos.

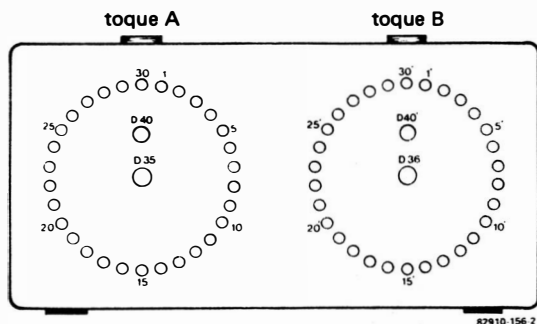
O relógio utiliza dois contadores: um para o jogador A e outro para o jogador B. Tocando um jogo de contatos de toques sensíveis, cada jogador pode interromper seu próprio contador e fazer partir o de seu adversário. O estado de cada contador é apresentado em um círculo de 30 LEDs (ver figura 2). Para uma parte em 5 minutos, coloca-se S1 na posição 2: naquele

caso, cada LED se acende, por seu turno, cada 10 segundos (300 segundos/30). Se se coloca S1 na posição 1, o limite de tempo é levado a 10 minutos por jogador, isto é, cada LED se acende a cada 20 segundos.

Se um jogador ultrapassa seu limite de tempo, nesse caso o LED D37 (A) ou D37' (B) se acende. Podem-se zerar os contadores para começar uma nova partida, apertando S2. Os LEDs D35 e D36 dão uma indicação visual do jogador que está jogando.

Supõe-se que o jogador B acaba exatamente de efetuar um movimento no tabuleiro: ele aperta a tecla sensível A, o que leva ao potencial baixo a saída de N1 (que constitui, com N2, uma bús-cula bi-estável do tipo set/reset) e o contador A (IC2, IC3 e IC4) põe-se então a contar os pulsos horários gerados por N3 e N4; o conta-dor B é inibido até que se entre em contato com





a tecla sensível B. Como D31 está agora polarizado diretamente, D35 vai se bloquear e se desbloquear ao ritmo da frequência horária. Como D33 está polarizado inversamente e a entrada de N6 está em potencial baixo, D36 vai se apagar.

Pode-se alimentar este circuito com quatro pilhas de 1,5 V ou com acumuladores de níquel-cádmio. A corrente consumida é de aproxima-

damente 45 mA. Podem-se calibrar P1 e P2 com a ajuda de uma base de tempo da qual se conhece a precisão; cada LED deve se acender durante 10 segundos quando S1 está na posição 1, e durante 20 segundos quando S1 está na posição 2.

S. Woydig

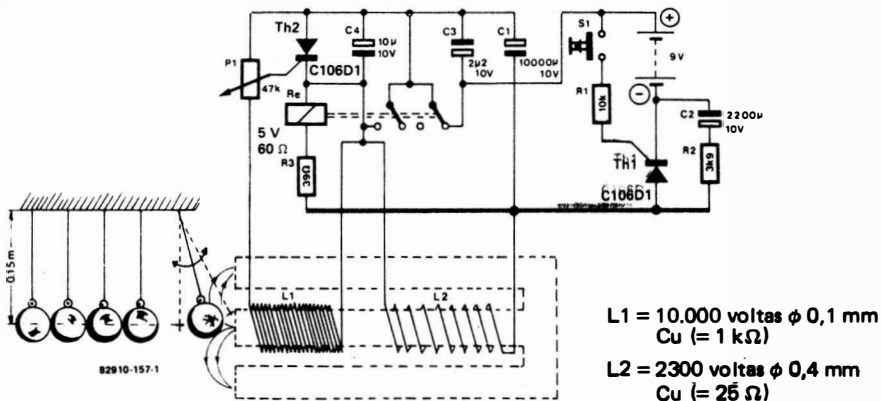
157

Esferas de Newton em movimento perpétuo

Você provavelmente já deve ter visto um desses ornamentos ou jogos consistindo geralmente de uma fileira de cinco bolas de aço suspensas por meio de dois fios (ver figura 1). Quando se afasta e se larga uma das bolas situadas nas extremidades da fila, ela bate contra a bola seguinte, a energia do choque é transmitida às outras esferas e é a esfera da extremidade oposta que oscila. Ela então torna a cair, a energia é transmitida às outras esferas, e então é a esfera da extremidade oposta que oscila. Ela

torna a cair novamente, a energia é transmitida para a fila, a primeira esfera se afasta novamente, e assim por diante. As perdas de energia do sistema são muito grandes e após algumas oscilações, o sistema fica em repouso. O objetivo do circuito aqui descrito é compensar as perdas naturais de energia do sistema, a fim de que ele continue a oscilar indefinidamente (isto é, até que o circuito seja desligado ou que as pilhas estejam gastas!).

Se por um momento ignorarmos as perdas de



**L1 = 10.000 voltas ϕ 0,1 mm
Cu (= 1 k Ω)**

C_u (= 1 kΩ)

L2 = 2300 voltas ϕ 0,4 mm
Cu ($= 25 \Omega$)

Cu ($= 25 \Omega$)

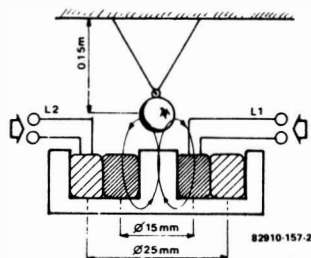
energia, a frequência de oscilação do sistema será:

$$f = 1/2\pi \cdot \sqrt{L/g}$$

em que L é a distância entre as esferas e o plano de sustentação e g a gravidade (9,81 m/s²). Assim, com uma distância de 15 cm, a frequência fundamental do sistema será de aproximadamente 1,3 Hz. A fim de compensar as perdas de energia, o autor concebeu um sistema de campo magnético (mostrado na figura 2) que permite, em conjunto com o circuito eletrônico, aplicar uma força magnética a uma das esferas das extremidades da fileira. Se o circuito for alimentado por seis pilhas chatas miniaturas de 1,5 V, o trem de esferas poderá oscilar durante aproximadamente cinco dias.

Para iniciar o funcionamento do circuito, o botão de pressão S1 é apertado imediatamente antes ou após a esfera da extremidade ter sido posta em movimento, o que destrava o tiristor Th1 via resistência R1. O condensador C1 se carrega então, bem como C2. Uma vez que uma esfera entre no campo do ímã permanente, uma tensão é induzida no bobinamento L1, o que destrava o tiristor Th2; o ponto de destravamento do tiristor é determinado por P1. O relé ligado ao cátodo de Th2 cola e uma corrente passa através de L2, o que provoca um campo magnético suplementar que empurra a esfera. Uma vez que a esfera deixe o campo magnético,

2



a tensão induzida em L1 se anula e Th2 se bloqueia. O processo se repete por si, à frequência natural do sistema.

Se a esfera é imobilizada, não há mais corrente de carga se dirigindo para C1, o que faz com que C2 se descarregue. Se a corrente de descarga for inferior à corrente de manutenção de Th1, este se bloqueia e o circuito desliga.

A figura 3 mostra um corte da bobina e do sistema magnético. Os bobinamentos de fio de cobre esmaltado L1 e L2 são enrolados em um núcleo de ímã permanente e circundados por lâminas de transformador. Qualquer tipo de tiristor poderá ser utilizado.

Se a montagem não funcionar desde o primeiro ensaio, deve-se inverter as conexões de L1.

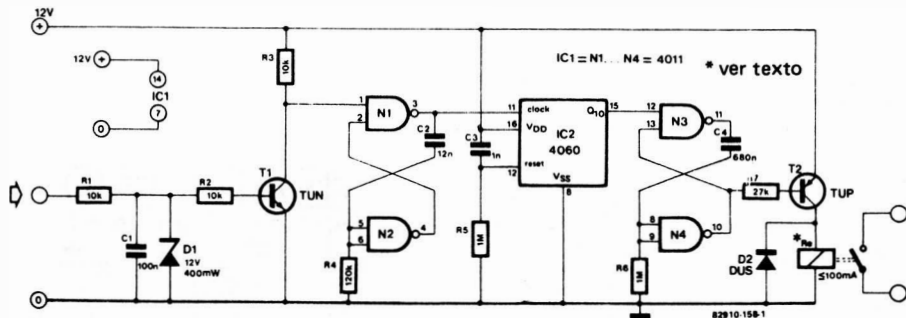
K. Bartkowiak

158

Variador de cadência para limpadores de pára-brisas

Na maioria dos circuitos temporizadores pelo funcionamento golpe-a-golpe dos limpadores de pára-brisas, a cadência das varreduras é independente da velocidade do veículo. Portanto, quanto mais depressa for o carro, mais água cai no pára-brisas e, por isso, o intervalo entre duas

varreduras consecutivas deverá ser mais curto. Seria necessário um temporizador variável, comandado por um captador montado no cabo do indicador de velocidade. Mas este método seria muito complicado. Uma solução mais simples, adotada aqui, consiste em tomar o sinal de



comando no disjuntor, de modo a fazer variar a cadência de varredura em função da velocidade de rotação do motor.

A entrada do circuito é ligada ao disjuntor; cada vez que os parafusos platinados se afastam um do outro, encontra-se a totalidade da tensão da bateria nos bornes de entrada, e T1 dá na saída um curto pulso. A sequência de pulsos assim obtidos é utilizada para destruir o mono-estável formado por N1 e N2. A frequência deste multivibrador é em seguida dividida por 1024 pelo contador IC2. A saída do contador ataca um segundo mono-estável (N3, N4), que dá pulsos de um tempo de duração aproximado de 0,5 segundos. Conforme a velocidade de rotação do motor, o intervalo entre dois pulsos consecutivos estará compreendido entre 10 e 40 segundos. Os pulsos tornam periodicamente o transistor T2 passante durante um breve

instante, o que excita o relê do limpador de pára-brisas e este efetua uma varredura única. Dispondo para comutar de um condensador de quase $2,2 \mu\text{F}$ em paralelo com C4, pode-se fazer o limpador de pára-brisas dar duas varridas de cada vez.

O diodo zener D1 foi colocado no circuito para protegê-lo contra picos de tensão importantes que poderiam aparecer nos bornes do interruptor, e o diodo D2 protege T2 contra a força contra-eletromotriz induzida no enrolamento do relê. É aconselhável utilizar um relê cuja corrente de manutenção não seja superior a 100 mA; em caso contrário, é preciso escolher um transistor que possa consumir uma corrente maior.

D. Laues

159

Fechadura óptica a infravermelho

O circuito abaixo é destinado a ser utilizado como fechadura a infravermelho para portas de casa, de garagem, etc. Sendo quase impossível de copiar a “chave”, esta fechadura deverá se constituir em um bom obstáculo para os visitantes indesejáveis.

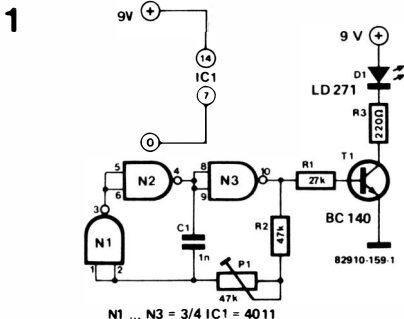
A figura 1 mostra o emissor infravermelho. Um multivibrador estável, constituído pelas portas NAND N1 a N3, ataca o transistor de saída T1 que acende e apaga o diodo emissor infravermelho a uma frequência que se pode fazer variar por meio de P1.

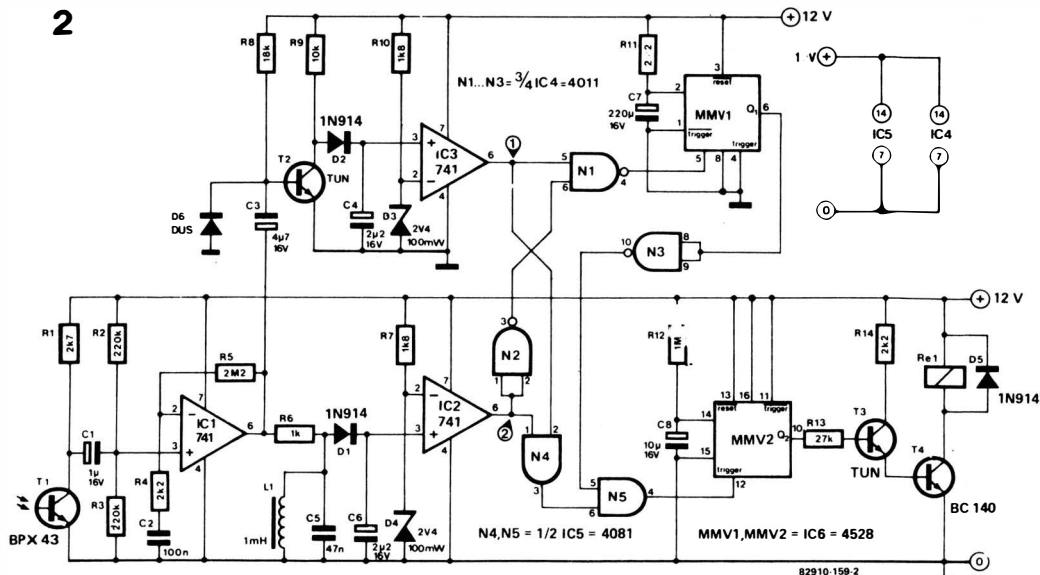
A figura 2 mostra o circuito receptor. Os pulsos "luminosos" recebidos pelo fototransistor T1 são amplificados por IC1 e enviados para um circuito LC (L1/C5), equilibrado a grosso modo em 23 kHz. O sinal de saída, filtrado, é retificado por D1 e enviado para o amplificador operacional IC2, montado em trigger de Schmitt. O nível de destravamento é fixado pelo diodo zener D4 em 24 V. A saída não filtrada de IC1 ataca, por sua vez, um segundo trigger de Schmitt, IC3. A saída deste amplificador operacional (ponto 1) ficará alta enquanto o nível da tensão que lhe é aplicada ficar superior ou igual a 2,4 V, qualquer que seja a frequência do sinal recebido.

Enquanto o ponto 1 estiver no estado alto, qualquer frente ascendente saída de IC2 (ponto 2) “gira a chave” do seguinte modo: quando o ponto 2 passa ao estado alto, a saída de N1 passa ao estado alto, bem como a entrada do

mono-estável MMV1. Mas, como este mono-estável é destravado por frentes descendentes, seu estado não varia, isto é, sua saída Q permanece baixa. A frente ascendente do ponto 2 é também enviada à entrada de destravamento de MMV2 que pode ser também destravado por uma frente ascendente. A montagem Darlington (T3, T4) é assim tornada passante, e o relé é excitado. A fechadura é então “aberta” durante o tempo do pulso criado por MMV2.

Se a frequência de modulação do sinal transmitido se afasta de 23 kHz, somente o ponto 1 estará no estado alto; o ponto 2 passa ao estado baixo e, por N1, a frente descendente destrava MMV1. Não se pode assim destravar mais MMV2 enquanto durar o pulso criado por MMV1 (vários minutos). Mesmo que a frequência de demodulação seja levada imediatamente





ao seu valor normal, uma das entradas de N5 estando mantida baixa, a fechadura não pode se abrir antes do final deste lapso de tempo. Se se utilizar uma bscula ao invés do relé, pode-se servir do circuito para comandar, por

exemplo, a entrada em funcionamento e a parada de um sistema de alarme para vculos.

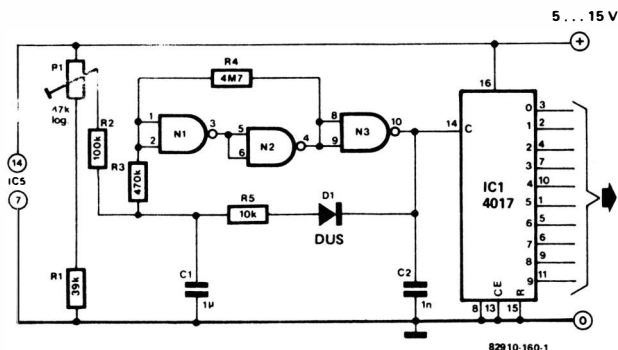
H. J. Urban

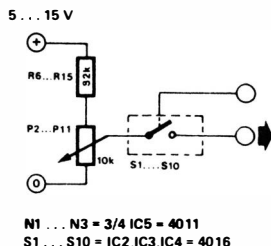
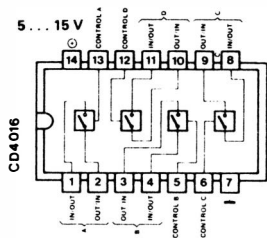
160

Seqnciador

Eis um seqnciador que se distingue por sua simplicidade. Para comandar um sintetizador,  preciso dois tipos de sinais: um pulso que comanda o gerador de envoltória (ADSR) e uma tensão que comanda os VCOs. Essas tensões de comando dos VCOs são produzidas do seguinte modo: um oscilador, formado por N1,

N2 e N3 serve de cronmetro para uma década de contagem (IC1). Cada saída deste contador comuta um interruptor analógico (figura 2) cuja tensão de entrada  ajustável por um potenciômetro. As saídas de todos esses interruptores são ligadas juntas, de modo tal que um sinal composto de 10 níveis de tensão elementares





seja obtido nesse ponto. A frequência do sinal resultante é ajustada por P1.

O pulso de comando do ADSR é obtido a partir do relógio, mas como cada sintetizador exige um tipo particular de pulso, nenhum circuito é proposto. Os leitores poderão querer desenvolver este circuito. Uma possibilidade é incluir um mono-estável (na entrada horária de IC1) que permite obter o sinal de saída passo-a-

passo. Cada tensão pré-selecionada na entrada de S1...S10 é então comparada a uma tensão de referência. Se um ciclo mais curto (menos de 10 passos) for necessário, a saída correspondente de IC1 pode ser ligada à entrada de RAZ (pino 15).

J. C. J. Smeets

161

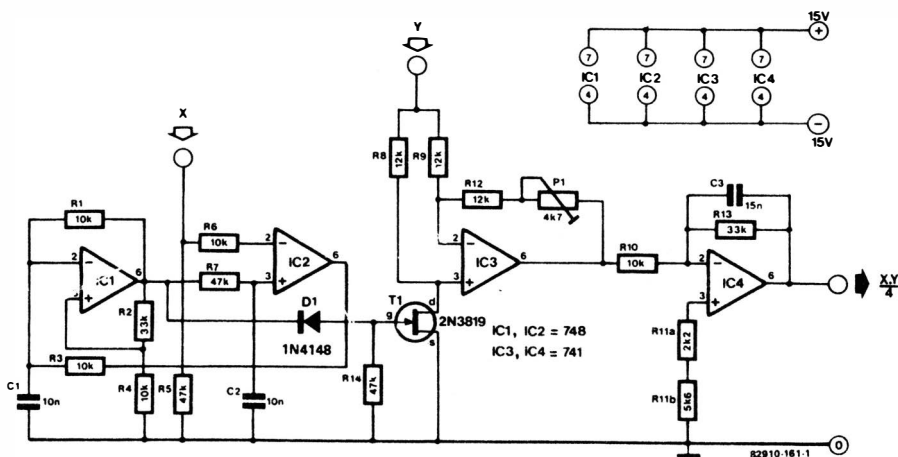
Multiplicador quatro quadrantes

Se se multiplica X por Y, obtém-se XY, o que é simples e evidente, pelo menos no papel... Mas como fazer se X e Y forem tensões analógicas que podem ser positivas ou negativas? Como se multiplicam essas grandezas? Este circuito de "multiplicador quatro quadrantes", que multiplica as duas tensões, aplicadas à entrada, uma pela outra e que dá ao produto a polaridade correta, mostra um modo de abordar este problema.

O princípio do circuito consiste em gerar um

intervalo, cuja relação cíclica seja proporcional a um dos sinais de entrada e cuja amplitude seja proporcional à outra. O valor médio do intervalo, obtido pela filtragem passa-baixos, é assim proporcional ao produto das duas entradas.

O gerador de intervalo é constituído por IC1, R1, R2, R4 e C1. A saída de IC1 ataca o filtro passa-baixos (R7, C2) cuja saída é comparada à tensão de entrada X. A relação cíclica do intervalo é modulada pela saída de IC2, graças a R3 e C1, enquanto que a amplitude do sinal



de saída de IC1 é mantida constante. Utiliza-se igualmente a saída de IC1 para comandar o interruptor de efeito de campo T1. Quando o interruptor está "fechado", isto é, quando T1 é condutor, encontra-se na saída de IC3 uma tensão igual a $-Y$; vê-se, com efeito, que quando P1 está corretamente regulado, este amplificador operacional é simplesmente inversor. Quando T1 está bloqueado, isto é, quando o interruptor está "aberto", IC3 é ligado como amplificador não-inversor. Aparece então na saída de IC3 um intervalo cuja amplitude é proporcional a Y e relação cíclica proporcional a X, sendo o valor médio proporcional a XY. Obtém-se este último na saída do filtro passa-baixos constituído por IC4, R10, R13 e C3. A frequência de corte deste filtro e do filtro R7/C2 é de aproximadamente 330 Hz. Este circuito deverá

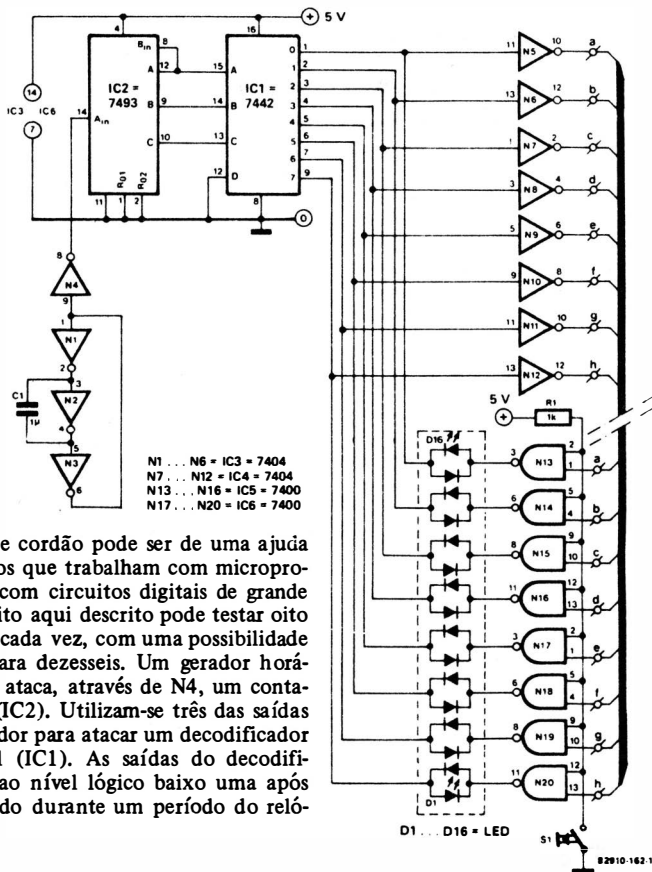
multiplicar, sem problema, qualquer par de sinais analógicos cuja frequência seja de uma ordem de grandeza inferior à frequência de corte dos dois filtros passa-baixos. O autor utilizou este circuito para medidas de correlação sobre sinais de eletrocardiografia.

P1 permite compensar a resistência, que não é desprezível, de T1 quando ele conduz. Aplicando os sinais $X = 0$ (entrada na massa) e $Y = + e - 6 \text{ V}$, ajusta-se P1 para tornar mínima a tensão de saída de IC4 (a grosso modo, respectivamente $+ e - 40 \text{ mV}$).

P. Creighton

162

Testador de cordão multicondutor



Um testador de cordão pode ser de uma ajuda preciosa para os que trabalham com microprocessadores ou com circuitos digitais de grande escala. O circuito aqui descrito pode testar oito condutores de cada vez, com uma possibilidade de extensão para dezesseis. Um gerador horário (N1 a N3) ataca, através de N4, um contador de 4 bits (IC2). Utilizam-se três das saídas deste computador para atacar um decodificador binário-decimal (IC1). As saídas do decodificador passam ao nível lógico baixo uma após outra, aí ficando durante um período do relógio.

gio. Essas saídas são ligadas, pelos inversores N5 a N12, a um conjunto de terminais nos quais se liga uma extremidade do cordão a testar. A outra extremidade do cordão é ligada às entradas das portas N 3 a N20. Dezesseis diodos eletroluminescentes (D1 a D16) são ligados dois a dois em paralelo (cabeça-ponta) e cada par liga a saída de uma das portas N13 a N20 a uma saída de IC1.

Cada LED ímpar vai se acender cada vez que a saída de sua NAND for baixa e quando a saída correspondente de IC1 estiver alta (87,5% do tempo). Ao contrário, cada LED par se acenderá cada vez que a saída de sua NAND estiver alta e quando a saída de IC1 estiver baixa (12,5% do tempo).

Se um dos fios for cortado, a saída da NAND correspondente permanecerá constantemente baixa e o LED ímpar associado vai parecer constantemente aceso. Se o fio estiver intacto, o LED permanecerá constantemente apagado, pois seus dois bornes têm suas polaridades que se invertem simultaneamente.

Em todos os LEDs referidos ocorre que, a cada vez, apenas um tem sua saída de IC1 (ânodo do diodo) e a saída de sua NAND baixas. Os outros têm sua saída de IC1 alta e a saída de seu NAND (cátodo do diodo) baixa. Assim, os LEDs pares de fios em curto-circuito parecem constantemente acesos.

Deve-se notar que não é necessário colocar uma resistência em série com os diodos eletroluminescentes.

Se nenhum cabo for ligado, todos os LEDs ímpares acendem-se. O interruptor S1 permite testar o funcionamento dos LEDs pares.

Para testar um cordão de dezesseis condutores, substituir IC1 por um 74154 (utiliza-se evidentemente a entrada D) e dobrar o número de inversores, de portas NAND e de LED.

J. J. van der Wee e

163

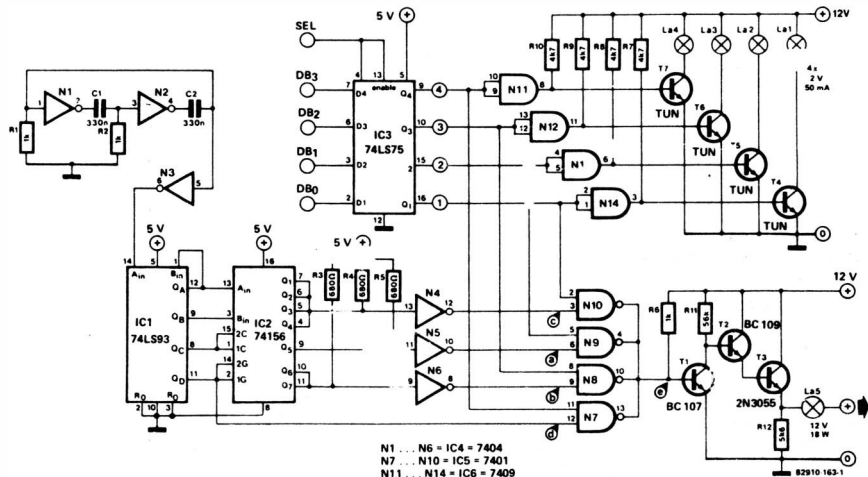
Comando por μP da velocidade de um trem elétrico

No mundo dos trens elétricos, a eletrônica desempenha um papel cada vez mais importante e, num futuro próximo, o microprocessado (μP) será um componente utilizado na maioria dos grandes circuitos. Examinando o circuito aqui descrito, a ficção já se tornou realidade.

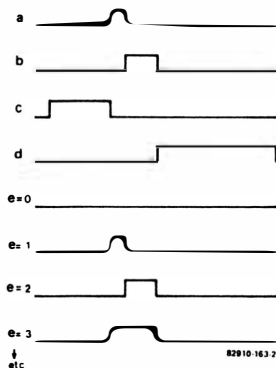
Esta montagem permite controlar a velocidade de um trem elétrico com a ajuda de um μP .

A velocidade de um trem é comandada fazendo variar a largura dos pulsos do sinal retangular que alimenta o motor. O sinal retangular é gerado pelo oscilador 1/N2 e é introduzido

1



2



na entrada de um contador binário de 4 bits. A saída deste contador pilota um decodificador 1 por 8. As saídas deste são ligadas de maneira que as larguras de pulsos dos quatro sinais retangulares disponíveis nos pontos a, b, c e d estejam numa relação 1:2:4:8 respectivamente. Tem-se, portanto, a escolha entre 16 relações cíclicas diferentes (0, 1, 2, 1 + 2, 4, 1 + 4, ...) combinando dois ou mais desses sinais.

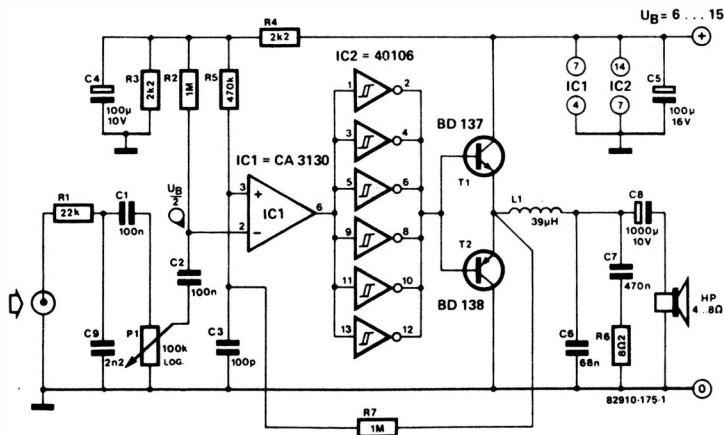
A relação cíclica selecionada é determinada pelas portas NAND N7 a N10 cujo estado de saída depende da informação presente no bus de dados (DB0 a DB4) do sistema a microprocessador. Um quádruplo latch (IC3) é colocado entre as portas NAND e os bus de dados. A informação somente será transferida do bus para as portas quando receber um pulso "select" (SEL).

A forma de onda selecionada pelo μP é amplificada por T1, T2 e T3. A lâmpada La5 protege o circuito contra as correntes excessivas que ele poderia ter quando uma pista é curto-circuitada, quanto às lâmpadas La1 a La4, elas indicam a velocidade do trem por um código binário.

Se não se dispõe de um sistema de μP , pode-se substituí-lo por um "processador manual" cujo circuito é mostrado na figura 3. Este circuito executa as mesmas funções que um μP , exceto que o "trabalho cerebral" é fornecido pelo próprio operador. Apertando S1 ou S2, a velocidade de um trem será aumentada ou reduzida por passo. Se se utiliza o circuito da figura 3, IC3 da figura 1 não é necessário. As saídas 1 a 4 da figura 3 devem estar ligadas às entradas 1 a 4 da figura 1.

W. Pussel

3

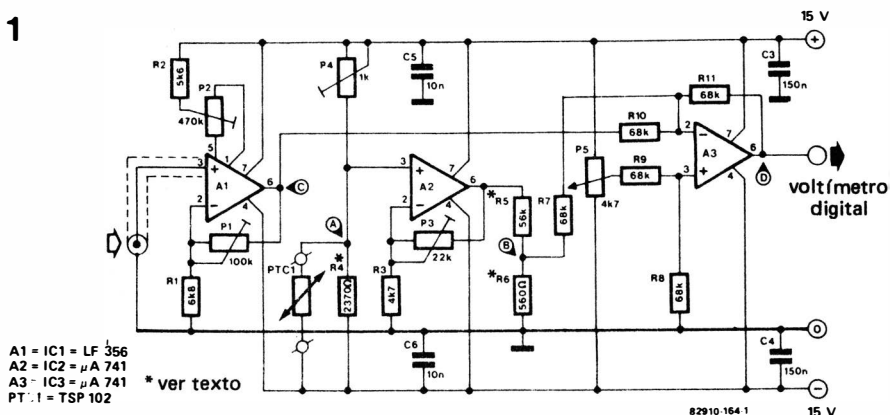


164

Módulo pH-metro para voltímetro digital

Os eletrodos de vidro são muito utilizados nos laboratórios de química para a medida da concentração de íons de hidrogênio (valor do pH) de uma solução. O princípio de construção de

um eletrodo desses é o da célula galvânica, cuja tensão de saída é proporcional ao valor do pH da solução a medir. O valor do pH depende igualmente da temperatura da solução; um



medidor de pH será, portanto, um milivoltímetro compensado em temperatura.

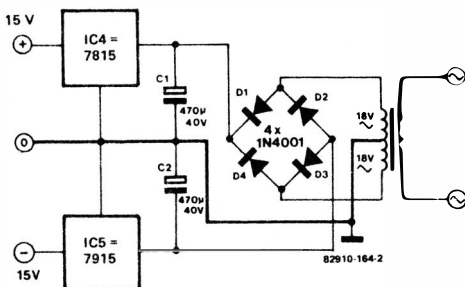
O circuito descrito aqui utiliza um amplificador operacional para amplificar a tensão fornecida pelo eletrodo. A impedância de entrada do circuito é, portanto, a do amplificador operacional que, neste caso, é igual a $10^{12} \Omega$; assim, o circuito de medida apresenta para o eletrodo uma carga desprezível. A resistência a coeficiente de temperatura positivo (PTC), a TSP 102 da Texas ($R_{25} = 1000 \Omega$), compensa o efeito das variações de temperatura da solução. Em paralelo com uma resistência de shunt de exatamente 2370Ω (R4), a resistência da PTC varia linearmente em função da temperatura. R4 será constituída de várias resistências de camada metálica, por exemplo $2k2 + 150 \Omega + 10 \Omega + 10 \Omega$. Esta maneira de proceder elimina os escalonamentos fastidiosos e delicados.

A tensão no ponto A é amplificada por A2 cuja saída é dividida por R5 e R6 (resistências de camada metálica), de modo a ter uma tensão de saída adequada. O amplificador operacional A3 é montado como amplificador diferencial somador; sua tensão de saída pilota o voltímetro numérico que mostra o valor do pH da solução. Os potenciômetros ajustáveis P1 e P3 fixam o ganho dos estágios A1 e A2, P2 assegura uma polarização correta de A1.

A figura 2 dá o esquema de princípio da alimentação simétrica ± 15 V necessária à montagem. O processo de calibração deste circuito é o seguinte:

1. A entrada estando curto-circuitada, P2 é regulado para obter zero volt no ponto C.
2. A entrada estando sempre curto-circuitada, ajusta-se o potenciômetro P5 (bobinado) para ter 7 volts no ponto D.
3. O ajustável multivoltas P4 é regulado para obter zero volt em A, quando a PTC está a 25°C .

2



4. Um eletrodo de vidro mergulhado em uma solução de pH = 7 é ligado à entrada do circuito. P5 é então ajustado para obter 7 volts em D, estando a temperatura da solução a 25°C .
5. O eletrodo de vidro é mergulhado em uma solução de pH = 4 e o ajustável multivoltas P1 é regulado para ler 4 volts no ponto D, estando a solução sempre a 25°C .
6. Reaquece-se então a solução (de pH = 4) até 70°C e, mergulhando o PTC, a tensão em D deverá sempre ser de 4 volts; se não estiver, é necessário ajustar P3.
7. Repetir várias vezes o processo a partir do ponto 3.

Devido à sua alta impedância de entrada, este circuito é sensível à HF, aos ruídos, etc.; ele deverá ser, portanto, perfeitamente blindado colocando-se-o em uma caixa metálica. As conexões do PTC deverão ser resistentes à água e às soluções ácidas e alcalinas.

A precisão do circuito depende da estabilidade da tensão de alimentação (± 15 V) e da precisão da solução-padrão utilizada para a calibração (sem mencionar a precisão do voltímetro).

Eletrodos de vidro são disponíveis no comércio e são geralmente vendidos com as indicações de utilização.

Th. Rumbach

165

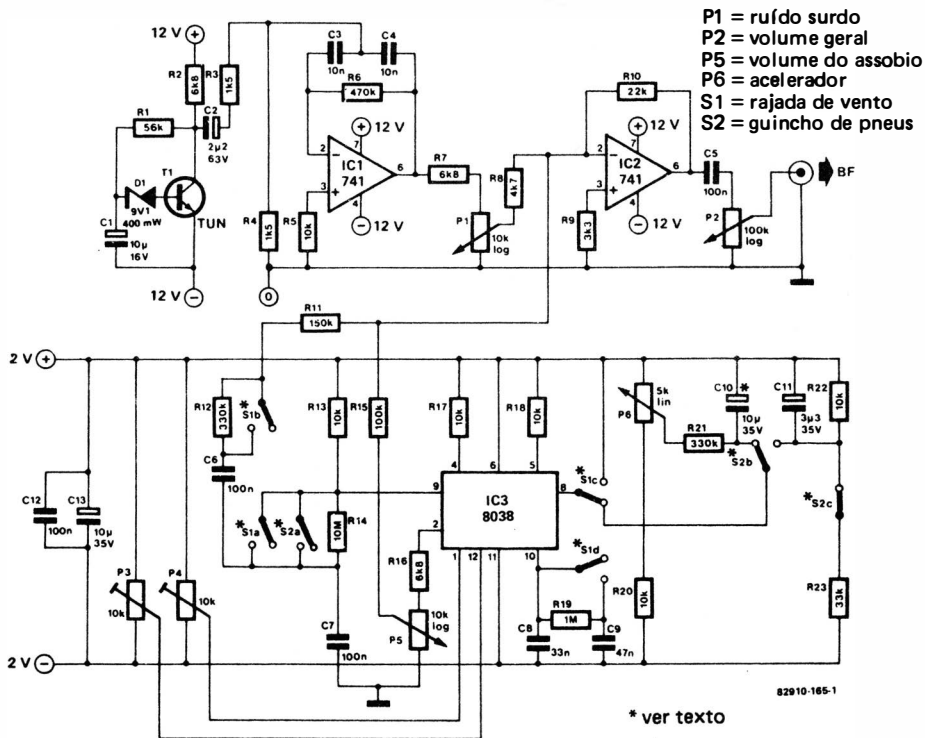
Imitador de ruído de avião e "pirata do ar"

O circuito aqui descrito foi concebido para simular um ruído de avião em uma peça de teatro que descreve um seqüestro de avião. É preciso poder reproduzir os ruídos típicos que se ouve no interior de um avião a jato: partida dos reatores, decolagem, espera, regime de cruzeiro, aproximação, aterrissagem com rangidos de pneus e inversão do empuxo e até o tiro de uma arma automática.

Para simular o ruído de um reator, é preciso reconstituir, por sua vez, o estrondo da ejeção dos gases de combustão e o assobio do compressor aspirando o ar fresco (assobio cuja altura varia com o regime). O estrondo é obtido amplificando um ruído limpo em um filtro passa-

faixa mergulhado nas proximidades de 800 Hz. O transistor T1 e o diodo zener D1 produzem este ruído limpo e IC1 efetua a filtragem. Regula-se o volume pelo potenciômetro P1.

O assobio é obtido a partir da senóide produzida pelo gerador 8038 (IC3), cuja gama de frequências pode variar entre 10 Hz e 10 kHz; ela é determinada pelo C8. A frequência exata é fixada pela posição da mangueira de gás (P6), ligada à entrada FM de IC3, via inversores S1c e S2b; o volume do assobio é regulado por P5. A inércia do reator (retardo na resposta do comando) é imitada muito fielmente por meio do integrador R21/C10. C10 deve ser um condensador de baixa perda; um 10 μ F de tântalo



seria o melhor, se for possível encontrá-lo. Esses dois sinais, estrondo e assobio, são misturados por IC2 e aplicados ao amplificador de potência através do potenciômetro de volume geral P2. Atuando sobre as diversas regulagens, todos os ruídos descritos acima poderão ser reproduzidos. A pureza da senóide pode ser ajustada por P3 e P4.

As rajadas de armas automáticas são obtidas graças aos sinais quadrados de IC3, quando S1 está fechado. Aplicam-se assim estes sinais ao misturador, a entrada FM é mantida alta para que a frequência seja mínima e acrescenta-se C9 em paralelo com C8 para diminuir ainda mais essa frequência. A resistência R19 mantém

C9 carregado na tensão de C8, para evitar um pio se S1 estiver fechado primeiro.

O rangido dos pneus é igualmente obtido a partir dos sinais quadrados de IC3. Quando S2 está fechado, o sinal quadrado é gerado e a entrada FM de IC3 está inicialmente a um potencial que dá uma frequência elevada, através do divisor R22/R23. Mas como R23 está desligado, o condensador C11 se descarrega e a frequência dos sinais quadrados decresce rapidamente.

M. J. Walmsley

166

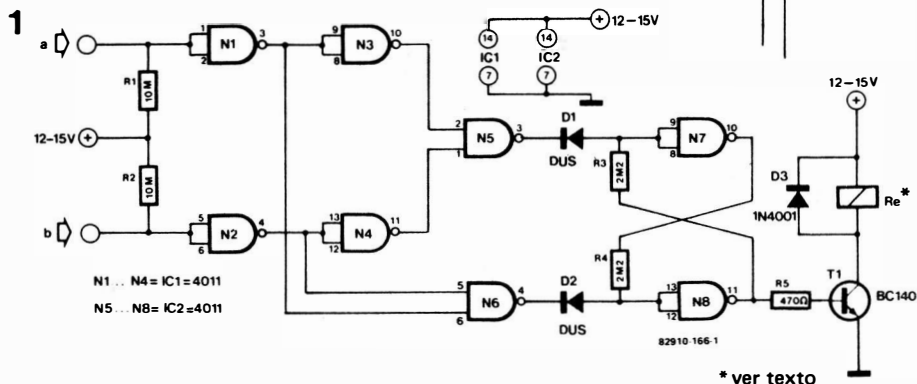
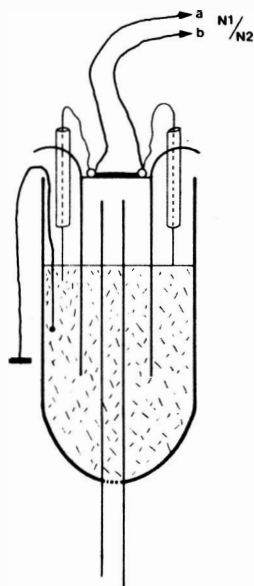
Indicador de taxa de fermentação

Quando se faz vinho, pode-se estimar a taxa de fermentação contando quantas vezes o líquido (esterilizador) sobe e desce no sifão devido ao CO₂ produzido. Portanto, no final da fermentação, a superfície se torna instável e não é mais possível fazer uma medida precisa. Uma solução consiste em empregar dois eletrodos, dos quais um é montado mais alto que o outro (figura 2). A diferença de altura deve ser superior à amplitude máxima da flutuação do líquido (aproximadamente 2 mm).

O circuito da figura 1 é concebido para produzir um pulso somente se os dois eletrodos forem mergulhados no líquido, após ambos terem estado fora. Os eletrodos são de fio de cobre esmaltado de 0,3 mm de diâmetro. Uma bainha isolante é introduzida em cada eletrodo e uma massa é igualmente imersa no líquido.

Como se vê no esquema, a entrada dos inversores N1 e N2 é mantida alta, pelas resistências

2



* ver texto

R1 e R2, quando os eletrodos não estão em contato com o líquido. A saída da porta OU formada por N3, N4 e N5 está, portanto, baixa como a saída da balsa N7/N8. A saída da NAND N6 é alta.

Se o nível do líquido atingir o mais baixo dos eletrodos, a saída do inversor correspondente torna-se alta. Isso não tem nenhuma influência na saída da NAND, mas a saída da porta OU torna-se alta. Devido ao diodo D1, a balsa fica em seu estado original. Se o nível do líquido baixa, nada acontece a não ser que a porta OU retorna ao estado baixo. Somente uma subida do líquido até o segundo eletrodo pode

pôr a saída de N6 no estado baixo e fazer bascular N7/N8, que satura então T1 e aplica um pulso ao contador (Re). Como a balsa pode unicamente ser destravada por um "0" via D1 e D2, os dois eletrodos devem deixar o líquido antes que outro pulso possa ser contado. Qualquer contador de pulsos funcionando a 12 V pode ser utilizado.

J. Ryan

167

Traçador de curvas

ou como visualizar diretamente numa tela a característica

$$I_C = f(U_{CE})$$

O amador nunca tem o suficiente em sua oficina, em matéria de montagens simples, úteis e baratas. Ele pode, então, com pouca despesa, aumentar o seu estoque de aparelhos de medida. Um exemplo marcante do que dissemos é a montagem que vamos apresentar a seguir. É possível, desde que se possua um osciloscópio, efetuar muito engenhosamente novas medidas. Este traçador de curvas é fácil de executar, simples de compreender e, além do mais, não é oneroso. São razões bastantes para se fazer, para este traçador de curvas, um circuito impresso.

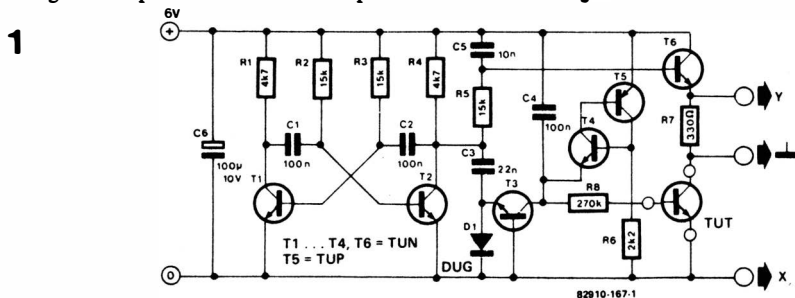
No caso em que você já tenha percebido que nos enterramos no simplismo desenterrando velhos esquemas, dando-lhes algo de novo, e depois servindo-os novamente requeitados, é justo dizer que a presente montagem é bem a exceção que confirma a regra!

A figura 4 representa o circuito impresso cor-

respondente ao esquema da figura 1. Trata-se da execução, por uma soma módica, de um traçador de curvas para diodos e transistores. Certamente, não se trata de um instrumento de teste "superprofissional". Digamos simplesmente que se trata, entretanto, de um auxiliar precioso permitindo testar rapidamente o funcionamento de um componente, de emparelhar transistores ou de selecioná-los. Será preciso naturalmente que o amador interessado possua um osciloscópio (com entradas X e Y separadas), pois certamente é em sua tela que serão visualizadas as curvas.

Dado que não é possível afirmar que essa característica é mais importante que outra, iremos nos contentar em traçar a que é habitualmente considerada como sendo a "mais importante". É a curva $I_C = f(U_{CE})$, em que a corrente coletora é função da tensão entre o coletor e o emissor e isso para diferentes valores da corrente de base. A figura 2 dá o traçado de uma rede de curvas. Ao mesmo tempo, é possível ter

Figura 1. Esquema do traçador de curvas. "TUT" significa "Transistor a testar".



uma idéia (grosseira) dos valores das correntes de comando que utilizam o traçador de curvas para efetuar seus testes. A partir da rede de curvas $I_C = f(U_{CE})$, pode-se deduzir o valor da amplificação em corrente e, após alguns cálculos, pode-se obter o valor da impedância de saída do transistor. Esta impedância depende do declive da curva. Pode-se dizer que, em regra geral, quanto mais o declive é horizontal e reto, mais elevada é a impedância coletor/emissor.

Voltemos ao esquema. O transistor a testar é indicado, como de costume, pela denominação "TUT". A resistência R7 é "ligada" entre dois pontos dos quais um está ligado à entrada Y e o outro à massa do osciloscópio. Esta resistência é a resistência de carga (situada no coletor) do transistor TUT. A tensão que se acha em seus bornes é naturalmente proporcional à corrente coletora do transistor a testar. Ver-se-á, portanto, aparecer no eixo vertical do osciloscópio uma corrente coletora " I_C ". O emissor do transistor TUT é ligado à entrada X do osciloscópio; também poder-se-á ler horizontalmente na tela a tensão coletor/emissor (U_{CE}).

Por quê "fenômeno" vê-se aparecer na tela um feixe de curvas? Duas tensões são enviadas ao transistor TUT. Envia-se à base desse transistor uma tensão constituída de cinco degraus de escada; durante cada degrau, o coletor recebe uma tensão em dente-de-serra. Para uma corrente de base dada, a tensão do coletor varia continuamente. Este fenômeno se produz a uma cadência muito elevada, o que permite visualizar "simultaneamente" cinco curvas distintas correspondentes a cinco correntes de base diferentes.

É um multivibrador estável (AMV) que permite obter a tensão em degraus de escada e a tensão em dente-de-serra. Ele compreende os transistores T1 e T2 e gera um sinal quadrado cuja frequência é de aproximadamente 1 kHz.

A tensão em dente-de-serra se obtém muito facilmente por integração do sinal quadrado (com a ajuda da resistência R5 e do condensador C5). Pelo contrário, a geração da tensão em degraus de escada é um pouco mais complexa. Durante a metade positiva do sinal quadrado produzido pelo multivibrador estável, o condensador C3 se carrega ao valor máximo (igual à tensão de alimentação); em seguida, durante o declive descendente do sinal quadrado, o condensador C3 levará o transistor T3 ao bloqueio; a tensão presente no emissor do transistor T4 (ligado à base do transistor TUT por meio da resistência R8) será um pouco mais baixa. Carregando o condensador C4 de modo intermitente, cada quadrado reduzirá por patamares a tensão emissora do transistor T4; ocorrerá um momento em que o transistor T4 começará a

2

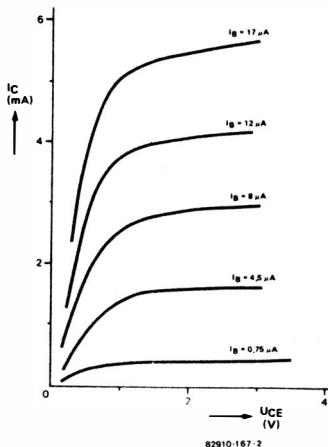
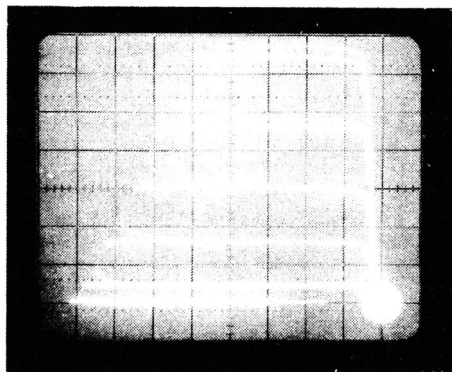


Figura 2. Feixe de curvas $I_C = f(U_{CE})$ de um transistor.

Figura 3. Eis como aparecem as curvas quando se utiliza o traçador de curvas.

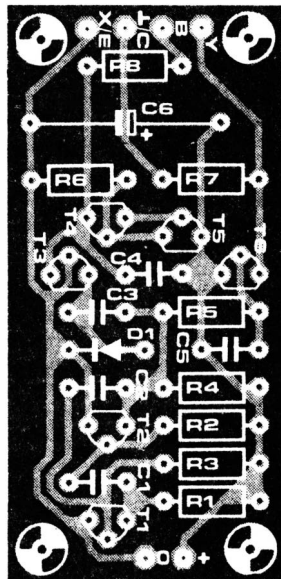
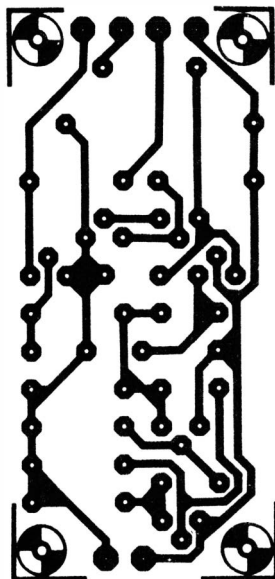
Figura 4. Circuito impresso do traçador de curvas.

3



conduzir, acarretando o bloqueio de T5. O condensador C4 é imediatamente descarregado e um novo ciclo começa. O número total de incrementos no interior de cada ciclo depende da relação C3/C4; com nosso circuito, obtêm-se cinco degraus. Ajustando-se o valor de C4 pode-se modificar o número de curvas e, portanto, o número de curvas visualizadas no feixe.

A fotografia da figura 3 ilustra a representação real da rede de curvas na tela do osciloscópio. A imperfeição da montagem somente salta aos olhos agora: as curvas são traçadas da direita para a esquerda (o que não é habitual). Para os que dentre vocês já utilizam um traçador de



curvas, isso poderá parecer estranho; mas, de fato, isso não se constitui em um real problema. É preciso, todavia, assinalar um real inconveniente: este traçador somente permitirá testar transistores NPN. Todavia, nós lhes propomos uma solução barata para resolver este problema. Já que a montagem necessita de uns poucos componentes, por que não executar uma segunda montagem destinada aos transistores PNP? Neste caso, emprega-se TUP para os transistores T1... T4 e para T6, em lugar dos TUN. O transistor T5 também será um TUN. Nesse caso, igualmente é preciso inverter o condensador C6, o diodo D1 e os bornes de alimentação. É preciso assinalar, além do mais, que um traçador de curvas para transistor PNP traça as curvas da esquerda para a direita, mas de cima para baixo, pois o eixo Y é invertido. Isso pode parecer um pouco esquisito, mas você ganhará tempo. Como dissemos anteriormente, é igualmente possível testar os diodos. Liga-se seu ânodo ao lado da resistência R7 que vai à massa do osciloscópio e seu cátodo à massa da alimentação (borne X). A curva característica $I = f(U)$ do diodo será então magnificamente representada na tela do osciloscópio.

A figura 4 representa o circuito impresso. Ele é muito compacto e não exigirá de você um trabalho demorado.

Uma última palavra. Dado que a montagem consome apenas alguns mA, não é necessário executar uma alimentação "muito musculosa". É preciso somente que ela seja corretamente

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R4 = 4k7
R2, R3, R5 = 15 k
R6 = 2k2
R7 = 330 Ω
R8 = 270 k

Condensadores:

C1, C2, C4 = 100 n
C3 = 22 n
C5 = 10 n
C6 = 100 μ/10 V

Semicondutores:

T1... T4, T6 = TUN
T5 = TUP
D1 = DUG

regulada a fim de garantir um funcionamento correto.

B. Darnton

168

Caixa de ruídos

O número de aplicações dos circuitos geradores de ruídos é... "ensurdecedor". Como a montagem que descreveremos aqui. Se bem que sua concepção não seja revolucionária, ele gera um ruído que o obriga a tapar os ouvidos.

Este circuito, que exige apenas poucos componentes, constitui uma sirene do tipo "Kojak". Os dois "timers" 555 fazem a maior parte do trabalho. O primeiro (IC1) gera um som cuja frequência pode ser ajustada por P1. A saída deste "timer" está ligada diretamente ao alto-falante. Este não emite um som contínuo, pois IC1 é modulado por um sinal em dente-de-serra de baixa frequência gerado por IC2. A frequência deste dente-de-serra é regulada por P2. Por conseguinte, o circuito emite um sinal de frequência modulada que se assemelha a uma sirene. A frequência é regulada por P1 e a taxa de modulação por P2.

O circuito é bastante compacto para ser colocado em uma lata de conserva com as pilhas e

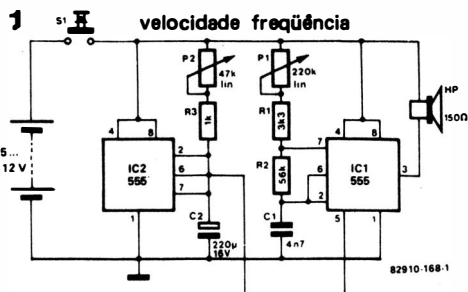


Figura 1. IC1 gera um som modulado em frequência por IC2.

o alto-falante. Ele pode ser utilizado em uma bicicleta de criança, uma tábua de roletes ou como alarme anti-roubo.

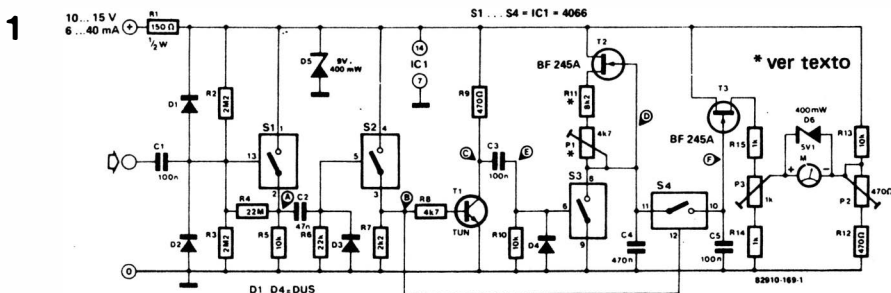
L. van Ginderen

169

Conversor frequência-tensão

Freqüentemente, as medidas de frequência são feitas por meio de um freqüencímetro numérico ou um osciloscópio. Esses dois aparelhos custam muito caro e não fazem sempre parte da oficina do amador. Uma outra possibilidade que não exige investimentos em um aparelho desses é converter a frequência em tensão e lê-la em um multímetro simples. É o papel do circuito aqui descrito. Utiliza-se um voltímetro com uma escala de 5 V. A conversão é linear, sendo a gradação feita em ms (1 V = 5 ms). O

aparelho é concebido em torno de um quádruplo interruptor analógico 4066. O sinal quadrado no ponto A é aplicado por S1 ao diferenciador C2/R6. Os pulsos produzidos são então aplicados por S2 de um lado ao inversor T1 e de outro a S4. Assim, S3 e S4 são comutados em oposição. Quando S4 está fechado, o condensador C4 se carrega linearmente graças à corrente constante fornecida por T2. S4 transfere esta carga ao condensador de armazenamento C5. S4 e C5 constituem, portanto, um



amostrador bloqueador. Quando S4 está aberto, S3 se fecha; o condensador C4 se descarrega através de S3 e um novo ciclo de medida se inicia. Conforme as características do FET T3, o aferidor bloqueador aumenta a tensão em aproximadamente 2 V. Portanto, a tensão máxima pode atingir aproximadamente 6,5 V. O circuito é calibrado com a entrada desligada. Gira-se P2 totalmente em direção à extremidade positiva (junção de P2 e R13) e aplica-se uma tensão contínua de 6,5 V à grade de T3. P3 é ajustado para obter um desvio em plena escala. P2 serve para ajustar o zero do voltímetro quando se tem 0 V na grade de T3. Uma frequência conhecida é então aplicada à entrada (por exemplo 50 Hz, tomada em um transformador de campainha) e P1 sofre um ajuste fino para uma leitura de 20 ms neste caso.

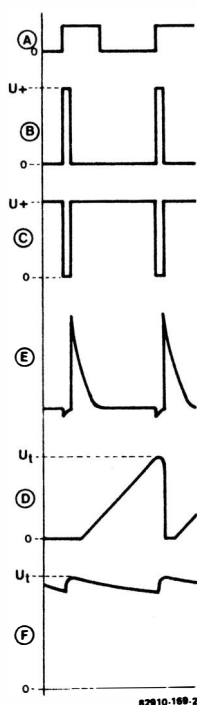
A figura 2 ilustra os sinais obtidos nos pontos A...F do circuito. Com os valores do esquema, podem-se mostrar as frequências entre 40 e 2000 Hz ($0,1 \text{ V} = 0,5 \text{ ms} = 2000 \text{ Hz}$). Obtêm-se outras gamas, modificando os valores de R11, P1 e C4, de tal modo que:

$$U_{C4} = \frac{I_{C4}}{C4 \cdot f_{\text{ent}}} \quad \text{com} \quad I_{C4} = \frac{U_{R11} + U_{P1}}{R11 + P1}$$

Para terminar, algumas características:

- tensão de alimentação: 10 a 15 V
- consumo: aproximadamente 5 mA
- impedância de entrada: 1 MΩ
- sensibilidade: 1,5 V_{CC} (mínimo)

2



F. Kaspárec

170

Anti-roubo frustrante

Quem vai querer roubar um carro em mau estado?

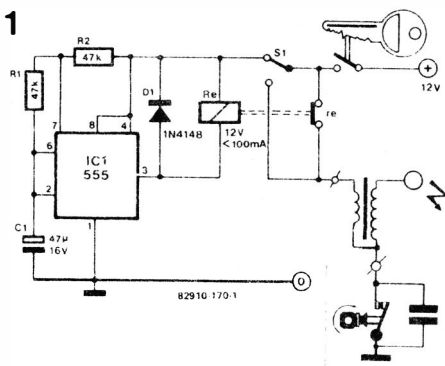
Existem todas as espécies de anti-roubo, mas o que descreveremos aqui é particular. Ele mais engana do que protege. Ele não impede que seu carro seja roubado (aliás, nenhum sistema o faz!), mas ele tira qualquer atrativo: quem vai querer roubar um carro que entra em pane alguns metros mais adiante?

Até o anti-roubo mais eficaz apresenta o inconveniente de ser imediatamente “marcado” pelo ladrão. Se este for bastante corajoso, tenaz e experiente, ele simplesmente desliga o sistema e parte com o carro. Se se tratar de um ladrão profissional, então “adeus automóvel!”. Mas se ele quiser somente “emprestá-lo”, então você pode ter sorte... Mas, geralmente, o carro é

reencontrado em estado bastante deplorável... Os sistemas de alarme sonoros parecem até atrair alguns gracejadores. Estranho, mas verdade: qualquer alarme anti-roubo não é verdadeiramente eficaz.

O circuito que descrevemos aqui deverá afastar de seu carro os “pequenos gozadores” e até a maioria dos ladrões profissionais, exceto aqueles prontos para roubar um caminhão de mudanças para nele colocar seu carro. Ao mesmo tempo, este sistema apresenta a vantagem de “fazer o trabalho sozinho”, sem alertar o proprietário ou os passantes por um sinal de alarme sonoro ou não. Sem ser preciso correr atrás do carro no meio da noite de pijama ou “robe de chambre”, você pode estar certo de que o ladrão “fajuto” não andará mais que alguns metros.

1



Lista dos componentes

Resistência:

R1 = 82 k

Condensador:

C1 = 47 μ /16 V

Semicondutores:

IC1 = NE555 ou equivalente

D1 = 1N4148

Diversos:

S1 = interruptor simples

Re = relê 12 V/100 mA de forte poder de corte

Qual o princípio de um anti-roubo tão eficaz? Simples! O motor é tão “indeciso” como o de um carro de vinte anos atrás tendo água no tanque.

Montagem

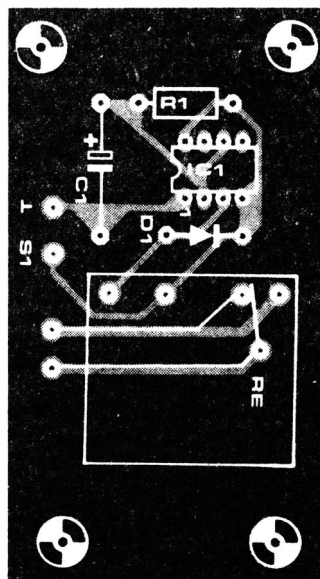
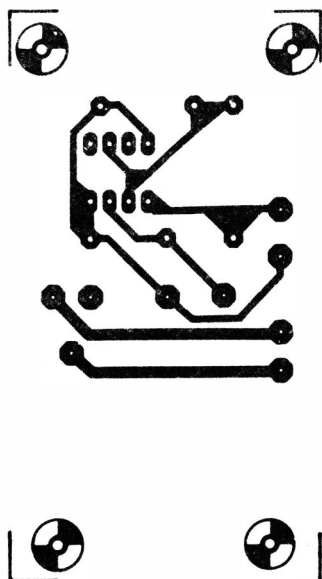
Suprime-se a conexão entre o interruptor de luz e o lado positivo da bobina de ignição ligada ao + 12 V. Substitui-se-a por contatos de um relê Re. Enquanto o relê não é excitado, a bobina de ignição é alimentada: o motor gira normalmente. Quando se cola Re, a bobina não mais está ligada à alimentação. Portanto, não há mais faíscas, nem partida. O motor está morto! Ele partirá sem problema como antes, basta recolar Re.

O circuito é dado na figura 1. É preciso acionar o interruptor S1, um interruptor “secreto” certamente, para excitar o circuito. O melhor meio de escondê-lo é colocá-lo em lugar mais visível possível, no meio do painel, por exemplo. Retornemos ao circuito propriamente dito: IC1 é um temporizador 555 ligado como multi-

Figura 1. Somente seis componentes, baratos, constituem este sistema de alarme anti-roubo bastante eficaz.

Figura 2. Circuito impresso e implantação dos componentes. Um relê miniatura pode ser montado no circuito impresso, um relê mais volumoso deverá ser montado de lado. A insonorização é muito importante.

2



vibrador. Sendo alimentado pelo interruptor de ignição e por S1, ele fornecerá uma onda quadrada a uma frequência de aproximadamente 0,2 Hz, o que dá um período de 5 s. Após haver curto-circuitado o interruptor de ignição (é assim que ele se cola!), o ladrão faz partir o motor sem problema. Mas, após cinco segundos, o relê cola, desligando a bobina de ignição e o motor pára. Após alguns segundos, o motor pode partir (o relê se descolou!). Cinco segundos mais tarde, ele torna a parar. Em resumo: o motor funciona, de modo que o carro não pareça estar protegido por qualquer sistema anti-roubo, mas ele pára sempre no fim de cinco segundos. É muito frustrante para o ladrão. O melhor que ele tem a fazer é abandonar o carro e “experimental” outro, esperando que o futuro “roubado” não tenha igualmente lido este livro.

Pode-se modificar o circuito como se quiser. R1 e C1 determinam o período do temporizador (isto é, o tempo durante o qual o motor funciona). Um tempo muito curto parecerá suspeito, muito longo o obrigará a andar durante muito tempo para achar novamente seu carro na manhã seguinte.

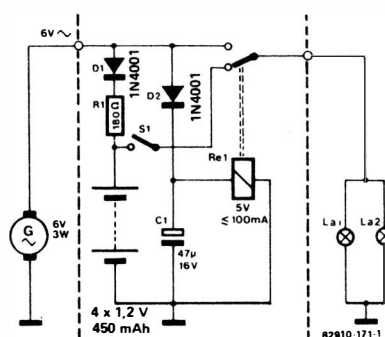
A figura 2 dá o circuito impresso e a implantação dos componentes deste anti-roubo, único em seu gênero. Um relê miniatura pode ser montado no circuito impresso. Um relê mais volumoso deverá ser montado de lado. É uma boa idéia executar uma montagem relativamente “silenciosa”, ou colocar em uma caixa com revestimento acústico. . . Uma batida seca no momento em que o motor pára, desmanchará todo o prazer. . .

B. H. J. Bennink

171

Iluminação automática para bicicleta

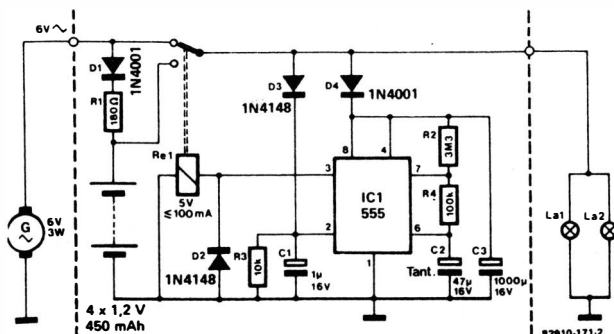
1



Este circuito simples (figura 1) melhora sensivelmente a segurança na estrada para os ciclistas noturnos. A luz fica “acesa” quando o ciclista pára em um sinal vermelho, uma bateria fornece a corrente. Durante o decorrer do trajeto as luzes estão “acesas” (alimentadas pelo dínamo da bicicleta), a bateria, composta de quatro elementos de níquel-cádmio, se recarrega através de D1 e R1: o relê cola. Quando a bicicleta pára, o relê cai e liga então a luz à bateria. Certamente, não se pode esquecer de apagar as luzes no final da viagem, mas a eletrônica pode também resolver este problema.

Esquecer as luzes acesas não constitui mais um problema, pois esta versão de luxo as apaga automaticamente no fim de três minutos. O

2



circuito é certamente um pouco mais sofisticado que o modelo-padrão.

A bateria se recarrega do mesmo modo durante a viagem, estando as luzes acesas. Quando a bicicleta pára em um sinal vermelho, o dínamo não fornece mais tensão. A entrada "trigger" de IC1 (pino 2) recebe então um pulso negativo e o relê cola. As luzes são, então, alimentadas pela bateria através dos contatos do relê, até que a tensão no pino 6 tenha atingido o nível da tensão de referência interna. O relê cai e as luzes são desligadas da bateria, bem como todo o circuito. O período é regulado por R2 e C2 durante aproximadamente 3 minutos. Cria ou

não, é mais longo que o tempo de duração de um sinal vermelho.

Se se utilizar esta versão de luxo em uma bicicleta dotada de um dínamo de cubo de roda e de um projetor como interruptor, pode ser útil montar um interruptor entre o dínamo e a entrada do circuito. Não que a potência consumida seja excessiva, mas a batida permanente do relê pode ser nociva.

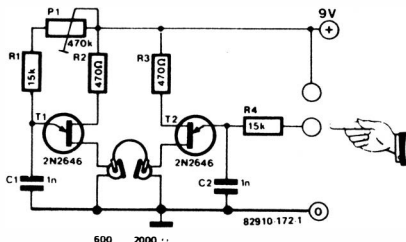
172

Biofeedback cutâneo

Este aparelho permite, de maneira simples, um certo feedback biológico. A idéia básica é a seguinte: a resistência da pele é um bom espelho do estado de descontração ou de tensão de um indivíduo. Quanto mais descontraído o indivíduo, maior é esta resistência.

A resistência da pele, medida aqui entre dois dedos de uma mão envolvidos de dois eletrodos metálicos em forma de anel, é utilizada para influenciar a frequência de um oscilador. O oscilador é construído com a ajuda de um UJT (T2); sua frequência, aplicada a um aparelho de escuta, diminui em função da descontração e do aumento de resistência da pele que a acompanha.

Um oscilador idêntico, construído com a ajuda de T1, serve como referência; sua frequência é ajustada com a ajuda de P1 ao valor que corresponde à descontração ótima. Se se utilizar um



fone de ouvido estéreo (de alta impedância), do qual um dos escutadores é ligado ao oscilador e o outro à saída do oscilador sensível à resistência da pele, toda a arte agora consiste em se descontrair conscientemente até a obtenção de duas frequências iguais.

S. Kaul

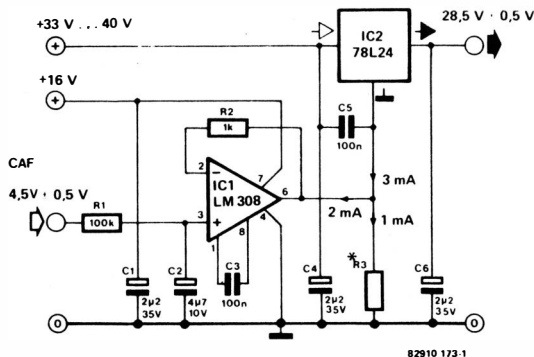
173

CAF de diodo varicap

Este circuito comanda automaticamente a tensão aplicada aos diodos varicap, a partir da tensão de CAF (Comando Automático da Frequência). Obtém-se este resultado ligando um regulador de tensão fixo integrado à tensão de CAF, ao invés de ligá-lo à massa. Não somente aumenta a tensão de saída do regulador, como permite também comandá-lo.

A tensão de CAF do amplificador MF é obstruída com a ajuda de um amplificador operacional,

e em seguida é aplicada ao circuito de comando da tensão. A resistência R3 fornece uma parte da corrente de repouso ao regulador; ao mesmo tempo, ela serve para definir a impedância na qual o amplificador operacional é encerrado. A tensão de CAF da maioria dos amplificadores MF se situa em torno de $4,5 \text{ V} \pm 0,5 \text{ V}$, e a corrente de repouso do regulador de tensão é de aproximadamente 3 mA. Se se quiser comandar a tensão de saída em uma região suficiente-



* ver texto

mente grande, sem pôr em perigo a estabilidade do circuito, é preciso que o amplificador operacional consuma os 2/3 da corrente de repouso. A partir daí, poderemos calcular R3 do seguinte modo:

$$R3 = \frac{4,5 \text{ (V)}}{0,001 \text{ (A)}} = 4500 \Omega$$

Daí o valor de 4,7 k que havíamos escolhido. Para evitar qualquer oscilação, o amplificador operacional é compensado por C3 e o regulador de tensão é desacoplado por C5. Escolhemos assim como tampão (IC1) um LM308 devido à

sua baixa corrente de entrada (somente 3nA) e devido também à sua deriva muito baixa. A corrente consumida pelo circuito é de aproximadamente 300 µA.

A tensão de CAF é aplicada à entrada e através de um filtro passa-baixas (R1 e C2) que suprime energeticamente toda interferência. Ele garante igualmente uma tensão de CAF estável e sem problema. Para cortar o CAF, basta pré-regular a tensão de entrada do circuito no valor médio da tensão de CAF.

S. Hering

174

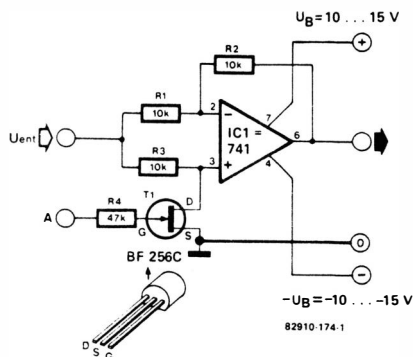
Amplificador inversor ou não inversor

Este amplificador de ganho unitário está em condições de fornecer um sinal de saída invertido ou não. A escolha é determinada por uma tensão na entrada de comando (A).

O funcionamento da montagem é muito simples. Se nenhuma tensão for aplicada à entrada de comando, a entrada não inversora do amplificador operacional (pino 3) está no potencial da massa por meio do FET condutor. O amplificador operacional é por isso ligado como amplificador inversor, no qual a entrada inversora se comporta como um ponto de massa artificial (o amplificador operacional mantém a tensão no pino 2 idêntica à presente no pino 3, ou seja, a massa). As resistências R1 e R2 propostas dão um ganho de -1. Colocando a entrada de comando em um potencial -UB, o FET se bloqueia e, desse modo, representa apenas uma carga desprezível para o resto do circuito. O amplificador operacional não inverte

mais, mas apresenta sempre ainda um ganho unitário. A tensão de entrada deve ser de dois volts inferior à tensão de alimentação (portanto, -UB + 2 V ≤ Uent ≤ +UB - 2 V):

Para garantir um funcionamento correto desta



pequena montagem, a impedância da fonte de tensão deve ser a menor possível, visto que a impedância de entrada é função do estado do FET (saturado ou bloqueado). Se se impõe um erro inferior a 5% entre os ganhos positivo e negativo, a impedância da fonte não pode exce-

der 500 Ω .

Esta montagem pode ser utilizada como um inversor automático de polaridade para aparelhos de medida, nos moduladores em anel, bem como em numerosas outras aplicações.

175

Amplificador PWM

Os amplificadores PWM ("Pulse Width Modulation", que significa modulação de largura de pulso) conheceram um início difícil. Eles constituem atualmente uma nova etapa da concepção dos circuitos de áudio. Se bem que fornecendo a "modesta" potência de saída de 3 W, os PWM são amplificadores eficazes. Além do mais, eles apresentam uma baixa taxa de distorção pois seus transistores de saída não são comandados linearmente, mas funcionam como interruptores.

Princípios dos PWM

Não é inútil lembrar: os PWM compreendem um gerador de sinais retangulares simétricos, cuja relação cíclica será em seguida modulada pelo sinal de áudio. Os transistores de saída não são comandados linearmente, mas funcionam como interruptores: eles são ou saturados ou bloqueados. No repouso, a relação cíclica do sinal de saída é de 50%; cada transistor de saída é, portanto, saturado (isto é, condutor) durante um período igual. A tensão média de saída será nula. Se um dos interruptores estiver fechado durante mais tempo que o outro, a tensão

média de saída se tornará negativa ou positiva, conforme a polaridade do sinal de entrada.

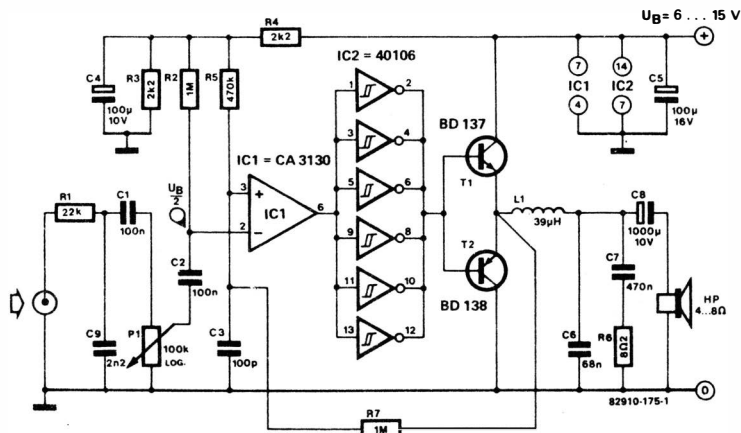
A tensão média de saída é, portanto, proporcional ao sinal de entrada. Visto que os transistores de saída funcionam como interruptores, eles dissipam muito pouca energia.

O circuito

O circuito completo do amplificador PWM auto-oscilante é dado na figura 1. Seu princípio é muito simples: o sinal de entrada é aplicado à entrada inversora do amplificador operacional IC1, utilizado como comparador. Sua saída ataca uma série de "triggers" de Schmitt em paralelo. O sinal deve ser perfeitamente retangular e a corrente de base suficientemente grande

Figura 1. Esquema sinótico do amplificador PWM. O amplificador fornece uma potência de saída de 3 W para uma carga de 4 Ω sob 12 V.

Figura 2. Circuito impresso e implantação dos componentes.



Lista dos componentes 2

Resistências:

R1 = 22 k
R2, R7 = 1 M
R3, R4 = 2k2
R5 = 470 k
R6 = 8Ω2
P1 = 100 k log.

Condensadores:

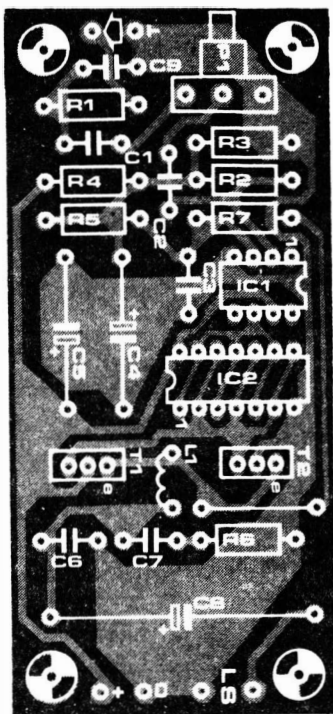
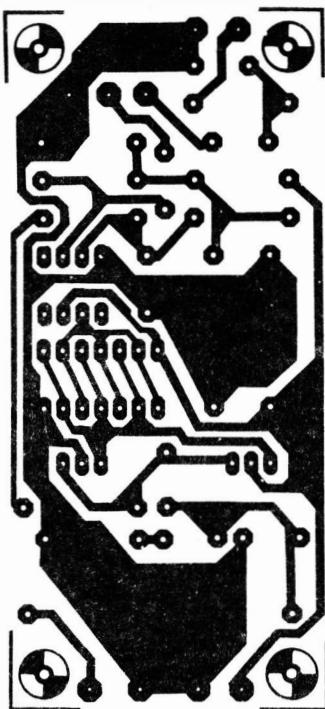
C1, C2 = 100 n
C3 = 100 p
C4 = 100 μ/10 V
C5 = 100 μ/16 V
C6 = 68 n
C7 = 470 n
C8 = 1000 μ/10 V
C9 = 2n2

Semicondutores:

IC1 = CA3130
IC2 = 40106
T1 = BD 137
T2 = BD 138

Diversos:

L1 = 39 μH
HP de 4 à 8 Ω



para atacar os dois transistores à velocidade de comutação elevada (BD 137/138), que constituem o estágio de saída. Uma das entradas do comparador IC1 está ligada à saída por uma rede RC; o amplificador oscila, portanto, fornecendo um sinal retangular. As duas entradas do comparador são polarizadas à metade do valor de alimentação (U_B) pelo divisor de tensão R3/R4. Quando a saída de IC1 estiver no estado baixo e quando a tensão dos emissores de T1 e T2 atingirem U_B , C3 se carrega através de R7 e a tensão na entrada não inversora aumenta. Quando ela se torna superior à da entrada inversora, a saída de IC1 passa ao estado alto, a tensão dos emissores de T1 e T2 atinge 0 V. Então C3 se descarrega por R7. A tensão na entrada não inversora do amplificador operacional se tornando inferior à tensão na entrada inversora, a saída de IC1 passa novamente ao estado baixo. Temos assim um sinal de saída retangular. Sua frequência é determinada por R7 e C3 (para os valores indicados no esquema ele é de 700 kHz).

Desde que Murphy não se misture, o circuito deverá, portanto, oscilar. Resta para modular a largura da amplitude. A tensão da entrada inversora de IC1, utilizada como referência, não fica

constante, mas depende do sinal de áudio. O ponto de basculamento do comparador é igualmente determinado por sua amplitude. Resultado: a largura dos pulsos é constantemente modificada (modulada) pelo sinal de áudio.

Para evitar que o amplificador não se comporte como emissor de rádio, sua saída é filtrada por uma rede LC (L1/C6 e C7/R6).

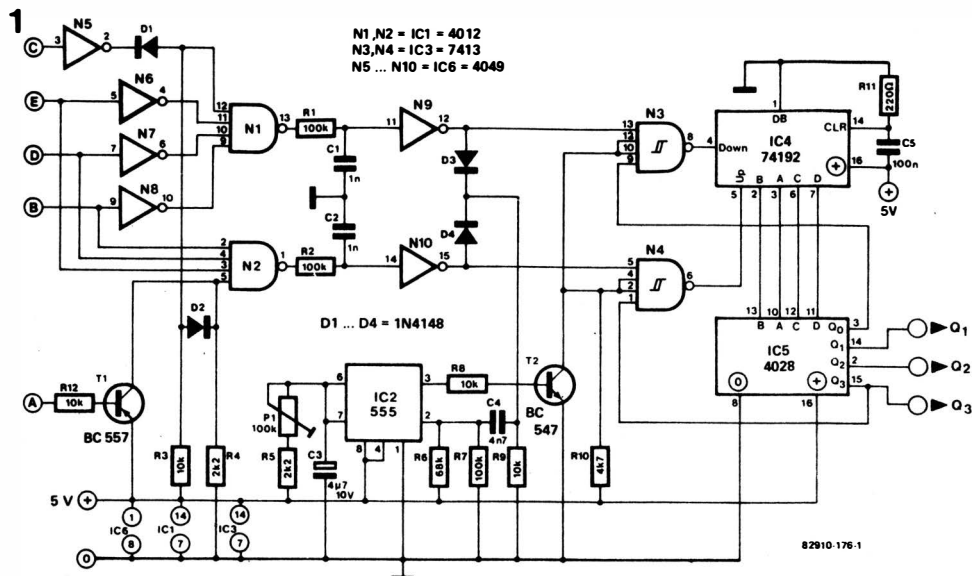
O amplificador fornece uma potência de saída de 1,6 W para uma carga de 8 Ω a 12 V (3 W para uma carga de 4 Ω). Não é necessário esfriar os transistores. O nível de distorção de um circuito tão simples é bastante fácil: menos de 0,32% para a gama 20 Hz – 20 kHz.

O circuito impresso e a implantação dos componentes são dados na figura 2. Eles exigem, por sua vez, pouco tempo e pouco dinheiro. Eis portanto uma boa ocasião para se familiarizar com os amplificadores PWM.

E. Postma

176

Seletor de gama automático



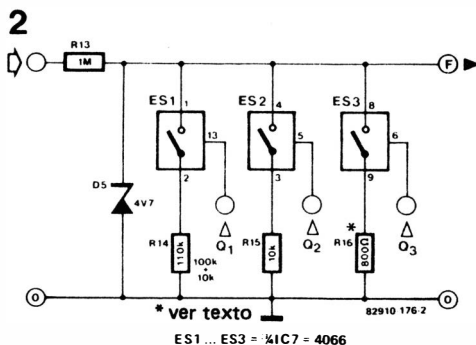
Algumas medidas são facilitadas pela presença de um seletor de gama automático ("autoranging"). Pensemos, por exemplo, em um voltímetro ou em um ohmímetro numérico. O que se espera de um sistema desses é que ele efetue automaticamente o que fariamos manualmente: **variar** o seletor de gama de uma ou várias posições quando a apresentação "cai fora da escala" de um ou vários algarismos, ou quando a grandeza a medir for tão pequena que um ou vários algarismos ficam inutilizados.

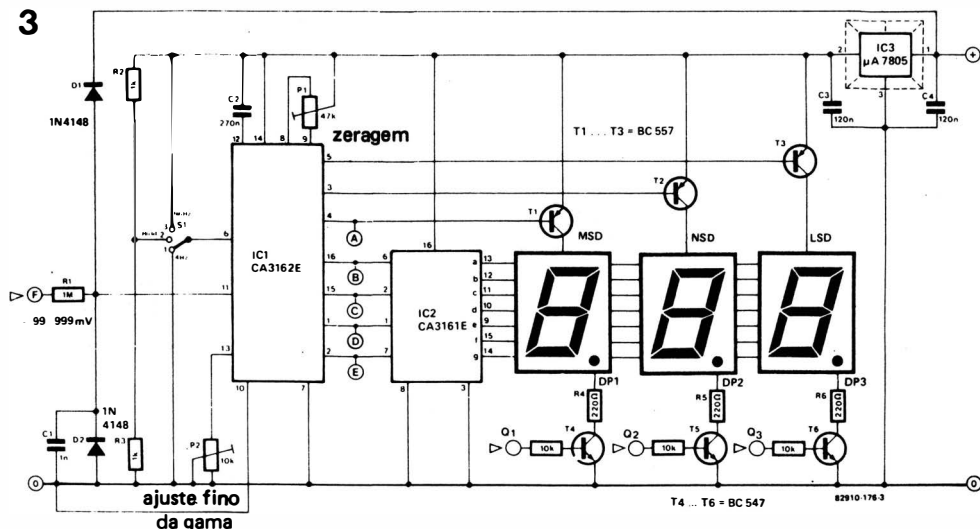
O circuito funciona da seguinte maneira: ele pode comutar no máximo dez dezenas. Os sinais necessários ao funcionamento deste automatismo são derivados das informações "excesso" ("overflow") e "primeiro algarismo = zero". No caso do voltímetro numérico universal, estas informações correspondem às palavras BCD 1011 e 0000, a determinar no momento em que o primeiro algarismo é transmitido pelo multiplexor. O sinal de "strobe" utilizado para este efeito é o sinal de multiplex a 96 Hz, servindo para comando do primeiro algarismo de apresentação, o algarismo mais significativo (MSD).

Quando a condição "primeiro algarismo = zero" é satisfeita, aparece na saída de N1 um sinal de 96 Hz. Quando é a condição de "excesso" que é satisfeita, este trem de pulsos aparece na saída de N2. A presença dos sinais de multi-

plexagem "poluem" um pouco estes sinais; os filtros R1/C1 e R2/C2 fazem, portanto, com que eles se tornem "adequados".

Quando ocorre um ou outro dos casos citados, o circuito IC2 é destravado por meio do OU formado por D3 e D4; isto se produz no momento do flanco descendente do primeiro pulso do trem. IC2 dá também um pulso (pulso de "pausa"), cujo comprimento é regulável com a ajuda do potenciômetro P1. As portas N3 e N4 são bloqueadas durante o período deste pulso. Do trem de pulsos, somente o primeiro chega ao contador/descontador IC4. Somente quando o trem de pulsos se prolongar além





desta pausa é que um segundo pulso poderá ser contado.

O código BCD de IC4 é transformado em código decimal por IC5. Os limites da região de contagem de IC4 podem ser ajustados por um bloqueio conveniente das portas N3 e N4.

A figura 2 representa o esquema do divisor de tensão. A resistência R16 de 800 Ω é consti-

tuída de duas resistências de 680 Ω e 100 Ω em série, sendo os 20 Ω que faltam à resistência interna de ES3. A figura 3 mostra o modo segundo o qual convém ligar as diferentes partes da montagem no voltímetro numérico universal.

J. Borgman

177

Sensigong... um toque de campainha revelador

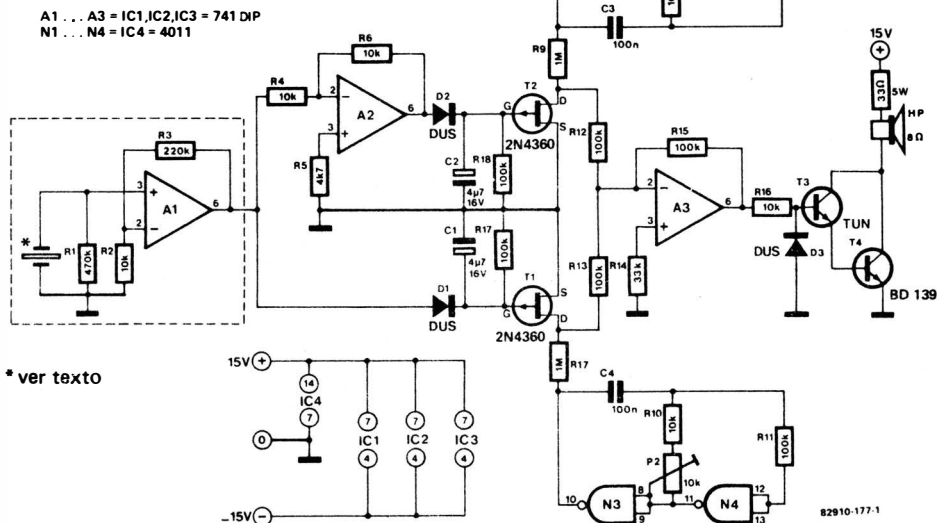
A boa e velha campainha com um sininho na ponta de uma corrente possuía, sobre seus equivalentes eletrônicos modernos, um certo número de vantagens que, atualmente, não são provavelmente consideradas em seu devido valor. Com efeito, ela dava de algum modo uma pré-informação referente ao visitante: não somente ele tocava, mas ele transmitia também a maneira com a qual se tocava: longo, curto ou de maneira intermitente, forte ou docemente. São essas as informações sobre o caráter ou o humor do visitante que as magníficas campainhas de melodias modernas são incapazes de dar.

Se se atribuir verdadeiramente a importância a essas características dos golpes de campainha, apresentam-se duas soluções. A primeira consiste em bisbilhotar nos velhos mercados a fim de conseguir uma campainha antiga. Nisso não vemos nenhum inconveniente, são campainhas maravilhosas que, além do mais, economizam energia. Se se optar somente pela eletrônica,

resta apenas uma solução que consiste em construir esta campainha especial, a única que, como sua ancestral, seja sensível à maneira com que se aperta o botão.

O elemento mais importante deste gongo eletrônico com talentos de psicólogo é o elemento piezelétrico de um transdutor ultra-sonoro. Um elemento desses se deforma quando se lhe aplica uma tensão, ou é a sede de uma tensão quando se o deforma. Quando se utiliza este elemento como botão de campainha, ele dá origem a dois picos de tensão: um, quando se apóia e outro, quando se solta. A grandeza desses picos de tensão é função do vigor do toque da campainha. O tempo que os separa é, também, função do tempo de duração durante o qual o dedo aperta o botão.

É, portanto, fácil construir um gongo simples baseado neste princípio, no qual tanto o intervalo separando as duas tonalidades como o volume do carrilhão são determinados pela



personalidade do tocador. O sinal proveniente do cristal piezo é inicialmente amplificado (A1). Dada a alta impedância do cristal piezo, é preferível montar o amplificador A1 no botão da campainha. A saída de baixa impedância, bem como a alimentação, podem então ser ligadas ao resto da montagem por meio de um cabo de quatro condutores.

Um sinal de saída invertido é, além disso, disponível (A2), se bem que se pode dispor do pulso positivo no início ou no final do toque da campainha. Os sinais dos quais acabamos de falar são utilizados para formar envoltórias, as quais modulam (via T1 e T2) a amplitude de dois osciladores respectivamente encarregados de produzir as duas tonalidades. Esses osciladores são construídos com a ajuda de um único 4011. A frequência dos osciladores é regulável respectivamente com a ajuda de P1 e P2. Um pequeno amplificador simples completa a montagem.

Ainda algumas observações. O amplificador BF

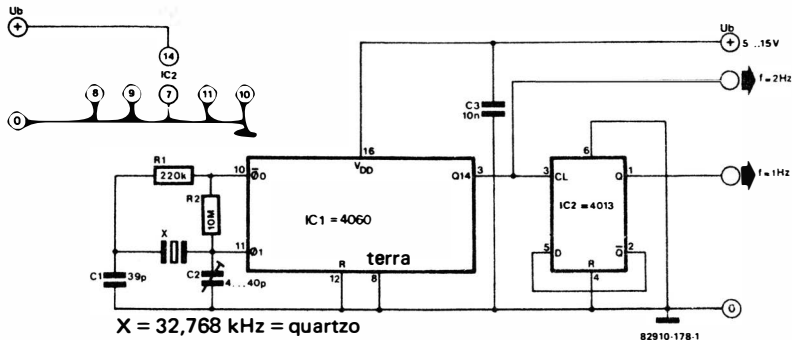
pode perfeitamente ser alimentado à parte; por exemplo, por retificação da tensão fornecida pelo transformador da campainha existente. A alimentação dupla de 15 V deve ser capaz de fornecer alguns mA. Se, após a montagem, perceber-se que o gong soa "dong-ding" ao invés de "ding-dong", basta inverter as conexões do elemento piezelétrico. Este elemento piezo deve inicialmente ser retirado de sua caixa original com muitas precauções, após o que os cabos de ligação são diretamente soldados. O elemento é em seguida protegido das influências externas sendo revestido com resina sintética ou cola de dois componentes.

178

Segundos baratos

Aqueles que assistem aos filmes publicitários terão certamente observado que os cristais (de quartzo) para relógio custam muito menos atualmente. Esses quartzos quase em todos os

casos estão ajustados à frequência de 32,768 kHz e há um bom motivo para isso: é realmente fácil obter um sinal a 1 Hz a partir desta frequência, pois esta nada mais é que uma potên-



$X = 32,768 \text{ kHz} = \text{quartz}$

82910-178-1

cia de dois (2^{15}).

Basta acrescentar que o circuito integrado do tipo 4060 compreende um estágio divisor de 14 bits e um bloco oscilador para que se possa deduzir a sequência. A frequência do oscilador é, portanto, determinada pelo quartzo, que se presta perfeitamente a esta função. Quando se utiliza a relação máxima de divisão ($2^{14} = 16384$) do estágio divisor, obtém-se na saída um sinal de 2 Hz. Aproxima-se do objetivo... Para obter a frequência-padrão servindo de base para a medida dos intervalos de tempo, isto é, um pulso por segundo, basta efetuar uma outra

divisão por dois. Esta tarefa pode ser confiada a uma balsa simples, digamos a metade de uma balsa dupla 4013. Ela fornece assim um sinal de 1 Hz, evoluindo entre 0 V e a tensão de alimentação.

A vida seria bela se não houvesse o problema das tolerâncias sobre os componentes. O quartzo exige uma elaboração e é aí que o ajustável ("trimmer") C2 entra em jogo. Para obter uma precisão absoluta, é necessário dispor de um freqüencímetro. Ligado na presilha 9 de IC1, ele deve indicar 32,768 kHz. Se não indicar, atua-se sobre C2.

179

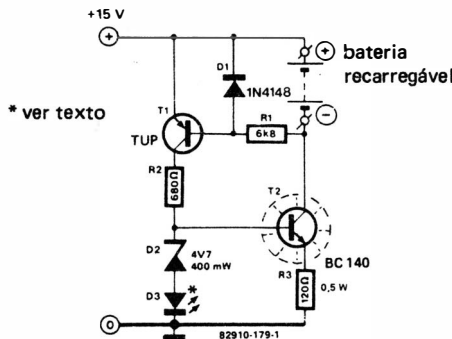
Pequeno carregador de acumuladores protegido

Este pequeno carregador é perfeitamente adaptado à recarga de acumuladores do tipo "crayon". Os carregadores de acumuladores existentes têm todos o seguinte defeito: o acumulador pode ser introduzido de dois modos, no local ou ao inverso (no bom ou no mau

sentido). O carregador que nós propomos aqui não necessita desse cuidado. Os acumuladores que se deseja recarregar somente o são quando forem colocados corretamente no suporte.

Este carregador de acumuladores é constituído por uma fonte de corrente construído em torno de T2, que fornece uma corrente de carga de aproximadamente 50 mA. O funcionamento desta fonte pode ser considerado como conhecido. O diodo zener e o LED mantêm constante a tensão de base de T2 e, portanto, a tensão nos bornes de R3 (tensão de zener + tensão presente no LED - tensão base-emissor de T2). A corrente que percorre R2 é, deste modo, mantida constante. Todo acumulador colocado no circuito do coletor de T2 será, portanto, carregado por uma corrente constante.

O circuito de proteção é constituído de T1, D1 e R1. Quando se coloca um acumulador no sentido correto, o transistor T1 é colocado em condução pela tensão presente nos bornes do



acumulador (descarregado). Isso provoca a excitação da fonte de corrente e o acendimento do LED como testemunho da carga do acumulador.

Quando o acumulador é mal colocado, o LED não acende, o que significa que convém virá-lo. O circuito pode garantir a carga de 1 a 4 baterias Ni-Cad de tipo "crayon". É preciso cuidado ao dispor todos os acumuladores em série no sentido correto, pois, por pior que seja, a montagem está na impossibilidade de detectar um acumulador mal polarizado escondido entre os outros.

A alimentação é constituída simplesmente de um pequeno transformador de 12 V, de um retificador em ponte e de um condensador eletrolítico; isso permite manter tudo em dimensões restritas.

A montagem somente funciona corretamente quando os acumuladores não estão inteiramente descarregados; é preciso, com efeito, que a tensão residual nos bornes do acumulador seja de 1 V, aproximadamente, para autorizar a entrada em condução de T1.

180

Frequêncímetro BF

Se um frequêncímetro somente lhe interessa para o domínio de áudio, um modelo do comércio será muito bom, mas será necessário que você utilize somente uma pequena parte de suas possibilidades. O pequeno circuito aqui descrito serve para converter um multímetro comum de 10 k Ω /V em um frequêncímetro BF.

Começa-se amplificando o sinal de entrada pelo transistor T1 (que tem um ganho de aproximadamente 40) e apresenta-se agora ao trigger de Schmitt N4. Este converte o sinal em uma forma retangular e seu flanco negativo é utilizado para destravar o mono-estável construído em torno de N1 e N2. Em seguida, a saída é invertida por N3 e conduzida ao multímetro no calibre de 2 V alternados.

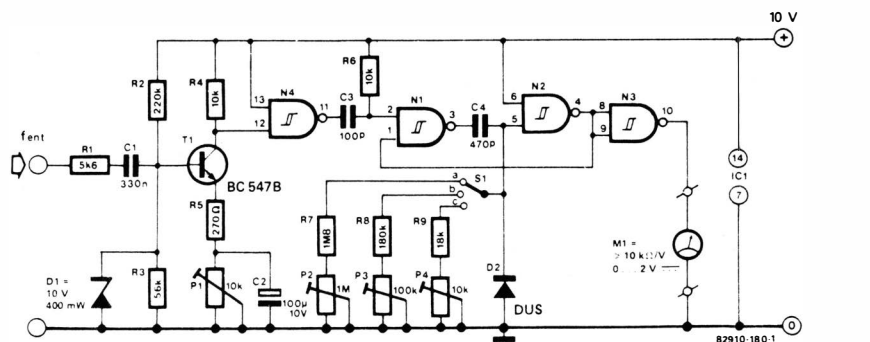
As três gamas de medida do frequêncímetro são selecionadas por S1. Elas cobrem as gamas de 200 Hz, 2 kHz e 20 kHz e são ajustadas pelos três potenciômetros P2, P3 e P4 com a ajuda de um gerador calibrado.

A sensibilidade máxima pode ser ajustada com

a ajuda de P1. Este ajustável faz variar a corrente do emissor de T1 e, por conseguinte, a tensão de entrada de N4. Quando esta tensão é centrada entre os dois limites de destravamento, a sensibilidade é máxima.

A entrada suporta tensões até 50 V pico-a-pico. Para tensões de entrada inferiores a 14 V pico-a-pico, a impedância de entrada é de aproximadamente 25 k Ω . Com tensões de entrada superiores, D1 se torna condutor e a impedância de entrada baixa até aproximadamente 5 k Ω .

A precisão desta montagem sendo superior a 2%, a precisão total do frequêncímetro dependerá principalmente do indicador utilizado.



S1 a : $f_{entmax} = 200 \text{ Hz} - 1 \text{ V}/100 \text{ Hz}$

S1 b : $f_{entmax} = 2 \text{ kHz} - 1 \text{ V}/1 \text{ kHz}$

S1 c : $f_{entmax} = 20 \text{ kHz} - 1 \text{ V}/10 \text{ kHz}$

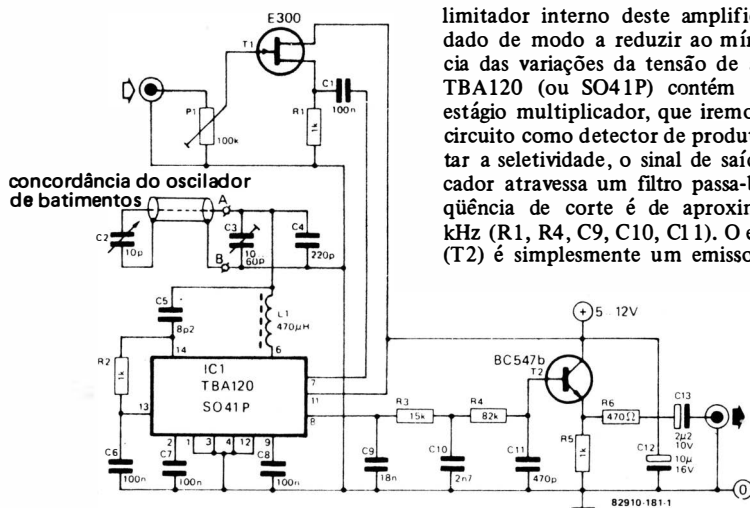
$20 \text{ Hz} \leq f_{ent} \leq 20 \text{ kHz}$

$U_{entmin} = 100 \text{ mV}$

N1...N4 = IC1 = 4093 B

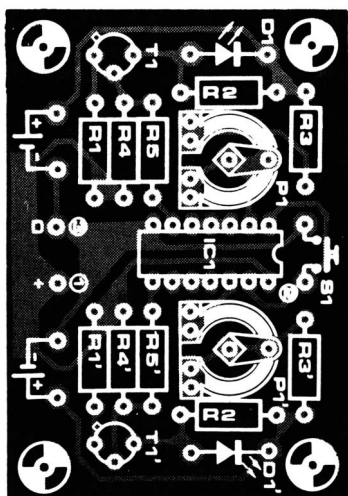
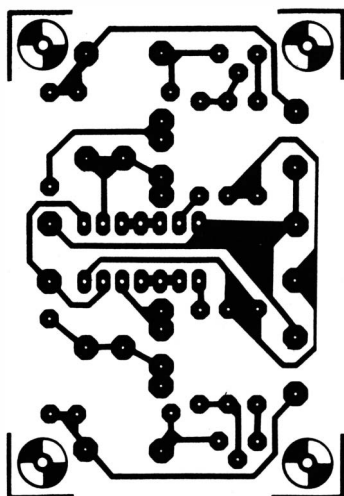
Entre os melhores receptores de rádio portáteis, vários são dotados de numerosas gamas de ondas curtas e sua estabilidade é suficiente para receber a BLU (Faixa Lateral Única). Entretanto, falta-lhes o indispensável detector BLU e, além do mais, sua seletividade é muito frequentemente insuficiente. Se se deseja a recepção de ondas curtas moduladas em BLU, é preciso prever a adaptação de um circuito de extensão especial.

1



No circuito representado abaixo, o estágio de entrada utiliza um FET (T1), de modo que sua impedância de entrada seja suficientemente elevada para poder conectar o adaptador e praticamente qualquer amplificador de FI existente. O amplificador-limitador do circuito integrado IC1 serve como oscilador; o ganho elevado deste amplificador permite que se carregue apenas fracamente o circuito respectivo (L1, C2, C3, C4), o que permite obter um oscilador de alta estabilidade. Além do mais, o estágio limitador interno deste amplificador foi estudado de modo a reduzir ao mínimo a influência das variações da tensão de alimentação. O TBA120 (ou SO41P) contém igualmente um estágio multiplicador, que iremos utilizar neste circuito como detector de produto. Para aumentar a seletividade, o sinal de saída deste codificador atravessa um filtro passa-baixas cuja frequência de corte é de aproximadamente 3,4 kHz (R1, R4, C9, C10, C11). O estágio de saída (T2) é simplesmente um emissor seguidor; ele

2



pode atacar diretamente qualquer ouvinte.

O processo de alinhamento é relativamente simples:

- regular C2 no meio curso;
- com a ajuda de C3, regular a frequência do oscilador na frequência intermediária (FI) de origem (455 kHz). Se se dispuser de um freqüencímetro, pode-se utilizá-lo para efetuar esta regulagem; na falta dele, regular o receptor com um sinal de modulação de amplitude normal, e em seguida regular C3 para obter uma batida nula. C2 permite, então, fazer variar a frequência de ± 3 kHz reverso da frequência central;
- sintonizar o receptor em uma estação BLU potente e regular PI de modo a não revelar, de ouvido, nenhuma distorção do sinal de saída.

O circuito impresso deverá ser montado em uma caixa metálica blindada. Pode-se utilizar na entrada um conector BNC, verificar se ele estabelece um bom contato com o chassi, sobretudo se se o utiliza em uma caixa de alumínio.

O único comando a ligar à caixa é o condensador variável C2, que permite regular a frequência do oscilador de batidas (BFO). Este condensador poderá ser ligado ao circuito impresso com um cabo blindado. O valor exato de C3 não é crítico, desde que seu ponto de regulagem (ou variação de capacidade) seja de aproximadamente 10 pF. Se somente se dispuser de um condensador variável de valor muito alto, pode-se sempre ou retirar algumas placas para levá-lo em torno de valor correto, ou acrescentar um pequeno condensador em série.

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2, R5 = 1 k

R3 = 15 k

R4 = 82 k

P1 = 100 k ajustável

Condensadores:

C1, C6, C7, C8 = 100 n

C2 = 10 p variável

C3 = 10...60 p ajustável

C4 = 220 p

C5 = 8p2

C9 = 18 n

C10 = 2n7

C11 = 470 p

C12 = 10 μ /16 V

C13 = 2 μ 2/16 V

Semicondutores::

T1 = E300

T2 = BC 547B

IC1 = TBA120, SO41P

Diversos:

L1 = 470 μ H

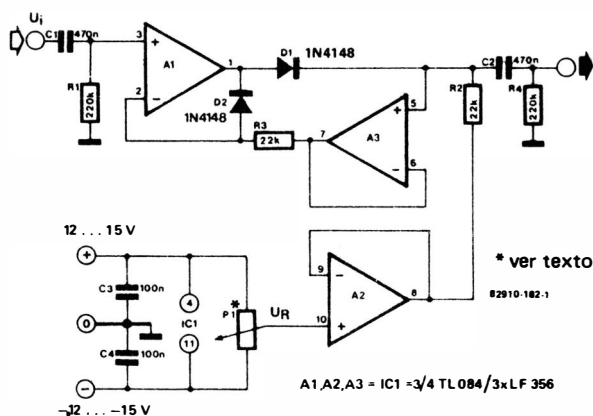
A conexão ao receptor deverá ser feita por um cabo co-axial cujo comprimento não pode ultrapassar 1 m. Este cabo será ligado ao último estágio FI do receptor, através de um condensador de 10 pF que se deverá montar o mais próximo possível do estágio FI em questão. Naturalmente, esta ligação vai desregular ligeiramente o último estágio FI, para o qual será preciso retomar novamente a regulagem.

182

Lupa eletrônica

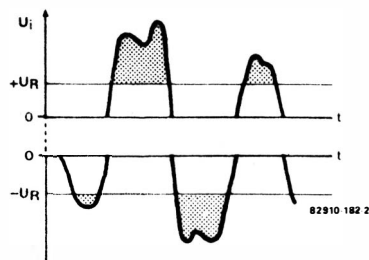
A retificação consiste geralmente em suprimir a alternância negativa (na retificação positiva) ou a alternância positiva (na retificação negativa) da tensão alternada. A referência da tensão resultante se torna 0 volt. Entretanto, o nível de referência pode ser fixado em qualquer nível positivo ou negativo, conforme sua vontade. Chega-se a isso retirando tudo o que está acima ou abaixo do nível de referência. Um exemplo é dado no circuito da figura 1. Trata-se de um retificador de precisão que deixa intacto o sinal de entrada U_i , desde que ele ultrapasse a tensão de referência + U_R (figura 2).

A retificação negativa também é possível (figura 2). Basta simplesmente mudar a polaridade dos diodos D1 e D2. A tensão de referência pode ser pré-regulada, por meio do potenciômetro P1. O circuito funciona com uma boa precisão para frequências até 20 kHz. O que fazer com este dispositivo? Executar uma lupa eletrônica! Suponhamos que tenhamos que examinar com detalhe uma parte muito pequena de um sinal alternado em um osciloscópio. Se se aumentar o ganho do osciloscópio, dilatar-se-á efetivamente a zona em questão, mas, sem falar de uma saturação sempre possível, a gama



A1, A2, A3 = IC1 = 3/4 TL084/3xLF 356

2



de defasagem em contínuo pode ser insuficiente para fornecer uma vista suficientemente nítida e detalhada.

Por que, portanto, não aplicar somente a parte do sinal desejado no osciloscópio? Se se quiser examinar a estabilidade em amplitude de um oscilador, utiliza-se um retificador positivo cuja tensão de referência é regulada a um nível imediatamente inferior ao valor de pico do sinal. Para observar esses extremos em valor negativo, é preciso um retificador negativo. Para dilatar uma zona situada em um nível qualquer entre os dois extremos, monta-se em série um retificador positivo e um retificador negativo.

O valor de P1 pode variar entre 1 kΩ e 1 MΩ. É importante que a tensão de referência seja

suficientemente precisa e estável. Se for necessário, pode-se considerar para P1 um potenciômetro multivolts.

183

Impedancímetro

Com esta montagem, é possível medir facilmente os condensadores e as indutâncias. Quando se mede uma indutância (S2 na posição a), a corrente que a atravessa é interrompida periodicamente, de maneira a controlar a tensão de auto-indução. Para isso, um sinal quadrado, escolhido entre seis frequências possíveis (N1...N6), é aplicado à base do transistor T1 (por meio do comutador S1) e sua corrente de coletor segue as mesmas variações. A tensão de auto-indução é dada pela fórmula:

$$U = \frac{-L \Delta I}{\Delta t},$$

em que L é a indutância,

ΔI é a variação de I, e

Δt é a duração desta variação.

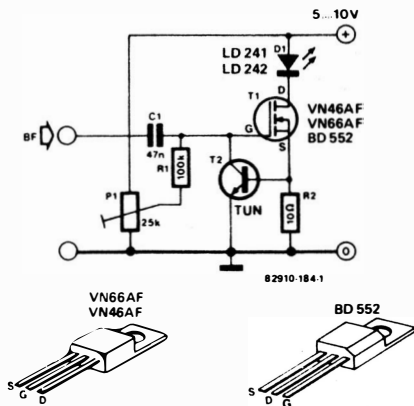
A tensão de auto-indução depende somente da indutância a medir. O valor médio desta tensão é:

$$U_{\text{moy.}} = L \cdot I_c \cdot f,$$

onde I_c é a corrente média do coletor, e

f é a frequência da tensão de medida.

Esta tensão média permite medir a auto-indução. A escala é linear pois a tensão medida é proporcional à indutância (I_c e f constantes). Demonstra-se igualmente que a corrente média



saída de uma grande linearidade, basta aplicar um sinal de baixa frequência à grade e inserir um LED emissor de infravermelhos na conexão do dreno. A intensidade da irradiação infravermelha emitida pelo LED variará, portanto, em função da tensão de baixa frequência em seus bornes, e é assim que é feito o emissor. A

fim de aumentar o tempo de duração da vida do LED, adicionou-se o transistor destinado a limitar a corrente de dreno máxima do FET a aproximadamente 60 mA. Se a corrente tiver que crescer exageradamente, a tensão nos bornes de R2 se elevará ao ponto de o transistor T2 passar à saturação, e que a grade do FET será ligada à massa.

O sinal de modulação de baixa frequência aplicado deve ser de aproximadamente 250 mV_{eff} para que o emissor funcione à plena potência. O potenciômetro P1 é previamente ajustado à tensão de entrada curto-circuitada, de modo que a tensão medida nos bornes de R2 seja de 0,3 V (corrente de dreno de 30 mA).

O tipo de VFET ou de LED utilizado é praticamente sem incidência, razão pela qual o esquema sinótico faz referência a diferentes modelos. No caso de uma insuficiência de potência emitida, é possível conectar em série vários LEDs, conforme as necessidades.

(Aplicado pela ITT)

185

Receptor de infravermelhos

Um emissor não pode ser concebido sem receptor, impondo-se, portanto, que o artigo precedente seja completado pela descrição de um receptor a infravermelho cuja simplicidade decorre também do emprego de um VFET.

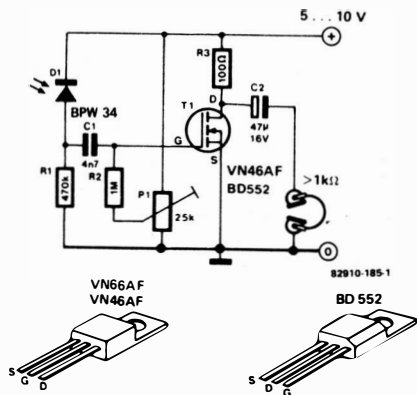
A irradiação infravermelha incidindo sobre o diodo captador (no caso presente, um BPW34; mas qualquer outro tipo pode convir) determina uma variação de tensão nos bornes de R1 e esta, aplicada à grade do VFET, provoca a evolução da corrente de drenagem em função

da modulação da irradiação infravermelha captada, que é possível ouvir graças a um fone de ouvido.

Bem-entendido, uma simplicidade de execução dessas não é sem contrapartida. Por exemplo, se lâmpadas incandescentes forem acesas na proximidade, elas se manifestarão sob a forma de um ronco. Ele não impede que, em um ambiente calmo, se obtenha uma boa recepção a uma distância de alguns metros, que é fácil de aumentar recorrendo-se a lentes e outros acessórios ópticos. De fato, se o amador dispõe de alguns LEDs e de um fotodiodo, nada se opõe à construção de um conjunto emissor-receptor tal como descrevemos. Bastam alguns instantes para que ele funcione verdadeiramente e permita toda uma série de experiências interessantes.

Ainda uma precisão... Para que o funcionamento seja totalmente satisfatório, será preciso que o potenciômetro P1 seja previamente ajustado para que, quando o fotodiodo estiver completamente isolado da irradiação, a tensão aplicada ao dreno do FET seja exatamente igual à metade da tensão de alimentação.

(Aplicado pela ITT)



186

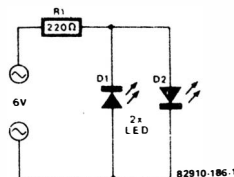
Farol traseiro de longa duração

Faça a pergunta a qualquer motorista, ele lhe responderá certamente que um dos problemas mais perigosos que se encontra à noite nas grandes estradas nacionais vem dos motociclistas. Eles não têm lanternas traseiras, ou então elas estão queimadas. Pode-se dizer a mesma coisa dos ciclistas. Eis um circuito que poderá se encarregar direitinho de tudo isso.

Será difícil fazer um circuito mais simples, compreendendo apenas três componentes. Praticamente, todas as bicicletas e todas as motocicletas utilizam lâmpadas funcionando a 6 volts alternados. É por isso que há dois LEDs. Um conduz durante as alternâncias positivas e o outro, durante as alternâncias negativas. A resistência de 220 Ω limita a corrente a um valor razoável.

Se você quiser se certificar de que sua motocicleta ou sua bicicleta produz 6 volts, não é preciso tomar essa medida com um voltímetro. Existem geralmente picos de tensão de 30 volts ou mais. O único modo de determinar se o circuito vai funcionar consiste em verificar as lâmpadas de iluminação em serviço.

O protótipo foi executado a partir de uma lâmpada defeituosa. O vidro foi cuidadosamente



solto e depois retirado. As antigas ligações que vão até o filamento serviram de linhas de alimentação. Após haver construído o "circuito" e verificado as conexões e o sentido dos LEDs, preenchemos com epóxi o fundo da lâmpada. Isso consolidou o conjunto, que foi então simplesmente parafusado no suporte existente.

É aconselhável escolher um par de LEDs que forneça uma intensidade luminosa adequada. Alguns LEDs são de tal modo avaros no que se refere a essa luz, que eles teriam mais o aspecto de um prego brilhando.

Esperamos que este dispositivo permita tornar nossas estradas nacionais um pouco mais seguras.

R. Koster

187

Conversor de frequência com um XR 2240

Este circuito integrado permite executar muito simplesmente um conversor de frequência, por exemplo para transformar um sinal de frequência de 50 Hz em um sinal de frequência de 60 Hz. Esta transformação poderia fazer o trabalho de nossos leitores que querem utilizar circuitos integrados de relógios americanos que são previstos para 60 Hz e que não podem convertê-los em 50 Hz. A fórmula dando a frequência do XR 2240 é a seguinte:

$$f_s = \frac{m}{1 + N} \cdot f_{\text{ent}},$$

na qual:

f_s = frequência de saída,

f_{ent} = frequência de entrada,

m = número inteiro, de modo que $1 \leq m \leq 10$.

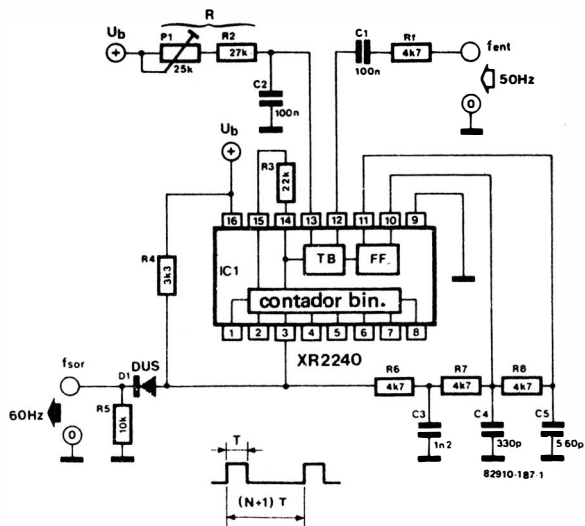
Este número corresponde à relação entre a frequência de entrada e a da base de tempo; ele é

determinado ajustando-se um potenciômetro, N = número inteiro, de modo que $1 \leq N \leq 255$, que se pode escolher ligando um ou vários dos pinos de 1 a 8.

Para $m = 6$ e $N = 4$, $f_s = 60$ Hz se $f_{\text{ent}} = 50$ Hz; enquanto que para $m = 5$ e $N = 5$, $f_s = 50$ Hz se $f_{\text{ent}} = 60$ Hz.

O interior do circuito integrado se compõe de uma balsa FF de comando, de um gerador de base de tempo TB e de um contador binário de oito estágios (binary counter). O gerador de base de tempo produz um sinal cujo período T é determinado pelo produto RC da resistência e do condensador do pino 13.

Nos pinos 1 a 8 aparecem, então, sinais cujos períodos respectivos são T, 2T, 4T, 8T, 16T, 32T, 64T e 128T. Se, por exemplo, ligarmos a resistência de carga de 3k3 às saídas T e 4T (em outras palavras, os pinos 1 e 3), aparecerá



nos bornes desta resistência um sinal de período $T + 4T = 5T$. É o fator "N" da fórmula. Um sinal de destravamento positivo aplicado no pino 12 autoriza a partida do gerador de base de tempo, o funcionamento do contador e coloca a "zero" lógico todas as saídas do contador.

No circuito representado ao lado, em que a frequência de saída deve ser de 60 Hz para uma frequência de entrada de 50 Hz, é preciso ajustar a frequência do gerador de base de tempo na harmônica seis de 50 Hz, isto é 300 Hz ($m = 6$), com a ajuda de um potenciômetro ajustável.

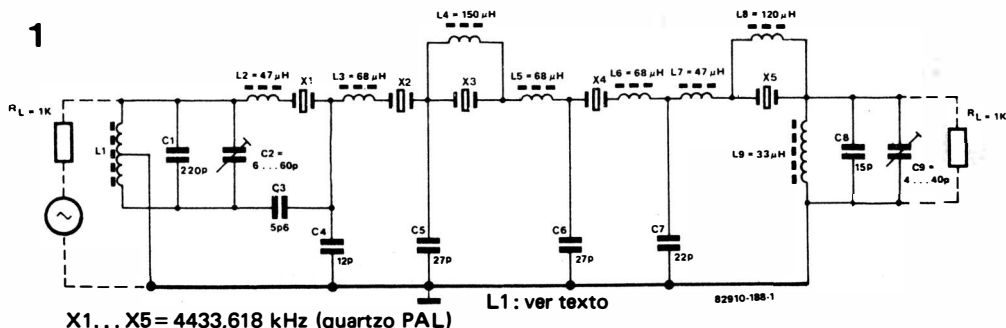
Se se ligar o pino 3 (4T), resulta $N = 4$. Este circuito funciona corretamente para uma tensão de alimentação de 9 V (ele funcionará sempre entre 4 e 15 V). A corrente consumida é de aproximadamente 8 mA. O sinal de sincronização (sinal de entrada) deve ser quadrado com uma amplitude mínima de 3 V. Se a frequência mais elevada com a qual pode funcionar o gerador de base de tempo for realmente superior a 100 kHz, ela é mais rápida na maioria dos casos ($R1 = 1\text{ k}$, $C2 = 7\text{ n}$).

188

Filtro a quartzo 4,4 MHz

Quando se constrói um receptor de tráfego ou um receptor CB (Citizen Band = Faixa do Cidadão), por exemplo, um dos problemas essenciais

que se apresenta é saber como obter a seletividade elevada necessária. Se se mantiver um desvio entre canais de 9 a 10 kHz (radiodifusão

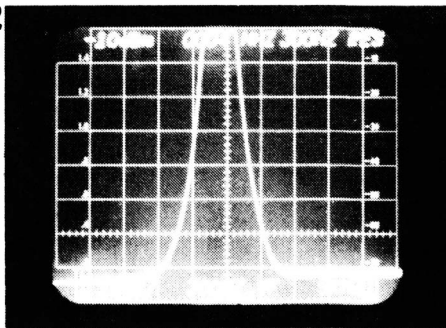


X1... X5 = 4433,618 kHz (quartzo PAL)

em modulação de amplitude e CB), é necessário dispor de um filtro excelente. A vantagem deste dispositivo é que ele recorre a quartzo muito barato. Chama-se quartzo PAL, pois ele é utilizado nos receptores a cores equipados com o sistema PAL; geralmente, pode-se consegui-lo a um preço bastante razoável. O único inconveniente reside no fato de que a execução deverá levar em conta uma frequência de quartzo pouco comum de 4,433618 MHz, no que se refere às frequências intermediárias, mas os resultados são excelentes neste domínio.

O esquema sinótico mostra que se trata de um filtro "recorrente" agrupando um total de 5 quartzos. Em geral, uma disposição dessas é a de um filtro passa-baixos cujas características de faixa passante são assimétricas. A foto ilustrando este artigo mostra que, ao contrário, a faixa obtida é extremamente simétrica, devido a algumas astúcias de concepção. A faixa passante a 6 dB é de 5,2 kHz e os picos -60 dB estão a 12,4 kHz. De todas as bobinas da montagem, somente L1 será feita à mão. Ela compreende 15 espiras de fio de cobre esmaltado de 0,4 mm de seção, bobinados em dobro em um toro (T50-2 Amidon).

2



As bobinas L2... L9 podem ser adquiridas prontas na montagem e o tempo economizado por isso será destinado à construção muito cuidadosa do filtro, o que é muito importante quando se trata de circuitos HF. No caso, por exemplo, é indispensável isolar as diferentes seções de filtragem por meio de divisões metálicas. E, em seguida, é aterrar as caixas dos quartzos.

189

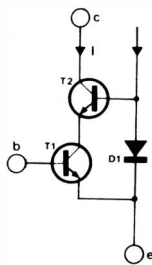
É um fenômeno conhecido (ver figura 1) que a conexão em série de dois transistores ou mais cria um novo transistor, cujas características são melhores que as de cada um dos transistores tomados separadamente.

Isso exige uma reação muito leve do ponto c sobre o ponto b e uma impedância de coletor mais elevada, portanto uma fonte de corrente quase ideal em c. Na versão a transistores bipolares da figura 1, a tensão de base de T2 com relação ao emissor de T1 deve ser no mínimo de 0,6 V (D1 da figura 1).

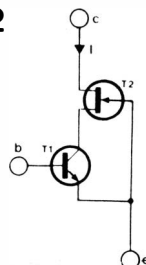
Se T2 for substituído por um FET canal N, a tensão de polarização do cascode é mais fácil de regular (ver figura 2). No que se refere ao

Híbrido cascode

1



2



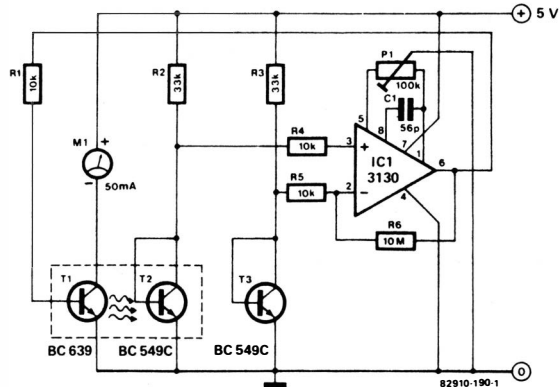
tempo de comutação (isto é, ao tempo entre a variação de V_{be} e a variação de I), as duas versões são de igual qualidade.

190

Esta montagem resulta da seguinte constatação: uma massa de ar em movimento resfria qualquer objeto que é mais quente que o ambiente

Anemômetro

em que ele se acha colocado. No nosso caso, o objeto que é resfriado é um transistor (T2) ligado como diodo. A fim de o tornar mais quente



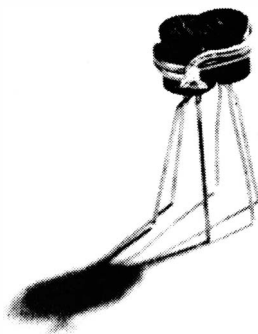
que o ar ambiente, liga-se-o termicamente a um transistor (T1), no qual circula permanentemente uma corrente. Deduz-se a velocidade do vento por comparação com a tensão nos bornes do diodo, que está frio, e a tensão nos bornes de um diodo de referência (T3).

Essas duas tensões atacam respectivamente a entrada não-inversora e a entrada inversora de um amplificador operacional. Este amplificador, cujo ganho foi ajustado em 1000, deixa passar, por meio da resistência R1, uma corrente de base em direção ao transistor de aquecimento. Quando o vento resfria o diodo, a tensão de fuga desse diodo aumenta ($-2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$); daí resulta um aumento de tensão na entrada não-inversora do amplificador operacional. Por conseguinte, a tensão de saída do amplificador operacional aumenta, e o mesmo acontece com a corrente de base do transistor de aquecimento. Este último dissipa, portanto, mais calor. O amplificador operacional procura então compensar a queda de temperatura, o que leva a um aumento da corrente de coletor do transistor T1.

Obtém-se uma maior sensibilidade fornecendo ao diodo T2 uma temperatura superior de aproximadamente 5°C à do ar ambiente. Chega-se a ela retocando a regulagem do potenciômetro P1 e o galvanômetro acusa então um ligeiro desvio. Este desvio (por exemplo, igual a 5 mA) corresponderá a uma velocidade de vento nula. Pode-se assim verificar que a moni-

tagem funciona corretamente. É preciso escolher o valor da resistência R1 de modo que a intensidade circulando no transistor T1 não seja excessiva.

O transistor T1 será um BC639; é igualmente possível dirigir sua escolha a um BC 547. Se este for o escolhido, a corrente de coletor máxima será então de 100 mA. Se chegar a ocorrer problemas de oscilação, será necessário reduzir o ganho do amplificador operacional. Pode-se fazê-lo aumentando o valor da resistência R5. A fotografia mostra uma execução do anemômetro. Os dois transistores foram montados cabeça-ponta um contra o outro, após ter revestido o vértice de cada caixa com uma pasta termocondutora.



191

Testador de 555

O circuito integrado temporizador 555, que se adapta facilmente a numerosas situações, implanta-se habitualmente em uma ampla gama

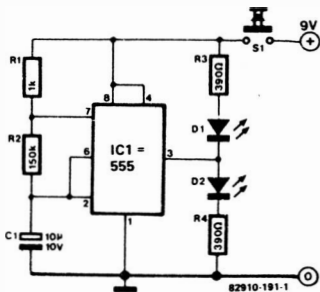
de circuitos. Como ele se revelou um pequeno dispositivo particularmente útil, tornou-se popular nesses últimos anos.

Se bem que o 555 seja geralmente confiável, podem-se produzir panes. O circuito aqui descrito fornece um método simples e eficaz para testar os que são suspeitos.

O temporizador a testar, IC1, é ligado como multivibrador estável. Quando se fecha o contato apertando o botão "teste" (S1), o condensador C1 começa a se carregar através das resistências R1 e R2. Uma vez que a tensão nos bornes deste condensador atinja o nível de destravamento, a bástula interna funciona e o pino 7 passa ao nível lógico baixo para descarregar C1. A bástula é novamente zerada quando a tensão nos bornes de C1 atinge a tensão de soleira do circuito integrado. Este faz passar o pino 7 ao nível lógico alto e o ciclo retoma a carga do condensador. A saída (pino 3) é ligada a um par de diodos eletroluminescentes. Quando ela está no estado alto, o diodo eletroluminescente D2 se acende e D1 se apaga. Os diodos eletroluminescentes vão se acender e se apagar alternadamente se, certamente, o circuito integrado estiver em bom estado.

Para os leitores que tiverem em vista uma outra utilização do circuito e que quiserem modificar sua frequência, o ritmo de acendimento dos diodos eletroluminescentes é determinado pelos valores de R1, R2 e C1. A frequência de oscilação pode ser calculada por meio da relação:

$$f = \frac{1,44}{(R1 + 2 \cdot R2) \cdot C1}$$



Se, como é o nosso caso, o valor de R2 for muito maior do que o de R1, obtém-se a relação aproximada:

$$f \approx \frac{0,72}{R2 \cdot C1}$$

Com os valores indicados no esquema, a frequência é da ordem de 0,5 Hz.

Pode-se tornar o testador muito compacto soldando todos os componentes diretamente no suporte de circuito integrado, que será previamente fixado na face superior da caixa considerada. Podem-se montar também os componentes em um pequeno pedaço de placa de experiências (Veroboard ou similar). O consumo de corrente é muito baixo e pode-se alimentar a montagem com uma simples pilha de 9 V.

192

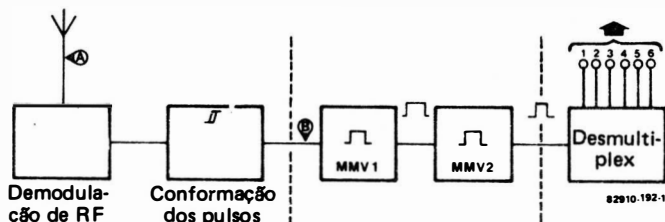
Telecomando protegido

Os parasitas devidos a interferências constituem um incômodo para os receptores de telecomando. Pior ainda, eles podem ser fatais se se tratar de um modelo reduzido de avião telecomandado. . . Pode-se executar um circuito de proteção bastante eficaz com a ajuda de dois simples multivibradores mono-estáveis. A figura 1 ilustra o princípio de base, sob forma de sinótico; a figura 2 dá o esquema completo correspondente

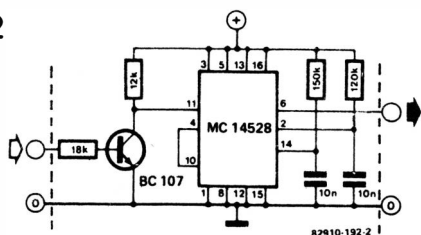
a um sistema comercial corrente. O circuito se coloca na saída do receptor ("RF + demodulador"), entre o reformador de pulsos ("pulse shapper") e o registro de defasagem ("demultiplexer").

Em um sistema normal, interferências cujo nível é somente de 10 a 30% do do sinal útil são suficientes para perturbar completamente o funcionamento do sistema a servo. A "susceptibi-

1



2



lidade às interferências” de um dado receptor depende, em uma ligeira medida, de sua velocidade de resposta. Quanto mais rapidamente ele reage, mais ele tende a se embalar. Em geral, o fim da “descarga” do emissor é o período mais sensível. Como mostra a figura 3, os picos de interferência que aparecem após a extinção do emissor têm tendência a prolongar o tempo de duração do sinal de saída do circuito de entrada em forma, como MMV1 na figura 1. Mas MMV2 na figura 2 não é do tipo “redes-travável” (“retriggerable”): ele gera um breve pulso, seguido de um “tempo morto” conside-rável.

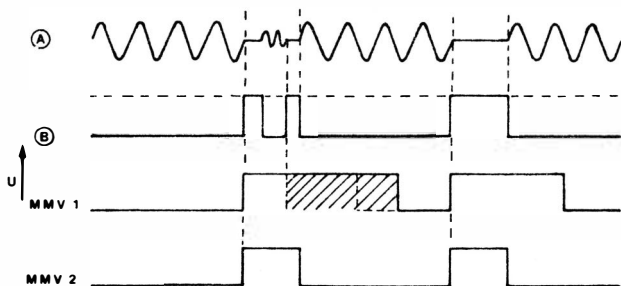
Este segundo mono-estável é destravado por cada flanco positivo do primeiro MMV, de

modo que ele “reconstrói” o sinal de comando de origem, ignorando qualquer parasita que se produza após a extinção do emissor! Se a inter-ferência se prolongar, MMV1 permanece des-travado; ele não gera mais nenhum pulso para MMV2, de sorte que não aparece mais pulso de saída. Os servos ficam em sua posição de origem. Notemos que isso não é necessariamen-te ideal, mas é melhor que vê-los partir como pulso de modo errado! O comprimento do pulso de MMV1 deve ser aproximadamente o dobro do do pulso normal do emissor. O com-primento do pulso do segundo MMV é menos crítico; um valor qualquer compreendido entre 0,2 e 0,5 milissegundos deve fazer o serviço.

O circuito descrito na figura 2 é um exemplo típico de aplicação deste princípio. Todavia, os valores dos componentes variarão de um sistema para outro. Somente poderemos dar uma “receita” definitiva quando os fabricantes tiverem padronizado seus produtos! Entretanto, o princípio permanece válido para todos os sistemas de telecomando semelhantes que utili-zam a modulação de amplitude.

A. Stampfl

3



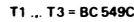
193

Caça-níqueis

Para a maioria entre nós, é fácil gastar dinheiro: basta possuir um carro! Muitas outras pessoas jogam em jogos onde as chances de ganhar são bastante reduzidas, com aparelhos que fazem todos a mesma coisa: acabar com seu dinheiro. Um certo número de cilindros giratórios provo-cam na vítima um êxtase hipnótico, que a leva a fazer somente dois movimentos: introduzir com a mão esquerda moedas e com a mão direi-ta puxar uma alavanca. Para isso, somente se conhece um remédio infalível: ter os bolsos

vazios, todos lhe confirmarão, tanto o que jogou antes como o que vai jogar depois de você. Com esta montagem, é possível tentar sua sorte ao longo de todo o dia, sem escorre-gar uma só moeda. Nós até suprimimos a dor muito familiar que se poderia sentir no braço direito.

O caça-níqueis compreende no total 27 LEDs distribuídos em três fileiras horizontais de nove. É preferível dispor as fileiras umas abaixo das outras e enumerar os LEDs de cada fila de 1



82910.193.1



a 9. Quando se toca a placa sensível, os LEDs começam a “desfilar” seqüencialmente nas três fileiras. Quando se solta esta placa, fica somente um LED aceso, ao acaso, em cada fileira. Se os LEDs acesos tiverem todos os três o mesmo número, um buzzer anunciará que você ganhou. Se bem que o esquema do circuito possa parecer muito complexo, seu funcionamento é particularmente simples. Se o interruptor de contato sensível (S1) for ativado, os transistores T1, T2 e T3 autorizam o funcionamento de três osciladores construídos em torno das portas N2/N3, N5/N6 e N8/N9; esses osciladores geram três sinais horários destinados aos três contadores decimais (IC2, IC2', IC2''), do tipo 4017. As saídas 0...9 desses contadores passarão, então, uma após a outra ao estado alto. Malgrado a representação do esquema tenha sido simplificada, cada saída (exceto a saída 9, que serve de recolocação a zero) está ligada a uma combinação buffer/resistência em série/LED, como as combinações N10/R8/D1, N11/R9/D2 e N12/R10/D3. Assim, vemos três filei-

ras de LEDs que acendem continuamente até que se solte o interruptor de contato sensível. Quando se solta o interruptor, os osciladores funcionam ainda durante um certo tempo antes de parar. Este tempo depende da rede RC situada no coletor de cada transistor. Para cada contador uma única saída ficará no estado alto e, portanto, somente um LED ficará aceso. Se por acaso três LEDs tendo o mesmo número ficarem acesos, o circuito comparador construído em torno dos circuitos integrados IC4, IC4', IC4'', IC5 e IC6 detectará esta situação, o que levará à saturação do transistor T4. Nesse momento, o oscilador construído em torno do circuito integrado IC7 começará a funcionar e fará “gemitos” o buzzer, por meio do transistor T5.

B. Jouet

194

Pré-amplificador estéreo por célula MD

O circuito integrado considerado para este pré-amplificador por célula magnetodinâmica é o LM 387 da National. É um circuito integrado de oito pinos, facilmente disponível, contendo dois amplificadores operacionais de baixo ruído. O esquema de princípio mostra como é simples utilizá-lo para construir um pré-amplificador para célula dinâmica de alta qualidade.

A impedância de entrada tem o valor clássico de 47 k Ω , praticamente determinado pelo valor de R1. Pode-se dar a R1 (de camada metálica) um valor diferente, entre 22 k Ω e 100 k Ω , em função da impedância de saída da célula, para obter uma característica de reprodução linear. Trata-se do mesmo modo a capacidade de saída da célula. Háviamos considerado para C5 o valor médio de 100 pF, mas algumas células (Ortofon, entre outras) exigem um valor um pouco maior.

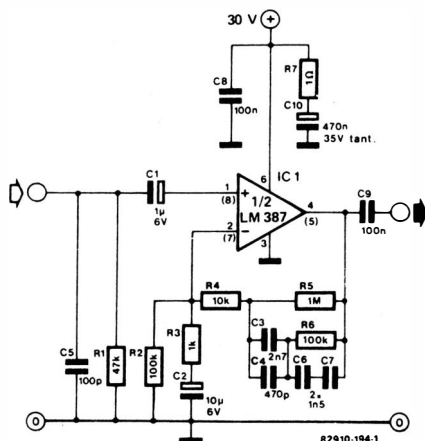
Ligando condensadores em paralelo e em série (C3/C4 e C6/C7, respectivamente), ajustou-se a rede de desacoplamento da compensação em frequência entre a saída e a entrada inversora o mais corretamente possível.

Utilizando componentes de baixa tolerância, aproxima-se da curva RIAA ideal em menos

de 1 dB.

O ganho é fixado em 100 (40 dB). A tensão de saída é suficiente para a maioria dos amplificadores-corretores. A impedância de entrada do amplificador-corretor ligado à saída deverá ser

1



Lista dos componentes

(duas vezes cada, exceto IC1, R7, C8 e C10)

Resistências:

R1 = 47 k (filme metálico)

R2, R6 = 100 k

R3 = 1 k

R4 = 10 k

R5 = 1 M

R7 = 1 Ω

Condensadores:

C1 = 1 μ /6 V

C2 = 10 μ /6 V

C3 = 2n7

C4 = 470 p

C5 = 100 p

C6, C7 = 1n5

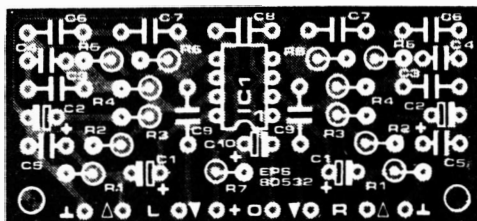
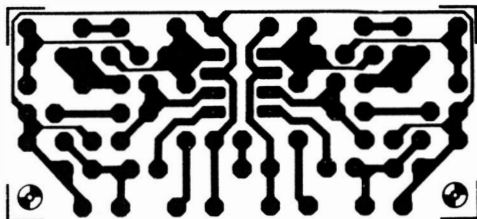
C8, C9 = 100 n

C10 = 0,47 μ /35 V de tântalo

Semicondutor:

IC1 = LM 387

2



de no mínimo 100 k Ω . Se ela for notavelmente mais baixa, o que raramente é o caso, o valor de C9 deverá ser aumentado para evitar perder nos graves. O valor máximo da relação sinal/ruído depende da qualidade dos componentes utilizados; mas, com uma tensão de entrada de 10 mV, ela deverá ser um pouco superior a 80 dB. Se se dobrar tudo o que figura no esquema de princípio, exceto os componentes que servem

desacoplamento (C8, C10, R7), obtém-se um pré-amplificador estéreo para célula dinâmica. Devido ao pequeno tamanho do circuito integrado e ao baixo número de componentes exigidos, pode-se executar uma plaqueta de circuito impresso extremamente compacta e ela achará seu lugar na maioria dos amplificadores-corretores.

195

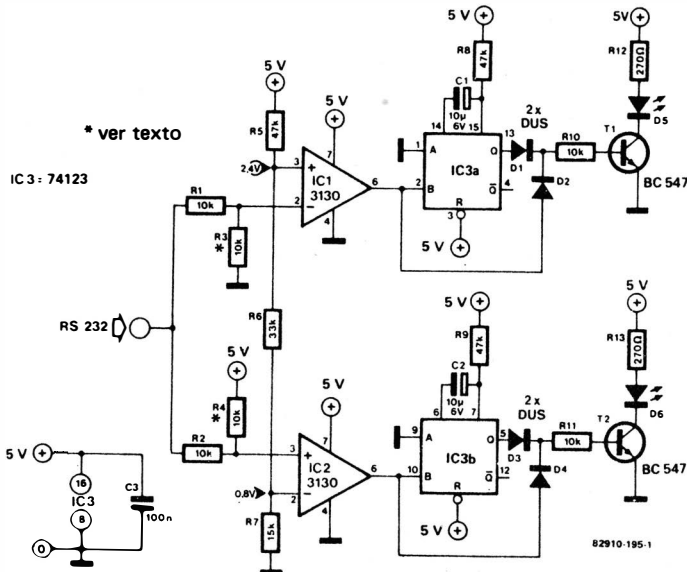
Testador de linha RS 232

O amador pode ligar a seu computador um grande número de periféricos, tais como tela de visualização, teletipo e impressora. Em caso de falha, ele deve se assegurar inicialmente que as tensões adequadas sejam aplicadas à linha de interconexão RS 232. Numerosos utilizadores poderão testemunhar, isso é particularmente fácil somente quando se dispõe de um multímetro. Colocar as pontas de toque no circuito integrado, apertar simultaneamente determinados botões e ler os manuais de instrução do fabricante para se certificar se a brochura é muito incômoda quando se curto-circuita acidentalmente as linhas de alimentação! Será, portanto, aconselhável dispor de um aparelho que controle se as tensões estão ou não presentes e se

elas são corretas. Daí a utilidade desse circuito: inserido no computador, ele permite um controle permanente da linha RS 232.

Pode ser interessante lembrar as normas RS 232: os níveis mínimos são +5 V e -5 V; o que é mais anormal é que o +5 V corresponda a um nível lógico baixo ("0") e que o -5 V corresponda a um nível lógico alto ("1"). Nós trabalhamos em plena lógica negativa.

O circuito é muito simples. Ele se compõe de dois comparadores e dois amplificadores de pulso. O divisor de tensão, constituído de R5... R7, aplica 2,4 V na entrada não-inversora de IC1 e 0,8 V na entrada inversora de IC2. O sinal, atenuado por R1... R4, é aplicado a essas duas entradas. Se se deve testar níveis



TTL, pode-se suprimir R3 e R4. A saída de IC1 passará ao nível lógico alto se aparecer na entrada uma tensão superior a 5 V. Analogamente ocorre para IC2 no caso de uma tensão inferior a aproximadamente -5 V. A saída dos dois comparadores é aplicada a um par de monoestáveis redestraváveis (os ampliadores de pulso) contidos em IC3. Eles fornecem um pulso de duração constante, servindo para saturar T1 e T2, de sorte que os LEDs correspondentes se

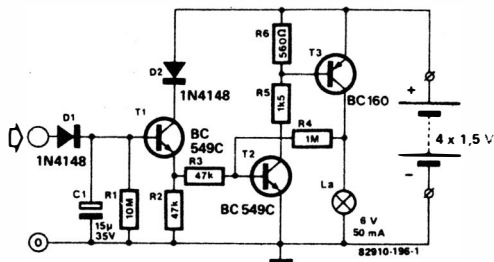
acendem. Assim, por mais curto que seja o pulso de entrada, ele será visível pelo olho humano. A duração do acendimento é determinada pelos valores de R8/C1 e R9/C2. Se o sinal de entrada for relativamente longo, os diodos D2 e D4 garantem o acendimento do LED durante somente o comprimento do pulso de entrada. D5 indica a presença de um pulso positivo, D6 de um pulso negativo. C3 serve no desacoplamento da alimentação para IC3.

196

Lanterna traseira de segurança

Quando se sai de bicicleta, é necessário, às vezes, pedalar no escuro. Isso implica que se deve permitir ao dínamo atritar-se contra o pneu, produzindo assim a energia necessária para fazer funcionar os faróis dianteiro e traseiro. O único inconveniente desse tipo de dispositivo é que os faróis se apagam cada vez que as rodas param de girar, em um sinal vermelho, por exemplo. Toma-se então difícil aos motoristas ver os ciclistas. Até uma simples diminuição da velocidade se traduz por uma iluminação reduzida. O farol traseiro de segurança permitirá ao automobilista divisar os ciclistas, mesmo que eles parem. Ele constitui um complemento muito apreciado do catadióptro traseiro usual.

Uma vez acionado o dínamo, fornecendo uma tensão, os faróis se acendem. A intensidade da iluminação permanece constante, qualquer que



seja a velocidade. Além disso, o farol continua a funcionar mesmo que a bicicleta tenha parado e durante aproximadamente quatro minutos, o que constitui um tempo suficiente para passar os cruzamentos mais congestionados.

Infelizmente, este circuito apresenta uma ligeira imperfeição: ele funciona a pilhas. Bem-entendido, quando elas estão gastas, devem ser substituídas. É reconfortante saber que a utilização de pilhas alcalinas permite ao circuito funcionar durante 35 horas.

O dínamo, que normalmente é ligado diretamente ao farol traseiro, é conectado na entrada do circuito. Se houver uma tensão de entrada, T1 se encontra saturado e por sua vez satura T2 e T3. A lâmpada nesse caso se acende. Quando o ciclista pára e quando o dínamo não fornece mais tensão, T1 continua a conduzir durante

alguns minutos, graças ao condensador C1. O tempo que é preciso para este se descarregar é determinado por R1, e é de aproximadamente quatro minutos para os valores indicados. No fim de um tempo igual a esta constante de tempo, a balsa de Schmitt (T2 e T3) corta a luz. O conjunto do circuito se acha agora em repouso e nenhuma corrente está passando.

Se o circuito for destinado a uma utilização freqüente, é oportuno utilizar 5 acumuladores de níquel-cádmio. Eles podem ser recarregados e utilizados novamente. Com uma capacidade de 500 mA e um farol traseiro de 6 V/50 mA, o tempo de funcionamento é de aproximadamente 10 horas.

197

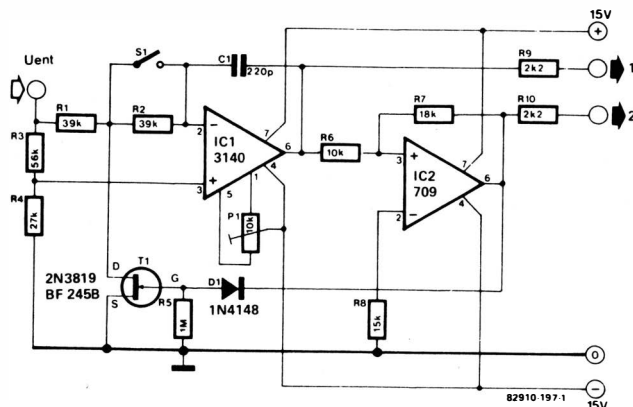
VCO de precisão

Segundo o autor, as características de linearidade e de sincronização (quando se utilizam vários) deste circuito são realmente boas. Quando ele é corretamente regulado, podem-se obter precisões melhores que 0,01%! Além disso, o oscilador comandado sob tensão que apresentamos abaixo pode gerar na solicitação de sinais de forma quadrada, triangular ou em dentes-de-serra. Isso o torna muito útil para os sintetizadores de música ou no domínio das medidas. Neste último domínio, citaremos apenas os geradores de funções de precisão e os conversores tensão-freqüência.

O oscilador se compõe de um integrador (misturador) IC1 e de um trigger de Schmitt, IC2. Quando a saída de IC2 é positiva, (+ 15 V), o

FET (T1) é condutor; ao contrário, quando a tensão de saída é negativa (- 15 V), T1 é bloqueado. T1 funciona, portanto, como um interruptor eletrônico. Quando T1 conduz, circula através de R1 e R2 uma corrente que carrega o condensador C1. Graças à contra-reação efetuada por meio deste condensador, a tensão existente na entrada inversora de IC1 será a mesma que a da entrada não-inversora. Esta última é determinada pelo divisor de tensão R3/R4 e é igual a $1/3 U_{ent}$. A corrente de carga faz subir a tensão nos bornes do condensador e a tensão de saída de IC1 diminui da mesma quantidade.

Produz-se, portanto, a rampa descendente de uma onda de forma triangular. Uma vez que



a tensão de saída atinge o limite inferior do trigger de Schmitt, a saída de IC2 bascula para cima e T1 começa a conduzir. A corrente vai agora circular no sentido oposto e C1 vai se descarregar. Por outro lado, a tensão de saída de IC1 vai subir até que atinja o limite superior do trigger de Schmitt e o ciclo completo pode então recomençar.

Um sinal triangular é disponível na saída 1, enquanto que se acha na saída 2 um sinal quadrado simétrico. Se o interruptor S1 estiver fechado, o condensador vai se descarregar muito rapidamente. Produz-se, então, um sinal em dentes-de-serra descendentes, a uma frequência dupla da da onda triangular original. A segunda saída fornece pulsos muito finos. A amplitude dos sinais triangulares é de $\pm 8,3$ V enquanto que a dos sinais quadrados é de ± 15 V.

Para obter o máximo de precisão, é preciso utilizar resistências de revestimento metálico de 1% (exceto para R5, R9 e R10), e recomenda-se considerar para C1 um condensador cerâmico.

Pode-se calcular a frequência de funcionamento a partir da fórmula seguinte:

$$f = \frac{U_{ent} \cdot R_6}{180 \cdot R_7 \cdot R_2 \cdot C_1} \text{ (Hz)}$$

Com os valores indicados, obter-se-á um fator de conversão de 357 Hz/V. Regula-se o circuito ligando duas entradas de IC1 à massa e ajustando P1 para obter 0 V na saída (pino 6).

A. van Ginneken

198

Filtro passa-baixa para receptor de tráfego

A maioria dos fabricantes de receptores de tráfego estimam que todas as frequências superiores a 3 kHz devem ser eliminadas e não é raro que um aparelho comporte uma série de quatro filtros RC. É evidente que uma queda da resposta em frequência da ordem de 12 dB ou mais às frequências compreendidas entre 2,5 e 3 kHz está longe de ser uma solução ideal. O verdadeiro objetivo do circuito é afastar o ruído de faixa larga sem afetar a faixa passante requerida. Em outras palavras, foi considerado preferível não variar mais que 1 dB a até 2,5 ou 3 kHz, e depois desligar o mais depressa possível.

A configuração descrita neste artigo atinge este objetivo com uma seção única e deve sua existência ao fato de que não havia lugar no circuito impresso para um filtro mais complexo.

O circuito compreende apenas um único circuito integrado e alguns componentes. Se bem que possa parecer que ele seja desacoplado por meio de C5, não é verdadeiramente o caso para

Tabela

Em AM, FI média

$R_0 + R_1 = 22 \text{ k}$

$C_2 = 6 \text{ nF}$

$C_3, C_4 = 10 \text{ n}$

$L_1 = 100 \text{ mH}$

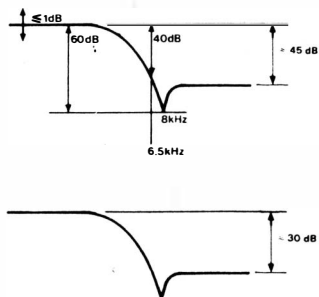
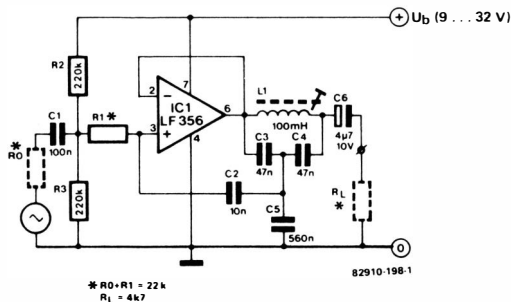
$R_L = 10 \text{ k}$

$C_5 = 33 \text{ n}$

— 6 dB: 6 kHz

pólo de enfraquecimento a — 54 dB: 9 kHz

roncamento: 1 dB



que o circuito de entrada faça parte da montagem em estrela formada por C3, C4 e C5 (princípio do bootstrap). Toko fabrica bobinas de

núcleos pré-ajustáveis, sendo portanto possível fixar a frequência de corte na posição desejada.

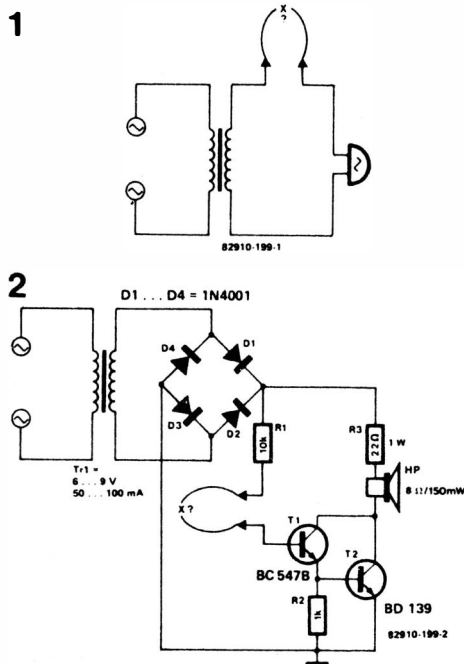
199

Campainha de circuito

É muitas vezes necessário testar conexões elétricas, por exemplo os feixes de cabos, os contatos de um conector e as numerosas interconexões de um circuito impresso. Este teste pode ser efetuado com um ohmímetro, mas é frequentemente impossível olhar ao mesmo tempo o ponteiro e as sondas de teste para certificar-se de que estejam bem colocadas.

Este problema pode ser resolvido construindo um circuito de teste simples, que produz um som quando as conexões estão em curto-circuito e que fica silencioso se o circuito estiver aberto. Existem várias versões deste sistema. A mais simples utiliza um pequeno transformador e uma campainha (figura 1). O inconveniente deste circuito é que a corrente que circula nas conexões é muito elevada e pode-se tornar muito grande para a montagem a testar.

Se se substituir a campainha por um pequeno alto-falante em série com uma resistência adequada, a corrente pode ser limitada a 1 mA (figura 2). Uma retificação de dupla alternância de tensão do secundário do transformador é efetuada pelos diodos D1 a D4 e se obtém um sinal a 100 Hz para o alto-falante. Quando a base de T1 é ligada a R1 (no caso de um curto-circuito), os dois transistores amplificam esse sinal e acionam o alto-falante.

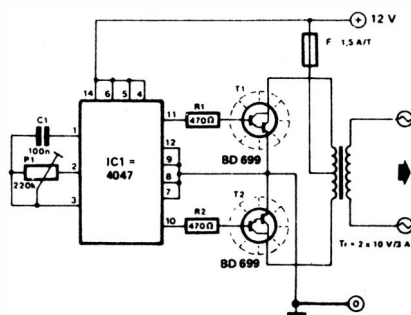


200

Ondulador

O 4047, multivibrador estável/mono-estável de baixa potência, é perfeitamente adequado para formar o coração de um pequeno ondulador simples que transforma uma tensão contínua de 12 V em uma tensão alternada de 220 V.

As tensões quadradas simétricas disponíveis nos bornes Q e $\bar{Q}$ são amplificadas com a ajuda de dois darlington (T1 e T2) e aplicadas ao enrolamento secundário 2 x 10 V (60 VA) de um transformador-setor. A tensão alternada de 220 V pode ser obtida no primário deste. O rendimento do conversor é melhor quando se



utiliza um transformador toroidal. A frequência da tensão alternada obtida pode ser modificada em amplas proporções (50... 400 Hz), fazendo

variar a frequência do estável com a ajuda de um potenciômetro P1.

M. Cafaxe

201

Trêmulo integrado

A maioria dos circuitos geradores do célebre efeito trêmulo (modulação periódica de amplitude) apresenta três inconvenientes principais. Produz-se usualmente a distorção e uma variação da modulação é, às vezes, limitada. O circuito seguinte permite fazer variar a profundidade de modulação de 0% a 100% e funciona praticamente sem distorção. É um modelo estéreo, pois ele possui dois canais e pode simular o efeito Lesley (alto-falantes giratórios).

O circuito de base é muito simples. O TCA 730, IC2, possui um comando eletrônico do volume e do equilíbrio, bem como uma compensação interna de frequência. Normalmente, o equilíbrio e a amplitude são ajustados por potenciômetros lineares. Se se substituírem estes últimos por uma fonte de sinal variável, obtém-se uma modulação periódica do sinal de entrada.

O sinal variável é obtido a partir de um gerador de funções: o XR 2206, IC1. Embora esse circuito possa gerar sinais de forma senoidal, quadrada ou em dentes-de-serra, somente os

sinais senoidais apresentam interesse para esta aplicação.

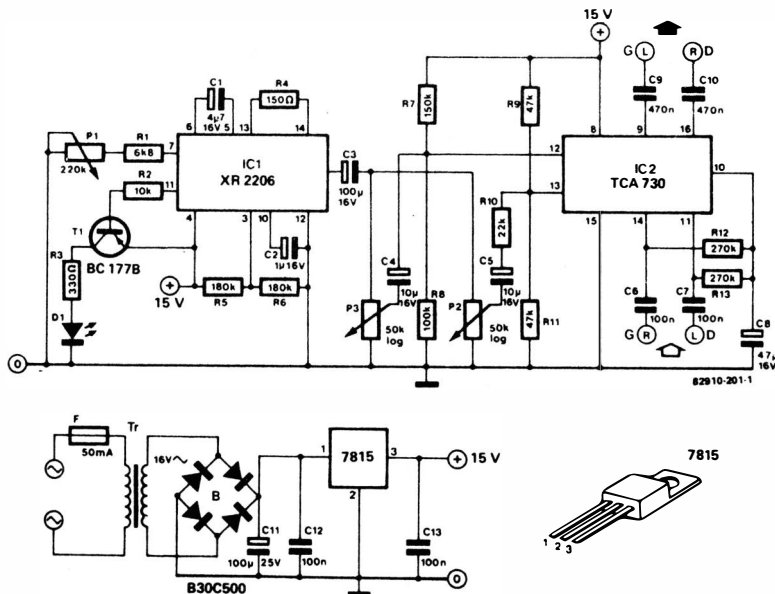
O potenciômetro P1 permite fazer variar a frequência de modulação de 1 Hz a 25 Hz.

A resistência de 150 Ω (R4) permite regular o ponto de funcionamento do gerador senoidal. As duas resistências de 180 k (R5 e R6) são destinadas a regular a componente de corrente contínua e a amplitude do seno na saída.

C2 (1 μ) é, evidentemente, encarregada de garantir a filtragem. A saída quadrada do XR 2206 ataca um transistor PNP, T1, de modo tal que um LED possa fornecer uma indicação óptica da frequência de modulação.

A compensação interna de frequência do TCA 730 (pinos 1 a 7) fica inutilizada. P2 permite ajustar a amplitude do sinal e, portanto, comandar a profundidade de modulação. P3 permite ajustar o grau de equilíbrio (a fim de produzir o efeito Lesley).

Não há muita coisa a dizer a propósito da alimentação. O regulador de tensão 7815 resolve



todos os problemas. Não é recomendável utilizar uma alimentação não estabilizada, pois a modulação do circuito provocaria flutuações de corrente na linha de alimentação. Este fenómeno por sua vez provocará uma deterioração do sinal senoidal de modulação. O transformador de alimentação deve ter um enrolamento secundário capaz de consumir uma corrente

de 120 mA aproximadamente a uma tensão de 15 a 18 V. O regulador de tensão exige um radiador que se pode executar sob a forma de uma placa de alumínio de aproximadamente 10 cm².

T. Stöhr

202

Filtro de faixa regulável

A maioria dos receptores multifaixas e dos receptores de tráfego baratos têm uma largura de faixa compatível com as estações de emissão clássicas, mas muito larga para ser utilizada pelos rádio-amadores. Os receptores de faixa estreita, ou até ainda melhores, os receptores cuja largura de faixa é regulável são habitualmente mais caros. Este filtro de faixa de áudio regulável permite escutar as emissões dos rádio-amadores (BLU e CW) sem interferência. Neste filtro, a frequência central e a faixa são reguláveis. Se este filtro for colocado antes do amplificador de áudio existente, ele torna possível atenuar todo o sinal de interferência "calibrando" o filtro com a melhor precisão possível na frequência do sinal de áudio a receber. O resultado não é, certamente, o de um "verdadeiro" receptor de faixa estreita, mas é geralmente satisfatório.

O filtro de entrada constituído de C1, C2, R1 e R2 serve para reduzir o espectro de áudio utilizável. Os pontos a 6 dB deste filtro se acham a 500 Hz e a 3400 Hz. O amplificador operacional A1 serve de estágio-tampão entre o filtro de entrada e o filtro de faixa regulável propriamente dito. Este último é construído em torno dos amplificadores operacionais restantes: A2, A3 e A4. O coeficiente Q deste filtro e a faixa

passante podem ser regulados por P1 (gama de regulagem: $1 \leq Q \leq 50$). A frequência média do filtro pode ser regulada de 200 Hz a 2 kHz,

Lista dos componentes

Resistências:

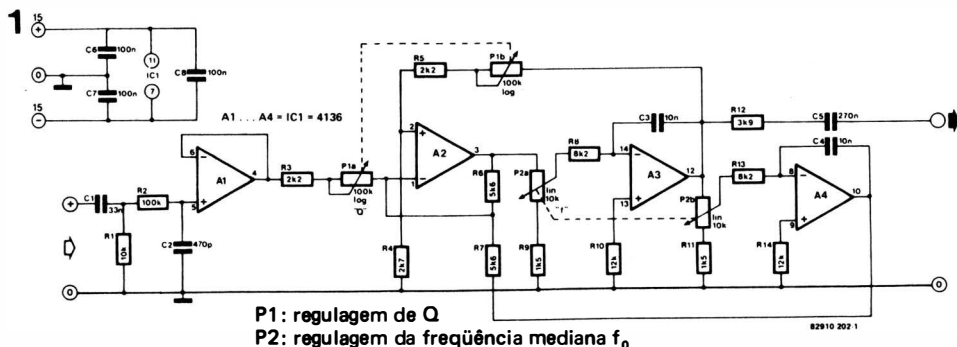
R1 = 10 k
R2 = 100 k
R3, R5 = 2k2
R4 = 2k7
R6, R7 = 5k6
R8, R13 = 8k2
R9, R11 = 1k5
R10, R14 = 12 k
R12 = 3k9
P1 = 2 x 100 k log.
P2 = 2 x 10 k lin.

Condensadores:

C1 = 33 n
C2 = 470 p
C3, C4 = 60 n
C5 = 270 n
C6, C7, C8 = 100 n

Diversos:

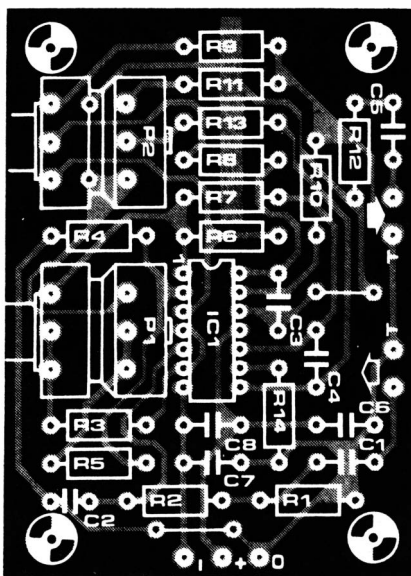
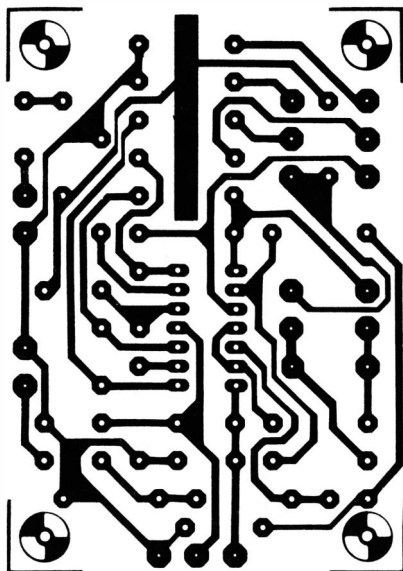
IC1 = 4136



atuando sobre P2. Jogando com esses dois potenciômetros, pode-se extrair do espectro de áudio uma região de frequências muito estreita. Como os receptores de faixa ampla e os receptores de tráfego baratos são atualmente muito usuais, é preferível construir um circuito impresso para o filtro de faixa regulável. Feliz-

mente, este circuito é muito compacto, pois todos os amplificadores operacionais que ele exige estão contidos em um só circuito integrado (4136). Ele é alimentado por uma tensão dupla (± 15 V), mas como a corrente consumida é muito baixa, esta alimentação deve fornecer apenas alguns miliampères.

2

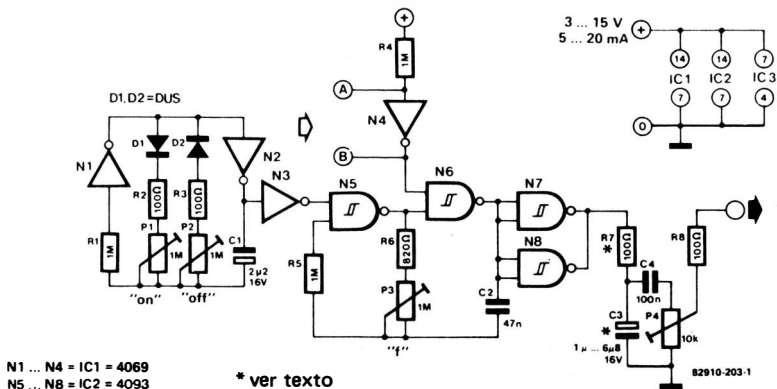


203

Sistema de alarme universal

Um circuito que chama a atenção quando uma determinada condição não é atendida, possui uma ampla gama de aplicações. O circuito que

descrevemos adiante é suficientemente geral para servir de alarme para qualquer aplicação, quer ela exija medidas imediatas ou quer ela se



contente em fazer observar apenas uma determinada função que não é satisfeita corretamente. A simplicidade do circuito principal (ver a figura 1) aparece imediatamente: este circuito compõe-se somente de dois geradores CMOS de sinais quadrados e de um estágio de saída.

O circuito funciona do seguinte modo: N1 e N2 formam um dos osciladores CMOS. Este oscilador serve para dividir um segundo oscilador (N5 e N6), que é regulado em uma frequência acústica. Pode-se fazer variar a relação cíclica do primeiro oscilador por meio de P1 e de P2; P1 determina o tempo durante o qual o segundo oscilador é ativado e P2 determina o tempo durante o qual ele é inibido.

A frequência do sinal sonoro pode variar sob a ação de P3 em uma gama que vai de 40 Hz a 15 kHz.

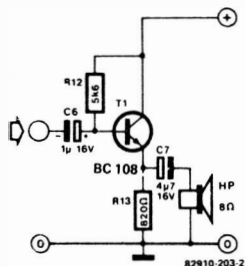
Na saída do circuito se acha, portanto, uma tonalidade pulsada, cuja frequência é determinada por P3, o tempo de "marcha" por P1 e o tempo de "parada" por P2.

Pode-se destravar o funcionamento deste circuito de dois modos:

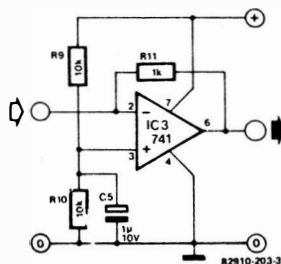
- 1) por um 0 lógico na entrada A;
- 2) por um 1 lógico na entrada B (com a condição de suprimir N4 e R4), portanto a partir de um estágio lógico qualquer. A saída de N6 é aplicada a dois inversores: N7 e N8. Estes últimos alimentam um filtro passa-baixas composto de R7 e de C3; eles reduzem as harmônicas de alta frequência e permitem obter na saída um som mais agradável. O potenciômetro P4 serve para comandar o volume sonoro e a saída é, portanto, considerada em seu cursor.

Se se quiser utilizar o circuito sozinho, pode-se aplicar diretamente a saída em C6 e, portanto, ao "driver" de saída, constituído em torno de T1 (figura 2). Se se deseja unir vários desses circuitos, pode-se pôr em comum todos os bornes de "saída" dos circuitos de alarme, e em seguida aplicar este sinal à entrada não-inversora de IC3 (741) (ver figura 3). O 741 constitui um circuito amplificador/somador. Pode-se aplicar sua saída ao "driver" de saída. Propomos para os captadores vários circuitos simples apresentados na figura 4. Se se ligar a entrada B a saída do circuito detector de luz, o conjunto constitui-se em um alarme de ponto do dia (precioso para o inverno, pois nos evitará levantar antes das 9 horas da manhã). Ligado ao ponto B, o captador de temperatura constitui-se em um alarme de temperatura muito alta. O captador de líquido, sempre ligado ao ponto B, destrava o alarme quando o líquido condutor recobre os eletrodos. Se se ligar à entrada A os três circuitos captadores precedentes, resultam respectivamente os circuitos seguintes: um

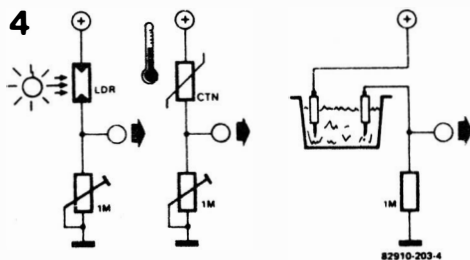
2



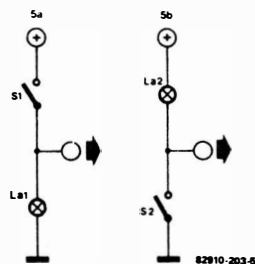
3



4



5



alarme de obscuridade, um alarme de temperatura muito baixa e um alarme de ausência de líquido.

Os dois últimos esquemas mostram como ligar o circuito de alarme a testemunhas existentes. Em um carro, por exemplo, os interruptores das

portas são conectados como em 5a, o interruptor sendo colocado na alimentação positiva, é preciso se servir da entrada B. Ao contrário, com o circuito 5b, é preciso utilizar a entrada A. Em um automóvel, esses alarmes podem indicar também um nível de óleo insuficiente,

a iminência de uma falta de gasolina, um cinto de segurança não enganchado, etc. As aplicações deste circuito não se circunscrevem apenas aos automóveis, sendo limitadas apenas pela imaginação do construtor.

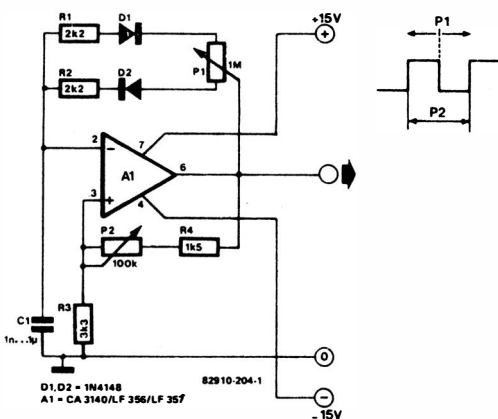
B. Leeming

204

Gerador de pulsos de largura variável

O amplificador operacional A1 é montado, em primeiro lugar, como gerador de sinais retangulares. O potenciômetro P2 permite ajustar a frequência da tensão retangular. Suponhamos que, quando da entrada em tensão, a saída do amplificador operacional passe ao nível lógico alto. A entrada não-inversora recebe uma parte da tensão de saída (por meio do divisor de tensão constituído por R4, P2 e R3). Enquanto C1 não tenha atingido uma carga suficiente, a tensão reinante na entrada inversora é mais baixa que a aplicada à entrada não-inversora: a saída mantém seu nível lógico alto. A partir do instante em que o condensador tenha atingido um estado de carga tal que a tensão reinante na entrada inversora ultrapasse a existente na entrada não-inversora, o amplificador operacional "bascula" e sua saída passa ao nível lógico baixo. C1 começa a se descarregar até o instante em que o nível da tensão existente na entrada inversora caia novamente abaixo do da tensão reinante na outra entrada, instante em que o amplificador operacional "bascula" novamente para o nível lógico alto.

É possível atuar na relação cíclica do sinal, por meio de ação no potenciômetro P1 e isso sem variar a frequência. Este modo de funcionamento é obtido se se tomar cuidado em fazer de modo que o tempo de duração RC de carga do condensador C1 seja diferente (mais curto ou mais longo) que a duração RC de descarga



deste mesmo condensador.

A carga de C1 se faz através de uma parte de P1, do diodo D2 e da resistência R2; a descarga se faz, por sua vez, através da resistência R1, o diodo D1 e a segunda parte de P1. A soma das duas constantes de tempo permanece a mesma (a frequência não varia mais por isso) quando se atua sobre P1 para modificar a relação cíclica (relação entre o tempo de duração do pulso e o da pausa que a separa do pulso seguinte).

205

Octoacoplador HF

Sempre é necessário transferir sinais de um modo "seguro" de um circuito a outro. O sinal

útil deve ser transmitido, mas é preciso bloquear completamente as tensões contínuas mes-

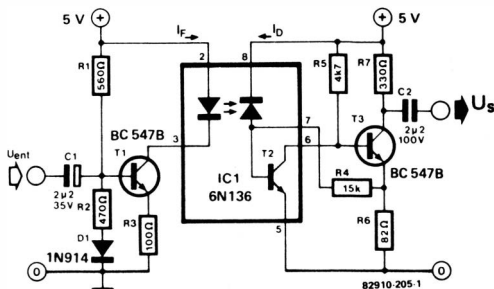
mo muito elevadas; de fato, até a transferência de energia alternada entre dois circuitos é geralmente indesejável. Este tipo de situação é clássico quando um dos circuitos opera na tensão do setor ou em uma alta tensão contínua, enquanto que é preciso poder tocar com toda a segurança o outro circuito. A solução usual e moderna deste problema consiste em utilizar o que chamamos de acoplador opto-eletrônico, em que o sinal útil é transmitido sob forma de luz.

No circuito ao lado, o sinal de entrada é aplicado a T1. Este transistor é polarizado a 20 mA por meio de R1 e R3 e D1. R3 é escolhido de tal modo que I_F (a corrente que atravessa o fotodiodo) varie de 15 mA a 25 mA para uma variação de tensão de entrada de 1 V pico-a-pico. Pode-se melhorar a linearidade em detrimento da relação sinal/ruído, reduzindo o desvio de I_F . Chega-se a este resultado aumentando R3 e acrescentando uma resistência entre o coletor de T1 e a massa, a fim de obter, através do fotodiodo, a corrente estática de repouso desejada (20 mA).

O transistor de saída do circuito integrado, T2, é ligado em cascata com T3. R4 e R6 permitem aplicar uma determinada contra-reação. Escolhe-se R6 para obter o máximo do produto ganho-faixa de T3. R7 determina o desvio de saída; naturalmente, é preciso escolher seu valor para obter a tensão de saída máxima sem des-cristamento.

Características típicas:

Linearidade de 2% sobre uma dinâmica de 1 V_{CC}
 Faixa passante: 10 MHz
 Desvio do ganho: - 0,6%/°C
 Rejeição em modo comum: 22 dB a 1 MHz
 Isolamento em corrente contínua: 3000 V



O ganho em lanço fechado ($\Delta U_s / \Delta U_{ent}$) é determinado por R4 do seguinte modo:

$$\frac{U_{ent}}{U_s} = \frac{\delta I_D}{\delta I_F} \cdot \frac{1}{R_3} \cdot \frac{R_4 \cdot R_7}{R_6}$$

No caso, pouco provável, em que o amplificador de saída (T2/T3) tiver decidido funcionar como oscilador, um condensador de 27 a 100 pF colocado entre o coletor e a base de T3 deverá restabelecer totalmente a ordem.

206

Trigger de soleiras reguláveis

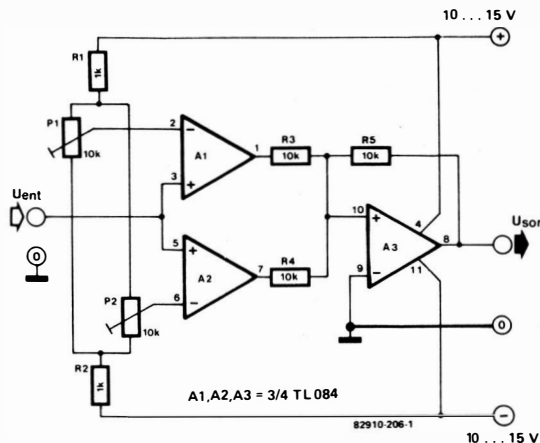
A grande maioria dos circuitos de destravamento (ainda chamado trigger) possuindo um destravamento a histerese (inclusive o trigger de Schmitt) são difíceis de acertar, no que concerne à regulagem das soleiras de comutação. Isso se deve ao fato que, se se faz variar a soleira, a regulagem de um nível modificará o outro, ou ainda, as características de comutação do trigger serão modificadas. Entretanto, o trigger que iremos descrever, executado em torno de três amplificadores operacionais, é uma exceção.

Podem-se regular as soleiras de comutação a qualquer valor (até 83% do valor da tensão de alimentação positiva ou negativa). Pode-se fazê-los variar independentemente um do outro, modificando a regulagem dos potenciômetros

P1 e P2. Pouco importa o potenciômetro utilizado para a soleira superior ou inferior.

Se a tensão de entrada ultrapassar o nível da soleira mais elevada, as saídas de A1 e de A2 se encontrarão no nível lógico alto (tensão positiva), a saída de A3 é igualmente positiva nestas condições. Esta tensão de saída fica positiva (graças à reação por R5) quando a tensão cai abaixo de uma das duas soleiras fixadas. Somente quando a tensão de entrada cai abaixo do nível de soleira mais baixo que as duas saídas de A1 e de A2 vão se achar no nível lógico baixo. A tensão presente no pino 10 do amplificador operacional A3 será mais baixa do que a presente no pino 9, o que implica uma tensão de saída negativa.

O trigger pode funcionar com sinais de entrada



tanto contínuos como alternados. A tensão de entrada máxima tolerável não deve, entretanto, ultrapassar os limites da tensão de alimentação.

207

Proteção simples de alto-falantes

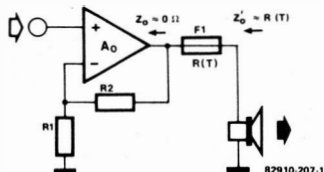
Este circuito demonstra que a eletrônica é de grande valia para garantir a proteção dos sistemas de alto-falantes, quaisquer que eles sejam. De fato, ela suprime seus riscos de destruição e os protege contra as agressões sádicas.

O sistema de proteção pode ser ainda simplificado se se utilizar um fusível de automóvel em série com o alto-falante. O valor adequado (em ampères) depende de um grande número de fatores. É um compromisso entre o alto valor exigido pelo woofer, um valor mais baixo para o médio (se houver) e um pequeno para o tweeter.

Colocar um fusível em série com o alto-falante (figura 1) deverá ser uma solução simples; mas, de fato, ela apresenta grandes problemas. É que, com efeito, um fusível tem uma resistência em série relativamente elevada, o que não é muito bom para o ganho do amplificador e a curva de resposta do sistema nos graves. Ainda pior:

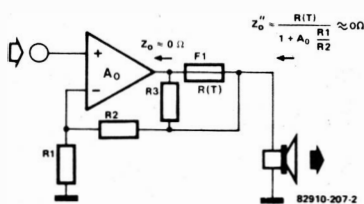
quando a corrente atravessa o fusível, este se aquece e isso garante um funcionamento não-linear. Se os baixos predominarem, o sinal é então fortemente perturbado. Pode-se entretanto remediar isso. Se o fusível for colocado no anel de contra-reação do amplificador (figura 2), o problema está resolvido. A tensão de contra-reação é então retirada após o fusível. Este é curto-circuitado pela resistência R3, que é pequena em comparação a R2 (para se levar em conta a influência mínima da componente contínua do amplificador) mas elevada comparada com os 4 Ω ou 8 Ω de impedância do alto-falante. 220 Ω (1 watt) para R3 é um bom valor.

1



80555 - 1

2



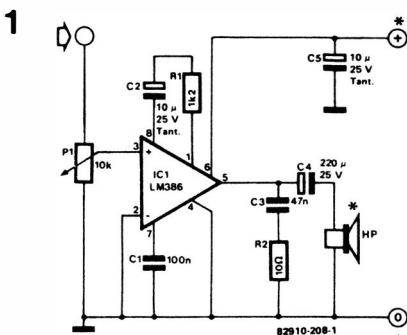
80555 - 2

208

Um amplificador universal: os timbres

(é muito importante que um máximo de ruído tenha êxito em sair)

Isso nada tem a ver com o correio, mas esses amplificadores são muito pequenos para entrar em uma caixa de cartas. Suas aplicações são múltiplas e, combinados com um alto-falante, eles podem se acomodar no espaço mais estreito. Os TIMBRES utilizam um único circuito integrado, um alto-falante e oito outros componentes. Eles medem um pouco mais de 20 cm² e fornecem uma potência de no mínimo 200 mW. Conforme o caso, o ganho pode ser regulado (ou comutado). Frequentemente, no caso de pequenas execuções, tem-se necessidade de um



* ver tabela

Tabela

Características do LM 386

Tensão de alimentação

LM 386N 4 ... 12 V

LM 386N-4 5 ... 18 V

Corrente de repouso ($U_b = 6$ V) 4 mA nominal

Tensão de entrada máxima $\pm 0,4$ V

Resistência de entrada typ. 50 k

Potência de saída (THd = 10%)

LM 386N-1, $U_b = 6$ V 325 mW

LM 386N-2, $U_b = 7,5$ V, $R_L = 8 \Omega$ 500 mW

LM 386N-3, $U_b = 9$ V 700 mW

LM 386N-4, $U_b = 16$ V, $R_L = 32 \Omega$ 1 W

Dissipação máxima da caixa (a 25 °C)

LM 386 660 mW

LM 386A 1,25 W

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 1k2 (ver texto)

R2 = 10 Ω

P1 = potenciômetro ajustável de 10 k

Condensadores:

C1 = 100 n

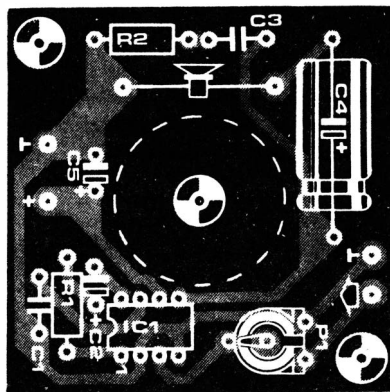
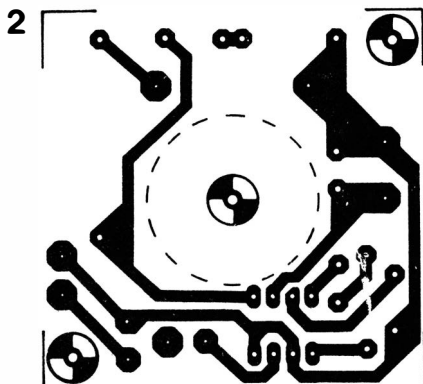
C2, C5 = 10 μ /25 V tântalo (ver texto)

C3 = 47 n

C4 = 220 μ /16 V

Diversos:

HP = alto-falante 8 Ω /0,2 ... 1 W



amplificador externo de pequenas dimensões, que pode ser difícil de achar. Pode-se doravante “livrar-se” do problema.

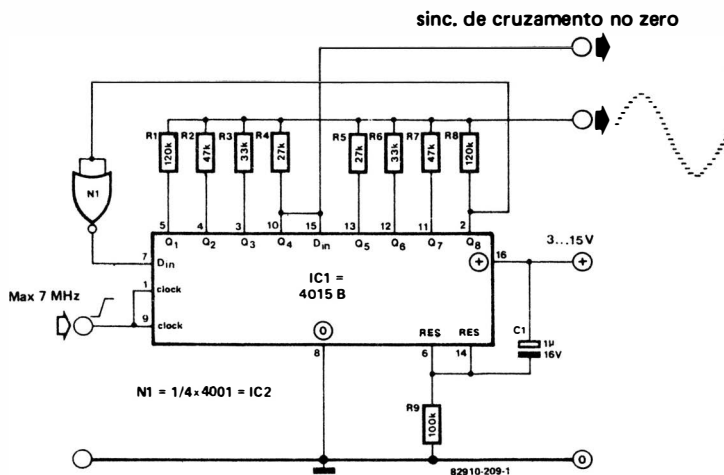
Eis o esquema, a representação do circuito impresso, nada mais restando senão colocá-lo em um envelope! O circuito é tão simples que bastam algumas explicações. Ele utiliza um LM 386 como IC1. Existem várias variantes e a tabela dá a lista das diferenças existentes essencialmente com relação à potência de saída e a tensão de alimentação. O ganho é fixado pelos componentes colocados entre os pinos

1 e 8 do circuito integrado. Se se montar R1 e C2 em série, o ganho está fixado em 50. Na ausência desses componentes, o ganho é de 20. Para obter o ganho máximo de 200, guarda-se C2, mas substitui-se R1 por um strap. O alto-falante fixa a potência de saída em função de seu tamanho. Um corte central pelo circuito impresso permite montar o amplificador em torno do ímã permanente do alto-falante. Isso significa, bem-entendido, que somente o menor dos alto-falantes pode limitar a potência de saída a 200 mW.

209

Senóide numérica

1

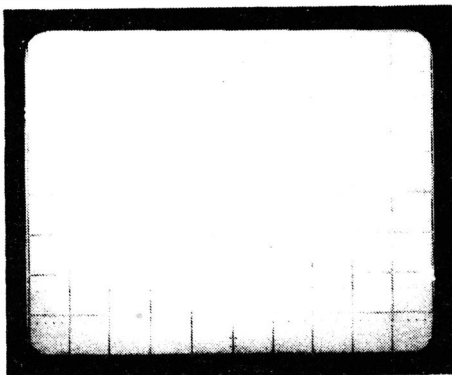


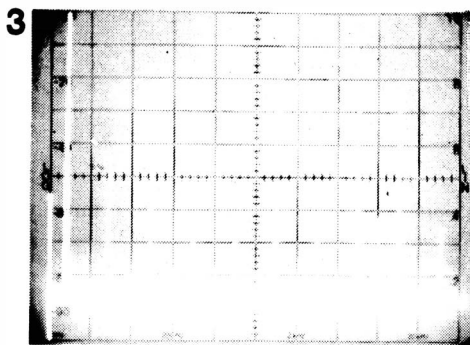
Apela-se cada vez mais freqüentemente à técnica numérica para a geração de diversas formas de onda, devido à boa estabilidade da freqüência e da amplitude. É precisamente o objetivo deste circuito que produz uma onda senoidal. É preciso notar, entretanto, que modificando os valores das resistências R1... R8, poder-se-iam obter outras formas de onda.

Após a tensão de alimentação ter sido aplicada, a malha R9/C1 dá um pulso de colocação a zero breve, graças ao qual todas as saídas passam ao nível lógico baixo (“0”). A saída 8 sendo igualmente em “0”, o nível inverso “1” é disponível na entrada D. Por meio de oscilador externo (não representado), pulsos são aplicados às entradas horárias (clock). A cada frente positiva, a informação contida no registro de defasagem IC1 é defasada de uma posição. Por conseguinte, após o primeiro pulso, Q1 passa ao estado lógico “1” e, após o oitavo, Q8 estará

igualmente em “1”. Entretanto, desde que Q8 é colocado em “1”, a informação presente na entrada D é colocada no estágio lógico “0”. A

2





partir daí, cada um dos pinos Q1... Q8 é posto em "0" e todo o processo recomeça. Os diversos valores referidos às resistências R1... R8 permitem executar a entrada em forma de senóide graças aos grupos de "zeros" e de "uns".

A frequência de saída representa a décima sexta parte do valor de frequência horária. O circuito integrado CMOS pode tratar das frequências que vão até 7 MHz, de modo que a frequência de saída máxima seja de 0,5 MHz aproximadamente. A porta N1 pode ser de um tipo diferente, contanto que a inversão do sinal seja efetuada.

As duas fotos apresentam respectivamente a forma e o espectro do sinal. As harmônicas mais importantes, a terceira e a quinta, estão a quase - 50 dB. Se bem que a 15ª e a 16ª sejam sensivelmente maiores, basta uma simples malha RC para anulá-las, pois elas estão muito afastadas da fundamental.

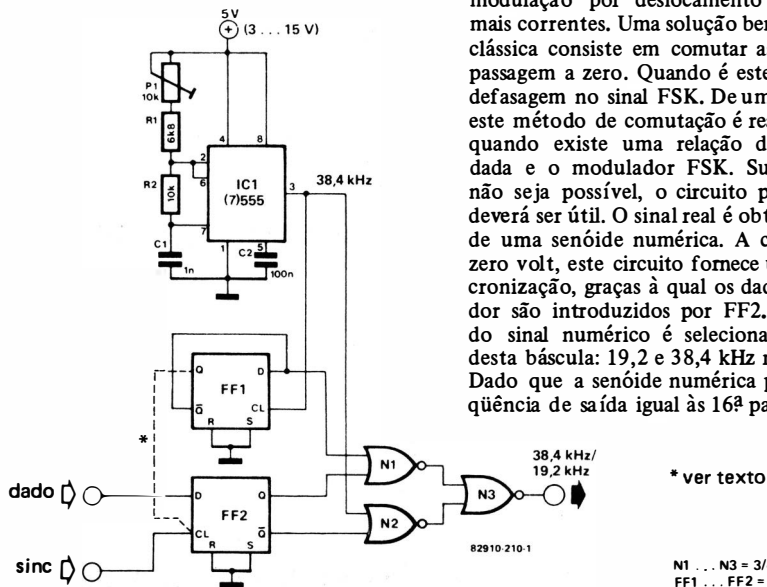
O circuito organizado em torno de um 555 (ver a montagem seguinte: "FSK síncrono") pode servir de oscilador fornecendo os sinais horários. Na saída síncrona (zero crossing sync), dispõe-se de um sinal quadrado tendo a mesma frequência e a mesma fase que a senóide. Pode ser utilizado, por exemplo, para destravar um osciloscópio.

210

FSK síncrono

O fato de que a comutação entre as frequências 1200 e 2400 se produz geralmente a um mo-

mento imprevisível é um dos inconvenientes dos moduladores FSK (Frequency Shifted Key = modulação por deslocamento de frequência) mais correntes. Uma solução bem melhor e mais clássica consiste em comutar as frequências na passagem a zero. Quando é este o caso, não há defasagem no sinal FSK. De uma maneira geral, este método de comutação é realizável somente quando existe uma relação definida entre a dada e o modulador FSK. Supondo que isso não seja possível, o circuito presente ao lado deverá ser útil. O sinal real é obtido com a ajuda de uma senóide numérica. A cada passagem a zero volt, este circuito fornece um pulso de sincronização, graças à qual os dados do computador são introduzidos por FF2. O sinal horário do sinal numérico é selecionado pelas saídas desta búscula: 19,2 e 38,4 kHz respectivamente. Dado que a senóide numérica produz uma frequência de saída igual às 16ª parte das frequên-



cias precedentes, resultam sinais FSK de frequências adequadas.

Evidentemente, este circuito não pode fazer milagres. Certamente, não haverá mais defasagem do sinal FSK, mas não é impossível que o sinal a 2400 Hz comporte uma ou duas modulações pelo menos.

O oscilador do circuito é do tipo 555, mas em versão CMOS. É por isso que o número de tipo

7555 é ligeiramente diferente. As características deste circuito integrado são praticamente idênticas às do 555 "comum"; mas a impedância de entrada é mais elevada, o consumo é mais baixo e a ausência de pico é quase total no momento da comutação do nível de saída.

Se o circuito não for utilizado em conjunto com a senóide numérica, a entrada síncrona deve ser ligada ao pino 0 de FF1.

211

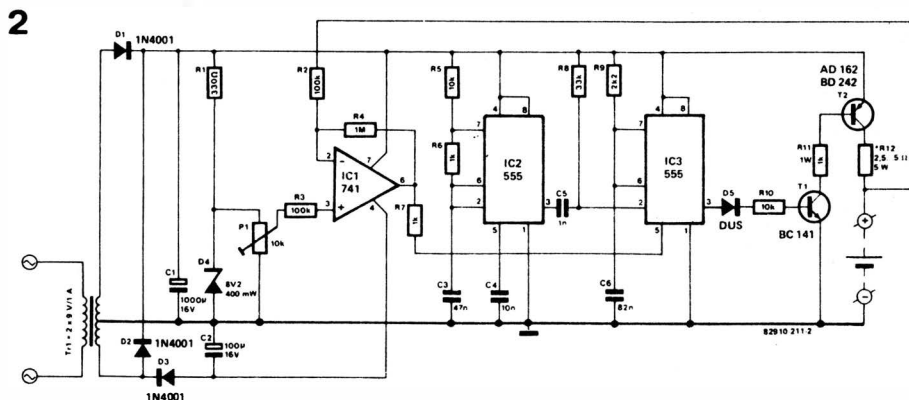
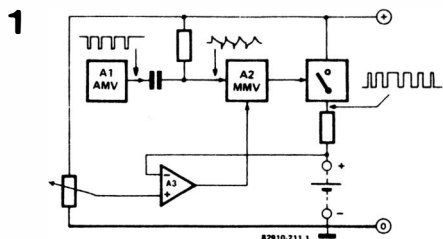
Carregador de acumuladores PWM

Este circuito é concebido para carregar acumuladores de chumbo de 6 V/3,5 Ah, do tipo dos utilizados para fazer funcionar os flashes eletrônicos. Existe toda uma série de métodos para recarregar acumuladores de chumbo, mas o que este tem de interessante é que a corrente de carga é sempre adaptada ao estado no qual se acha o acumulador.

A figura 1 representa o esquema sinótico do carregador de acumuladores PWM. PWM é a abreviação de Pulse Width Modulation (modulação de largura de pulso). A1 é um gerador de sinais quadrados de uma frequência de aproximada-

mente 2 kHz. A2 é um multivibrador monoestável que é destravado pelo lado descendente do sinal extraído de A1. A largura de pulso do sinal de saída de A2 depende da tensão proveniente do amplificador subtraidor, A3. A3 vigia constantemente a tensão do acumulador. A saída de A3 varia em função da diferença entre uma tensão de referência predeterminada e a tensão efetivamente medida nos bornes do acumulador. Quando a tensão do acumulador é idêntica à tensão de referência, a tensão de saída é tal que a relação cíclica da saída de A2 é de 10%. É suficiente para manter o acumulador em um estado de carga completo, sem ocasionar transtornos devido à carga contínua. A saída de A2 comanda o interruptor eletrônico ES1 que comanda a passagem de corrente (via R1) no acumulador. A relação cíclica do sinal de saída é assim automaticamente regulada entre 10% e 90%, em função da tensão presente no acumulador.

A figura 2 representa o esquema completo do carregador de acumuladores PWM. O oscilador fornecendo a tensão quadrada é constituído por IC2 (um 555) e seus componentes perifé-



ricos. A frequência é regulada em 2,27 kHz, se bem que este valor não seja nada crítico. A2 também é construído com a ajuda de um 555, mas desta vez ligado em mono-estável. Este é destravado pelos flancos descendentes do sinal de saída de IC2, diferenciado pela rede C5 e R8.

O pino 5 do 555 é utilizado como entrada de modulação e é ligado à saída do amplificador de diferença constituído por um amplificador operacional do tipo 741. É por meio do pino 5 que o fator de forma do sinal de saída de IC3 é ajustado entre 10 e 90%. P1 permite ajustar a tensão de referência presente na entrada não-inversora de IC1. A entrada inversora de IC1 é ligada ao acumulador. Enquanto a tensão nos bornes do acumulador é inferior à tensão de referência, a tensão de saída de IC1 é relativamente alta. À medida que a tensão de referência diminui, a tensão de saída vai diminuir, o que vai provocar uma diminuição da relação cíclica. A regulação é mais fácil quando se dispõe de um acumulador descarregado (aproximadamente 2 V por elemento) e de um acumulador convenientemente carregado (aproximadamente 2,4 volts por elemento). Começa-se por conectar o acumulador descarregado aos bornes da montagem. Regula-se a tensão no borne 3 de IC1

ao máximo valor possível, com a ajuda de P1. Pode-se montar agora a resistência R12, necessária para fornecer a corrente de carga correta (para um acumulador de 6 V/3,5 Ah, ela é igual a 400 mA; nos demais casos, ela vale igualmente o décimo da capacidade). O valor desta resistência está compreendido entre 2,5 e 5 Ω . Pode ser interessante utilizar uma resistência "quatro-em-um" da marca Vitrohm. Esta permite multiplicar as combinações e será de espantar que uma dentre elas não seja adequada ao problema. Após isso, é preciso conectar o acumulador carregado. Pode-se agora regular a corrente com a ajuda de P1 ao décimo de seu valor na primeira operação.

Se não se dispuser de um amperímetro possuindo o calibre exato, pode-se medir a tensão presente nos bornes de R12 e dividi-la pelo valor desta.

Se se dispuser somente de um transformador com um só enrolamento de 9 V/1 A, é preciso então utilizar um amplificador operacional 3140. Neste caso, D2, D3 e C2 tornam-se supérfluos. O pino 4 deste amplificador operacional é ligado à massa. D1 deve também ser substituído por uma ponte de diodos (retificação bi-alternada).

M. S. Dhingra

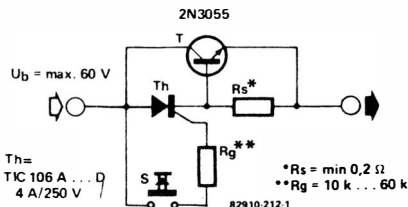
212

Fusível eletrônico

O fusível eletrônico representado aqui é um disjuntor de ação muito rápida, destinado a cortar uma tensão contínua. Seu "conserto" é muito fácil.

O tiristor (Th) é posto em condução apertando durante um breve instante o botão de pressão S. O valor da resistência R_g deve ser de aproximadamente 1 k Ω por volt de tensão de alimentação. O botão de pressão pode ser solto uma vez que o tiristor está em condução; a corrente de ânodo persiste, sem que haja corrente de comando, até o momento em que ela cai abaixo de um certo valor de "manutenção". É o caso, por exemplo, quando a corrente será "desviada para um outro caminho". É para isso que servem o transistor T e a resistência R_s . A corrente atravessando o tiristor percorre a resistência R_s e, desde que a queda de tensão nesta ultrapasse o limite de condução do transistor, este põe-se a conduzir. O valor de R_s (mínimo 0,2 Ω) deve, portanto, ser escolhido de modo que o produto da corrente máxima tolerada

pela resistência R_s exceda ligeiramente 0,7 V. Quando o transistor está saturado, a tensão coletor-base é inferior à exigida para manutenção do tiristor: a corrente no tiristor decresce, portanto, até abaixo de um determinado valor, o que tem por efeito bloqueá-lo. A tensão sobre R_s decresce abaixo do limite de condução de T, se bem que também o transistor se bloqueie. Esta última ação interrompe a corrente de alimentação do aparelho a alimentar. A situação inicial é novamente retomada acionando o

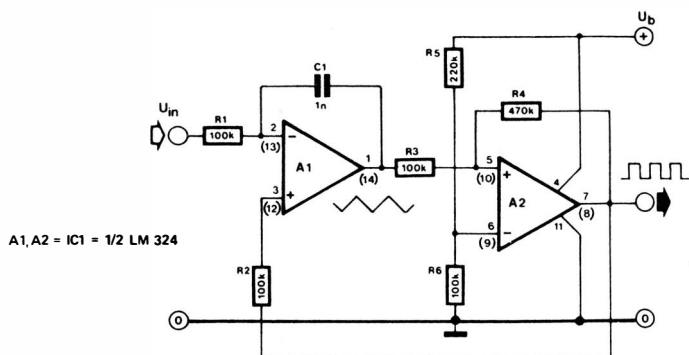


botão de pressão S.
Esta proteção, que pode ser colocada sem o

menor inconveniente no condutor positivo, não ocasiona mais do que 1 V de queda de tensão.

213

Relação cíclica dominada



Às vezes é necessário ajustar a tensão média de um sinal quadrado, sujeitando-a a uma tensão. Isso será uma boa idéia se se puder aplicar a montagem aqui descrita à execução de uma alimentação de corte simples.

Isso exige certamente algumas explicações. O amplificador operacional A1 é montado como comparador-integrador e A2 como trigger de Schmitt. Quando a saída deste trigger é, por exemplo, zero volt, a tensão de comando (U_{ent}) lhe é superior. A saída de A1 passa a zero volt lentamente devido à integração por C1. Ela jamais atingirá, de fato, 0 volt, pois desde que ela ultrapasse o limite inferior do trigger, sua saída passará ao estado “alto”. A tensão de comando será inferior à tensão na entrada não-inversora de A1, a tensão de saída deste último começará a crescer em direção à tensão de alimentação até a soleira superior do trigger. Um novo basculamento se verificará então e o ciclo recomeçará. Obtém-se assim um sinal quadrado na saída de A2.

Enquanto o valor médio do sinal quadrado for diferente da tensão de entrada, o comparador-integrador vai fazer variar o valor médio de seu próprio sinal de saída. E como as soleiras do trigger são fixas, é a relação cíclica do sinal quadrado que vai variar, até que o valor médio do sinal quadrado fique igual à tensão de comando. A frequência de saída varia entre um máximo (quando a relação cíclica é de 0,5) e 0 Hz para uma relação cíclica de 0 ou de 1.

A tensão de comando pode variar entre 0 e aproximadamente 1,5 V a menos que a tensão de alimentação (U_b) que, com um LM324, pode variar entre 3 e 30 V. Com outros tipos de amplificadores, a região de comando pode ser consideravelmente reduzida pois o LM324 é um dos raros amplificadores a admitir tensões de entrada inferiores a zero volt.

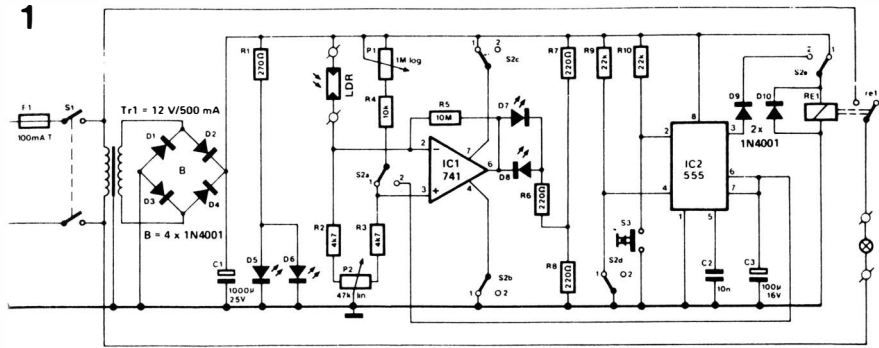
214

Exposímetro e minuteria de ampliação

É muito pouco freqüente encontrar-se a combinação de um exposímetro e uma minuteria de ampliação. É por esse motivo que se encontra

abaixo o esquema de uma dessas montagens. O princípio de base considerado utiliza uma resistência LDR colocada em uma ponte de

1



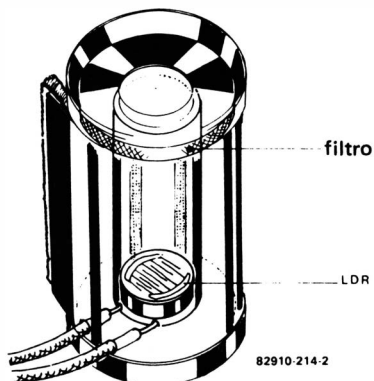
82910-114-1

medida.

O equilíbrio desta ponte é mais ou menos deslocado em função da quantidade de luz que incide sobre o LDR. RE1 é ativado durante a medição por meio de S2e, estando o amplificador sob tensão. Atuando manualmente sobre P1, é possível recolocar a ponte em equilíbrio. O valor da resistência P1 após a regulação é proporcional à iluminação necessária para obter uma foto corretamente exposta. O estado de equilíbrio ou de desequilíbrio da ponte é materializado por dois LEDs (D7 e D8). Pode-se naturalmente utilizar um instrumento de ponteiro de zero central. É preciso, entretanto, notar que um instrumento desses é mais difícilmente legível na obscuridade e que ele é igualmente de um custo bem mais elevado do que dois LEDs.

O esquema proposto dá uma indicação óptica do estado de equilíbrio da ponte. O valor da resistência de P1 é modificado até chegar à extinção dos dois LEDs. Quando a medida é terminada e quando o inversor S2 é oscilado de modo a autorizar a iluminação, o condensador C3 terá sido carregado via P1. A tensão em C3 é utilizada como tensão de comando de um circuito integrado do tipo 555. Este último é ligado como mono-estável que é destravado desde que se aperte o botão de pressão S3, na mesma medida em que se tenha basculado S2. A saída passa, portanto, ao nível lógico alto, o que provoca a excitação do relé e, por conseguinte, o acendimento da lâmpada do amplificador. A duração da iluminação é função da tensão nos bornes de C3 e da posição de regulação de P1. Uma vez que a tensão máxima em C3 é atingida (2/3 da tensão de alimentação), a lâmpada é posta fora de circuito e o condensador se descarrega rapidamente pelo pino 7 de IC2. Os dois LEDs D5 e D6 são previstos para iluminar a caixa na qual o circuito é montado. Eles podem ser colocados como melhor convier. A possibilidade de suprimir a iluminação

2



82910-214-2

da câmara escura durante o engate da lâmpada do amplificador foi também prevista naturalmente. Basta para isso utilizar um relé inversor.

Não falamos até o presente do potenciômetro P2. Este permite variar o dimensionamento da ponte, de modo tal que seja possível dispor de diferentes pré-regulagens correspondentes a diferentes tipos de papel. P2 deve, para isso, ser dotado de uma escala graduada aferida experimentalmente. A vantagem apresentada por este circuito é função da precisão com a qual se é capaz de regular o aparelho. As características da LDR são, para isso, muito importantes. O protótipo era por sua vez equipado com uma LDR de marca Philips, a saber o tipo ORP12.

Os que desejarem medir a luz de maneira pontual ("spot method") podem facilmente realizar seu desejo montando o LDR em um pequeno tubo de papelão. Este é, por sua vez, montado em uma caixa de metal que, originalmente, envolve os cartuchos de filmes. A parte superior da caixa de filme é recoberta com um pedaço de plexiglas previamente despolido com a ajuda de papel de vidro. A figura 2 mostra a execução em detalhe.

Os que desejarem medir a média de iluminação

podem suprimir o plexiglas que cobre a parte superior da caixa e colocar, ao invés, um outro pedaço, de maiores dimensões, diretamente diante da objetiva do ampliador. Quando a lâmpada do ampliador é travada, nenhum detalhe pode ser visível ao nível do marginador. O plexiglas é, bem-entendido, colocado durante a medida, mas afastado durante a impressão do clichê.

A aferição do circuito se faz por meio de faixas de ensaio. P2 é equipado com uma graduação linear enumerada de 1 a 20. Reveza-se o tempo de iluminação da lâmpada em função de diferentes posições de P1, com S2 na posição "minuteria". É preciso tentar obter valores

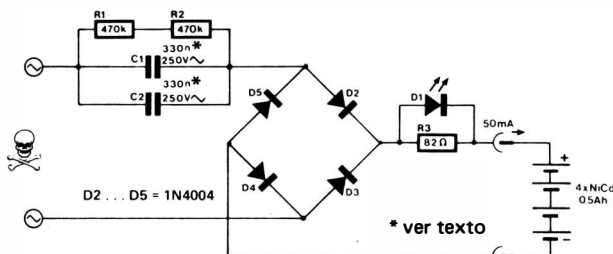
redondos que possam ser utilizados para aferir P1. Começa-se fazendo uma faixa de ensaio como anteriormente. Em seguida, serve-se da minuteria para obter os mesmos tempos de exposição e tira-se uma nova faixa, experimentando diferentes posições de P2. A posição de P2 que dá os resultados ótimos está indicada em uma tabela em função dos diferentes papéis utilizados. Pode-se assim imediatamente encontrar a regulagem de P2 correspondente ao tipo de papel.

D. S. Barrett

215

Carregador de baterias de níquel-cádmio

1



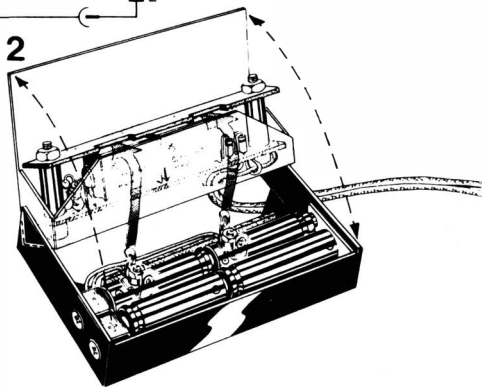
Agora que o preço dos pequenos elementos de níquel-cádmio caiu a um nível relativamente baixo, o custo do indispensável carregador é desproporcional. É quase impossível encontrar um método mais econômico para recarregar quatro elementos crayon, que descrevemos a seguir. Além do mais, a dissipação do circuito é pequena e os elementos são carregados à corrente constante.

No lugar do transformador habitual, o circuito compreende dois condensadores ligados em paralelo, a fim de extrair do setor uma corrente suficiente (um décimo da capacidade das baterias, ou 50 mA). A tensão que aparece na extremidade "fria" dos condensadores é então retificada por meio de quatro diodos.

Um LED indica que o circuito está realmente em fase de carga. As resistências R1 e R2 foram adicionadas por medidas de segurança. Com efeito, quando se interrompe o carregador de baterias, os condensadores podem ficar completamente carregados (a menos que se tenha previsto este circuito de descarga).

A segurança é um aspecto muito importante deste circuito, pois os principais componentes

2



são diretamente ligados ao setor, o que poderá conduzir a acidentes! É por isso que é preciso ter muito cuidado na construção do aparelho. O conjunto do circuito poderá ser montado sob a tampa de dobradiças de uma caixa, de modo tal que seja impossível entrar em contato com os componentes quando a alta tensão é aplicada. A seção contendo os elementos de níquel-

cádmio é munida de duas ligações de contato de soldar que desaparecem nos dois furos quando se fecha a caixa e quando não se estabelece um contato elétrico, desde que a caixa esteja quase

completamente fechada. Isso elimina qualquer perigo durante a recarga dos elementos. O desenho permite compreender melhor a situação.

C. W. Brederode

216

Gerador de harmônicas comandado sob tensão

Explorado como um sintetizador de música ou como meio suplementar para a síntese do som, um gerador de harmônicas comandado sob tensão pode ser considerado particularmente útil.

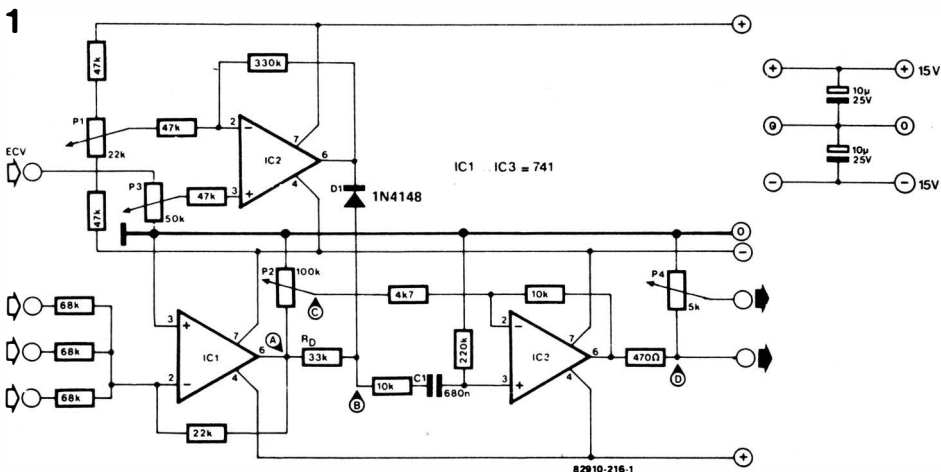
O circuito aqui descrito foi concebido com o objetivo de ser utilizado com o sintetizador de música, Formant, mas a idéia pode ser colocada em prática em numerosas aplicações, tal como a gravação de harmônicas para uma guitarra, etc. Respeitando a verdadeira tradição do Formant, o circuito recorre a um misturador de três entradas cuja sensibilidade normal é de $2 V_{tt}$.

Quando o nível de entrada é correto, o sinal disponível na saída de IC1 tem o pico cortado pela malha constituída por R_D e D1. Pode-se pré-regular manualmente o nível de descristamento com a ajuda de um potenciômetro P1 ou comandá-lo por uma tensão aplicada à entrada de modulação ECV, a partir de um oscilador de baixa frequência (LFO) por exemplo. O sinal de pico cortado e o sinal não descristado são então extraídos pelo amplificador IC3. O resul-

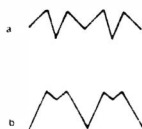
tado depende do nível do sinal descristado pré-regulado pelo potenciômetro P2. Pode-se ver na figura 2 exemplos de sinais obtidos na saída quando um sinal de forma triangular não descristado de nível baixo (2a) ou de nível elevado (2b) é aplicado à entrada. As formas de ondas obtidas em diversos pontos do circuito são dadas na figura 3. Elas são apresentadas como segue, de baixo para cima:

- A = sinal de entrada
- B = sinal descristado
- C = sinal de entrada atenuado
- D = sinal de diferença
- (B-C) = sinal de saída

Se o sinal triangular aplicado à entrada for simétrico, o efeito produzido pelo gerador de harmônicas é o de um duplicador de frequência. Um sinal de forma quadrada aplicado à entrada e modulado em largura, pode ser modulado em amplitude, comandando os níveis de descristamento por um sinal injetado na entrada ECV. Quando ele for utilizado com uma guitarra, a montagem produz um efeito semelhante ao



2

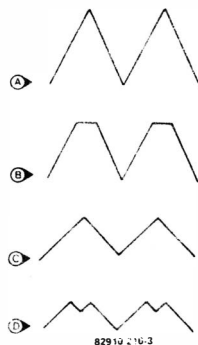


“phasing”. Por motivos evidentes, as tensões de alimentação devem ser precisas e convenientemente estabilizadas.

Os sinais de entrada devem ser sinais quadrados de pequeno tempo de subida (flancos rígidos). Para uso geral, é necessário ligar cada entrada a amplificadores de alta frequência bastante produtivos seguidos de triggers de Schmitt, a fim de obter o sinal quadrado necessário a partir de um sinal qualquer. Convém observar também que, neste caso, a histerese dos triggers deve ser simétrica com relação a 0 V, para evitar erros.

M. Bertuch

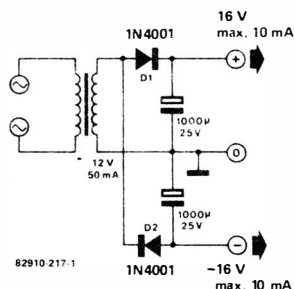
3



217

Alimentação simétrica simples

Quando se deseja construir uma alimentação simétrica, utiliza-se, na maior parte do tempo, um transformador de tomada intermediária (ou de ponto médio) associado a uma ponte retificadora. Esta técnica parece de tal modo evidente que freqüentemente se perde de vista a existência de uma solução ainda mais simples. O esquema proposto aqui apresenta uma montagem desconhecida por numerosas pessoas ou simplesmente caída no esquecimento. Este método contém um inconveniente: sabendo que a retificação é do tipo mono-alternância, é necessário dispor de uma capacidade de filtragem maior, de modo a impedir o ronco da tensão de alimentação. Se se respeitam os valores dados no esquema, a alimentação é capaz de fornecer uma corrente máxima de 10 mA com



uma ondulação residual de 0,2 V de pico-a-pico aproximadamente. A fórmula dada permite dimensionar a alimentação para outros valores de corrente e de ondulação residual.

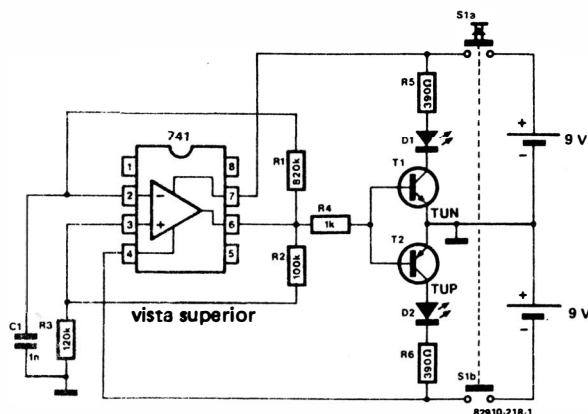
218

Testador de amplificador operacional

O circuito aqui descrito repousa no mesmo princípio e pode ser montado na mesma caixa que o controlador 555, que é objeto de uma outra montagem publicada nesta obra. O amplificador operacional a controlar é montado

como gerador de sinal quadrado simples.

Quando o botão de pressão S1 é fechado, a entrada não-inversora do amplificador operacional é mantida a uma tensão de referência, obtida a partir da tensão de saída e do divisor de



tensão R2/R3. A corrente circulando em R1 serve para carregar o condensador C1 até que o nível da tensão de entrada inversora atinja o da tensão de referência. Visto que o amplificador operacional exerce o papel de comparador, sua saída muda de estado e fornece assim uma tensão de referência de polaridade inversa. A corrente de carga de C1 circula em sentido inverso, até que a nova tensão de referência seja atingida e o ciclo novamente funcione.

Quando a saída está no estado alto, o transistor T1 conduz e o LED D1 se acende. Inversamen-

te, quando a saída está no estado baixo, o transistor T2 conduz, por sua vez, e é o LED 2 que acende. Os transistores são incorporados na montagem para que esta possa ser utilizada para controlar amplificadores operacionais de pinos idênticos ao do 741, mas cuja corrente de saída é mais baixa.

Para alimentar o circuito, é necessário dispor de uma alimentação simétrica (fornecendo uma tensão positiva e uma tensão negativa). O circuito funciona adequadamente quando é alimentado por duas pilhas de 9 volts.

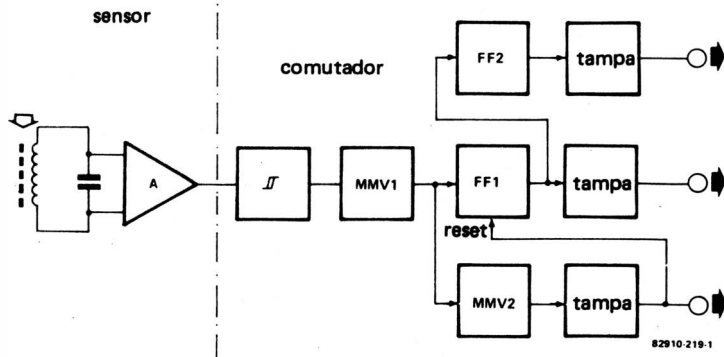
219

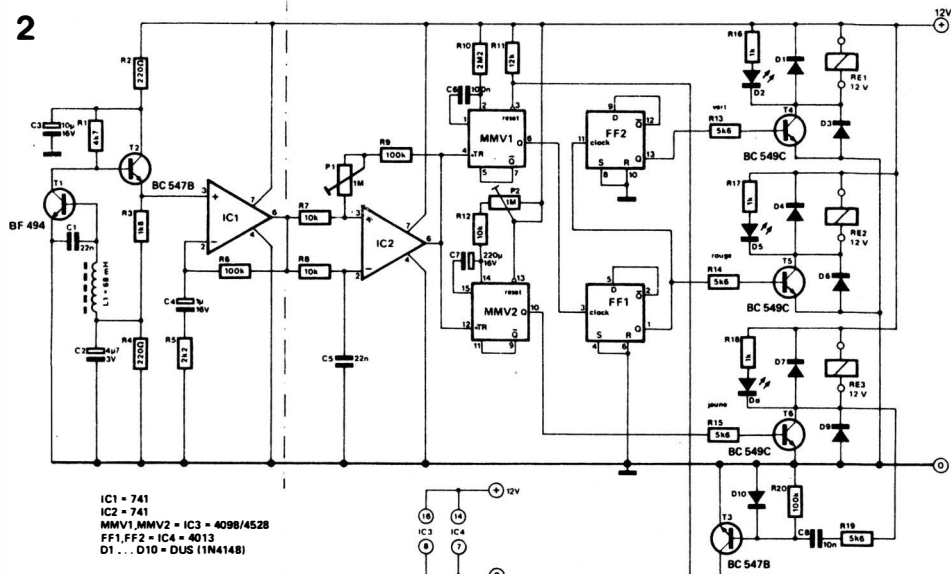
Knock Switch

Existem todas as espécies de interruptores extravagantes e maravilhosos: interruptores de toque sensível, interruptores destravados por meio de sons, interruptores sensíveis à temperatura, e assim por diante. . . Mas jamais descrevemos um como este: ele muda de estado quando se lhe

bate! Sobretudo não se preocupe em nos escrever para dizer que você já tem numerosos interruptores mecânicos que exigem igualmente por instantes um bom golpe de punho. Nós também temos o mesmo problema. Para este, entretanto, não é necessário descarregar um

1





verdadeiro tapa: um ligeiro toque é mais que suficiente. O “detector de batidas” é um vulgar self de choque, ou, mais exatamente, uma placa na qual é montado o self de choque. Não “destrua” esta idéia antes de haver pensado nela profundamente; pode-se imaginar numerosas aplicações possíveis. Consideremos o exemplo da música pop moderna, que consome cada dia mais a eletrônica: este interruptor pode perfeitamente convir em um sintetizador eletrônico de bateria. Pode-se até ativá-lo com a ajuda de uma varinha!

Como funciona? O núcleo do self de choque é feito de material ferromagnético. Este tipo de material contém um grande número de pequenas zonas nas quais todos os dipolos magnéticos são orientados do mesmo modo (estas zonas são chamadas zonas de Weiss). A energia que é preciso fornecer para executar um rearranjo destas zonas é, na verdade, muito pequena: um leve choque basta. Esta batida, por sua vez, induz uma tensão minúscula na bobina; com uma boa amplificação e uma entrada em forma adequada do pulso, obtém-se um sinal de comando suficiente para pilotar um interruptor eletrônico.

Para ilustrar este princípio, preparamos rapidamente uma montagem de ensaio. A figura 1 representa o esquema sinótico. O detector de batidas, um self de 68 mH, faz parte de um circuito ressonante afinado em uma frequência relativamente baixa (nos entornos de 3 kHz). Poder-se-ia igualmente utilizar uma frequência mais elevada, mas a 3 kHz tem-se a vantagem de poder utilizar um amplificador (A) de baixa frequência, o que há de mais simples. Um

trigger de Schmitt transforma o sinal amplificado em um sinal quadrado utilizado para liberar um mono-estável (MMV1). A saída deste último comanda um segundo mono-estável (MMV2) e dois bi-estáveis ligados em série. Todo este luxo suplementar, lado da saída, serve para pôr em valor tudo o que se pode obter quando se faz a demonstração da montagem, o que é bem o objetivo procurado. Toda vez que se bate no detector, FF1 recebe um pulso horário; FF2 é liberado por qualquer outra batida; o mono-estável MMV2 gera na saída, após cada batida, um pulso ampliado que é também utilizado para colocar FF1 a zero.

A figura 2 representa o esquema real da montagem. A montagem detectora propriamente dita é particularmente simples; toda a confusão que está à direita da linha pontilhada é o circuito de “demonstração”. Como havíamos mencionado anteriormente, a bobina detectora (L1) é um self de batida de 68 mH. O sinal de saída é amplificado pelos transistores T1 e T2 e pelo circuito integrado IC1. O circuito integrado IC2 é o trigger de Schmitt; o potenciômetro P1 comanda a sensibilidade. Os dois mono-estáveis são contidos em um mesmo circuito integrado: IC3; quanto aos dois bi-estáveis, são contidos no circuito integrado IC4. O potenciômetro P2 permite regular a largura do pulso obtido do mono-estável MMV2. FF1, FF2 e MMV2 comandam, cada um, um buffer, que ataca um relé e um LED. É o que se pode chamar de uma representação “áudio-visual”, quando se quer espantar as pessoas com palavras sábias, supondo naturalmente que se utilizam

relês que se colam com um barulho estridente e consistente, o que é perfeito para as necessidades de demonstração. Pergunte aos que fazem a mesma coisa com os alto-falantes.

Algumas observações práticas. O valor efetivo do self de batida não é realmente crítico.

Entretanto, será bom certificar-se de que não se trata de um desses componentes bem-sucedidos, em que o núcleo é protegido por um material absorvente dos choques (como a borracha celu-

lar, por exemplo). Isto não serve estritamente para aumentar a sensibilidade. Não gostaríamos de ter na consciência articulações cobertas de equimoses.

É preciso notar além do mais que este interruptor pode ser perturbado por fortes campos magnéticos, transformadores de potência, motores elétricos, e assim por diante. À parte isso, ele tem tudo para agradar: é confiável, sensível e diferente.

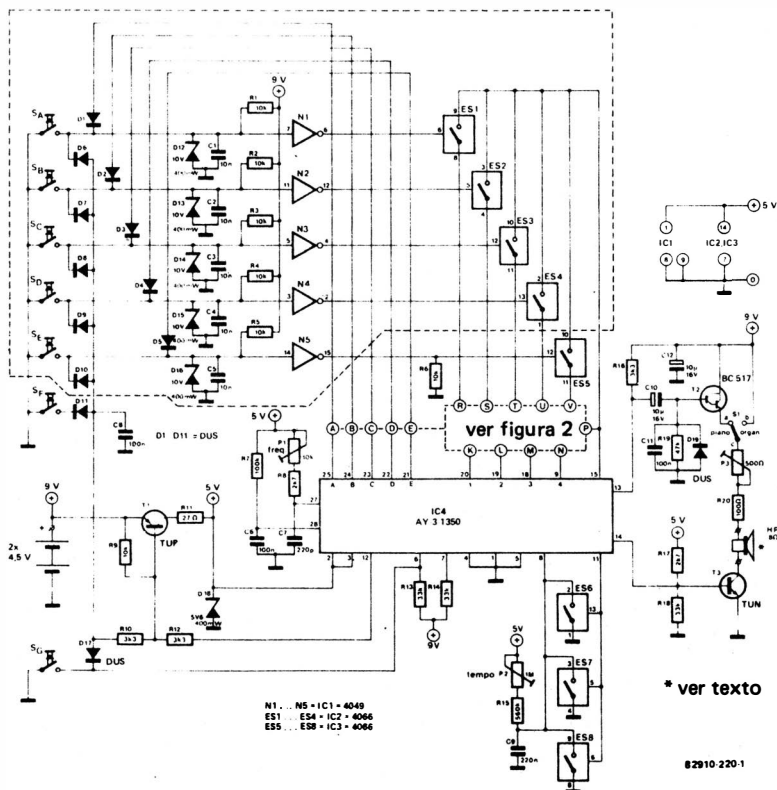
220

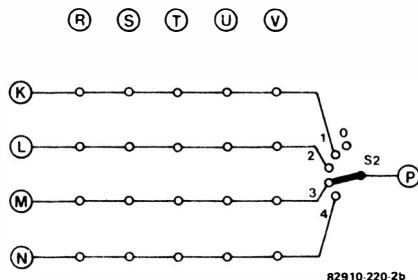
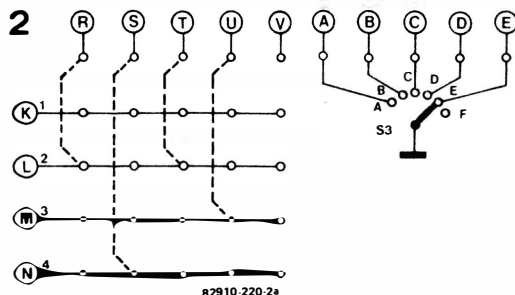
Caixa de música

Nossos leitores que colecionam caixas de música pensarão talvez que uma caixa de música eletrônica é tão doida quanto um forno elétrico a gás e que a eletrônica e as caixas de música não podem caminhar juntas.

Isso talvez seja verdade, mas, como a eletrônica, o circuito apresentado aqui conserva um certo charme. Ele pode tocar no mínimo 27 canções bastante conhecidas. Se bem que destinado a uma caixa de música, este circuito pode ser uti-

1





lizado como campainha de porta de entrada. A figura 1 mostra o esquema completo da caixa de música. Como era de se esperar, o "movimento" foi substituído por um circuito integrado. Trata-se do AY-3-1350 da Général Instruments, uma firma bastante conhecida por seus circuitos integrados musicais. Este circuito (IC4 na figura 1) se acompanha de uma montagem bastante esmerada que gera o

Figura 1. O circuito completo da caixa de música.

Figura 2. Eis um exemplo de conexões em fios de cabos que permite obter 5 melodias diferentes. Ao contrário, obtém-se 25 com os comutadores, como indicado nas figuras 2b e 2c.

Tabela 1

figura 2a	figura 2b	Melodia
	S2 S3	
— SA	0 A	Toreador
— SB	0 B	Guilherme Tell
— SC	0 C	Hallelujah Chorus
— SD	0 D	Star Sprangled Banner
— SE	0 E	Yankee Doodle
LR SA	2 A	America, America
LS SB	2 B	Canto alemão
LT SC	2 C	Wedding March
LU SD	2 D	5ª de Beethoven
LV SE	2 E	Augustin
NR SA	4 A	Hell's Bells
NS SB	4 B	Jingle Bells
NT SC	4 C	La Vie en Rose
NU SD	4 D	A guerra das estrelas
NV SE	4 E	9ª de Beethoven
KR SA	1 A	John Brown's Body
KS SB	1 B	Clémentine
KT SC	1 C	God Save the Queen
KU SD	1 D	Colonel Bogey
KV SE	1 E	Marseillaise
MR SA	3 A	O Sole Mio
MS SB	3 B	Santa Lucia
MT SC	3 C	The End
MU SD	3 D	O Danúbio Azul
MV SE	3 E	Berceuse de Brahms
SG		Carrilhão de Westminster
SF		Série de oitavas descendentes

signal horário, amplifica o sinal de saída e seleciona a melodia desejada. No que concerne a esta seleção, os pontos da figura 1 marcados por uma letra devem ser "interligados" (se assim se puder dizer). É evidente que isto é muito complicado e é preferível aproximar as figuras 1 e 2 e a tabela para compreender melhor.

A seleção da melodia pode ser obtida de três modos diferentes (pode inclusive haver outros). O primeiro e o mais simples consiste em ligar diretamente entre si os pinos de seleção. Isso diminui o número de melodias que é possível tocar, mas é um método que pode ser aceitável. O segundo método consiste em utilizar um grande número de interruptores. O terceiro e último método é eletrônico. Para isso, um IBM 4028 e apenas dois periféricos serão suficientes. Certamente, não estudaremos o método eletrônico neste artigo; entretanto, eis aí um bom assunto para se refletir. A caixa de música da Elektor utiliza uma combinação dos dois primeiros métodos.

Grosso modo, uma melodia é selecionada programando um código específico nos pinos 9, 18, 19, 20 e 21 a 25. Para os pinos 21 a 25 (pontos A a E), o código é obtido pelos interruptores SA a SE. Cada um deles valida uma melodia entre cinco possíveis e a seleção final é feita utilizando a tabela. O circuito impresso foi executado segundo este princípio e a matriz das conexões é representada na figura 2.

A fiação pode ser enormemente simplificada, utilizando os comutadores S2 e S3 da figura 2. Eles substituem o circuito delimitado pela linha pontilhada, figura 1. Tem-se agora a escolha entre 25 melodias. Para que servem os interrup-

tores S_F e S_G ? Cada um deles seleciona uma melodia, a mais conhecida sendo a do carrilhão de Westminster.

Os componentes ligados aos pinos 27 e 28 são os necessários ao oscilador interno. Sua frequência (dividida por quatro) pode ser medida no pino 26 e pode variar entre 50 kHz e 250 kHz com a ajuda do potenciômetro P1. Este potenciômetro permite, portanto, regular o tempo, enquanto que P2 determina a duração de cada nota e P3 o volume.

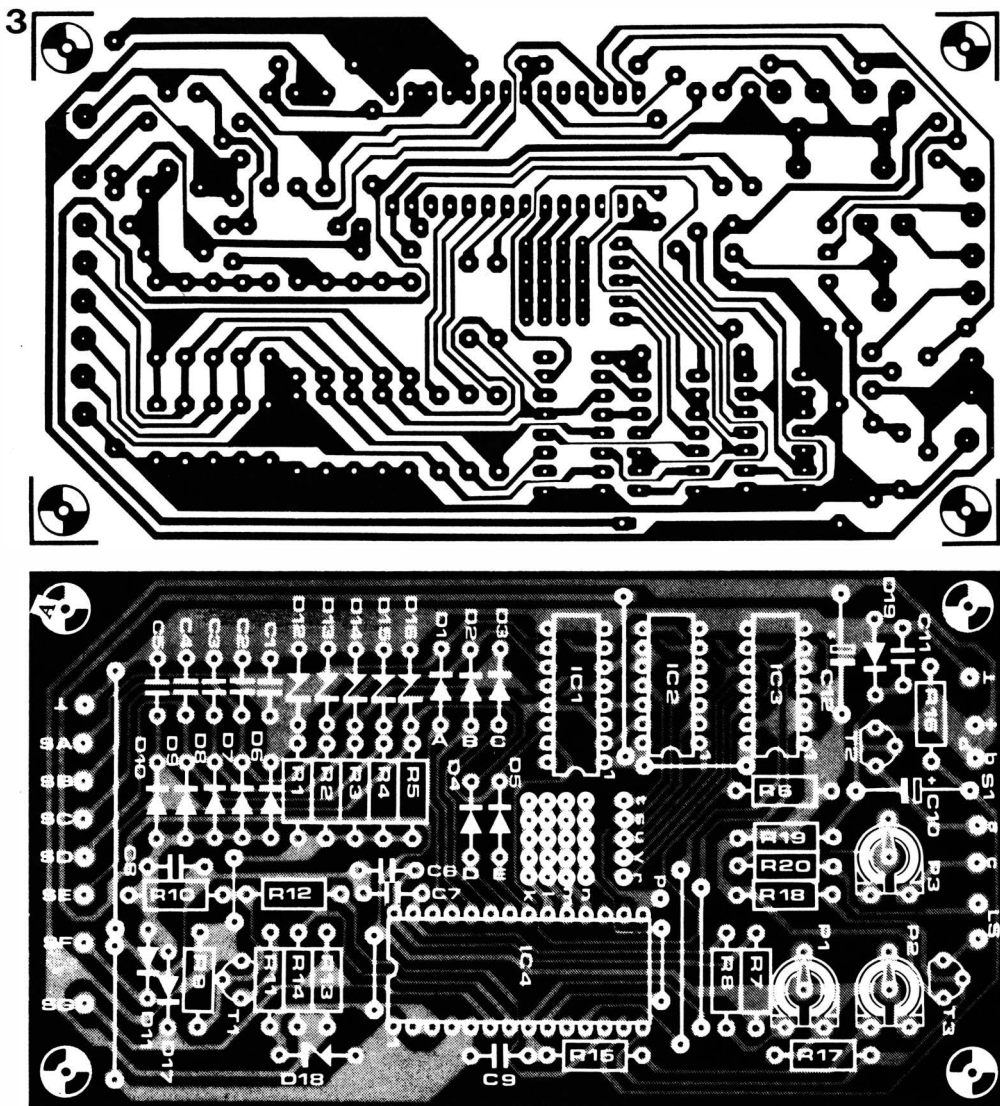
O circuito pode ser alimentado por duas pilhas

de 4,5 V, pois a corrente de repouso é de apenas alguns micro-ampères.

O alto-falante deve ser de baixa impedância (8 Ω). Se se utilizar um de 150 Ω , R20 deve ser substituída por um strap. O inversor S1 permite escolher tanto (a) o som de um piano com uma extinção da nota, como (b) notas cujo nível é constante, como no caso de um órgão.

Testes demonstraram que, quando este circuito

Figura 3. Circuito impresso da caixa de música.



Lista dos componentes

Resistências:

R1... R6, R9 = 10 k
 R7 = 100 k
 R8, R17 = 2k7
 R10, R12, R16 = 3k3
 R11 = 27 Ω
 R13, R14, R18 = 33 k
 R15 = 560 k
 R19 = 47 k
 R20 = 100 Ω
 P1 = 10 k
 P2 = 1 M
 P3 = 500 Ω

Condensadores:

C1... C5 = 10 n
 C6, C8, C11 = 100 n
 C7 = 220 p

C9 = 220 n
 C10, C12 = 10 μ /16 V

Semicondutores:

D1... D11, D17, D19 = DUS
 D12... D16 = zener 10 V/400 mW
 D18 = zener 5V6/400 mW
 T1 = TUP
 T2 = BC 517
 T3 = TUN
 IC1 = 4049
 IC2, IC3 = 4066
 IC4 = AY-3-1350

Diversos:

SA... SG = botão de pressão
 S1 = inversor de 2 posições
 S2 = comutador de 5 posições
 S3 = comutador de 6 posições
 LS = alto-falante de 8 Ω /0,5 W ou 150 Ω (ver texto).

é utilizado como campainha de porta de entrada, um visitante leva em média 45 minutos para se familiarizar com o sistema e selecionar a

canção que ele deseja. Por conseguinte, não jogue fora o clássico martelo de porta!

221

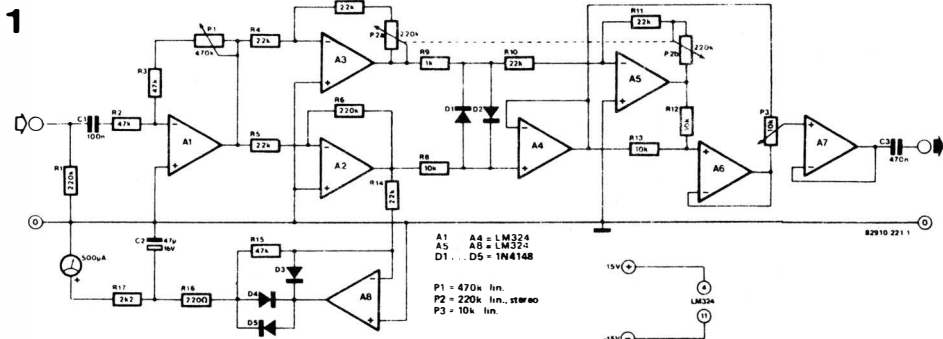
Gerador de efeitos sonoros

Esta “caixa negra” deverá obter um certo êxito com os tocadores de guitarra (elétrica). Ela oferece todas as espécies de possibilidades para enriquecer o som. Ela possui três comandos: a figura 2 ilustra o efeito do mais importante dos três (P3).

O sinal de entrada original está representado em cima. Quando P3 está no zero, este sinal é simplesmente atenuado como indicado; quando se vira P3, obtêm-se todas as espécies de outras formas de onda, compreendendo até a

duplicação da frequência. Como isso aparecerá quando retornarmos a este circuito, P3 determina a forma de onda de base; um outro comando (P2) determina o “grau” do efeito; e o último comando (P1) regula a sensibilidade. Como na maioria dos circuitos deste tipo, o efeito final depende do nível do sinal de entrada (é surpreendente constatar que os músicos parecem preferir isto), de modo que um comando de sensibilidade é tanto necessário quanto útil.

O ganho global do circuito depende da regula-



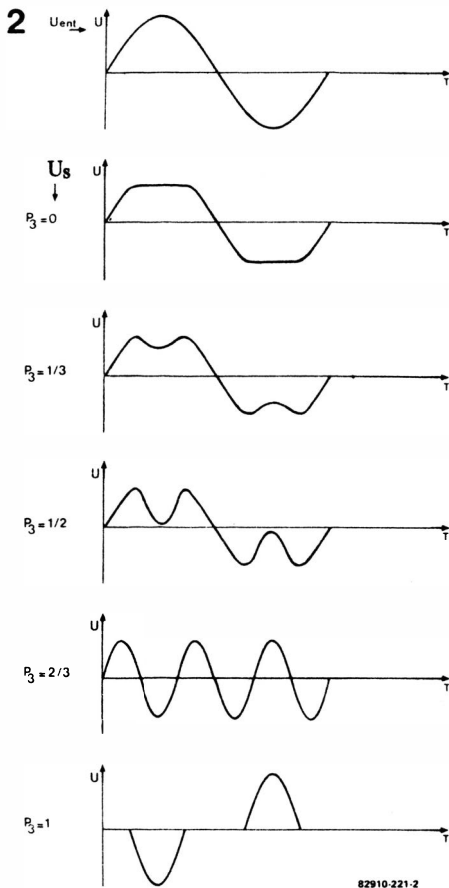
gem dos diversos comandos; ele pode assumir um valor qualquer entre $x3$ e $x30$ (10 dB a 30 dB). Notemos que P1 não é destinado a servir de comando de volume, pois os amplificadores das guitarras já possuem um.

A figura 1 dá o esquema do circuito. A1 é um amplificador separador de entrada; seu ganho é determinado por P1. O sinal de saída de A1 é aplicado a um amplificador de ganho $\times 10$ (A2) e a um estágio amplificador de ganho variável (A3), cujo ganho é determinado por P2. Neste ponto, as coisas se complicam um pouco... Dois diodos, D1 e D2, são conectados entre as saídas de A2 e de A3. Se os ganhos dos dois estágios forem idênticos, suas saídas serão igualmente idênticas e os diodos jamais conduzirão. Mas, se se reduzir o ganho de A3, duas coisas começam a se produzir: a saída de A2 é descristada na entrada de A4 e a saída de A3 é amplificada nos picos do sinal. Este último sinal é invertido por A5 e, ao mesmo tempo, o ganho deste estágio é ajustado por P2b para compensar a diferença de ganho entre os trajetos dos dois sinais, introduzida por P2a. Para obter este resultado conecte P2a e P2b "em oposição": quando o valor de um aumenta, o do outro diminui. Temos agora dois sinais de mesmo nível, mas em oposição de fase.

Além do mais, quando um é "achatado" nas cristas do sinal, o outro é amplificado nesses mesmos pontos. Esses dois sinais são somados em A6. Que obteremos agora? A componente fundamental (não distorcida) dos dois sinais é idêntica, mas de fase oposta, de sorte que elas se anulam. Ao contrário, os componentes devidos à distorção se somam: quando a saída de A4 é "baixa" devido a um descristamento, a saída de A5 está em um nível de crista negativo, pois este estágio inverte o sinal. Disso tudo resulta que a saída de A6 nada mais contém senão breves picos, que correspondem aos picos do sinal de entrada, quando D1 e D2 conduzem. Ou, para ser mais preciso, de breves aberturas que correspondem aos picos e vice-versa: quando a saída de A4 se torna alta, a de A6 se torna baixa. Pode-se, portanto, utilizar P3 para escolher o "coquetel" desses dois sinais que se preferir, produzindo assim as formas de onda bizarras representadas na figura 2.

A7 serve como amplificador separador de saída. Se você utilizar amplificadores operacionais quádruplos, este vai deixar um deles inutilizado. É pena... pois você pode fazer uma coisa útil: um circuito de VU-metro simples (A8), por exemplo.

Graças a este indicador de nível, a regulação do gerador de efeitos sonoros é muito simples. Ajusta-se o comando de sensibilidade, P1, de modo tal que, esticando uma corda, o galvanô-



metro desvia-se quase até o meio da escala (40 a 70%). P2 permite escolher a taxa de deformação de base; P3 permite escolher a "mistura" no ouvido, certamente conforme o gosto de cada um.

As montagens simples nem sempre são limitadas a um só circuito. A combinação de um sintetizador de frequência controlado por quartzo e um gerador digital de trens de ondas dá um gerador senoidal muito estável. A montagem “híbrida” utiliza comutadores para selecionar a frequência de saída por passo de 1 Hz.

A figura 1 mostra o sintetizador controlado por quartzo. O coração deste circuito é formado por um PLL (Phase Locked Loop = laço de travamento de fase). Uma frequência muito estável é levada a uma entrada do PLL (IC7) e sua saída passa por uma cadeia de divisores (variável) antes de ser levada à outra entrada do PLL. Ela tentará tornar as duas frequências iguais e sua frequência de saída, por conseguinte, variará. Por este motivo, quando a taxa de divisão é o número N, a frequência das saídas será de N vezes a frequência de entrada. Quando a frequência de entrada é derivada de uma fonte a quartzo, a frequência de saída é bastante precisa. A frequência do oscilador (3,2768 MHz) é dividida por um fator 2^{15} (IC5 é a metade de IC6), a fim de fornecer um sinal de entrada de 100 Hz. O divisor de frequência do PLL é formado por IC8 a IC11 e a taxa de divisão, portanto a frequência de saída, é determinada pelos interruptores S3 a S6. A fim de funcionar melhor, o valor da capacidade entre os pinos 6 e 7 do circuito PLL deve variar com a frequência. Isto é feito com a ajuda dos comutadores analógicos ES2 e ES3. A outra metade de IC6

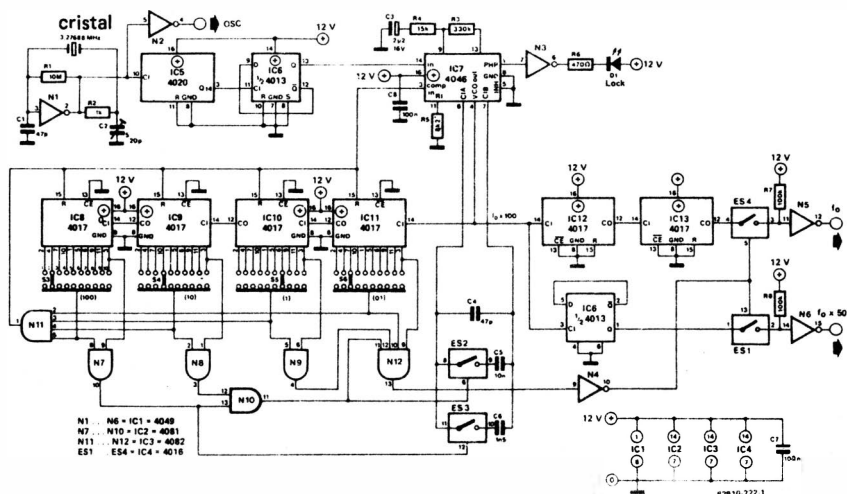
divide a frequência de saída por dois, enquanto que IC12 e IC13 formam um divisor por 100. Isto dá dois sinais de saída: um com uma frequência 50 vezes maior que o outro.

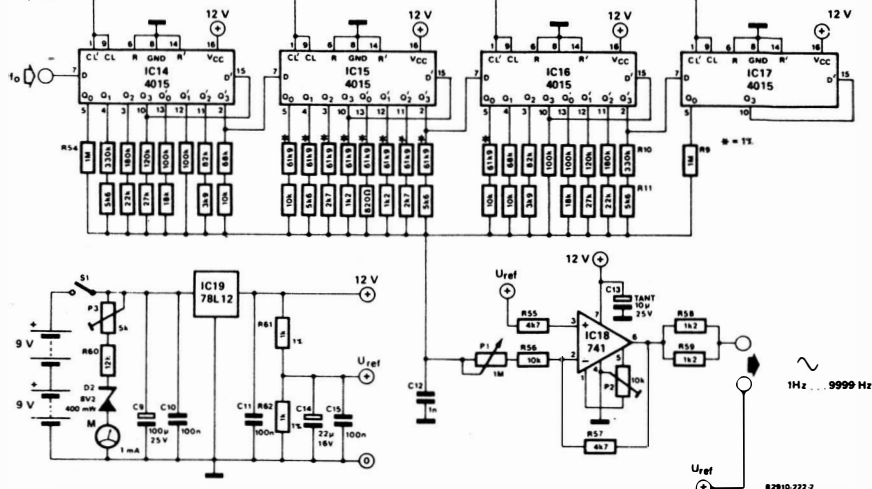
O circuito do gerador de trens de ondas é dado na figura 2. Esta montagem poderá ser ligada diretamente no circuito nº 1. Este circuito consiste em um registro de defasagem de 25 bits e uma rede de resistências. A frequência fundamental f_0 (saída de N5, na figura 1) é levada à entrada do primeiro registro de defasagem (IC4). A frequência superior (saída de N6, figura 1) é levada à entrada horária de cada registro de defasagem. Os sinais de saída dos IC14... IC17 têm formas quadradas simétricas com uma frequência de f_0 . As tensões derivadas das duas saídas Q sucessivas são defasadas em fase durante um período horário. Os 25 sinais de saída são adicionados pela malha formada por R10 a R54, gerando assim um sinal senoidal em 50 passos em C12. IC18 é um amplificador utilizado como estágio-tampão.

A amplitude do sinal de saída pode variar entre 50 mV pico-a-pico e 5 V pico-a-pico (com a ajuda de P1). A frequência varia por passo de 1 Hz entre 1 Hz e 9999 Hz. A senóide é simétrica em torno de uma tensão de referência (U_{ref}) e o ajustável P2 elimina a tensão de desvio. A impedância de saída do amplificador operacional é de 600 Ω .

A tensão estabilizada de 12 V e a tensão de referência são obtidas por um par de pilhas de

1





9 V (ou 4 x 4,5 V). O estado das pilhas é controlado com a ajuda de um galvanômetro M de 1 mA plena escala. Observe que as resistências marcadas com um asterisco são valores da

série E48 (para os 61 k9). Se nos orientarmos por esses valores, resistências de 1% da série E24 poderão fazer o serviço.

A. G. Hobbs

223

Filtro seletivo de CW

É preciso respeitar determinadas especificações quando se calculam filtros CW (trata-se de telegrafia morse não modulada).

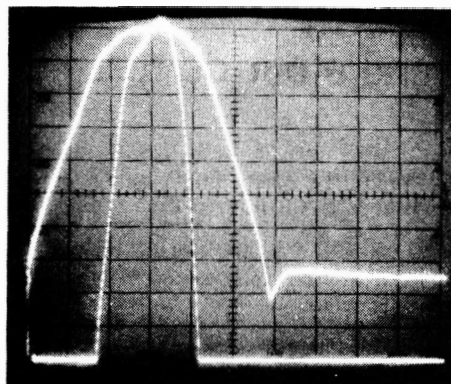
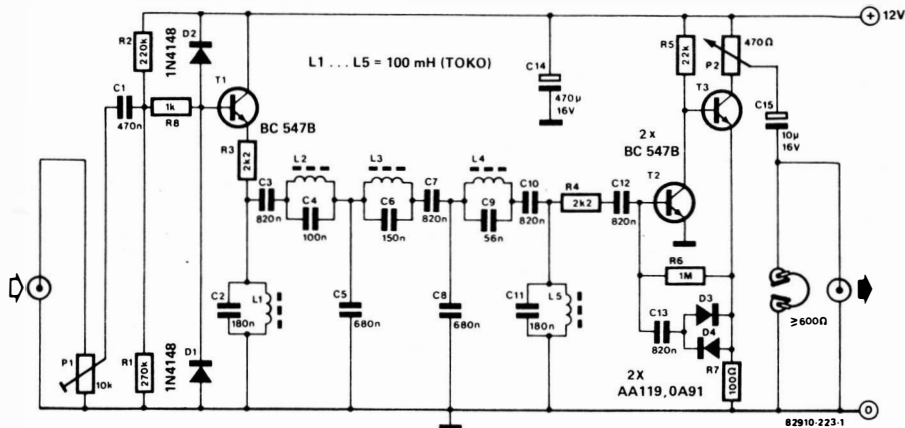
A curva de resposta deve ser suficientemente estreita para limitar o mais possível o QRM (interferência), mas suficientemente larga para se livrar da deriva do receptor.

Ele deve ter também uma resposta linear em fase no interior da faixa passante. Os filtros disponíveis no mercado têm geralmente uma faixa passante da ordem de 500 Hz (a 6 dB) e dão aproximadamente 60 dB de atenuação a 1 ou 2 kHz, aproximadamente. Em numerosos casos, os sinais da portadora são insuficientemente filtrados, provocando freqüentemente superoscilações no receptor. Um filtro com um Q muito elevado permite o máximo de seletividade, mas não convém, naturalmente, para esta aplicação.

O filtro deve poder ser fabricado em série facilmente sem que nenhum ajuste seja necessário, e o custo deve ser mínimo.

O circuito apresentado satisfaz a todas essas especificações e a uma freqüência central relativamente baixa, reduzindo por isso qualquer efeito que poderiam provocar as tolerâncias nos componentes a freqüências mais elevadas. Foi decidido incorporar filtros LC no circuito, pois eles funcionam melhor que as malhas RC. As bobinas utilizadas não têm que ser de uma qualidade especial, praticamente qualquer self de choque de 100 mH será suficiente.

As diferenças de amplitude de sinal dos filtros clássicos de recepção podem ser consideráveis, pois sua largura de faixa pode "abrir" mais de uma estação CW e o controle automático de ganho (CAG) pode provocar um efeito de "bombeamento" do filtro. É por essa razão que um circuito de limitação é adicionado à entrada do filtro (D1 e D2) e que um limitador logarítmico suplementar (D3 e D4) é incorporado no estágio de saída. É preciso ainda eliminar o sinal imagem/áudio e isso somente é possível após o sinal FI (Freqüência Intermediária)



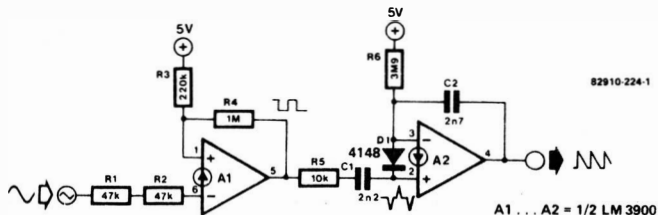
ter sofrido um tratamento especial. Este circuito é praticamente indispensável quando se trata de mostrar sinais CW em um televisor, com a ajuda de um microprocessador. Neste caso, o filtro tem necessidade somente de um simples circuito de interface. A fotografia ilustra claramente as características em frequência do filtro. A escala horizontal é de 200 Hz por divisão para cada uma das curvas. A frequência central do filtro é de aproximadamente 600 Hz. A curva estreita tem uma escala vertical de 1 dB por divisão, enquanto que a curva mais larga tem uma escala de 10 dB por divisão.

224

Dentes-de-serra sincronizados pelo setor

Esta montagem é, de fato, destinada a fazer parte de uma montagem a triacs, mas outras aplicações são possíveis. A parte que compreende o amplificador operacional A1 é um trigger de Schmitt inversor, que transforma cada período completo da tensão alternada (do setor) em um sinal quadrado. Este sinal quadrado é apli-

cado ao diferenciador formado pela resistência R5 e pelo condensador C1. A entrada não-inversora de A2 recebe dois pulsos em cada período, um positivo e um negativo. A2 nada mais é que um integrador clássico que transforma este sinal quadrado em um dente-de-serra. O que constitui a originalidade da monta-



gem é que o integrador reage tanto ao flanco positivo quanto ao negativo do sinal de entrada. Isso se deve à construção interna particular do LM3900.

Na presença de pulsos positivos, o amplificador operacional reage normalmente: desde que a entrada não-inversora atinja um nível lógico "alto", a entrada inversora deve (para preservar o equilíbrio) seguir e assumir, também ela, um nível lógico "alto". Isso somente pode ocorrer deixando aumentar a tensão de saída, sendo este salto de tensão transmitido pelo condensador C2.

Para compreender o que se passa com os pulsos negativos, é preciso levar em conta que o circuito de entrada deste amplificador operacional é constituído de um transistor cujo emissor está

na massa. A entrada não-inversora não reage, portanto, absolutamente. A entrada inversora é, além do mais, bloqueada por D1. Enquanto nenhuma das entradas é ativada, a tensão de saída do circuito integrado vai, devido à sua construção especial, subir até a tensão de alimentação.

Ainda uma pequena observação referente a R1 e R2: utilizaram-se duas resistências ao invés de uma, a fim de não ultrapassar a tensão máxima admissível nos bornes. Se o circuito não for alimentado diretamente pelo setor, é melhor então substituí-lo por uma resistência única de 100 k.

A tensão de alimentação não é crítica e pode, sem inconveniente, se situar entre 4 e 36 V.

225

Gerador de teste HF

Mini-emissor de teste para CB, 2 metros, 70 e 23 cm

A pequena montagem que iremos apresentar é, a despeito de sua simplicidade bíblica, um instrumento de teste e um auxiliar extremamente precioso para os técnicos que trabalham em alta frequência. De que se trata? É uma espécie de "gerador de harmônicas" modulável que produz sinais de teste ao passo de 9 MHz e isso até a gama do gigahertz. Ele é inteiramente indicado no que concerne aos receptores FM ou BLU (Faixa lateral única = SSB em

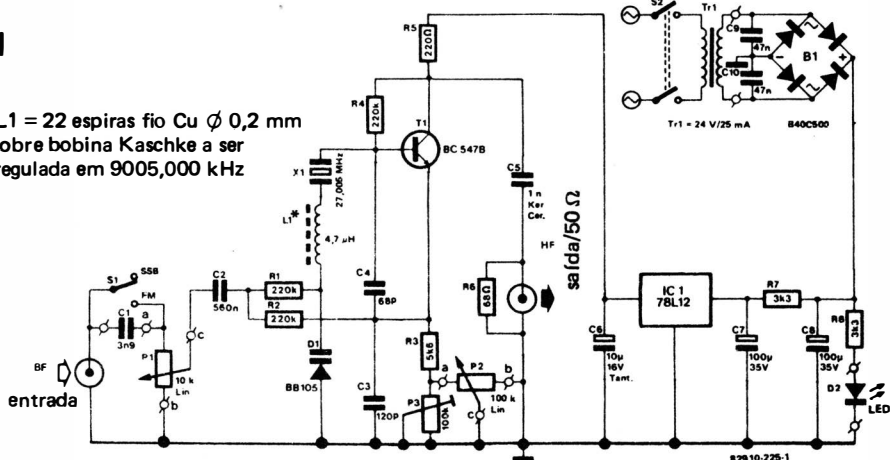
inglês: single side band). O quartzo utilizado é um quartzo standard da CB (Citizen Band = faixa do cidadão), o que permite abrandar o custo e levá-lo a algumas dezenas de cruzeiros. Desta vez, pelo menos, não será o custo que o impedirá.

Figura 1. Esquema de princípio do gerador de teste. De uma só vez, simplicidade e utilidade estão juntas.

Figura 2. O circuito impresso de pequeno tamanho permite fazer dessa montagem um instrumento facilmente transportável.

1

L1 = 22 espiras fio Cu $\varnothing$ 0,2 mm sobre bobina Kaschke a ser regulada em 9005,000 kHz



Qualquer radioamador que constrói seu material experimental, cedo ou tarde, a necessidade de possuir um gerador que lhe permita regular seu receptor. A solução mais elegante será obter um emissor de teste oficial, mas o orçamento nem sempre prevê este tipo de coisa. Muito freqüentemente, as possibilidades extensas que propõem esses aparelhos (raramente baratos) são muito importantes para o objetivo a que se propõe; um pequeno instrumento de medida menos sofisticado deverá poder fazer o serviço, desde que forneça um sinal de teste estável e confiável na gama de freqüências que se deseja. É praticamente impossível construir, com componentes totalmente comuns, um gerador tendo uma freqüência de saída variável de maneira contínua em uma grande região e que, além disso, tenha uma estabilidade em freqüência inabalável. Nosso objetivo era encontrar uma alternativa barata para o emissor-teste, tanto que escolhamos um outro caminho. Utilizando um quartzo de CB abordável, construímos um gerador que é capaz de produzir um número elevado de freqüências diferentes, sem ter necessidade de regulagem. Como? Construindo voluntariamente um oscilador que não seja muito elegante (que não tenha, portanto, mais que uma freqüência), mas que tenha uma freqüência de saída "geral". Se bem que se tenha adicionado somente um simples transistor da família BC, o oscilador fornece, além de sua freqüência fundamental (9 MHz), um determinado número de harmônicas fortes, harmônicas que vão até o gigahertz!

Este gerador de teste poderá, portanto, ser útil não somente aos C-Bistas, mas ainda a todos os amadores que "trabalhem" em VHF e UHF amador; a terceira harmônica do gerador cai em uma faixa dos 27 MHz (CB), a 16ª harmônica se situa a 144,08 MHz (2 metros), a 48ª a 432,24 MHz (70 cm) e a 144ª a uma freqüência de 1296,72 MHz (faixa dos 23 cm).

A montagem se mostra igualmente bastante adequada ao teste dos processadores de palavra. Como no que concerne às regulagens dos receptores, a escolha das condições nas quais você deseja testar seus aparelhos lhe é dada sem que você dependa das indicações que lhes poderiam ser dadas por um amigo, ou da relação seca que lhe forneceria um outro amador.

Montagem

Uma simples olhada no esquema o surpreenderá agradavelmente (figura 1). Ele parece, com efeito, bem pouco complicado.

Um oscilador lembrando um oscilador do tipo colpitts, construído em torno de T1, é equipado com um quartzo de 27 MHz, o que há de

mais comum. Para esta montagem, não vamos utilizar sua terceira harmônica, mas sua freqüência fundamental: a saber, 9 MHz. Como por acaso, esta freqüência de 9 MHz é um valor bastante interessante para o que procuramos, pois suas diversas harmônicas cobrem uma gama muito apreciada dos radioamadores. Quando da utilização de um quartzo em sua freqüência fundamental, salienta-se geralmente uma diferença não desprezível entre a freqüência que ele deverá fornecer teoricamente e a que ele efetivamente fornece. É por esse motivo que é preciso regular de maneira exata a freqüência desejada (em nosso caso 9005,000 kHz), com a ajuda da bobina L1. O varicap D1 permite modular a freqüência do oscilador. A gama de regulagem que se pode obter não é extraordinariamente extensa (o desvio, pode-se dizer, é regulável com a ajuda de P1), mas ela basta amplamente para os testes que exigem os receptores amadores em FM e em CB.

É igualmente possível testar de maneira aprofundada os receptores BLU. Vai ser preciso passar da modulação de freqüência (FM) à modulação de fase se se quiser obter uma modulação utilizável por este tipo de receptor. Para isso, basta pôr em série na entrada de modulação um pequeno condensador (C1). O inversor S1 permite a passagem de FM a BLU.

Na maioria dos casos, servimo-nos de um atenuador separado, uma vez que se trata de verificar o comportamento de um equipamento de recepção para sinais fracos. Este equipamento adicional pode ser totalmente inútil em presença de nossa montagem, pois parece que no decorrer dos testes o oscilador funciona de modo bastante confiável, mesmo em caso de sinal extremamente fraco. Por isso é muito fácil construir um atenuador tornando a resistência do emissor de T1 regulável. A gama que o potenciômetro P2 e o ajustável P3 autorizam é consideravelmente extensa: para uma freqüência de 144,08 MHz (faixa dos 2 metros), o sinal máximo de saída se situa em torno de 1 mV e o sinal mínimo a aproximadamente 30 nV (em outras palavras, 0,03 μ V)!

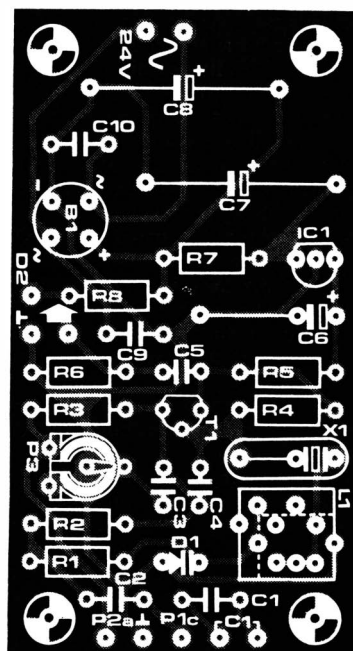
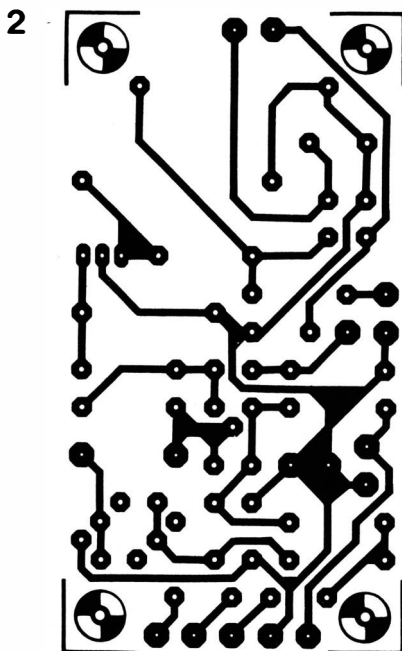
Construção

A implantação dos componentes no circuito impresso apresentado na figura 2 é de uma simplicidade infantil. Mesmo a bobina L1 não deve apresentar problemas: basta enrolar 22 espiras de fio de cobre esmaltado de 0,2 mm de diâmetro em uma pequena bobina Kaschke possuindo mandril rosa do tipo k3/70/10. Se você não aprecia as tarefas de casa ou se você tiver uma aversão congênita por esse tipo de

trabalho, é possível utilizar um self de choque regulável (de núcleo ajustável, portanto), tendo um valor de $4,7 \mu\text{H}$. A firma Toko propõe este tipo de material há pouco tempo.

A alimentação tem lugar no circuito impresso, exceção feita ao transformador. Como o consumo da montagem é verdadeiramente muito reduzido, o transformador será de pequenas dimensões, o que permitirá casar o conjunto de

montagem em uma caixa bastante compacta. Quando da colocação na "caixa", é preciso imperativamente tomar cuidado para efetuar uma blindagem (pequena chapa metálica) entre a bobina L1 e o transformador-setor, pois caso contrário você corre um risco muito grande de ronco, que tomará a maior parte do tempo a forma de uma modulação muito indesejável.



Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2, R4 = 220 k
R3 = 5 k Ω
R5 = 220 Ω
R6 = 68 Ω
R7, R8 = 3 k Ω

Condensadores:

C1 = 3 nF
C2 = 560 nF
C3 = 120 pF
C4 = 68 pF
C5 = 1 nF cerâmica
C6 = 10 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$ tântalo
C7, C8 = 100 $\mu\text{F}/35 \text{ V}$
C9, C10 = 47 nF

Semicondutores:

T1 = BC 547B
D1 = BB 105
D2 = LED
IC1 = 78L12
B1 = B40C500 modelo circular

Diversos:

P1 = pot. 10 k lin.
P2 = pot. 100 k lin.
P3 = 100 k ajustável
X1 = quartzo 27,005 MHz
L1 = bobina $4,7 \mu\text{H}$ (ver texto)
Tr1 = transformador 24 V/25 mA
S1 = inversor unipolar
S2 = interruptor-setor bipolar

O tempo passou: foram-se os presentes da época. É hora de pensar nos presentes da Páscoa. Por que não quebrar a cabeça desde já para construir alguma coisa original? Sem que isso custe os olhos da cara!!! Não há presente mais precioso que o construído com suas próprias mãos. Que pensaria você de uma ambulância ou de um veículo de polícia coroado com um verdadeiro pisca-pisca duplo?

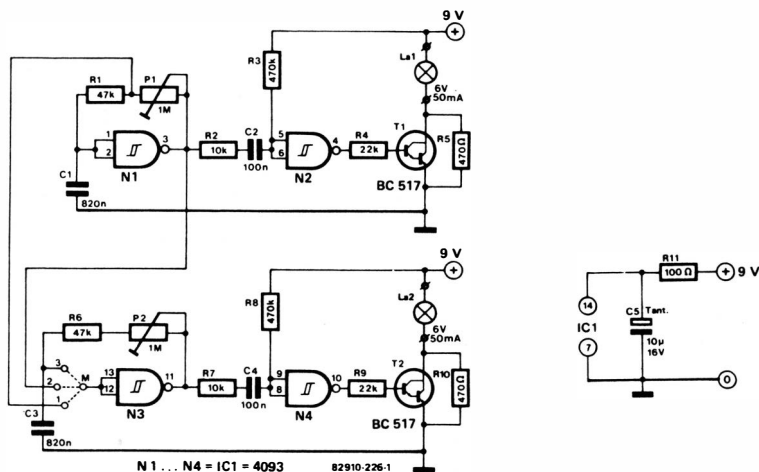
Numerosos amadores de eletrônica aproveitam as noites para elaborar o presente que darão ao afilhado ou ao filhinho. Este presente não pode deixar de ser eletrônico. Há uma categoria de objetos muito adequada a este tipo de modificação: os veículos de grandes dimensões. Na maioria dos casos, eles têm espaço suficiente para esconder uma minimontagem com sua pilha de alimentação. Torna-se cada vez mais difícil, nos tempos atuais, imaginar uma coisa original, quando se vê tudo o que chega ao mercado, com destinação confessada, aos olhos e às mãos das crianças. Após muitas reflexões, concebemos uma montagem de construção fácil, ocupando pouco espaço e produzindo um efeito original. A montagem simula o efeito de um farol-giratório, tal como se vê em cima das "verdadeiras" ambulâncias ou carros de polícia, mas não exige peça móvel. É somente uma simulação.

Objetivo: simplicidade

A figura 1 mostra que é possível chegar a fazer belas coisas com a ajuda de montagens muito simples. O conjunto se compõe de duas montagens pisca-pisca idênticas, que comandam uma pequena lâmpada incandescente cada um. Daremos uma curta descrição do funcionamento desta montagem, em benefício de nossos leitores que não percebem imediatamente o princípio no qual ela se baseia. Um trigger de Schmitt, N1, é o coração de um multivibrador estável. O condensador C1 é ligado à entrada da porta; a entrada de N1 é ligada, por outro lado, à saída por intermédio da resistência R1 e do potenciômetro P1. Conforme o estado lógico da saída, o condensador é carregado ou descarregado por meio dessas resistências. A cada vez que a tensão nos bornes do condensador atinge um dos limites de destravamento da entrada, N1 oscila. Desta maneira, o multivibrador fornece um sinal retangular cuja frequência é determinada pela relação entre o valor do condensador e o valor da soma das resistências de R1 + P1. O fato de variar o posicionamento de P1 permite assim modificar a frequência. A rede RC, C3/R3, que lhe segue, trabalha como diferenciador. Estando R3 ligada ao posi-

Figura 1. O esquema mostra os dois circuitos pisca-pisca que são de concepção idêntica. As diversas maneiras de ligá-los permitem obter vários efeitos diferentes.

1



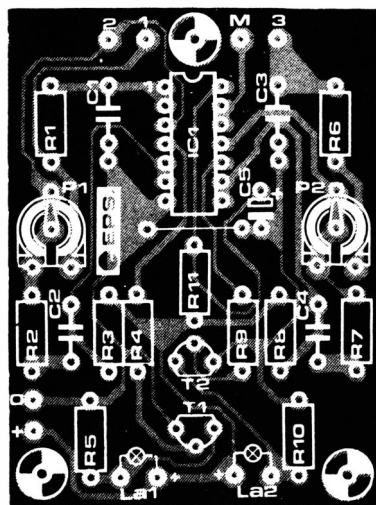
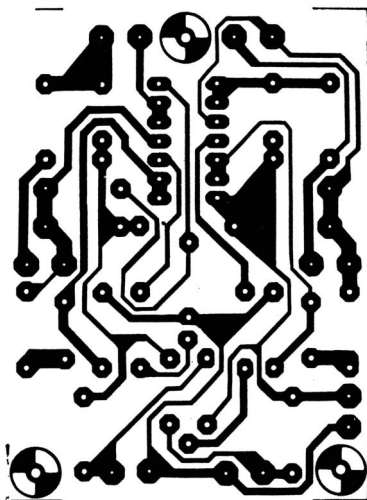


Figura 2. Representação do circuito impresso. Dado seu pequeno tamanho, ele poderá ser facilmente colocado em numerosos brinquedos, quer sejam veículos terrestres, marítimos ou aéreos.

tivo de alimentação, esta rede será sensível somente no flanco descendente do sinal retangular fornecido. A cada vez, o sinal passa brevemente. A porta N2 remodela para fazer dele um sinal bastante "adequado", de modo que o transistor darlington é posto em condução por um curto pulso. Na linha de coletor de T1 é ligada uma lâmpada que se acende desse modo um breve instante em cada ciclo. Coloca-se uma resistência entre o coletor e o emissor, de maneira a proteger o filamento da lâmpada a uma temperatura adequada. A corrente de funcionamento da lâmpada é fortemente reduzida, por isso, com relação a um funcionamento normal, o que pode ser somente benéfico quanto ao tempo de duração da lâmpada. Como se deseja obter um clarão intenso da lâmpada, utiliza-se uma lâmpada de tensão nominal de 6 volts a uma tensão de alimentação de 9 volts. O efeito obtido parece muito com o produzido por um farol giratório. A segunda parte do esquema é idêntica à primeira. Apenas acrescentamos uma possibilidade suplementar sob a forma de um ponteiro que pode ser posicionado no circuito impresso.

Se ligarmos os pontos 3 e M, obteremos dois piscas-piscas funcionando de maneira totalmente independente um com relação ao outro. Se se puser em relação os pontos 2 e M, as lâmpadas se acenderão cada uma por vez; a frequência da batida pode ser regulada com a ajuda de P1. O fato de colocar em ligação os pontos 1 e M nos fornece a última variante, as lâmpadas se acenderão simultaneamente. Nesse caso, é P1 que permite regular a frequência.

Lista dos componentes

Resistências (1/8 W):

- R1, R6 = 47 k
- R2, R7 = 10 k
- R3, R8 = 470 k
- R4, R9 = 22 k
- R5, R10 = 470 Ω (ver texto)
- R11 = 100 Ω
- P1, P2 = potenciômetro ajustável 1 M

Condensadores:

- C1, C3 = 820 n
- C2, C4 = 100 n
- C5 = 10 μ /16 V tântalo

Semicondutores:

- T1, T2 = BC 517
- IC1 = 4093

Diversos:

- La1, La2 = lâmpadas incandescentes miniatura 6 V/50 mA (ver texto)

O circuito impresso

É possível colocar no pequeno circuito impresso da figura os dois osciladores que aparecem no esquema. Os potenciômetros P1 e P2 poderão ser tanto potenciômetros comuns como potenciômetros ajustáveis. Não se esqueça de colocar

uma ponte entre o ponto M e um dos pontos 1, 2 ou 3. A gama das tensões de alimentação é ampla, a montagem funcionando a uma tensão de alimentação compreendida entre 3 e 15 volts. Para obter um efeito luminoso correto, é preciso cuidado ao escolher uma lâmpada que deverá ter uma tensão de funcionamento (é a tensão que figura no pescoço da lâmpada) aproximadamente igual a $2/3$ da tensão de alimentação. Se você tiver algumas dificuldades em obter os BC517, poderá substituí-los por um BC337-25 ou um BC337-40. Será preciso, neste caso, modificar o valor de R4 e de R9, e

abaixá-lo a 6k8. A corrente máxima que pode ser comandada não deve ultrapassar 400 mA. É preciso escolher para as resistências R5 e R10 um valor tal que as lâmpadas estejam no ponto de começar a acender quando elas tenham apagado.

Não temos regra precisa a fixar no que se refere à montagem do circuito em um aparelho ou brinquedo. A marcha a seguir é, com efeito, função do modelo no qual o conjunto será colocado. Deixamos a cada um que resolva esse problema a seu modo.

227

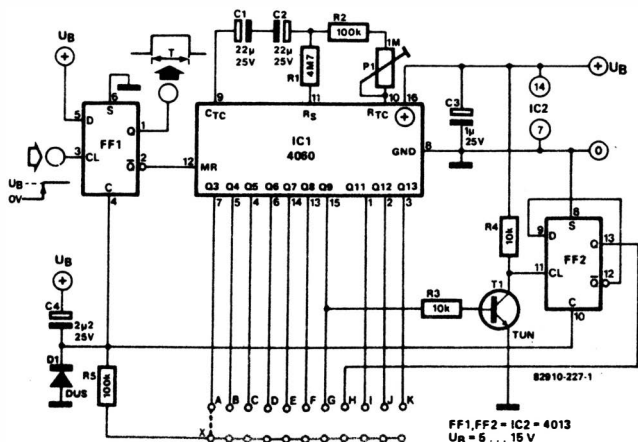
Minuteria de longa duração

Este multivibrador mono-estável pode ser proposto como alternativa de "longa duração" às montagens de temporização baseadas no bastante célebre circuito integrado 555. É possível utilizar-se dele para obter temporizações indo de 20 segundos a aproximadamente 60 horas. Não é de todo mal...

A concepção do circuito é bastante simples. A montagem se compõe de um conjunto saída/retorno a zero (RAZ), de um oscilador "lento" e de toda uma série de divisores por dois. A maior parte da montagem se acha "pronta para uso", em um só circuito integrado. Para obter um oscilador, basta acrescentar (ao que existe no interior do circuito) dois condensadores (C1, C2), duas resistências (R1, R2) e um potenciômetro (P1). Os sinais de saída elaborados pelos

divisores por 2 do circuito integrado estão ao alcance da mão, por meio dos pinos de saída Q. Você observará, sem nenhuma dúvida, a ausência da saída Q10; é o motivo pelo qual ela foi constituída com a ajuda do transistor T1 e do flip-flop FF2: temos portanto nossa "Q10".

A minuteria é ligada pela chegada de um flanco ascendente na entrada horária (pino 3) de FF1. A saída Q (pino 2) passa ao nível lógico baixo e o oscilador em IC1 é excitado. A saída Q de IC1 passa por sua vez ao estado alto ao ritmo da frequência do oscilador (regulável entre 2,5 e 25 segundos). Ver-se-á aparecer um nível lógico alto, via R5, na entrada de RAZ (clear) de FF1 (pino 4) após um tempo bastante curto ou uma duração interminável, conforme o ponto A, B, C... K ligado a X. O flip-flop é,



O número impressionante de divisores por dois autoriza uma escolha fabulosa quanto aos retardos possíveis. Se forem os pontos A e X que estão em ligação, será possível fazer variar a temporização entre 20 segundos e 3 minutos e meio; os pontos B e X dão 40 segundos e 7 minutos, e assim por diante. . . É fácil calcular de modo bastante exato a temporização, com a ajuda da seguinte fórmula:

T representa a temporização, M é o fator de divisão escolhido. Se se liga A a X, o fator de divisão será 2^3 , para B a X será 2^4 , para C a X será 2^5 , e assim por diante. . . Se a ligação considerada for K a X, obtém-se um fator de divisão de 2^{13} (8192); se se faz entrar este número na fórmula, obtém-se o tempo respectível de aproximadamente 60 horas.

Autodesligamento para ferro de soldar

Se você olhar um pouco à sua volta, constatará que ainda ocorre que certos topa-tudo (não acusamos ninguém!!!) esquecem de desligar seu ferro de soldar. Pelas suas ocupações futuras, deixa-se a casa com o coração em paz. . . para encontrar na volta um monte de escombros fumegantes. Esse tipo de acidente (!!!) é pro-

fundamente desagradável (no mínimo!!!), pois bastam geralmente poucas coisas para que este tipo de catástrofe não mais ocorra.

Felizmente, na maioria dos esquecimentos, os acontecimentos não tomam aspecto tão desolável, mas por que se privar do prazer de contas de eletricidade (ah, bem, seu ferro de soldar é



a gás!!!) mais aceitáveis, sem contar uma “subida de suspensórios” pelo lençol salpicado de enfeites carbonizados.

Ataquemos o princípio de funcionamento da montagem: IC1 é um circuito integrado contendo um oscilador e um divisor por 2^{13} . É possível obter uma duração de pulso de um quarto de hora, aproximadamente. Quando este tempo se passou, o diodo põe-se a piscar e o ruído (neste caso um buzzer da Toko) vai ressoar. Se não se pressionar o botão S1 nos 50 segundos que se seguirem, a montagem se desligará sozinha, o que terá como consequência o desligamento do ferro de soldar. Se se acionar S1, coloca-se a seu crédito um tempo de duração de 15 minutos.

Se bem que não tenhamos encontrado este defeito em nossa montagem experimental, não é impossível que o relê não cole justamente no momento em que a tensão de alimentação desa-

parece. Se for o caso, é preciso acrescentar um contato suplementar ao relê, com a ajuda do qual se pode cortar a corrente. É preciso, neste caso, cuidado para que o contato suplementar seja apontado para uma terceira parte de S1 na entrada em funcionamento (dado em pontilhado no esquema). É totalmente possível utilizar dois interruptores distintos para S1a e S1b, desde que se acione inicialmente S1b e depois simultaneamente, ou muito pouco tempo mais tarde, S1a. Se se tiver à mão um relê cuja tensão de funcionamento seja diferente de 12 volts, ele também pode servir. A tensão de alimentação e o regulador de tensão deverão nesse caso ser adequados à tensão do relê. É preciso entretanto cuidado para manter a tensão em uma gama compreendida entre 3 e 18 volts.

M. Prins

229

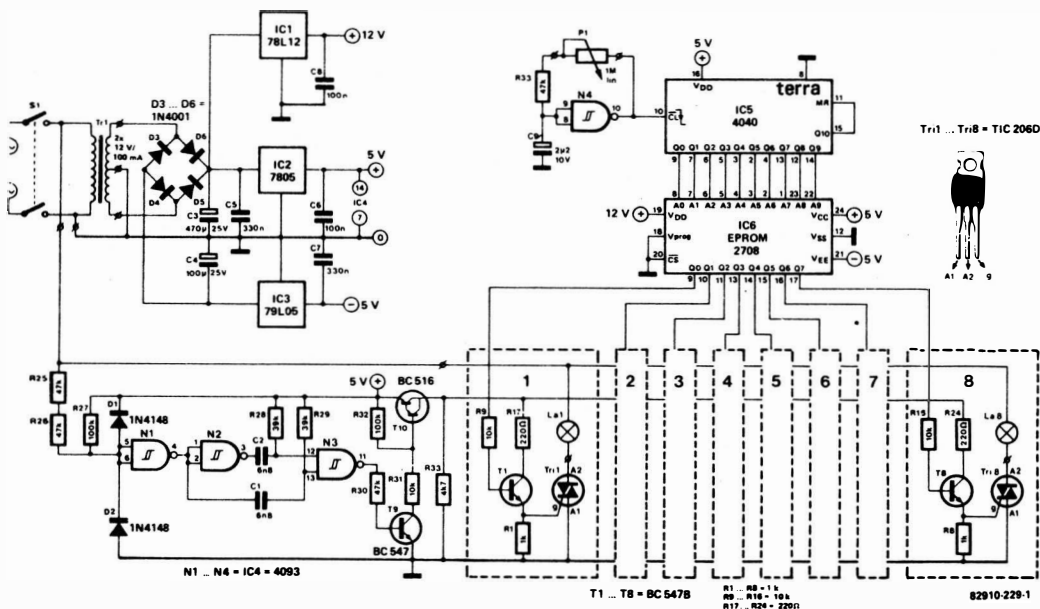
Jogo de luz de EPROM

Utilize seus EPROM antigos!

É o slogan que levou nossos projetistas a queimar as pestanas para achar um meio de dar um segundo sopro a velhos EPROM. A montagem é baseada em um contador que faz aparecer, a

uma velocidade afiável, o conteúdo das cascas-memória de um EPROM.

Com dados obtidos, acendem-se lâmpadas incandescentes graças a um estágio transistor/triac. Por pouco que o programa seja elaborado,



o efeito obtido vale os esforços exigidos. Um gerador horário, regulável em frequência (N4), comanda um circuito integrado contador (IC5). Este contador sabe contar em binário até 1024 (exatamente o número de casas-memória que possui um 2708, estranho!!!). Pode-se colocar um byte de oito bits (0 ou 1) em cada casa-memória. Esses sinais binários são enviados à montagem de lâmpadas, e se o sinal em questão for um "1", a lâmpada correspondente se acende. Se se utilizar mais simplesmente alguns triacs, sem mais, daria origem a números parasitas-setor. É por esse motivo que se encontra a parte da montagem construída em torno de N1... N3. Ela é destinada a permitir a excitação dos triacs somente no decorrer da passagem por zero da tensão-setor. Os triacs somente são excitados durante um breve período (300 μ s) e a lâmpada ficará acesa durante o semiperíodo inicial.

A concepção da alimentação é fortemente simplificada pela utilização de circuitos integrados reguladores de tensão. As tensões + 12 volts e - 5 volts somente são úteis para o EPROM. Como adquirir um EPROM e como programá-lo. Primeiramente: para os possuidores de Junior

Computer; verificamos experimentalmente que o programa monitor no EPROM do Junior Computer dava muito bons resultados. Os que não construíram o Junior podem conseguir o EPROM nos revendedores (chamamos a atenção de eventuais construtores desta montagem para a necessidade de utilizar um EPROM programado, pois um EPROM novo ou suprimido, 2708 ou 2716, somente contém 1, um 2516 somente contém 0). É igualmente possível comprar um EPROM de refugo e deixar-se surpreender pelo resultado.

Não é necessário que as lâmpadas utilizadas tenham potência superior a 200 W. Se se tiver, a qualquer custo, que aumentar esta potência, será preciso prever a adição de radiadores aos triacs. Nessas condições, a potência admissível se situa em 800 W.

Será preciso conter a montagem em uma caixa plástica resistente, pois a tensão-setor de 220 volts está presente em todo o circuito. É fortemente recomendável utilizar para P1 somente um potenciômetro de eixo plástico. Procure fixar os cordões-setores no interior da caixa com a ajuda de presilhas.

230

Ampla escala de tensões de alimentação para LEDs

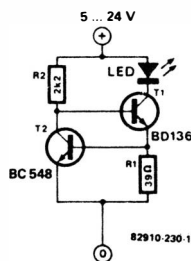
A utilização de LEDs como indicadores de tensões elétricas tornou-se muito freqüente. Mas, como regra geral, é necessário dispor de uma tensão estável e precisamente definida, o que não ocorre com a montagem aqui proposta. Ela permite, com efeito, manter constante a corrente que alimenta o LED em uma escala de tensões se estendendo de 5 V a 24 V. Isso permite alimentar os LEDs com uma tensão de alimentação muito instável.

A corrente máxima que tolera um LED é de 50 mA. Mas é certo que, a partir de 20 mA e além daí, a luminosidade aumenta apenas muito pouco. É, portanto, razoável limitar a corrente de alimentação a 20 mA aproximadamente. Utiliza-se uma fonte de corrente constante para isso. Esta é constituída pelos transistores T1 e T2, associados às resistências R1 e R2.

Malgrado os saltos de tensão entre 5 e 24 V, este circuito mantém a corrente de alimentação

do LED nos limites adequados; a corrente varia de 15 mA a 27 mA aproximadamente.

O princípio é relativamente simples: quando a tensão de alimentação aumenta, a corrente do coletor que atravessa T1 aumenta também. Por isso, a corrente de base de T2 por sua vez aumentará e este transistor torna-se condutor.



A seguir encontra-se a tabela que coloca em

5 V – 15 mA	15 V – 22 mA
9 V – 18 mA	18 V – 24 mA
12 V – 20 mA	24 V – 27 mA

Receptor FM-CB ultra-simples

O receptor é baseado no princípio supereteródino simples de frequência intermediária de 455 kHz. O filtro de entrada (FL1) é do tipo 27 MF, o que permite uma supressão da frequência de imagem sem regulagem nem qualquer adaptação. O custo que se paga por esta simplificação

Como o filtro de frequência intermediária (FL2) é utilizado sem transformador de adaptação, o fator de amortecimento para as estações



distantes será de apenas 40 dB. Acrescentou-se um filtro de discriminação (FL3) para demodular o sinal FM. Devido à presença de um ruído forte pronunciado, temos anexa a possibilidade de uma montagem de squelch, a qual trabalha na componente do ruído que se situa em torno

dos 4,5 kHz.

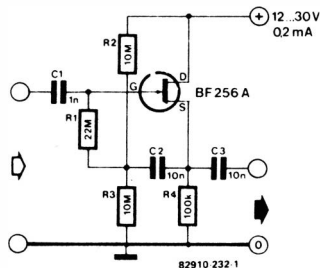
É inútil falar do amplificador BF (IC4), de uma simplicidade bíblica. Em resumo, uma montagem muito fácil de efetuar, ao preço de uma pequena parte dos desempenhos.

232

Seguidor de tensão de alta impedância de entrada

É de notoriedade pública que um FET (Field Effect Transistor – Transistor de Efeito de Campo) apresenta uma alta impedância de entrada, situando-se geralmente na gama dos $G\Omega$. Como mostra o esquema de princípio, um só FET basta para construir um amplificador-tampão, tendo uma impedância de entrada de $1\ G\Omega$. O circuito é um simples conversor de impedância (fonte-seguidor), tendo um ganho de 1; há numerosas aplicações, tais como tampão para microfones de alta impedância (capacitivos), sonda para osciloscópio, etc.

Uma das soluções que permitem obter a alta impedância exigida é ligar uma resistência de $1\ G\Omega$ entre a porta do FET e a massa. Infelizmente, as resistências de valor tão elevado são não somente muito difíceis de encontrar, mas também de um custo proporcional à resistência; será preciso, portanto, encontrar uma solução financeiramente mais acessível. O coração desta montagem é um FET BF 256A utilizado como seguidor de tensão de ganho unitário. Este circuito particular contorna bem o problema, utilizando o condensador C2 como bootstrap. O bootstrap é uma montagem particular que data dos amplificadores de lâmpadas nas quais a



carga de saída é ligada entre a saída negativa da A.T. e o cátodo, sendo o sinal a ele aplicado entre a grade e o cátodo. Teoricamente, a impedância de entrada do circuito deverá situar-se próxima a $2,2\ G\Omega$; mas, na prática, ela jamais ultrapassará, praticamente, $1\ G\Omega$ devido às correntes de fuga.

A resposta em frequência do seguidor de tensão vai de 30 Hz a 750 kHz (limite 3 dB). Para obter um funcionamento correto, a impedância da carga na saída deve ser de no mínimo $100\ k\Omega$.

233

Sirene com um circuito integrado

O único circuito integrado requerido para a construção desta sirene é um LM 389 de 18 pinos. Este contém um amplificador de BF (idêntico ao contido no LM 386) e três transistores NPN cuja base, o emissor e o coletor são acessíveis por fora. Basta acrescentar alguns componentes periféricos ao circuito integrado.

T1 e T2 (contidos no circuito integrado) são montados como multivibrador estável cuja frequência é ajustável entre 1 e 7 Hz, com a ajuda de P1. Este sinal é captado no pino 11 e aplicado ao terceiro transistor T3. Este é religado por seu emissor à entrada “muting” do circuito amplificador do LM 389. Se o pino 3 for posto

meta na sua linha. Manter a relação sinal/ruído exige, a partir deste instante, elevar mais ou menos a voz.

O que é isso? É uma espécie de inseto, que tem por corpo um amplificador e por cauda um pequeno alto-falante, e cuja cabeça é um captador telefônico.

Este captador é, de fato, uma pequena bobina de detecção. Basta fazer agitar bastante levemente a "cabeça" para conseguir agitações importantes, mas proporcionais, do "rabo". A bobina de detecção se "alimenta" de variações magnéticas: estas são, com efeito, as variações do campo magnético irradiado pela fiação elétrica do telefone ou do conjunto de recepção que detecta o captador, modificações que são amplificadas e restituídas pelo alto-falante. Desta maneira, não se infringe a regulamentação da Companhia Telefônica (que proíbe mexer em um terminal ou em uma instalação telefônica) estabelecendo um contato, mas sem "tocá-lo", entre o telefone e o amplificador telefônico. É inútil fazer ligações arriscadas no interior do aparelho telefônico, tanto mais que isto é proibido.

A figura 1 propõe o esquema do amplificador telefônico. Ele contém apenas uma pequena quantidade de componentes. No esquema, L1 representa a bobina do captor. Estes captadores, fáceis de encontrar, são especialmente previstos para isso e são, por isso, dotados de uma pequena ventosa. Nas extremidades da bobina, encontra-se uma tensão alternada minúscula, que é capaz, após ser passada por um transistor T1 e pelo amplificador IC1, de atacar o alto-falante. A potência do som pode ser regulada de duas maneiras diferentes: ou com a ajuda do ajustável P1 (que permite definir o valor limitado), ou por meio do potenciômetro de comando

de volume, P2.

A figura 2 propõe uma ilustração do aspecto do circuito impresso, que foi desenvolvido por esta montagem. Vê-se o lado dos componentes

Lista de componentes

Resistências:

R1 = 100 k
R2 = 39 k
R3 = 2k2
R4 = 680 Ω
R5 = 10 Ω
P1 = 5 k ajustável
P2 = 10 k lin.

Condensadores:

C1 = 27 n MKM
C2, C4 = 2 μ 2/16 V
C3 = 22 μ /16 V
C5, C10 = 100 μ /16 V
C6 = 10 μ /16 V
C7 = 100 n MKM
C8 = 47 n MKM
C9 = 220 μ /16 V

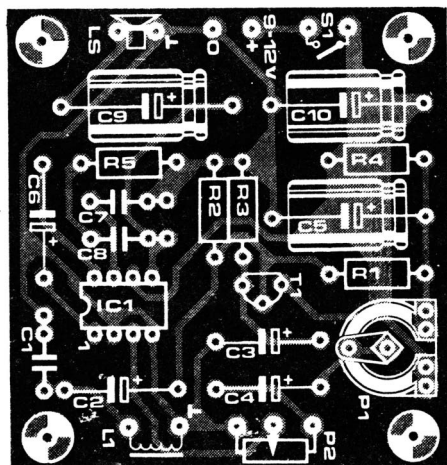
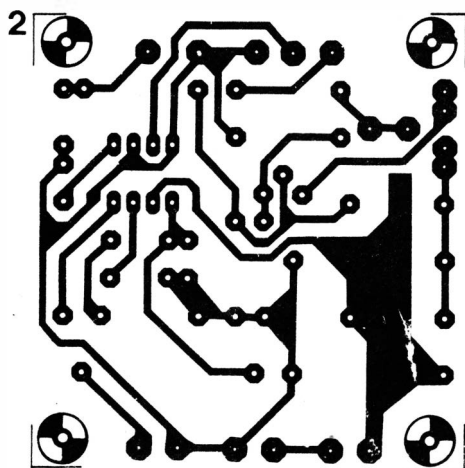
Semicondutores:

T1 = BC 547B
IC1 = LM 386

Diversos:

S1 = interruptor de 1 posição
HP = alto-falante 8 Ω /0,5 W
L1 = captador telefônico de ventosa
1 conjunto de macho e fêmea para chassis de 3,5 mm

Figura 2. Desenho de circuito impresso de amplificador para telefone.



e a face de cobre. Se utilizarmos um alto-falante miniatura e uma pilha de 9 V, será possível casar o conjunto da montagem em uma caixa bem pequena, de dimensões 120 x 65 x 40 mm. Não é proibido alimentar a montagem com uma alimentação-setor, mas é preciso cuidar para que, neste caso, haja uma boa estabilização da tensão de alimentação, pois temos que fazer uma fonte de ruído suplementar.

A construção do amplificador telefônico não deve apresentar qualquer problema insuperável; iremos, por esse motivo, nos ocupar de coisas mais interessantes, como as da colocação e utilização do sistema; é, portanto, a L1 e P1 que iremos nos dedicar bastante especialmente. Qual o melhor local para aplicar o captador? Parecerá que, em princípio, o melhor lugar se encontre sob o telefone, pois é o lugar menos protegido. Mas o captador ocupando geralmente dois ou três centímetros de altura, torna-se necessário levantar o telefone. É então possível colocar o captador sob o escutador auxiliar, se existir, ou então no escutador principal, ao nível do alto-falante. Mas isso apresenta o problema do cabo bifilar, que vai ser necessariamente colado, nesse caso, no lugar com auxílio

de material adesivo. A você, portanto, cabe escolher a posição que melhor lhe convier, sendo a posição mais conveniente tecnicamente a que fornece o sinal mais forte e o mais utilizável.

Passemos agora ao ajustável P1. Ele é destinado a determinar o nível sonoro máximo. Com efeito, se se deixa um sinal muito forte atingir o microfone do combinado telefônico, fecha-se o anel e se acha gratificado com um efeito de Larsen inoportuno. Este efeito é um eco incontrolado que se apresenta sob a forma de um forte apito persistente. Começa-se por colocar P2 ao máximo, e em seguida regula-se P1 de modo a evitar o aparecimento intempestivo deste fenômeno.

Deixamos à sua vontade suprimir qualquer parte que se acha à direita de P2, na figura 2, e servir-se de sua instalação Hi-Fi para a reprodução do sinal. Tentamos, entretanto, miniaturizar ao máximo o tamanho do aparelho e minimizar o feixe de fios, e assim não lhe aconselhamos este modo de proceder.

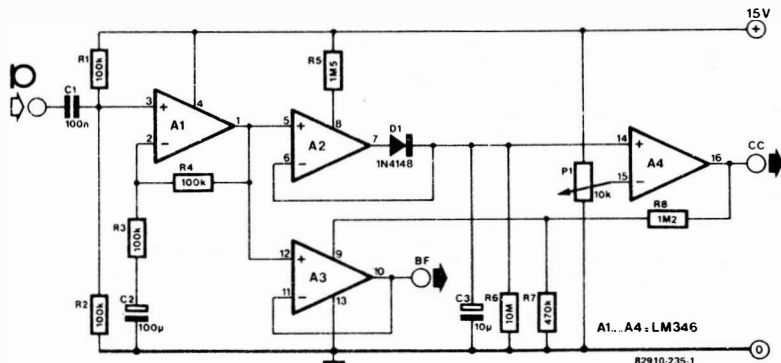
235

Amplificador comandado pela voz

Uma das características mais desagradáveis dos conjuntos de sonorização (P.A. = Public Address) é sua sensibilidade aos assobios e enganchamentos, devido aos fenômenos de contra-reação (o célebre Larsen). Existem duas soluções para contornar este problema: comprar um microfone bastante diretivo (a preço geralmente proibitivo), ou pôr o microfone em

funcionamento somente quando for necessário, com a ajuda de um comutador sensível à voz. Escolheríamos a segunda solução, aplicação da National.

O conjunto repousa em um circuito integrado da National: o LM 346. Este circuito integrado contém 4 amplificadores operacionais programáveis que são de utilização muito flexível.



Eis rapidamente o funcionamento: quando se fala diante do microfone, o sinal é amplificado por A1; encontra-se na saída de A3, um amplificador de ganho unitário, o sinal amplificado. Analogamente, encontramos um nível positivo em A4, nível que poderíamos utilizar para comandar um relê ou qualquer outro sistema deste tipo. Se o conferencista acabou de falar, A3 não conduz mais e o amplificador fica em repouso.

Se um sinal chegar do microfone, ele é amplificado por A1. A saída deste amplificador é ligada a A2 e A3. O amplificador A2, ao qual se acrescenta o diodo D1, serve de retificador para o sinal amplificado do microfone, de modo a levar este sinal a um nível lógico positivo. O condensador C3 se encarrega de nivelar estas

últimas ondulações residuais. Se o nível da tensão de entrada for mais alto que o nível apresentado por P1, a saída do comparador A4 pode passar ao estado alto. O pino 9 de A3 é ligado através de R8, de modo que o sinal de entrada possa achar seu caminho para a saída. Nos bornes de C3, acha-se uma resistência de 10 M Ω cujo objetivo é fazer com que C3 se descarregue apenas muito lentamente.

Isto é muito importante, pois se nos encontrarmos diante de uma pausa curta, é preciso que a saída fique aberta. A saída de controle pode ser utilizada para comandar um relê ou outro sistema deste tipo, possibilidade da qual se fará uso com uma instalação de discoteque.

(Aplicado pela National Semiconductor)

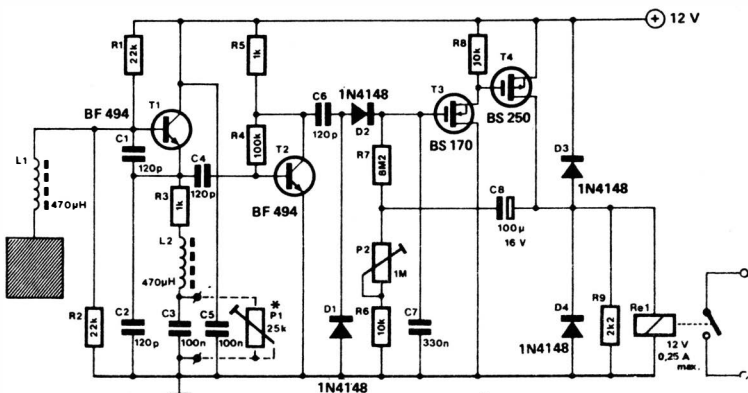
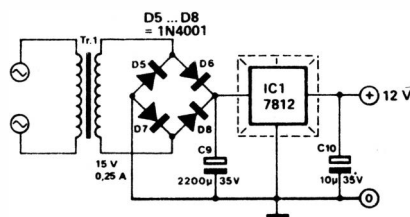
236

Detector de presença

O objetivo desta montagem é detectar a presença de um objeto condutor, à medida que este se encontre a uma distância razoável do circuito. O fato de que este objeto se desloca ou não na vizinhança da montagem não tem a menor importância. A sensibilidade do circuito está ligada à proximidade do objeto a detectar e sua regulagem não apresenta qualquer problema particular. Uma aplicação possível e muito simples é servir-se do detector de presença como campainha de porta de entrada. O circuito é então totalmente invisível da parte externa, visto que se pode montá-lo no interior da porta de entrada.

O coração do circuito é o oscilador montado em volta de T1, cujo condensador "de interrupção",

se se pode chamá-lo assim, for constituído pelo conjunto placa sensitiva + objeto a detectar. Como o nível não é elevado, é preciso amplificá-lo. O circuito de T2 se encarrega desta tarefa. O circuito de comutação e de bascula é feito com a ajuda de transistores V-FET, a fim de



* ver texto

82910-236-1

limitar o número de componentes ao mínimo. A sensibilidade é ajustada com a ajuda de P1 (determina-se assim o raio de ação do detector); P2, por sua vez, permite regular o tempo de duração do basculamento. Pensamos não ser necessário explicar que a placa sensível não deve ser montada na proximidade

de objetos metálicos. Uma outra aplicação interessante é utilizar este circuito como detector de nível para líquidos; nesse caso, poder-se-á tratar de líquidos "agressivos", pois não é necessário que a placa sensível entre em contato com o líquido.

237

Multímetro utilizado como freqüencímetro

Um multímetro merece realmente esse nome quando for capaz de medir não somente uma tensão, uma corrente ou uma resistência, mas igualmente outras grandezas.

É necessário, então, que o multímetro seja dotado de "conversores" que transformam a grandeza a medir em uma grandeza que o multímetro seja capaz de avaliar. Iremos descrever aqui um "conversor" de freqüência que permite transformar qualquer multímetro em freqüencímetro dotado de uma gama que vai de 10 a 10000 Hz.

Não é necessário que a medida da freqüência se faça sempre de modo numérico. A maneira analógica se apresenta em muitos casos mais simples e mais barata, sobretudo se se dispõe de um mostrador analógico, o mostrador do multímetro nesse caso. Não nos falta senão um conversor que transforme a freqüência a medir em uma grandeza "compreensível" pelo multímetro. O coração de nossa montagem é um circuito conversor freqüência/tensão, o 4151 de Raytheon. Em notas de aplicações, lê-se que se trata originalmente de um conversor tensão/freqüência, mas é possível encontrá-lo outras numerosas aplicações. Este circuito integrado é caracterizado por uma precisão de 1% (garantida), precisão que é, entretanto, função da do multímetro; é possível deste modo medir uma freqüência com uma precisão bastante aceitável.

O 4151 apresenta exigências precisas quanto à forma e à amplitude do sinal a medir; por esta razão, o estágio de entrada é constituído de um

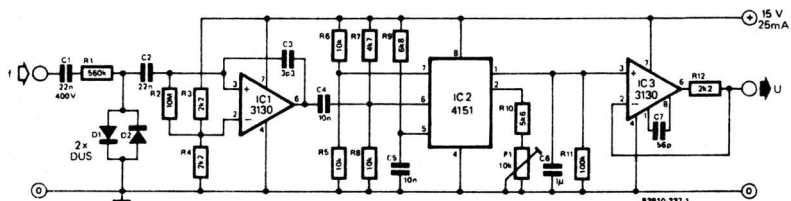
comparador que transforma um sinal à forma imprecisa e aleatória, mas possuindo uma amplitude mínima de 50 mV, em um sinal de forma conveniente. A entrada é capaz de suportar uma tensão de 400 V_{tt}. Um amplificador de ganho unitário protegido contra os curto-circuitos faz o papel de estágio de saída.

O esquema

Acha-se ilustrado na figura 1 o esquema completo do conversor de freqüência. A entrada de tensão alternada (as tensões contínuas são bloqueadas) somente pode suportar uma tensão de 400 V_{tt} desde que se tenha escolhido para C1 um condensador capaz de suportar uma tensão dessas. Os diodos D1 e D2 protegem o comparador (IC1) contra as tensões muito elevadas. De maneira a evitar que as entradas de IC1 não possam se achar a um potencial negativo, elas são levadas a um potencial igual ao da tensão de alimentação dividido por dois, por meio do divisor de tensão formado pelas resistências R3/R4. O valor de R2 é desprezível comparado à impedância de entrada do 3130, o que faz com que as duas entradas se encontrem à mesma tensão. Em função da tensão de compensação (tensão de offset), por menor que ela seja, a saída toma

Figura 1. A leitura da freqüência em um multímetro é possível graças a um conversor freqüência/tensão (4151), precedido por um comparador (IC1) e seguido por um tampão (IC3).

1



um dos valores extremos da tensão de alimentação (ou 0 V ou 15 V). Devido à presença de R2, um sinal de entrada será maior na entrada não-inversora do comparador do que na entrada inversora. O comparador oscila por este motivo. O condensador C3 apenas acelera este basculamento. O sinal de saída produzido pelo comparador é convertido pelo 4151 em uma tensão contínua correspondente. A relação entre a frequência e a tensão é dada pela seguinte fórmula:

$$\frac{U}{f} = \frac{R9 \cdot R11 \cdot C5}{0,486 (R10 + R11)} \quad (\text{V/Hz})$$

Os valores escolhidos para os componentes do esquema dão uma relação de conversão de 1 V por kHz. Um debatimento de toda a escala na gama de 10 V corresponde a uma frequência de 10 kHz. É possível utilizar um multímetro mesmo que ele não disponha desta gama de 10 V, mas de uma gama de 6 V, por exemplo. Neste caso, um pleno debatimento corresponde a 6 kHz. Os que quiserem utilizar a fundo as possibilidades da montagem podem atuar sobre P1, de maneira que um debatimento de 6 V

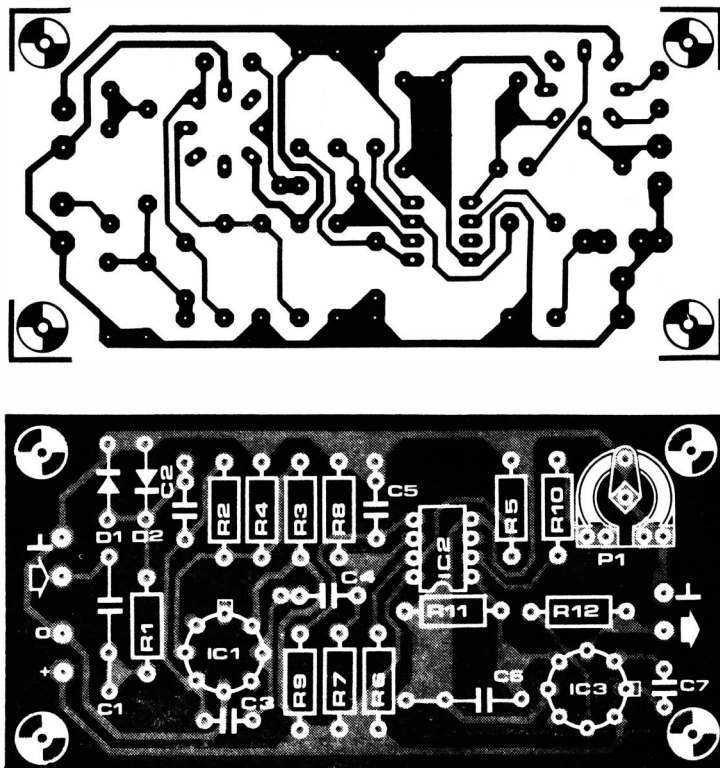
corresponda a uma frequência de 10 kHz. Pode ocorrer em certos casos que seja preciso adaptar os valores de R10 e/ou de P1. É preciso em qualquer caso que a resistência total R10 + P1 ultrapasse os 500 Ω.

O estágio-tampão de saída é igualmente constituído por um 3130 (IC3). Dada sua impedância de entrada elevada, este amplificador operacional apresenta a vantagem de que sua saída segue tensões de entradas muito baixas, pois ele trabalha como seguidor de tensão. Isso se deve ao fato de que sua região de comando é bastante ampla. É possível aumentar a precisão da leitura quando da medida de frequências inferiores a 1 kHz, utilizando uma gama de medida menor (1 V, por exemplo).

A saída é protegida contra os curto-circuitos graças à resistência R12. Para compensar a queda de tensão que lhe é devida e que poderia ocasionar erros de medida, a tensão de saída existente após R12 é comparada, por retorno à entrada inversora, à que existe na entrada não-inversora, para fazer com que o ganho de tensão

Figura 2. Lado do cobre e implantação dos componentes do circuito impresso para o conversor de frequências.

2



seja precisamente igual a 1. A presença desta resistência, bem como da resistência interna do multímetro, ocasiona uma ligeira queda de tensão. É preciso, por isso, que a resistência interna do multímetro não seja inferior a $5\text{ k}\Omega$, se se puder dispor de um debateamento plena escala. Se a gama escolhida for de 10 V, isso significa que a resistência interna do multímetro deve ser de $500\ \Omega/\text{V}$ no mínimo. Se tudo isso lhe parecer muito complicado, resta-lhe proceder por tentativas a fim de verificar se seu multímetro convém ou não; nesta última hipótese, será simplesmente impossível obter um debateamento plena escala. Mas pode ter certeza de que praticamente não existe no mercado um multímetro que possua uma resistência interna inferior a $500\ \Omega/\text{V}$. Se você não dispuser de um multímetro, é possível utilizar um galvanômetro de bobina móvel. Associado a esta montagem, ele deve permitir ler facilmente a frequência fornecida por um gerador; não há risco de erro de medida devido à "patinação" do potenciômetro de regulação da frequência.

Construção

O circuito impresso da figura 2 simplifica enormemente a construção da montagem que não deverá apresentar problemas. Como dissemos mais acima, o conversor de frequência é capaz de "encaixar" tensões de entrada que podem subir até os 400 V; é esse, infelizmente, o caso do corpo humano! Por isso é preciso colocar a montagem em uma pequena caixa bem isolada (exceto se não for sua intenção medir tensões dessa ordem).

A alimentação é a própria simplicidade. Não é necessário que seja estabilizada. Um transformador comportando um secundário de 12 V,

Algumas especificações

- Região de frequências:	10 Hz. . . 10 kHz
- Impedância de entrada:	$>560\text{ k}$
- Sensibilidade:	50 mVtt
- Tensão de entrada máxima:	400 Vtt
- Carga da saída:	$>5\text{ k}\Omega$

(para plena escala 10 V)

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 560 k
R2 = 10 M
R3, R4, R12 = 2k2
R5, R6, R8 = 10 k
R7 = 4k7
R9 = 6k8
R10 = 5k6
R11 = 100 k
P1 = 10 k ajustável

Condensadores:

C1 = 22 n/400 V
C2 = 22 n
C3 = 3p3
C4, C5 = 10 n
C6 = 1 μ
C7 = 56 p

Semicondutores:

D1, D2 = DUS
IC1, IC3 = 3130
IC2 = 4151

uma ponte retificadora, um condensador de filtragem de $10\ \Omega/25\text{ V}$, eis os ingredientes necessários e suficientes para construir uma alimentação perfeita. Se se projeta alimentar a montagem com uma pilha, será preciso desligá-la, posicionando um condensador de tântalo de $10\ \Omega/25\text{ V}$ entre o + e o - da pilha.

Aferição

A aferição da montagem se faz com um gerador preciso. Escolhe-se, para começar, a frequência de 10 kHz e atua-se em P1, de maneira que a agulha do multímetro atinja o debateamento máximo (10 V, por exemplo). Pode-se verificar, em seguida, a exatidão da montagem escolhendo outras frequências.

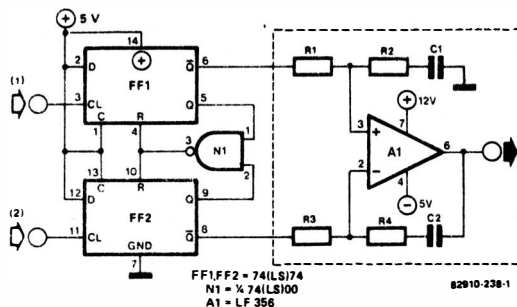
238

Detector de frequência e de fase

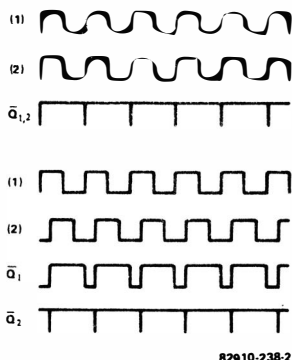
O circuito integrado CMOS do tipo 4046, circuito de PLL, encontrará outras aplicações se sua frequência-limite puder ser um pouco mais elevada. Se o domínio de funcionamento do VCO deve exceder um oitavo, não é possível utilizar uma montagem multiplicadora como detector de fase. A montagem deve depender

igualmente da frequência. A pequena montagem aqui descrita (como a que contém o 4046) comporta-se como detector de fase numérica mas pode, além disso, continuar a funcionar mesmo quando a frequência é mais elevada. Quando os sinais de entrada (1) e (2) possuem a mesma frequência e a mesma fase, as duas bäs-

1



2



culas são direta e simultaneamente inicializadas. Quando a fase entre os sinais de entrada varia, o instante de inicialização também se defasa. Consideremos um exemplo: se a frequência do sinal (1) for superior à do sinal (2), constata-se que a tensão média disponível na saída Q de FF1 é superior à obtida na saída Q de FF2. A tensão de regulação necessária é extraída desses dados pelo amplificador operacional A1. Os valores dados às componentes R1, R2, C1, R3, R4 e C2 dependem das frequências aplicadas. Os crono-diagramas da figura 2 devem esclarecer o funcionamento da montagem, se for necessário.

239

Guarda-pilhas Cd-Ni

Com o custo das pilhas aumentando constantemente, e o número de aparelhos domésticos alimentados desse modo seguindo uma curva paralela, pode parecer evidente que a utilização de acumuladores Cd-Ni se torna mais econômica à medida que o tempo passa.

Para guardar esses acumuladores em bom estado o mais tempo possível, é preciso cuidado em recarregá-los de tempos em tempos. Torna-se difícil, entretanto, determinar a frequência dessas recargas de manutenção. Na maioria dos casos, considera-se somente a baixa tensão restante quando o aparelho não funciona mais, e geralmente é muito tarde. Existe uma montagem bastante pequena que previne de maneira muito simples e eficaz contra uma descarga muito importante.

Temos a experiência (!!!) deste tipo de descargas "selvagens". Consideremos o exemplo do pequeno aparelho de rádio que você utiliza de vez em quando para criar um ambiente sonoro. Para se livrar do ataque financeiro que

constitui a compra perpétua de pilhas, você faz o sacrifício de comprar um número equivalente de acumuladores de dimensões idênticas

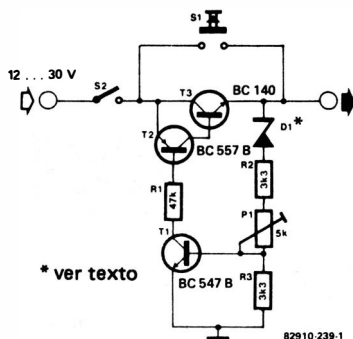


Figura 1. A montagem põe o aparelho fora do circuito quando a tensão dos acumuladores se torna muito fraca.

às das pilhas. Você coloca o aparelho em funcionamento e, após alguns instantes, ocorre somente um silêncio de morte. O rádio está mudo. Qual o motivo deste fenômeno? Os acumuladores estão descarregados a ponto que até um grampo não retiraria mais que um miliampère. É hora de pensar em recarregá-los. Este incidente é tão freqüente que não se pensa nele quando se utilizam pilhas recarregáveis. Na maioria dos casos, a inexistência de um controlador de estado das pilhas passa adiante de você e somente a parada do aparelho indicará a vacuidade das pilhas.

Mas este estado somente é recomendável no caso de uma longa utilização das pilhas. Elas não são destinadas a serem jogadas no lixo quando estão descarregadas. Muito pelo contrário!

É para evitar esses inconvenientes que o autor deste artigo concebeu uma pequena montagem que se encarrega de controlar a tensão do(s) acumulador(es). Se a tensão cai abaixo de um nível predeterminado, a corrente é simplesmente cortada, de modo que os acumuladores não se descarregam mais. Mesmo que a tensão nos bornes dos acumuladores suba, visto que há mais demanda de corrente, as pilhas recarregáveis permanecem desligadas. O consumo próprio da montagem é praticamente nulo quando o corte tiver se verificado. O consumo no decorrer do funcionamento é muito baixo.

A montagem

Observemos o esquema. Vemos que o número de componentes é pequeno e que o próprio circuito é bastante simples. A montagem, por sua vez, é tomada na linha de alimentação do aparelho, logo após o interruptor principal. Encontramos este interruptor no esquema. A tensão dos acumuladores pode estar compreendida entre 3 e 30 V. Os transistores T2 e T3 formam um darlington PNP, cuja base é ligada ao transistor T1 por meio de uma resistência (R1). Quando T1 conduz, os transistores T2 e T3 põem-se igualmente a conduzir, de modo que toda a parte se achando ligada à alimentação pode receber corrente. Se, ao contrário, T1 bloqueia, T3 bloqueia também; isso coloca os acumuladores fora do circuito.

O que tentamos obter agora é colocar T3 em condução enquanto a tensão dos acumuladores em carga fique superior a 80% da tensão nominal. Isso se obtém pela montagem em série de D1, R2, P1 e R3, o ponto comum de P1 e de R3 estando ligado à base de T1. Quando a tensão de base de T1 cai abaixo de 0,6 V, este transistor vai bloquear (o que provocará o bloqueio de T3).

Escolhe-se o valor do diodo zener e da resistência, de modo que a tensão na base de T1 seja superior a 0,6 V quando a tensão das pilhas recarregáveis for superior a 0,8 vezes a tensão nominal.

É o diodo zener que se encarrega de transmitir à base de T1 a maior parte das variações de tensão da linha de alimentação. A tensão zener depende da tensão das baterias e pode ser calculada com a ajuda da seguinte fórmula:

$$U_z = 0,8 \cdot U_{\text{nom ind}} - 1,5.$$

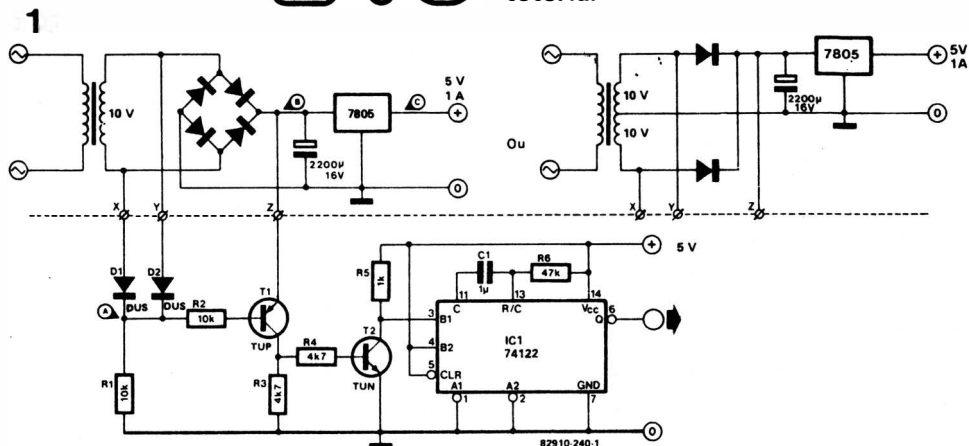
Considera-se para D1 o valor inferior mais próximo existente em estoque. O diodo zener será do tipo 400 mW pois, neste caso, a corrente que atravessa o diodo é muito baixa (200 μ A, apenas). Se se utilizar um tipo de diodo zener diferente, a verdadeira tensão zener cai bem abaixo da tensão predeterminada e nossos cálculos estão totalmente errados. O botão de pressão S1 se mostra de uma importância capital nesta montagem. Se se constrói a montagem sem este botão, e quando se ligam as pilhas, a única função da montagem será bloquear. Com efeito, seria totalmente impossível ver passar a menor corrente através do diodo zener e da resistência, o que traria por consequência a manutenção a zero da tensão na base de T1 e o bloqueio constante de T3. Se agora apertarmos S1, uma corrente vai circular na base de T1, o que vai fornecer em corrente o conjunto total da montagem e como o zener é atravessado pela corrente, todo o aparelho conectado atrás fica em funcionamento. Isso explica, ao mesmo tempo por que o aparelho fica cortado quando se verifica a ação da montagem de controle. Não existe mais, com efeito, a menor possibilidade do aparelho fornecer corrente por meio do divisor de tensão.

O potenciômetro ajustável permite modificar ligeiramente o ponto de basculamento. Começa-se por medir, com a ajuda de um multímetro preciso, a tensão total nos bornes do acumulador não posto sob carga. Envia-se, em seguida, graças a uma alimentação regulável, 80% da tensão medida na entrada da montagem e gira-se P1 de maneira a fazer destravar T3 (não se esquecer de apertar S1). A corrente máxima admissível pela montagem é de 1 A. O consumo em corrente, por sua vez, permanece muito baixo. Durante o funcionamento, o consumo é de somente 0,5 mA sob 12 V, e menos de 1 mA sob 30 V. Quando o aparelho é posto fora do circuito, o consumo de corrente é praticamente nulo.

W. D. Roth

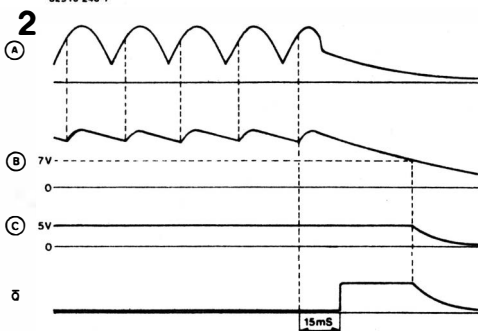
240

Preditor de pane setorial



Esta montagem pode prestar insígnies serviços a um sistema à base de microprocessador. Quando a tensão está a ponto de ser interrompida, a montagem fornece um nível lógico alto muito pouco antes do desaparecimento da tensão de alimentação de 5 volts. O pré-aviso pode ser suficiente para permitir tomar as medidas de salvaguarda necessárias (pôr, por exemplo, os estados de certos registros nas memórias vivas de baixo consumo alimentadas por uma pilha). Na parte do esquema acima da linha pontilhada, você encontrará dois exemplos de alimentação de 5 V com os quais a montagem poderia ser utilizada; ela lhe indica igualmente a maneira de efetuar as conexões. Eis o princípio de funcionamento: acha-se no ponto B a tensão de alimentação não estabilizada. No ponto A, acha-se a tensão do transformador, mas retificada.

Como mostra a figura 2, a tensão no ponto A passa cada 10 ms sob a existente no ponto B. Nessas condições, os transistores T1 e T2 vão ser passantes e simultaneamente o multivibrador mono-estável destravável (IC1) é reexci-



tado. Como a constante de tempo do mono é de 15 ms aproximadamente, a saída Q estará continuamente no nível lógico baixo. Se a tensão setorial cai brutalmente, a tensão no ponto A cai imediatamente abaixo da tensão reinante no ponto B (devido à presença do grande condensador eletrolítico de alimentação, resta uma certa tensão durante um certo tempo). O MMV (multivibrador) não é mais destravado, o que provoca a passagem da saída Q ao nível lógico alto 15 ms mais tarde, no máximo.

241

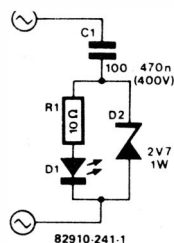
Um LED em 220 volts

Além de seu tempo de vida muito longo, um LED permite dar uma indicação de funcionamento de modo bem econômico. É um dos

motivos que faz lamentar que ele seja limitado pela baixa tensão que ele suporta. Há certamente a possibilidade de colocar uma "resistência

sólida" em série, mas isso acarreta uma perda de potência enorme. O objetivo da manobra não é construir um radiador. Os curiosos que nos escrevem têm expresso freqüentemente o desejo de poder utilizar um LED tão flexível como uma pequena lâmpada de néon, um LED que se poderá ligar no setor de qualquer modo. Isso é possível graças a um pequeno truque. Para limitar a corrente, servimo-nos da característica de resistência à corrente alternada de um condensador (sua capacitância). Não há perda de potência no condensador e a tensão reinante em seus bornes são defasadas de 90° , uma com relação à outra. A dissipação de potência é igual a $u \cdot i \cdot \cos \varphi$, fórmula na qual φ é a defasagem entre a tensão u e a corrente; sabendo que o co-seno de 90° é igual a zero, a potência é nula.

Um diodo zener é posto no circuito de modo que o LED não seja destruído por uma corrente de funcionamento muito grande. No decorrer do semiperíodo negativo, o diodo zener D2 funciona como um diodo comum no sentido passante e permite evitar que a tensão inversa se torne muito forte nos pinos do LED.



À passagem brutal ao semiperíodo positivo, D2 permite evitar que a tensão nos bornes do LED D1 e da resistência R1 ultrapasse 2,7 volts. Se utilizarmos um diodo comum ao invés deste diodo zener (o que fizemos em nossa montagem inicial), o risco de ver o diodo partir em forma de fumaça é quase certo.

O valor de C1 é função da corrente desejada através do LED. Para $C1 = 100$ n, esta corrente atinge 4 mA. Se considerarmos $C1 = 470$ n, ele atingirá próximo de 20 mA.

242

Amplificador de 1 W

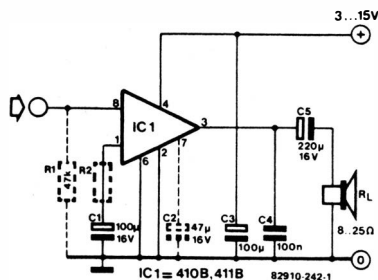
O circuito integrado U410B da Telefunken é uma caixa de 8 pinos na qual se esconde um pequeno amplificador de áudio. Este mini-amplificador integrado tem uma potência de 1 W, que ele fornece a um alto-falante de 8Ω quando a tensão de alimentação é de 9 volts (medidas feitas a 1 kHz). Nessas condições, é preciso esperar uma distorção que pode atingir 10%. Se a potência de saída exigida for de apenas 50 mW, a distorção não ultrapassará o valor máximo de 1%. Basta adicionar alguns componentes ao circuito integrado para obter um amplificador utilizável para todas as moni-

tagens às quais não é exigida uma distorção muito baixa.

O ganho do circuito integrado U410B se situa próximo a 40 dB (= 100 vezes), o que significa que será preciso uma tensão de entrada de 150 mV de pico-a-pico (= 50 mV_{eff}), à tensão máxima de alimentação de 150 volts, para obter a dinâmica máxima admissível, e que é preciso 30 mV pico-a-pico (= 10 mV_{eff}) à tensão máxima de alimentação de 3 volts.

É possível acrescentar a resistência R1 para diminuir a impedância de entrada; nesse caso, a impedância de entrada será muito próxima do valor de R1. Se o amplificador não for alimentado nem pela bateria nem por pilha, mas por uma alimentação setorial, será possível eliminar o ronco do setor acrescentando o condensador C1.

Pode-se também utilizar o modelo 411B ao invés do 410B. Esta substituição tem a vantagem de permitir determinar o ganho pela escolha criteriosa de R2. Se considerarmos 180Ω como valor de R2, o ganho atingirá 50; com um valor de 18Ω , ele será de 500.



(Aplicado pela Telefunken)

A "caça à raposa" é um passatempo que apaixonou não somente os radioamadores "comuns", mas também os clubes de PX (faixas da cidadã). As regras do jogo são de uma simplicidade infantil. Uma "raposa", pessoa equipada com um emissor portátil, se esconde nas proximidades e lança o sinal chamado "da raposa": dois tons alternados. Os "caçadores" tentam encontrar a toca em que se esconde a raposa, efetuando medidas goniométricas.

A montagem seguinte permite construir um gerador de sinal destinado à "raposa"; ele necessita somente de 6 circuitos integrados CMOS, sendo o consumo de corrente muito baixo por este motivo. IC1 fornece os dois tons simulando a raposa: a frequência do primeiro é de 512 Hz, a do segundo de 1024 Hz. O oscilador interno trabalha a uma frequência de 32 kHz se se der a R1 e a C1 os valores do esquema. Após divisão por 2, encontra-se à saída Q14 um som de frequência 2 Hz. Este sinal serve para comandar a balsa FF2, o que faz com que as portas N1 e N2 deixem passar alternadamente, durante um segundo, um ou outro dos "gritos" da raposa.

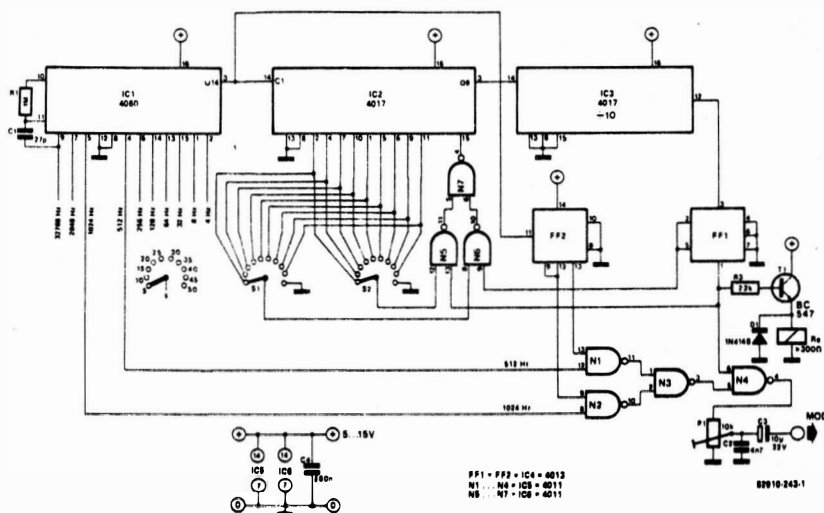
O sinal de 2 Hz sofre uma nova divisão por meio de IC2 e de IC3. O sinal de saída de IC3 comanda então FF1, encarregado de comandar alternadamente as portas NAND N5 e N6. As saídas de IC2 são ligadas a dois comutadores

cujos contatos centrais estão ligados a N5 e N6. Essas duas portas são igualmente ligadas à entrada de inicialização (reset) de IC2, por meio da porta N7. Obtém-se assim um divisor programável graças ao qual pode-se dividir um sinal de entrada por um fator inteiro compreendido entre 1 e 10. Encontram-se, na saída Q0 de IC2, frequências compreendidas entre 0,2 e 2 Hz (de período compreendido entre 5 e 0,5 s). Sabendo que IC3 conta, por sua vez, até 10, FF1 recebe um pulso horário a cada 5 a 50 segundos. O relê de comutação emissão/recepção é ligado a FF1 por meio do transistor T1. Pode-se, dessa forma, regular o tempo de duração de cada emissão e a da recepção seguinte. S1 permite escolher o tempo de duração dos silêncios da raposa, e S2 permite regular o tempo de duração da emissão de seus gritos.

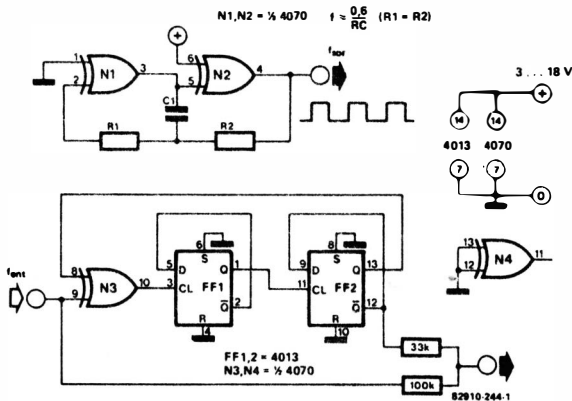
A saída de N4 chega à entrada do microfone do emissor através do potenciômetro P1 e do condensador de acoplamento C3. O par P1/C2 forma um filtro passa-baixos que filtra o sinal de saída retangular chegando por N4.

Devido à sua fraca complexidade, nada impede de colocar o conjunto de toda a montagem em um pequeno pedaço de circuito de experiência. A tensão de alimentação está longe de ser crítica e pode ser escolhida entre 5 e 15 volts.

K. Heiliger



1



Já publicamos numerosas montagens permitindo gerar sinais senoidais "digitais". Iremos escolher aqui o caminho do número mínimo de componentes e isso nos dará, igualmente, uma senóide mínima.

A montagem é constituída por dois subconjuntos: um oscilador constituído por portas OU-exclusiva e um divisor por três constituído por dois flip-flops comuns.

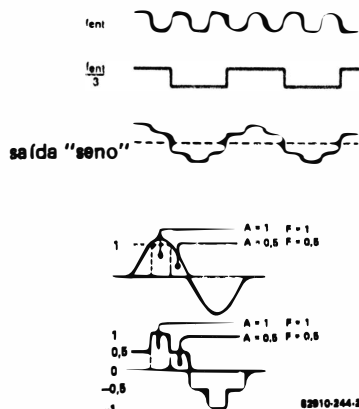
O oscilador por sua vez se divide em duas partes: uma parte não-inversora, (N1), e uma parte inversora, (N2). Se tivermos portas inversoras comuns, teremos que tomar três, pois uma porta não-inversora pode ser construída com duas portas inversoras colocadas em série. Caímos então em um oscilador de três portas conhecido e bastante confiável, constituído

somente de duas portas (!).

O funcionamento é simples: suponhamos que a porta N1 encontre um nível lógico baixo ("0") em sua entrada por meio de R1. Sua saída também estará ao nível lógico baixo e a saída de N2 estará, ao contrário, no nível lógico alto ("1"). O condensador C1 é, por isso, carregado positivamente através de R2. Alguns instantes mais tarde, N1 vai encontrar um nível lógico alto e as coisas se passam de maneira inversa. Se o leitor desejar saber mais sobre o funcionamento desta espécie de osciladores, o aconselhamos a ler a nota de aplicação AN-18 da National Semiconductor, incluída em seu livro sobre os CMOS. O divisor por três, por sua vez, é constituído de dois flip-flops cuja função é dividir cada um por dois, o que nos dá uma divisão por quatro. Na entrada deste subconjunto, encontramos N3, novamente uma porta OU-exclusiva. Assim, uma vez que a entrada de FF2 varia, N3 inverte a fase do sinal horário. Se N3 não estivesse lá, teria sido preciso um período horário inteiro antes que o flip-flop pudesse novamente mudar de estado. Mas com a montagem descrita, o sinal horário é invertido, desde que o flanco ascendente ative o flip-flop, após um semiperíodo. É por esse motivo que o fator de divisão é igual a três e não a quatro.

O sinal senoidal é gerado com a ajuda de duas resistências. Se a entrada e a saída forem ambas em nível lógico alto, a tensão de alimentação se encontra na saída. Se elas estiverem simultaneamente no nível lógico baixo, não há tensão na saída; se uma estiver no nível lógico alto e a outra no nível lógico baixo, vamos encontrar na saída 1/4 ou 3/4 da tensão de alimentação.

2



É possível provar matematicamente que esta aproximação é exata, mas a demonstração será mais expressiva se se debruçar um pouco sobre o desenho formado por uma das senóides. É possível desenhar um retângulo de altura 1 em uma curva senoidal. Pode-se admitir (aproximadamente) que resta de um e de outro lado um triângulo de mesma altura. A superfície (A) de cada um deles será a metade da do retângulo. A versão digital deste sinal nos dá um sinal

245

Verifique seus circuitos impressos ou suas fiações!

O bom funcionamento de uma montagem está estreitamente ligado à qualidade do circuito no qual ela está implantada. Uma interrupção em uma pista de cobre ou um curto-circuito entre duas pistas de cobre podem ser a origem de falhas na montagem. Há certos circuitos, como os cartões de microprocessadores, os cartões de memória e outros circuitos complexos, nos quais não é fácil detectar as microinterrupções, ou os microcurto-circuitos. Daí o interesse da montagem aqui proposta, que deverá facilitar a tarefa do determinador.

Não é raro que um circuito gravado pelo amador contenha uma ou várias microinterrupções ou curtos-circuitos nas pistas de cobre. A probabilidade desses defeitos aumenta com a complexidade e a densidade das pistas. Os meios limitados do amador não lhe permitem colocar-se ao abrigo desses incidentes: é preciso, portanto, que ele se mostre vigilante e escrupuloso quando da verificação do circuito impresso. Em princípio, serve-se de um ohmímetro (multímetro universal). O inconveniente deste proceder é que é preciso ficar de olho na agulha do instrumento de medida. Um sinal acústico é nitidamente preferível, pois ele mobiliza somente a atenção auditiva do utilizador e lhe deixa toda a liberdade de se concentrar sobre o desenho do circuito a verificar. Quando ele detecta um curto-circuito, o testador emite um som agudo e quando ele detecta uma interrupção, ele fica silencioso.

Como se vê no esquema da figura 1, o testador de continuidade não é muito complicado. O circuito consiste em um multivibrador estável montado com dois transistores. Quando a ligação entre os pontos de medida é estabelecida,

tendo uma área igual.

Quando você se atirar nesta montagem, pense que não é preciso jamais deixar "no ar" as entradas de um CMOS. É preciso, portanto, colocar os pinos 12 e 13 na massa!

(Aplicado pela RCA)

Testador de continuidade

os transistores, por sua vez, tornam-se condutores. O buzzer (bem conhecido na Toko) recebe então um sinal quadrado de uma frequência de alguns kHz. O som emitido indica por conseguinte a presença de uma ligação contínua entre os dois pontos de toque.

O circuito se contenta com uma tensão de alimentação de 1,5 V e não consome mais que 1 mA, o que assegura uma longa vida à pilha de 1,5 V.

Não hesitamos em conceber um pequeno circuito impresso para esta montagem (figura 2). Também ele receberá um buzzer. O conjunto poderá ser montado com a pilha cilíndrica (Mignon) em um tubo de plástico, o que torna a manipulação do testador mais simples.

Após um circuito ter sido impresso, é preferível testá-lo em seguida; pois uma vez que os componentes são montados, indicações dadas pelo testador não são mais válidas (isto é, é preciso interpretá-las em função da presença dos componentes).

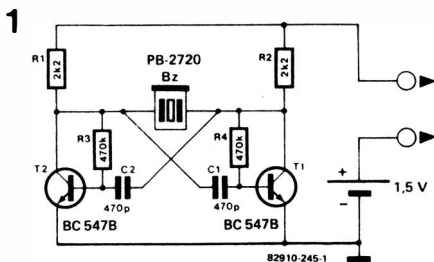


Figura 1. O testador de continuidade é construído em torno de um multivibrador estável montado com dois transistores. Quando a ligação entre as duas pontas de toque é estabelecida, o buzzer emite um som agudo.

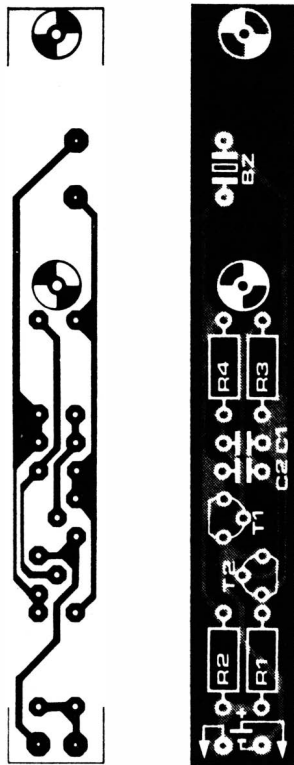


Figura 2. Este pequeno circuito impresso recebe todos os componentes do testador, inclusive buzzer. O conjunto poderá ser montado com a pilha de 1,5 V em um pedaço de tubo plástico. Uma ponta de toque será solidária à caixa e a outra a ela será ligada por um pedaço de cabo flexível.

Lista dos componentes

Resistências:

R1, R2 = 2k2
R3, R4 = 470 k

Condensadores:

C1, C2 = 470 p

Semicondutores:

T1, T2 = BC 547B

Diversos:

BZ = buzzer PB 2720 (Toko)
2 pontas de toque
pilha de 1,5 V

Para verificar a continuidade de uma pista de cobre, é preciso colocar as pontas de toque nas extremidades da pista; se o testador emite o sinal de controle, quer dizer que a pista é confiável.

Para verificar a isolamento entre duas pistas, coloca-se uma ponta em cada uma das pistas; se o testador emitir um sinal, quer dizer que há um curto-circuito entre as pistas.

O testador de continuidade poderá prestar grandes serviços quando da verificação da fiação. Pelo contrário, para o controle de circuitos destinados a tratar dos sinais (amplificação por exemplo), é preferível utilizar um circuito previsto para isto, a saber um injetor de sinal.

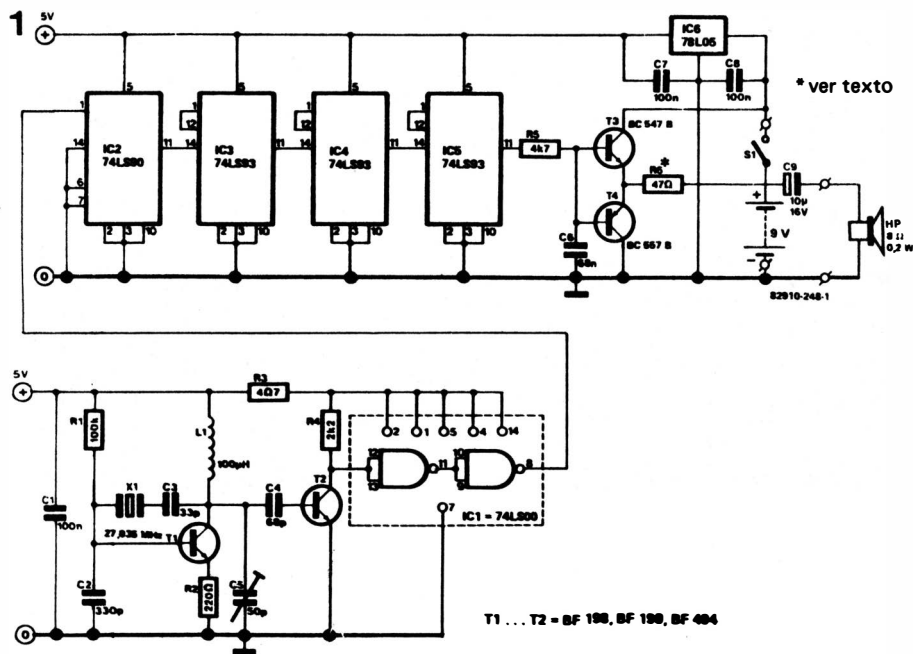
246

Gerador de sinais quadrados

O célebre temporizador 555 pode servir de multivibrador tanto estável como mono-estável. Montado como multivibrador estável, este circuito integrado é geralmente utilizado como gerador de sinais quadrados com, entre outras vantagens, sua ampla região de tensão de alimentação admissível e sua boa estabilidade em frequência. O inconveniente deste tipo de circuito aparece, entretanto: a relação cíclica do sinal varia com a frequência, um pequeno defeito que leva geralmente ao abandono do projeto

para uma aplicação que exige uma relação cíclica estável.

O circuito aqui proposto permite satisfazer essas exigências, sem para tanto dispendir grandes meios. Por relação ao circuito standard, há uma diferença fundamental: a resistência necessária entre os pinos 6 e 7 é constituída nesse caso pelo conjunto P1, R2, D1 e D2. A utilização dos dois diodos tem por feliz consequência um tempo de carga definido para o condensador C1 que, por sua vez, determina a relação



Ninguém tem o “ouvido absoluto”, para isso falta muito; o “ouvido absoluto” é a capacidade de situar com precisão a altura de uma ou diversas notas, sem recorrer a uma referência externa qualquer. Eis portanto, para os que não têm diapasão “interior”, um diapasão eletrônico preciso sob a forma de um gerador de frequên-

cia estável de 440 Hz. Não se trata de um simples oscilador em duplo T, cuja estabilidade deixará a desejar. Não! É-nos preciso um oscilador a quartzo, com divisores para chegar a resultados satisfatórios.

Os quartzos para CB são de um preço interessante; assim, o quartzo de emissão do canal 7

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 100 k
R2 = 220 Ω
R3 = 4,7 Ω
R4 = 2k2
R5 = 4k7
R6 = 47 Ω*

Condensadores:

C1, C7, C8 = 100 n
C2 = 330 p
C3 = 33 p
C4 = 68 p
C5 = 50 p ajustável
C6 = 68 n
C9 = 10 µ/16 V

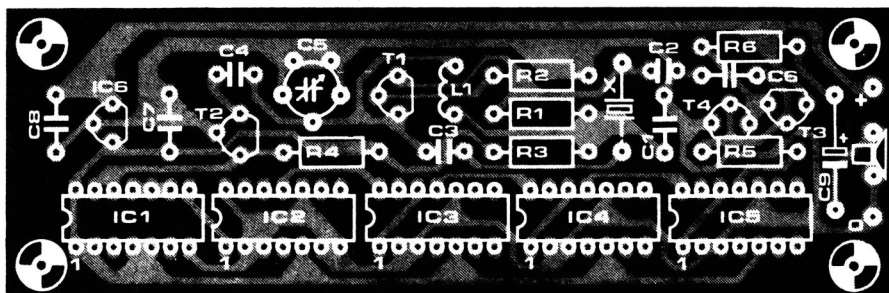
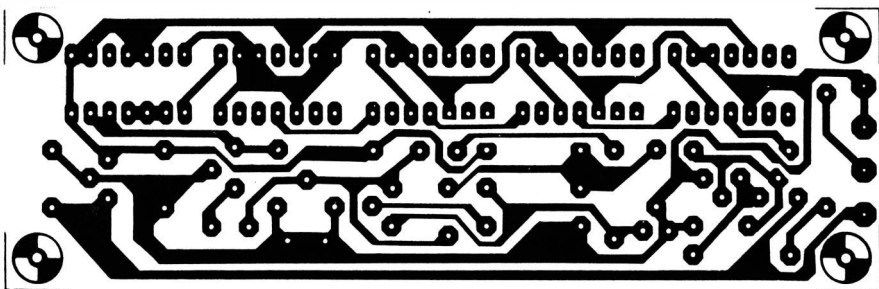
Semicondutores:

T1, T2 = BF 198, BF 199, BF 494
T3 = BC 547B
T4 = BC 557B
IC1 = 74LS00
IC2 = 74LS90
IC3, IC4, IC5 = 74LS93
IC6 = 78L05

Diversos:

L1 = 100 µH
X = quartzo CB 27,035 MHz com suporte
S1 = interruptor unipolar
HP = 8 Ω/0,2 W

* ver texto



(27,035 MHz) oscila a uma fundamental de 9,012 MHz. Opera-se uma primeira divisão por 5 e em seguida por 2^{12} para obter finalmente a frequência de referência de 440 Hz. A divisão por 2^{12} ($= 4096$) é efetuada por 12 flip-flops em série (IC3, IC4, IC5). IC2 assegura, por sua vez, a divisão por 5 do sinal do oscilador. T2 e IC6 constituem o circuito de entrada em forma dos pulsos e os transistores T3 e T4 permitem atacar diretamente um alto-falante de $8 \Omega/0,2 \text{ W}$. A resistência R6, assinalada por um asterisco, determina o nível sonoro; seu valor pode ser levado a 22Ω .

Aumenta-se a potência do conjunto montando-o em uma caixa, com uma tensão de alimentação eventualmente mais elevada. Assim, por exemplo, no Formant, o diapasão eletrônico

pode ser alimentado a partir do +15 V disponível. O consumo de corrente é da ordem de 40 a 50 mA. É igualmente possível prever uma saída "linha" destinada a um amplificador externo.

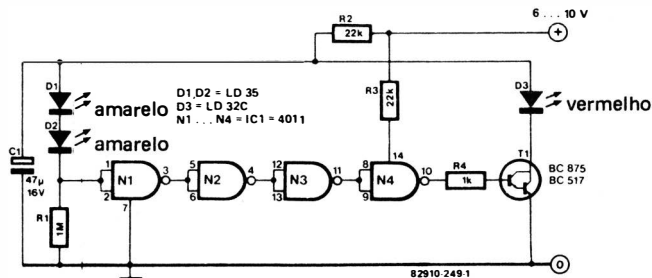
Se estivermos equipados de um freqüencímetro preciso, não há nenhuma dificuldade em ajustar a frequência do oscilador, com o condensador C5, a 9,011667 MHz; a frequência é obtida no pino 1 de IC2 ou no pino 8 de IC1. O ajustável de 50 p poderá também ser colocado simplesmente na posição média, ou substituído por um condensador cerâmico de 33 p. A frequência nominal, sem processo de ajustagem, é de 440,02 Hz com uma tolerância máxima de $\pm 0,05 \text{ Hz}$. É sempre melhor que a que permite um diapasão mecânico.

249

LED

Com a integração galopante, os circuitos eletrônicos vêem seu consumo de corrente em constante diminuição. As coisas iriam ainda melhor se determinados componentes particularmente vorazes, como os diodos eletroluminescentes, não fossem utilizados para qualquer fim e fora da finalidade. Um pequeno LED consome facil-

mente 20 mA, o que é geralmente bem mais do que consome o próprio circuito; e quando a alimentação é garantida por uma pilha, a eletrônica torna-se um prazer caro. Daí o interesse em um circuito como este, que contribui para reduzir sensivelmente o consumo dos LEDs até levá-los a uma fração somente do valor nor-



mal. Para obter isso, faz-se piscar o LED em intervalos de 0,625 s, sendo o consumo médio nesse caso não maior que 200 μ A para uma corrente de pico atravessando o LED de 100 mA. Quanto à indicação óptica, ela é mais que satisfatória.

Eis como funciona este circuito: o condensador C1 é carregado através de R2. Quando se atinge o limite de tensão criado por D1 e D2, a entrada e a saída de IC1 passam ao nível lógico alto. Na base do transistor darlington T1 aparece, por conseguinte, um breve pulso que provoca a abertura deste e a descarga de C1 através do LED. No decorrer desta curta descarga, a intensidade da corrente atravessando o LED atinge 100 mA. Desde que C1 esteja descarregado, a entrada de IC1 torna-se novamente baixa, o

mesmo acontecendo com a saída. T1 se bloqueia e C1 está novamente recarregado até que seja atingida a tensão de soleira e recomece um novo ciclo.

No lugar de D1 e D2, poder-se-á colocar vários diodos "normais" em série. Como o 4011 tem uma soleira muito crítica, será preciso efetuar tentativas com o número de diodos até quanto for necessário. A resistência (R3), montada na linha de alimentação de IC1, é destinada a limitar ao mínimo o consumo desta. As dimensões deste circuito deverão permitir adaptar a qualquer outra montagem na qual se deseja limitar o consumo de corrente.

(Aplicado pela Siemens)

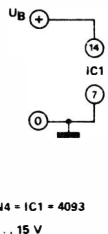
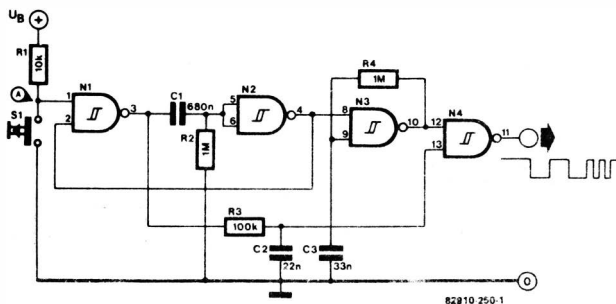
250

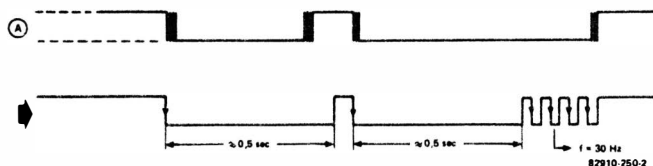
Circuito de relógio

Quantas vezes você é obrigado a produzir um certo número de pulsos horários para uma dada montagem, e isto com um interruptor. Você vai se lembrar, quando tiver posto na hora seu despertador eletrônico após um corte de corrente? São geralmente utilizados, neste caso, botões de pressão, tendo cada um uma função precisa. Quando se aperta o primeiro, uma frequência de relógio de várias dezenas de Hz é gerada, o

que permite chegar rapidamente nas proximidades da hora que se deseja fixar no relógio. O segundo fornece um pulso por pressão, o que permite apurar a regulagem ao minuto ou ao segundo. Mas, por que utilizar dois botões de pressão, quando basta um? A montagem da qual iremos falar vai permitir fazer as funções que descrevemos mais acima, e isto com a ajuda de um só botão. Se se aperta o botão durante

1





menos de 0,55 s, será gerado apenas um pulso. Se a pressão ultrapassar este tempo, nascerá na saída uma frequência de relógio de 30 Hz, um semi-ssegundo mais tarde.

Experimentemos ver como isso é possível. Na posição de repouso, o oscilador construído em torno de N3 oscila a uma frequência de aproximadamente 30 Hz. Entretanto, como a saída de N1 se acha no nível lógico baixo e o pino 13 de N4 se acha no mesmo estado, a saída será continuamente num nível lógico alto. Uma pressão em S1 vai fazer funcionar o multivibrador mono-estável (N1 e N2), o que põe ao nível lógico baixo durante um semi-ssegundo a saída de N2, e faz cessar a oscilação de N3. A saída de N1 passa ao nível lógico alto, o que põe no nível lógico alto as duas entradas de N4 e a saída passa ao nível lógico baixo (o primeiro

pulso horário). Quando o tempo de duração de oscilação do multivibrador mono-estável é escoado e quando o botão de pressão está sempre apertado, a saída de N1 fica no nível lógico alto e N3 se põe a oscilar. Como o pino 13 de N4 se acha sempre no nível lógico alto, esta frequência de relógio fará seu aparecimento na saída. Se, após o escoamento do semi-ssegundo de oscilação do multivibrador, o botão de pressão S1 não for mais apertado, o pino 13 estará no nível lógico baixo no momento em que N3 se põe novamente a oscilar. Isso terá simplesmente como efeito pôr a saída no nível lógico alto. A figura 2 ilustra a forma dos sinais. Os traços verticais no sinal A mostram os ressaltos que surgem quando se aperta o botão S1. Esses ressaltos de contato são anulados pela malha RC R3/C2.

251

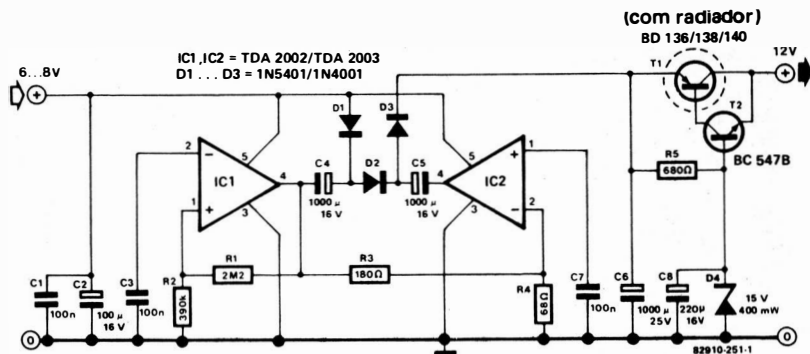
Conversor de tensão 6/12 V

Suponhamos que, entre nossos leitores, haja ainda um bom número que circula em 2 CV (em DAF ou em VW) e mais particularmente nesses velhos modelos equipados com 6 V. Imaginamos facilmente suas dificuldades no que concerne à adaptação de acessórios como um auto-rádio. Estes exigem geralmente uma tensão de alimentação de no mínimo 10,7 V.

Eis o que nos motivou a elaborar este conversor a partir de uma informação de aplicação de SGS-ATES; ele satisfaz amplamente as exigências habituais e são de custo razoável com relação ao contexto do 2 CV antidiluviano. . . Se se chega a resultados satisfatórios em todos os pontos de vista, isto se deve ao próprio princípio da montagem que coloca em funcionamento dois amplificadores de potência BF, passando assim a transformador.

O primeiro amplificador, IC1, funciona como multivibrador estável de potência. O condensador C3 determina a frequência de oscilação que, em vazio, se situa em torno de 4 kHz e, em carga, em torno de 6 kHz. O sinal de saída do segundo amplificador é idêntico ao do pri-

meiro, com pouca diferença quando eles estão em oposição de fase. Quando a saída de IC1 está no potencial baixo (tensão de saturação do transistor de saída), o condensador C4 se carrega através de D1 até atingir a tensão de alimentação (menos a queda de tensão nos bornes de D1). Se o MVA IC1 bascula, sua saída passa a um potencial positivo. Por isso, a tensão de saída de IC1 (próxima de U_b) se soma à tensão de C4 (próximo de U_b); isso provoca o bloqueio de D1 e o condensador C5 se carrega através de D2, até que atinja o dobro do valor da tensão de alimentação. Devido à oposição de fase, a saída do IC2 põe o pólo negativo de C5 na massa nesse momento. Quando do próximo basculamento do MVA, a saída de IC1 passa novamente ao potencial baixo e, por conseguinte, a saída de IC2 ao potencial alto. É assim que, de um lado, C4 é recarregado e, por outro e ao mesmo tempo, a tensão em C5 é "acentuada" pelo potencial positivo na saída de IC2. O condensador C5 fornece agora sua tensão à eletroquímica de saída, C6, através do diodo D3.



O resultado é que, teoricamente, o circuito fornece uma tensão tripla; na prática, a tensão nos bornes de C6 é inferior e depende em grande parte da carga.

Nossas medidas nos deram uma tensão de saída em vazio de 18 V em C6 quando a tensão de entrada era a de um acumulador de chumbo de 6 V (tensão nominal de 7,2 V).

Em carga, com uma corrente de 750 mA, esta tensão caiu a 12 V. Para uma corrente "média" de 400 mA, a tensão em C6 é da ordem de 14 V. Eis fixados os limites e as características deste conversor. É com prazer que você vai constatar que estes valores convêm para alimentar adequadamente um auto-rádio standard. Nós fizemos medidas em vários aparelhos deste tipo e a corrente absorvida jamais excedeu 500 mA; a volume médio, jamais ultrapassamos os 300 mA. A fim de evitar que a tensão de saída não suba com carga baixa, foi previsto um estágio limitador com um diodo zener de 15 V, bem como um circuito darlington complementar construído em torno de T1 e de T2. Desta maneira, a tensão de saída máxima não pode exceder 14,2 V. Por outro lado, o condensador C8 associado ao estágio darlington limita a ondulação residual em plena carga a 50 mV. Isso nos permite afirmar que, por ocasião de nossos ensaios, não houve qualquer interferência entre a frequência de oscilação do conversor e a recepção do auto-rádio.

Graças às pequenas dimensões do circuito impresso, a montagem será fácil de ser alojada. É preciso até prever um resfriamento consequente para os dois amplificadores e o transistor T1. O melhor será montá-los isolados no mesmo radiador que deverá ter aproximadamente as mesmas dimensões do circuito impresso. Em sua instalação, não se esqueça que o calor sobe... Os dois circuitos integrados são dotados de circuitos de proteção interna contra os curtos-circuitos e o aquecimento excessivo; não é preciso portanto temer o pior, mas seja

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 2M2
R2 = 390 k
R3 = 180 Ω
R4 = 68 Ω
R5 = 680 Ω

Condensadores:

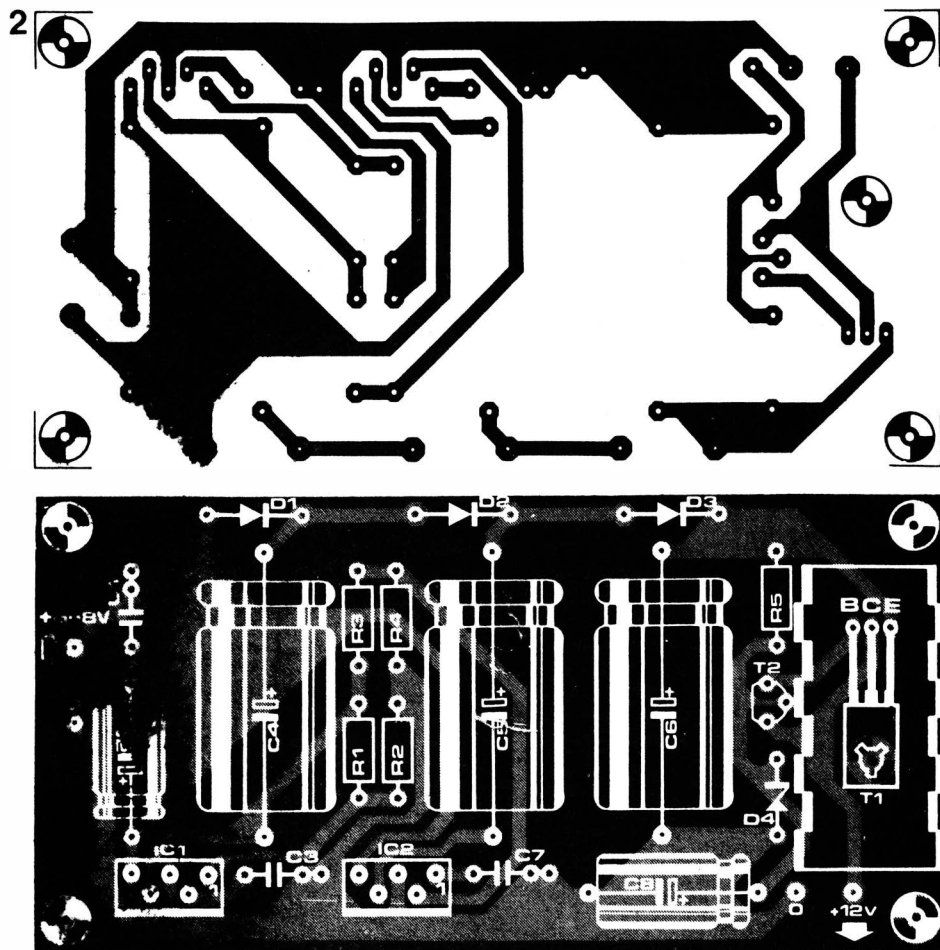
C1, C3, C7 = 100 n
C2 = 100 μ /16 V
C4, C5 = 1000 μ /16 V
C6 = 1000 μ /25 V
C8 = 220 μ /16 V

Semicondutores:

IC1, IC2 = TDA 2002 ou TDA 2003
T1 = BD 136 ou BD 138 ou BD 140
(com radiador)
T2 = BC 547B
D1... D3 = 1N5401 (1N4001)
D4 = diodo zener 400 mW/15 V

cuidadoso e prudente... como de costume, bem-entendido.

Os circuitos integrados do tipo TDA 2002 servirão com a mesma favorabilidade que o TDA 2003, sendo todavia estes últimos preferíveis porque têm melhor desempenho. O mesmo vale para os diodos: se se utilizam os 1N5401, os resultados serão melhores que com os 1N4001; com estes últimos será preciso contar com uma perda de tensão na saída, da ordem de 1 V. Se se aumentar o valor dos eletrolíticos C4, C5 e C6 (2200 μ F), a corrente de saída será também aumentada de 100 mA. Para obter correntes mais fortes, colocam-se dois conversores em paralelo. Em um dos dois circuitos impressos, suprime-se agora o estágio limitador (R5, C8, D4, T1 e T2) e ligam-se os pólos positivos dos dois condensadores C6. Para T1 do estágio limitador, escolhe-se um transistor entre



os tipos seguintes: BD 236, BD 238, BD 204, BD 288 ou BD 438. A corrente máxima que poderão fornecer dois estágios conversores montados em paralelo é de 1,3 A aproximada-

mente, o que permite equipar seu carro com um auto-rádio de cassetes estéreo, mesmo que você disponha de apenas 6 V na saída. Ótimo, não?

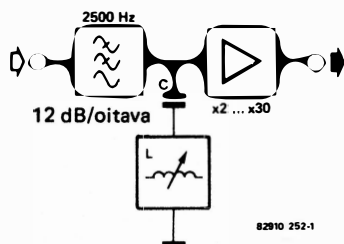
252

Filtro ativo para CW

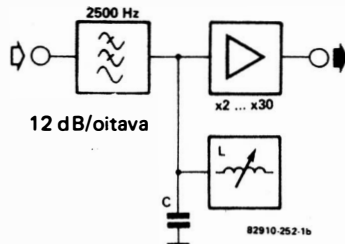
A maioria dos receptores de ondas curtas baratos têm um ponto fraco: a seletividade. Muito freqüentemente, a recepção se faz em um halo de freqüências heteródinas de interferência; em outros casos, recebem-se emissões superpostas

(particularmente em CW; trata-se de telegrafia morse não modulada, devido à pequena largura de faixa que caracteriza este tipo de transmissão). É aconselhável encontrar uma montagem a acrescentar ao aparelho inicial se não se deseja

1

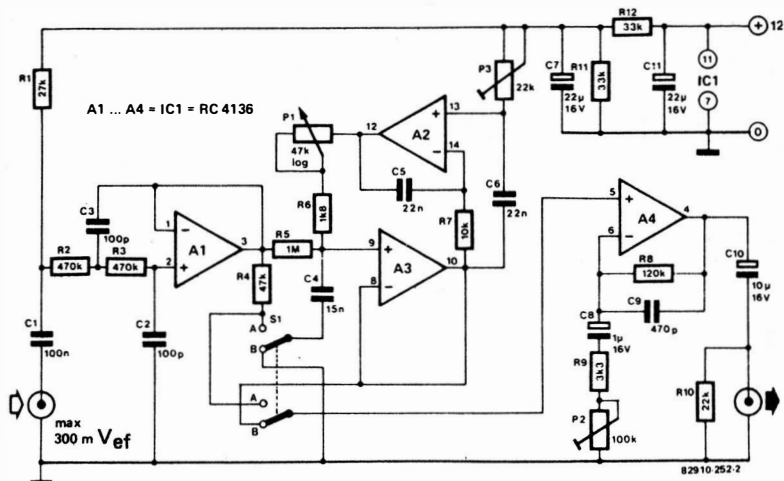


82910-252-1



82910-252-1b

2



82910-252-2

substituir este pela última novidade fora de custo. O filtro aqui proposto é um filtro passa-baixas comum de 12 dB/oitava; ele é o equivalente ativo de uma rede LC, montagem que se poderá utilizar tanto no modo paralelo (função de pico) como em série (função cortafaixa).

O filtro é ligado à saída do alto-falante ou ainda, se existir esta possibilidade, na saída do gravador. A saída do circuito é capaz de atacar diretamente uma caixa, desde que tenha uma impedância superior ou igual a 600 Ω . A parte da montagem que engloba os amplificadores operacionais A2 e A3 constitui o pseudo-indutor (o indutor simulado). A adição de C4 fornece o circuito de ressonância. O equilíbrio se faz com a ajuda de P1: a gama atingida vai de 300 a 4000 Hz. Põe-se o inversor S1 na posição B, depois faz-se girar P3 de maneira a levá-lo bem perto do momento em que inicia a oscilação. Esta manobra exige precisão, e por isso sugerimos a utilização de um potenciômetro multivoltas no que se refere a P3. O ganho é fixado pela posição de P2, que poderá ser um

potenciômetro ajustável, com a condição de que o ambiente de recepção seja relativamente estável; caso contrário, será preciso substituí-lo por um potenciômetro de volume.

Quando se decidir executar esta montagem, deve-se lembrar um certo número de coisas:

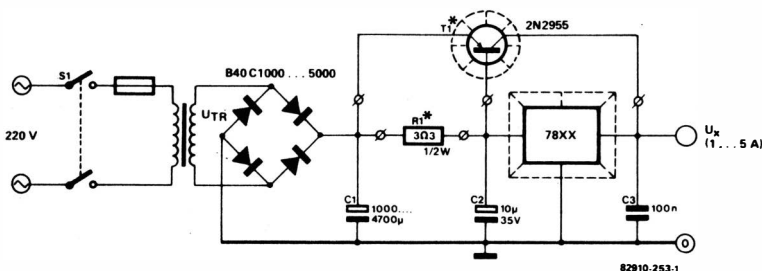
- 1) os efeitos de desvio em frequência serão acentuados;
- 2) como o CAG (Controle Automático de Ganho) satisfaz a uma largura de faixa maior que a do filtro, o sinal recebido pode dar sinais de bombeamento "extraterrestre".

H. Pietzko DD2JI

Trata-se de uma receita muito simples de fato, pois os ingredientes se limitam essencialmente a um regulador de tensão integrado e um transistor-tampão. A ideia da montagem vem da limitação da corrente que pode fornecer um regulador do tipo 78XX. Com esta pequena receita, uma vez que a corrente fornecida pelo regulador integrado ultrapassa 200 mA, o transistor toma o relevo para fornecer uma corrente cujo valor máximo poderá atingir 5 A. O 78XX existe em várias tensões de serviço nominais. Escolhendo o regulador conveniente, torna-se este circuito compatível com todas as tensões de serviço oferecidas pela série 78XX. É preciso sempre cuidado para que a tensão fornecida pelo secundário do transformador seja superior em 4 V da tensão de saída regulada. À medida que se contenta com uma corrente máxima de 1 A, pode-se omitir T1 e R1. Para a segurança do regulador, a presença de R1 pode se

tornar útil em muitas circunstâncias. Por isso, um modelo de 5 W seria mais conveniente que um modelo de 1/2 W.

Os reguladores 78XX são dotados de uma proteção interna contra o aquecimento excessivo, o que não é um motivo para submetê-los imediatamente a um teste. Se os dois semicondutores forem equipados de radiadores suficientemente grandes, o circuito resistirá a curtos-circuitos breves, se bem que a corrente de pico de um curto-circuito ultrapassa bastante os 5 A tolerados em serviço contínuo. De fato, a corrente de curto-circuito é limitada pelo fato do regulador limitar ele mesmo a corrente de base de T1. O valor do condensador de filtragem está ligado ao valor da corrente máxima para uma região de 0 a 1 A, um condensador de 1000 μF fará o serviço; além disso e até 5 A, ele deverá ser de 4700 μF .



* ver texto

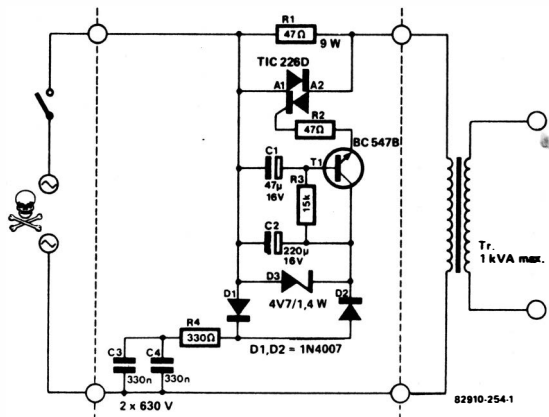
De que se trata? A montagem que iremos descrever, um protege-fusível, evitará a morte prematura de um determinado número de fusíveis cuja substituição não será fácil.

Neste período de inflação, tanto no que concerne aos custos como no que se refere à potência dos amplificadores, torna-se cada vez mais necessário proteger os sistemas de segurança dos apartamentos, casas comerciais e residenciais, não mais com velhos fusíveis ultrapassados, mas graças a um circuito mais adequado.

A solução deste problema é uma montagem inteligente, portanto uma montagem que vai manter a corrente de fechamento nos limites

suportáveis. No que se refere aos nossos eletrodomésticos, o valor usual é de 16 A. Numerosos serão os leitores que terão levantado as sobranças: por que 16 A? Meu transformador é, sem dúvida nenhuma, incapaz de suportar uma intensidade dessas. A resposta é simples: sim, ele é capaz!

Basta esclarecer as coisas, dizendo que a maioria dos transformadores que se utiliza para os estágios de saída dos amplificadores de 10 a 100 watts tem uma potência de 1 kVA. Nesta categoria de transformadores, somente uma resistência ôhmica muito baixa se opõe à corrente de fechamento, qualquer que seja a do



enrolamento secundário ou a do enrolamento primário. É preciso igualmente mencionar os condensadores de carga do lado do secundário e que, descarregados, curto-circuitam praticamente o secundário devido à sua enorme capacidade. Teoricamente, mesmo o fusível do primário deveria funcionar a cada batida e fundir.

O protege-fusível impede a destruição do fusível opondo-se a resistência R1 à corrente de fechamento. Somente alguns 100 milissegundos mais tarde é que esta resistência é posta “fora de jogo”, se é que se pode dizer, por uma ponte efetuada pelo triac. A corrente de fechamento retardada chega pelo comando do gatilho do triac, por meio de T1. A tensão setorial é inicialmente abaixada pela capacitância de C3/C4 a um ponto tal que, após retificação por D1 e D2 e filtragem por C2, encontra-se nos bornes do diodo zener D3 uma tensão contínua de aproximadamente 4,7 V.

O transistor T1 vai conduzir cada vez mais, pois a tensão nos bornes de C1 não cessa de aumen-

tar. Finalmente, a tensão do emissor atinge o valor necessário para fazer destravar o triac: é o que se chama de tensão de excitação do triac. Ele é, portanto, excitado e por isso curto-circuita R1. A totalidade da corrente primária atravessa agora o triac.

A montagem descrita, equipada de um triac do tipo TIC 226D, é utilizável por transformadores tendo uma potência inferior ou igual a 1 kVA. Se se deseja trabalhar com transformadores de potência superiores, será necessário utilizar triacs de potência igualmente superior.

A montagem pode ser utilizada para aparelhos tendo uma corrente de fechamento grande, como as ferramentas elétricas ou que necessitam de grandes potências elétricas, como as lâmpadas de bronzeamento a UV (ultravioletas) e IR (infravermelhas).

255

Minuteria noturna

A finalidade principal desta montagem é desligar automaticamente uma instalação estereofônica à noite. Ela é especialmente destinada aos que têm uma tendência pronunciada em se entregar aos braços de Morfeu quando se estendem docemente sobre eles as doces vagas sonoras. Este não é o momento, além disso, de se permitir desperdiçar seu precioso dinheiro sob forma de elétrons fugitivos. A última razão, sem dúvida

a mais importante, é permitir-lhe se beneficiar de uma manhã rica silenciosa, não interrompida pelas informações matinais que não deixam de se escoar em ondas contínuas desde a aurora.

A entrada em funcionamento e a parada são obtidas com a ajuda de um relé, o que permitirá utilizar esta montagem em numerosas outras aplicações.

Gera-se um pulso horário com a ajuda de um

de aproximadamente 20 mA, o que faz subir a tensão em R1 acima de 0,6 V: T1 torna-se condutor e o sinal de alarme ressoa.

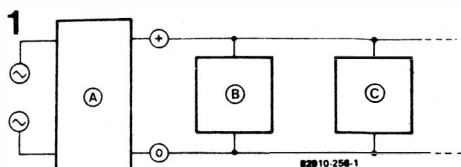
Quando R10 é montada sobre a saída de IC3 e a massa, e quando a temperatura passa abaixo da temperatura de referência, a resistência de R9 aumenta e, por conseguinte, o pino 2 de IC3 vê seu potencial tornar-se mais negativo.

A saída do 741 é alta nesse momento e uma corrente de aproximadamente 20 mA pode correr, via R10, para a massa. O transistor T1 do ponto principal torna-se novamente condutor e o oscilador (IC2) emite o sinal de alarme. O buzzer piezelétrico emite um som de aproximadamente 4 kHz. Esta frequência foi escolhida bastante elevada para fornecer um rendimento ótimo do transdutor. Como já havíamos dito, o número de pontos secundários será de 4 no máximo. Se se colocassem mais, a corrente de repouso seria superior à corrente de "alarme" e a montagem não funcionaria mais.

Se se deseja um outro sistema de alarme, omitem-se todos os componentes em torno de IC2 (555) e liga-se o transistor T1 diretamente a um relé ou qualquer outro sistema análogo.

O potenciômetro ajustável permite ajustar a sensibilidade, isto é, a temperatura de referência. Prefere-se um ajustável multivoltas, que permitirá aumentar a precisão do valor de referência.

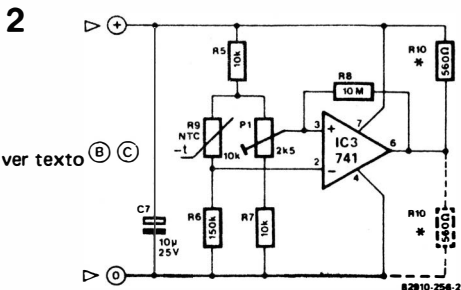
Pode-se imaginar todas as espécies de aplicações:



A = posto principal

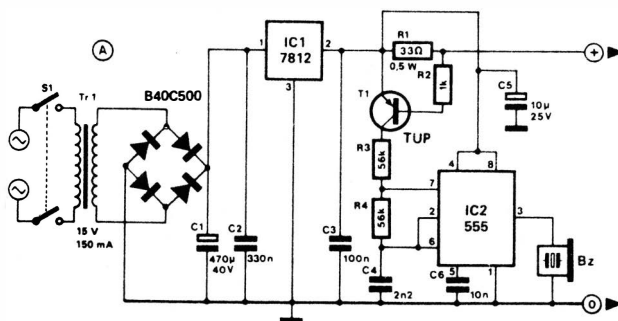
B = posto secundário 1

C = posto secundário 2



alarme contra incêndio simplificado, manutenção de dois aquários a uma mesma temperatura (ter-se-á uma sonda mínima e uma sonda máxima por aquário), vigilância do aquecimento central, etc.

2



257

Relógio de potência

Geralmente exige-se da família TTL bem mais do que ela é capaz de fornecer. É o que se produz principalmente quando a carga capacitiva da saída de um circuito TTL é elevada. Ou

ainda, quando um circuito deve comandar circuitos CMOS; não que os CMOS apresentem uma forte carga capacitiva, mas o nível lógico alto ("1") fornecido por um circuito TTL está

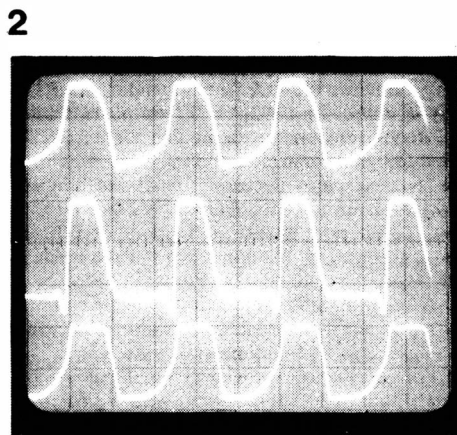
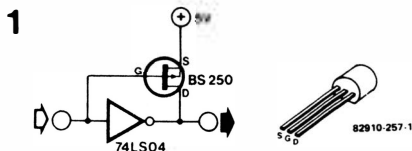
no limite do que é preciso para um CMOS.

Pode-se ver o efeito de uma carga capacitiva (neste caso, 220 pF) no traço superior da foto. Os flancos negativos são certamente aceitáveis, porque uma saída TTL pode deixar escoar mais corrente para a massa do que ela pode retirar da tensão de alimentação. Por outro lado, esta corrente positiva decresce quando a tensão de alimentação cresce e, assim, o flanco ascendente tem cada vez mais tendência a se achatar. Para o CMOS, essas coisas não são muito aconselháveis pois, salvo quando o fabricante estabelece disposições especiais para isso, esta família de circuitos integrados comuta aproximadamente a metade da tensão de alimentação. Daí resulta um retardo de no mínimo 40 ns. Além disso, o medíocre flanco na entrada somente pode provocar um mais medíocre ainda na saída.

No traço inferior, procurou-se melhorar o flanco ascendente, inserindo uma resistência que força a saída à tensão de alimentação. Esta resistência (220 Ω) melhora certamente o flanco ascendente, mas em nada melhora o nível lógico zero.

A propósito: eis uma solução próxima da perfeição (que se obtém com um FET); no traço do meio, a amplitude é igual ao pleno potencial da tensão de alimentação e o flanco é ascendente, super-rápido, malgrado a carga capacitiva.

As regulagens do osciloscópio no qual foram



apresentados esses traços eram as seguintes: vertical, 2 V/div, e horizontal, 100 ns/div (isto é, 4 MHz).

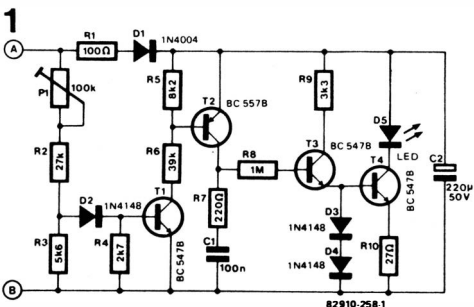
258

Medidor de pico para caixa acústica

Temos a chance, atualmente, de não mais ver desaparecer por um nada uma caixa acústica que se respeita, ou um alto-falante conveniente. Isso não impede o aparecimento eventual de problemas quando se começa a abrir as janelas com medo de vê-las estalar sob a carga repetida das ondas sonoras que deixam o amplificador tiritante. Quando este começa a dar sinais de enlouquecimento, um determinado número de subprodutos de distorção e algumas frequências harmônicas podem ser prejudiciais a uma vida longa e feliz (como se diz nos contos) dos tweeters. Não falamos das consequências que isso pode ter sobre a paz dos familiares, pois, como todo amador audiófilo deve saber, os ouvidos femininos são mais sensíveis, em geral, aos sons agudos. A solução será um detector de pico, ou, mais precisamente, de quebra de

pico, mas raros são os amplificadores que são equipados com um indicador desses.

O circuito que iremos descrever é destinado a ser montado tanto acima como dentro das caixas acústicas; ele não exige alimentação sepa-



rada. Até os picos muito curtos são detectados; este será, portanto, o meio ideal para ver exatamente a partir de que instante o amplificador não segue mais e se põe a decapitar os sinais (não é preciso entretanto fazê-lo dizer besteiras, isto não é um indicador de sobrecarga). É possível regular a potência de pico (de fato, a tensão de pico) na qual deve reagir a montagem, nos limites de 15 a 125 W sob 8 Ω (14... 45 V).

Suponhamos que regulamos a montagem de maneira a ter uma indicação quando o amplificador está precisamente em sua potência de pico; basta então escutar um pouco de música para ver a partir de que momento as coisas vão mal. Se o LED piscar somente de tempos em tempos, não há problema; se, ao contrário, ele estiver em funcionamento continuamente, é mais que tempo de diminuir o volume do amplificador.

A figura 1 propõe o esquema de princípio. A alimentação da montagem é tirada da saída do amplificador. O condensador C2 é carregado, através de R1 e de D1, quando um sinal é enviado pelo amplificador para as caixas acústicas. Propositamente foi escolhida uma retificação de mono-alternância, pois é então possível servir-se de transistores 45 V "normais".

No estado de repouso, todos os transistores

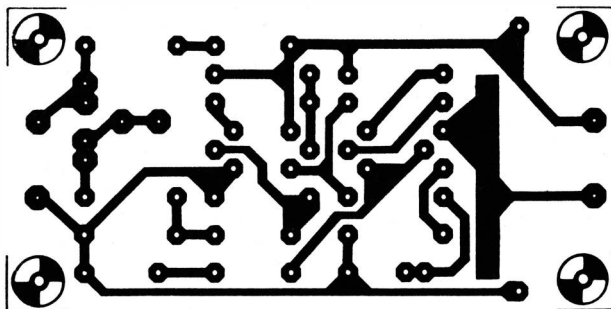
bloqueiam, de sorte que a corrente retirada do condensador eletrolítico C2 é nula. Quando o sinal de entrada ultrapassa um valor determinado (dependendo da posição de P1), a tensão no nó R2/R3 atinge um nível tal que o transistor T1 vai conduzir. Este comanda a abertura de T2, o que vai permitir uma carga muito rápida de C1. A resistência R7 é destinada a evitar que a corrente de coletor máxima admissível de T2 não seja ultrapassada. Isso vai fazer conduzir T3 que, por sua vez, põe em funcionamento uma fonte de corrente constituída por R9, R10, D3, D4 e T4; o LED D5 se acende. A fonte de corrente mantém o valor da corrente que atravessa o LED a aproximadamente 20 mA, qualquer que seja a tensão de alimentação.

Quando a tensão de entrada cai abaixo do valor determinado por P1, os transistores T1 e T2 vão bloquear. O LED, por sua vez, permanece iluminado até que o condensador C1 tenha se descarregado por meio de R7 e de R8, o que mantém em funcionamento a fonte de corrente durante um segundo aproximadamente.

A figura 2 apresenta o circuito impresso do medidor de pico. Aconselha-se tomar os LEDs de 3 mm por um motivo muito simples: a luminosidade.

Eis como efetuar a regulação. Se se conhece a

2



Lista dos componentes

Resistências:

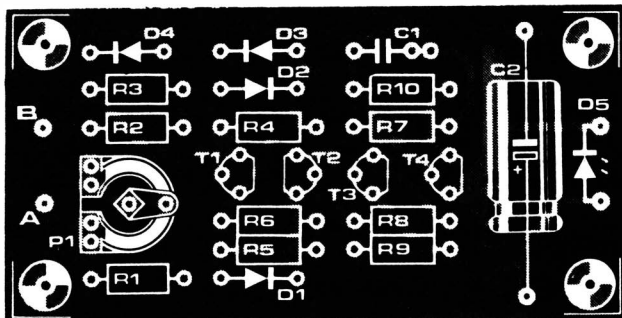
- R1 = 100 Ω
- R2 = 27 k
- R3 = 5k6
- R4 = 2k7
- R5 = 8k2
- R6 = 39 k
- R7 = 220 Ω
- R8 = 1 M
- R9 = 3k3
- R10 = 27 Ω
- P1 = 100 k ajustável

Condensadores:

- C1 = 100 n
- C2 = 220 μ /50 V

Semicondutores:

- D1 = 1N4004
- D2,D3,D4 = 1N4148
- D5 = LED
- T1,T3,T4 = BC 547B
- T2 = BC 557B



potência de pico do amplificador, é possível calcular a tensão de pico através da seguinte fórmula:

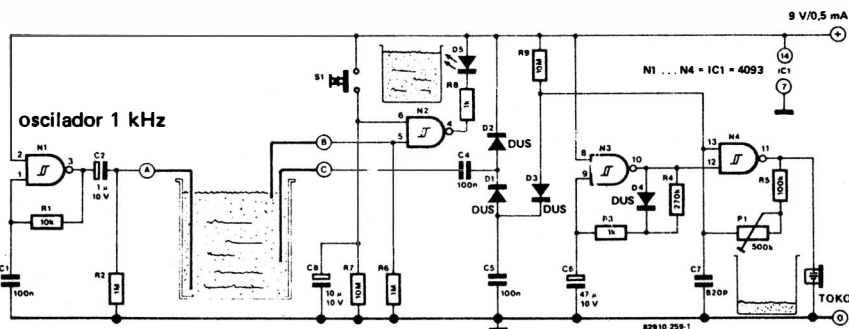
$$U_{\text{pico}} = \sqrt{2} \cdot P_{\text{pico}} \cdot R_{\text{alto-falante}}$$

É preciso, em seguida, ligar no indicador uma tensão de alimentação estabilizada (positiva no ponto A) e regular a tensão contínua no valor

calculado. Girar, em seguida, o potenciômetro P1 a partir do valor máximo até que o LED se ilumine. É preciso cuidar, no decorrer da regulagem, para não deixar o LED brilhar muito tempo, pois isso leva a um nível muito alto da dissipação do transistor T4. Eis então a regulagem terminada; basta ligar a montagem nas saídas "alto-falante" do amplificador ou aos pinos de entrada da caixa acústica.

259

Hidro-alarme



Não queremos importunar os jardineiros; mas, se nos deixarmos ir ao exagero, diremos que as pessoas que se dedicam à hidroculutura têm uma pequena tendência a serem preguiçosas. Quando se tiver enchido um destes reservatórios de água, não há mais nada senão deixar a natureza fazer o resto. Basta dar, de vez em quando, uma olhada no medidor para ver se há necessidade de fazer um complemento do nível. Se até esta leitura for muito fatigante, nós lhes propomos uma solução eletrônica que, estamos certos, obterá todos os sufrágios.

Quando as coisas chegaram a este ponto, a montagem que iremos descrever dá o alerta por um alarme tanto sonoro como óptico, de modo que até o amador de esquemas menos competente se sentirá forçado a agir. Um pequeno oscilador (N1) gera uma tensão alternada tendo uma frequência de aproximadamente 1 kHz. Se o esquema não tiver as bases secas, esta tensão alternada vai atingir os eletrodos B e C, passando pelo elemento líquido. Após a retificação pelos diodos D1 e D2, nasce um nível lógico baixo no pino 13 da porta N4, o que o impede de entrar em oscilação.

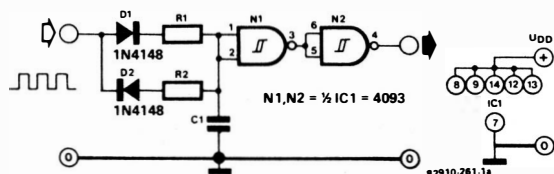
Se o nível de água cair abaixo da extremidade

da sonda C, o bloqueio desta porta (N4) desaparece e o roncador se põe a emitir seus belos trilados. P1 permite encontrar a melhor frequência de chiado e C8 pode influir na frequência de recorrência.

Uma vez que o complemento do líquido tenha se verificado, o alarme cessará. É preciso acrescentar água até que o eletrodo B tenha sua extremidade na água. Supondo que se tenha apertado anteriormente o botão S1, o LED D5 vai se acender. A fim de economizar a energia ao máximo, o LED vai se apagar ao fim de 10 segundos, no máximo. É possível prolongar este tempo aumentando o valor de C8.

Podem-se utilizar simples pedaços de fio como eletrodos. Não haverá problemas de duração de vida dos eletrodos, pois trabalhamos em corrente alternada. A tensão de alimentação não é muito alta e pode se situar entre 5 e 15 volts. Se a tensão de funcionamento se achar abaixo dos 9 volts preconizados, é preciso sem dúvida aumentar nitidamente o eletrodo C com relação ao eletrodo B, pois o primeiro tem necessidade de uma tensão nitidamente mais elevada devido às perdas ocasionadas pelos diodos D1... D3.

1a



entrada, o condensador C1 se carrega através de D1 e de R1; por este motivo, é preciso um certo tempo antes que seja atingido o limite de destravamento superior do trigger de Schmitt N1 e que este último não passe ao nível lógico baixo. N2 inverte o nível do sinal de saída de N1. Durante a presença de um nível lógico alto na entrada, a tensão nos bornes de C1 continua a crescer até atingir praticamente a tensão de alimentação (menos 0,7 V devido à presença do diodo). Quando chega o flanco descendente do sinal de entrada, C1 começa a se descarregar por intermédio de D2 e de R2. Quando o limite de destravamento inferior de N1 é atingido, este último bascula novamente.

Os limites de destravamento dos triggers de Schmitt são muito dependentes da tensão de alimentação. Eis os valores que a RCA dá para um de seus 4093:

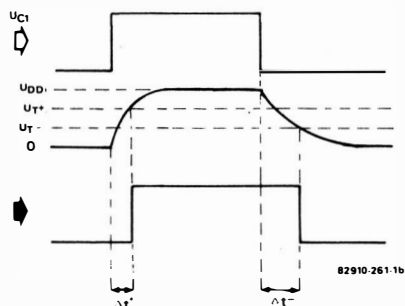
U_{DD}	U_{T+}	U_{T-}
5	3,3	2,3
10	7	5,1
15	9,4	7,3

A temporização do flanco ascendente pode ser calculada com a ajuda da seguinte equação:

$$\Delta t^+ = -R1 \cdot C1 \cdot \ln \left(1 - \frac{U_{T+}}{U_{DD} - 0,7} \right)$$

O retardo, no que se refere ao flanco descendente, será:

1b



$$\Delta t^- = -R2 \cdot C1 \cdot \ln \left(\frac{U_{T-}}{U_{DD} - 0,7} \right)$$

Isso quer dizer: tomando valores criteriosos para R1, R2 e C1, será possível escolher o retardo desejado. O retardo máximo aceitável para o flanco ascendente não deve ultrapassar 80% da duração do pulso positivo. Esta observação vale igualmente para o flanco descendente com relação ao pulso negativo. A dispersão das tolerâncias de fabricação pode levar a uma variação do valor da soleira de destravamento, calculada com relação ao valor efetivamente obtido.

A figura 1b mostra a forma do sinal tomado em diversos pontos da montagem; isso deverá esclarecer o funcionamento.

262

Transformador de tensão: de 12 a 6 volts

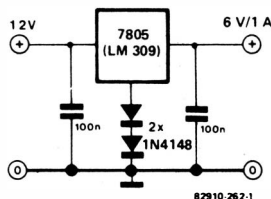
Numerosas descrições nos ensinam como chegar a obter uma tensão de 12 volts a partir da rede elétrica de 6 volts de um carro, como o 2 CV, tensão destinada a alimentar um auto-rádio moderno; esta não é uma razão para desprezar a possibilidade inversa: como fazer para obter 6 volts a partir de uma rede de 12 volts? A utili-

zação mais conhecida para um transformador desses é a execução de uma leitora de cassetes portátil a partir do veículo. A técnica mais simples para atingir o objetivo procurado é utilizar um regulador de tensão integrado de 5 volts, cuja tensão de saída é levada a grosso modo a 6,5 volts com a ajuda de dois diodos ligados ao

pino central do regulador de tensão. Se se utilizar somente um diodo, obter-se-ão praticamente 6 volts. Pode-se certamente se servir de um regulador de tensão do tipo 7806 (sem colocar diodos neste momento), mas este tipo de circuito integrado é relativamente difícil de encontrar no comércio.

Os pontos de radio-gravadores têm, em particular, uma tensão de funcionamento que se situa nas proximidades dos 7,5 volts. Neste caso, acrescentam-se três ou quatro diodos no pino central do 7805, no caso em que for impossível encontrar um 7808 no seu revendedor local.

A corrente máxima de saída fornecida pela



maioria desses reguladores de tensão se situa a aproximadamente 1 A. Para obter um resfriamento adequado, é preciso cuidar para que se coloque um radiador que não seja muito pequeno.

263

Bilhar americano

As possibilidades dos jogos eletrônicos copiados dos antigos jogos populares estão longe de serem esgotadas. Eis uma prova sob a forma deste bilhar eletrônico, cujas regras do jogo assemelham-se às do original. As bolas são representadas de maneira muito simbólica por 6 diodos eletroluminescentes. Do ponto de vista técnico, trata-se de um gerador aleatório. Após a inicialização da montagem, todos os LEDs se acendem. Quando se aciona o botão de pressão que corresponde ao golpe dado pelo taco à bola, o acaso provocará tanto a extinção de um LED, como nada de nada! A extinção de um LED significa que uma bola entrou em uma caçapa.

Existem dois modos de jogo: o primeiro consiste para cada jogador em enviar todas as bolas à caçapa, isto é, que ele precisa apagar todos os LEDs. O ganhador é o jogador que obtiver este resultado com o mínimo de jogadas. Com o segundo modo de jogo, o número dos jogadores é limitado a dois. Um deles começa; se ele tocar inicialmente uma bola vermelha, ele precisa em seguida tocar todas as outras bolas vermelhas. O mesmo para o segundo jogador com as bolas verdes.

Enquanto um jogador faz um toque, ele observa o traço. Somente quando ele erra o seu golpe ou quando ele toca uma bola do adversário que ele passa a vez para o outro jogador. Desde que um jogador tenha jogado três bolas de sua cor na caçapa, ele ganhou: isto não permite nenhuma partida nula e dá a ocasião de desempatar dois jogadores que estiverem em igualdade de pontos após uma partida no primeiro modo de jogo.

Vamos agora ao circuito. Na saída, as seis básculas FF1... FF6 estão zeradas com o toque

S2, que tem como consequência o acendimento dos seis LEDs. O multivibrador construído com N1 e N2 fornece permanentemente uma frequência horária de aproximadamente 800 Hz ao contador Johnson 4017, cujas saídas passam sucessivamente ao nível lógico alto. As portas OU N5... N10 garantem a transferência das informações desde a saída dos contadores até a entrada D das básculas.

Uma pressão breve no botão inversor S1 fornece a todas as básculas um pulso de relógio. A saída do contador que, neste preciso momento, se acha no nível lógico alto somente pode inicializar a báscula à qual está ligado através da porta OU, quando esta ainda não estiver inicializada. O LED correspondente se apaga neste momento. A reação da saída Q da báscula na porta OU à entrada D cuida para que, quando uma báscula é inicializada, ela continua mesmo após outros pulsos horários. Devido ao fato de a saída Q6 do contador estar no ar, pode ocorrer que o primeiro golpe faça "falsa tacada" quando esta saída se encontra por acaso no nível lógico alto, por ocasião da ação sobre S1. Se se quiser suprimir esta eventualidade, liga-se a entrada "reset" do contador a Q6 ao invés de Q7, como é o caso aqui.

Os seis LEDs serão dispostos em triângulo equilátero, com os diodos vermelhos (símbolos vazados no esquema) nos cantos. Os LEDs verdes (símbolos "normais") são colocados no centro, entre os LEDs vermelhos.

O circuito integrado CMOS 4050 poderá ser substituído por um 4049 cujos pinos sejam compatíveis. Este último é dotado de seis tampões inversores. Por conseguinte, o comportamento dos diodos é invertido e estes se apagarão todos após a inicialização da montagem e se

Vejam os um pouco a composição da montagem. Primeiramente, encontramos o gerador de relógio ICI (relógio). Este circuito integrado é montado como multivibrador estável destravável. P1 e S1 permitem escolher frequências

Encontram-se nos pinos 10 e 11 de IC1 os sinais de saída do gerador horário. O sinal de saída Q chega, de uma parte, a IC2 e, de outra parte, por meio de S2 na posição 50% e de S4 na posição "Norm", ao tampão de saída IC5. IC2 é montado como multivibrador mono-estável destravável. Este circuito integrado produz, com a ajuda do sinal de saída de IC1, um pulso esbelto que servirá de destravamento (tomada "Saída Sinc.") para o osciloscópio. Os circuitos integrados IC3 e IC4 são igualmente montados como multivibradores mono-estáveis. Passemos



agora ao funcionamento de IC4. Se a montagem se acha com S6 em "50%" e S7 sobre "S", o sinal de saída Q de IC1 (sinal horário) se encontra novamente na entrada trigger de IC4. É possível, portanto, com a ajuda dos elementos P3 e S3, definir a largura dos pulsos "Largura" (entre 1,5 μ s e 200 ms), e obter uma taxa de pulsos do sinal de saída diferente tanto no pino 10 como no pino 11 de IC4. Conforme a posição de S8, o sinal "normal" ou "invertido" chegará à saída ("Saída de Sinal") após ter passado pelo tampão IC5.

IC3 permite igualmente influir sobre o sinal. Se o inversor S7 estiver na posição "Ent", o circuito integrado IC3 é destravado pelo sinal horário. É possível retardar o sinal de saída de 1,5 μ s a 200 ms (retardo) com a ajuda dos elementos P2 e S2. Este retardo se repercute no pulso de destravamento de saída na tomada "Saída Sinc.". O sinal de saída de IC3 serve de pulso de destravamento para IC4.

Também agora, como se podia prever, é possível determinar a largura do pulso com a ajuda de P3 e de S3. Em todo estado de causa, o fato de pôr em funcionamento a parte "retardo" não modifica o sinal de saída da montagem. A vantagem que ele representa se achará na tela do osciloscópio. Escolhendo o retardo adequa-

do, é possível deslocar o ponto de inserção do pulso de destravamento com relação ao sinal de saída, de maneira a poder reconhecer na tela o flanco ascendente do sinal de teste. Para concluir, uma palavra quanto à construção da montagem. O protótipo foi construído em uma placa Vero e funcionou desde a entrada em tensão. Não nos parece aconselhável lançar-se na elaboração de um circuito impresso pessoal, pois de todas as maneiras é preciso efetuar a maioria das ligações por meio de fios entre os diversos inversores, comutadores e potenciômetros. É melhor, neste caso, soldar um máximo de elementos aos componentes de face dianteira e ligá-los em seguida aos circuitos integrados (que terão sido montados em um pequeno pedaço de Veroboard). A fiação dos circuitos integrados é mínima quando são comparados com a que seria necessária para os componentes de face dianteira. Como havíamos assinalado no início deste artigo, a alimentação da montagem se faz por meio da alimentação do circuito a controlar. É possível alimentar igualmente por pilha, mas é preciso neste momento pensar no nível de tensão adequado que é absolutamente imperativo.

(Aplicado pela RCA)

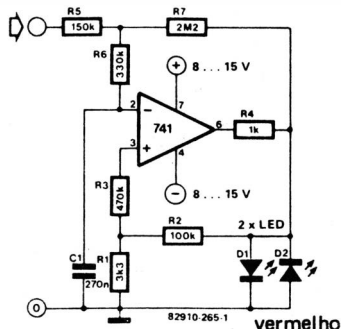
265

Indicador para tensões alternadas

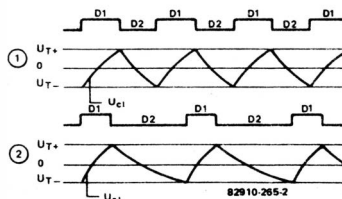
Este indicador permite determinar onde se situa uma determinada tensão a testar com relação a uma determinada região. Quando a tensão a testar se acha nos limites da região, os LEDs piscam; caso contrário, um deles somente é aceso. Dispõe-se também de uma outra informação, a saber, a simetria da tensão a testar com relação a 0 V. Se a montagem detectar uma assimetria com relação a 0, os LEDs piscam irregularmente; em caso contrário, eles piscam regularmente.

O princípio de funcionamento desta montagem não é complicado, se bem que à primeira vista o esquema não pareça "evidente". Se se omitirem os componentes periféricos, tais como R3, R4, R5, D1 e D2, tem-se um oscilador de amplificador operacional inteiramente normal. Pela inserção do divisor R7/R5, obtém-se uma tensão de contra-reação aplicada a C1 inferior à tensão de alimentação (ela é, por outro lado, limitada por D1 e D2). Se se aplicar a R5 (que supomos ao potencial da massa até aqui) uma tensão contínua, o nível da tensão contínua é defasado pela tensão de contra-reação. Quando este nível

1



2



é bastante elevado para que a tensão nos bornes de C1 caia fora do limite de basculamento do trigger de Schmitt, o oscilador pára e um dos dois LEDs fica aceso.

Se o nível aplicado à entrada for exatamente nulo (0 V), o nível da tensão contínua nos bornes de C1 é também nulo e os LEDs piscam regularmente (situação 1). Se pelo contrário o nível de entrada for diferente de 0 V, positivo, por exemplo, um dos LEDs (D2 neste caso) será aceso durante mais tempo que o outro (situação 2). A sensibilidade da montagem é de

50 mV aproximadamente (acima de ± 50 mV os LEDs não piscam mais, mas ficam continuamente acesos): modificando o valor de R7, modifica-se a sensibilidade da montagem. Para um valor maior de R7, a sensibilidade aumenta ($R7_{\text{máx}} \approx 3M3$). Quando se quer diminuir o valor de R7 (a sensibilidade decresce), é preciso também se preocupar em aumentar a de C1.

A impedância de saída da montagem a testar não deverá exceder 10 k Ω . Se for o caso, é necessário prever um amplificador-tampão na entrada do indicador.

266

Economizador para bateria

Esta montagem é destinada particularmente aos aparelhos que funcionam com baterias de maneira descontínua. Com efeito, quando se esquece de desligar este tipo de aparelho após ter-se utilizado deles, o resultado não se faz esperar: uma vez mais, as pilhas terminaram sua vida útil muito cedo. Os prejuízos resultantes desses esquecimentos repetidos farão, muito em breve, parte do passado. Com efeito, quando esta montagem for colocada entre a alimentação e o aparelho a alimentar, uma pressão sobre S1 fornece corrente durante um determinado tempo.

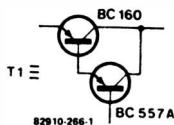
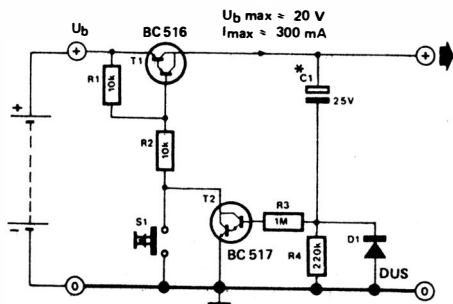
Quando S1 tiver sido apertado, T1 pode ser alimentado em corrente de base, o que vai colocá-lo em estado de conduzir. Isso tem como efeito dotar de corrente a parte que se acha à direita de T1. Iremos encontrar novamente esta tensão nos bornes de R4 (pois o condensador C1 estava descarregado). Agora, é o transistor T2 que vai se achar em estado de conduzir e assumir por sua vez a missão do botão S1 (garantir a chegada da corrente de base a T1), o que mantém T1 em estado de condução. Entretanto, a tensão reinante nos bornes de R4

cai lentamente porque C1 se descarrega docemente via R4. Quando a tensão em R4 atinge um valor se situando em torno de 1,2 V, o transistor T2 cessa de conduzir e, por isso, igualmente T1. Deste modo, não circula praticamente mais corrente no circuito. A única corrente que ele ainda tem é a corrente de fuga de T1 e de T2. Como ela não ultrapassa alguns nA, pode-se considerar que as pilhas são praticamente desligadas. Para achar a duração durante a qual a montagem é alimentada, pode-se utilizar a seguinte fórmula:

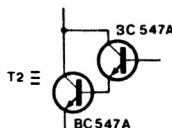
$$t = - 22 \cdot 10^4 \cdot C1 \cdot \ln \frac{1,2}{U_B} \text{ em segundos}$$

(C1 em farad). Se se quiser modificar a montagem e substituir os dois darlingtonos por transistores comuns, não há nenhum problema. Eis como ligá-los: (figura 2).

O modo como se pode ligá-los está representado na figura 2.



* ver texto



Os caçadores de sons têm freqüentemente que resolver o problema da distância: é-lhes impossível aproximar-se de seu assunto tanto quanto eles gostariam. A única solução consiste em utilizar uma combinação compondo-se de um pré-amplificador de baixo ruído e de um bom microfone dinâmico. Os pré-amplificadores que se encontram na maioria dos gravadores têm uma sensibilidade insuficiente para o objetivo procurado, sendo sua relação sinal/ruído muito ruim para garantir uma qualidade de gravação satisfatória. É preferível construir um pré-amplificador de baixo ruído particular.

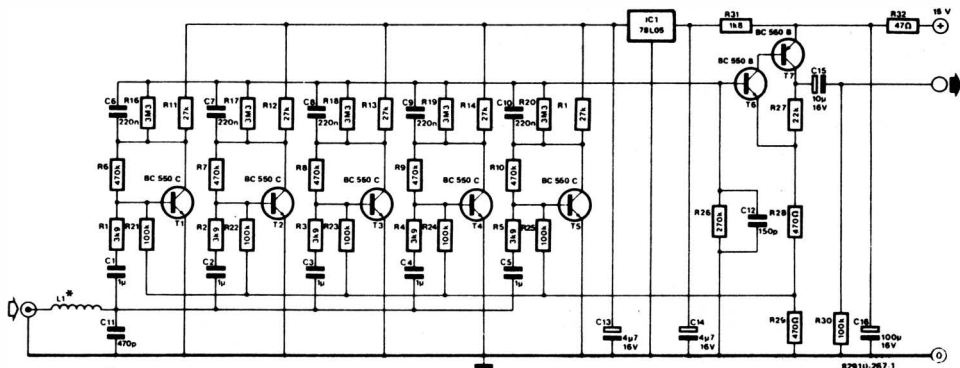
Quando se trata de gravar um urro de elefante no zoológico, pode-se continuar simplesmente a utilizar a entrada microfone existente. Um pré-amplificador é perfeitamente incapaz de amplificar corretamente e linearmente este golpe de trompa e o canto de um rouxinol empoleirado em uma antena de TV a alguns centímetros de distância, dados os limites da tensão de alimentação. A montagem aqui descrita convém tanto à gravação do canto de um rouxinol numa tarde de verão como ao (a gravação, não o canto!) de um grupo pop que faz vibrar os azulejos nos 2 km ao redor. Uma característica de baixo ruído não é suficiente para as aplicações que acabamos de citar: o que nós precisamos é do muito baixo, do ruído ultrabaixo.

Qualquer transistor produz ruído: se se deseja atenuar este último o mais que puder, é importante escolher bons transistores produzidos por um bom fabricante. É preciso, por outro lado, conceber uma montagem que tire o melhor

partido das características de ruído de cada transistor.

O olho exercitado do leitor terá imediatamente detectado a quádrupla simetria dos 5 estágios montados em paralelo. O ruído criado em cada um dos estágios soma-se vetorialmente. Sabendo-se que o ruído é ligeiramente defasado de um estágio para o seguinte, a resultante da soma dos vetores ruído se caracteriza por uma dimensão inferior à do ruído produzido por um só estágio. É possível exprimir matematicamente esta redução pela fórmula $\sqrt{n}$: no caso que nos interessa, teremos $\sqrt{5}$ (isto é, 2,3 aproximadamente). Se esta fórmula for expressa em decibéis, pode-se deduzir que a redução de ruído corresponde a 7 dB com relação à de um único estágio.

Se se desejar limitar o ruído ao máximo, será igualmente preciso fazer de modo que a corrente que atravessa os transistores seja a menor possível. Basta medir a corrente que atravessa os transistores da montagem, 1,5 mA (estéreo) unicamente, para se levar em conta que este objetivo tenha sido atingido. Este consumo é inferior ao do regulador de tensão integrado (IC1) utilizado na montagem, consumo que se apresenta a 2 mA. Sua presença é justificada pelo fato que alimentar os estágios de entrada em 5 V diminui igualmente o ruído. O baixo consumo de corrente tem a vantagem de melhorar a relação sinal/ruído, mas apresenta o inconveniente de aumentar a distorção harmônica. Uma contra-reação local (R6... R10) e global (R21... R25) se encarrega da eliminação deste último fenômeno desagradável.



* ver texto

Que se pode esperar da montagem? Números!!! A sensibilidade a uma tensão de saída de 60 mV é de 0,13 mV, aproximadamente. Este valor é suficiente para praticamente qualquer aplicação. O ganho se situa próximo aos 475. A distorção se torna audível quando o sinal de entrada ultrapassa aproximadamente 8 mV, o que permite poder tratar dos sons relativamente potentes (36 dB sobremoduláveis). O domínio de frequências fica nos limites de -3 dB a 0 dB, de 20 Hz a 45 kHz. C12 se encarrega de determinar o limite superior. A influência da combinação L1/C11 é insignificante: ela é destinada à proteção contra as irradiações produzidas pelas estações de emissão. L1 comporta algumas espiras de fio de cobre esmaltado atravessando uma pérola de ferrite e pode ser suprimida sem consequências desagradáveis se você não tiver problema de recepção parasita: é, com efeito,

muito delicado posicionar L1 de maneira que ele não detecte ronco de transformador.

E o ruído? É possível gravar um rouxinol a 100 m ou menos, mas isso se torna impossível quando a relação sinal/ruído atinge 80 dB. Se se falar de algarismos, a melhoria é de 12 dB, aproximadamente, com relação ao obtido com uma construção convencional.

Esta montagem permite fazer gravações externas surpreendentes de realidades e de uma qualidade fora do comum. É bastante evidente que o microfone e o gravador utilizados entram com uma boa parte na qualidade da gravação. Uma montagem deste tipo não pode tudo.

P. de Bra

268

Voltímetro digital

Os voltímetros digitais estão bastante na moda. Existem numerosos esquemas de aparelhos deste tipo nas revistas especializadas. Trata-se, de fato, de um aperfeiçoamento efetuado pela adição de um estágio de entrada a amplificadores operacionais J-FET. Isso permite, entre outras coisas, resolver o problema da instabilidade do ponto zero. A utilização de entradas J-FET confere uma grande impedância ao circuito. Por outro lado, ao invés de utilizar diodos comuns para a proteção de entrada, faz-se apelo aqui a transistores montados como diodos: sua corrente de fuga é de somente 1 nA, enquanto que a dos diodos é 20 vezes superior. As razões de escolha de um estágio de entrada tão desenvolvido são de duas ordens: primeiramente, em modo comum, a região dos CA3162 é de apenas $-0,2$ V a $+0,2$ V, enquanto que a dos 356 vai de -4 V a $+4$ V.

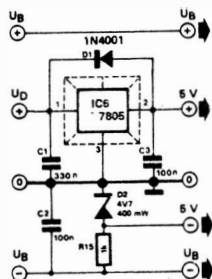
Em seguida, a corrente de polarização é consideravelmente limitada: seu valor nominal para o CA3162 é de 80 nA; com o 356, 30 pA bastam. A importância da corrente de fuga na entrada deste circuito é fortemente limitada pelos transistores de proteção T1... T4. Sua corrente de fuga típica é de 1 nA.

O sinal analógico de entrada chega a IC4 via R11. Este enumera e ataca, por sua vez, o circuito decodificador/driver que comanda a apresentação das informações. IC4 é dotado de um comutador: na posição "a", um pulso de amostragem é emitido quatro vezes por segundo, na posição "b", o valor medido é mantido na apre-

sentação; na posição "c", os pulsos de amostragem se sucedem muito rapidamente (0,01 s), o que permite medir variações de tensão rápidas. O processo de ajustagem se desenvolve como segue: omite-se provisoriamente IC3 e começa-se por colocar o pino esquerdo de R11 à massa, em seguida ajusta-se P3 até que apareça 000 na tela. Monta-se em seguida IC3 e desliga-se a ligação feita anteriormente entre R11 e a massa; agora, colocam-se as entradas Hi e Lo na massa, e em seguida ajusta-se P2 para que apareça ainda uma vez 000 nos mostradores. É preciso, em seguida, aplicar uma tensão de aproximadamente $+3$ V a essas duas entradas e ajustar P1 para obter mais uma vez a apresentação de três zeros: trata-se da rejeição do modo comum. A última etapa consiste em ligar uma tensão conhecida à entrada (800 mV, por exemplo) e se ajusta P4 até que o valor correspondente seja apresentado: em nosso exemplo, este será 800. No decorrer da última etapa, a entrada Lo deve ser aterrada.

O circuito de alimentação (figura 2) é de uma simplicidade que exige somente poucos comentários. O interesse do diodo zener é permitir a alimentação dos transistores com uma tensão ligeiramente inferior. Sabe-se que este circuito pode servir tanto em modo flutuante como não-flutuante. Em modo flutuante, a alimentação do voltímetro deverá ser ligada à massa do circuito a testar. A tensão de entrada em modo comum não deverá em nenhum caso exceder a região de -3 V a $+3$ V. Qualquer tensão estabi-

1



Lista dos componentes

Resistências:

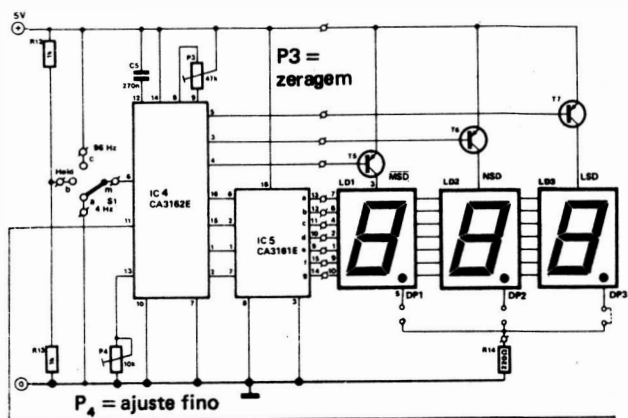
R1, R10 = 1 M
 R2... R9 = 100 k (ver texto)
 R11 = 100 k
 R12, R13, R15 = 1 k
 R14 = 220 Ω
 P1, P2 = 25 k
 P3 = 47 k
 P4 = 10 k

Condensadores:

C1 = 330 n
 C2, C3 = 100 n
 C4 = 1 μ F (MKH)
 C5 = 270 n

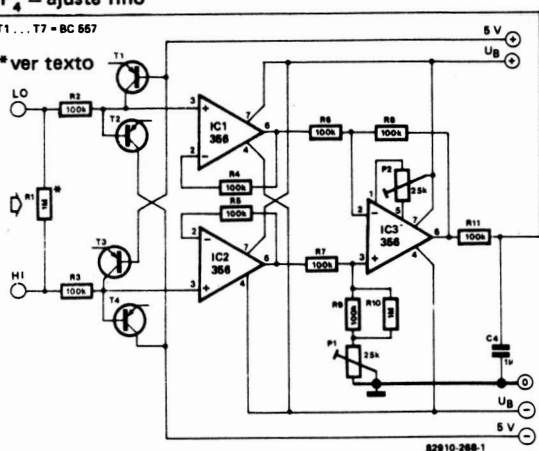
Semicondutores:

T1... T7 = BC 557
 D1 = 1N4001
 D2 = diodo zener 4V7/400 mW
 IC1... IC3 = 356
 IC4 = CA3162E
 IC5 = CA3161E
 IC6 = 7805
 LD1... LD3 =
 vermelho CQY91A, FND557
 verde CQY92A, FND537
 amarelo CQY93A, FND547
 ou TIL 701

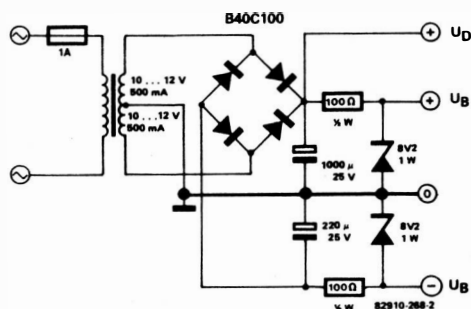


T1... T7 = BC 557

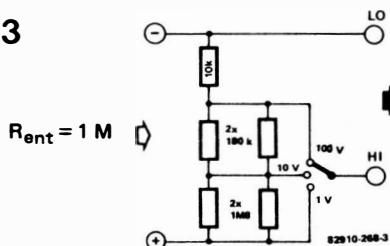
*ver texto

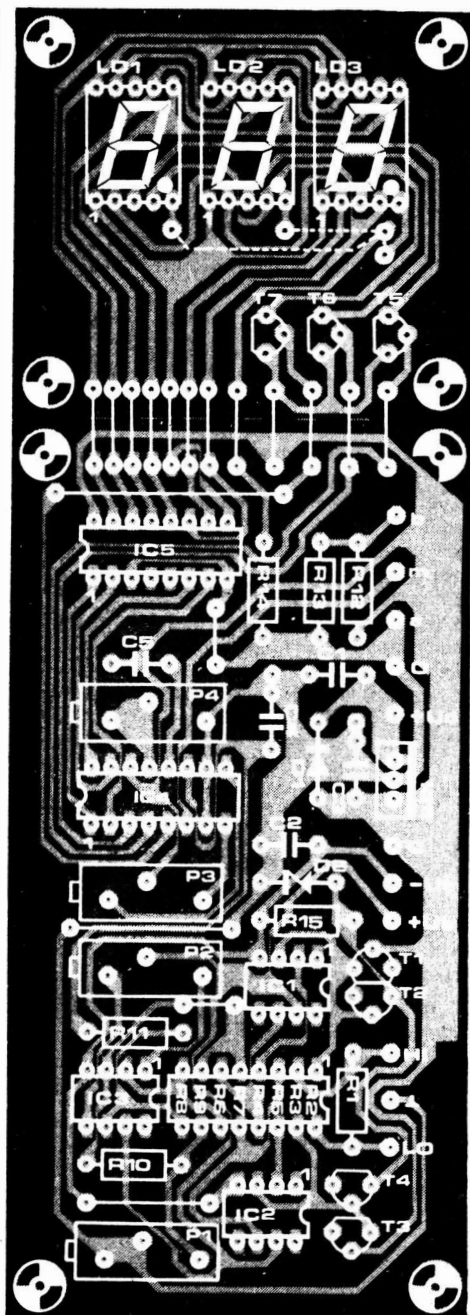
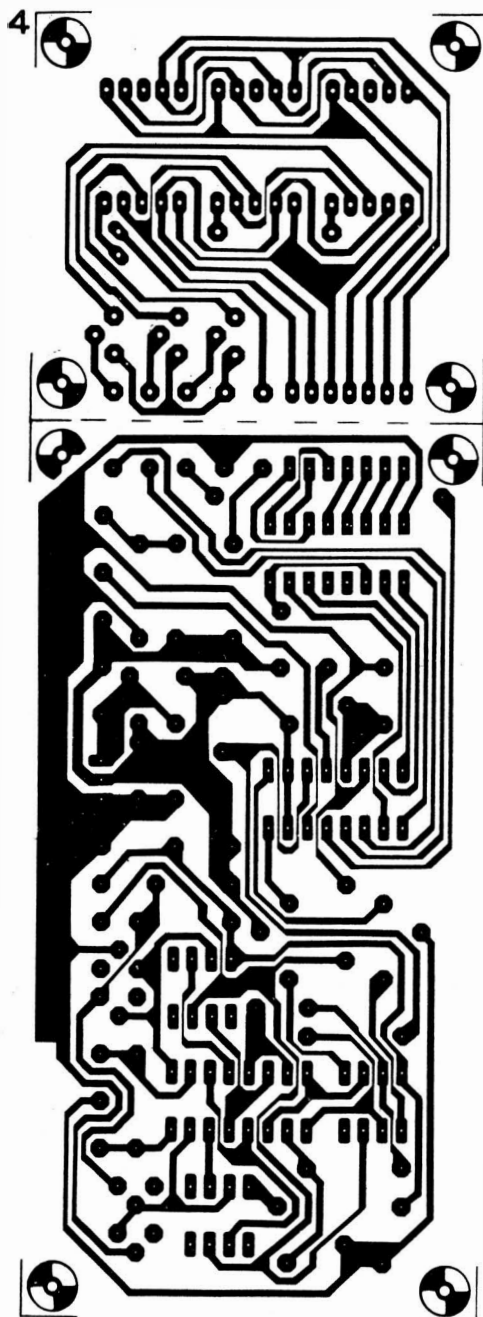


2



3





lizada compreendida entre $+9 \dots +15$ e $-9 \dots -15$ V pode servir. A corrente consumida é de aproximadamente 250 mA para a tensão positiva e 30 mA para a tensão negativa.

Se não se deseja funcionar em modo flutuante, a entrada Lo deverá ser ligada à massa. A impedância de entrada do circuito é da ordem de 1 M (quando R1 é implantado). A figura 3 dá

as indicações necessárias à execução de um divisor de entrada: no caso em que se utiliza este circuito, a resistência R1 original será omitida. As resistências R2... R9 constituem uma malha de resistências montadas em uma caixa DIL de 16 pinos. Pode ser que um componente

destes seja difícil de achar: pode-se muito bem se contentar com resistências de um oitavo de Watt, mas com uma tolerância de 1%. É recomendável montar o circuito em uma caixa metálica que se liga à massa: por outro lado, a fiação será a mais curta possível.

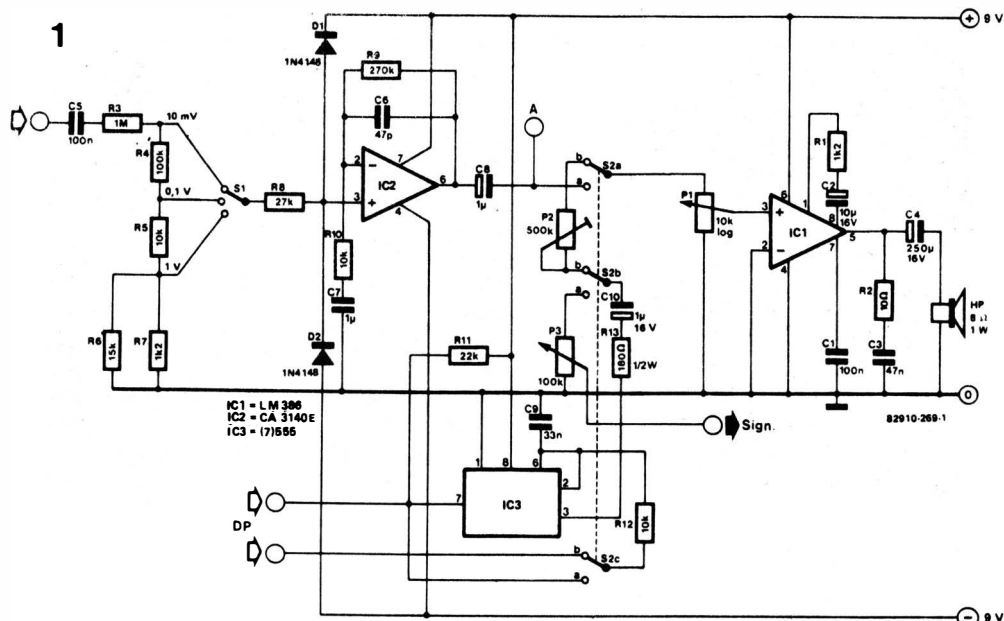
269

Injetor de sinal com testador de continuidade

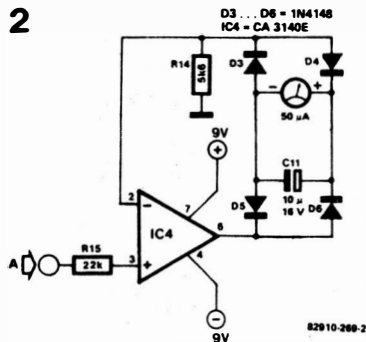
Éis um aparelho muito útil quando se trata de efetuar testes com montagens de baixa frequência e quando não se possui onerosos instrumentos de medida. Acrescentou-se a ela um testador de continuidade: é um emissor sonoro que permite verificar a existência de uma ligação entre dois pontos.

A montagem se decompõe em três subconjuntos principais: um injetor de sinal (IC3), um pré-amplificador (IC2) e um estágio de amplificação final (IC1). O gerador de sinal é baseado em um 555 (IC3) que produz um sinal de 1000 Hz. Se se posiciona o comutador S2 em b, põe-se em funcionamento a primeira parte da montagem. As conexões com a parte de fora são

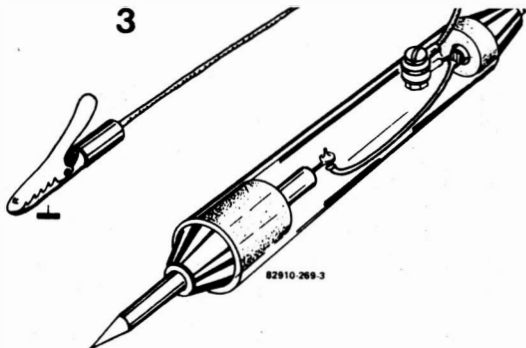
ligadas entre a rede RC de IC3. Se se encontrar um condutor entre estas duas pinças de teste, o anel é fechado. Encontramos, então, som de 1000 Hz na saída. Se, ao contrário, o circuito entre as pinças está interrompido, não se encontra, certamente, som na saída. O sinal é enviado ao amplificador de saída através do potenciômetro ajustável. Se desejarmos "escutar" uma montagem com a ajuda da combinação injetor de sinal - pré-amplificador, será preciso posicionar o comutador S2 em a. IC3 fornece ainda um som de 1000 Hz, que atinge a saída através de P2. Desta maneira, obtém-se uma amplitude do sinal de saída modificável de modo contínuo, sem patamar.



2



3



O condensador C10 e a resistência R13 protegem o 555 contra toda manobra repreensível no decorrer das ligações com a parte externa. A saída é ligada à entrada da montagem a testar. Se nos servirmos do pré-amplificador e do amplificador de saída, poderemos muito bem auscultar uma montagem etapa por etapa (uma resistência ou um potenciômetro enfraquecem o som, um transistor o amplificará na maior parte do tempo). Se se deseja fazer a diferença entre um sinal fraco ou forte, será preciso regular a montagem de maneira a praticamente não ouvir mais o som produzido pelo sinal de entrada. Para tornar esta regulagem mais fácil, foi previsto na entrada do pré-amplificador um divisor de tensão que autoriza três níveis de entrada.

Para não absorver muita corrente na montagem no decorrer do teste, e não solicitá-la muito, foi criada, com a ajuda de C5 e de R3, uma alta impedância de entrada. O sinal a testar é ampli-

ficado pelo amplificador operacional IC2. O sinal de saída de IC2 chega diretamente a P1, por meio de C8 e de S2a: é P1 que regula a amplitude na entrada do amplificador de saída IC1.

Alguns aficionados gostariam de ter igualmente uma visualização dos acontecimentos: isso é bastante possível, com a ajuda de um indicador de bobina móvel; a figura 2 mostra como efetuar a montagem.

Dada a alta impedância de entrada do pré-amplificador, é preciso trabalhar com cabo blindado. A figura 3 mostra a maneira de obter um exemplar que será de utilização muito agradável. Se se decide passar adiante, é bem possível ter um número impressionante de sinais parasitas na saída. É, ao contrário, completamente "legal" utilizar cabo comum para as conexões de saída do sinal.

270

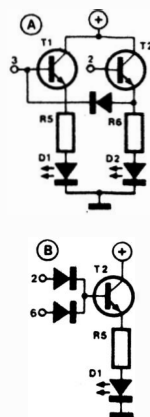
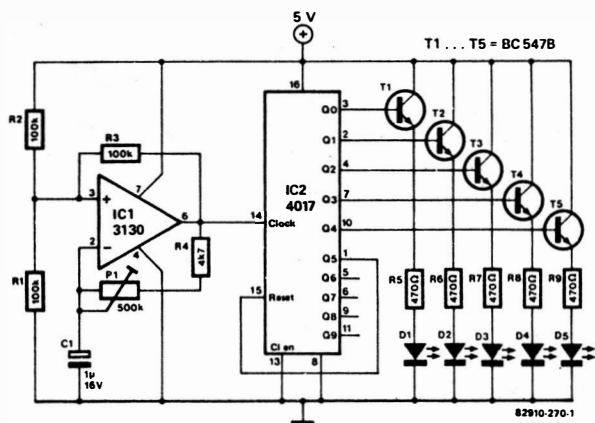
Luminoso eletrônico

Se você necessita de uma montagem para pôr em evidência uma inscrição, um "badge" ou qualquer outro objeto, eis o que lhe é preciso. Esta montagem nada mais faz do que acender os LEDs, mas ela o faz tão bem! Aqui há cinco, mas nada lhe impede de acrescentar outros (até 10). Em consequência, é preciso modificar a fiação no pino "reset" e, certamente acrescentar tantos transistores e resistências de comutação quantos LEDs você acrescentar. O que ocorre mais precisamente nesta montagem?

Na versão de base proposta aqui, os LEDs se acendem cada um por sua vez, a uma cadência determinada por P1. Outras configurações, além do simples chenillard, são igualmente

possíveis. Eis algumas: obtém-se um acendimento excessivo de vários LEDs, cada vez mais numerosos, inserindo um diodo em cada estágio (figura A): à base de T1 se vê aplicar o cátodo (o traço) do diodo cujo ânodo é aplicado ao emissor de T2. Por sua vez, a base deste último recebe o cátodo de um segundo diodo, cujo ânodo é aplicado ao emissor de T3, e assim por diante. . . Esta pequena modificação basta para obter o efeito desejado.

Para executar um vaivém, liga-se a base dos transistores a IC2 via diodos e isto, como indicado nas linhas que seguem: o cátodo de um primeiro diodo é aplicado à base de T1 e seu ânodo ao pino 3 de 4017. T2 recebe dois



diódos, um em direção ao pino 2 e o outro no pino 6 (figura B). T3, no pino 4 e no pino 5, e T4, no pino 7 e no pino 1, e T5, finalmente, no pino 10. Modificando o número dos pinos que indicamos acima, obtêm-se outras figuras mais ou menos interessantes. É preciso não esquecer de ligar o pino "reset" à primeira saída não utilizada de IC2.

Pode-se igualmente combinar diferentes figuras: aplicar, por exemplo, diodos tanto entre as bases e as saídas de IC2 como entre as bases de um transistor e o emissor do seguinte. Daí resultam combinações muito "espalhafatosas". Como previmos que esta montagem será executada por muitos entre vocês e talvez pelos mais experientes, eis ainda algumas precisões sobre o funcionamento.

IC1 produz um sinal quadrado. Por isso, C1 é constantemente carregado e descarregado. Quando a resistência de P1 aumenta, a duração da carga de C1 (ou da descarga) é mais longa e, por conseguinte, a frequência do sinal quadrado diminui: os LEDs ficam acesos mais tempo.

O circuito 4017 põe cada uma de suas saídas, uma de cada vez, ao potencial da tensão de alimentação e isso ao ritmo dos pulsos que lhe são fornecidos por IC1. A saída ativada está no nível lógico 1 (tensão de alimentação) e depois, quando é desativada, ela passa ao potencial da massa. Isto é, ao nível lógico baixo (0). Quando

a saída é “alta”, o LED correspondente se acende. Quando ela é “baixa”, o LED correspondente se apaga.

Quando a saída 5 (Q5) é ativada, este nível de tensão é aplicado à entrada “reset” e provoca a colocação a zero do circuito integrado: em outras palavras, é a saída 1 que é ativada e, por conseguinte, o diodo D1 se acende.

As resistências R5 a R9 limitam a corrente que atravessa os LEDs: estes morrem na maioria dos casos quando esta corrente ultrapassa 50 mA. É, portanto, sempre recomendável escolher o valor das resistências de limitação de sorte que a corrente não exceda 30 mA. Para um valor de $470\ \Omega$ e uma tensão de alimentação de 5 V, a corrente que atravessa o LED é da ordem de 8 mA. Diminuindo o valor da resistência, provoca-se uma iluminação mais forte do LED.

A tensão de alimentação da montagem será compreendida entre 5 e 15 V. Para uma tensão superior a 8 V, pode-se utilizar um 741 para ICI, mas para tensões mais baixas, este não funciona sempre muito bem; assim, é preferível optar por um 3130 ou 3140.

F. Tegelaar

271

Macrovoltímetro para alimentação de 5 V

Os circuitos de microprocessadores, bem como os circuitos TTL, estão na primeira fila dos consumidores de corrente para uma tensão nominal

de 5 V. Eles requerem, por outro lado, uma estabilidade relativamente grande e não poderiam em nenhum caso tolerar variações de

tensão de alimentação excedendo $\pm 10\%$. É, portanto, particularmente propício dotar-se de um meio de controle preciso e confiável. Para isso, as técnicas analógicas são pouco aconselháveis devido à sua falta de precisão. Por outro lado, a acuidade visual humana é posta à rude prova pelas ínfimas variações da posição da agulha de um instrumento de medida analógico.

Com a lupa aqui proposta, todos esses problemas são resolvidos, mediante alguns LEDs e um só circuito integrado.

A região de medida se estende de 4,5 V a 5,5 V. O circuito LM3914 tem uma estrutura interna idêntica à do LM3915. A principal diferença entre os dois é que o LM3914 tem uma escala linear, enquanto que a do LM3915 é logarítmica. A cadeia de resistências interna ao LM3914 é constituída de 10 resistências de 1 k Ω . P1 e P2 e, respectivamente R4 e R6, permitem ajustar a tensão presente na parte inferior do divisor (R10), a $4,51:3 = 1,5$ V; a parte superior apresenta uma tensão de $5,41:3 = 1,8$ V. O fator 3 é igualmente aplicado ao sinal de entrada: são R1... R3 que asseguram a divisão de tensão.

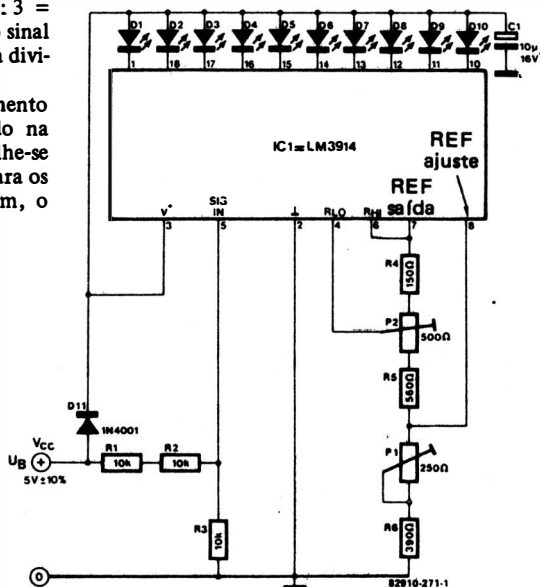
Se tudo andar como previsto, o acendimento dos LEDs deverá se fazer como indicado na tabela. Para uma legibilidade ótima, escolhe-se para D5 e D6 LEDs de cor vermelha, e para os outros, uma cor verde ou amarela. Assim, o

valor nominal será claramente indicado no meio da escala.

A alimentação deste circuito é obtida a partir da fonte de tensão que se quer controlar. Isto não se constitui num problema, pois nosso circuito não consome mais que 20 mA. D11 protege o circuito contra as inversões de polaridade. Para a execução do macrovoltímetro, liga-se-o à saída de uma alimentação estabilizada. Esta será ajustada de tal sorte que forneça mais precisamente 5,41 V (um voltímetro digital que merece crédito!). É preciso agora girar P1 de modo tal que D9 e D10 se acendam. Ajusta-se então a tensão de alimentação estabilizada a 4,50 V; resta girar P2 até o limite de acendimento de D1. É preciso repetir o processo, devido à cadeia de resistências interna no circuito integrado poder influenciar a regulação. Para garantir uma boa precisão ao conjunto, escolhem-se resistências a 5%.

Tabela

V _{cc} (V)	LED aceso
4,51... 4,60	D1
4,61... 4,70	D2
4,71... 4,80	D3
4,81... 4,90	D4
4,91... 5,00	D5
5,01... 5,10	D6
5,11... 5,20	D7
5,21... 5,30	D8
5,31... 5,40	D9
5,41... 5,50	D10



272

Interruptor vaivém eletrônico

A denominação interruptor vaivém se aplica em técnica de instalação elétrica à possibilidade de executar a mesma fonte luminosa por meio de vários interruptores diferentes. A montagem

proposta aqui exerce a mesma função com dois potenciômetros, utilizados tanto como comutadores como adaptadores de uma tensão contínua. Para que pode isso servir?

Bem, será possível, por exemplo, diminuir o volume da cadeia estéreo enquanto que se encontra próximo ao telefone, com a condição de que esta cadeia seja equipada de circuitos integrados pilotáveis em tensão contínua (de TCA 730/740), por exemplo. E igualmente possível executar esta função vaivém (principalmente com a ajuda de opto-acumuladores), por meio de gravadores. Existem, sem nenhuma dúvida, numerosas outras aplicações. O segredo da montagem: quando a posição do potenciômetro é modificada, um interruptor eletrônico envia a tensão contínua ajustada pelo potenciômetro em questão automaticamente à saída.

Como isso funciona? Põe-se primeiramente a extremidade "quente" dos dois potenciômetros a 12 V, por meio do diodo D1. Por outro lado, a gama das tensões de entrada que pode aceitar o amplificador operacional vai de 0 a 13,5 V, o que nos dá uma segurança suplementar contra uma sobremodulação eventual. Se a posição de um dos dois potenciômetros for modificada, nasce no elemento integrador R1/C1 ou R2/C2 uma diferença de tensão entre a entrada não-inversora e a entrada inversora de A1 ou de A2 tal que as saídas dos amplificadores operacionais sobem ao potencial mais "alto". Esses sinais de saída servem de tensões de comando para os interruptores vaivém ES1... ES4. Uma das duas tensões contínuas apresentadas por P1 ou P2 é então enviada à saída por meio do tampão A3.

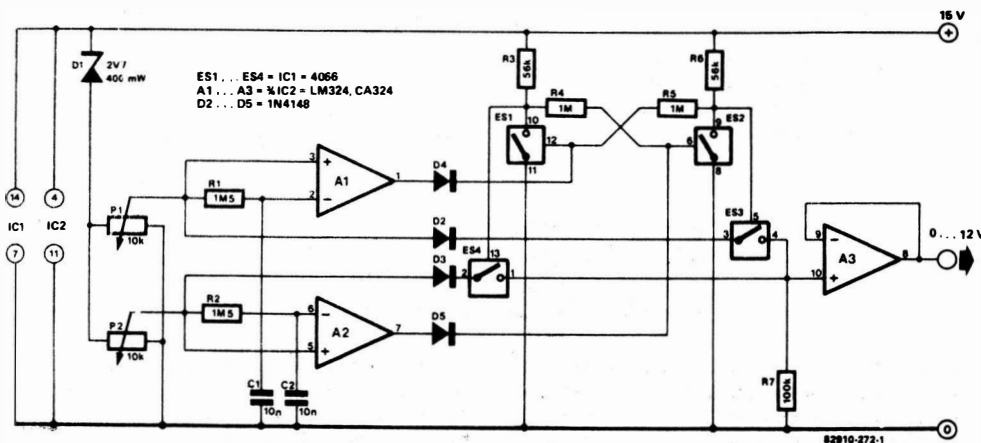
Algumas particularidades técnicas da montagem: R1 e R2 foram voluntariamente escolhidas tão elevadas de maneira que as duas saídas dos amplificadores operacionais se encontrem no estado "baixo" quando os potenciômetros se encontram no estado de repouso. Encontrar-nos-íamos diante de uma "salada esquisita" de interruptores se esta precaução não tivesse

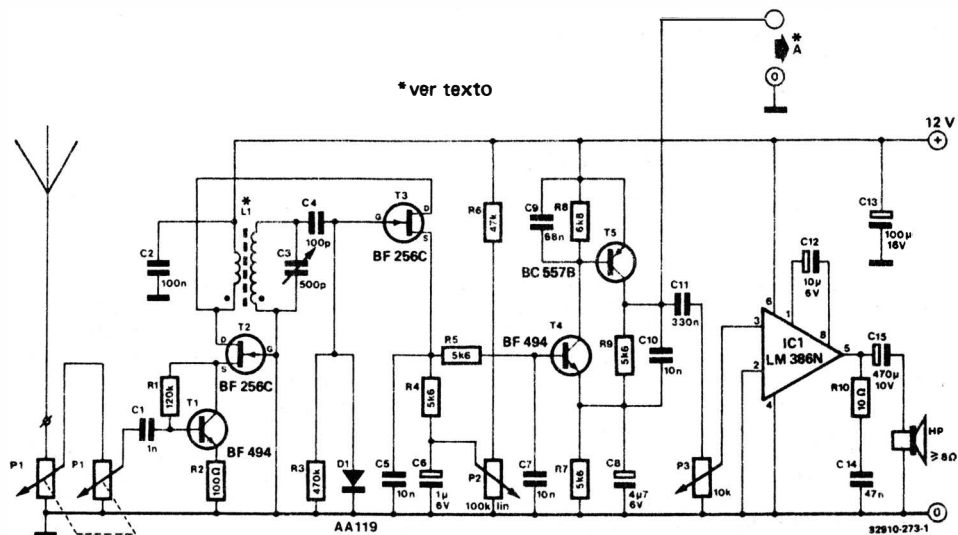
sido tomada. Isso parece evidente se você se inclinar um pouco sobre as diversas possibilidades de acoplamento. Os diodos D2 e D3 são destinados a impedir, no domínio de comutação dos interruptores CMOS ES3 e ES4, um basculamento intempestivo do flip-flop constituído por ES1 e ES2. Há, entretanto, um defeito de estética que não podemos deixar passar despercebido. Se quisermos mostrar uma tensão contínua fraca no potenciômetro que estava inscrito, é preciso inicialmente levar a montagem a bascular, aumentando momentaneamente o valor do potenciômetro. Rapidamente nos acostumaremos, sem dúvida, a este inconveniente.

Como estes potenciômetros estão ligados à montagem por um longo fio, é preciso ligar a extremidade "quente" de cada um entre eles à massa, por meio de um condensador de desacoplamento de $10 \mu\text{F}$ 16 V.

Não será justo passar despercebida a existência de um pequeno inconveniente. Se se quer colocar uma tensão mais baixa no potenciômetro que não está ligado, vai ser preciso começar girando ligeiramente o cursor do potenciômetro no sentido inverso, de maneira a fazer bascular o flip-flop. Um pouco de prática rapidamente arrumará as coisas.

R. Behrens





Geralmente ocorre que um receptor que funciona conforme o princípio da amplificação direta, seja afetado por um acoplamento muito prejudicial à antena e ao anel de equilíbrio, o que diminui em muito sua utilidade.

Devido à entrada em oscilação provocada do receptor "direto", deve ser possível, na ausência do acoplamento do qual acabamos de falar, utilizar este receptor como receptor CD (Conversão Direta), o que nos permitirá tratar os sinais SSB, CW e RTTY. Como devemos manter o preço o mais baixo possível, somos determinados pela utilização de um estágio de separação em cascode, montado entre o anel de equilíbrio e a antena. Este cascode é composto de um transistor e de um J-FET de canal N; é preciso observar o pequeno número de componentes passivos necessários para obter este cascode. O desvio de frequência, devido ao acoplamento da antena, fica abaixo de 50 ppm (partes por milhão) aproximadamente.

Utilizamos um detector chamado detector de impedância infinita como detector em modulação de amplitude. As características particulares deste detector são a ausência de carga do anel e a distorção mínima do sinal de áudio, pois existe uma contra-reação antes do sinal de áudio.

Com o fim de obter uma regulação flexível da

contra-reação, utilizou-se um compromisso no que se refere ao amortecimento do anel, acrescentando um diodo (de germânio) entre a porta e a fonte. Na presença de um sinal suficientemente grande, a tensão de porta diminuirá, o que fará diminuir a rapidez do FET. Isto tem como efeito, se a montagem se achar a ponto de oscilar, diminuir ou até eventualmente fazer cessar a oscilação, em função da potência do sinal de entrada.

O efeito que acabamos de descrever significa a possibilidade do aparecimento de uma sincronização. Em caso de emissão em modulação de amplitude, esta é fortemente aconselhável, pois a sensibilidade e a seletividade são, nesse caso, máximas. Quando se trata dos outros modos de recepção, a sincronização não é procurada, ao contrário. É possível diminuir este efeito enfraquecendo o sinal de entrada, o que permite igualmente ser menos prejudicial para as recepções A.M.

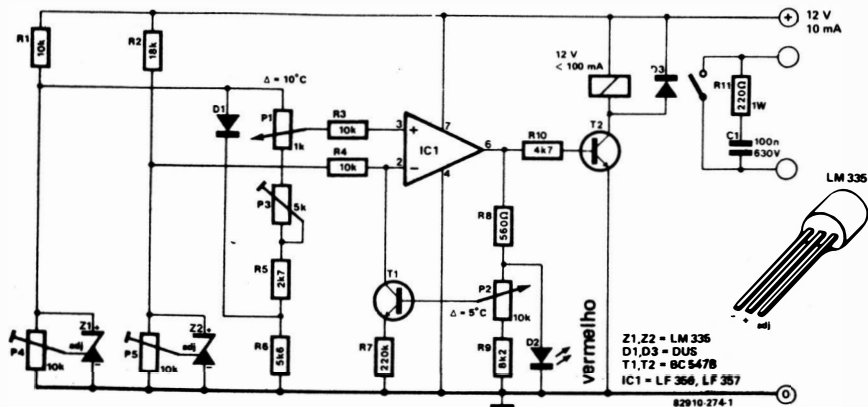
Nos modos SSB, CW e RTTY, o detector A.M. serve de detector de produto auto-oscilante. O potenciômetro P2 permite efetuar a regulação de T3. Em recepção AM, atua-se sobre o potenciômetro de maneira que a montagem cesse prontamente de oscilar. Em outros casos, é preciso regular P2 de maneira a ter esta oscilação, ao contrário.

de 4,4 a 17 MHz. É preciso pôr no lugar do circuito de retardamento, no condensador de equilíbrio, de maneira que a cada volta da cabeça de equilíbrio não se ultrapasse uma gama de 200 kHz. Se a construção é feita com cuidado, a estabilidade em curto prazo é suficiente para permitir a escuta da BLU, do CW e do RTTY. A saída A pode servir para a conexão de um conversor RTTY/CW.

274

O que é particularmente vantajoso é que a diferença de temperatura e a histerese são reguláveis independentemente, sem que as duas regulagens se auto-influenciem. Além do mais, as curvas de regulação são (quase) lineares, o que facilita os processos de execução. Um LED assinala os momentos em que o relé é acionado.

Por outro lado, é igualmente permitido não utilizar a entrada de escalonamento de um dos dois captadores e corrigir somente o outro com relação ao primeiro. Isso facilita um pouco a colocação do circuito na instalação a controlar. Em princípio, as tensões provenientes dos captadores são comparadas diretamente por um LF356. Quando a temperatura, e por isso a tensão de Z1, apresenta um valor superior ao de Z2, o LED se acende e o relé cola. Se P1 não



estiver em sua posição de resistência mínima, a tensão de entrada deverá ser tanto mais elevada. O relê somente por-se-á a trabalhar com temperaturas mais elevadas. A tensão residual do DUS D1 é de aproximadamente 0,6 V, dos quais resta aproximadamente 100 mV após P1 (isto pode ser corrigido com a ajuda de P3). 100 mV correspondem ao fato da região de regulação de P1 ser de 10°. Com P1 em posição de resistência mínima, é preciso que a diferença de temperatura seja de 10° para que o relê seja ativado.

Uma vez que a bomba é ativada via relê, é provável que a temperatura do ponto mais quente tenha tendência a recair, devido à circulação de água; isso terá como consequência repor o relê em repouso imediatamente.

É por isso que se previu uma regulação da histerese com P2 (5 °C máx). Quando P2 está em posição média, a histerese é de 2,5 °C; se P1 estiver posicionado em uma temperatura diferencial de 5 °C, o relê trabalhará quando esta diferença for efetiva e descolará quando a diferença cair novamente a 5° - 2,5° = 2,5°.

Se o cursor de P2 estiver no fundo para cima, a histerese é máxima e, no fundo para baixo, ela é mínima.

Para D2, escolhe-se um LED vermelho tendo uma tensão de serviço de 1,5 V. A tensão de alimentação não é crítica e poderá tornar-se de alguns volts com relação ao valor nominal. Como a maioria dos relês funciona a 12 V, este foi o valor considerado aqui. T1 pode comutar até 100 mA, o relê não deverá, portanto, consumir mais.

A medida de temperatura é possível medindo-se diretamente a tensão nos bornes de Z1 e Z2; a medida deverá ser feita em modo flutuante, o que se obtém ligando a outra ponta de medição a uma tensão estável de 2,73 V.

275

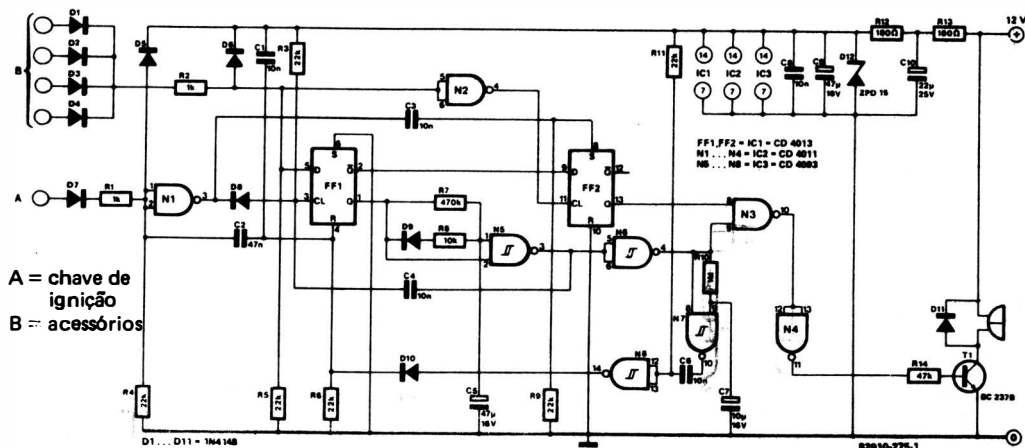
Alertador para automobilista

Existem ainda numerosos veículos, mesmo de tipo recente, que não são dotados de um sistema de corte de todos os acessórios consumidores de corrente acoplados com o interruptor principal. Em outras palavras, você pode muito bem retirar sua chave do contato, após ter cortado o contato, e deixar os faróis acesos... e sofrer as consequências deste esquecimento na

manhã seguinte! Você poderá também refletir conosco sobre este problema e montar o circuito proposto.

Complicado, dirá você? Não, a menos que lhe pareça à primeira vista. É preciso três circuitos integrados (entre os menos caros) e um bom punhado de componentes discretos.

Ligam-se aos diodos D1... D4 (ou mais) os aces-



sórios consumidores de corrente a controlar; a D7, liga-se o interruptor da chave de contato; quanto aos pontos "+ 12 V" e "0", eles serão diretamente ligados aos pólos correspondentes da bateria. Se se considerar que quando o contato é feito (a chave é girada na posição "bateria") nenhum consumidor de corrente conectado ao circuito está em serviço, a saída da porta NAND N1 está no nível lógico baixo. Quando do fechamento do contato principal do circuito elétrico do carro (chave de contato), um pulso negativo de colocação a zero é produzido sobre C2 e enviado a FF1; mas ele fica sem efeito devido ao fato de que este circuito integrado reage somente aos flancos positivos. Se o contato principal for reaberto, a saída de N1 passará ao nível lógico alto. FF2 recebe através de C3 um pulso de posicionamento e sua saída Q passa ao nível lógico alto; isto provoca a abertura de N3. FF1 registra alta informação lógica em sua entrada D — aqui, um nível lógico baixo, pois nenhum acessório consome corrente. A saída Q de FF1 está, portanto, no nível lógico baixo. O transistor T1 permanece bloqueado devido ao nível lógico baixo da saída de N4. Vejamos agora o que se passa quando um acessório consome corrente: em um primeiro tempo, a chave de contato fechou o circuito elétrico do automóvel, pois ela a reabriu. Neste momento, a saída da porta N1 é passada ao nível lógico alto. FF1 registra o nível lógico alto aplicado à sua entrada D e posiciona as saídas Q e $\bar{Q}$, como consequência. C5 se carrega através de R7. Quando o tempo de carga $R7 \cdot C5$ está terminado, um nível lógico baixo aparece na saída de N5. Este sinal é diferenciado por C4/R3 e serve de sinal horário a FF1.

Durante o tempo de carga de C5, o automobilista dispõe de tempo necessário para pôr fora de serviço os acessórios que estariam ainda ligados; o sinal de alarme não soará. Se, ao contrário, no fim do tempo de carga de C5 restarem ainda acessórios em serviço, o sinal de alarme não deixará de chamar a atenção do automobilista esquecido. O nível lógico alto na saída de N6 carrega o condensador C7 através de R10 no espaço de 10 s. Após esse lapso de tempo, a saída de N7 passa ao nível lógico alto. Este pulso é diferenciado por C6/R11 e fornece o sinal de inicialização de FF1 através de N8. A saída Q deste último passa ao nível lógico baixo e o alarme se extingue. É certamente possível cortar o sinal de alarme, simplesmente girando a chave de contato, isto é, refazendo o contato. O que se pode fazer também é cortar brevemente um acessório em serviço e em seguida colocá-lo novamente em circuito imediatamente. O detector entende, então, que é de propósito que o automobilista não desligou este acessório. Para terminar, devemos-lhe ainda algumas explicações sobre este caso particular: quando da breve retirada de serviço de um acessório, FF2 recebe um pulso horário através de N2. A saída Q da búscula passa ao nível lógico baixo, o que provoca o bloqueio de T1 através de N3 e N4. O sinal de alarme é interrompido.

Observe a intenção dos impertinentes: existem montagens bem mais simples que esta, que chamem nossa atenção pela flexibilidade e seu conforto de utilização. Em todos os casos, a longevidade de certas baterias deverá ser prolongada.

W. Gscheidle

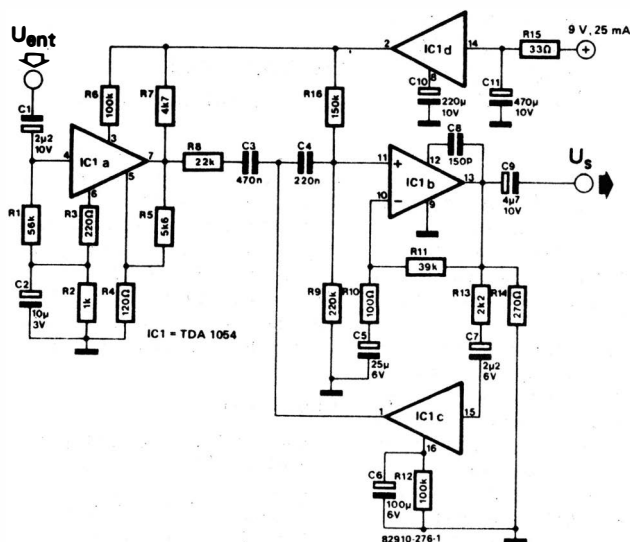
276

Minicompressores dinâmicos

É possível colocar compressores dinâmicos em qualquer lugar onde se exige um nível de saída constante. Uma das primeiras aplicações na qual se pensa é a regulação automática de nível de gravação de uma leitora de fitas cassetes. Pode-se igualmente utilizar um compressor em instalação emissora de um radioamador, nas instalações de discotecas, em um babyfone ou em um interfone de maneira a sempre ter uma inteligibilidade máxima e evitar qualquer risco de danificação, tanto ao amplificador como às caixas acústicas. As adaptações especiais, em

combinação com um microfone, dão resultados impressionantes, pois as passagens baixas ou muito fortes são tornadas quase inteligíveis.

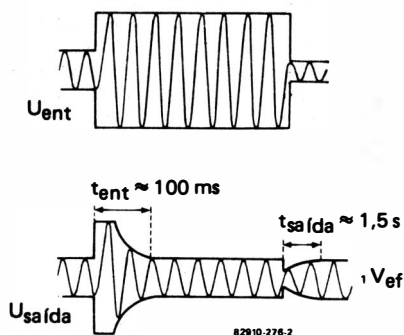
A montagem é baseada no circuito integrado multifunções TDA 1054 (de SGS-ATES). Este circuito é dividido em quatro subconjuntos. IC1a serve de pré-amplificador: ele tem um ganho de 50 ($1 + R5/R4$). O amplificador operacional IC1b é igualmente montado como pré-amplificador: seu ganho se situa em torno de 400 ($1 + R11/R10$). IC1d nivela as últimas ondulações da tensão de alimentação. Quanto



a IC1c, ele assume a automatização do controle de nível. O que se exige de um bom compressor é enfraquecer o sinal de maneira linear e não apagar simplesmente todos os picos. É possível atingir este objetivo tornando a atenuação dependente da maior amplitude encontrada no sinal de entrada. Para isso, mede-se a amplitude do sinal de saída. Uma vez que ela ultrapassa um valor de $1 V_{eff}$, o atenuador regulável (IC1c) recebe o sinal de comando via C7 e R13. O atenuador é constituído de um divisor de tensão entre R8 e uma resistência variável que se acha entre o nó de C3/C4 e a massa. Com a regulagem de IC1c, o sinal completo que se acha à entrada do amplificador operacional é uniformemente atenuado. O condensador C7 permite dar ao sistema a inércia necessária que permite evitar que a regulagem não se faça muito depressa, a ponto de seguir a forma da envoltória. Portanto, é C7 que determina o tempo de duração da regulagem na entrada, função dos valores de C6 e de R12. Este tempo de duração deve ser mais longo, de maneira a obter uma imagem sonora estável. Para música clássica, põe-se a duração a alguns segundos, e para o discurso, encurta-se a duração em alguns décimos de segundo a um segundo.

A figura 2 nos mostra o funcionamento da montagem de maneira gráfica. Os tempos de duração mencionados são obtidos para os valores de componentes dados no esquema da figura 1.

É possível modificar à vontade os tempos de duração de regulagem de entrada e de saída, modificando respectivamente os valores de C7 e de C6. A entrada do compressor é adequada



aos sinais de baixo nível (microfone, por exemplo). A impedância de entrada é de 50 kΩ. Os sinais de nível mais elevado podem ser enviados diretamente a R8; a parte que precede R8 será suprimida nesse momento. É possível trabalhar com uma tensão de alimentação de 12 volts, mas é preciso nesse momento aumentar a tensão máxima admissível pelos condensadores eletrolíticos.

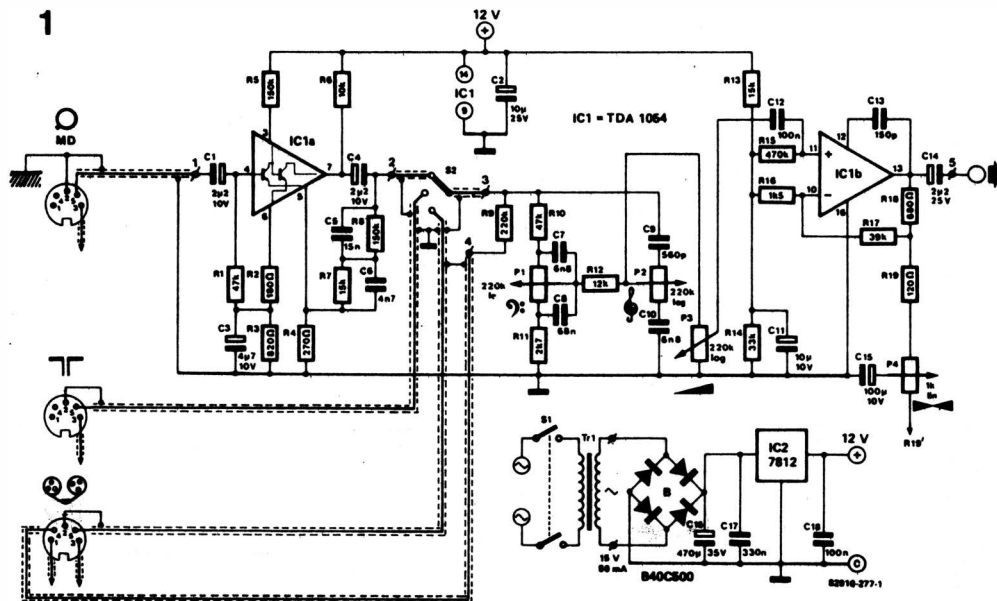
É possível, atualmente, encontrar no mercado grandes quantidades de módulos de amplificação. Um módulo desses contém um amplificador de saída completo, bem como todas as proteções necessárias. O que nos resta a fazer é ligar esse conjunto à alimentação adequada e montar o módulo no radiador adequado (e isso nem sempre é necessário!).

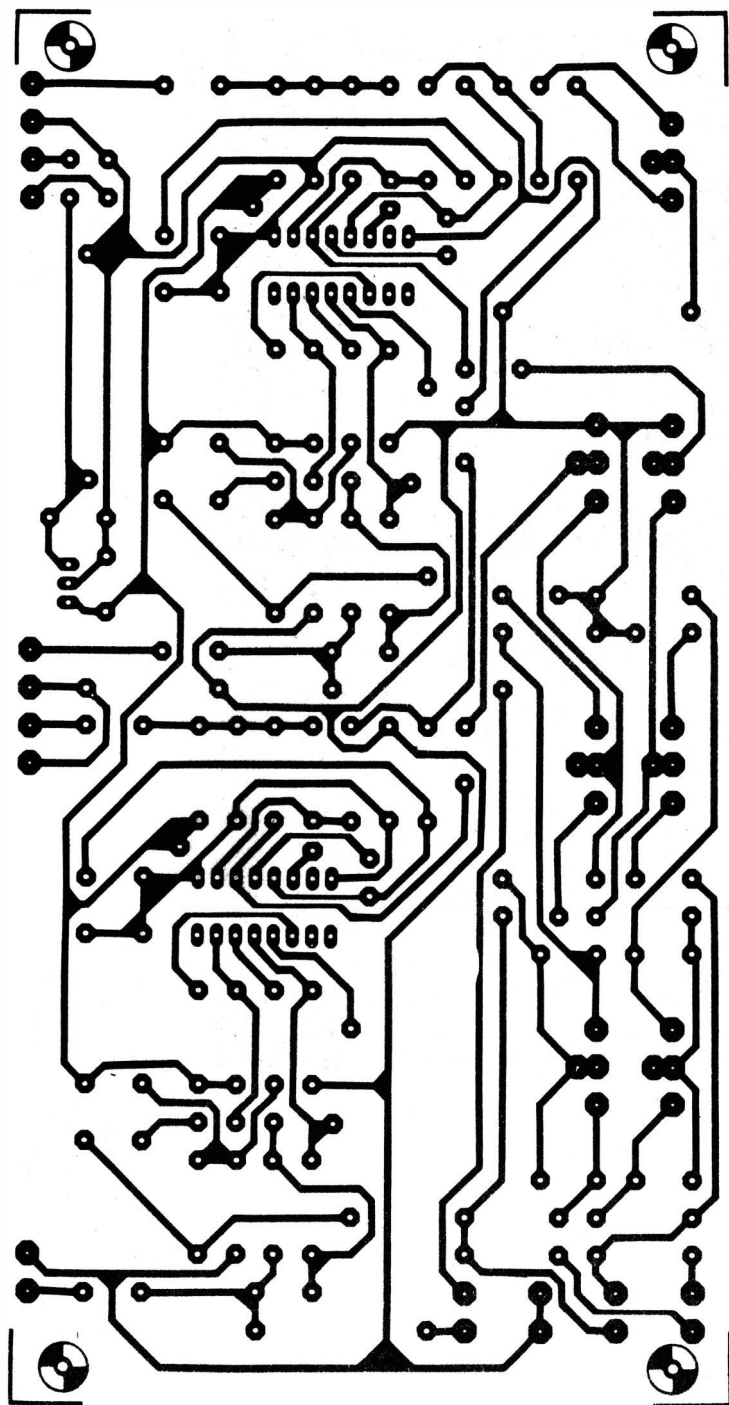
É preciso, além disso, acrescentar um amplificador de ganho variável e é isso que estamos propondo, circuito impresso e esquemas. O amplificador de ganho variável completo é construído em torno de um circuito integrado especialmente projetado para isso: o TDA 1054. A figura 1 propõe o esquema do canal direito, bem como o da alimentação. O primeiro subconjunto do circuito integrado contém dois transistores que permitem a elaboração de um pré-amplificador MD (magneto-dinâmico) tendo uma correção RIAA. Este faz parte das montagens "direto ao assunto" e não exige explicações complexas. Em seguida, encontra-se o comutador de seleção de fonte, que permite selecionar um pino de entrada para tuner e outro para gravador, bem como a entrada pré-amplificador MD que acabamos de mencionar. A regulação de tonalidades é passiva, o que evitará qualquer problema de superexcitação. Após a

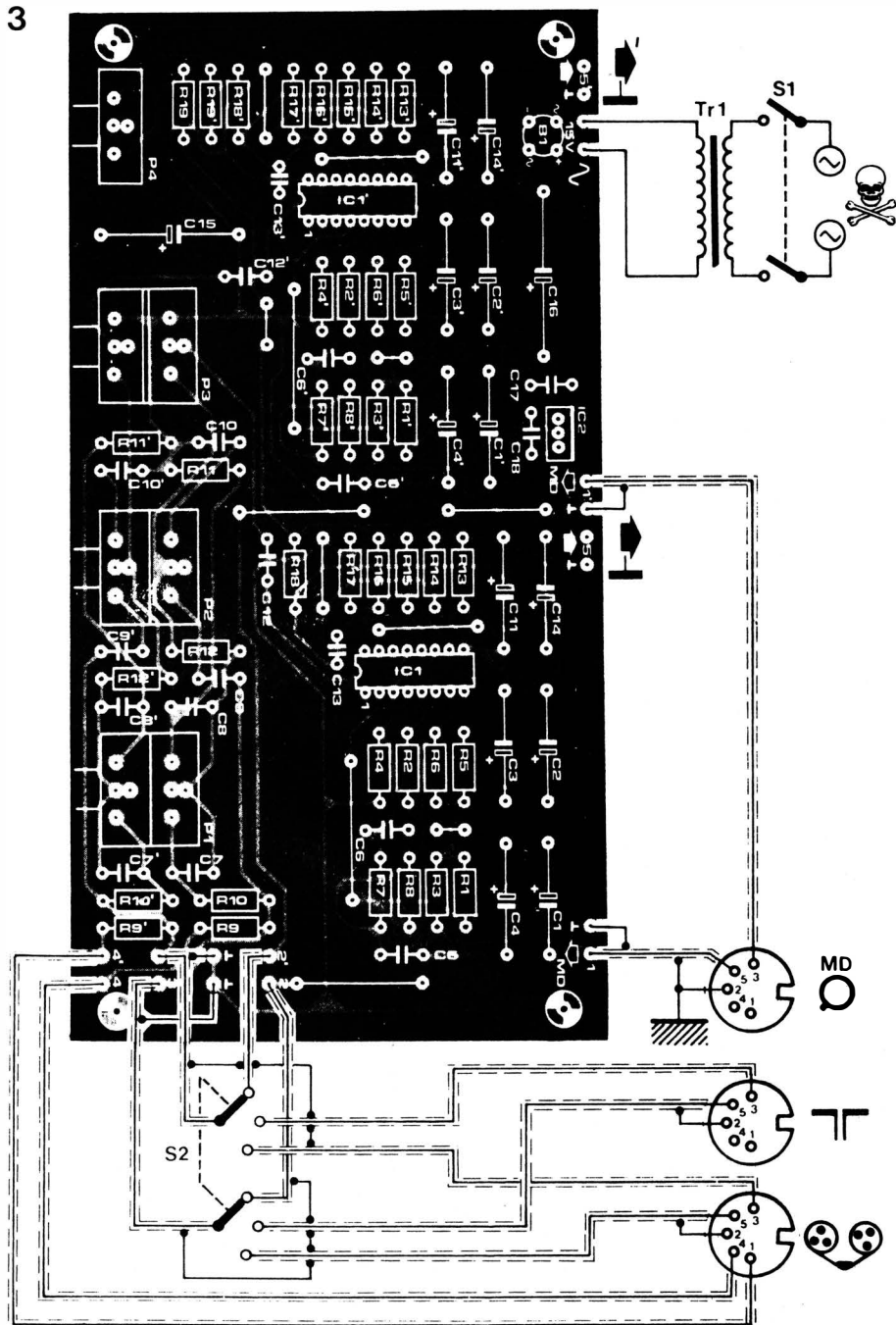
regulagem de tonalidade, encontramos o potenciômetro de volume P3. A segunda parte do circuito integrado TDA 1054 vem em seguida: é um amplificador operacional. O ganho deste amplificador é determinado pela relação entre as resistências R16 e R17, bem como pela relação das resistências R18 e R19 + P4. P4 é o potenciômetro que permite regular o balanço. Quando P4 está na posição média, o fator de

Especificações:

- Sensibilidade de entrada para uma tensão de saída de 775 mV_{eff} (1 kHz):
MD: 3 mV/50 k
Tuner: 220 mV/50 k
Gravador: 220 mV/50 k
- Tensão máxima na saída: 2,5 V_{eff}
- Regulagem de balanço: 12 dB
- Corretor de tonalidade:
graves ± 13 dB (100 Hz)
agudos ± 13 dB (10 kHz)
- Distorção harmônica: 0,05%
(1 kHz, tensão de saída 775 mV_{eff})
- Resposta em frequência: 20 Hz. . . 24 kHz (−3 dB)
- Relação sinal/ruído (tensão de referência 775 mV_{eff}): 65 dB







Lista dos componentes

Resistências:

$R1, R1', R10, R10' = 47 \text{ k}$
 $R2, R2' = 180 \Omega$
 $R3, R3' = 820 \Omega$
 $R4, R4' = 270 \Omega$
 $R5, R5', R8, R8' = 150 \text{ k}$
 $R6, R6' = 10 \text{ k}$
 $R7, R7', R13, R13' = 15 \text{ k}$
 $R9, R9' = 220 \text{ k}$
 $R11, R11' = 2 \text{ k}$
 $R12, R12' = 12 \text{ k}$
 $R14, R14' = 33 \text{ k}$
 $R15, R15' = 470 \text{ k}$
 $R16, R16' = 1 \text{ k}$
 $R17, R17' = 39 \text{ k}$
 $R18, R18' = 680 \Omega$
 $R19, R19' = 120 \Omega$
 $P1, P2, P3 = \text{potenciômetro estereó}$
 220 k log.
 $P4 = \text{potenciômetro } 1 \text{ k lin.}$

Condensadores:

$C1, C1', C4, C4' = 2 \mu 2/10 \text{ V}$

$C2, C2' = 10 \mu 25 \text{ V}$
 $C3, C3' = 4 \mu 7/10 \text{ V}$
 $C5, C5' = 15 \text{ n}$
 $C6, C6' = 4 \text{ n}$
 $C7, C7', C10, C10' = 6 \text{ n}$
 $C8, C8' = 68 \text{ n}$
 $C9, C9' = 560 \text{ p}$
 $C11, C11' = 10 \mu 10/10 \text{ V}$
 $C12, C12', C18 = 100 \text{ n}$
 $C13, C13' = 150 \text{ p}$
 $C14, C14' = 2 \mu 2/25 \text{ V}$
 $C15 = 100 \mu 10 \text{ V}$
 $C16 = 470 \mu 35 \text{ V}$
 $C17 = 330 \text{ n}$

Semicondutores:

$B1 = B40C500 \text{ (caixa redonda)}$
 $IC1, IC1' = TDA 1054$
 $IC2 = 7812$

Diversos:

$Tr1 = \text{transf. } 15 \text{ V}/50 \text{ mA}$
 $S1 = \text{interruptor setor bipolar}$
 $S2 = \text{comutador rotativo } 2 \text{ circuitos}/3 \text{ posições}$

amplificação é de aproximadamente 26. Se se posicionar $P4$ no final do curso de um lado ou de outro, a diferença de nível entre as duas vias é de aproximadamente 12 dB.

A tensão de alimentação do amplificador de ganho variável é fornecida por um regulador

de tensão do tipo 7812. Na lista de componentes, distinguem-se os elementos pelo caminho esquerdo, com um pequeno apóstrofo (').

(Aplicado pela SGS-ATES)

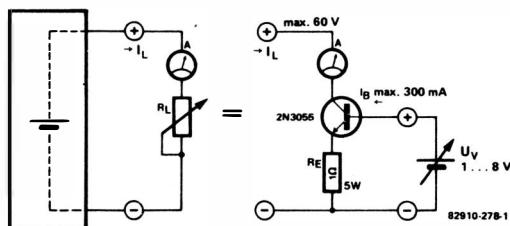
278

Resistência de carga para transistor de potência

Quando se trata de testar os desempenhos de uma alimentação, achamo-nos frequentemente frente a um problema que se resolve, na maioria das vezes, soldando um determinado número de resistências entre si. Não é, sem dúvida, uma solução elegante, mas é quase inevitável, pois a dificuldade de se obter a resistência de 10 W do

valor necessário é tanta quanto seu preço. Tomando um transistor de potência 2N3055, do qual se utilizará a resistência de emissor como fonte de corrente que se pilotará por uma tensão de base exterior, obtém-se uma carga regulável no valor exato que se desejar. Se se tomar cuidado em equipar o 2N3055 com um

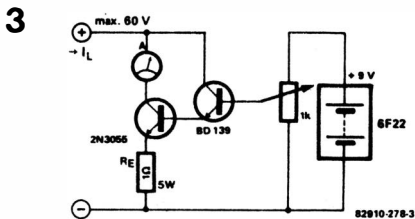
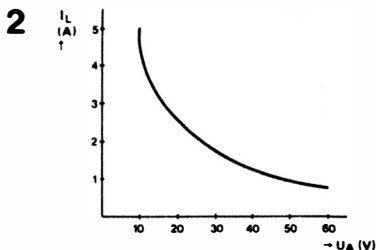
1



radiador de resistência térmica de 2°C/W , ele será capaz de suportar uma potência máxima de 50 W. A montagem é tal que, em caso de variação da tensão de alimentação, o valor da corrente de carga que se exigiu não varia. É preciso, entretanto, não perder de vista a dissipação máxima do 2N3055, como mostra a figura 2. 2,5 A a 20 V formam 50 W, mas 2,5 A a 50 volts ultrapassam um pouco as capacidades do transistor, pois soma 125 W. Precisamos chamar sua atenção para o fato de que em nenhum caso esta montagem deverá ser utilizada com corrente alternada.

A tensão de base externa do 2N3055 pode ser fornecida por uma pequena alimentação regulável. Se não se possuir esta alimentação, será possível construir a montagem como descrita na figura 3. O transistor BD 139 é montado como amplificador de corrente. Ele recebe sua tensão de base por meio de um divisor de tensão regulável. A pilha de 9 volts fornece somente uma pequena corrente, sendo portanto inútil tomar cuidado quanto a seu tempo de duração.

A presença de um amperímetro e de um voltímetro é indispensável, pois a potência pode se tornar muito grande quando a tensão cresce. A figura 2 permite facilmente ver se a potência máxima autorizada não é ultrapassada. Poder-se-á igualmente considerar a utilização desta montagem como limitador de corrente, quando se tratar de carregar acumuladores a uma dada



corrente, por exemplo. Neste caso, corta-se a ligação entre o amperímetro e o coletor do transistor. É extremamente importante tomar cuidado para que a tensão de carga não ultrapasse o limite fixado, pois isso se traduzirá inevitavelmente por placas falsas, o que torna os acumuladores inutilizáveis.

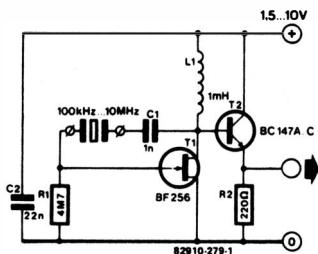
279

Oscilador a quartzo

... a baixa tensão de alimentação

É particularmente fácil construir osciladores a quartzo com transistores de efeito de campo; o circuito funciona com tensões de alimentação relativamente baixas (de 1,5 a 10 V) e foi testado com quartzos standards de 100 kHz a 10 MHz.

Aqui, o quartzo foi posto a oscilar entre o dreno e a grade do BF 256 em ressonância paralela. A bobina L1 melhora a precisão da frequência de oscilação com relação à frequência nominal do quartzo. C1 assegura a mesma função, mas no "plano capacitivo". A reação e a defasagem de 180° são obtidas pelo divisor de tensão com a capacidade de entrada e de saída do FET. O desacoplamento do sinal de alta fre-



quência é assegurado pelo estágio-tampão T2. Eis os valores exatos dos quartzos, por meio dos quais o circuito foi testado: 100 kHz, 1 MHz, 4 MHz, 6 MHz, 8 MHz e 10 MHz. Este oscilador poderá encontrar numerosas aplicações, principalmente devido à baixa tensão de alimentação requerida (1,5 V mínimo).

Acure seus ouvidos, eis o inédito, o extraordinário! Esta não é uma sirene como as outras: ela tem algo a mais que o ulular do doravante banal das sirenes quaisquer. Ela é holofônica. . . em outras palavras, ela é tridimensional, em relevo se se preferir. Ouvindo-a, tem-se a impressão de ver ao longe chegar um carro de polícia, em seguida vendo-o passar diante de si e se afastar para desaparecer no horizonte.

O que se passa na realidade quando uma fonte sonora se desloca rapidamente (como por exemplo, um veículo de polícia com sirene em funcionamento) com relação ao ouvinte imóvel? O som cresce em intensidade, atinge um máximo, depois decresce para finalmente se extinguir. Associado a esta variação de intensidade, tem-se a impressão de que o som varia em altura (efeito Doppler). Vejamos no esquema como este efeito foi realizado eletronicamente.

Os osciladores N1 e N2 fornecem dois sons. Desligado, a tensão de base de T4 e, por conseguinte, a tensão do emissor de T5 também são quase iguais à tensão de alimentação. Portanto, não pode escoar corrente através do alto-falante.

Quando se aperta o botão de partida S1, o flip-flop bascula (N3 e N4) e a tensão nos bornes de C4 decresce lentamente. Isso tem como consequência que a tensão do emissor de T5 também decresce, permitindo à corrente atravessar o alto-falante. Esta corrente é interrompida por T6 e T7, ao ritmo do duplo oscilador (N1

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 1 M
R2, R3, R6, R13, R16, R17 = 10 k
R4 = 4 k7
R5 = 330 k
R7, R8, R9, R11 = 56 k
R10 = 220 k
R12, R15 = 100 k
R14 = 100 Ω
P1 = 1 M ajustável

Condensadores:

C1 = 1 μ /16 V
C2 = 68 n
C3 = 220 n
C4 = 100 μ /16 V
C5 = 10 μ /16 V
C6 = 100 μ /25 V

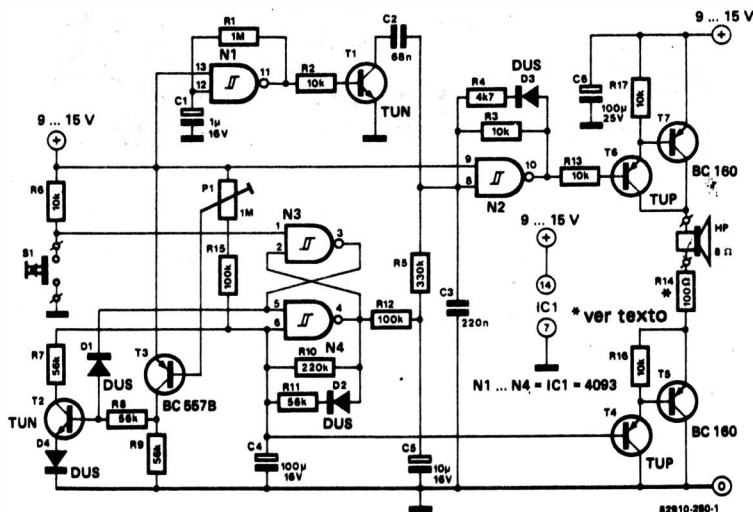
Semicondutores:

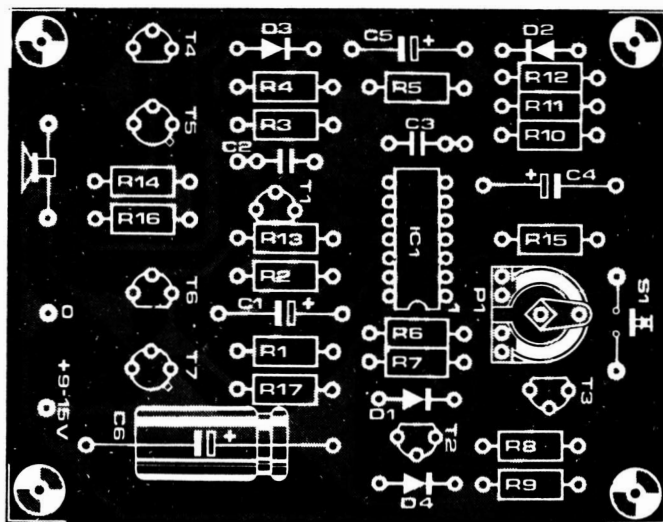
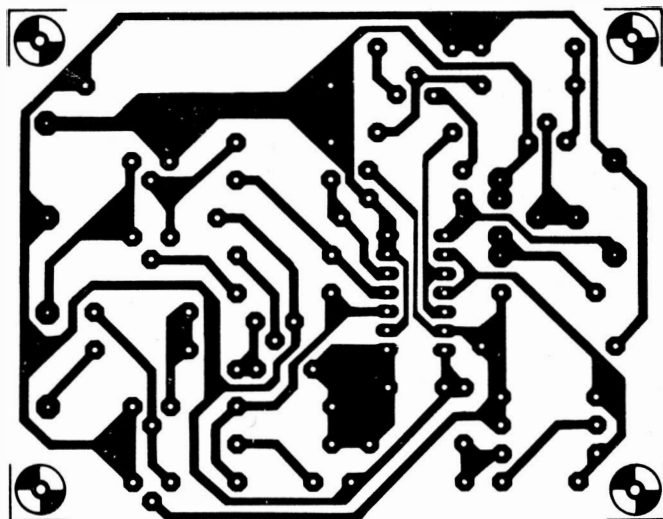
T1, T2 = TUN
T3 = BC 557B
T4, T6 = TUP
T5, T7 = BC 160
D1 . . . D4 = DUS
IC1 = 4093

Diversos:

S1 = botão
HP = alto-falante 8 Ω /500 mW

1





e N2). A corrente aumenta (e, por conseguinte, também o som) à medida que cai a tensão nos bornes de C4. A um certo momento, esta tensão atinge o limite de destravamento negativo de N4, o que põe a saída desta porta ao nível lógico alto. A tensão no emissor de T5 é mínima neste momento e, por conseguinte, a intensidade do som é máxima.

Quando da passagem ao nível lógico alto da saída de N4, a frequência do oscilador N2 baixa e é assim que se obtém o efeito Doppler. O condensador C4 pode agora se recarregar até o valor da tensão de alimentação, o que provoca a extinção progressiva do som da sirene.

O circuito construído em torno de T2 e T3 faz com que a intensidade do som aumente inicialmente apenas lentamente, e depois mais depressa. É mais realista! P1 permite ajustar esta aceleração. Esta regulagem será feita de ouvido, certamente. Inicialmente coloca-se o cursor no potencial da alimentação. Girar para a direita com relação ao desenho do circuito impresso. Destrava-se então a sirene e escuta-se... Leva-se o cursor de P1 um pouco para a esquerda, redetrava-se a sirene, escuta-se e compara-se. A posição definitiva do cursor de P1 é questão de gosto.

A figura 2 dá um desenho possível para o cir-

cuito impresso. O consumo de corrente é quase totalmente dependente do valor de R14. Se se desejar aumentar a intensidade do som, este valor poderá ser levado a um mínimo de 27 Ω . Daí deduz-se que, nessas condições, o consumo

de corrente aumenta proporcionalmente. Para R14 = 100 Ω , o consumo do conjunto é da ordem de 60 mA, quando o som é mais forte ($U_B = 15$ V) e de alguns miliampères menos no repouso.

281

RAZ automático

Eis uma montagem destinada a produzir um pulso de reposição a zero quando da entrada em tensão da mesma, bem como durante a perturbação da tensão de alimentação. A maioria das montagens digitais (e mais particularmente as montagens e microprocessadores) devem ser inicializadas após sua entrada em tensão. A montagem proposta aqui fornece um pulso "reset" de uma duração de ± 30 ms após a entrada em tensão: trata-se de um nível lógico baixo (0). O funcionamento do circuito é descrito a seguir: o circuito montado com T1 e T2 faz com que a tensão nos bornes de C1 permaneça nula enquanto que a tensão de alimentação não tenha atingido 4,5 V. Uma vez que este valor é atingido, T2 cessa de conduzir e C1 se carrega lentamente através de R5. Por isso, a tensão no ponto A passa progressivamente de 4,5 V a 0 V, fazendo desse modo bascular o trigger de Schmitt (N1, N2) e passar RES ao nível lógico alto. Assim, RES terá estado no nível lógico baixo durante alguns milissegundos após a tensão de alimentação ter atingido seu valor de referência (+ 2,75 V para os circuitos TTL).

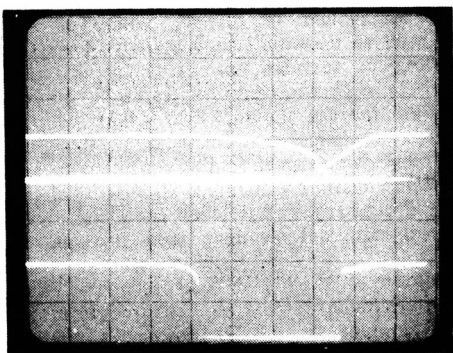
Dissemos que este circuito fornecia igualmente um pulso de reposição a zero no caso em que a tensão de alimentação venha a cair abaixo de seu valor de referência ($\approx 4,5$ V) durante um curto instante. Quando uma perturbação dessas se produz em um sistema a microprocessador, não se sabe exatamente quais são as consequên-

cias. Daí o interesse de um pulso de reposição a zero automático. Sabe-se então que o programa pode ser retomado a um determinado ponto após a perturbação.

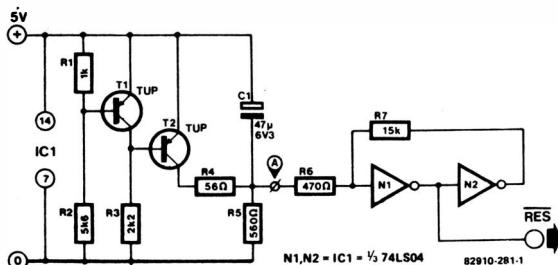
Na foto abaixo, pode-se ver o que se parece uma perturbação, assim como o pulso de reposição a zero que ela desencadeia.

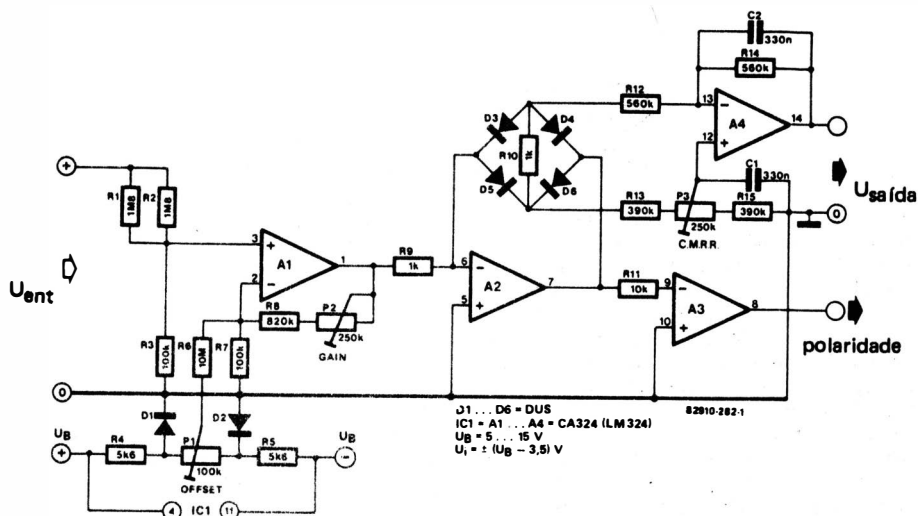
Para terminar, precisamos que não é indispensável montar o trigger de Schmitt com dois inversores e duas resistências; é de fato possível servir-se de triggers de Schmitt quaisquer, como por exemplo 1/2 de 74LS132.

2



1





Os voltímetros digitais e analógicos têm cada um seu lugar no ferramental do aficionado, quer ele seja amador ou profissional. Quanto mais simples as manipulações exigidas, melhor. Geralmente os aparelhos de medida (sobretudo analógicos) exigem uma inversão dos pontos de medida cada vez que variar a polaridade da grandeza a medir. Mas isso não é prático, além de trazer sérias consequências em caso de esquecimento!

Com este conversor de polaridade, o problema está resolvido: qualquer que seja a polaridade da tensão na entrada, esta é sempre positiva na saída. Por outro lado, ele é dotado de uma saída "polaridade" que fornece $+U_B$ quando a tensão de entrada é positiva e $-U_B$ quando ela é negativa. Quando o circuito é adequadamente calibrado, a precisão é superior a 5% da tensão de entrada máxima (U_i).

O processo de calibração é descrito como segue: as resistências R12 e R13 são desligadas de R10 e ligadas juntas. Aplica-se, em seguida, uma tensão de $+1 \text{ V}$ entre o ponto comum de R12 e R13 e a massa (0 V). A tensão de saída (A4) é então ajustada ao mínimo, por meio de P3. Isso se chama regular a taxa de rejeição em modo comum. Inverte-se, em seguida, a polaridade da tensão de teste (-1 V). Uma determinada tensão (alguns milivolts) aparece na saída, uma vez mais, com a ajuda de P3, leva-se essa

tensão à metade de seu valor.

O processo que acaba de ser descrito é repetido invertendo alternadamente a polaridade da tensão de teste e ajustando P3 para que a mesma tensão de saída apareça nos dois casos (com $+1 \text{ V}$ e com -1 V). A taxa de rejeição em modo comum é então regulada ao máximo (a baixa tensão residual é devida ao desvio de A4 e não pode ser completamente suprimida).

A próxima etapa consiste em conectar R12 e R13 como indicado no esquema. A entrada é então curto-circuitada e o desvio do conjunto do circuito pode ser levado ao mínimo por meio do ajustável P1. Uma vez feito isso, é preciso aplicar uma tensão conhecida na entrada, digamos $+1 \text{ V}$, e ajustar o ganho do circuito por meio de P2, de modo que a tensão de saída seja igual à tensão de entrada. Assim se termina o processo de colocação do conversor que está então pronto para uso. Presume-se que a tensão de alimentação deva ser estável; se não for, o processo de calibração está comprometido e o conversor inutilizável.

Um multímetro é, como o nome indica, um instrumento de usos múltiplos, tendo todavia seus limites, o que é inevitável. Assim, a região de medida das tensões alternadas é insuficiente no domínio da BF, na maioria dos multímetros; com efeito, os desempenhos de um instrumento de quadro móvel deixam a desejar geralmente no que se refere à sensibilidade, a resistência interna e a faixa passante. . .

Esta lacuna poderá ser preenchida com o circuito do milivoltímetro de faixa ampliada publicado aqui. Ele serve para medidas de tensões alternadas em uma gama de frequências compreendida entre 100 Hz e 500 kHz. A impedância de entrada é de 10 M Ω em toda a extensão da gama, graças à utilização de amplificadores operacionais de entrada MOSFET. A sensibilidade é de 15 mV na menor gama de medida para um desvio máximo da agulha do instrumento de 100 μ A.

O amplificador operacional serve simultaneamente de amplificador de medida e de retificador ativo. A amplificação é determinada pela comutação das resistências R1. . . R6 no anel de contra-reação. Obtém-se facilmente o valor da resistência para um calibre de medida dado, dividindo a tensão de entrada desejada por um desvio máximo da agulha por 100 μ A. Se se desejar, por exemplo, um calibre de 200 mV ao invés de 150 mV, o valor de R4 deverá ser de 2 K.

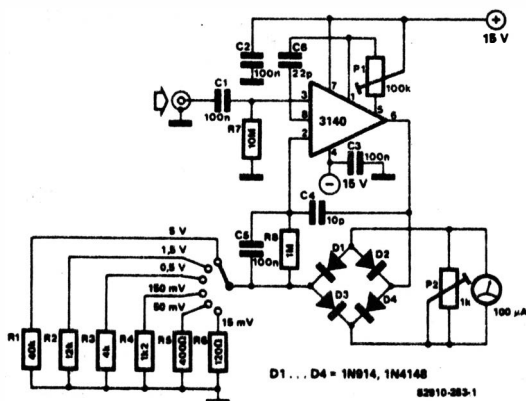
Como a ponte retificadora D1. . . D4 se acha igualmente no anel de contra-reação do amplificador operacional, a tensão da soleira dos diodos é compensada de tal sorte que a escala dos mV seja linear.

P1 permite ajustar o ponto 0 quando a entrada é curto-circuitada. A aferição das gamas de medida é feita por meio de P2. É necessário para isso uma tensão-padrão alternada; neste caso, pode-se tratar de um gerador de funções, até mesmo de um pequeno transformador setorial cuja tensão no secundário seja ligeiramente inferior a 5 V.

Aplica-se a tensão de aferição na entrada de um milivoltímetro (calibre 5 V) e ajusta-se a posição da agulha do instrumento de quadro móvel de 100 μ A (com a ajuda de P2) ao valor da tensão de aferição. As outras gamas de medida corresponderão aos valores medidos nos limites da tolerância das resistências R1. . . R6.

Se se utilizar este circuito para completar um multímetro, é este último que será utilizado com seu quadro móvel, no calibre 100 μ A.

A alimentação poderá ser efetuada a partir de duas pilhas de 9 V, cuja longevidade é garantida pelo baixo consumo de corrente deste pequeno circuito.



Este demodulador nas normas Kansas City não é por si excepcional, mesmo quando se ressalta a clareza do esquema e a utilização de um sistema de carregamento denominado “bomba de carga”.

Cada amplificador operacional possui sua própria função, o que somente pode ser benéfico do ponto de vista da clareza do esquema. A1 trabalha como comparador e transforma o sinal da leitora de cassetes em um sinal retangular perfeito. A2 é a “bomba de carga” que transforma a frequência (1200 ou 2400 Hz) em uma tensão respectivamente baixa ou alta. A3 exerce a função de um filtro passa-baixos para o sinal decodificado; finalmente, A4 é (também ele) montado como comparador, de sorte que se encontram os dados à saída sob forma de sinais retangulares perfeitos. Agora que passamos por cima desta montagem, vejamos os seus detalhes. O 3900 contém 4 amplificadores operacionais que não são totalmente como os demais. Com efeito, eles reagem a uma corrente de entrada e não a uma *tensão* de entrada. A saída do comparador de entrada, A1 por exemplo, está no potencial da massa no repouso, pois a corrente que chega à entrada inversora (através dos 390 k) é maior que a corrente que entra pela entrada não-inversora (através dos 470 k).

Eis como funciona a “bomba de carga”: na ausência de sinal de entrada, o condensador C4 se descarrega através de R8, o que põe a saída de A2 quase na massa. Se A1 envia um flanco ascendente, entra um curto pulso de corrente pela entrada não-inversora de A2. Se se quer manter o equilíbrio, é preciso que uma corrente de mesma grandeza entre pela entrada inversora. Isso somente pode ser feito através de C4 que vai, por isso, carregar-se um pouquinho. A tensão de saída vai, portanto, aumentar pouco a pouco, graças a cada flanco ascendente

chegando à entrada. O condensador C4 se descarrega novamente através de R8, o que leva a tensão a recair. Conforme o número de pulsos que chegam, a tensão de saída vai aumentar, pois, como se assinalou, cada pulso aumenta a tensão de saída.

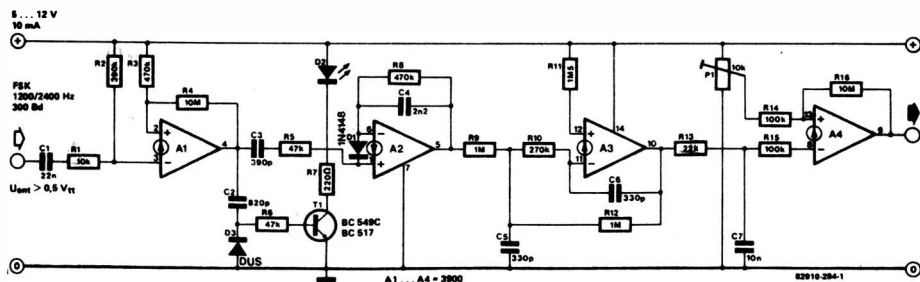
Analogamente, os flancos descendentes do sinal retangular à entrada partem, e isso graças à presença de D1. A corrente não entra mais pela entrada inversora, mas passa por D1. Isso ocasiona a passagem ao nível lógico “alto” da saída de A2.

A3 é um filtro passa-baixos comum. Quando se sabe, na saída, em que condições serão feitas as transferências de dados, será preciso escolher a soleira de basculamento em função da *taxa de transmissão* (em bauds). A 300 Bd, a frequência máxima é de 150 Hz; é por esse motivo que se considerou uma soleira de basculamento ligeiramente superior a esta frequência.

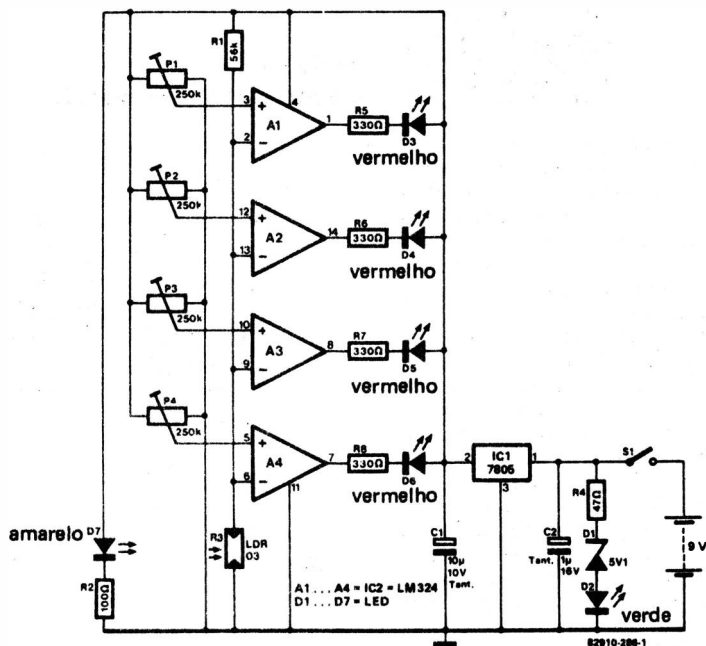
À saída do filtro passa-baixos, obtém-se um sinal cujas características de flancos ruins e de amplitude muito baixa tornam-no impróprio à utilização como sinal lógico. A4 produz pulsos rápidos corretos para os CMOS. Quando a fase não é correta, basta inverter as ligações de R14 e de R15.

A montagem consome apenas alguns mA, consumo que é um pouco função da tensão de alimentação que se escolherá, de preferência igual à da montagem lógica que se acha junto ao modulador.

O potenciômetro P1 será regulado de maneira a que um zero lógico e um 1 lógico tenham o mesmo comprimento quando o sinal de entrada se compuser de 8 períodos de 2400 Hz e de 4 períodos de 1200 Hz. É possível obter isso do modulador com a ajuda de um pequeno programa.



1



2

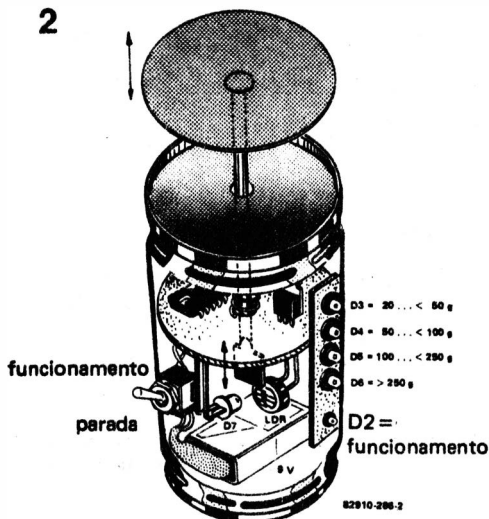


Figura 1. O esquema deste pesa-cartas comporta somente dois circuitos integrados e alguns componentes periféricos, cujos LEDs indicam o peso. O captor opto-eletrônico é constituído do LED D7 (amarelo) e do LDR R3.

Figura 2. Vista do conjunto da mecânica do pesa-cartas eletrônico. É a ponta da carga esfrográfrica (mais ou menos transformada) que comanda a passagem da luz entre o LED e o LDR.

Figura 3. O desenho do circuito impresso foi concebido de tal modo que se adapta às latas de conserva. D7 e LDR e a fiação estão soldados ao lado do cobre.

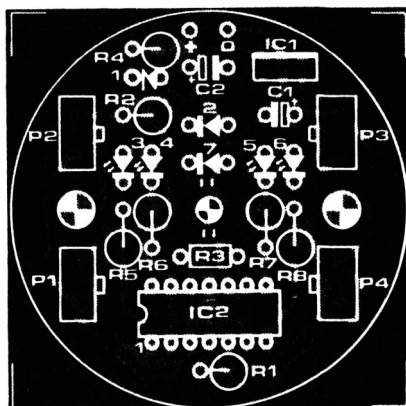
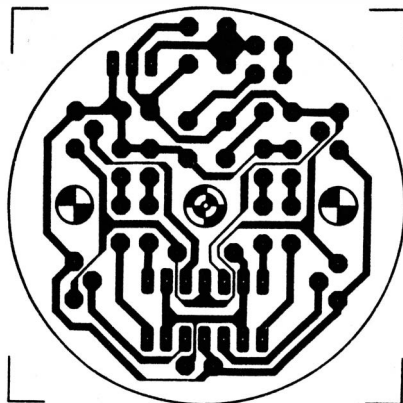
Tabela

LED	Peso	Porte
—	g	FF
—	< 20	1,80
1	20... 50	3,30
1... 2	50... 100	4,50
1... 3	100... 250	9,60
1... 4	> 250	...

fica bem mais complicado que a eletrônica que iremos descrever primeiramente.

A figura 1 nos dá o esquema deste pesa-cartas eletrônico, muito simples aliás: dois circuitos integrados e um pouco de quinquilharias. A tensão de alimentação fornecida por uma pilha de 9 V é estabilizada por um regulador integrado (IC1); assim, a precisão do pesa-cartas é bastante independente das flutuações de tensão de alimentação (desgaste da pilha).

Como nos numerosos modelos mecânicos, a



representação do peso se faz em categorias de tarificação postal (ver tabela); aqui é assegurado por 4 LEDs. Conforme a tensão presente nas entradas do amplificador operacional IC2, montado como comparador, o LED correspondente à categoria de tarificação da carta colocada no prato se acende. A tensão de referência para a comparação à entrada não-inversora é ajustada com a ajuda de um dos potenciômetros P1... P4. Quanto à tensão de medida, proporcional ao peso da carta, ela é fornecida através do LDR R3. Conforme a iluminação que essa foto-resistência recebe, aparece uma determinada tensão nas quatro entradas dos comparadores. Quando esta tensão é igual à tensão de referência ajustada previamente, a saída do amplificador operacional passa ao potencial da massa. Devido aos LEDs indicadores terem seu ânodo no potencial da tensão de alimentação, eles se acendem quando seu cátodo é colocado ao potencial da massa.

A construção mecânica deste pesa-cartas (figura 2) lembra estranhamente os bons tempos das latas de conserva. É um fato que essas latas servem bem para essa execução. São necessárias duas: da primeira, corta-se a tampa e da outra, o fundo, que mais tarde servirá novamente de tampa para a primeira. Neste fundo (que se tornou tampa nesse tempo) faz-se um furo, bem no centro, de um diâmetro tal que uma carga de caneta esferográfica passe justamente por ele. Agora fixa-se o circuito impresso com seus componentes conforme a figura 3 com parafusos e porcas de comprimento adequado. O afastamento entre a tampa e o circuito impresso deve ser calculado de modo que a carga da caneta esferográfica seja posicionada como na figura. Em suma, é preciso montá-la com a mola antes de começar a parafusar!

Deve-se compreender como D7, o LDR e a ponta da carga esferográfica constituem o

Lista dos componentes

Resistências:

R1 = 56 k
R2 = 100 Ω
R3 = LDR 03
R4 = 47 Ω
R5... R8 = 330 Ω
P1... P4 = 250 k ajustável

Condensadores:

C1 = 10 μ /10 V tântalo
C2 = 1 μ /16 V tântalo

Semicondutores:

D1 = diodo zener 5 V1/0,4 W
D2 = LED verde
D3... D6 = LED vermelho
D7 = LED amarelo
IC1 = 7805
IC2 = LM324, CA324

Diversos:

2 latas de alumínio
1 interruptor
1 carga metálica para esferográfica com mola
material para circuito impresso acobreado
plaqueta de ensaio
pilha compacta de 9 V
cola e fita adesiva de dupla face

captor opto-eletrônico. Um ajuste exato do LED e/ou do LDR impõe-se nesse caso. O tubo de carga esferográfica deverá ser cortado um pouco acima da mola na saída da tampa. Em cima, é preciso soldar o prato que poderá ser feito com um pedaço de epóxi ou de baquelite acobreada redonda ou quadrada, como se quiser.

Agora, faz-se na lata "decapitada" os furos para os 5 LEDs, o interruptor S1 e o acesso aos ajustáveis. O melhor será soldar os LEDs em um pequeno pedaço de circuito de experimentação, que se colará na mesma lata.

O ajuste do pesa-cartas é feito com P1... P4:

287

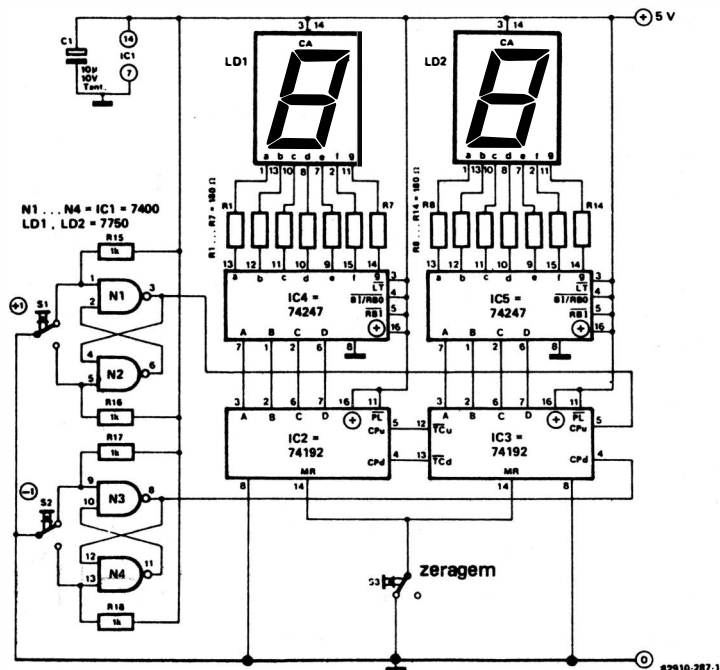
Mostrador

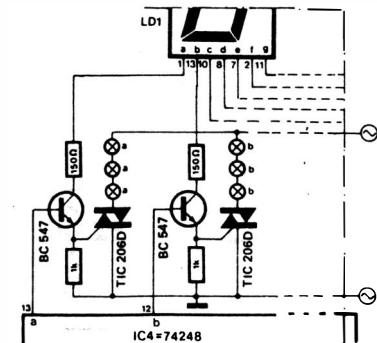
Outra vez! Um mostrador para relógios de todos os tipos, jogos, concursos, etc. Até aqui, nada de novo! Mas eis que se torna interessante: uma possibilidade de descontar os pontos apresentados, o que não é totalmente banal. Os árbitros vão poder revisar sua decisão sem para tanto suscitar sua cólera, pois você estará em condições de corrigir o escore indevidamente apresentado.

A figura 1 dá o esquema desse mostrador. Os contadores por dezena do tipo 74192 são as peças mestras. Eles são dotados de duas entradas de relógio: uma para a contagem e a outra para a descontagem. Os pulsos são enviados em uma das duas entradas, via S1 (contagem) ou

S2 (descontagem) e as básculas anti-ressalto N1/N2 e N3/N4. Dispomos de dois desses medidores montados em série, de sorte que será possível contar até 99. S3 é o botão de inicialização para os dois contadores. A decodificação da informação binária é garantida por IC4 e IC5. O 74247 é uma versão melhorada do antigo 7447: agora, para o "6", o segmento "a" se acende e para o "9", é o segmento "d". Os mostradores de 7 segmentos são do tipo de ânodo comum.

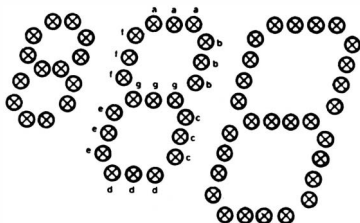
Se a apresentação for destinada a um grande público (em volume), o tamanho dos mostradores tradicionais deixa um pouco a desejar. Por isso, propomos o esquema de um circuito





de ostentação feito com pequenos pulsos de 220 V. Para cada segmento de "a" a "g" e para cada mostrador, é preciso um triac e um transistor de comando.

Os triacs poderão ser destravados por uma



corrente de "gate" de 5 mA. Se se quiser executar maxi-mostradores, substituem-se IC4 e IC5 por 74248. Por outro lado, todos os circuitos TTL poderão ser do tipo LS. Com os triacs, não se esqueça que você estará em contato (quase direto!) com a tensão da rede. . . Cuidado!

A corrente absorvida pela montagem é de aproximadamente 350 mA (todos os segmentos acesos, circuitos TTL LS) e de 450 mA (todos os segmentos acesos, circuitos TTL simples).

288

Fonte de corrente constante modular

Uma fonte de corrente constante não é a ferramenta mais indispensável para um amador de eletrônica e, portanto, é justamente quando se faz necessária que não se tem (ver as obras completas de Combredin). A construção de um aparelho completo não é necessária, basta um simples módulo de adaptação que se montará em uma alimentação existente quando for preciso dispor de uma fonte de corrente constante.

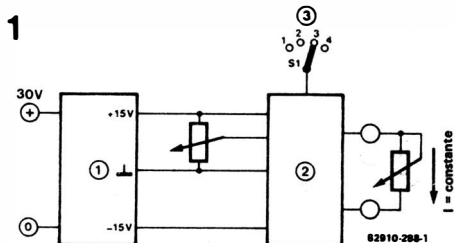
O circuito proposto aqui oferece ainda uma outra possibilidade bastante útil: o circuito que precede a fonte de corrente constante poderá ser utilizado para alimentar simetricamente amplificadores operacionais. A alimentação exigida deve fornecer até 30 V a 200 mA. O adaptador será ligado imediatamente à saída. Graças ao circuito simétrico feito com IC1 e T1/T2, obtém-se nos condensadores de filtragem C2 e C3 duas tensões de 15 V com relação à massa artificial que constituem o emissor de T1 e o de T2. Esta tensão simétrica de ± 15 V

pode ser utilizada por si mesma, mas não ao mesmo tempo que a fonte de corrente constante, não devendo a absorção de corrente exceder ± 50 mA.

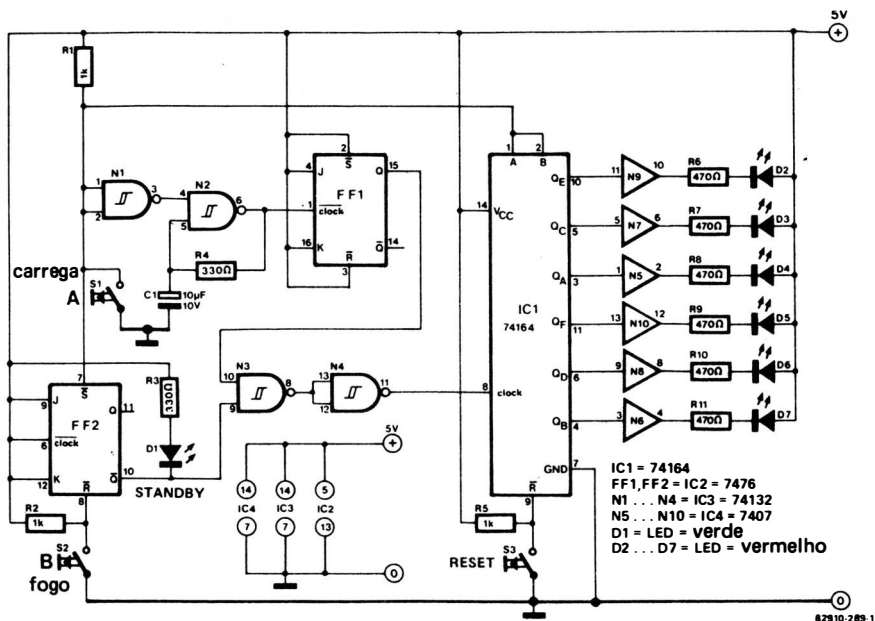
Vamos agora à fonte propriamente dita. A simetria da tensão de entrada assimétrica serve para alimentar o amplificador operacional IC2. O divisor de tensão P1, R3 e R4 comanda este último, que é montado como fonte de corrente constante. A tensão no cursor de P1 pode variar de 1,5 a 15 V. Conforme este valor e conforme o calibre escolhido por meio de S1, a resistência de carga R_C é atravessada por uma corrente constante. A tensão em R_C se mantém igual à tensão ajustada por meio de P1. T3 e T4 consti-

Tabela

S1	I	P1 vezes
1	10 μ A... 100 μ A	10 μ A
2	100 μ A... 1 mA	100 μ A
3	1 mA... 10 mA	1 mA
4	10 mA... 100 mA	10 mA



- 1 = divisor de tensão eletrônico
2 = fonte de corrente controlada pela tensão
3 = comutador de calibre



baixo, dependendo da frequência da oscilação e do tempo durante o qual apertou-se a tecla. Entretanto, nenhum pulso horário atingirá o registro de defasagem devido à inibição imposta por N3. Uma vez efetuado o carregamento, pode-se apertar o botão "Fogo": FF2 é zerado e o LED de espera apaga. Se a saída Q de FF1 estiver no estado alto, a saída do circuito N3 passa ao estado baixo e o registro de defasagem recebe um pulso horário por meio do circuito N4. Como as duas entradas-série do circuito integrado IC1 estão mantidas no estado alto, cada uma das saídas dos registros de defasagem passa pelo estado alto (e aí fica) toda vez que um pulso horário é gerado. O LED corres-

pondente, naturalmente, se apaga para indicar a queda de um "palito". Se o jogador errou o alvo (a saída Q de FF1 fica no estado baixo), o número de palitos permanece inalterado. Em todos os casos, o sistema está pronto para um novo ciclo "Carregamento" e "Fogo". Pode-se igualmente utilizar a saída Q (ou Q) de FF2 para comandar um contador que indicará exatamente o número de tiros dados. Isto facilitará a manutenção do escore. Este jogo de palitos exige somente uma alimentação de 5 V/100 mA.

H. J. Walter

290

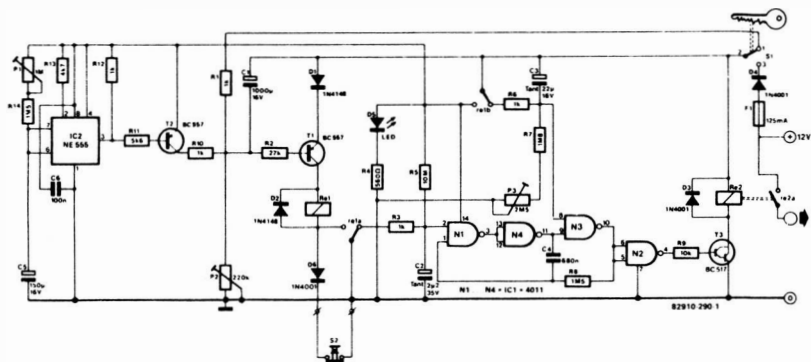
Alarme anti-roubo

Você que guarda seu carro todas as noites sob as ruas e sob os postes, mas que ainda não o equipou com um sistema de alarme, deverá ler este artigo até o fim e ver as consequências. Amanhã pode ser que seja muito tarde! É preciso que um anti-roubo eletrônico para automóvel apresente algumas características consideráveis para ser digno desse nome. As relações com a vizinhança são as primeiras a sofrer desencadeamentos intempestivos bem no meio

da noite!

O circuito proposto aqui não é dos mais sumários, pois ele é dotado de um tempo de retardo tanto bem antes da colocação em estado de alarme como antes do destravamento do sinal; ele dispõe também de um sistema de repetição e de retorno automático ao estado de vigília. E tudo isso, sem muitos custos!

O circuito é realmente complexo, mas nos limites do que se pode exigir de um leitor bem



intencionado. Quando o circuito de alarme é posto em serviço por meio de S1 (qualquer interruptor escondido), o condensador C1 carrega-se através de P2. Quando a tensão em seus bornes atinge a soleira de tensão do diodo base-emissor de T1 e de D2, o relê Re1 pode colar, desde que o contato S2 esteja fechado; é esse o caso quando a porta do carro se fecha. É, portanto, durante este período de espera que o automobilista pode deixar seu veículo e fechar a porta. Uma vez que o alarme é destravado, é sempre possível cortá-lo com a ajuda do contato S1. Quando o circuito de alarme é posto em estado de vigília, após o automobilista ter deixado seu veículo (do qual terá cuidadosamente fechado a porta), basta que um intruso a reabra para que as hostilidades sejam desencadeadas: S2 se fecha, o relê Re1 cola e se mantém em posição de trabalho através do contato rel. Este contato faz a ponte do interruptor da porta do carro. Foi também necessário prever D6 para evitar que o forro do carro ficasse aceso.

Qualquer que seja a rapidez do ladrão, por mais depressa que ele abra e feche a porta, o sistema de alarme terá sido desencadeado. O segundo contato do relê fecha os circuitos de carga para C2 e C3 e põe D5 no potencial positivo, indicando assim que o alarme é ativado. O tempo de duração da carga de C2 através de R5 provoca um retardo na emissão do sinal de alarme, o que permite deixar "preparar com antecedência" o ladrão que ainda não sabe nem um pouco sobre seu azar. No final de 10 segundos aparece um nível lógico alto no pino 2 de N1, ativando assim o estágio de comando do relê T3 através de N4, N3 e N2.

Ao mesmo tempo em que C2 é carregado, C3 também o é. O tempo de carga (ajustável por meio de P3) não excede 30 segundos. É o aparecimento de um nível lógico baixo no pino 8 de N3 que provoca a recolocação ao repouso do relê Re2 e, assim, a interrupção do sinal de alarme.

É com a ajuda do circuito integrado temporiza-

dor IC2 que se obtém a repetição do sinal de alarme. Trata-se de um multivibrador monoestável que destrava o contato re2 através de R13 (pino 2). Quando o tempo de duração do retardo escoou-se (ajustável com a ajuda de P1), o pino 3 do multivibrador fornece um pulso que torna T2 condutor. C1 se descarrega através de R10; T1 se bloqueia quando a tensão em C1 tenha caído a 1 V, aproximadamente. Portanto Re1 descola também e C2 bem como C3 se descarregam através de R3 e T6. Retorna-se ao estado inicial e o temporizador não é alimentado. Quando o processo que acabamos de descrever tiver acabado, o sinal de alarme é novamente posto em funcionamento. Além da função descrita, o multivibrador estável IC1 fornece uma frequência de 0,8 Hz, daí resultando um sinal de alarme intermitente. O indicador que se terá tido o cuidado de ligar aos contatos do relê Re2 fornecerá um sinal de alarme a uma cadência de 1,25 segundos (pode se tratar de um klaxon, mas também de um farol, por exemplo).

Atenção: os relês de automóveis apresentam geralmente uma baixa impedância em sua bobina; se for um relê desses que se utiliza, é preciso montar um darlington de potência mais forte no lugar de T3. Neste caso, o fusível F1 deverá suportar 0,5 A antes de saltar.

Um último conselho: é preferível prever um segundo klaxon independente para o sistema de alarme: os ladrões geralmente têm experiência e uma espécie de sétimo sentido que lhes permite desligar muito rapidamente o sistema de alarme. Um consolo para terminar: no repouso, o consumo desta instalação é de somente alguns 4 μ A! Não se preocupe, portanto, com sua bateria. . .

R. Rastetter

Não é necessário arruinar-se para construir, graças a alguns componentes muito comuns, um gerador de pulsos cuja freqüência pode ser regulada por uma tensão externa. É o caso da montagem aqui descrita.

O esquema sinótico da figura 1 mostra um gerador fornecendo uma tensão retangular cuja freqüência pode ser ajustada com a ajuda de uma tensão contínua. O sinal proveniente do gerador é comparado, por um circuito comparador, a uma tensão de regulação externa. O resultado desta comparação determina se a freqüência do gerador deve sofrer um ajustamento ou não.

A montagem do gerador possui um funcionamento semelhante ao de um temporizador do tipo 555. A tensão reinante na entrada não-inversora de IC1 (figura 2) é determinada pela tensão de alimentação U_b , pela tensão existente na saída do amplificador operacional (pino 6) e pela configuração das resistências R1, R2 e R3. A tensão obtida na saída de um amplificador operacional do tipo CA3130 pode atingir um valor idêntico ao da tensão de alimentação. Nessas condições, as resistências R1 e R3 se encontram à tensão U_b e são conectadas em paralelo; a tensão de saída no pino 3 é então igual a $2/3$ de U_b . A tensão obtida na saída não pode cair abaixo de 0 V (a massa). Nesta hipótese, R2 e R3 se encontram à massa, então a tensão disponível no pino 3 é igual a $1/3$ de U_b . Em outras palavras, não importa o que possa ocorrer nesta montagem, a tensão reinante na entrada não-inversora de IC1 somente pode variar entre $1/3 U_b$ e $2/3 U_b$; a tensão de saída, por sua vez, está entre U_b e 0 volt nessas condições.

Quando da entrada sob tensão, o condensador C1 está (evidentemente) descarregado. Por este motivo, a tensão na entrada não-inversora é mais elevada que a existente na entrada inversora, por isso a tensão de saída sobe imediatamente a um valor idêntico ao da tensão de alimentação e a tensão reinante no pino 3 é então de $2/3 U_b$. Essas condições fazem com que C1 se ponha a se carregar através de P1, R4 e D3. C1 se carrega até o nível de tensão máximo que é disponível, isto é, o da tensão aplicada à entrada inversora. Trata-se dos $2/3 U_b$ pois, se esta tensão quiser ultrapassar o valor da tensão reinante na outra entrada, a tensão de saída cairia brutalmente para zero e a tensão existente na entrada do pino 3 cairia a $1/3 U_b$.

A carga de C1 cessa: por esse condensador inicia-se então um processo de descarga via D4, R7 e a saída (pino 6) de IC2. A descarga prossegue até que a tensão nos bornes de C1 tenha caído a $1/3$ de U_b ; o tempo de duração da descarga é representado pelo símbolo t3 (figura 3). Desde o instante em que a tensão nos bornes de C1 cai abaixo de $1/3 U_b$, a entrada 3 "se responsabiliza" e a tensão de saída bascula para subir até atingir o nível da tensão de alimentação. A variação desta tensão de saída tem a forma de um sinal retangular passando de 0 a U_b , e inversamente; o tempo de duração do pulso t2 é determinado pela combinação P1, R4, D3 e C1. Sabendo que o afastamento separando as duas soleiras é de $1/3 U_b$, e que, em caso de tensão de alimentação diferente, somen-

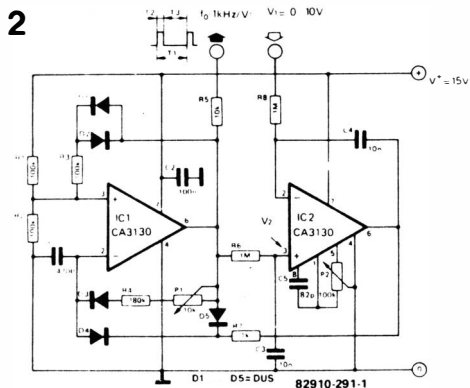
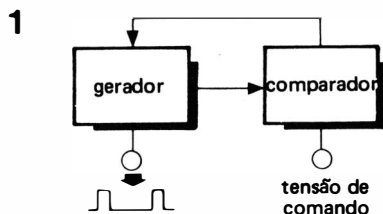


Figura 1. Esquema sinótico do conversor tensão/freqüência. A freqüência disponível na saída é função do nível da tensão de comando aplicada.

Figura 2. Esquema de princípio do gerador de pulsos ajustável.

te vão mudar as correntes de carga e de descarga e não os tempos de duração, a largura do pulso é perfeitamente independente do nível da tensão de alimentação. A saída de IC1 é ligada à entrada não-inversora de IC2 (pino 3) por meio de R6, esta mesma entrada se encontrando ligada à massa através de C3.

O conjunto R6 + C3 constitui um circuito integrador, isto é, que a tensão U_a aplicada à entrada não-inversora de IC2 é igual ao número de volts/segundo do pulso de saída de IC1, dividido pelo tempo de duração t_1 , isto é:

$$U_a = \frac{U_b \cdot t_1}{t_1}$$

(em outras palavras, a tensão reinante na entrada não-inversora de IC2 é determinada pelo tamanho do pulso de saída de IC1 “distribuído” no período inteiro). O amplificador operacional IC2 serve de estágio de comparação entre o pulso retangular de saída repartido e a tensão de comando. Quando a tensão na entrada inversora (pino 2) de IC2 é igual à reinante na entrada não-inversora, a tensão de saída (pino 6) deste circuito integrado permanece em um valor estável pois IC2, em combinação com C4, é montado como integrador. Enquanto esta tensão de saída for inferior a $1/3 U_b$, C1 pode se descarregar normalmente, o que faz com que a duração da descarga t_3 (e, por isso, a duração até novo basculamento de IC2) dependa da tensão de saída de IC2. Veja bem: o tempo de duração RC da descarga não varia, mas o tempo necessário para atingir uma determinada tensão ($1/3 U_b$ no caso) diminui proporcionalmente ao aumento da diferença entre a tensão reinante nos bornes do condensador carregado e a tensão de saída IC2. Os pulsos produzidos por IC1 vão, por isso, seguir mais rapidamente, portanto a frequência aumenta. A tensão U_a aumenta por este motivo (um número maior de pulsos idênticos no decorrer do mesmo tempo) e, por isso, a tensão de saída de IC2 aumenta igualmente. Quando a tensão de saída de IC2 aumenta, C1 não pode se descarregar rapidamente. Isso faz cair a tensão U_a , o que provoca a queda da tensão de saída de IC2.

Parece evidente que o conjunto da montagem toda vai tentar encontrar um estado de equilíbrio, no qual a tensão U_a seja igual à tensão U_i proveniente do exterior e aplicada à entrada inversora de IC2. A frequência f_0 disponível na saída de IC1 é, portanto, diretamente proporcional à tensão de comando aplicada (U_i). Nada impede, no caso do CA3130, de tornar igual a zero a tensão de entrada em modo comum. É permitido, com efeito, levar as saídas até 0,5 V abaixo da linha de alimentação nega-

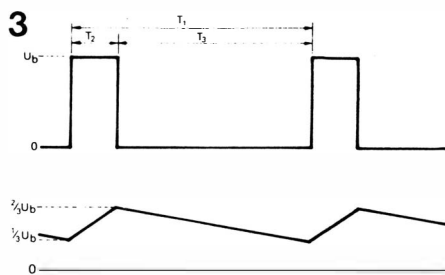


Figura 3. Relação entre o pulso de saída de IC1 e a tensão nos bornes de C1. O declive da curva de descarga é modificado por meio de uma tensão de comando externa; esta modificação acarreta uma mudança de frequência. As alturas e larguras dos pulsos positivos não variam.

tiva (a massa neste caso).

Os diodos D1 e D2, em simetria com D3 e D4, são destinados a tornar o mais igual possível a influência da temperatura sobre os dois anéis de reação. O diodo D5 deve fazer de modo que, durante a sua carga, C1 não se descarregue imediatamente através de D4 e D7; D4 é bloqueado durante os pulsos por D5.

Aferição

O processo de regulagem de IC2 começa por P2 que se regula de maneira que IC1 não forneça sinal de saída quando não há aplicação de uma tensão de comando na entrada de comando (U_i a 0, portanto). Aplica-se em seguida uma tensão de comando U_i de 10 volts e atua-se sobre P1 para que se tenha uma frequência de 10 kHz na saída. Quando da aplicação de tensão de comando baixa, a estabilidade do circuito não é ótima, porque a constante RC da combinação R6/C3 é muito pequena para garantir uma excelente estabilidade. Acima de 1 V para a tensão de comando, a linearidade é melhor que 0,5%, enquanto que o desvio de temperatura é de 0,01%/°C.

(Aplicado pela RCA)

O circuito regulador e estabilizador de tensão $\mu A 723$ (LM723 ou TBA281) é silenciosamente forjado de uma forte reputação devido a sua estabilidade e seu comportamento em temperatura.

O que pouco se sabe é que este circuito pode servir para outra coisa que regular uma tensão: é, com efeito, igualmente possível utilizar este circuito integrado para construir muito simplesmente uma fonte bem estável de corrente constante.

A figura 1 mostra o esquema sinótico interno muito simplificado do 723. O circuito integrado compreende um diodo zener compensado em temperatura, um amplificador diferencial e dois transistores de saída: um terceiro transistor é utilizado na maioria dos casos como limitador de corrente. Acha-se no pino 4 do circuito integrado uma tensão de referência situada entre 6,8 e 7,5 V (valor nominal: 7,15 V); esta tensão de referência é estabilizada e totalmente independente da temperatura.

O funcionamento da montagem como fonte de corrente, tal como aparece na figura 2, é muito simples de compreender, se se reportar ao esquema sinótico interno da figura 1. Obtém-se, graças ao ponto divisor R2/R3, uma nova tensão de referência de 2,2 V, aproximadamente, da tensão de referência disponível no pino 4 do circuito integrado.

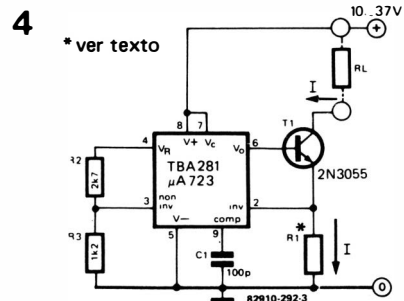
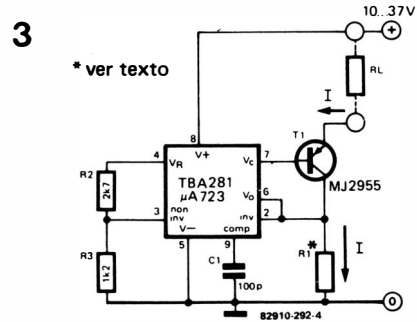
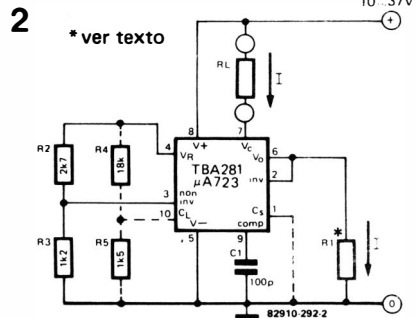
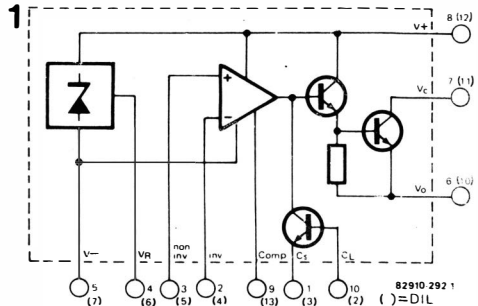
Esta tensão é comparada, no amplificador diferencial, à tensão disponível nos bornes de R1. O amplificador diferencial guarda constante esta tensão no nível da tensão de referência secundária de 2,2 V, da mesma maneira que o faz quando utilizado como regulador de tensão. Nessas condições, uma corrente I atravessa R1: esta corrente permanece evidentemente constante. A maior parte desta corrente atravessa igualmente a resistência de carga R_L.

A fórmula seguinte permite calcular muito facilmente a corrente de saída I:

$$I = \frac{2,2 \text{ (em V)}}{R1 \text{ (em } \Omega \text{)}}$$

Pode-se também determinar o valor da corrente, escolhendo com bom senso o valor de R1. Não é possível esquecer, entretanto, que a corrente que atravessa o pino 7 do circuito integrado não deve, em nenhum caso, ultrapassar 150 mA e que é imperativo, para a sobrevivência do circuito, cuidar para que a dissipação máxima (800 mW) jamais seja ultrapassada.

Se se quiser, pode-se trabalhar com correntes



de saída mais elevadas, por adição à montagem de um transistor NPN ou PNP (ver as figuras 3 e 4, respectivamente). Conforme a potência a dissipar, será preciso resfriar corretamente esse transistor. Se se utilizar uma resistência de $2,2 \Omega$ para R1 (2,2 W), a corrente que atravessa R7 e por isso a corrente de saída é nesse caso de 1 ampère.

A adição à montagem das 2 resistências R4 e R5 (figura 2) permite dotá-la de uma proteção contra as sobrecargas térmicas. É o transistor de limitação de corrente interna do circuito integrado que faz a função de captador de temperatura. Conforme as especificações do 723, este transistor se abre quando a temperatura da "purga" atinge 30°C e quando uma pré-tensão de base de 0,6 V é aplicada. Quando a temperatura da "purga" atinge 120°C , esta pré-

tensão cai a 0,5 V.

Executa-se a proteção de sobrecarga térmica, fornecendo ao transistor de limitação de corrente uma pré-tensão de base (0,55 V) tal que ele seja bloqueado quando as condições de temperatura são normais, mas que se põe a conduzir, desde que a temperatura se tome anormalmente elevada, estando os transistores de saída bloqueados ao seu redor.

As qualidades evidentes de uma montagem desse tipo são sua simplicidade, sua grande estabilidade, uma região de regulação de tensão de alimentação bastante grande e um custo moderado.

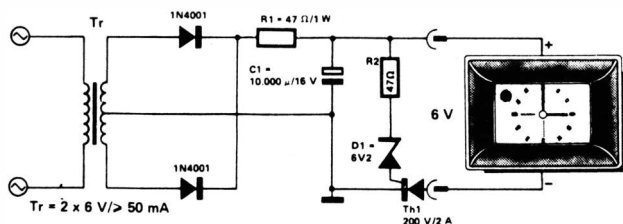
293

Controlador de consumo elétrico

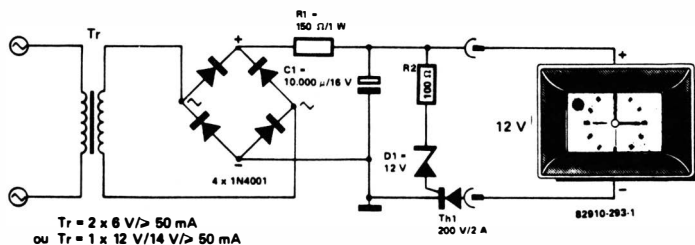
Muitos aparelhos eletrodomésticos são automáticos e seus períodos de funcionamento e de parada não são comandados manualmente. Infelizmente, isso implica na impossibilidade de conhecer-se a quantidade de energia (kWh) consumida. Para saber quanto o aquecimento central consome de combustível ou quanto tempo o compressor do refrigerador funcionou, um medidor de horas de funcionamento seria o ideal.

O medidor que é descrito aqui totaliza os tempos de duração de funcionamento de um aparelho durante um lapso de tempo de 12 horas. É um simples relógio de automóvel que funciona sob 6 ou 12 volts. O circuito a utilizar (figuras 1 e 2) depende da tensão de alimentação do relógio. Ele é ligado em paralelo ao aparelho do qual se quer medir o tempo de duração de funcionamento e é alimentado somente nos períodos de atividade. Como o tempo de conta-

1



2



gem máxima do relógio é de 12 horas, este deve ser lido periodicamente e suas indicações anotadas. Ela pode então ser inicializada.

O condensador C1 (10 000 μ) é carregado através da resistência R1. Após aproximadamente 30 segundos, a tensão em seus bornes será de 6 a 12 V (conforme o circuito utilizado). O

diodo zener conduz então e desencadeia o tiristor que alimenta o relógio. É preciso utilizar um tiristor de 200 V/2 A.

K. Fietta

294

Amplificador TFP "antidissipação"

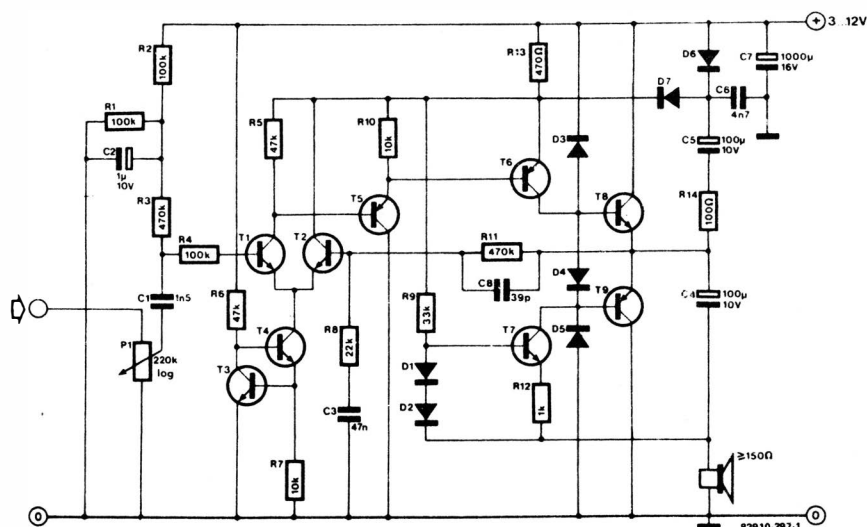
À primeira vista, este amplificador assemelha-se a qualquer outro. Entretanto, ele possui um determinado número de características interessantes. Primeiramente, ele é designado sob o nome de amplificador TFP, isto é, amplificador de muito baixa potência. Isso corresponde não à potência máxima que pode fornecer o amplificador (100 mW), mas ao seu consumo no repouso, que é de aproximadamente 1,5 mA. Este amplificador é totalmente designado para equipar um receptor alimentado por pilhas solares.

Uma outra vantagem é a bastante ampla gama de tensões de alimentação. À parte, certamente, a potência de saída máxima, as outras características são constantes se esta tensão for compreendida entre 3 V e 12 V. O ganho em tensão não é mais modificado.

Quando se considera a figura 1, pode-se ficar espantado pelo grande número de componentes necessários. Entretanto, todos são comuns, sem exceção.

Para que o amplificador possa funcionar corretamente, qualquer que seja a tensão de alimentação, entre 3 e 12 V, um amplificador diferencial (T1, T2) é utilizado como estágio de entrada com uma fonte de corrente (T3, T4) no circuito do emissor. O sinal de entrada que atravessa o coletor de T1 chega ao estágio-piloto darlington, que consiste de dois transistores, T5 e T6. Para obter o ganho máximo, uma fonte de corrente (T7) é montada no coletor de T6. Embora a corrente de repouso dos transistores de saída seja fixada (há somente um diodo entre T8 e T9), a distorção é reduzida ao mínimo neste tipo de comando em corrente. A con-

1



T1, T4, T7 = BC547B
T5, T6 = BC557B
T8 = BC549C
T9 = BC559C
D1 ... D7 = 1N4148

Figura 1. Esquema do amplificador ultra-econômico, pois é muito pouco guloso.

Lista dos componentes

Resistências:

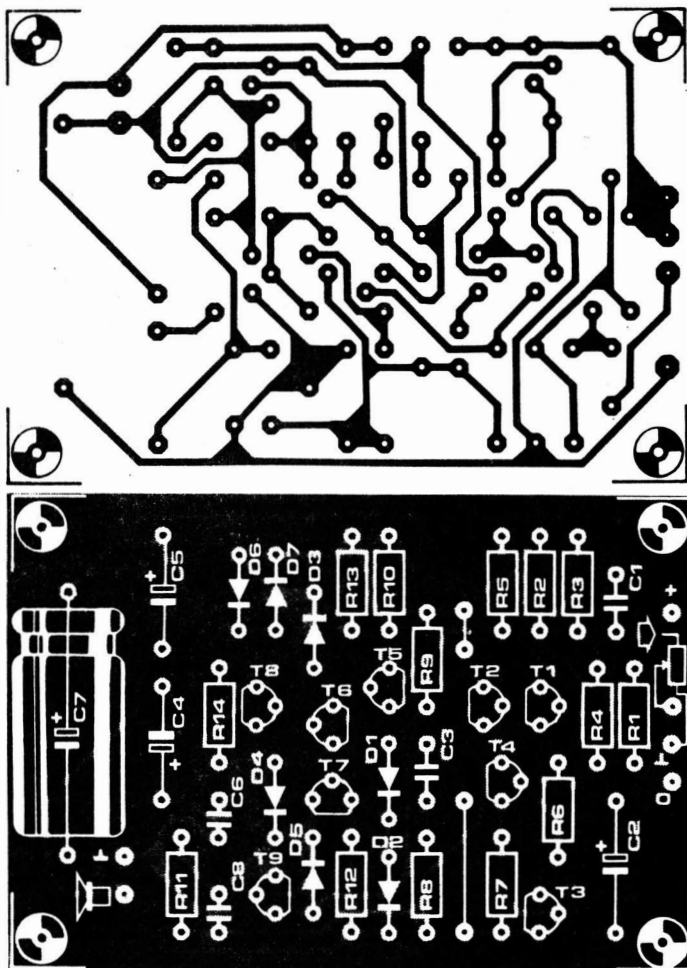
R1,R2,R4 = 100 k
 R3,R11 = 470 k
 R5,R6 = 47 k
 R7,R10 = 10 k
 R8 = 22 k
 R9 = 33 k
 R12 = 1 k
 R13 = 470 Ω
 R14 = 100 Ω
 P1 = pot. 220 k log.

Condensadores:

C1 = 1n5
 C2 = 1 μ /10 V
 C3 = 47 n
 C4,C5 = 100 μ /10 V
 C6 = 4n7 (cér.)
 C7 = 1000 μ /16 V
 C8 = 39 p

Semicondutores:

T1... T4,T7 = BC 547B
 T5,T6 = BC 557B
 T8 = BC 549C
 T9 = BC 559C
 D1... D7 = 1N4148



tra-reação fixa, igualmente, sua ajuda. O anel de contra-reação, constituído pelo R11 e C8, é ligado entre os emissores dos transistores de saída e a base de T2. O ganho em tensão do amplificador é, portanto, determinado pela relação entre R11 e R8, que nesse caso é de 22.

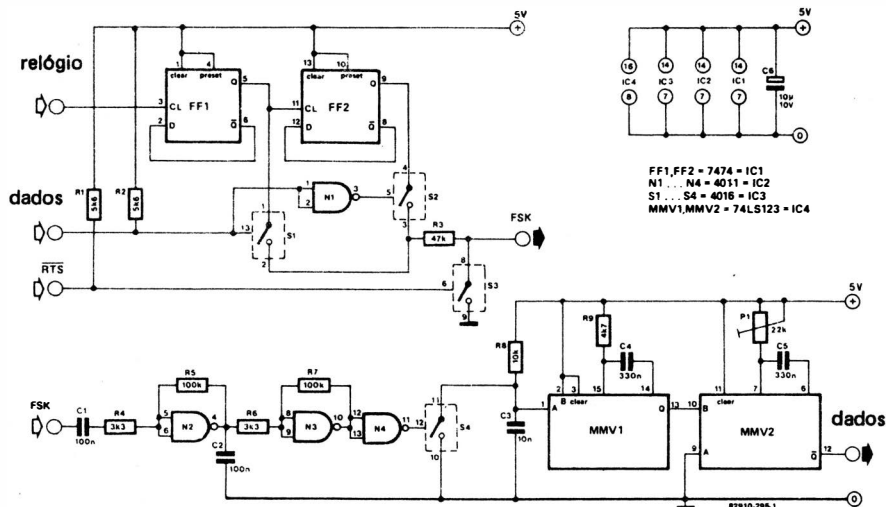
Para obter a amplitude de saída máxima (quase a tensão de alimentação, um fenômeno muito raro!), o sinal é dividido em dois. Para a alternância negativa, a "base" da fonte de corrente (junção D2/R12) é ligada ao condensador de saída ao invés de ser ligada à massa.

O valor pico-a-pico da tensão de saída é importante, pois o sinal de saída é adicionado à tensão de alimentação do estágio-piloto. A alternância positiva é tratada da mesma maneira, e isso pela primeira vez na história (pelo menos que conhe-

Figura 2. Representação do circuito impresso e implantação dos componentes do amplificador de muito baixa potência.

ceamos). O sinal de saída chega aos diodos D6 e D7 via R14 e C5. Após filtragem, ele é adicionado à tensão de alimentação positiva. O sinal na junção R13/D7 ultrapassa portanto a tensão de alimentação e isso aumenta, certamente, a tensão máxima de saída do estágio-piloto durante a alternância positiva. Para evitar uma saturação dos transistores T8 e T9, a tensão de saída do estágio-piloto é limitada por dois diodos (D3 e D5).

A figura 2 mostra o esquema do amplificador. Este não é o mais simples, mas seu consumo muito baixo prestará certamente bons serviços.



A característica mais interessante deste modulador/demodulador FSK é sua extrema simplicidade:

- exige somente uma alimentação;
- contém somente quatro circuitos integrados comuns;
- é fácil de pôr em funcionamento.

A transmissão se faz a 300 Bauds, no padrão de Kansas City, ou seja, $\emptyset$ lógico = 1200 Hz, e 1 lógico = 2400 Hz. O modulador é muito simples: o sinal horário é obtido a partir do UART, cuja frequência é igual a 16 vezes a velocidade de transmissão (4800 Hz). Os sinais a 2400 e 1200 Hz são disponíveis nas entradas de S1 e S2. Conforme o estado do sinal de entrada, um dos dois interruptores é fechado e o sinal adequado é aplicado à saída do modulador.

Na entrada do demodulador, N2, N3 e N4 formam um amplificador/limitador. A demodulação é efetuada pelos dois mono-estáveis MMV1 e MMV2. O tempo de duração do pulso de MMV1 é de aproximadamente 420 μ s, enquanto que o

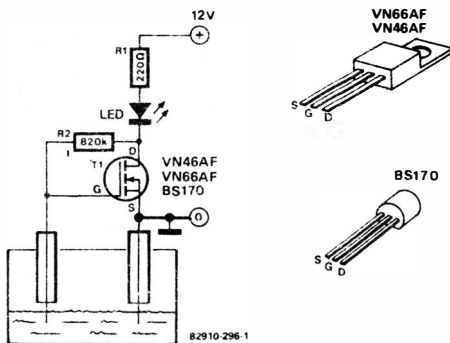
de MMV2 é de 850 μ s (regulável por P1). Com uma frequência de entrada de 2400 Hz, MMV1 está sempre travado; portanto, sua saída Q fica alta. Nenhum pulso é aplicado a MMV2 e sua saída Q permanece no estado alto. Se a frequência de entrada for de 1200 Hz, MMV1 não será redestravado antes que a saída Q retorne a zero e, assim, MMV2 é por sua vez destravado. A saída de dados passa, portanto, a 0. Ajustando-se P1 para ter um período o mais curto possível, o tempo entre a subida e a descida do sinal de saída será encurtado. Os possuidores de um Elektorterminal podem tomar o sinal horário para o modulador nos pinos 17 ou 40 do UART. O seletor de velocidade deverá ser colocado em 300 Bauds. A entrada RTS somente poderá ser utilizada com UART providos dessa saída.

H. Stettmaier

Diferentes métodos permitem controlar o nível da água contida em um reservatório, alguns

sendo menos complexos que outros. O circuito apresentado aqui foi publicado em um manual

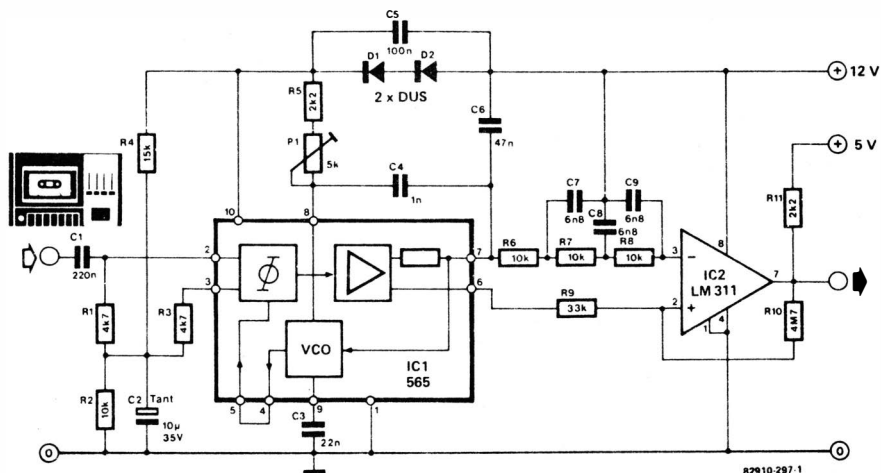
(Aplicado pela ITT)



297

Demodulador FSK a PLL

Quando um sinal está presente na entrada de IC1, o VCO é travado na frequência de entrada. Daí resulta uma variação da tensão de saída do circuito integrado (pino 7). A capacidade do filtro de anel (C6) é menor que a usual, a fim de eliminar os parasitas no sinal de saída. Ao mesmo tempo, uma montagem composta de três células RC é utilizada para filtrar os restos da portadora do sinal de saída. A frequência do VCO pode ser pré-regulada, por meio do potenciômetro P1, entre 1900 e 6200 Hz. As características do circuito (o filtro passa-baixas R5 a R8, C7 a C9) permitem velocidades até 714 Bauds.



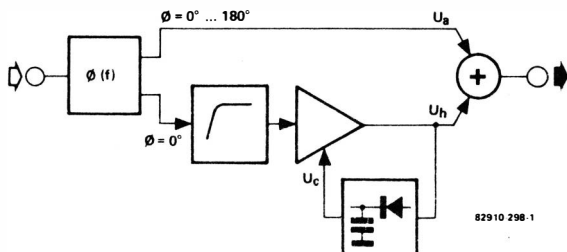
O Limitador Dinâmico de Ruído (DNL = Dynamic Noise Limiting) é um sistema de redução de ruído, patenteado pela Philips, particularmente útil para a reprodução das gravações em cassete magnético. Como o nome sugere, o sistema é dinâmico, isto é, o ruído somente é suprimido no momento em que ele é mais oportuno, o que, no caso de um sinal musical, corresponde às passagens cuja intensidade é mais fraca. O sistema aproveita igualmente um efeito psico-acústico interessante: durante as passagens de baixa intensidade, os componentes de alta frequência do sinal têm menos importância que durante as seções em que a intensidade da música é mais forte. Um circuito DNL utiliza este fato como atenuante das componentes de alta frequência (e, portanto, o ruído) quando a amplitude do sinal

de entrada é fraca.

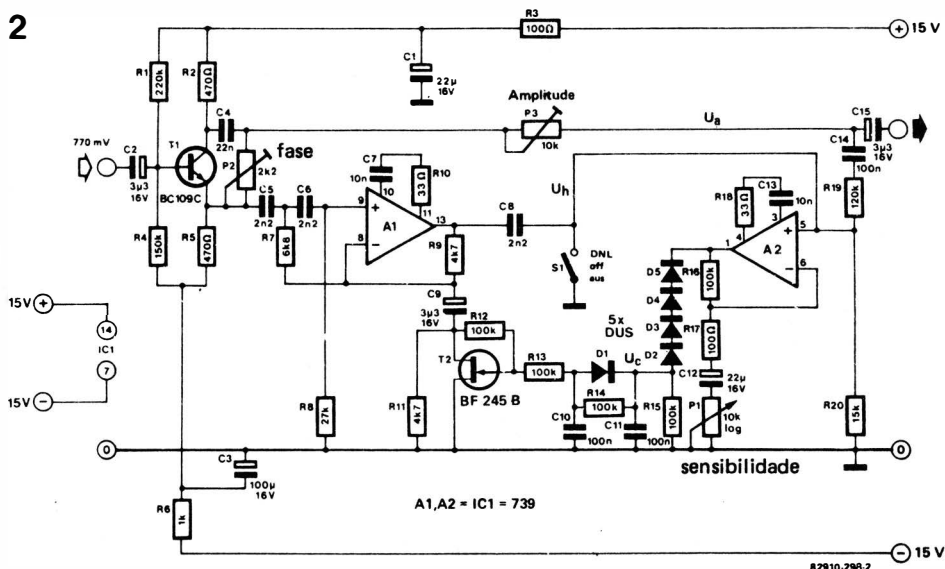
O circuito descrito abaixo é uma versão modernizada e melhorada de circuitos DNL mais antigos. Sua característica mais significativa é que o ponto em que começa a redução do ruído varia de modo contínuo.

O sinótico da figura 1 ilustra o funcionamento do circuito. O sinal de entrada é aplicado a um defasador que fornece dois sinais de saída. Um desses sinais, U_a , é igual ao sinal de entrada, mas ele é objeto de uma defasagem dependente da frequência, e variando de 0° para os sinais de baixa frequência, a 180° para os sinais de alta frequência. O segundo sinal de saída é idêntico em todos os pontos ao sinal de entrada (inclusive a fase) e ele é aplicado a um filtro passa-alto e depois a um amplificador. O ganho deste amplificador é determinado pelo sinal

1



2



de contra-reação, U_C , que é obtido por retificação de crista da saída do amplificador. Daí resulta uma compressão/limitação dinâmica das componentes de alta frequência do sinal, isto é, que estas são amplificadas até um nível constante, qualquer que seja o nível do sinal de entrada. A saída do amplificador, U_H , é acrescentada à versão defasada do sinal de entrada. Como a defasagem é função da frequência, as altas frequências presentes nos dois sinais vão tender a se anular. Entretanto, devido ao efeito de limitação do estágio amplificador, maior é a amplitude do sinal de entrada, menos forte será a anulação e menos baixa é a atenuação das frequências mais altas. A redução do ruído é, portanto, a mais severa para os sinais de entrada de nível baixo, isto é, durante os trechos de música mais calmos.

A figura 2 dá o esquema completo do circuito DNL. O defasador é por T1, a defasagem torna-se variável com a frequência, combinando os sinais de coletor ($\Phi = 180^\circ$) e de emissor ($\Phi = 0^\circ$) através de P2 e C4. O filtro passa-alto é feito pelo circuito construído em torno do amplificador operacional A1. Este filtro tem uma resposta de Butterworth da terceira ordem e uma frequência de corte de 5,5 kHz. A saída do filtro é amplificada/limitada por A2. Pode-se fazer variar o ganho de A2 e com ele a sensibilidade do circuito, por meio do potenciômetro P1.

O detector de crista se compõe de 4 diodos ligados em série, que garantem que o sinal de comando, U_C , esteja presente somente quando o sinal de entrada ultrapassa um determinado limite. Um FET, T2, serve de atenuador comandado sob tensão pelo anel de contra-reação de A2. Os dois sinais U_A e U_H são acrescentados através do potenciômetro ajustável P3 e pela ligação em série de R19 e de C14.

Pode-se inibir o funcionamento do circuito DNL por meio do interruptor S1, que curto-circuita simplesmente à massa o sinal U_H .

No decorrer da construção, toma-se cuidado em manter o sinal de saída do amplificador operacional A2 a uma distância de vários centímetros pelo menos dos fios que conduzem o sinal, a fim de evitar qualquer possibilidade de interferência.

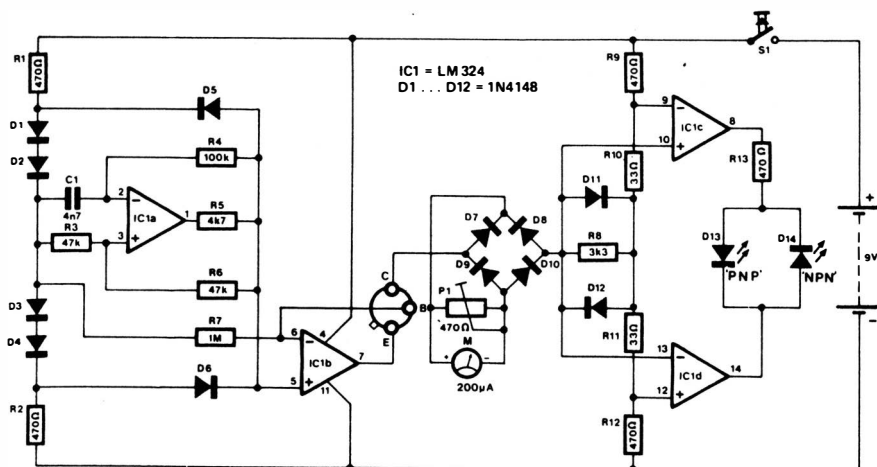
Pode-se regular o circuito atacando-o com um sinal de ruído puro, como o fornecido por um tuner FM na ausência de qualquer estação, e fazendo variar P2 e P3 para obter a atenuação máxima.

Tal como é representado, o circuito é otimizado para níveis standards de sinais de áudio, isto é, 0 dB = 770 mV_{eff}, mas pode-se utilizá-lo igualmente para sinais de níveis diferentes.

R. E. M. van den Brink

299

Testador de transistores



Este circuito de teste simples é destinado a distinguir se um transistor é NPN ou PNP, e também para medir o ganho em corrente da componente desconhecida. Quando o botão de pressão S é apertado, um dos dois LEDs D13 e D14 acende, indicando a polaridade do transistor e, simultaneamente, pode-se ler diretamente no indicador M seu coeficiente h_{FE} (ou β). Se nenhum dos diodos eletroluminescentes acender, quer dizer que o transistor está defeituoso, ou que seu ganho em corrente é inferior a 50. Se os dois LEDs acenderem ao mesmo tempo, é indicação de um curto-circuito entre o coletor e o emissor.

O circuito funciona como segue: IC1a constitui a base de um gerador de sinais quadrados cuja frequência é de aproximadamente 1 kHz. A amplitude desta seteira é de aproximadamente a metade da tensão de alimentação e, graças a IC1b, utiliza-se esta seteira para criar uma tensão base-emissor alternativamente positiva e negativa. Assim, a cada vez que a polaridade

de tensão de polarização da base for correta para o tipo de transistor testado, circula uma corrente de base que faz circular uma corrente de coletor através de R8 e, em seguida, ou por R9 e R10 ou por R11 e R12. Conforme o sentido da corrente em R8, cria-se nos bornes desta resistência uma queda de tensão positiva ou negativa que, por meio de IC1c ou IC1d, faz acender o diodo adequado para a indicação da polaridade do transistor testado.

A corrente de coletor do transistor testado atravessa também a ponte de diodos e o indicador M. A corrente de base sendo quase constante, pode-se considerar o valor da corrente de coletor como uma medida do ganho em corrente do transistor. O desvio total do indicador corresponde a um valor de h_{FE} de 500. Pode-se calibrar o indicador graças a P1, sendo o método mais simples utilizar-se um transistor do qual se conhece o ganho em corrente.

H. G. Brink

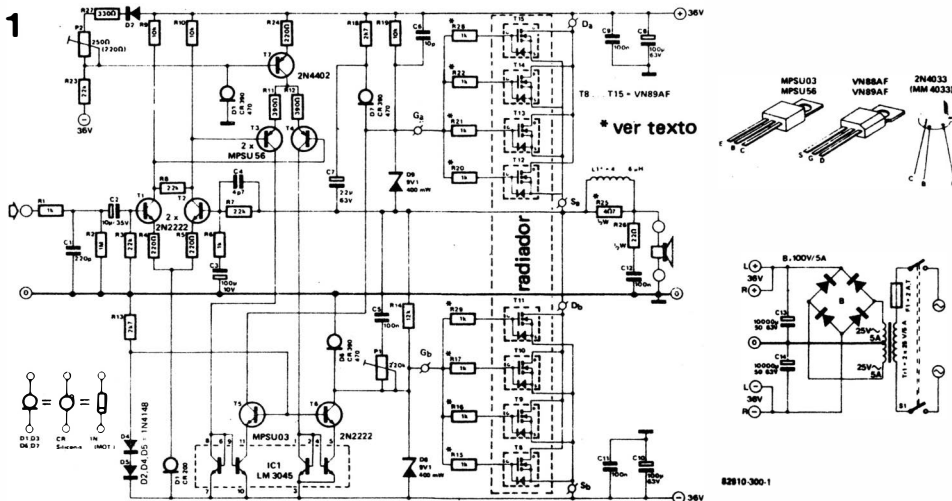
300

Amplificador de potência a FET

Já faz algum tempo que falamos de FET de potência V. O circuito que apresentamos aqui constitui um amplificador (estéreo) de 40 W, segundo uma instrução da Siliconix. As vantagens dos transistores de saída FET são inegáveis. O 2N6658 possui uma frequência limitada de 600 MHz, um coeficiente de amplificação sob corrente praticamente infinito e que não

sofre qualquer desvio térmico, que ocorre com os transistores clássicos devido ao superaquecimento (dissipação). A inclinação é constante para correntes de drenagens situadas acima

Figura 1. Esquema de princípio do amplificador a FET. Os transistores T8 a T15 situam-se sobre um radiador.



de 400 mA. Eis ainda algumas características: tensão máxima dreno-fonte: 90 V; corrente máxima de dreno: 2 A contínuos, 3 A em pico; dissipação máxima: 25 W a 25 °C.

O circuito é composto de dois amplificadores diferenciais (T1/T2 e T3/T4) em série. As duas metades do estágio de saída (T8... T11 e T12... T15) são de polaridade idêntica e devem, portanto, ser atacados por tensões em oposição de fase, o que é o caso das tensões de coletor de T3 e T4. Um certo número de outros componentes é necessário para o ajustamento das tensões de polarização. Os diodos D1, D3, D6 e D7 são diodos Norton. A corrente que os atravessa é independente da tensão que lhes é aplicada (pelo menos acima de uma determinada soleira). Esses diodos são, pelo que estamos informados, exclusivamente fornecidos pela Siliconix. Os diodos D3, D6 e D7 devem ser idênticos (mesmo valor de corrente).

Alguns conselhos práticos: os FETs devem ser seriamente resfriados. Um radiador cuja resistência térmica é de 1 °C/W (2 °C/W por semi-estágio de saída) não representa um luxo supérfluo. É preciso levar em conta o fato de que o dreno dos VFET é ligado à caixa, sendo portanto preciso cuidado em escolher uma isolamento elétrica por meio de plaquetas de mica. No que se refere à disposição, existem diferentes possibilidades:

- Oito FETs munidos de oito placas de mica montados em um único resfriador. Cuidado para cercar qualquer curto-circuito por meio de um ohmímetro.
- Duas vezes quatro FETs colocados em dois resfriadores cujas dimensões são a metade do precedente. Esses dois resfriadores são isolados (entre si e da massa).

As resistências R15 a R17, R20 a R22, R28 e R29 não vão ser colocadas sobre o circuito impresso: elas devem ser montadas em série com a grade correspondente e, além disso, o mais próximo possível deste.

A bobina L1 compreende aproximadamente 20 voltas de fio de cobre esmaltado ($\varnothing = 0,8$ a 1 mm) enrolados em torno de R25. A combinação R25/L1 melhora o comportamento do amplificador frente a cargas capacitivas e não é, do ponto de vista estrito, indispensável. Pode-se eventualmente substituí-la por uma simples ponte em fio de enrolamento.

A regulação do amplificador se passa como segue: após uma inspeção profunda, P2 é colocado em posição de resistência mínima. Coloca-se o amplificador sob tensão e certifica-se que nenhuma tensão contínua está presente na saída ou, em todo caso, que ela não exceda ± 25 mV. Atua-se em seguida sobre P2: uma corrente de repouso vai agora circular. Esta deve ser da ordem de 200 a 350 mA (é medida

intercalando-se um amperímetro em série com uma das linhas de alimentação). P1 serve, por sua vez, para obter o mínimo de distorção har-

Lista dos componentes

Resistências:

R1,R6,R15,R16,R17,R20,R21,R22,
R28,R29 = 1 k
R2 = 1 M
R3,R7,R8,R23 = 22 k
R4,R5,R24 = 220 Ω
R9,R10,R19 = 10 k
R11,R12 = 390 Ω
R13,R18 = 2k7
R14 = 12 k
R25 = 4 Ω 7/2W
R26 = 22

R25 = 4 Ω 7/2W
R26 = 22 Ω 7/2W
R27 = 330 Ω
P1 = pot. ajust. 220 k (250 k)
P2 = pot. ajust. 220 Ω (250 Ω)

Condensadores:

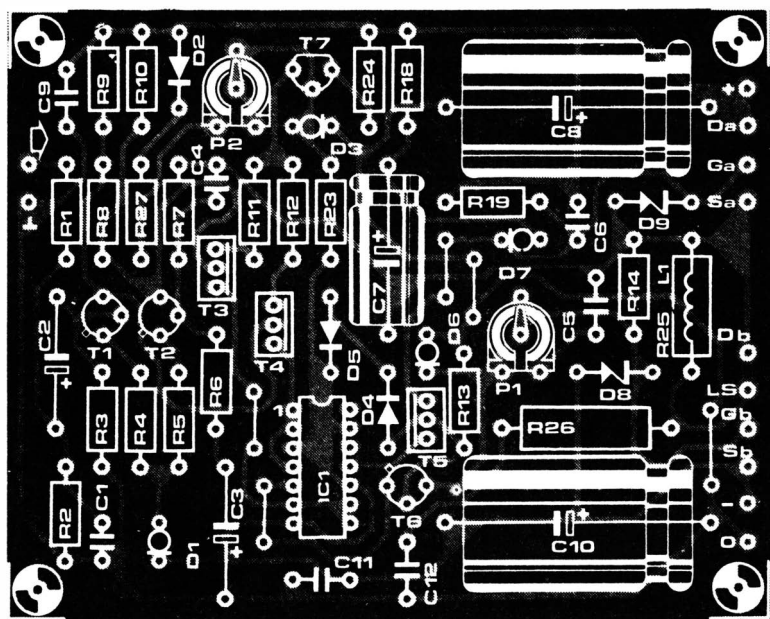
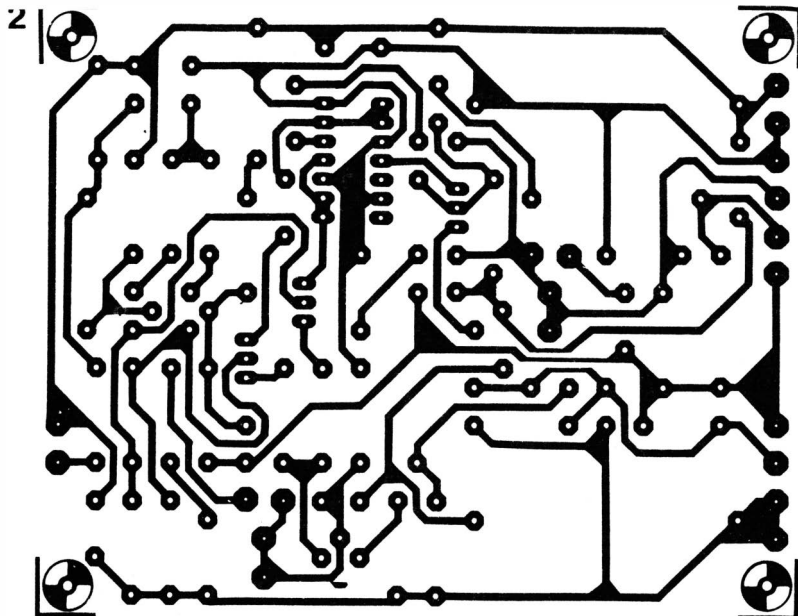
C1 = 220 p
C2 = 10 μ /63 V
C3 = 100 μ /10 V
C4 = 4p7
C5,C9,C11,C12 = 100 n
C6 = 10 p
C7 = 22 μ /63 V
C8,C10 = 100 μ /63 V
C13,C14 = 10000 μ /50... 63 V
(alimentação)

Semicondutores:

IC1 = LM3045, CA3045
T1,T2,T6 = 2N2222
T3,T4 = MPSU56 (Motorola)
T5 = MPSU03 (Motorola)
T7 = 2N4402
T8,T9,T10,T11,T12,
T13,T14,T15 = VN89AF, 2N6658 (Siliconix)
D1 = CR200 (Siliconix)
D2,D4,D5 = 1N4148
D3,D6,D7 = CR390... CR470
(Siliconix), 1N5312 (Motorola)
D8,D9 = 9V1/400 mW
B = ponte 100 V/5 A (alimentação)

Diversos:

L1 = aprox. 20 voltas Cu
($\varnothing = 0,8$... 1 mm) sobre R25
F1 = fusível 2 A
Tr1 = 2 x 25 V/5 A
(alimentação: versão estéreo)
S1 = interruptor bipolar



mônica. A variação da distorção em função da posição de P1 não é, aliás, muito importante: quando P1 é bem regulado, ela vale aproximadamente 0,02% a 0,03%, enquanto que, em qualquer outra posição, ela sobe no máximo a

0,04%. O tempo de subida ("Slew-rate") é de 100 V/ μ s.

Ah sim, estávamos quase nos esquecendo: o amplificador fornece 40 honestos W em uma carga de 8 Ω , sem que a distorção harmônica

exceda a que assinalamos. Quando se pressiona o amplificador até seus últimos redutos, ele dá a grosso modo 60 W antes de deslizar. A qualidade de alimentação é determinante tanto no que concerne à potência máxima como no que

se refere à qualidade que se pode esperar deste amplificador.

(Aplicado pela Siliconix)

301

Indicador de sentido de variação

As vantagens dos multímetros numéricos são bastante conhecidas para que seja necessário lembrá-las aqui. Mas há situações em que é útil saber se a quantidade medida aumenta ou diminui: é o caso quando se tem sinais que variam, particularmente quando essas variações são bruscas. Um amplificador operacional montado como amplificador alternativo poderá dar uma indicação do sentido de variação da grandeza medida.

A maioria dos voltímetros numéricos simples compreendem um circuito LSI tendo uma sensibilidade de 200 mV e uma impedância de entrada extremamente elevada. O LF 355, utilizado como conversor tensão-corrente, apresenta uma impedância de entrada de $10^{12} \Omega$ e convém particularmente para isso.

O circuito aqui descrito foi concebido para consumir 100 μA no quadro móvel do galvanômetro a partir de uma tensão de entrada de 200 mV. Para outros valores da tensão de entrada e da corrente de saída, modificar-se-á, por conseguinte, a posição do potenciômetro P1 e o valor da resistência R1.

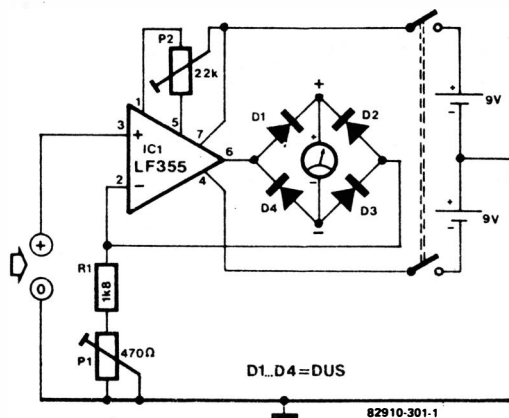
O amplificador operacional requer uma alimentação simétrica compreendida entre $\pm 5 V$ e $\pm 18 V$. Levando em conta o consumo de corrente nominal (alguns miliampères), podem-se

utilizar, sem problema, duas pilhas de 9 V.

O processo de aferição é praticamente evidente. A entrada estando em curto-circuito, ajusta-se P2 para que o indicador esteja no zero. Envia-se, em seguida, à entrada um sinal de 200 mV e ajusta-se P1 para ter a leitura correspondente no quadrante. Se o quadrante estiver graduado de 0 a 3 (ou 30, ou 300), regulando P1 para ler "2" com uma entrada de 200 mV, reservamos uma possibilidade de ultrapassagem até 300 mV. Neste caso, com um galvanômetro de 100 μA , é preciso que R1 produza 2,7 k Ω .

O circuito funciona de modo semelhante para as medidas de corrente e de resistência. Liga-se o voltímetro numérico em paralelo com o indicador analógico.

H. Ehrlich



**PINOS DA MAIORIA DOS
CIRCUITOS INTEGRADOS
&
CARACTERÍSTICAS DOS TRANSÍSTORES
UTILIZADOS NAS DIFERENTES
MONTAGENS DESCRITAS
NESTA OBRA**

Características dos transistores: BF e universais

Tipo	PNP NPN	UCEO max. (V)	IC max. (mA)	P _{max} (mW)	hFE	IC mA	compl.	pinos
BC 107	N	45					BC 177	1
BC 108	N		100	300	> 110	2	BC 178	1
BC 109	N	20					BC 179	1
BC 140	N	40					BC 180	1
BC 141	N	60					BC 181	1
BC 160	P	40	1000	3700	> 40	100	BC 161	1
BC 161	P	60					BC 140	1
BC 177	P	45			> 70		BC 141	1
BC 178	P	25	100				BC 107	1
BC 179	P	20			> 110		BC 108	1
BC 182	N	50					BC 109	1
BC 183	N	30			> 100		BC 212	2
BC 184	N	30					BC 213	2
BC 212	P	50			> 60	2	BC 214	2
BC 213	P	30	300		> 80		BC 182	2
BC 214	P	30			> 140		BC 183	2
BC 237	N	45					BC 184	2
BC 238	N	20	100		> 110		BC 307	2
BC 239	N	20	50				BC 308	2
BC 307	P	45	100		> 70		BC 309	2
BC 308	P	25					BC 237	2
BC 309	P	20	50				BC 242	2
BC 327	P	45					BC 238	2
BC 328	P	25	500	800	> 100	100	BC 239	2
BC 337	P	45					BC 337	2
BC 338	P	25					BC 338	2
BC 339	N	25					BC 327	2
BC 414	N	50	100	300	> 100	2	BC 328	2
BC 416	P	30			> 120		BC 435	2
BC 516	P	30	400	625	> 30 000	20	BC 517	2
BC 517	N	65					BC 516	2
BC 546	N	45			> 110		BC 556	2
BC 547	N	30					BC 557	2
BC 548	N	45					BC 558	2
BC 549	N	30			> 200		BC 546	2
BC 550	N	45	100	500		2	BC 547	2
BC 556	P	65			> 75		BC 548	2
BC 557	P	45					BC 549	2
BC 558	P	30			> 125		BC 550	2
BC 559	P	45					BC 556	2
BC 560	P	45					BC 557	2
BC 639	N	80	1000	1000	> 40	150	BC 640	3
BC 640	N						BC 639	3

Nota

1) Darlington

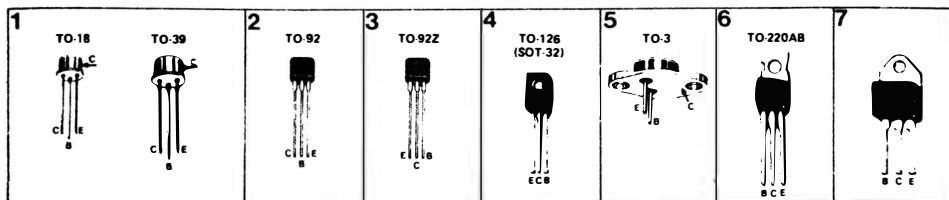
2) U_{CEO} max.:

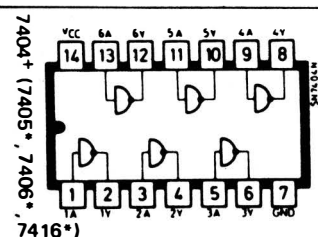
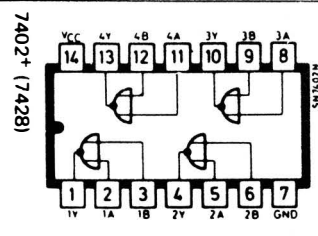
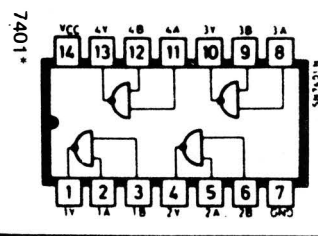
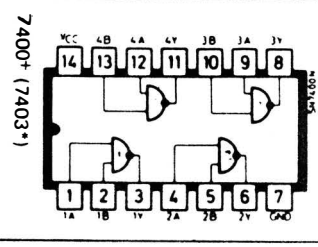
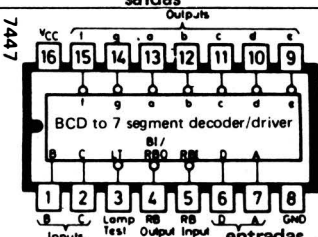
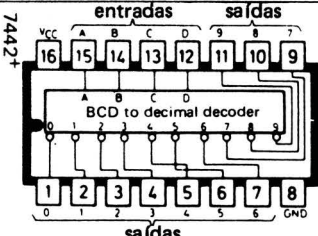
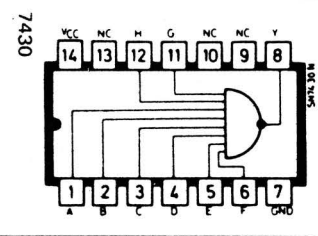
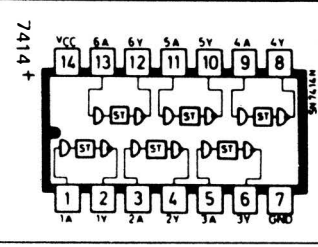
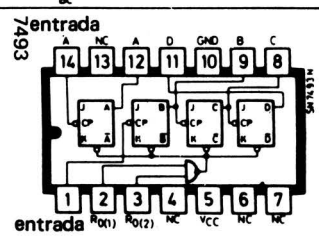
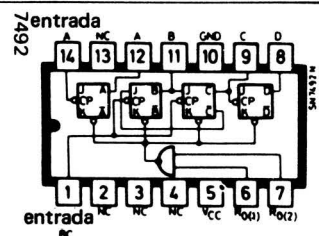
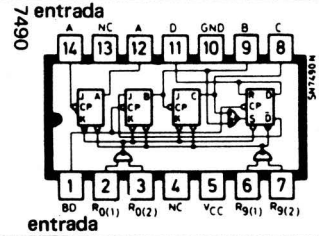
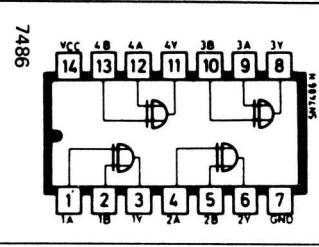
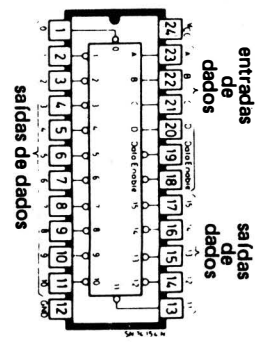
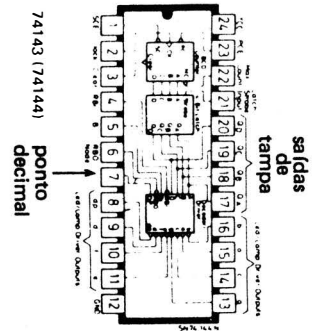
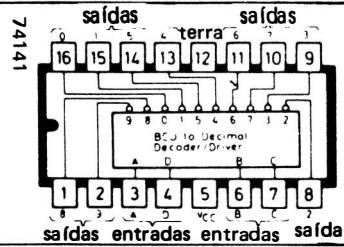
.... A = 60 V

.... B = 80 V

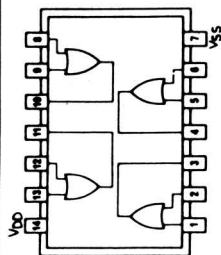
.... C = 100 V

Tipo	PNP NPN	UCEO max. (V)	IC max. (A)	P _{max} (W)	hFE	IC	compl.	pinos
BD 131	N						BD 132	4
BD 132	P						BD 131	4
BD 135	N	45	3	15		0,5 A	BD 136	4
BD 136	P						BD 135	4
BD 137	N						BD 138	4
BD 138	P	60	1	8	> 40	0,15 A	BD 137	4
BD 139	N						BD 140	4
BD 140	P						BD 139	4
BD 169	N	80	1,5	20			BD 170	4
BD 170	P						BD 169	4
BD 183	N		15	117	> 20	3 A	BD 234	4
BD 233	P	45					BD 233	4
BD 234	N						BD 236	4
BD 235	P	60	2	25	40	0,15 A	BD 235	4
BD 236	N						BD 238	4
BD 237	P	80					BD 237	4
BD 238	N						BD 240	6
BD 239	P		2	30		0,2 A	BD 239	6
BD 240	N						BD 242	6
BD 241	P		3	40	> 25	1 A	BD 241	6
BD 242	N						BD 244	6
BD 243	P	45	6	65	> 30	0,3 A	BD 243	6
BD 244	N						BD 246	7
BD 245	P		10	80	> 40	1 A	BD 245	7
BD 246	N						BD 250	7
BD 249	P		25	125	> 25	1,5 A	BD 249	7
BD 250	N						BD 436	4
BD 435	N	32			> 85	0,5 A	BD 435	4
BD 436	P						BD 438	4
BD 437	N	45	4	36			BD 437	4
BD 438	P						BD 440	4
BD 439	N	60			> 40		BD 439	4
BD 440	P						BD 442	4
BD 441	N	80					BD 441	4
BD 442	P						BD 644	7
BD 643	N	45					BD 643	7
BD 644	P						BD 646	7
BD 645	N	60	8	62,5		3 A	BD 645	7
BD 646	P				> 750		BD 675	4
BD 675	N	45					BD 675	4
BD 676	P						BD 678	4
BD 677	N	60	4	40		1,5 A	BD 677	4
BD 678	P						BD 680	4
BD 679	N	80					BD 679	4
BD 680	P						TIP 32	6
TIP 31	N		3	40		0,5 A	TIP 31	6
TIP 32	P						TIP 34	7
TIP 33	N	40	10	80	> 20		TIP 33	7
TIP 34	P						TIP 36	7
TIP 35	N		25	125	> 25	1 A	TIP 35	7
TIP 36	P						TIP 42	6
TIP 41	N		6		> 20		TIP 41	6
TIP 42	P						TIP 127	6
TIP 122	N		8			0,5 A	TIP 122	6
TIP 127	P						TIP 142	7
TIP 142	N	100	15	125	> 1000	5 A	TIP 142	7
TIP 147	P						TIP 3055	7
TIP 2955	N						TIP 2955	7
TIP 3055	P	70	15	100	> 20	4 A	MJ 2955	5
2N3055	N						2N3055	5
MJ 2955	P						2N3055	5
2N2955	P	25	100 m	0,3	> 20	10 mA	—	1

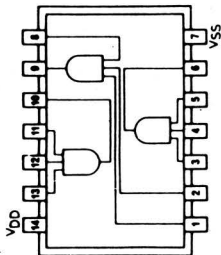




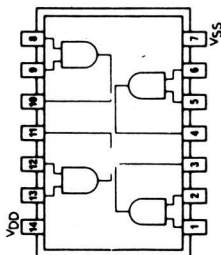
74164	74193+	74196	coletor aberto versão CMOS da Teledyne Semicondutor e National Semicondutor compatível pino a pino * +
74121	74122	74123	74132
7473+	7474+	7475	7476+
7407	7408	7410+ (7412*)	7413 (7420+, 7440)



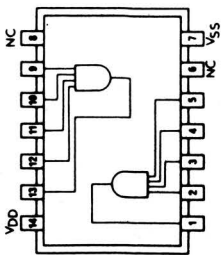
4071



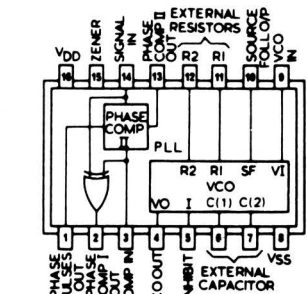
4073



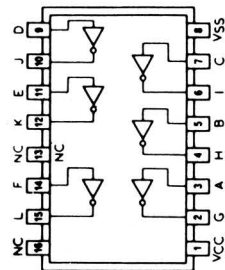
4081



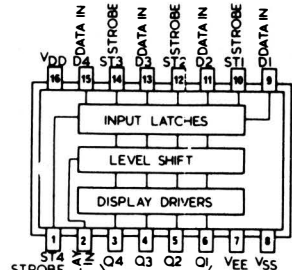
4082



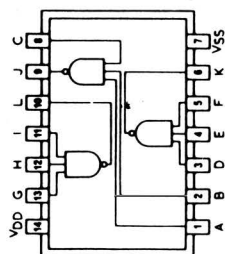
4046



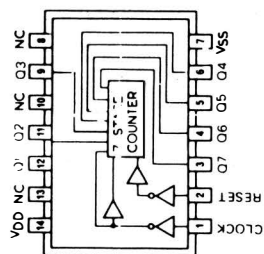
4049



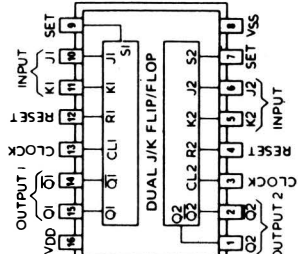
4054



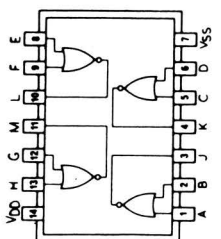
4023



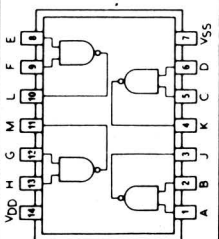
4024



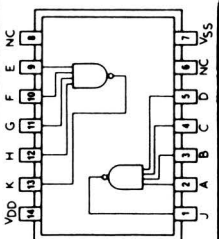
4027



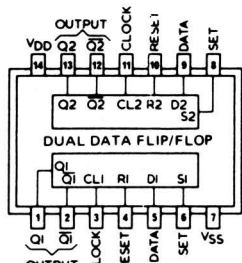
4001



4011

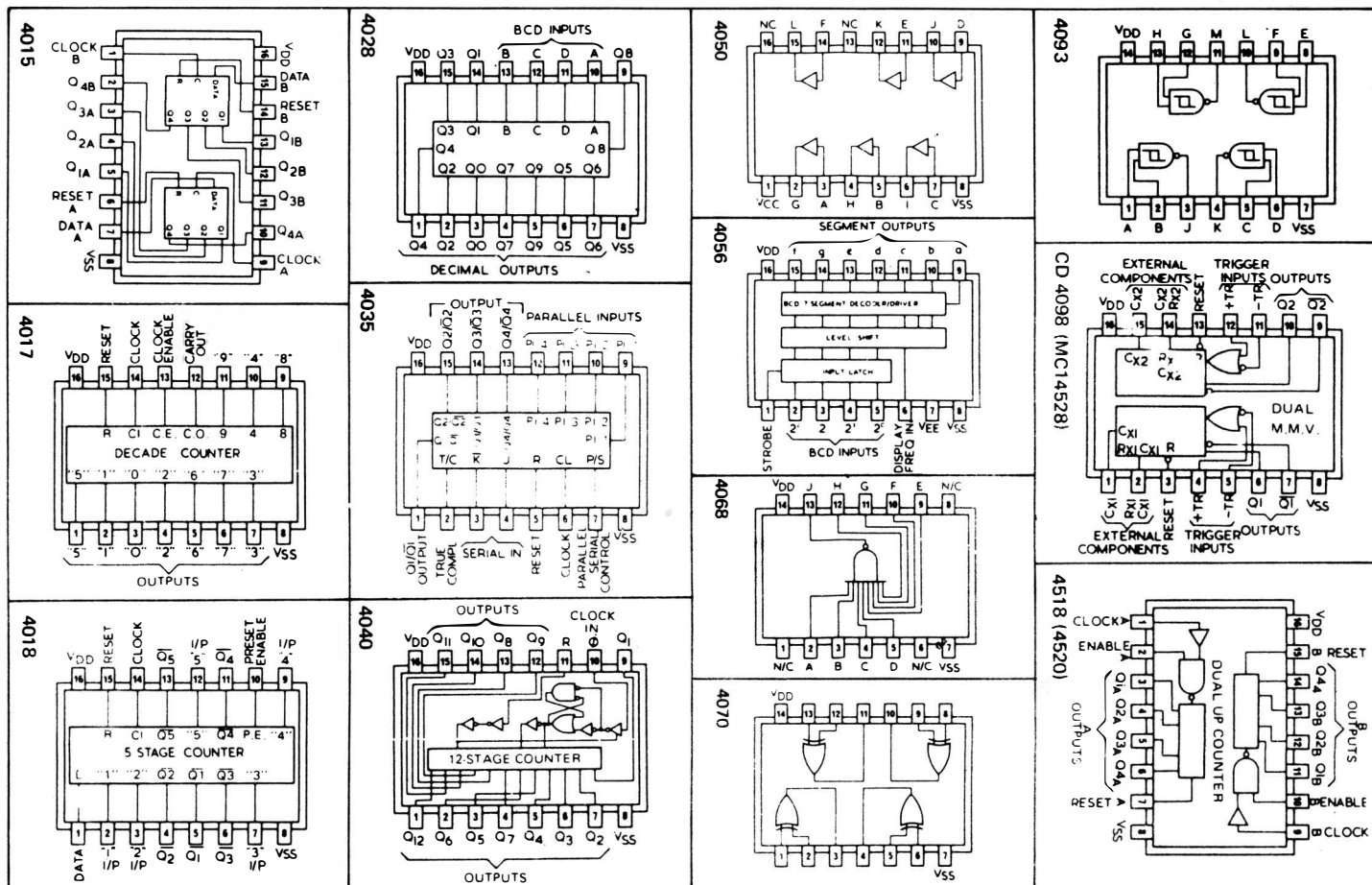


4012

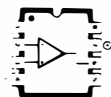


4013

Nota: conforme o fabricante do circuito integrado, pode-se encontrar um prefixo ou um sufixo ao número de tipo.
ex.: CD 4001 (RCA), MC 14001 (Motorola), N 4001 (Signetics), SCL 4001 (Solid State Scientific), SIL 4001 (Siltek), etc.



Circuitos integrados lineares



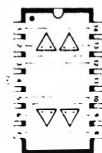
301
318
709
741
CA 3130
CA 3140
LF 355/356/357
TL 071/081



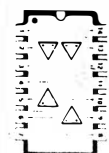
1458
4558



LM 387
NE 542



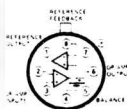
LM 324
TL 074
TL 084



RC 4136

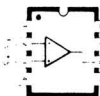
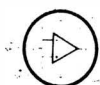


555

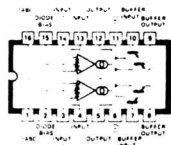


LM 10C

CA 3080



LM 13600



Entrada
Saída

Todos os CI são vistos de cima

Reguladores de tensão



7805
7806
7808
7812
7815
7818
7824

$I_{out} = 1\text{ A}$



7905
7906
7908
7912
7915
7918
7924

$I_{out} = -1\text{ A}$



78M05
78M06
78M08
78M12
78M15
78M18
78M24

$I_{out} = 500\text{ mA}$



79M05
79M06
79M08
79M12
79M15
79M18
79M24

$I_{out} = -500\text{ mA}$



78L05
78L06
78L08
78L12
78L15
78L18
78L24

$I_{out} = 100\text{ mA}$



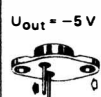
79L05
79L06
79L08
79L12
79L15
79L18
79L24

$I_{out} = -100\text{ mA}$



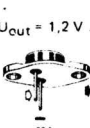
$U_{out} = 5\text{ V}$

LM 309K
 $I_{out} = 1\text{ A}$
LM 323K
 $I_{out} = 3\text{ A}$



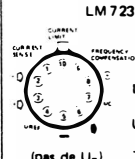
$U_{out} = -5\text{ V}$

LM 345
LM 145
 $I_{out} = -3\text{ A}$



$U_{out} = 1,2\text{ V} \dots 37\text{ V}$

LM 317K
 $I_{out} = 1,5\text{ A}$



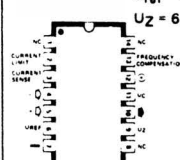
LM 723

$I_{out} = 200\text{ mA}$
 $U_{out} = \dots 37\text{ V}_{max.}$
(pes de U_Z)



$U_{out} = 2,85\text{ V} \dots 40\text{ V}$

L 200
 $I_{out} = 2\text{ A}$



$U_{ref} = 7,15\text{ V}$
 $U_Z = 6,2\text{ V}$

Gama das tensões de entrada

7805 = 8 V ... 35 V
7806 = 9 V ... 35 V
7808 = 11 V ... 35 V
7812 = 15 V ... 35 V
7815 = 18 V ... 35 V
7818 = 21 V ... 35 V
7824 = 27 V ... 40 V

7905 = -8 V ... -35 V
7906 = -9 V ... -35 V
7908 = -11 V ... -35 V
7912 = -15 V ... -35 V
7915 = -18 V ... -35 V
7918 = -21 V ... -35 V
7924 = -27 V ... -40 V

ÍNDICE TEMÁTICO

APARELHOS DE MEDIDA E TESTE

Amplificador de medida BF universal	2
Analizador lógico	143
Aparelho de medida de distorção harmónica	150
Campainha de circuito	199
Capacímetro	115
Decibelímetro	90
Frequencímetro analógico	145
Frequencímetro de BF	180
Impedâncímetro	183
Injetor de sinal com testador de continuidade	269
Lupa automática para voltímetro	132
Milivoltímetro a FET	92
Milivoltímetro de ampla escala	283
Módulo pH-metro para voltímetro digital	164
Multímetro utilizado como frequencímetro	237
Ohmímetro	44
Osciloscópio como comparador de tensões	53
SLAI: sonda lógica de apresentação inteligente	35
Sonda lógica CMOS de três estados	110
Testador de amplificador operacional	218
Testador de 555	191
Testador de continuidade	245
Testador de cordão multicondutor	162
Testador de linha RS 232	195
Testador de transistores	119
Testador de transistor "de luxo"	120
Testador de transistores	299
Testador de Zener	56
Testador lógico universal	49
Traçador de características	133
Traçador de curvas	167
Traçador de sinal	7
Voltímetro de pico de BF	30
Voltímetro digital	268

ÁUDIO, VÍDEO E MÚSICA

Adaptador de nível	9
Alto-falantes: escolher ou dividir	5
Amplificador comandado pela voz	235
Amplificador de potência a FET	300
Amplificador de 1 W	242
Amplificador TFP "antidissipação"	294
Automatismo de funcionamento para amplificador	12
Como conectar dois gravadores a um amplificador	6
Compressor de modulação	17
Diapasão eletrónico a quartzo	248
Diapasão universal	10
Indicador de calibração a LED	27
Indicador de corte de crista	11
Inversor mono/estéreo	50

Limitador dinâmico de ruído melhorado	298
Linha de retardo para sinal de áudio	70
Luz sequencial pseudo-aleatória	79
Medidor de pico para caixa acústica	258
Metrônomo	114
Mini-compressores dinâmicos	276
Minifasor	58
O fim dos animadores de rádio	144
Pré-amplificador de baixo ruído para microfone	267
Pré-amplificador estéreo por célula MD	194
Pré-amplificador para guitarra elétrica	21
Pré-amplificador para microfone de eletreto	1
Proteção simples de alto-falantes	207
Transpositor de oitava para guitarra elétrica	116
Trémulo	20
Trémulo integrado	201
Um amplificador universal: os timbres	208
Voltímetro de pico de BF	30

AUTOMÓVEL E MOTO

Alarme de esquecimento de corte de acessórios	106
Alertador para automobilista	275
Amperímetro para automóvel	60
Anti-roubo frustrante	170
Anti-roubo para acessórios de automóvel	54
Carregador de bateria automático	139
Contagiros digital	36
Controlador de bateria de automóvel (versão de luxo)	72
Controlador de baterias	149
Conversor de tensão 6/12 V	251
Denunciante de pisca-pisca	75
Medidor de ângulo de fechamento de carne	131
Variador de cadência para limpadores de pára-brisa	158

AUXÍLIO AO PROJETISTA

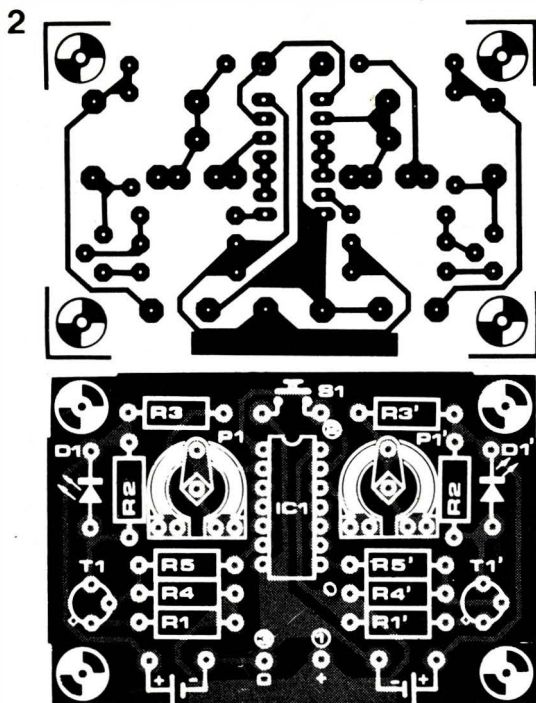
Ampla escala de tensões de alimentação para LEDs	230
Amplificador de absorção de corrente	136
Amplificador inversor ou não inversor	174
555 como destravador	78
Circuitos de alarme CMOS	18
Circuito de reatância	69
Circuito de relógio	250
Comparador de bits e conversor digital/analogico	247
Comparador de frequências	118
Conversor A/N delta	101
Conversor de frequência com um XR 2240	187
Conversor de polaridade	282
Conversor de sinais quadrados em sinais de degrau	74
Conversor de sinal quadrado/dentes-de-serra de amplitude constante	66
Conversor frequência-tensão	169

Conversor tensão/frequência de precisão . . .	291	potência	278
Dentes-de-serra sincronizados pelo setor . .	224	Retardo de flanco regulável	261
Detector de frequência e de fase	238	Segundos baratos	178
Detector de passagem por zero	88	Seletor de gama automático	176
Divisor de tensão programável	98	Seguidor de tensão de alta impedância de entrada	232
Divisor por 100 ou por 60	19	Seno	244
Divisor por 12, 24, 60 ou 100	24	Senóide digital comandada a quartzo	222
Economizador de pilhas	104	Senóide numérica	209
Economizador de pilhas para vigia	112	Sintetizador de frequência numérica	130
Emissor de infravermelhos	184	Sintetizador de frequências para tensões retangulares	86
Entrada flutuante para volt/metro digital . .	123	Supressor de pulsos parasitas	80
Espelho de tensão	99	Tensão de referência estável	63
Estágio de mistura a um transistor	31	Tensão negativa a partir de uma tensão positiva	48
Expansor/compressor de base de tempo . .	94	Transformador de tensão: de 12 para 6 volts	262
Fechadura de combinação óptica	16	Trigger de soleiras reguláveis	206
Fechadura óptica a infravermelho	159	VCO de precisão	197
Fonte de corrente constante modular	288		
Gerador aferidor	73	CIRCUITOS HF E RÁDIO	
Gerador-escalador	14	Adaptador BLU	181
Gerador de funções CMOS	55	Amplificador PWM	175
Gerador de harmônicas comandado sob tensão	216	CAF de diodo varicap	173
Gerador de pulsos	108	Comando de ganho em corrente para HF . .	93
Gerador de pulsos de largura variável	204	Comando para sintetizador de frequência . .	65
Gerador de pulsos regulável	37	Conversor de ondas curtas	41
Gerador de pulsos de relação cíclica programável	260	Filtro a quartzo barato	89
Gerador de relação cíclica ajustável	61	Filtro a quartzo 4,4 MHz	188
Gerador de sinais quadrados	246	Filtro ativo para CW	252
Gerador de sinais retangulares CMOS	85	Filtro de baixa regulável	202
Gerador de sinais retangulares TTL	83	Filtro passa-baixa para receptor de tráfego .	198
Gerador de sinais retangulares TTL-LS . . .	84	Filtro de ressonância de self-indução eletrônica	68
Híbrido cascode	189	Filtro seletivo com rede em duplo T	40
Indicador de sentido de variação	301	Filtro seletivo de CW	223
Indicador para tensões alternadas	265	Gerador de alinhamento AM/FM	81
Interruptor de afloramento	107	Gerador de teste HF	225
Interruptor vaivém eletrônico	272	Receptor FM-CB ultra-simples	231
LED	249	Receptor O.C. para AM, SSB, CW e RTTY simplificado	273
Lupa eletrônica	182	Optoacoplador HF	205
Macrovolt/metro para alimentação de 5 V .	271		
Multiplicador de frequência	129	DIVERSOS	
Multiplicador de pulsos	13	Anemômetro	190
Multiplicador quatro quadrantes	161	Biofeedback cutâneo	172
Nível de destravamento automático	29	Cata-vento eletrônico	135
Oscilador a quartzo	279	Controlador de nível d'água	296
Oscilador comandado sob corrente	33	Controlador de stress	47
Oscilador marcha/parada estável	87	Detector de nível para líquidos	117
Oscilador marcha/parada melhorado	285	Detector de umidade	125
Oscilador para sinais retangulares	82	Display	147
Oscilador senoidal	43	Economizador para bateria	266
O 723 como fonte de corrente constante . .	292	Farol traseiro de longa duração	186
PLL com um 4011	38	Fusível eletrônico	212
Ponte de medida de resistências	39	Gerador de sinal horário	22
RAZ automático	281	Gerador de sinal para "caça à raposa" . . .	243
Receptor de infravermelhos	185	Guarda-pilhas Cd-Ni	239
Regulagem de luminosidade por LED	32		
Relação cíclica dominada	213		
Reposição a zero automática para circuitos TTL	23		
Resistência de carga para transistor de			

Lareira eletrônica	3	Minuteria noturna.	255
Minuteria de cozinha	46	Pesa-cartas	286
Minuteria de iluminação de pequena dura- ção	105	Sensigong. . . um toque de campainha reve- lador	177
Minuteria de longa duração	122	Termômetro	146
Minuteria de longa duração	227	Termômetro linear	42



Este livro foi impresso
(com filmes fornecidos pela Editora)
na Gráfica Editora Bisordi Ltda.,
à Rua Santa Clara, 54 (Brás),
São Paulo.



301 CIRCUITOS, VARIANDO DO MAIS SIMPLES
 AO MAIS COMPLEXO, EM APRESENTAÇÃO
 CLARA E DIRETA.
 UMA FONTE IDEAL DE ESQUEMAS PARA A CASA,
 A MOTO, O AUTOMÓVEL, A APARELHAGEM
 DE SOM E VÍDEO, ASSIM COMO PARA
 INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO E TESTE,
 FOTOGRAFIA, MICROINFORMÁTICA E PROJETOS
 OS MAIS DIVERSOS, ABRANGENDO AS ÁREAS
 DE ATUAÇÃO TANTO DO HOBISTA QUANTO DO
 ELETRÔNICO PROFISSIONAL.