elektor

N.º 86/87
1987

675 Ptas.
(incl. I.V.A.)

electrónica: técnica y ocio

CIRCUITOS DEL VERANO 1987



NUMERO EXTRA
MAS DE 100 CIRCUITOS

EDICIONES INGELEK

Estamos preparados.







Maudes, Nº15

Telfs. 2546803 · 2546804
2549100 · 2549109

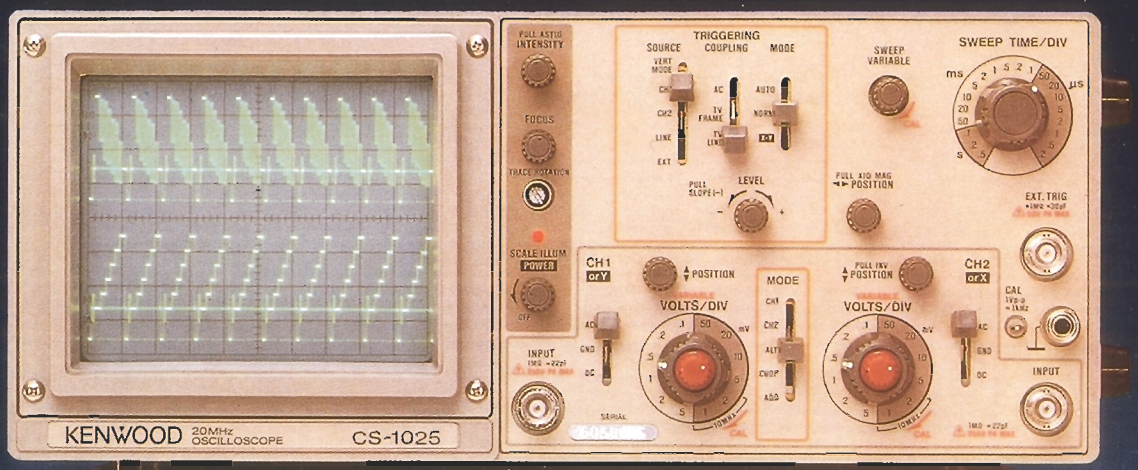
28003 - MADRID

ACTRON

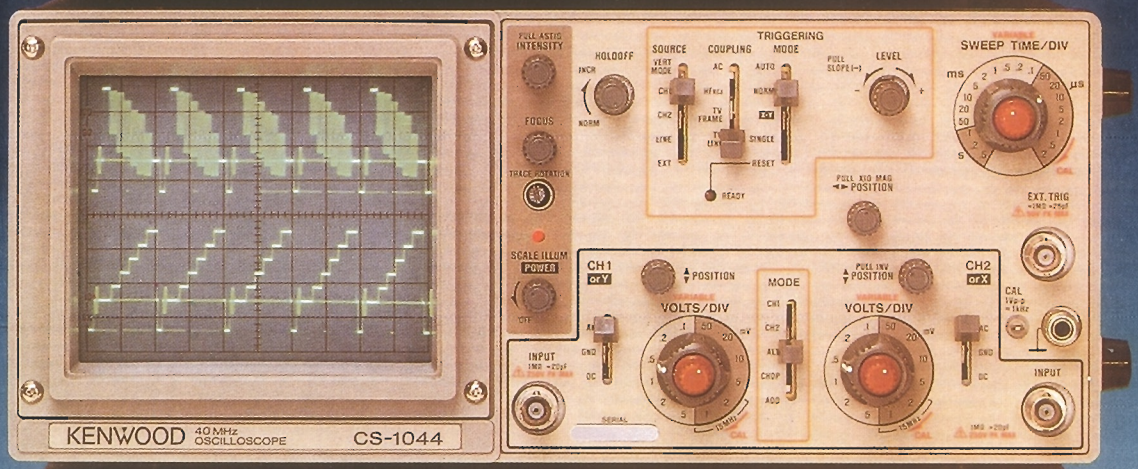
Actividades y
Componentes
Electrónicos S. A.

Precisamente...

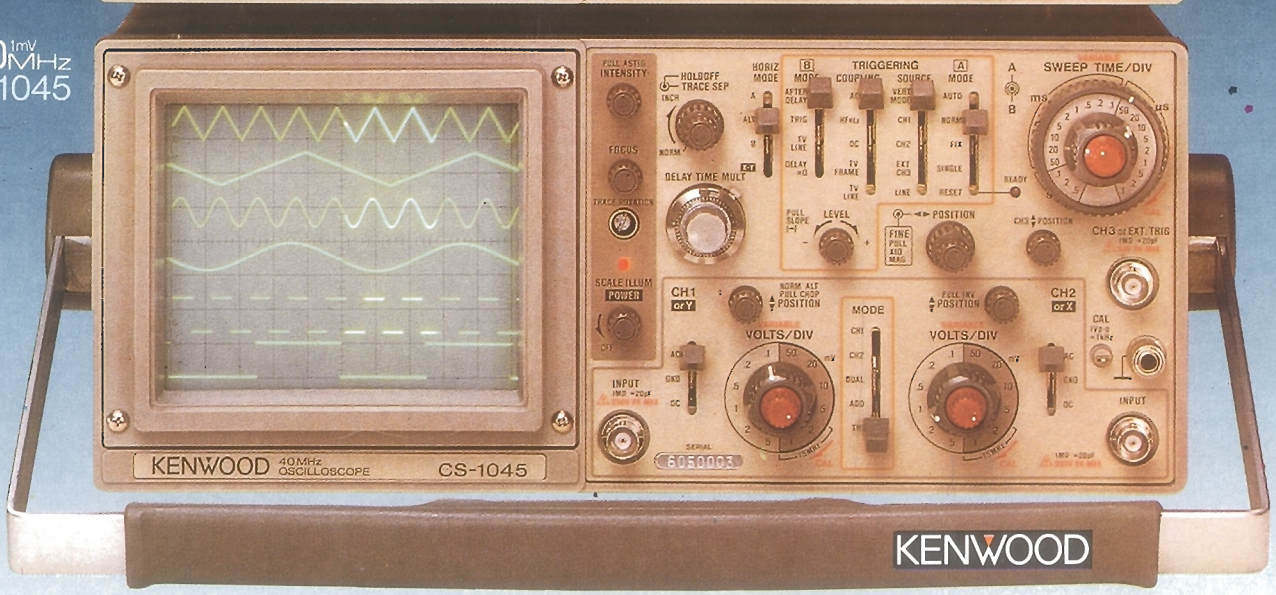
20 1mV MHz
CS-1025



40 1mV MHz
CS-1044



40 1mV MHz
CS-1045



DSE S.A.

DISTRIBUIDORA DE SISTEMAS ELECTRONICOS, S.A.

● ANT. CARRETERA DEL PRAT/PJE DOLORES
TEL. (93) 336 33 62
L'HOSPITALET DE LLOBREGAT (BARCELONA)

● INFANTA MERCEDES, 83
TELS. (91) 279 11 23 / 279 36 38
28020 MADRID

Precio oferta lanzamiento:
76.000 Ptas.

Haga sus sueños realidad.

PAD
Connection



Deje de soñar, tenemos el sistema que le hará cambiar sus ideas sobre diseño en PC de circuitos impresos. Para empezar mire el precio y luego... llámenos, le ayudaremos.

MOLHER electrónica S.A.

Parque Eugenia de Montijo, 94. 28047 MADRID (España)
Tels.: 462 25 62 - 462 78 42. Telex: 465 19 MOL E

SUMARIO

Miniamplificador estéreo (01) 07-14
Mezclador de alto margen dinámico (02) 07-14
Amplificador de antena de bajo ruido 07-16
Oscilador cascodo simétrico (04) 07-17
Control de un contador ascendente/descendente (05) 07-18
Impulsor de servo-robot (06) 07-18
Comprobador de servomotores (07) 07-19
Ram extra de 16 K (08) 07-20
Contador de llamadas telefónicas (09) 07-22
Analógico y digital (10) 07-23
Convertidor rms eficaz CA-CC (11) 07-24
Ahuyenta roedores (12) 07-25
Indicador de marcha para motos (13) 07-26
Simulador del timbre del teléfono (14) 07-27
Caldeo de suelos controlado por termostato (15) 07-27
Apagado automático (16) 07-28
Controlador de reloj industrial (17) 07-29
Sirena con cuatro sonidos (18) 07-30
Monitor de luces del automóvil (19) 07-31
Control remoto para interruptores de luz (emisor) (20) 07-32
Control remoto para interruptores de luz (receptor) (21) 07-32
Amplificador reforzador de FM sintonizable (22) 07-33
Convertidor tensión corriente (23) 07-35
Conmutador rotativo electrónico (24) 07-36
Alarma para autorradio (25) 07-36
Cerradura codificada (26) 07-37
Circuito supresor de ruido (27) 07-38
Pseudomensáfono (28) 07-39
Mejora para etapas de potencia (29) 07-39
Alimentación conmutada (30) 07-40
Generador programable de olores (31) 07-41
Timbre de dos tonos (32) 07-42
Potenciómetro digital (33) 07-43
Generador de tensión negativa (34) 07-44
Cargador de pilas NiCd (35) 07-44
Teclas para control de casete (36) 07-45
Conversión de 80 a 40 pistas (37) 07-46
Generador patrón (38) 07-46
Tarjeta musical (39) 07-47
Protección de los altavoces (40) 07-47
Sincronismo de red optoaislado (41) 07-48
Inyector de señal de banda ancha (42) 07-49
Termofritos (43) 07-50
Temporizador para luz de cortesía (44) 07-51
Medidor S (45) 07-52
Dado en CMS (46) 07-53
Generador de barras para monitor TV (47) 07-54
PIA para ordenador Electron (48) 07-55
Alternativas a la 2708 (49) 07-55
Selector inteligente de diodos LED (50) 07-56
Control del ventilador del cuarto de baño (51) ... 07-57
Amplificador en clase B (52) 07-58
Rueda de colores (53) 07-58
Conmutador fotosensible (54) 07-59
Protector de baterías (55) 07-60
Separador de sincronismo (56) 07-61
Desecador (57) 07-62

Monitor de los latidos del corazón (58) 07-71
Monitor de corriente continua (59) 07-72
Monitor de fusibles del coche (60) 07-73
Controlador de luces aleatorias (61) 07-73
Generador de percusión metálica (62) 07-74
Alarma antirrobo para coche (63) 07-75
Convertidor analógico-digital de 8 bits (64) 07-76
Filtro para conector RS232 (65) 07-77
Temporizador versátil (66) 07-77
Cargador múltiple de baterías NiCd (67) 07-78
Antena activa (68) 07-79
Protector universal para alimentación (69) 07-81
Regulador de baja caída de tensión (70) 07-81
Fuzz para guitarra (71) 07-82
Timbre telefónico adicional (72) 07-83
Protección para lámparas halógenas (73) 07-83
Temporizador para luz de escalera (74) 07-84
Diapasón controlado por cristal de cuarzo 07-85
Combinador de vídeo (76) 07-85
Telemando vía red 220 V (77) 07-86
Limitador del nivel sonoro para discoteca (78) ... 07-87
Anticongelación para calefacción central (79) 07-88
Fusible electrónico (80) 07-89
Convertidor D/A de 8 bits (81) 07-90
Adaptador para joystick (82) 07-91
Procesador de voz con supresión de fondo (83) .. 07-92
Contador de revoluciones a diodos led (84) 07-93
Retardo visible de encendido (85) 07-95
Frecuencímetro de bolsillo (86) 07-96
Etapa de corriente para motores paso a paso (87) 07-97
Pulsador electrónico para timbre (88) 07-99
Control de motores paso a paso (89) 07-99
Regulador de luminosidad para el «Jumbo» (90) 07-101

Temporizador de larga duración (91) 07-101
Codificador prioritario de potencia (92) 07-102
Parada automática para instalación de audio (93) 07-103
Elevador de tensión monolítico (94) 07-195
Procesador de señal microfónica (95) 07-105
Cambio de velocidad para CPU (96) 07-106
Generador rápido de pulsos, controlado por tensión (97) 07-107
Cara o cruz (98) 07-108
Conmutador para Euroconector (99) 07-108
Biestable con dos puertas (100) 07-110
Generador de reloj ascendente/descendente (101) 07-110
Filtro FI de banda estrecha (102) 07-111
Indicador multicorriente (103) 07-111
Filtro para sub-woofer (104) 07-113
VCO en HCMOS (105) 07-114
Alarma para autorradio (106) 07-114
Iluminación para cuarto oscuro (107) 07-116
Super atenuador (108) 07-117
Jurado (109) 07-117
Intermitente (110) 07-118

Secciones:

Teletipo 07-10
Las placas de circuito impreso 07-37
Mercado 07-64
Libros 07-66
Correo del lector 07-68
Anuncios breves 07-70
Quién y dónde 07-72

EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 86/87 JULIO/AGOSTO 1987

Redacción, Administración y Suscripciones:
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º-A y B.
28016 MADRID. Tel. 457 94 24
Télex: 49371 ELOC E.

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO

Redactor jefe edición internacional:
K. S. M. WALRAVEN

Redactor jefe edición española:
JAVIER SAN JUAN

Cuerpo de redacción:
P. KERSEMAKERS, J. BARENDRECHT, G. H. K. DAM, P. THEUNISSEN, K. DIEDRICH, A. NACHTMANN.

Colaboradores:
IGNACIO GARRIDO, JOSE EDREIRA, RUFINO GONZALEZ ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANGEL SEGADO e INMACULADA de la TORRE.

Maquetación:
CARLOS GONZALEZ- AMEZUA
CARLOS TALLANTE

Producción:
VICENTE ROBLES

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

Publicidad Madrid:
MAITE CONDE
Pza. República del Ecuador, 2. 1.º
28016 MADRID. Teléf.: 457 69 23

Publicidad Barcelona:
ISIDRO A. IGLESIAS
Gran V. Corts Catalanes, 1010
08020 BARCELONA. Teléf.: 307 11 13

Contabilidad:
MARIA ANTONIA BUITRAGO

Distribución:
SANTIAGO FERRER

Suscripciones:
MARIA GONZALEZ-AMEZUA

Revistas atrasadas:
MARIA ANTONIA GOMEZ

Distribución España:
COEDIS, S. A.
C/Valencia, 245 - Teléf.: 215 70 97
08007 BARCELONA
Delegación en Madrid:
C/ Serrano, 165 - Teléf.: 411 11 48

Distribución Argentina:
Cia. Americana de Ediciones SRL.
Sud América, 1532. 1290. BUENOS AIRES
Teléf.: 21 24 64

Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
Impreso en España.
PRINTED IN SPAIN

DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.
Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser utilizados para fines privados o científicos, pero no comerciales. Su utilización no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora. La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación. Si acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo, traducirlo y utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.
Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

Copyright © 1987. Beheer maatschappij elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1987. Ediciones INGELEK, S. A. (Madrid, E)

Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

CONTROL DE DIFUSION

Estimado lector:



Como cada verano, nuestra revista intenta que el lector aproveche el mayor tiempo libre disponible para la práctica de su afición favorita: la electrónica. Con este número pretendemos llenar de ideas y montajes ese tiempo de ocio. Y aprovechamos para tomar contacto, por medio de nuestra encuesta, sobre sus opiniones acerca de la revista, a fin de intentar superarnos y mejorar cada número.

Recordamos a los lectores, sobre todo a los que se han incorporado recientemente, que todos los veranos incluimos un «montaje inútil». Se trata, la mayor parte de las veces, de alguna idea divertida o peregrina que desde luego no tiene posibilidades de funcionar, al menos desde el punto de vista electrónico. La intención es conseguir que la sonrisa, o incluso la carcajada, alegre la «sesuda» lectura de los artículos. ¡Atención!, en ocasiones el montaje loco está tan hábilmente disfrazado que hay que leerlo dos veces para descubrir que no es lo que parece a primera vista.

Para probar la sabiduría de los lectores, hemos previsto el sorteo, entre los participantes de la encuesta que localicen correctamente el artículo inútil, de 10 estuches de herramientas (más 1 polímetro entre todos los participantes). Animo que este año tiene más posibilidades de ser premiado, además de nuestro eterno agradecimiento... hasta el año que viene.

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

EPS (Elektor Print Service)
La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.
Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS.

CONSULTAS TECNICAS
Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas C. T. e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.
IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

LISTA DE PRECIOS:

- Número sencillo: 350 ptas. (IVA incluido)
  307 ptas. (sin IVA)
- Número doble: 675 ptas. (IVA incluido)
  635 ptas. (sin IVA)
- Suscripción anual (11 números):
  — España: 3.500 ptas. (IVA incluido)
  — Europa (correo aéreo): 5.100 ptas.
  — Resto de países (correo aéreo): 8.500 ptas ó 65$
- Derecho de envío certificado:
  — España: 400 ptas.
  — Extranjero: 1.100 ptas.

P.V.P. PARA CANARIAS CEUTA Y MELILLA: Número sencillo 335 ptas. Número doble: 615 ptas.

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

Generador de funciones:		
Placa	9453	1.045
Frontal	9453-F	895

E10: MARZO 1981

Top Amp	80023	515

E34: MARZO 1983

Termómetro a LCD	82156	760
Accesorios para el crescendo	83008	1.060
Alimentación de 3A para OP	83002	645
Cancerbero	82172	815

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695

E36: MAYO 1983

Preludio:		865
Amplificador para cascos	83022-7	1.490
Alimentación	83022-8	1.360
Placa de conexión	83022-9	2.180

E37: JUNIO 1983

Preludio:		
Tarjeta bus	83022-1	4.235
Amplificador lineal	83022-6	1.840
Carátula adhesiva	83022-F	1.290
Protector de fusibles	83010	572

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:		
Corrector de tonos	83022-5	1.465
Semáforo de audio	83022-10	800

E41: OCTUBRE 1983

Preamplificador MC	83022-2	1.365
Preamplificador MM	83022-3	1.685
Semáforo:		
Emisor	83069-1	895
Receptor	83069-2	870

E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio	83022-4	1.490
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	82107	1.875
Desplazador de sintonía	82108	1.100

E43: DICIEMBRE 1983

Maestro:		
Transmisor	83051-1	740
Carátula adhesiva	83051-F	1.330

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565

E45: FEBRERO 1984

Elektrómetro	83067	905

E46: MARZO 1984

Tarjeta CPU universal:		
Tarjeta principal	83108-1	2.760
Tarjeta de comunicaciones	83108-2	1.715

E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de medida	84005-1	1.230
Visualización	84005-2	1.195
Audioscopio espectral:		
Filtros	83071-1	1.130
Control	83071-2	1.080
Visualización	83071-3	1.060
Receptor para banda marítima	83024	1.510

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	83120-1	1.545
Oscilador y control	83120-2	950
Veleta electrónica	84001	1.855
Capacímetro:		
Panel frontal	84012-F	1.520
Tarjeta de medida	84012-1	1.415
Visualización	84012-2	835

E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Amplificador PDM 10W	83584	965
Convertidor D/A	83558	630

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaberinto:		
Placa principal	84023-1	1.475
Placa de control	84023-2	1.305
Generador de impulsos:		
Placa frontal	84037-1	1.910
Placa de doble cara	84037-2	2.285
Carátula adhesiva	84037-F	1.365

E53: OCTUBRE 1984

Videocombinador	84018	790
Analizador en tiempo real:		
Placa de filtros	84024-1	1.580
Circuitos de entrada y alimentación	84024-2	1.285

E54: NOVIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Placa de visualización	84024-3	4.740
Placa de base	84024-4	6.570
Receptor portátil de onda corta	84040	1.910

E55: DICIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Generador de ruido rosa	84024-5	1.240
Carátula adhesiva frontal	84024-F	2.000
Supervisualizador de vídeo	84024-6	2.055
Mini-Crescendo	84041	1.775

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220

E57: FEBRERO 1985

Convertidor RS232-Centronics	84078	2.035
Sonda batimétrica:		
Placa principal	84062	1.845
Placa display	81105-1	805

E58: MARZO 1985

Simulador de estéreo	83133-1	860
	83132-2	1.245
	83133-3	1.045
Preamplificador dinámico	84089	865
Tacómetro digital	84079-1	1.035
	84079-2	1.415
Amplificador a válvulas	84095	1.930

E59: ABRIL 1985

Falsa alarma	84088	825
Mini-impresora	84106	2.075
Generador de funciones:		
Placa principal	84111	2.505
Placa frontal	84111-F	1.395
Controlador de mini-car	84130	1.085

E60: MAYO 1985

Filtro activo	84071	1.780
Fláshmetro	84081	1.295
Termorregulador para soldador	84112	780
Frecuencímetro a μP:		
Circuito principal	85013	3.455
Visualizador	85014	1.410
Oscilador	85015	705
Panel frontal	84097-F	3.145

E61: JUNIO 1985

Selector de EPROMs	85007	1.030
Autodim	84096	785
Alimentación alterna	84035	845
Etapa de entrada a 1,2 GHz	85006	1.385
Amplificador híbrido de 30W	85001	1.045

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación	84408	745
Frecuencímetro	84462	1.665
Alimentación para microordenador	84477	1.815

E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF	84029	1.030
Interface casete para C-64 y VIC-10	85010	865
Contador Universal	85019	970

E65: OCTUBRE 1985

Metrónomo electrónico:		
Placa principal	83107-1	1.110
Alimentación	83107-2	625
Reloj en tiempo real	84094	2.175
Medidor RLC	84102	2.175
Interruptor crepuscular	85021	850
Radio solar	85042	905
Fuente de alimentación de 10 amperios	85044	2.070

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RLC	84102	2.370
Temporizador universal	84107	900
Plotter gráfico X-Y	85020	4.150
Kitt scanner	85025	1.309
Cuentarrevoluciones	85043	2.035
Detector de infrarrojos	85064	2.400

E67: DICIEMBRE 1985

Subsonikator	84109	910
Medidor pH	85024	1.375
Amplificador AXL	85027	2.020
Pseudo 2732	85065	795
Indicador de mantenimiento para coche	85072	2.540

E68: ENERO 1986

Modulador UHF/VHF	85002	645
Preamplificador microfónico	85009	785
Clepsidra/C. principal	85047-1	1.930
Clepsidra/Visualizador	85047-2	1.930
Clepsidra/Frontal-teclado	85047-F	3.945
Modulador de bujías	85053	895

E69: FEBRERO 1986

Automonitor	85054	1.175
Generador de salvas	85057	775
Bus universal E/S	85058	2.695
Convertidor A/D	85063	1.085
Lesley	85099	1.520

E70: MARZO 1986

Relé de estado sólido	85081	585
Generador de frecuencias patrón	85092	1.095
Anemómetro portátil	85093	2.635
Vobulador de audio/C.I.	85103	2.025
Vobulador de audio/p. frontal	85103-F	1.410

E71: ABRIL 1986

Central de alarma C. Principal	85089-1	2.664
Central de alarma, interface	85089-2	791
Iluminator, C. Principal	85097-1	1.975
Iluminator, control lámpara	85097-2	2.050

E72: MAYO 1986

Interface E/S de 8 bits	85079	1.339
Flipper, circuito principal	85090-1	2.100
Flipper, visualizador	85090-2	1.504
Iluminador Alim. y filtros	85097-3	1.484
Iluminator control triacs	85097-4	1.355
Encendido electrónico	85128	1.226

E73: JUNIO 1986

Interface RS232C	85073	1.114
Tarjeta gráfica de alta resolución	85080-1	4.330
Filtro activo para DX	86001	3.425

EPS

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Display gigante «8»	85413-1	3.180
Displaya gigante «1»	85413-2	1.337
Display gigante «:»	85413-3	980
Medidor de audio	85423	975
Amplif. HI-FI para auriculares	85431	913
Cargador pequeñas baterías	85446	754
Sonda lógica para uP	85447	686
Preamp. microf. con silenciador		
versión simétrica	85450-1	630
versión asimétrica	85450-2	807
Mezclador de audio	85463	3.150
Trazador 6502	85466	787
Vúmetro para discoteca/C.P.	85470-1	980
Vúmetro para disct/Visualizador	85470-2	1.607
Atenuador doble para luces	85480	754
Monitor maqueta trenes	85493	975

E76: SEPTIEMBRE 1986

Tarjeta color alta resolución	85080-2	3.282
Jumbo, reloj gigante	85100	3.258
Circuito protección altavoces	85120	2.807
Cartucho MSX	85130	1.338

E77: OCTUBRE 1986

Central telefónica doméstica	85110	4.732
Megáfono	86004	919
Altavoz satélite	86016	870
Alimentación doble/C.P.	86018-1	1.994
Aliment. doble/Pre-regulador	86018-2	1.127
Alimentación doble/P.F.	86018-F	1.283

E78: NOVIEMBRE 1986

Alarma anti-robo coche/C.P.	86005-1	1.277
Alarma anti-robo coche/teclado	86005-2	705
Interruptor automático I.R.	86006	916
Mezclador portátil/MIC-line	86012-1	1.396
Mezc. portátil/Frontal MIC-Line	86012-1F	748
Mezc. portátil/módulo estéreo	86012-2A	1.416
	86012-2B	949
Mezc. portátil/Frontal mód. estéreo	86012-2F	837
Mezclador portátil/Alimentación	860012-4	1.584
Mezc. portátil/Frontal Aliment.	86012-4F	1.553
Interface C64/C128	860035	933

E79: DICIEMBRE 1986

Placa de experimentación RF	85000	476
Amplificador para autorradio	85102	1.224
Doblador de tensión	86002	1.532
Mezclador portátil/mod salida 1a.	86012-3A	1.400
Mezclador portátil/mod salida 1b.	86012-3B	1.247

E80: ENERO 1987

Buffer para impresora/C.P	85114-1	3.254
Buffer para impres./display teclado	85114-2	1.465
Mezclador portátil/mod. salida 2	86012-5	1.730
Mezclador portátil/Frontal salida 2	86012-5F	1.374
Mezclador portátil/Frontal vacío	86012-6F	983
Mezclador portátil/Frontal salida 1	86012-3F	1.461
Reloj en tiempo real	86017	995
Amplificador 1000 W	86031	4.835

E81: FEBRERO 1987

Interface RTTY	86019	2.203
Tarjeta de 8 relés	86039	1.686
Accesorios amplificador 1000 W	86067	3.369
Microscopio: placa PIA	86100	832

E82: MARZO 1987

Módulo RF TV sat	86082-1	3.437
Microscopio	86083	5.236
Pluviómetro	86068	979

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias	86041	1.857
Medidor de impedancias/Frontal	86082-2	2.332
TV sat módulo Audio/vídeo	86082-F	953
TV sat frontal	86111-1	2.865
Preamplificador/F.A. y control	86111-3	1.899
Preamplificador/tarjeta entradas	86312	1.055
Convertidor D/A para bus E/S		

E84: MAYO 1987

TV sat., accesorios	86082-3	1.899
Preamplificador/Frontal	86111-F	1.541
Peamplificador/Trasera	86111-F2	1.218
Medidor valor eficaz real	86120	2.676
Mediror valor eficaz real/Frontal	86120-F	1.747

E85: JUNIO 1987

Circuito de reverberación	87015-E	385
Sonda temperatura polímetro	86022	295
Amplificador de cascos	86086	1.133
Convertidor remoto/C.P.	86090-1	2.187
Convertidor remoto/Placa A/D	86090-2	815
Preamplificador/C. principal	86111-2	5.425
Control univ. motor paso a paso	87003	3.987

junior computer

Circuito principal	80089-1	4.220
Visualizador	80089-2	418
Fuente alimentación	80089-3	1.010
Fuente de alimentación de 12V	81033-2	484
Programador de EPROM	82010	1.562
Tarjeta de RAM dinámica	82017	1.815
Teclado ASCII	83058	6.565
Tarjeta VDU	83082	2.685
Tarjeta de memoria universal	83014	2.595
Omnibus	83102	3.085

software

Junior Computer (2708)	ESS503	1.700
Matriz luminosa (2708)	ESS504	1.700
TM para Junior Computer (2716)	ESS506	940
PME para Junior Computer (2716)	ESS507	940
Crono-procesador (2716)	ESS512	940
Generador caracteres VDU (2732)	ESS523	1.175
Terminal universal (2732)	ESS525	1.175
Elaberinto (2716)	ESS527	940
Copiador de EPROM (2716)	ESS528	940
Frecuencímetro a µP (2732)	ESS531	1.175
Plotter X-Y (2732)	ESS532	1.175
Clepsidra (2732)	ESS535	1.175
Frecuencímetro a µP, U665B (2732)	ESS536	1.175
Jumbo, reloj gigante (2×2716	ESS539	1.880
Buffer para impresora (2716)	ESS545	940

Puede enviar la memoria y un Giro Postal por 450 (grabación)+150 (gastos de envío)=600 ptas.

Cambio ESS531 ESS 536: giro postal de 250 ptas.

formant

FORMANT sintetizador musical

Circuitos impresos		
Interface	9721-1	805
Receptor de interface	9721-2	375
Fuente de alimentación	9721-3	1.215
Teclado (una octava)	9721-4	305
VCO	9723-1	2.445
VCF 12 dB	9724-1	1.070
VCF 24 dB	9953-1	1.060
RMF	9951-1	1.150
ADSR	9725-1	1.075
DUAL/VCA	9726-1	1.115
LFO	9727-1	1.170
NOISE	9728-1	1.025
COM	9729-1	1.035
Carátulas:		
Interface	9721-F	
VCO	9723-F	
VCF 12 dB	9724-F	
VCF 24 dB	9953-F	
RFM	9951-F	
ADSR	9725-F	
DUAL VCA	9726-F	
LFO	9727-F	
NOISE	9728-F	
COM	9729-F	

Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

Este mes...

Elektor núm. 86/87. Julio/Agosto 1987

	Referencia	P.V.P.
Control motor paso a paso	EPS 86451	727
RAM extra de 16 K (junto con la EPS 86454)	EPS 86452	550
Dado en CMS (junto con la EPS 86452)	EPS 86454	550
Tacómetro de alta resolución	EPS 86461	1.380
Convertidor RMS ca/cc	EPS 86462	485
Ahuyentador de roedores	EPS 86490	575

OFERTA: AHORA 20% MENOS, STOCK LIMITADO

REFERENCIA	DESCRIPCION	P.V.P.	TALLER DE ELECTRONICA
TE 001	Interfono	600	750 T-01
TE 004	Control de dos motores	522	652 T-33
TE 005	Detector de latido cardiaco	836	1.045 T-03
TE 007	Termómetro luminoso	780	975 T-04
TE 008	Duplicador de casetes	760	950 T-04
TE 009A	Alarma doméstica (interface)	968	1.210 T-06
TE 009B	Alarma doméstica (alarma)	986	1.120 T-06
TE 010	Interruptor diferencial	900	1.125 T-07
TE 011	Téster con altavoz	620	775 T-07
TE 012	Relé de estado sólido	820	1.025 T-09

ADO

ADO ELECTRONIC ESPAÑA, S.A.

Pone a su disposición los KITS electronicos de excelente calidad y a un coste razonable. Puede comprar nuestros KITS por correo en toda España o directamente en nuestra oficina.

		Precio (Ptas.)
TY-35	Emisora de FM con elegante caja y alcance 200 a 300 m, conectable a la línea telefónica añadiendo 4 diodos (sin caja) 1.900 ____ (con caja)	2.350
TY-41	Emisor y Receptor de infrarrojos con relé y caja utilizable como: "Antirrobo" Contador " Mando a distancia (10 mts.)	5.400
TA-50	Nuevo timbre musical, 500mW- «8» Melodias: HAPPY BIRTHDAY, JINGLE BELL, MERRY x'Mas, etc. (alimentación: 1,5 - 5VDC)	2.200
TY-42	Estéreo «VU-METRO» con 20LEDs, dos ICs y dos programas de punto y línea, entradas ajustable por 2 trimer (alim.: 9-14 VDC). Una pantalla serigrafiada de regalo	3.950
TR-503	Fuente estabilizada regulada, variable de 0 a 50 V y 0.5 a 3Amp., con circuito de desconexión automática	2.900
TY-36	AC/DC Reloj despertador con cristal de «cuarzo» y dos ICs (SANYO). Altura de LEDs de pantalla 18 mm. El zumbador está incluido (alim. 9-12VDC/AC)	2.950
TY-47	Superior ruleta electrónica con 36 LEDs, 3 ICs, y productor de efectos sonoros Incluye una pantalla serigrafiada muy elegante	4.650
TA-006	MINI amplificador de 6 W con HITACHI IC TBA-810 " Puede utilizar este KIT como amplificador de teléfono (Alimentación 4-16VDC)	1.100
TA-007	IC Amplificador estéreo de 12W (4 - 16 VDC) con una entrada mas. especial para conectar a «WALKMAN»	2.100
TA-322i	60 W. ESTEREO HI-FI Amplificador con PRE-AMP de tocadiscos. BASS, TREBLE Equipado con «VU-METRO» de 6 LEDs y fuente de alimentación y IC HIBRIDO SANYO. Todos estos circuitos en una placa 11×18 cm	6.900
TA-2800	BI-FET PRE-AMPLIFICADOR ESTEREO PROFESIONAL DE ALTA CALIDAD con 2 ICs Entradas: PHONE 2.5mV/47K con RIAA ecualizacion TUNER & TAPE 100mV/100K Frecuencia de respuesta 10HZ - 100KHZ (-0,5dB) THD<0.005%. Relación señal/ruido 90dB Controles: BASS, TREBLE, MIDRANGE, BALANCE, VOL. LOUDNESS, y TONE DEFEAT SALIDA: $2V_{p-p}$	4.950
TA-800	160W R. M. S. AMPLIFICADOR ESTEREO HI-FI equipado con circuitos de: 1. Preamplificador de tocadiscos. 2. Preamplificador de BASS, TREBLE, MIDRANGE 3. Protector de altavoces con RELE. 4. Fuente de alimentación. Frecuencia de respuesta: 10HZ-20KHZ ENTRADAS: PHONE 3mV/47K con RIAA ecualización. AUX., TAPE: 130mV/47K POTENCIA R. M. S.: 160W/8 Ω - 240W MUSIC "Todos estos circuitos en una placa	13.900
TA-477	Etapa de potencia, con MOSFET de 240W, equipada con 13 transistores, incluidos 4 avanzados MOSFET 2SK 134/135 y 2SJ 49/50 (HITACHI) Potencia: de MUSICA 240W/4 Ω Frec. Resp. 3HZ-65 KHZ (-3 dB) RMS: 180W/4 Ω, 120W/8 Ω Alimentación: ±55V Incluidos 2 radiadores metálicos de alta eficacia	

NOTA: *ADO ELECTRONIC ESPAÑA, S. A. es la importadora de JAPON y HONG KONG de los KITS y componentes electrónicos.*
Actualmente nuestros KITS se comercializan en EE.UU., HONG KONG y ALEMANIA FEDERAL.
Los vendedores de KITS y COMPONENTES en provincias, pueden ponerse en contacto con nosotros por TELEX o CARTA para obtener el derecho de distribución oficial y una mayor información.

- Tenemos repuestos para nuestros KITS.
- Si desea recibir los KITS de forma montado, debe añadirse 15% al precio.
- En los pedidos para otros países de Europa, debe añadirse 20% al precio por gastos de envío y sólo se acepta talón o transferencia bancaria.

ADO ELECTRONIC ESPAÑA, S. A.
GENERAL PERON, 32-20Q.
MADRID. 28020 TLF: (91) 593 28 81
TELEX: 46284 ADOSA E.

DIRECTAMENTE DE JAPON precios increibles

División de componentes de ADO ELECTRONIC

LISTA DE CIRCUITOS INTEGRADOS (IC) JAPONESES ¡en STOCK!

IC N.º	Precio
TA 7061 AP	Pts. 180
TA 7137 P	165
TA 7204 P	400
TA 7205 AP	250
TA 7208 P	350
TA 7210 P	500
TA 7215 P	610
TA 7222 AP	410
TA 7225 P	590
TA 7229 P	790
TA 7230 P	275
TA 7232 P	550
TA 7240 AP	690
TA 7324 P	235
TA 7343 AP	285
TA 7630 P	550
LA 4440	475
LA 4460	400

STK 430	1.350
UPC 575 C2	210
UPC 1031 H	450
UPC 1171 C	510
UPC 1181 H	310
UPC 1182 H	310
UPC 1185 H²	550
UPC 1230 H²	690
UPC 1350 C	450
HA 1366 W	375
HA 1366 WR	375
HA 1368	460
HA 1374	620
HA 1377 A	690
HA 1397	825
HA 1398	675
HA 11235	375
HA 11251	415

MB 3722 M	425
MB 3730 M	825
AN 214	465
TRANSISTOR BU208A	315

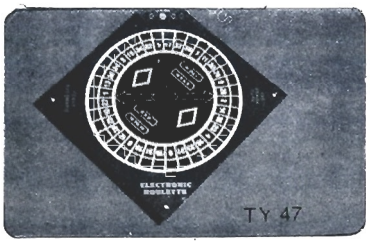
IC PARA TIMBRE MUSICAL

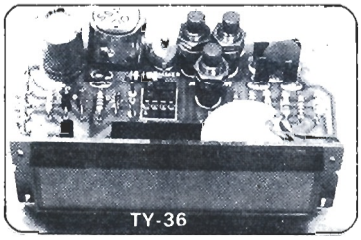
UM-3481	390
UM-3482	390
UM-3483	490

CONJUNTO DE LOS IC PARA ECO: (DELAY TIME=204MSec.)

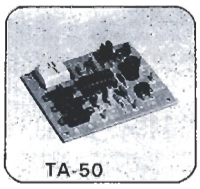
MN 3005 «ECO IC»	4750
MN 3101	290
AN 6551	145

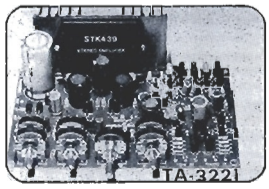
TAMBIEN VENDEMOS POR CORREO

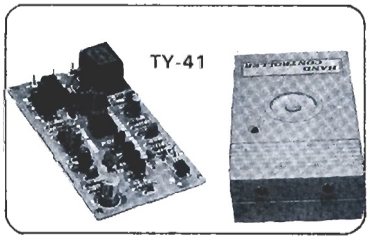


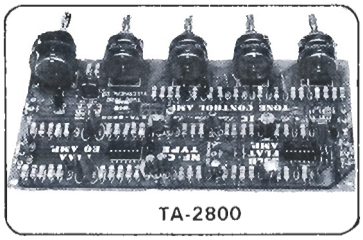


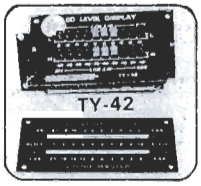


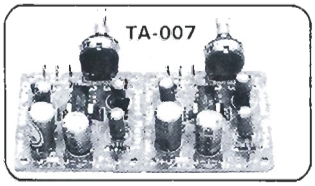


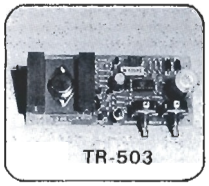


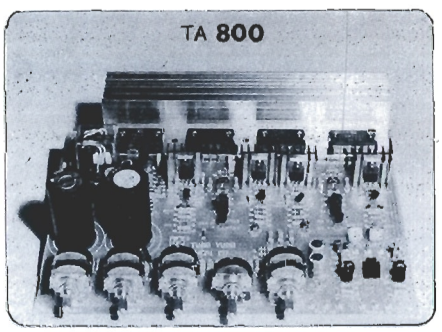












SERVICIO RAPIDO A PROVINCIAS POR TELEFONO

CARTAS A:
Apdo. Correos 721.
MADRID 28080.

NUESTRO CONTESTADOR AUTOMATICO RECOGERA SUS PEDIDOS A CUALQUIER HORA

CUPON DE PEDIDO

Deseo recibir los artículos siguientes:

Cant.	ARTICULO	Precio+12% IVA

El importe lo hago efectivo mediante:

- ☐ Talón bancario a nombre de: ADO ELECTRONIC ESPAÑA, S. A.
- ☐ Reembolso.
- ☐ Giro postal anticipado.

NOTAS 1.-AÑADIR 12% IVA AL PRECIO

AÑADIR 150 PTAS. POR GASTOS DE ENVIO

D.....
Calle.....
Ciudad.....
D.P. .....Provincia
TLF: ( ).....Firma.....

* También puede utilizar la fotocopia de este cupón

TELETIPO

Sistemas de desarrollo para dispositivos de lógica programable

UNITRONICS, S.A presenta una completa gama de productos para desarrollo de dispositivos de lógica programada (PAL, GAL, IFL, EPAL, etc.) basados en la combinación de los programadores DATA I/O con el paquete ABEL.

La lógica programable, es hoy día, el segmento de más rápido crecimiento en el mercado de circuito integrados digitales. Con una inversión muy reducida, si se dispone de un PC o compatible, los ingenieros de desarrollo pueden convertir un concepto de diseño en un circuito programado y totalmente verificado.

Mejoras en la confección de documentaciones técnicas con estaciones de trabajo de Mentor Graphics

Compañía Electrónica de Técnicas Aplicadas, COMELTA, S.A. presenta un nuevo paquete de programas, de su representada Mentor Graphics, para el control de modificaciones en manuales generados en sus estaciones de trabajo.

Esta nueva herramienta amplía las actualmente existentes para el manejo de documentaciones técnicas, proporcionando la potencia y flexibilidad necesaria para mejorar la productividad en la documentación de proyectos, añadiendo la posibilidad de introducir cambios como una parte integral de la tarea de documentación (desde las proposiciones de cambio, a través de los procesos de revisión y aprobación, hasta la etapa de distribución de los documentos).

El «Change Control» suministra un medio dinámico para identificar, cambiar y manipular los cambios a efectuar en documentos generados con el paquete DOC, con independencia del documento original. El sistema mantiene referencia completa de todos los cambios habidos en un documento, recordando por quién y cuando fueron ejecutados, modificados o congelados. Además, puede bloquear versiones concretas de un documento con todos sus gráficos y textos. Otra de sus posibilidades es su capacidad para marcar los cambios y producir índices de los mismos en forma de hojas separadas.

Este paquete, que se añade a los programas existentes para las estaciones de trabajo de Mentor Graphics, se puede usar también para mantener manuales de modelos similares de un producto en un solo documento. Todos los clientes con contrato de mantenimiento recibirán la actualización sin ningún coste adicional. El número actual de estaciones instaladas por Mentor Graphics, dotadas del programa de documentación técnica, supera las 4000.

Tintas conductoras para teclados de membrana

PRISMA, S.A. ofrece dos clases de tintas conductoras para la fabricación de teclados de membrana: Plata YK 26-8204 y Ggrafito YK 26-8203. Ambas secan por evaporación, y tienen resistividades menores de 0.02 y 35 ohmios/cuadrado respectivamente, para espesores secos de 15 micras.

La adhesión sobre poliester o policarbonato es excelente, así como el mantenimiento de la conductividad después de someter las piezas impresas a dobleces de 180°. Pistas con tinta (1.27 mm de ancho y 0.03 mm de grosor) aguantan el paso de corriente de hasta 1 Amperio, experimentando frente a otros productos un menor calentamiento, debido a su mejor conductividad.

Como protección y para efectuar cruces entre pistas conductoras, se dispone de tinta dieléctrica flexible rojo 30-302, de cuadro ultravioleta. Debido a su especial composición, exenta de disolventes, se evitan posibles migraciones de la plata, y se consiguen elevadas propiedades de aislamiento (fuerza dieléctrica de 800 Kv/cm), resistencia a la humedad y disolventes.

Para mayor información, dirigirse a: PRISMA S.A., Sr. Diez Cuervo. C/. Mendez Alvaro, 37-39, 28045 Madrid. Teléf. (91) 230 46 65. TX 42721 ires e.

Cambio de domicilio de Eliop

Desde el pasado 11 de Mayo, ELIOP ha trasladado su sede a: Avda. de Manoteras s/n. 28034 Madrid. Teléf. (91) 202 39 40/ TX 98476 DITT. Fax 202 92 49.

En las nuevas instalaciones se centralizan actualmente todas las actividades de la empresa, incluyendo administración, laboratorios de investigación y planta de producción.

Nuevo teléfono en la delegación de DSE, S.A. en Madrid

Distribuidora de Sistemas Electrónicos, DSE, S.A. comunica que su delegación en Madrid dispone de un nuevo número de teléfono con 12 líneas, (91) 571 52 00, con lo que, sin duda, mejorará la comunicación, servicio y atención a sus clientes.

Elan crea un servicio de consultas sobre diseños con PAL

La compañía Elan Digital Systems, representa en exclusiva para España por SELCO S.A., acaba de crear un servicio de consultas para diseños con PAL.

Este servicio incluye el análisis del esquema del cliente, recomendación del dispositivo de costo más efectivo y la producción de un integrado, totalmente probado y programado, con su documentación. La mayor parte de esto se realiza de forma automática con el compilador de diseño LOG/IC de Elan. Este sistema avanzado, que corre en un PC de IBM o un VAX, permite entradas para ser utilizadas con sintáxis FSM, y su posterior simplificación, acortando, por tanto, los tiempos de diseño.

Si el usuario decide la compra de un programador UNIVERSE 1000 y un compilador lógico LOG/IC, tiene la posibilidad de asistir a un curso avanzado de formación, para garantizar la utilización óptima de los productos. Simultáneamente se ofrece asistencia continua a través de la LOGIC HOTLINE de Elan, línea telefónica de soporte. Además hay contratos de mantenimiento para toda la gama de productos, que aseguran la actualización de cualquier equipo Elan.

Relés miniatura para micro-ondas

FI Jennings, distribuida por ITT Distribución, anuncia una nueva línea de productos, compuesta por relés miniatura para micro-ondas hasta 2.5 GHz en versiones para

TELETIPO

circuito impreso y con conectores SMA.

Las aplicaciones típicas de estos relés son: conmutación de antenas, radar, comunicaciones, radioteléfono, TV por cable, etc.

Primera promoción de «técnicos instaladores de TV de vía satélite»

El pasado mes de Mayo finalizó, en el Centro de Nuevas Tecnologías Tomás Perales, el primer curso Técnico Instalador de TV Vía Satélite, al que asistieron un grupo formado por técnicos de electrónica y técnicos montadores de antenas convencionales.

En el curso se trataron todos los temas relacionados con la recepción de televisión vía satélite, entre los que cabe citar el formato de la señal audiovisual, la descripción técnica de todos los componentes que configuran una instalación, el cálculo óptimo de la orientación, y las posibilidades futuras (DBS y C-MAC) de este nuevo medio.

En el aspecto práctico, se montaron reflectores parabólicos y se aplicaron y analizaron todos los parámetros y cálculos tratados en las lecciones teóricas.

El resultado obtenido en este primer curso ha sido excelente, por lo que el centro convocará constantemente nuevos cursos, siendo el próximo del 3 al 14 de agosto, de 9 a 13 horas, de lunes a viernes (con carácter intensivo).

Módulo de memoria de 1 Megabyte

LOBER, S.A. distribuye en exclusiva para España al líder mundial en memorias, Toshiba, el cual ha desarrollado en torno a su memoria RAM dinámica TC51000J, de 1 Mbyte X 1, un módulo con 1 Megabyte de capacidad, así como los zócalos especiales para su inserción en circuito impreso.

Este módulo, THM91000S, agrupa 9 circuitos integrados TC51000J en una minitarjeta de circuito impreso, de los cuales 8 almacenan los datos propiamente dichos, mientras que el noveno se utiliza para registrar la paridad de los 8 restantes.

El módulo posee un conector de borde de tarjeta que va insertado de forma oblicua en un conector especial, con el consiguiente ahorro de espacio en la tarjeta que recibe el módulo.

Las aplicaciones más directas se encuentran en las placas base de micro y miniordenadores, y en las tarjetas de expansión de memoria de los actuales ordenadores personales o profesionales, en los que se requiere gran cantidad de memoria para aplicaciones de usuario cada vez más voluminosas, y donde se dispone de un espacio limitado para albergar componentes.

Comercialización por Crovisa de nuevos barnices y resinas

CROVISA, fabricante de transformadores y distribuidores de otros productos, como convertidores CC/CA, alimentadores CC, aisladores etc, ha firmado un acuerdo con la empresa Royal Diamond, especializada en la fabricación de resinas y barnices, para la comercialización exclusiva para España de los kits de resina y barniz aislante en spray.

DUENDE

Elektor Nº 85 «Reverberación electrónica»

Como habrán observado nuestros lectores, el artículo «Reverberación Electrónica» en el pasado mes sufrió una alteración en el orden de las páginas.

La numeración correcta de las mismas es de 62, 61, 60, 63 y 64.

Así mismo, por falta de espacio, no figuraba la mención al final del artículo de: **Material cortesía de ADO ELECTRONICS.**

Los integrados MN3101 y MN3005 están disponibles a través de esta firma, como ya se menciona este mes en la sección de «Noticias e informaciones de interés», mientras que la placa (EPS 87015E) está disponible a través de nuestro servicio EPS.

Elektor Nº 84 «Medidor del valor eficaz»

En la lista de componentes de la placa principal falta el condensador C6, cuyo valor es de 560 KpF.

En la lista de componentes de la placa de visualización falta indicar que R1 es un puente.

Estos dos olvidos estaban correctamente indicados en los esquemas.

Aunque no afecta al valor, dado que ambos tienen el mismo, algunos lectores habrán observado que en las patillas 7 y 3 de IC4 figuran dos condensadores marcados como C9. El desacoplo de la patilla 3 es **C17**.

La indicación del conmutador S3 está intercambiada, como se puede apreciar mirando al esquema. La explicación correcta bajo la figura debe ser: **S3b=0 dB=0.775 V, S3a=0 dB=VAR.**

También en la indicación del conmutador S6c, selector del punto decimal, se han intercambiado dos referencias; en la figura 7, las uniones correctas son: **S6c a=Dp2, S6c b=Dp1, S6c c=Dp3.**

En la sección de **Ajuste,** página 05-50, en el último párrafo, se ha deslizado un error de nomenclaturas. En el ajuste de las funciones de decibelios debe decir: **Aplique una tensión continua de 77.5 mV en la patilla 3 de IC3, y ajuste P5 para obtener una lectura de 0 dB. A continuación...**

Según el tipo de relé empleado, deberá ser necesario hacer un puente entre las patillas 2 y 13 del mismo. Algunos relés llevan ya, internamente, esta unión, mientras que otros llevan la conexión de la bobina sólo en la patilla 2.

FAMILIA DE COMPATIBLES

ATAIO*

ATAIO COMET-11.5

— Procesador 80286-10 a 10 MHz.
— 512 KB. de RAM.
— Disco fijo TEAC 40 MB, 40 ms.
— Teclado Cherry expandido.
— Gráficos HERCULES o CGA.

P.V.P.: 457.000

ATAIO 640 SUPERTURBO

— Procesador 8088-1 a 10 MHz.
— 640 KB de RAM.
— Dos floppys de 360 KB.
— Gráficos HERCULES o CGA.

P.V.P.: 187.000

ATAIO 640-TURBO

— Procesador 8088-2 a 8 MHz.
— 640 KB de RAM.
— Dos floppys de 360 KB.
— Gráficos HERCULES o CGA.

P.V.P.: 180.000

mara

COMPONENTES ELECTRÓNICOS

Si su actividad personal o profesional es

- Electrónica industrial
- Electrónica de consumo
- Electrónica Radio TV
- Aficionado
- Escuelas Técnicas
- Escuelas profesionales
- Máquinas electrónicas
- Electricidad en general
- Automatismos
- Iluminación decorativa
- Iluminación espectacular
- Decoración
- Sonido de consumo
- Sonido profesional

Le interesa conocernos

y para ello hemos impreso un lujoso y completísimo **catálogo** donde exponemos nuestros productos de electrónica, electricidad e iluminación

Solicítelo por carta o por teléfono a nuestras dos direcciones

ÚBEDA
Av. Linares, 13 y C/. Granada, 2
Teléfonos 751453-755091

JAÉN
Plaza Coca de la Piñera, 3
Teléfono 259138

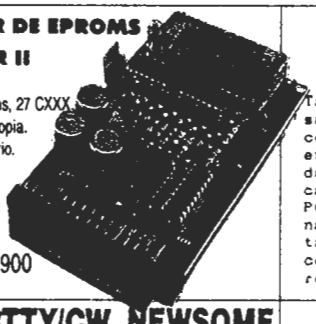
PRECIO CATALOGO: 950,- Pts. (INCLUIDO GASTOS)

CIMEX ELECTRONICA Nº 1 EN APLICACIONES Y UTILIDADES PARA **Commodore**

PROGRAMADOR DE EPROMS
EPROMER II

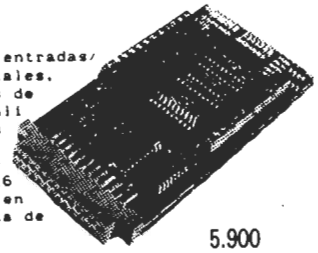
- Desde 2716-27256. E Eproms, 27 CXXX
- Selecciona, lee, verifica y copia.
- Conectable al port de usuario.
- Sin alimentación exterior.
- Voltaje 12,5, 21,25 v.
- Software en diskette.
- 8/16 K.

14.900



INPUT-OUTPUT DIGITAL

Tarjeta para entradas/salidas digitales, con 3 canales de entradas o salidas de 8 bits cada uno. Pueden combinarse hasta 16 tarjetas o bien con la tarjeta de reles.



5.900

INTEGRADOS Y CONECTORES

CIA 6526	3.100
CPU 6510	3.100
SID 6580	5.000
PAL 6569	6.000
PLA 906114	3.100
8502	4.500
8721	4.500
8701	3.100
CONECTOR PORT USUARIO	750
CONECTOR PORT EXPANSION	para placa 1.250
EPROM 27128	990

INTERFACE RTTY/CW NEWSOME

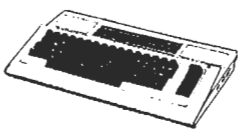
EL MEJOR INTERFACE DE COMUNICACIONES QUE EXISTE PARA COMMODORE 64/128

Estas son algunas de sus características:
- Unidad Terminal con salida PTT - Señal y entrada audio.
- Cartucho ROM con el programa operativo (no ocupa memoria)
- Funcionamiento en todos los transceptores (HF, VHF...)
- Función Scanner tanto en RTTY como en CW.
- Listados por impresora
- Grabación y lectura de datasette.
- 26 teclas para almacenaje de mensajes.
- Funciones MSO
- Monitor CW para aprendizaje.
- Log Scratch Pad.
- Conexión y desconexión del transmisor desde el texto.
- Manual detallado en castellano

19.900

NUEVA CAJA PARA C-64

Déle nueva imagen a su 64 sustituyendo la carcasa antigua por la nueva de perfil bajo similar a la del nuevo 64 C. mediante una sencilla operación.



5.900

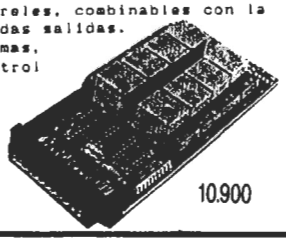
DISKETTES

5 1/4 CENTRO REFORZADO CALIDAD GARANTIZADA

DISKETTES 5 1/4 DS/DD (10u.)	**1.750,—**
DISKETTES 3 1/2 SS/DD	**475,—**
DISKETTES 3 1/2 DS/DD	**625,—**

CARTUCHO DE RELES

Cartucho de 8 reles, combinables con la carta de entradas salidas. Util para alarmas, robótica y control por ordenador. Admite hasta 5 A. de carga.



10.900

IC TESTER	16.900
TARJETA DE EPROMS 4 x 8 K	3.250
BORRADOR DE EPROMS	15.900
RATON C-64 (soft en diskette o cassette)	9.900
VENTILADOR PARA DISK DRIVE	3.900
CABLE 40/80 COLUMNAS C-128	2.850
CASSETTE COMPATIBLE C-64	4.900
PLATINA EXPERIMENTAL port usuario	950
CINTA C-10 (10 unidades)	890
CINTA C-20 (10 unidades)	990
CABLE CENTRONICS C-64	3.450
FUNDA C-64 y VIC-20	850

CONDICIONES ESPECIALES PARA DISTRIBUIDORES

ENVIOS CONTRA REEMBOLSO A TODA ESPAÑA SIN GASTOS.
ENVIOS INFERIORES A 2.000 PTAS., AÑADIR 300 PARA GASTOS

CIMEX ELECTRONICA

FLORIDABLANCA, 54 ENT. 3ª A
08015 BARCELONA
T. 93-424 34 22

01 Miniamplificador estéreo

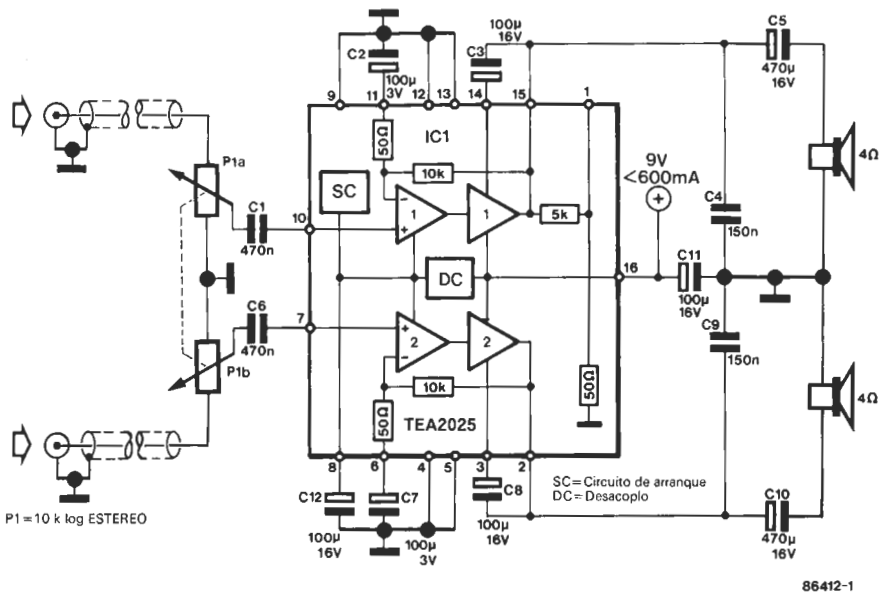
Este miniamplificador está basado en el tipo TEA2025 de Thomson. En este dispositivo integrado DIL de 16 patillas se esconde un amplificador estéreo que, con una tensión de alimentación de 9 voltios, proporcionará una salida de 1 vatio por canal en un altavoz de 4 ohmios. A plena salida, la sensibilidad en la entrada es de unos 25 mV_{pp}. Si es demasiado sensible, una resistencia R puede intercalarse entre la patilla 6 y C_7 y entre la patilla 11 y C_2. Entonces, la sensibilidad se hace de (25+½R) mV, con tal de que R>1kΩ. Además, la tensión de alimentación puede estar comprendida entre 3 V y 12 V.

Habida cuenta de la brevedad de esta exposición, no podemos examinar aquí el funcionamiento de este circuito integral, pero para aquellos de nuestros lectores que estén interesados por su esquema interno se le reproduce en la Figura 1. Una característica de utilidad del TEA2025 es que tiene incorporado un circuito de «arranque suave», con lo que se eliminan los enojosos chasquidos en el altavoz en el encendido.

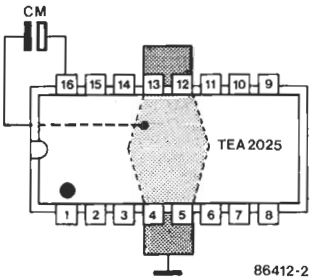
El montaje del amplificador es bastante sencillo, pero tiene sus peculiaridades. En primer lugar, la toma de tierra no debe ser, en este caso, un simple hilo de conexión, sino que tiene que estar constituida por un plano de tierra metálico (si diseña su propia placa de circuito impreso, sería de cobre). Si fuera posible, las patillas 4 y 5, así como las patillas 12 y 13, deben conectarse a una zona conductora (cobre) con una superficie no inferior a 5 cm^2. Las dos zonas deben conectarse de una manera adecuada y de modo que un disipador de calor se forme bajo el circuito integrado, tal como se indica en la Figura 2. Con esta disposición se asegura, a la vez, una buena conducción del calor y una buena puesta a tierra. Asimismo, todas las demás conexiones deben mantenerse, por supuesto, lo más cortas posibles. Esto es importante sobre todo en el caso de las líneas de alimentación, que deben desacoplarse por C_{11} lo más cerca posible al circuito integrado. El terminal negativo de este condensador debe soldarse directamente al plano de tierra y el terminal positivo se soldará en la manera habitual a la patilla 16.

Finalmente, la distorsión para una potencia de salida de unos 0,25 vatios es del 0,3 % aproximadamente.

1



2



02 Mezclador de alto margen dinámico

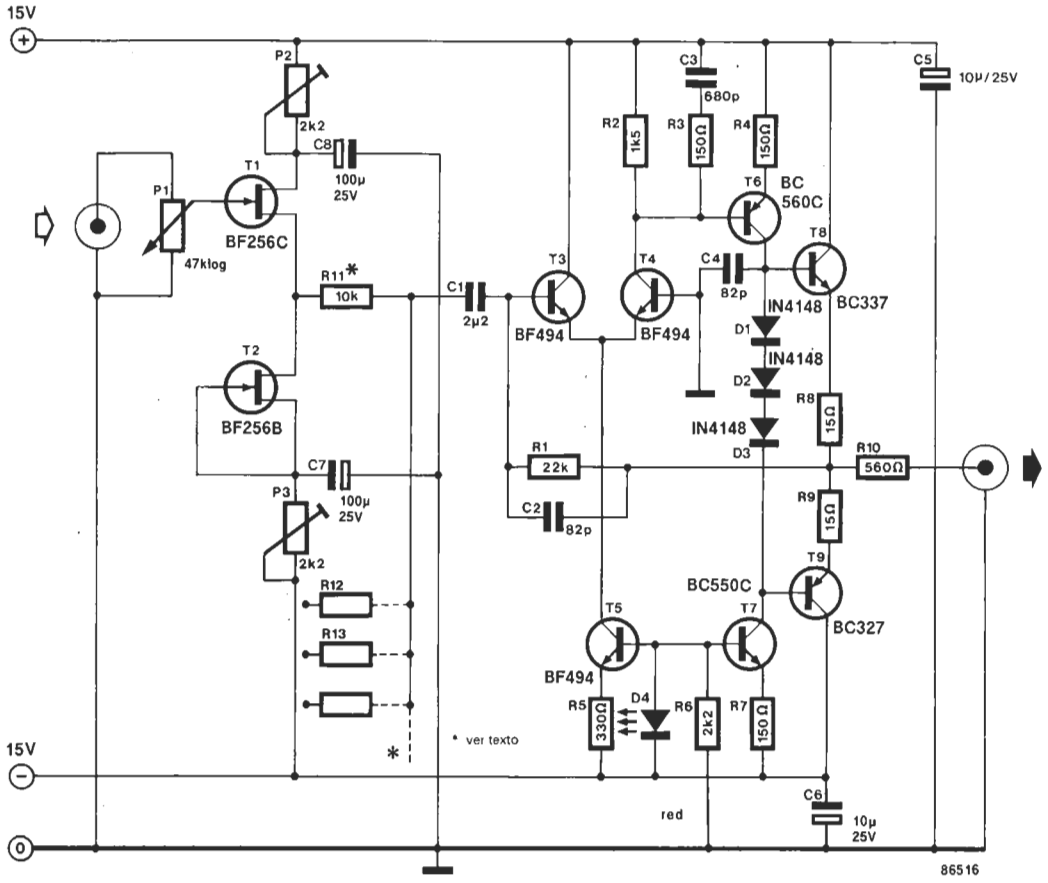
A un mezclador se le suele exigir que tenga un bajo nivel de ruido y un alto rendimiento dinámico. La mayoría de los mezcladores estándar utilizan amplificadores operacionales inversores. Lamentablemente, el factor de ruido de muchos amplificadores operacionales es deficiente y los amplificadores operacionales con un buen factor de ruido no suelen ser adecuados para trabajar con señales intensas.

El factor de ruido de los circuitos estándar suele ser todavía más deficiente porque la fuente y el amplificador no están correctamente adaptados.

Por tanto, las características de un mezclador pueden mejorarse en gran medida con el empleo de buffers en las etapas de entrada y con el montaje de amplificadores operacionales a partir de transistores de buena calidad. Esto se hizo en el circuito adjunto, en donde la entrada esta «buffereada» por T_1 y T_2. La impedancia de entrada de T_1 puede ignorarse y por ello, la fuente sólo tiene necesidad de adaptarse con P_1.

El amplificador operacional está cons-

1



tituido por los transistores T_3 a T_8 inclusive. Se utilizaron transistores RF de buena calidad en el amplificador diferencial T_2-T_4-T_5. Estos transistores tienen un mejor factor de ruido, con un ancho de banda más grande, que los tipos de BF.

El circuito propuesto tiene una gama de frecuencias (puntos de –3 dB) de 10 Hz a 80 kHz, la distorsión del tercer armónico no es superior a 0,05 %, a una frecuencia de 10 kHz y una tensión de salida de 9 V_{pp}, con una relación señal/ruido de 100 dB.

La relación señal/ruido se aplica a una señal de salida 9 V_{pp} con entrada en circuito abierto y un ancho de banda de 20 kHz. El valor máximo de la señal de salida es de unos 12 V_{pp}, medida a través de una impedancia de carga de 560 ohmios. Si el mezclador se termina con una impedancia más alta, será mayor la tensión de salida.

Otra ventaja del circuito es que el «clásico» sonido de válvula puede obtenerse de una manera simple. A tal fin, es necesario que T_1 y T_2 comiencen la limitación a un nivel algo más bajo; esto es 12 V_{pp} a la entrada, que el amplificador operacional compuesto. La tensión de alimentación de T_1 y T_2 debe estar comprendida entre ±6 V y ±9 V. Puesto que T_2 está conectado como una fuente de corriente, la tensión de alimentación exacta puede ajustarse con el potenciómetro de 2k2 al nivel de limitación deseado.

Si así se quiere, la compensación de salida puede ponerse a cero insertando una resistencia ajustable de 50 kΩ en el circuito de base de T_4. Esta base debe desacoplarse también por un condensador de 1 µF, 63 V.

El consumo de corriente del amplificador operacional es de unos 35 mA y el de las etapas de buffer no superior a 10 mA. Por consiguiente, si se utilizan 10 etapas de buffer, la fuente de alimentación debe ser capaz de proporcionar 150 mA a una tensión de ±15 V.

03 Amplificador de antena de bajo ruido

Después de haber leído los fundamentos de diseño correspondientes a los amplificadores de banda ancha, filtrado de RF, características de intermodulación/modulación cruzada, etc., que se dieron en los artículos citados al final, parecería superfluo que profundizáramos en los aspectos funcionales y electrónicos del presente preamplificador de banda ancha y de nivel de ruido ultrabajo que incorpora el «maravilloso» transistor BFG65 que, aunque introducido ya en el artículo de referencia (3), merece que se «presente al público» de RF puesto que ofrece un factor de ruido excepcionalmente bajo para una respuesta de señal fuerte más que satisfactoria, gracias a la corriente de colector relativamente alta (F_{dB}=0,8 dB a 5 mA, por ejemplo).

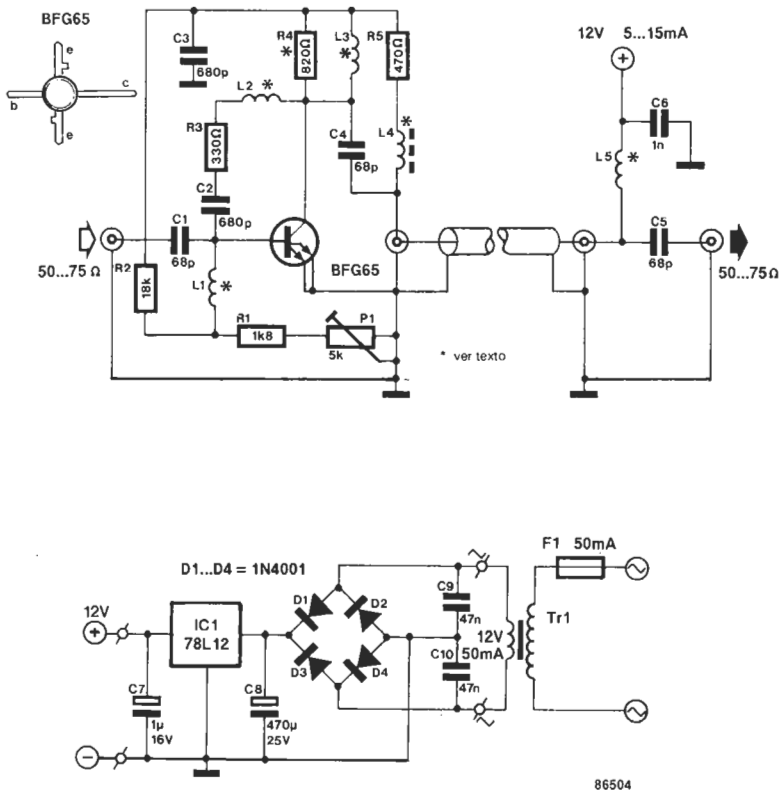
Habida cuenta de que los puntos importantes a tener en cuenta en el montaje de RF se abordaron ya en los artículos de referencia (1) y (2), el plano de tierra de grandes dimensiones en el lado de los componentes de la placa de circuito impreso tipo 86504 no precisa ninguna explicación, estando todos los componentes soldados directamente en las zonas de cobre correspondientes. Los orificios sólo sirven como una ayuda para la localización correcta de los componentes.

El orificio para T_1 debe taladrarse con un diámetro de 5mm. para que se asiente el transistor y soldarse con la longitud de patillas más corta posible.

Orificios adicionales se proporcionan para permitir que los cables coaxiales de entrada y salida se fijen por medio de abrazaderas de rosca, aunque también debe ser posible la soldadura de pantalla y núcleo.

Puede observar que la placa de circuito impreso está constituida por una sección de RF y otra sección de alimentación, que podían haberse separado mediante corte si fuera deseable para montar dichas secciones en lugares diferentes, como es el caso de un amplificador montado en la cabeza del mástil y la alimentación situada en la toma de red más cercana; por ejemplo, en el ático. Por el contrario, si fuera más cómodo cortar el cable de bajada de antena inmediatamente que aparece en el interior, el amplificador y la alimentación pueden dejarse que formen un solo conjunto para su inserción en el cable coaxial. Como en ese caso el amplificador puede alimentarse directamente, en lugar de hacerlo a través del núcleo del cable coaxial, L_4, L_5 y C_6 se hacen innecesarios y pueden suprimirse; el conductor libre de R_5 debe conectarse al terminal de +12 V, en la sección de alimentación de la placa.

1



La corriente de colector óptima para T_1 se ajusta por medio de P_1, que debe posicionarse para un valor comprendido entre 5 y 7 mA si el amplificador ha de trabajar con señales relativamente débiles, tales como las que se puedan recibir en zonas de recepción marginal. La corriente de colector indicada corresponde a una caída de tensión de 2,3 a 3 V a través de R_5; valores más altos (10 a 15 mA; 4,6 a 6,1 V respectivamente) deben establecerse cuando se reciban dos o más emisiones fuertes (locales) en la banda de 80 ... 800 MHz.

Si está montado en la cabeza del mástil, el amplificador debe montarse en una caja hermética, tratada con una pulverización silicónica para evitar la corrosión de los contactos de soldadura.

Finalmente, las bobinas se devanan como se indica a continuación con el empleo de un hilo de cobre esmaltado de un diámetro de 0,3 mm. (calibre 30 SWG):

L_1: 8 espiras, con devanado cerrado, y un diámetro interno de 3 mm.

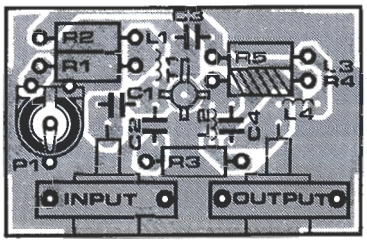
L_2: 4 espiras, con devanado cerrado y un diámetro interno de 3 mm.

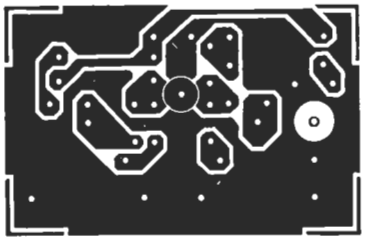
L_3: 5 espiras sobre R_4

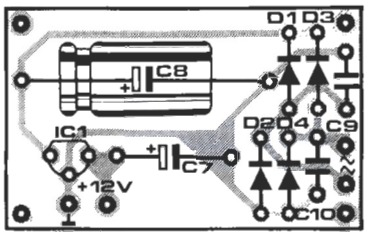
L_4, L_5: 4 espiras a través de perla de ferrita de 3 mm.

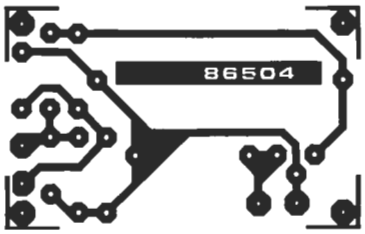
Hay un error en la serigrafía de componentes; el transistor T1 debe ser colocado de forma que su colector, patilla más larga, quede orientada hacia R4.

2









Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 1k8
R2 = 18 k
R3 = 330 Ω
R4 = 820 Ω
R5 = 470 Ω
P1 = 5 k ajustable

Condensadores:

C1, C4, C5 = 68 p
C2, C3 = 680 p
C6 = 1 n
C7 = 1 µ, 16 V, electrolítico
C8 = 470 µ, 25 V, electrolítico
C9, C10 = 47 n

Semiconductores:

D1...D4 = 1N4001
IC1 = 78L12
T1 = BFG65 (Philips/Mullard)

Varios:

L1...L5 = ver texto
Tr1 = 12 V, 50 mA
F1 = 50 mA, rápido 4 espadines
Placa EPS 86504 (no disponible en el servicio EPS)

04 Oscilador cascodo simétrico

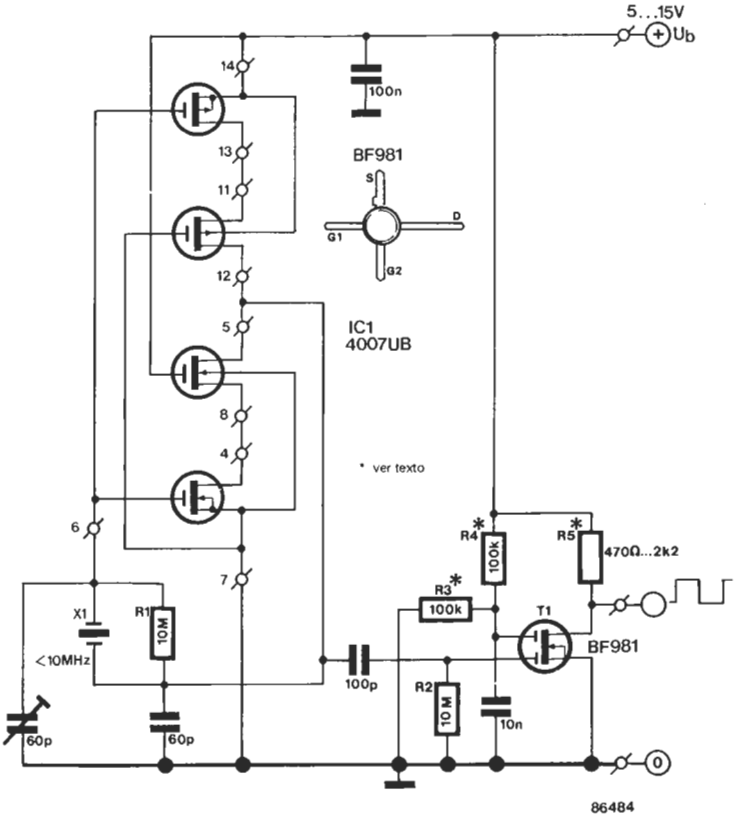
Los osciladores de funcionamiento libre (o autónomo), así como los generadores de señales de reloj controlados por cristal, en muchos diseños digitales suelen basarse, en su mayoría, sobre el empleo de una o más puertas inversoras. Aunque parezca fácil utilizar estos dispositivos para la construcción de osciladores fiables, la estabilidad de frecuencia resultante no suele ser la que podría esperarse a partir de las características del cristal de cuarzo correspondiente, y esta circunstancia se debe sobre todo a la deficiente definición de la carga capacitiva y/o inductiva del cristal en la resonancia.

Sin embargo, la estabilidad puede mejorarse en un factor de 3 a 5 utilizando inversores del tipo cascodo en una configuración simétrica, como puede observarse en el esquema adjunto. Dos conjuntos de dos transistores MOSFET de canal n y canal p, contenidos en el circuito integrado tipo 4007UB, se conectaron para constituir un circuito oscilador de gran estabilidad capaz de funcionar a frecuencias de hasta 10 MHz, según se determina por el cristal de cuarzo X_1, que debe ser un tipo resonante en serie.

Puesto que la impedancia de salida del oscilador cascodo propuesto es relativamente alta, una etapa de buffer T_1 se añadió para hacer mínima la desviación con cargas de baja impedancia, tales como circuitos (LS)TTL. Asimismo, el transistor MOSFET T_1 asegura unos niveles lógicos alto y bajo bien definidos para la interconexión con (HC) MOS y (LS)TTL.

Los valores de R_4 y R_5 dependen del nivel de la tensión de alimentación (U_b), mientras que la tensión en la puerta 2 debe estar comprendida entre 4 y 6 voltios para obtener una fluctuación del nivel de salida de 5 V. En el caso que el oscilador tenga que funcionar a partir de una alimentación de 5 V, la puerta 2 de T_1 debe conectarse directamente a $+U_b$.

1



05 Control de un contador ascendente/descendente

El contador «UP/DOWN» binario o BCD es un componente frecuente en los circuitos digitales de diversos niveles de complejidad. Este contador se limita a hacer lo que su nombre indica, y que no es otra cosa que contar en sentido ascendente o descendente, dependiendo del nivel lógico aplicado en la entrada de control correspondiente y activa la configuración de bits de salida correspondiente en cada transición de impulsos detectada en la entrada de reloj del circuito integrado.

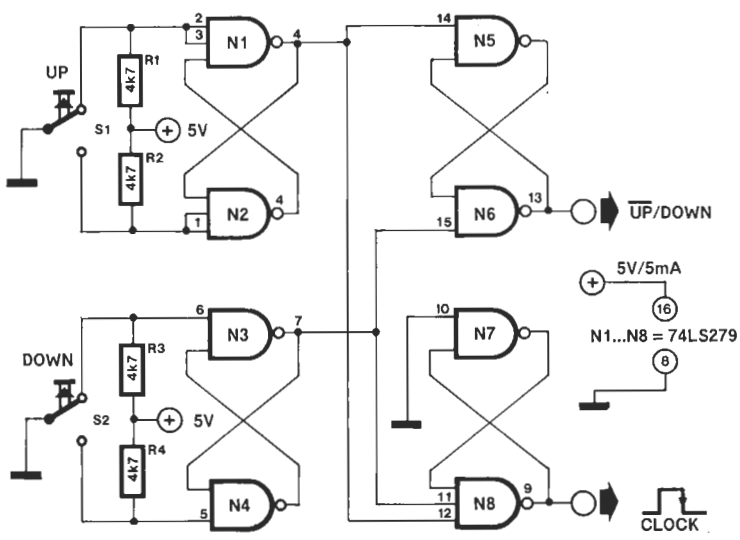
Este circuito simplifica el control de los contadores «up/down» por cuanto permite al usuario usar un botón para incrementar el estado de salida del contador, mientras que otro botón sirve para decrementarlo. Cada uno de los botones del tipo de conmutación está conectado a un circuito biestable/antirrebotes de 2 puertas (N_1-N_2 y N_3-N_4), que suministra un impulso de nivel bajo en su salida cuando se pulsa el botón correspondiente. N_8, que actúa como una puerta OR, recibe los impulsos libres de rebotes y, junto con N_7, proporciona el impulso de reloj de salida para el contador «up/down».

El circuito biestable N_5-N_6 mantiene un registro del modo de conteo seleccionado y proporciona el nivel lógico correspondiente a la entrada del contador «up/down». Debe tener en cuenta que la designación del nivel lógico de la entrada «up/down» al circuito integrado del contador puede diferir de un tipo a otro y por consiguiente, puede ser necesario intercambiar las teclas UP y DOWN.

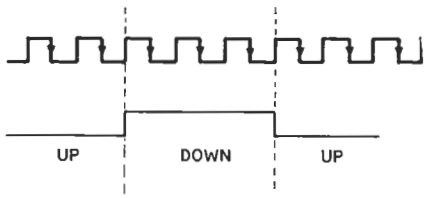
El empleo de circuitos integrados contadores que cambian el estado de salida en la transación de la señal de reloj negativa ha de preferirse para el circuito sugerido, puesto que el biestable N_5-N_6 bascula en coincidencia con el flanco del impulso de reloj positivo (vea Figura 2). Sin embargo, un pequeño inconveniente del empleo de los contadores «up/down» con señales de reloj de flanco negativo está en el hecho de que el circuito actúa sobre la base de la liberación y no de la pulsación de las teclas UP y DOWN.

Finalmente, el empleo del circuito integrado 74LS279 no es, en forma alguna obligatorio, puesto que una combinación de otros tipos de circuitos integrados TTL, que tengan incorporadas las puertas NAND necesarias, debe funcionar también perfectamente, pero sin olvidar la puerta N_8 del tipo NAND de tres entradas.

1



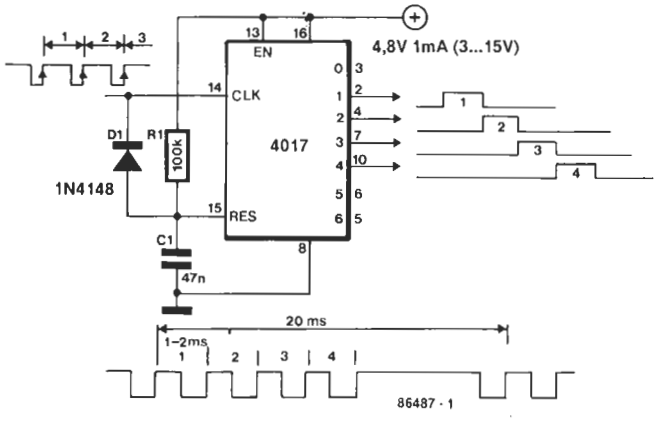
2



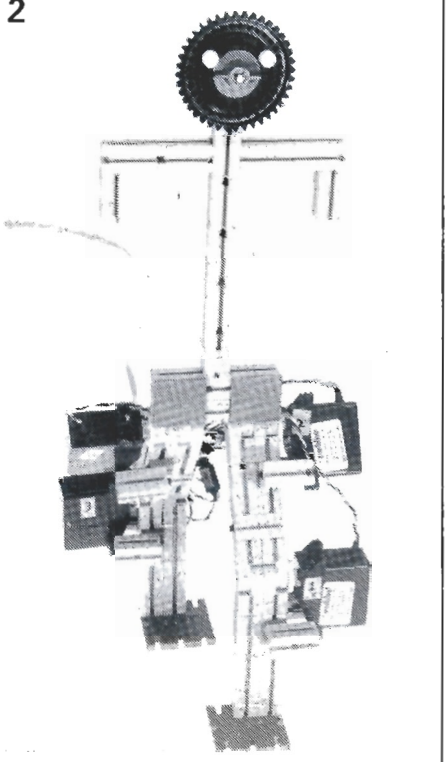
06 Impulsor de servo-robot

En los últimos años, la robótica y la cibernética se convirtieron en nuevos campos de interés para muchos propietarios de microordenadores personales, provistos de las placas accesorias necesarias para efectuar un control periférico. No obstante lo fácil que pueda parecer escribir programas de control de robots y el montaje del hardware de ordenador asociado, la construcción de componentes mecánicos que trabajen con precisión suele plantear problemas insuperables, puesto que un juego de engranajes miniatura, cojinetes de bolas, husillos y ruedas dentadas no son, en modo alguno, elementos fácilmente obtenibles por quienes están especializados en programación y soldadura.

1



2



A pesar de sus limitaciones en cuanto a la precisión de movimiento, los servomotores utilizados en la construcción de modelos de aviones o barcos pueden ofrecer una alternativa interesante a construcciones mecánicas más complicadas; por ejemplo, aplicaciones tales como brazos de robots y máquinas clasificadores pueden realizarse con bastante facilidad con el empleo de servomotores con un montaje «inteligente». En la fotografía adjunta se muestra el ejemplo de un robot simple que es capaz de dar algunos pasos antes de caerse al suelo. Cuatro servomotores controlados por ordenador se montaron en las articulaciones.

El circuito de control de los servomotores para esta criatura robotizada se excita con una señal de salida de ordenador simple. Varios bucles de espera han de programarse para suministrar impulsos de nivel bajo (∅) activos con una duración aproximada de 0,5 ms, mientras que la longitud del intervalo entre los impulsos primero y segundo determina la posición del servo 1, posicionándose el servo 2 por medio de intervalo entre los impulsos segundo y tercero y así sucesivamente. La frecuencia de reposición del proceso de control debe ser de unos 50 Hz (20 ms), lo que puede constatarse examinando el cronograma de diagrama adjunto.

El intervalo de sincronización se genera con la red D_1-R_1-C_1, que efectúa la reposición del contador del tipo 4017 cuando no se recibió ningún impulso negativo durante 3 ms. Las entradas de control de los servomotores pueden conectarse directamente a las salidas del contador.

07 Comprobador de servomotores

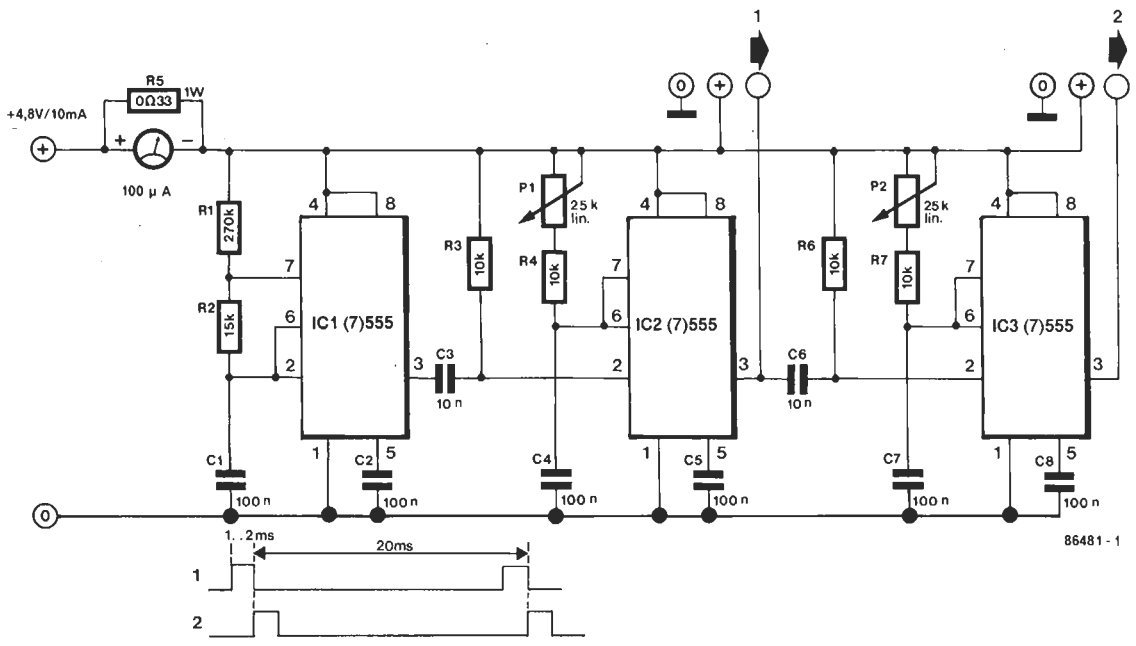
Este circuito es de interés para dos clases de nuestros lectores, en primer lugar, los entusiastas de los modelos de aviones barcos o trenes a los que no les complace dejar su transmisor de radiocontrol encendido durante periodos prolongados de tiempo con el fin de que un servomotor y los componentes mecánicos asociados puedan hacerse funcionar en la forma deseada, y en segundo lugar, los constructores de robots controlados por ordenador que llevan incorporados servomotores. El último campo de interés es una combinación típica de mecánica y electrónica junto con software y a veces, se precisa urgentemente para poder llevarlos aparte cuando los componentes específicos del robot se hayan preparado para la prueba que, discutiblemente, debe ser posible realizar sin tener que escribir programas especiales para este propósito en el ordenador.

El dispositivo propuesto para la prueba de servomotores es, como puede observarse a partir del esquema del circuito, un diseño simple basado en el empleo de los circuitos integrados temporizadores del tipo 555 o 7555, conectados en una disposición en cascada que puede ampliarse para excitar más de dos servomotores a la vez, si así se desea. Puede observar con facilidad que las etapas segunda y tercera del circuito son idénticas.

El primer temporizador, IC_1, sirve como un multivibrador astable cuyo periodo del impulso de salida viene determinado por $T = 0{,}693\ (R_1+R_2)C$. Los valores indicados para los componentes de temporización correspondientes proporcionan una duración del impulso de unos 20 ms en la patilla 3 de IC_1. El flanco de subida de esta onda cuadrada dispara el circuito monoestable IC_2, cuyo ancho del impulso de salida puede ajustarse con P_1. La conexión en serie de P_1 y R_4 asegura una gama de anchos de impulsos suficientemente grandes para la mayoría de los tipos de servomotor, que suelen requerir unos anchos de los impulsos de activación del orden de 1 ... 2 ms.

La segunda etapa de servocontrol es

1



2



idéntica al montaje basado en IC_2 y hasta 8 etapas basadas en el circuito integrado tipo 555, cada una con su propio control del ancho del impulso, pueden montarse en cascada de esta manera.

Se recomienda el montaje de cada uno de los potenciómetros de control con una simple escala para poder tener una indicación relativa respecto a la posición angular o lateral del motor.

El amperímetro en serie con la línea de alimentación positiva proporciona una indicación sobre el consumo de corriente total de los servomotores y es así fácilmente detectada cuando uno o más de ellos tienen dificultades en su movimiento. El propio circuito de prueba no contribuye mucho al consumo de corriente total indicado en el aparato de medida y unos 3 mA se precisan para cada temporizador 555 en la instalación en serie, mientras que el empleo de los circuitos equivalentes del tipo 7555 de baja potencia debe reducir todavía más este valor. Por consiguiente, es perfectamente factible efectuar el montaje de este comprobador en una unidad portátil alimentada por 4 pilas NiCd del tipo de linterna.

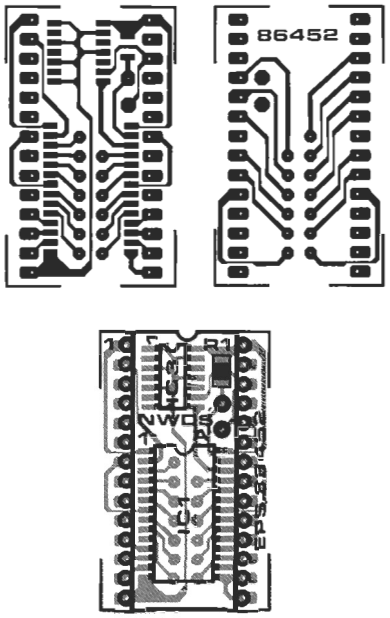
08 RAM extra de 16K

Debido a su precio, el BBC, a pesar de sus interesantes cualidades, es relativamente poco conocido. Con este ordenador que tiene más de un lustro pasa un fenómeno extraño: en vez de agotarse la cantidad de software dedicado a él parece más bien aumentar y diversificarse. Una buena parte de ese software viene en forma de ROM o de EPROM, y sabiendo que la placa central no lleva más que cuatro lugares para este tipo de componentes, al utilizarlo hay que seleccionar qué cuatro tarjetas van a funcionar simultáneamente. Existen actualmente dos ampliaciones que permiten la implantación de un máximo de 16 ROM. Con un número de soportes tan impresionante se puede intentar la utilización de una RAM en vez de ROM, lo cual abre nuevos horizontes.

La aparición de los componentes montados en superficie CMS, de lo cual ya hemos hablado en otras ocasiones, permite desarrollar nuevas aplicaciones. Hemos imaginado un circuito de dimensiones tan pequeñas que con sus dos circuitos RAM estáticos de 8K × 8K montados uno sobre otro (piggy-back que dicen los americanos) y su 7404, puede colocarse en un soporte ya previsto para una ROM. Falta efectuar una conexión: la de la señal de escritura (write strobe).

Este montaje de RAM encajada previsto inicialmente para el BBC o el Electrón

2

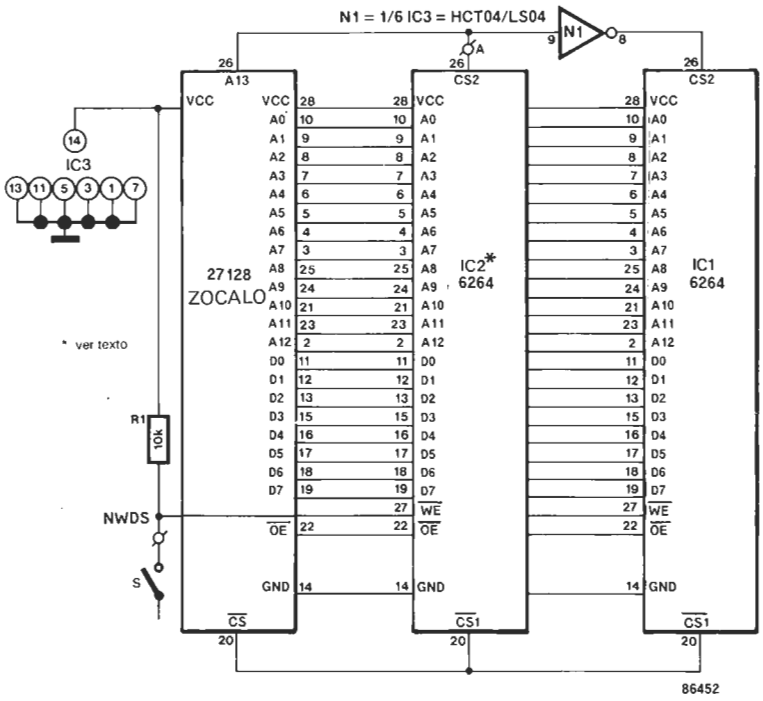


Lista de componentes

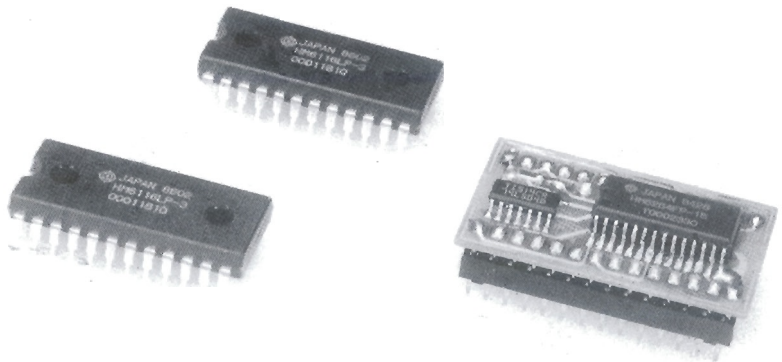
Resistencias:
R1 = 10 k

Semiconductores:
IC1, IC2 = HM 6264FB-15 18 K × 8 RAM CMOS en versión CMS) (Hitachi)
IC3 = 74L504 o 74HC04 (en versión CMS)
EPS 86452 *
* Ver texto

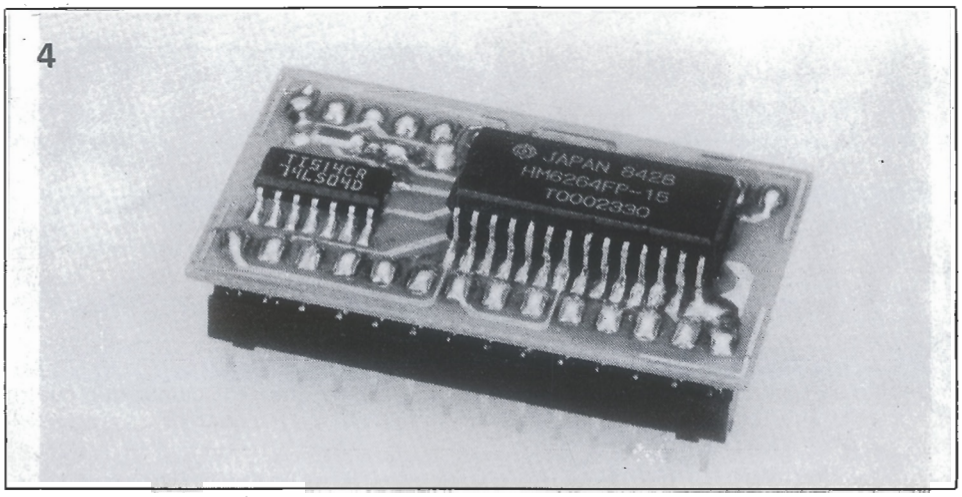
1



3



4



(este último equipado de una ampliación Plus 1 y de un cartucho) puede igualmente ser utilizado con la tarjeta universal RAM de 16K.

El modo de construcción particular adoptado (CMS) merece unos comentarios. La utilización de CMS exige un especial cuidado. Hay que empezar por dotar a los 28 teclados del exterior (cuya forma es la de un circuito de 28 patillas estándar) con un alfiler cortado con una longitud de aproximadamente 1 cm (nota: el acero con el que están hechos los alfileres es un material destructivo para los extremos de una pinza cortante ordinaria). A continuación se suelda el primer circuito RAM en lugar del circuito impreso. El segundo circuito RAM se coloca en el sitio del primero para ser soldado patilla a patilla (excepto la patilla 26). Cuando se termina con la soldadura de la segunda RAM se conecta con la ayuda de un trozo de cable fino la patilla 26 de la RAM superior a la isleta (A') situada sobre la patilla 28 de la RAM. Falta implantar la resistencia de 10K (versión CMS) y posicionar el 74LS o HC04. Hecho esto, el circuito está preparado para ser colocado en uno de los soportes para ROM que tiene el ordenador, que esté vacío. Lo último es dotar la conexión NWDS de la RAM con un trozo de cable flexible equipado de un pequeño conector y enchufarlo a la línea NWDS del ordenador. En el caso del BBC, esta señal está presente en la patilla 8 de IC77. Es suficiente conectar el grapacables miniatura en ese lugar.

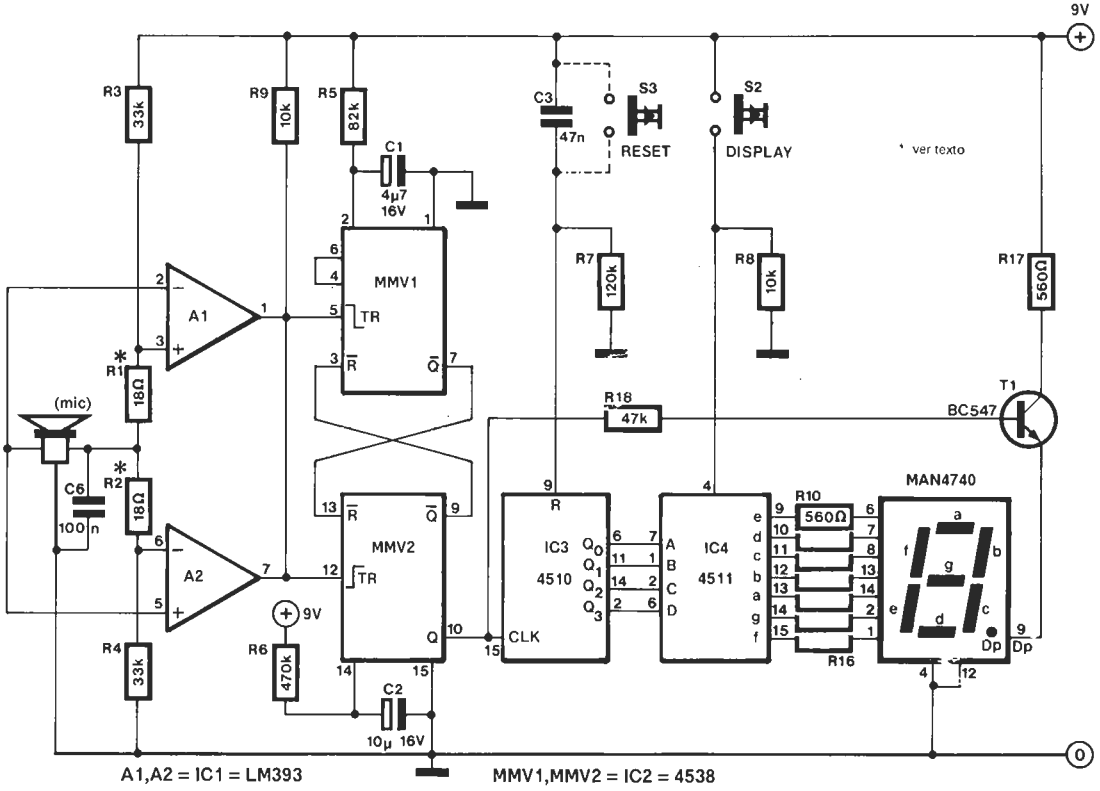
Nota. Debido a sus dimensiones ridículas, hemos combinado este circuito impreso de doble cara con agujeros metalizados con el dado en versión CMS. No se extrañe de no poder adquirir uno de estos circuitos individualmente.

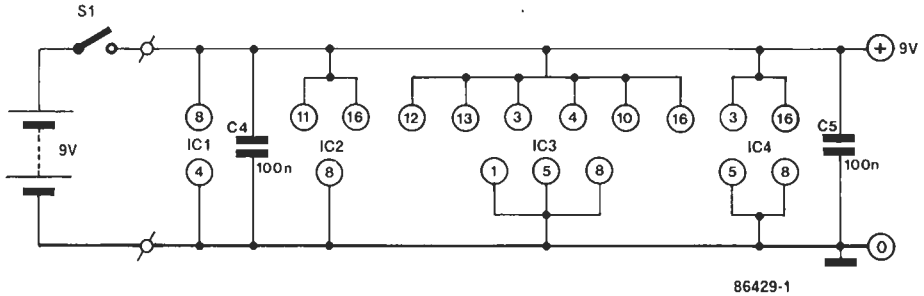
09 Contador de llamadas telefónicas

Un contador de llamadas telefónicas es a un contador automático lo que un medidor de polaridad es a un osciloscopio: le muestra estrictamente el número de llamadas recibidas, pero no le dice nada de su naturaleza ni de su origen. Pero como el medidor de polaridad tiene su utilidad. Se pueden encontrar otras aplicaciones para contar sucesos sonoros como éste.

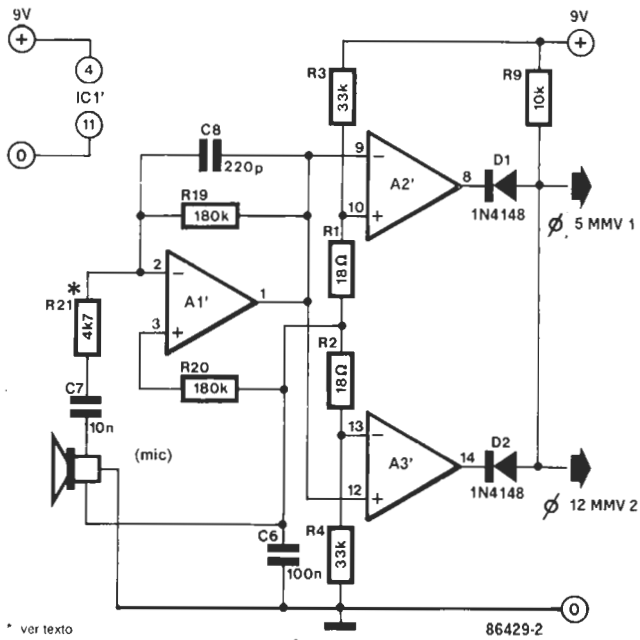
El captador es un altavoz barato, utilizado como micrófono, que ataca a un comparador de ventana (A1/A2). En ausencia de señal sonora, el punto nodal de las salidas de A1 y A2 está a un nivel lógico alto. Cuando el altavoz capta señales de amplitud suficiente encuentra en ese mismo punto impulsos negativos cuyo flanco descendente dispara MMV1. Este primer monoestable asegura la inmunidad del contador contra los impulsos parásitos, inhibiendo la desconexión de MMV2. Si 0,4 segundos más tarde la señal sonora está todavía presente, MMV2 se desconecta.

1





2



A1',A2',A3', = ¾IC1' = LM324

La duración de los impulsos entregados por el segundo monoestable es de unos 5 segundos, a efectos de convertir el timbre intermitente del teléfono en un impulso único. R18 y T1 provocan el encendido del punto decimal del panel de siete segmentos, indicando que el circuito está activado.

El resto del circuito no merece más que un examen superficial: IC3 es un contador decimal, IC4 es un convertidor BCD/7 segmentos, mientras que la red R7/C3 se encarga de la puesta a cero del circuito cuando se pone bajo tensión. Hay que señalar que el visualizador no está en servicio permanente: para limitar el consumo de corriente del circuito, es preferible no poner el convertidor BCD en tensión más que en el momento de la lectura del display, con S2. La corriente en reposo es de 0,6 mA; cuando el circuito está activado pasa a 12 mA y cuando el convertidor y el display están en servicio pasa a 90 mA o menos. La alimentación del circuito se hace por medio de una pila de 9 V, lo cual no tiene ningún problema.

10 Analógico y digital

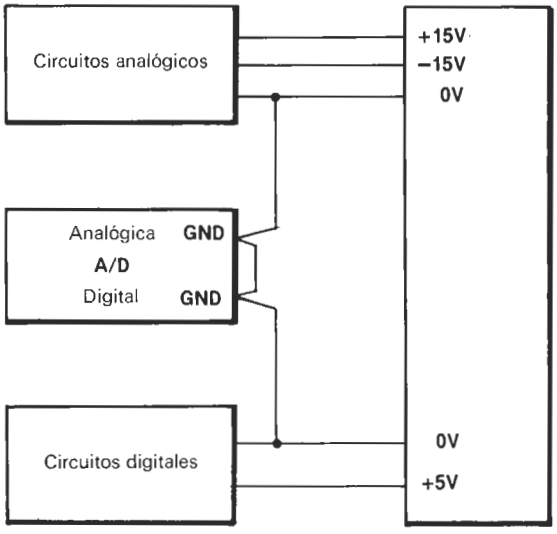
Es suficiente ojear los números dobles de «circuitos de vacaciones» de Elektor publicados en el último lustro para darse cuenta hasta qué punto lo digital le ha comido terreno a lo analógico hasta en los campos en que parecía que estaban reservados a lo analógico. En audio, por ejemplo.

La experiencia demuestra que no siempre los crecimientos tan rápidos son los más idóneos... incluso hay combinaciones explosivas. Mientras que se asocia digital con digital o analógico con analógico todo va bien. Pero como cada vez más a menudo nos encontramos en presencia de una combinación de estas dos tecnologías, aparecen los problemas. Se verifican fenómenos extraños, un ejemplo típico es el de convertidores A/D incapaces de dar un resultado estable. La última cifra no es correcta y va cambiando a un cierto ritmo. A pesar de un nivel de tensión correcto, el visualizador es inestable. En otros casos, excelentes amplificadores se ponen a pintar a ritmo del generador de reloj numérico; estos son los casos más conocidos.

La razón de estos fallos frecuentemente es una mala puesta a tierra (que normalmente se hace con la línea de cero voltios, la masa). Hemos pensado que podría ser interesante enseñar algunos trucos para evitar la aparición de este tipo de problemas:

- Evitar los bucles de masa.

1



86436 - 1

- No interconectar la masa numérica con la masa analógica.
- Unir las dos masas en un punto único bien elegido; en el convertidor y no en la alimentación.
- Si existen otras masas se las conectarán en el punto de masa común definido anteriormente, constituyendo así una masa en estrella.
- No hay que olvidar que a las frecuencias elevadas la impedancia de las líneas de masa comienza a hacerse notar. Por

esta razón se realizará la masa en un cable de suficiente sección.

La figura 1 ilustra un ejemplo de cableado que da buenos resultados. Se recomienda aislar los circuitos sensibles de las partes por las que circulan corrientes (de tierra) importantes. La mayor parte de los convertidores llevan dos conexiones a masa, o una conexión a masa y una entrada diferencial (lo que viene a ser lo mismo). Lo más frecuente, en la realización de un amplificador, es que el cableado sea correcto, ya que la persona no piensa hacer pasar por el preamplificador la alimentación del amplificador de potencia; si se hiciera esto aparecerían oscilaciones y ruidos. En el caso de un montaje digital, las cosas no son tan evidentes, pero el principio es el mismo. Hay que indicar, que la realización de una interconexión responde al principio que exige disponer de varias alimentaciones separadas galvánicamente. Este es el precio que hay que pagar para estar tranquilos.

11 Convertidor rms eficaz CA-CC

Por algún motivo «inconfesable», el establecimiento del valor eficaz (rms) de una tensión alterna parece ser uno de los procedimientos menos practicados por la mayoría de los aficionados a la electrónica; la medición de la tensión alterna puede ser fácil, pero la toma de decisión sobre la unidad para expresar la magnitud —valor eficaz, medio o pico a pico— es otra cuestión muy distinta.

Puesto que el valor eficaz de una tensión alterna es el más frecuentemente utilizado de los tres antes citados, algún medio cómodo de obtener ese valor sin necesidad de efectuar cálculos puede ser de interés en las técnicas de medición práctica.

El valor eficaz de una tensión alterna U a través de una resistencia R es igual a la tensión continua que produce el mismo nivel de disipación en R.

Ejemplo: se tiene una relación de trabajo del 50% y una tensión rectangular de 1 V_{pp} a través de una resistencia R. Determinar el nivel eficaz de esta tensión.

La disipación media en R, producida por esta señal periódica, es igual a:

$$^1/_2\,(U_{pp})^2/R = 1/(2R) \qquad [W]$$

La tensión continua que produce la misma disipación tiene un nivel de:

$$\frac{1}{2\sqrt{2}} = 0{,}71\ V$$

puesto que

$$P = (^1/_2\sqrt{2})^2/R = 1/2R) \qquad [W]$$

Este es también el factor de conversión para obtener el valor eficaz a partir del valor pico a pico, puesto que:

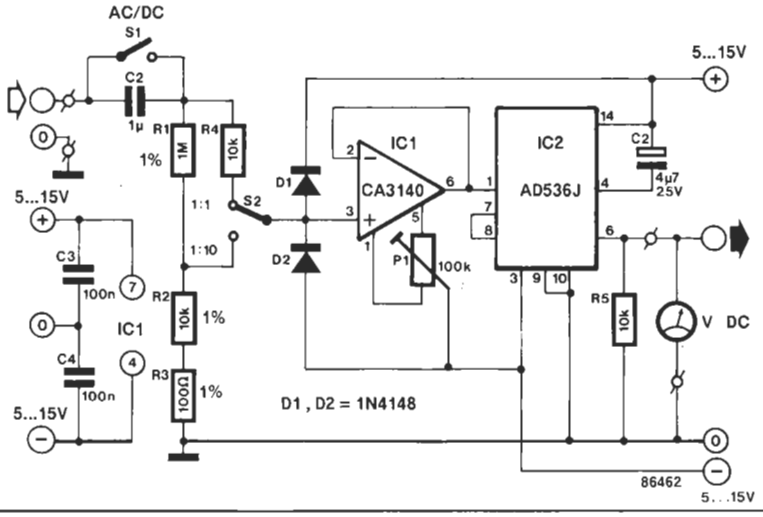
$$U_{rms} = \sqrt{^1/_2 U_{pp}2} = {}^1/_2\sqrt{2}\,U_{pp} = o{,}71U_{pp}\ [V]$$

por tanto, en este ejemplo se tiene $U_{pp} = 1{,}41U_{rms}$.

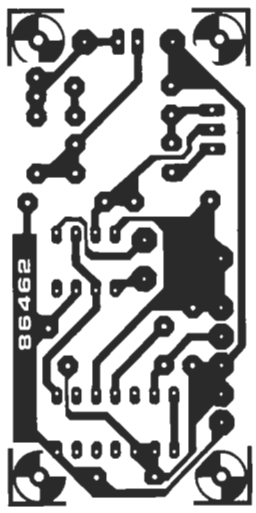
Aunque los aparatos de medida de bobina móvil dan el valor medio de la tensión de entrada rectificada (pulsante), están calibrados en tensiones eficaces. Por consiguiente, la calibración sólo es válida para tensiones sinusoidales.

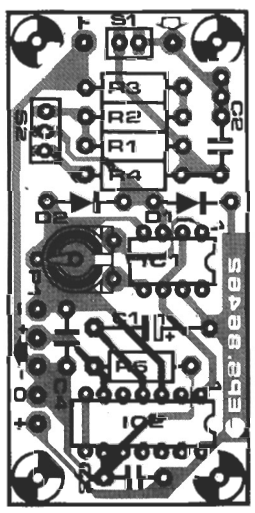
El convertidor que proponemos es un circuito relativamente simple que tiene incorporado un circuito integrado especializado AD536 de Analog Devices. Las tensiones alternas aplicadas al terminal

1



2





Lista de componentes

Resistencias:
R1 = 1M, 1%
R2 = 10 k, 1%
R3 = 100 Ω, 1%
R4, R5 = 10 k
P1 = 100 k, ajustable

Condensadores:
C1 = 4,7 µ, 25 V, electrolítico
C2 = 1 µ, MKT
C3, C4 = 100 n

Semiconductores:
D1, D2 = 1N4148
IC1 = CA3140
IC2 = AD536J

Varios:
S1 = interruptor miniatura
S2 = conmutador miniatura
EPS 86462

de entrada 1 son proporcionalmente convertidas en una corriente de salida continua, que produce una tensión de salida también continua a través de una resistencia de precisión interna de 25 kΩ. Un amplificador operacional interno, buffer, proporciona el equivalente en tensión alterna de entrada. IC_1 funciona como un buffer de entrada teniendo en cuenta la impedancia de entrada relativamente baja de circuito integrado convertidor de corriente eficaz. El valor máximo pico a pico permisible de la tensión de entrada al circuito AD536 es igual al nivel de la tensión de alimentación simétrica, habiéndose añadido D_1 y D_2 para proteger a IC_1 contra la admisión de niveles de la tensión de entrada superiores a la tensión de alimentación positiva o negativa. S_2 funciona como un selector de atenuación de la entrada ×1/×10 para permitir las medidas de altas tensiones; la función de S_1 es bloquear cualquier componente de corriente continua en la señal de entrada al convertidor. Es de utilidad saber que el valor eficaz de una señal compuesta (corriente alterna + corriente continua) se calcula a partir de:

$$U_{rms} = \sqrt{U_{DC}^2 + U_{AC}^2}.$$

El ajustable P_1 debe accionarse para obtener una tensión de 0 V con respecto a masa en el terminal 6 de IC_2 sin ninguna señal de entrada aplicada y S_2 ajustado a la posición ×1. El convertidor consigue una exactitud del 1% para los niveles de la tensión de entrada inferiores a 100 mV y unas frecuencias de entrada de hasta 6 kHz. Para señales de hasta 1 V, ha de esperarse un ancho de banda del orden de magnitud de 40 kHz, mientras que un valor de 100 kHz puede alcanzarse con tensiones de entrada por encima del nivel 1 V. El consumo de corriente del circuito es de unos 5 mA.

12 Ahuyenta roedores

Hay varios argumentos bien fundados contra el empleo de venenos para aniquilar los ratones, ratas y otros roedores dentro y en los alrededores de las viviendas. Desde un punto de vista ecológico, los efectos secundarios indeseables son principalmente la perturbación de la cadena alimenticia natural de los animales a los que no deseamos ningún daño y, por otra parte, la mayoría de las sustancias venenosas utilizadas para exterminar ratones suelen descomponerse en compuestos que, a la larga, pasan a ser peligrosos para nuestra propia salud.

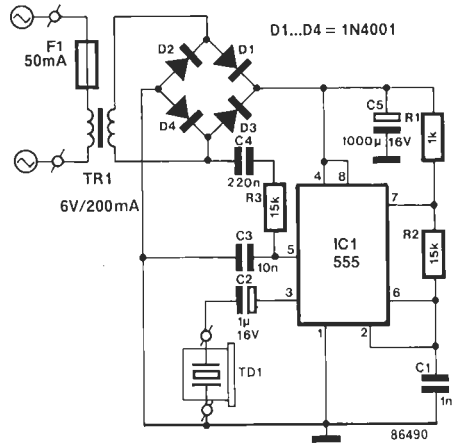
El método ecológicamente admitido de exterminar una población de roedores está basado en la introducción controlada de depredadores, tales como gatos y búhos ratoneros, que producen un alto grado de «stress» por parte de los roedores y que se dispondrán rápidamente a abandonar la zona o las instalaciones.

Otro método de producir un alto grado de «stress» consiste en la generación de una señal de barrido de frecuencia de alta intensidad acústica, inmediatamente por encima de la gama de frecuencias audibles para los seres humanos. La señal es objeto de barrido de frecuencia, en lugar de tener una frecuencia constante, para evitar que los ratones puedan llegar a inmunizarse contra el sonido.

El ahuyenta roedores propuesto está basado en el circuito integrado temporizador 555, que está configurado para obtener una señal de salida de 20 a 40 kHz, barrida a una frecuencia de 50 Hz. Esta última frecuencia se obtiene a partir de la red por medio de C_4 y R_3, que dejan pasar la señal moduladora a la patilla 5 de entrada. La salida del oscilador de barrido está conectada directamente a un altavoz de agudos de bocina de alto rendimiento, del tipo piezo-cerámico, que proporciona un nivel de presión acústica suficientemente alto para mantener a los roedores alejados de zonas de tamaños considerables, tales como áticos y garajes.

El circuito ahuyenta roedores completado, junto con el altavoz para agudos, puede montarse en una caja ABS simple, pero debe tener cuidado en observar la directividad del altavoz cuando instale este dispositivo en su posición definitiva.

1



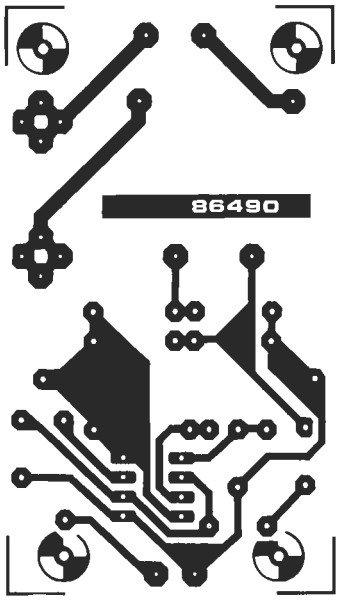
Lista de componentes

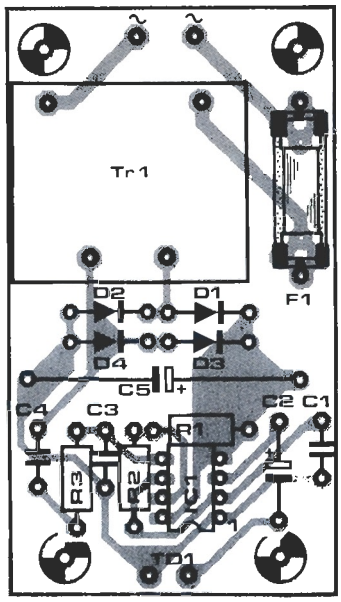
Resistencias:
R1 = 1 k
R2, R3 = 15 k

Condensadores:
C1 = 1 n
C2 = 1 µ, 16 V, electrolítico
C3 = 10 n
C4 = 220 n
C5 = 1.000 µ, 16 V, electrolítico

Semiconductores:
D1...D4 = 1N4001
IC1 = 555

Varios:
Tr1 = 6 V, 22 mA
TD1 = bobina tweeter, piezoeléctrica
F1 = 50 mA, fusible lento
Portafusibles para circuito impreso
EPS86490
Caja de plástico ABS





13 Indicador de marcha para motos

Este circuito proporciona a los usuarios de motos una indicación de la velocidad utilizada en la palanca de cambio situada a un lado del bloque del motor. El indicador propuesto será apreciado por aquellos usuarios que tienen la costumbre de olvidar qué velocidad seleccionaron cuando intentan salir de los semáforos o cruces de carreteras y se encuentran con que el motor se les ahoga porque habían pasado a la segunda velocidad.

El circuito mostrado está basado en el empleo de dos microinterruptores del tipo de rodillo o vástago, accionados por la palanca de cambio de velocidades, junto con la lámpara de indicación de punto muerto, que es una dotación estándar en la mayoría de los tipos de motos modernas.

Los biestables N_1-N_2 y N_3-N_4 sirven como circuitos antirrebotes para los microinterruptores S_1 (palanca abajo) y S_2 (palanca arriba). Si se acciona uno u otro de estos microinterruptores, N_{14} o N_{15} hará que el biestable N_{12}-N_{13} se ponga a 1 o a 0 y el contador IC_5 efectuará un conteo ascendente ($U/\overline{D} = 1$) o descendente ($U/\overline{D} = 0$) como consecuencia de accionar S_2 o S_1, respectivamente. Al liberar el microinterruptor correspondiente, el simulador AND D_1-D_2-R_6 suministra a IC_5 un impulso de reloj, incrementando o decrementando la lectura mostrada por IC_6 y la pantalla de diodos LED de 7 segmentos montada en el panel del indicador.

La patilla 5 de entrada de la puerta N_6 puede cablearse al punto A, B o C para adaptarse a los tipos de motos de 4, 6 ó 5 velocidades, respectivamente. N_6 inhibe a la puerta OR N_{15} de suministrar más impulsos de reloj si se acciona S_2 cuando se está con la velocidad más alta. N_{16} y N_1 tienen la misma función para la velocidad inferior, evitando que el contador decremente la lectura de la pantalla al pasar del punto muerto a la posición de velocidad 1.

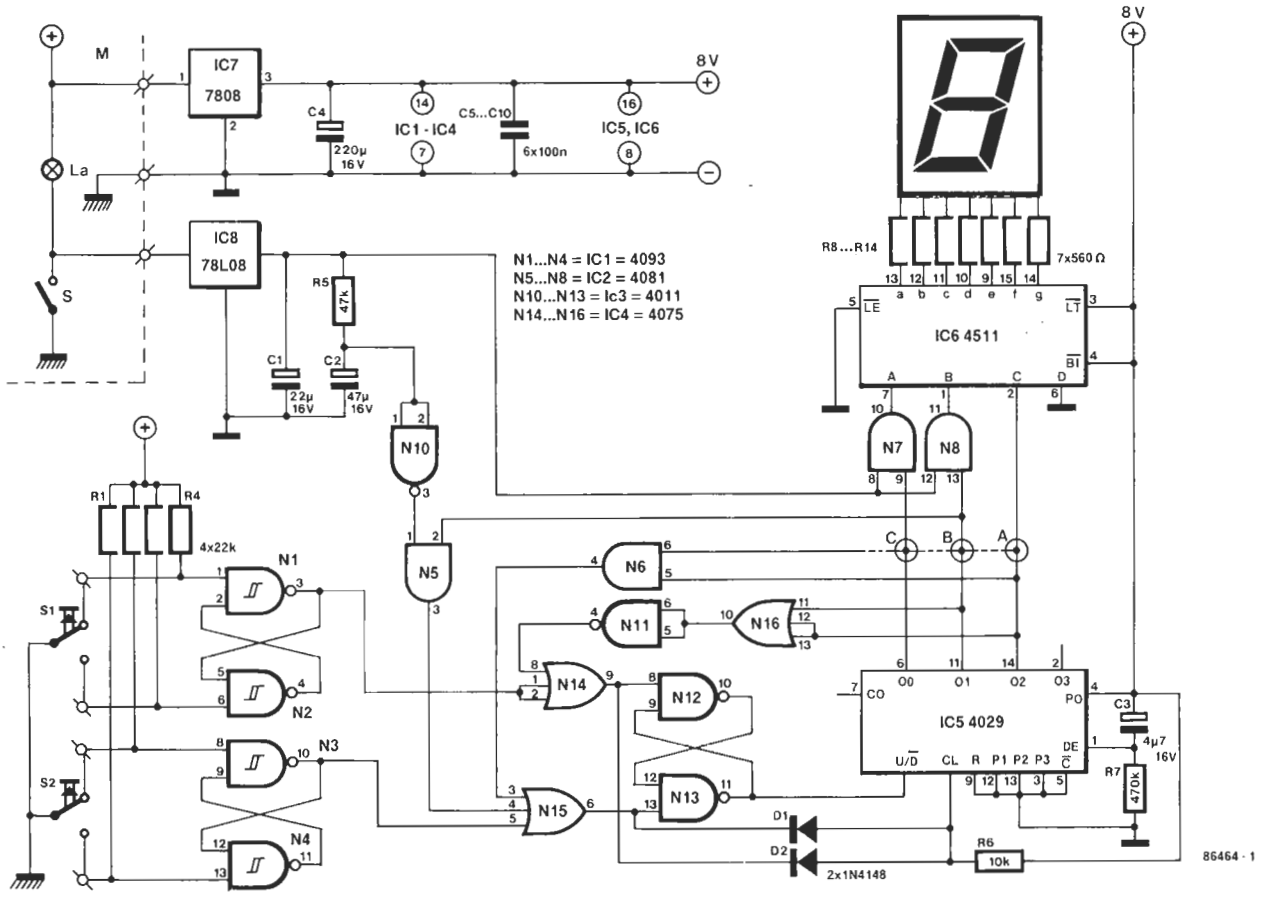
Si está cerrado el interruptor S, IC_8 suministra a las entradas A y B de Ic_6 niveles lógicos bajos, y el nivel en la entrada C no ha de hacerse obligadamente bajo, puesto que el punto muerto está entre las velocidades primera y segunda y ambas posiciones hacen que el bit más significativo, C, pase a nivel bajo.

Los componentes R_5-C_2-N_{10}-N_5 se han incluido para evitar una lectura errónea al pasar de la velocidad segunda al punto muerto y volver a introducir la velocidad de nuevo; durante un período de 2 segundos, N_{15} se inhibe de suministrar señales de reloj a IC_5, de modo que no se detecte el impulso de elevación de la palanca.

En el encendido, R_7 y C_3 ponen al contador IC_5 en el estado 1.

En conclusión, ni que decir tiene que S_1 y S_2 deben ser microinterruptores de alta calidad, herméticos a la humedad y a la suciedad.

1



14 Simulador del timbre del teléfono

Este circuito está previsto para su empleo en una pequeña instalación telefónica privada. La secuencia del tono de llamada es de 400 ms activado, 200 ms desactivado, 400 ms activado y 2 segundos desactivado.

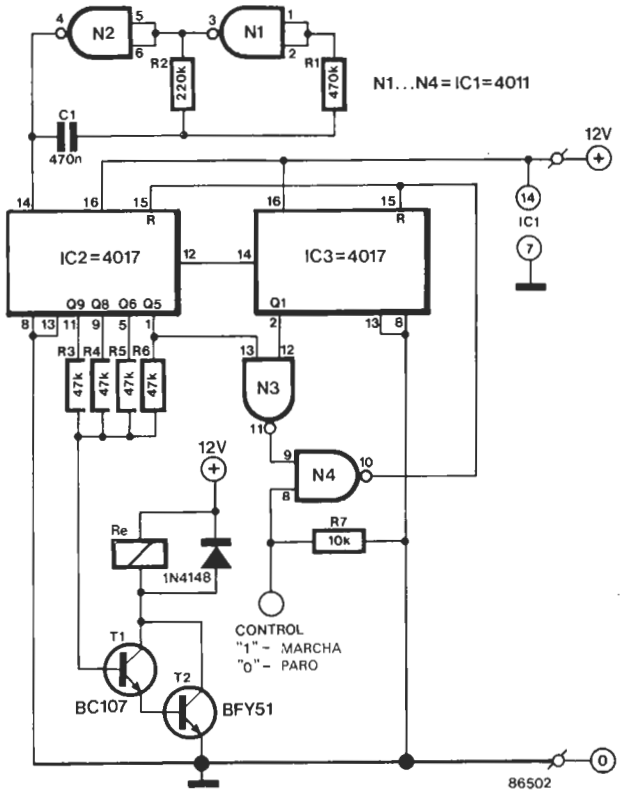
En el esquema adjunto, N_1 y N_2 forman un oscilador que funciona a una frecuencia de 5 Hz, que proporciona un período de tiempo de 200 ms. La señal del oscilador se alimenta a dos contadores decimales (convertidores-divisores), que están conectados de tal manera (mediante N_3 y N_4) que la señal de entrada se divide por 15.

La segunda entrada de N_4 puede utilizarse para activar y desactivar el divisor mediante niveles lógicos. Si no se utiliza esta disposición circuital, las dos entradas de N_4 deben interconectarse.

Las resistencias R_3 a R_6 inclusive forman una puerta OR que controla un relé a través de T_1 y T_2, que están conectados en un circuito de montaje tipo Darlington.

Las salidas 5 a 9 de IC_2 se ponen secuencialmente a nivel alto, de modo que el relé esté activado durante 400 ms (cuando las salidas 5 y 6 están a nivel alto), luego desactivado durante 200 ms (la salida 7 no está conectada) y finalmente, se vuelve a activar durante 400 ms (cuando las salidas 8 y 9 están a nivel alto). Después de la secuencia anterior, el relé estará desactivado durante 10 períodos = 2 s y luego, el ciclo se autorrepite.

1



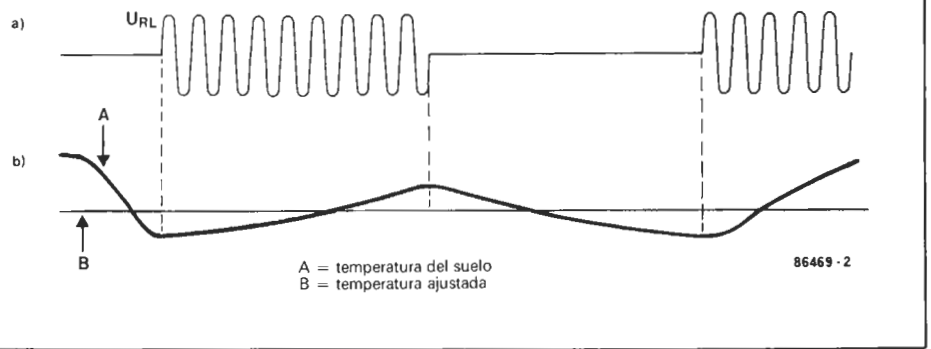
15 Caldeo de suelos controlado por termostato

Muchas personas interesadas por el cultivo de plantas insisten en el hecho de que muchas de las especies más exóticas, tales como algunas variedades de orquídeas y hongos, sólo medran en suelos caldeados y con un grado de humedad relativamente alto.

Sea o no correcta esta hipótesis, este circuito ofrece la posibilidad de mantener a un nivel constante ajustable la temperatura del suelo en un invernadero miniatura.

El elemento calentador está constituido por varios bucles de hilo de acero con revestimiento plástico, tal como el que se utiliza en jardinería. El hilo empleado en

1



el prototipo tenía un diámetro de 1 mm y una resistividad de unos 0,2 ohmios por metro.

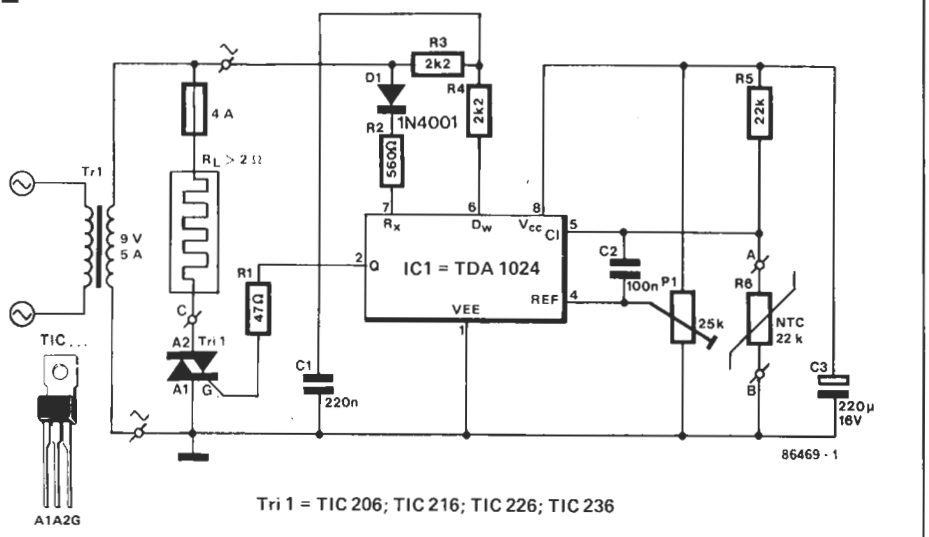
El esquema del circuito de este calentador del suelo muestra que el elemento de caldeo está controlado en su temperatura por medio de un triac, excitado por un termostato eléctrico tipo TDA1024 que obtiene la información necesaria en cuanto a la temperatura del suelo a partir de R_6, que es un sensor del tipo NTC (coeficiente de temperatura negativo).

El circuito se alimenta a partir del secundario del transformador por medio de un rectificador D_1 y una resistencia en serie R_2. La regulación a 6,5 V es interna al circuito integrado y C_3 filtra esta tensión. R_3 y R_4 proporcionan al circuito integrado una señal sincronizadora de la red, mientras que C_1 produce un desplazamiento de fase controlado, con el fin de que la tensión de trabajo relativamente baja pueda seguir asegurando una sincronización correcta del cruce por cero.

El circuito sensor de la temperatura está constituido por R_5, R_6 y P_1. La resistencia R_6 del sensor debe insertarse en el suelo en una posición adecuada, por supuesto, bien aislada desde el punto de vista eléctrico. La temperatura óptima del suelo, que debe establecerse por «tanteo», es ajustable con el potenciómetro P_1. En la figura 1 se indica la correlación existente entre la temperatura del suelo, la tensión del elemento de caldeo y la temperatura preestablecida.

Si fuera necesario, un elemento de caldeo más potente puede introducirse en el suelo, pero entonces deberán cambiarse los valores nominales del fusible, Tr_1 y Tri_1. Sin embargo, la tensión en el secundario del transformador debe seguir siendo de 9 voltios. Con los componentes que se indican en el esquema del circuito, la energía de caldeo es de unos 40 vatios.

2



Tri 1 = TIC 206; TIC 216; TIC 226; TIC 236

16 Apagado automático

Este temporizador desconecta automáticamente el equipo dejado funcionando y no atendido durante más de 30 minutos.

El funcionamiento del circuito se comprende fácilmente siguiendo sus funciones de encendido y de intervalo de espera. Casi inmediatamente después de que se haya pulsado S_4, el contacto de relé «Rel» se cierra para la alimentación del transformador Tr_1 y del equipo conectado a la toma de corriente de la red. Esto sucede así porque la presencia inicial de la tensión de alimentación de +12 V en el circuito hace que el contador-oscilador IC_1 y el biestable del tipo set/reset (S/R) N_1-N_2 sean objeto de reposición por medio de un impulso corto de nivel lógico alto en la unión de R_1 y C_1. Las salidas de N_1 y N_3 pasan a ser de nivel alto y bajo, respectivamente, y T_4 puede activar el relé R_1. Hasta aquí la función de retención automática del encendido del contacto «Rel».

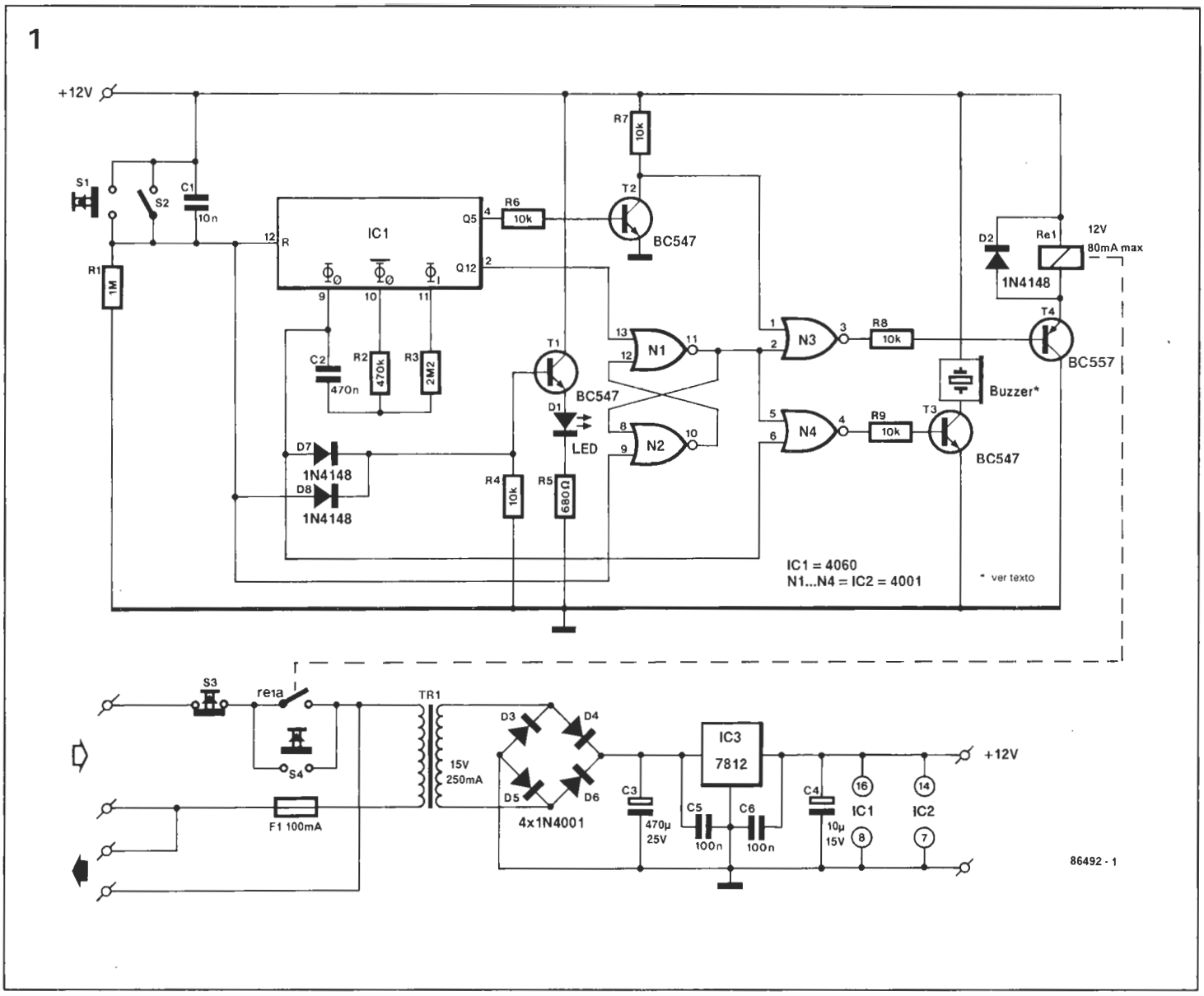
Después de haber sido objeto de reposición, IC_1 comienza un conteo descendente de sus impulsos de reloj generados en el propio chip, que tienen una frecuencia de unos 2 Hz. El diodo LED D_1 parpadea a esta frecuencia para indicar la condición de conteo descendente. Observe que S_2 se ha dispuesto para la reposición; es decir, para bloquear permanentemente el temporizador, en cuyo caso D_1 se ilumina con luz estable. Por tanto, el diodo LED tiene una función indicadora triple en este circuito: temporizador activado (parpadeante), temporizador y equipo desconectado (apagado) y temporizador desconectado con el equipo activado (luz estable).

En tanto que la salida del contador Q_{12} se mantenga a un nivel lógico bajo, la tensión en el colector de transistor inversor T_2 (terminal Q_5) no puede hacer que la corriente de la bobina de relé se interrumpa por T_4. Sin embargo, si hubiera transcurrido un tiempo de 34 minutos ($T(Q_{12}) = {}^1/_2 \times 2^{12} = 2.048$ s) desde que se produjo la reposición de IC_1 y N_1 y N_2, Q_{12} pasará a nivel alto, haciendo que bascule el biestable de dos puertas; la salida de N_1 pasará a nivel bajo, pero Re_1 se mantendrá activado por T_4, puesto que la otra entrada de la puerta NOR N_3 sigue estando a nivel alto, lo que significa que la salida del contador Q_5 no se puso todavía a 1. El zumbador autooscilante comienza a sonar a una frecuencia de 2 Hz, puesto que T_3 es excitado por la puerta NOR N_4, que recibe dos niveles lógicos bajos en sus entradas. Así se avisa al usuario de que tiene otro período de 15 segundos, más o menos, para pulsar S_1 durante otro intervalo de 34 minutos. Si no se toma ninguna acción para la reposición del temporizador antes de que Q_5 pase a nivel alto, N_3 bloquea el transistor excitador del relé y, por tanto, el contacto «Rela» corta la tensión de alimentación de la red a Tr_1 y al equipo conectado.

La descripción anterior del funcionamiento del circuito pone de manifiesto que la pulsación de S_1 o la activación de S_2 es la única manera de mantener sin sonar el zumbador y de que el relé de la red desconecte el circuito y el equipo temporizador. Si así se desea, el conmutador S_3, del tipo «pulsar para interrumpir», puede accionarse para interrumpir la alimentación de la red dentro del intervalo de media hora y sin tener el sonido molesto del zumbador.

Finalmente, los intervalos de temporización indicados pueden cambiarse para adaptarse a las necesidades individuales utilizando otras salidas del contador y/o otra frecuencia de reloj para IC_1 (con la adaptación de los valores R_2-C_2).

1



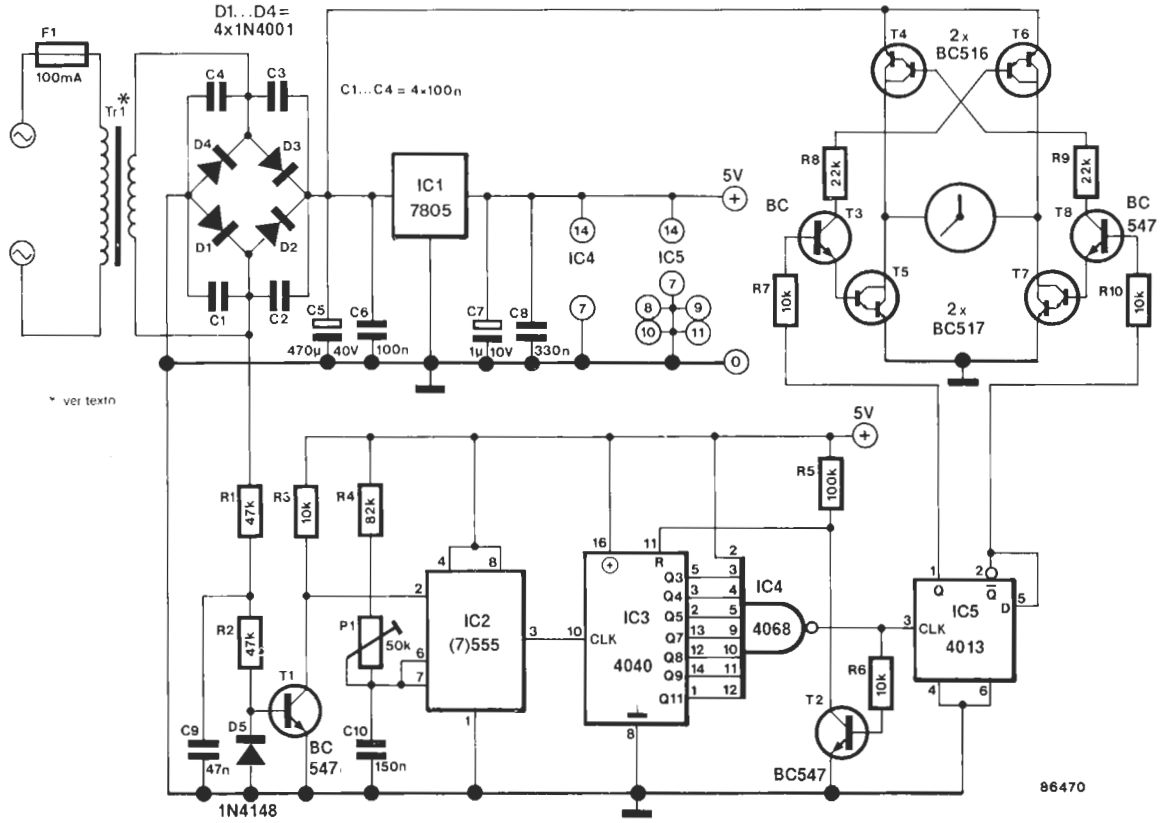
17 Controlador de reloj industrial

Actualmente, la mayoría de los relojes son del tipo de control por cristal de cuarzo y, por tanto, tienen una exactitud no inferior a unos pocos segundos en un año. Los relojes eléctricos de tipo más antiguo, en particular los utilizados ampliamente en grandes almacenes, tiendas por departamentos, fábricas, estaciones de ferrocarril, etc., estaban controlados y sincronizados de forma centralizada. Esta sincronización se efectuaba mediante impulsos obtenidos a partir de la red y enviados a cada reloj a través de una red de cable independiente. Muchas personas tienen un reloj de esta clase como una curiosidad, pero no tienen ningún medio de controlarlos. El circuito propuesto les ayudará a hacerlo. Con referencia al esquema, el conformador de impulsos T_1 dispara el monoestable IC_2 a la frecuencia de la red de 50 Hz. El contador IC_3 se repone automáticamente después de cada 3.000 impulsos por IC_4 y T_2. Al mismo tiempo, bascula el biestable IC_5 y ello hace que el circuito en puente constituido por T_2...T_8 invierta la polaridad del motor cada 60 segundos.

Dependiendo del tipo de reloj que se tenga, la tensión en el secundario del transformador puede tener que seleccionarse para suministrar una tensión 0,7 veces superior a la de trabajo normal del motor del reloj. Además, el circuito en puente mostrado no debe funcionar a ten-



1



siones superiores a 30 V, mientras que la corriente máxima es de unos 250 mA.

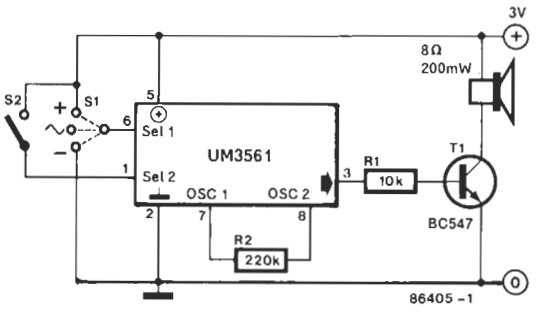
Sólo hay un punto de ajuste en el circuito, que es P_1, y que debe ajustarse para conseguir la supresión máxima del ruido parásito de la red y si no pudiera comprobarse, el ajustable puede llevarse a su posición central. Si el reloj atrasara, P_1 puede ajustarse para proporcionar una resistencia algo más baja, pero debe tenerse cuidado en evitar que se tenga una constante de tiempo del circuito monoestable superior a 20 ms, puesto que, en ese caso, solamente la mitad del número de ciclos de 50 Hz pueden llegar al contador.

18 Sirena con cuatro sonidos

Este pequeño e interesante circuito está destinado, en particular a los entusiastas de la construcción de modelos. Basado en un solo circuito integrado, resulta fácil de montar y es barato. Además funciona a partir de una pila de 3 voltios y sólo consume 150 μA en el estado de reposo y 28 mA en funcionamiento.

Los cuatro tonos diferentes se seleccionan mediante dos conmutadores S_1 y S_2. La tabla adjunta indica la correlación entre las posiciones de los conmutadores y el sonido.

1



S_1	S_2	Sound
~	~	Police siren
+	~	Fire tender
–	~	Ambulance
+	+	Staccato

19 Monitor de luces del automóvil

Muchos accidentes de tráfico son producidos por fallo en las luces del coche. Con frecuencia, el conductor no se entera de dicha avería, porque las luces de aviso proporcionadas en el salpicadero no controlan, estrictamente hablando, las luces correspondientes, sino más bien la posición del conmutador, ya que están casi siempre conectadas en paralelo con las luces del automóvil. El circuito propuesto está previsto para indicar la avería de una luz en una pareja: luces laterales, faros (hasta una potencia de 55 W), luces traseras, luces del freno o luces para niebla. Las dos lámparas deben tener los mismos valores nominales.

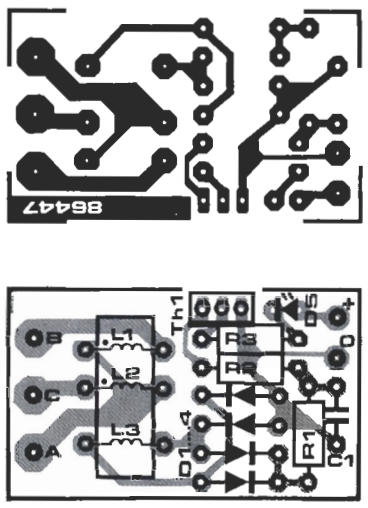
Las bobinas contradevanadas, L_1 y L_2, son recorridas por la misma corriente cuando ambas lámparas funcionan de manera correcta, de modo que los campos magnéticos creados por estas corrientes se anularán entre sí. Cuando falla una de las lámparas, el campo magnético producido por la corriente que circula a través de la otra inducirá una tensión en L_3. Este impulso hace que se active el circuito TIC106D y, a su vez, hará que se ilumine el diodo D_5. Si ambas lámparas fallan simultáneamente, cuya probabilidad es muy pequeña, por supuesto, el circuito no funcionará.

Puesto que, en la práctica, las dos lámparas no se encienden ni se apagan simultáneamente, R_1-C_2-C_2 proporcionan un retardo para permitir que se estabilice el campo magnético. Sin embargo, hay que destacar que C_1 debe adaptarse a las lámparas particulares objeto de control, puesto que el incremento de su valor hace que sea menos sensible el circuito (con un retardo más largo).

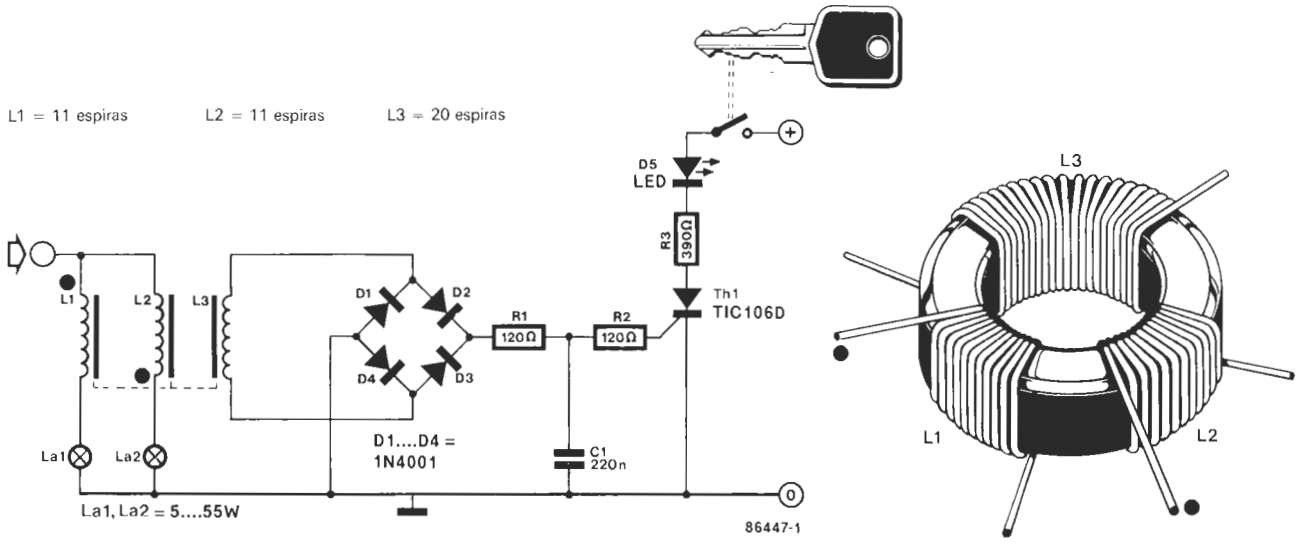
La bobina se construye fácilmente a partir de un núcleo antiguo (o nuevo) de una bobina de choque o conmutador regulador de la intensidad luminosa. En primer lugar, hay que devanar, por dos veces, 11 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,7 mm de sección (calibre SWG22) alrededor del núcleo, como se indica en el dibujo ilustrativo. La bobina inductora L_3 está constituida por 20 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,1 mm de sección (calibre SWG40) (esta bobina no soporta una corriente intensa). Hay que tener presente que los puntos negros indicados en el dibujo son los mismos que en el esquema del circuito. Si el circuito no funciona, ello significa, casi con toda certeza, que las conexiones de L_1 o de L_2 no se han intercambiado.

Para controlar todas las luces del automóvil, el circuito tendrá que construirse tantas veces como pares de lámparas existan. Los diodos indicadores se instalarán mejor en el salpicadero. Sin embargo, es posible utilizar un diodo LED para varios circuitos; cuando este diodo se ilumina, será necesario darse una vuelta alrededor del coche para ver qué lámpara se fundió. Una vez iluminado el diodo LED, se mantendrá encendido hasta que el tiristor o el encendido se haya desconectado.

1



2



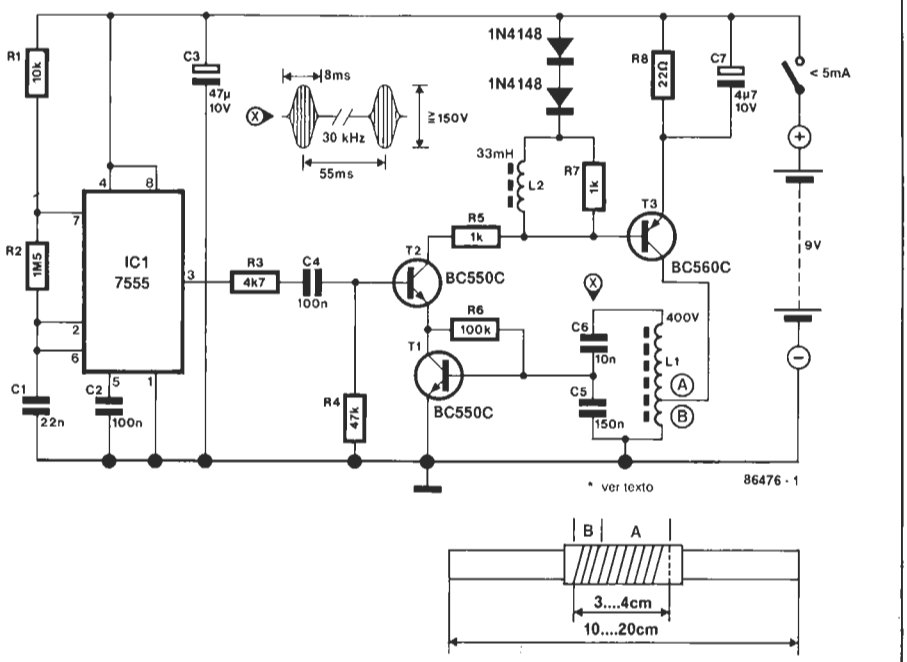
20 Control remoto para interruptores de luz (emisor)

Todos nosotros hemos deseado alguna vez que algunos de los interruptores de nuestra casa fueran algo más fácil de localizar y accionar, sobre todo en la oscuridad y en el caso de los interruptores de uso menos frecuente, tales como los del garaje o de la bodega. Para las personas físicamente disminuidas, algunas localizaciones de los interruptores suponen dificultades reales para sus desplazamientos en la casa y para estas personas, sería muy cómodo poder accionar el interruptor a distancia. El sistema de control sin hilos propuesto difiere de, por ejemplo, un montaje basado en infrarrojos, en que no precisa ninguna trayectoria visual directa entre el emisor y el receptor correspondiente, mientras que la distancia operativa viable es del orden de unos pocos metros.

El esquema circuital del emisor de control muestra un oscilador constituido por T_1, T_3 y T_2, funcionando este último transistor como simplemente un dispositivo de conmutación. La frecuencia del oscilador está ajustada a unos 30 kHz por medio de C_5, C_6 y L_1, estando esta última bobina constituida por unas 200 espiras de hilo de cobre esmaltado de calibre 36 SWG (∅ 0,2 mm) sobre un núcleo conformador de paxolina para adaptarse al diámetro de una varilla de ferrita de 10 a 20 cm de longitud; la ferrita puede obtenerse a partir de un aparato de radio portátil de onda media/larga desechado. La toma de derivación de la bobina se realiza a 20 espiras de la conexión a tierra. Para poder compensar el rendimiento en radiación relativamente bajo de la antena transmisora propuesta, la tensión pulsatoria máxima a través de C_6 se eleva a unos 150 V_{pp} cuando el oscilador se activa durante 8 ms por el transistor T_2, que se excita con una señal de 18 Hz procedente de IC_1. El funcionamiento en el modo pulsante del oscilador asegura un consumo de potencia medio relativamente bajo del emisor alimentado por pilas, cuando ha de activarse un aparato receptor.

La prueba del emisor se realiza con facilidad utilizando un osciloscopio y podrá observar la portadora pulsada de 30 kHz, que debe tener la apariencia que se indica en la ilustración del esquema. El tiempo de establecimiento del impulso de 8 ms viene determinado por C_4-R_4 y es recomendable no cambiar sus valores, puesto que constituyen la solución de compromiso óptima entre el consumo de corriente del emisor y la potencia de salida del mismo.

1



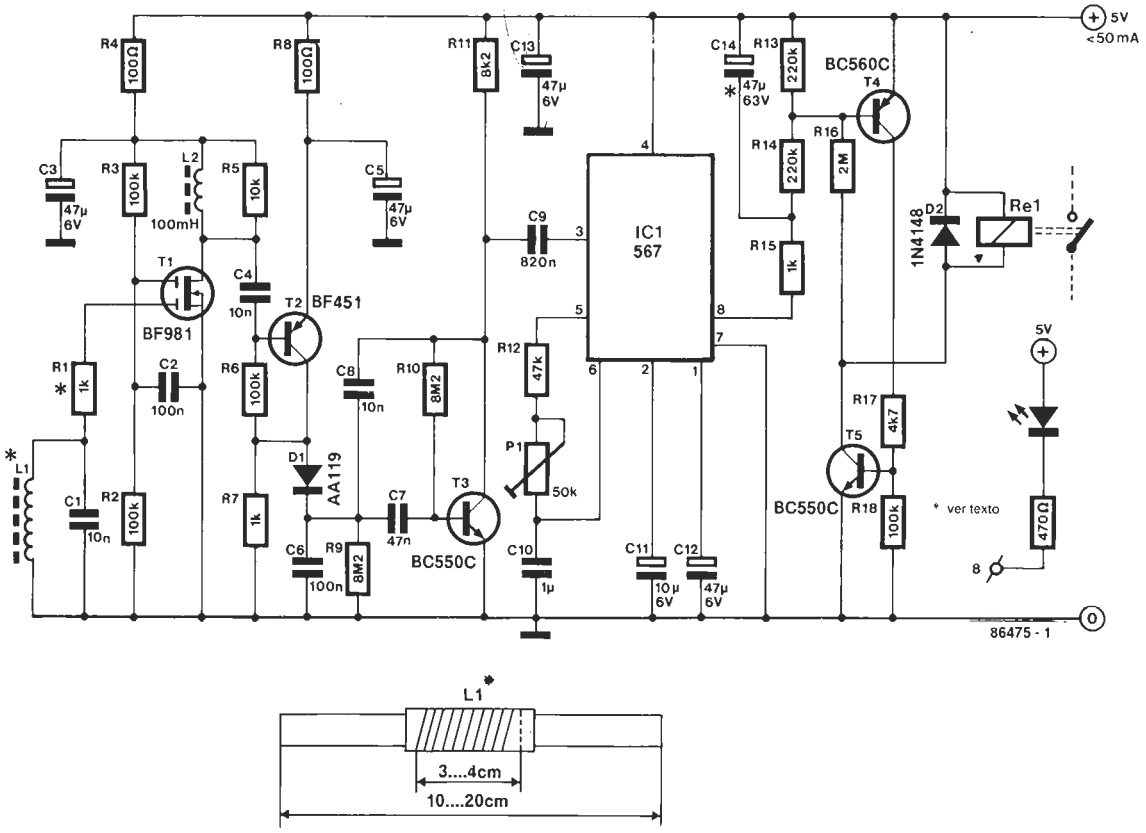
21 Control remoto para interruptores de luz (receptor)

Lo mismo que el emisor portátil asociado (vea artículo anterior), el receptor es sencillo de construir.

Como puede observar en el esquema del circuito, el circuito sintonizado en paralelo L_1-C_1 recibe la señal del emisor, que se separa primero por medio de un MOSFET de puerta doble (T_1), para evitar la carga excesiva del circuito sintonizado. Una amplificación adicional se realiza por T_2, antes de que el circuito rectificador D_1-C_6 pueda proporcionar una tensión pulsante a T_3, que excita el circuito detector PLL IC_1 con una señal del tipo de diente de sierra. La salida de bloqueo, en la patilla 8, de IC_1 controla Re_1 a través del circuito excitador de relé T_4-T_5.

En cuanto a algunos detalles relativos al circuito receptor, el chip PLL indica la condición de bloqueo llevando la patilla 8 a un nivel bajo; C_{14} se carga entonces y funciona como un dispositivo de almacenamiento intermedio (buffer) en caso de que la tensión de entrada del circuito PLL desaparezca debido al hecho de que la bobina del emisor ya no se mantiene estable para la recepción óptima (efecto directivo de la varilla de ferrita). En la entrada del receptor, R_1 debe montarse directamente en la puerta MOSFET correspon-

1



diente para evitar la posible tendencia a la oscilación de T_1.

Lo mismo que la bobina del emisor, L_1 está devanada sobre una plantilla de paxolina de 4 cm de longitud, que puede deslizarse sobre la varilla de ferrita para encontrar la posición que proporcione la recepción óptima: utilice 210 espiras de hilo de cobre esmaltado de calibre 36 SWG (∅ 0,2 mm) y la longitud de la bobina debe ser de unos 3 cm. L_1 y L_2 deben estar separadas entre sí por una pantalla metálica para evitar un acoplamiento parásito.

El receptor se comprueba y ajusta con facilidad colocando un emisor operativo a una distancia aproximada de 4 m. La posición óptima de la bobina sobre la varilla de ferrita puede encontrarse ahora conectando un osciloscopio al terminal de drenador de T_1 y deslizando L_1 hasta obtener la señal máxima en la recepción. Si no dispone de un osciloscopio, la señal en la entrada PLL (patilla 3) puede conectarse a un altavoz para posicionar L_1 de modo que se obtenga el movimiento máximo de la bobina móvil a una frecuencia de 18 Hz. Después de haber ajustado correctamente la posición de L_1, puede fijarse con un adhesivo en la varilla soporte.

El ajuste del circuito PLL se realiza con P_1, que debe accionarse poco a poco a través de su recorrido para establecer los puntos en los que el circuito PLL deja de bloquear la señal entrante (se desactiva Re_1 y se apaga el diodo LED indicador del bloqueo, si está instalado). Ajuste ahora P_1 a la posición intermedia entre los puntos de «no bloqueo». Desplace cuidadosamente el emisor a un lugar en donde la recepción sea desfavorable; es decir, en donde se observe que se desactiva Re_1.

Un ajuste preciso de P_1 y una posterior prueba y corrección permitirá al usuario establecer la posición preajustada que corresponde a la sensibilidad óptima del receptor y la mejor fiabilidad en unas circunstancias lejos de ser favorables.

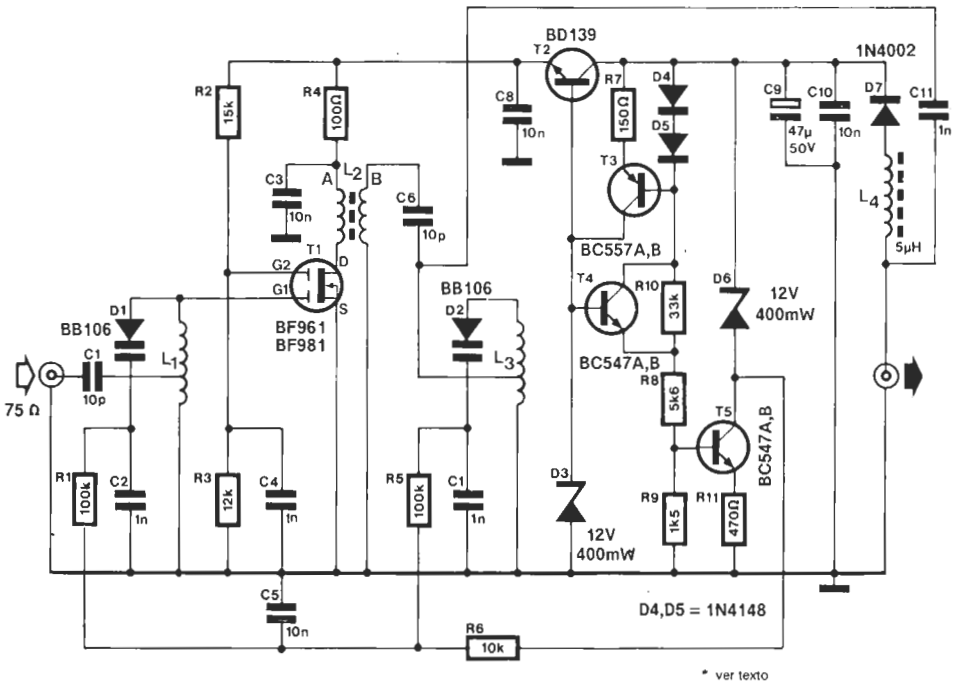
22 Amplificador reforzador de FM sintonizable

Este preamplificador de la banda de FM (88-108 MHz) se diseñó para resolver los problemas asociados con los amplificadores de antena de banda ancha y de banda estrecha. Los amplificadores reforzadores más frecuentes en el mercado son tipos de banda ancha con una deficiencia en la selectividad y rechazo de emisora contigua, mientras que los tipos de banda estrecha (más caros) son poco prácticos cuando se trata de recibir las señales de emisoras bastante apartadas de la frecuencia (fija) de amplificación máxima.

Este diseño es el mejor de ambos mundos de banda ancha y estrecha, puesto que tiene una buena selectividad y manipulación de las señales fuertes, así como un factor de ruido relativamente bajo y una suficiente amplificación a través de toda la banda de FM. La sintonía del preamplificador se realiza en la sala de estar, por medio de un simple potenciómetro montado en una caja que está adecuadamente situada cerca del sintonizador de FM, como parte del equipo de alta fidelidad.

Este circuito puede hacerse funcionar también como un preamplificador en la banda de radioaficionados de 2 m (144-146 mHz) modificando los circuitos

1



sintonizados para adaptarse a la frecuencia más alta.

El esquema del circuito del amplificador sintonizable, figura 1, muestra que dos circuitos sintonizados remotos, junto con un tetrodo MOSFET se han incorporado para reducir al mínimo las posibilidades de que se trabaje en condiciones de modulación cruzada y/o intermodulación producidas por señales locales fuertes. Los diodos Varicap D_1 y D_2 constituyen la capacidad variable para las bobinas L_1 y L_3, respectivamente. Los circuitos sintonizados están ajustados a la frecuencia deseada por medio de la tensión aplicada a los diodos D_1 y D_2 (de 3 a 24 voltios, con polarización inversa). La ganancia en RF ofrecida por T_1 debe ser del orden de 25 dB, mientras que el factor de ruido se preve que sea de unos 2 dB.

La tensión de sintonía/alimentación del amplificador y la señal de salida RF superpuesta están conectadas al núcleo del cable coaxial que está conectado a la fuente de alimentación/sintonizador, según se indica en la figura 2. El potenciómetro de control de la sintonía P_1 constituye el bucle de realimentación del regulador de tensión compuesto por T_7, T_8 y T_9. Al accionar P_1 se varía la tensión para el preamplificador montado en el mástil desde 15 a 36 voltios. El regulador T_2-T_3-T_4 (figura 1) proporciona al transistor Mosfet T_1 una tensión fija de 11,4 V, prescindiendo del nivel de corriente continua existente en el núcleo del cable coaxial. La resta de 12 V de la tensión de entrada de 15-36 V se realiza por medio del diodo zener D_6 y de la fuente de corriente T_5. La tensión de salida RF y la alimentación de corriente continua están acopladas al cable de bajada de antena a través de C_{11} y L_4, respectivamente. C_{14} y L_5 (figura 2) tienen la misma función en la fuente de alimentación. D_{13} evita que la tensión de salida de la fuente de alimentación se eleve por encima de 37 V, en caso de que se produzca cualquier anomalía en dicha fuente, mientras que D_7 protege al preamplificador contra la aplicación de una tensión inversa, en caso de que se inviertan accidentalmente el núcleo y el apantallamiento del cable coaxial. T_6 limita la corriente de cortocircuito de la alimentación a un valor de seguridad de 60 mA.

Lo que se indica a continuación son observaciones importantes que han de tenerse en cuenta al construir el amplificador de la cabeza del mástil y el circuito de control asociado montado en interiores:

1. Utilizar una placa de cobre con una superficie máxima de plano de tierra (es idónea la placa de prototipo RF tipo EPS 85000).

2. Montar una pantalla metálica a través de la caja del transistor MOSFET para suprimir cualquier tendencia a una oscilación parásita.

3. Mantener lo más corto posible el cable de conexión de la fuente y soldarlo directamente a la superficie de cobre.

4. Mantener los cables de conexión del condensador C_4 de desacoplo de C_2 lo más corto posible y para este propósito será ideal un condensador de disco cerámico.

5. Mantener todas las conexiones de las bobinas lo más corta posible para evitar la sintonía del amplificador en el margen de frecuencia erróneo.

6. Montar T_9 con un pequeño disipador de calor.

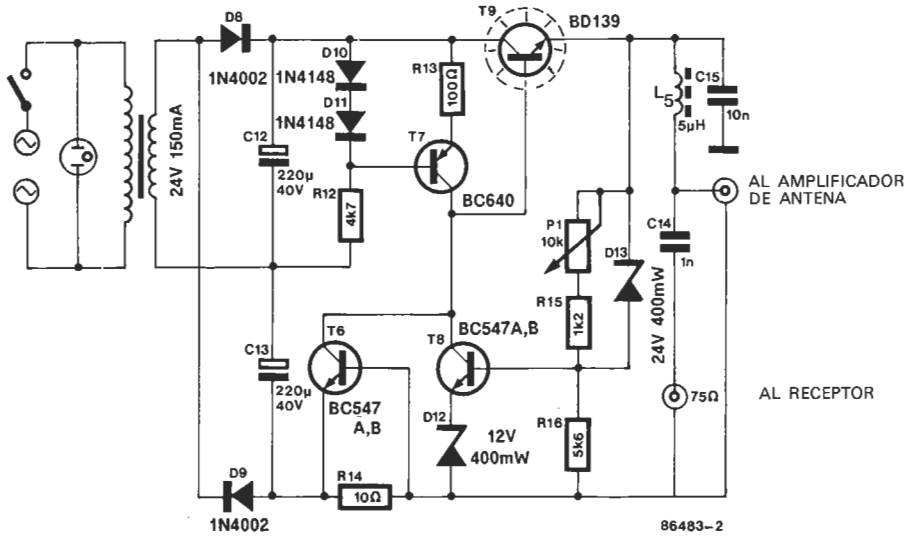
7. Montar una pantalla entre el amplificador y la sección de alimentación de corriente continua.

Una vez terminado el montaje de la cabeza de RF y de la fuente de alimentación, esta última ha de comprobarse verificando la existencia de la alimentación variable (15,6 a 36,6 V) y la tensión de sintonía en el núcleo del cable coaxial. La tensión a través de R_{14} debe ser menor que 0,4 V, con el amplificador conectado en el extremo distante del cable. El accionamiento de P_1 debe hacer que la tensión en el colector de T_5 varíe entre 3 y 24 V.

La tensión en el emisor de T_2 debe ser constante a 11,4 V con respecto a masa, prescindiendo de la tensión de sintonía establecida con P_1. La resistencia drenaje R_4 debe tener una caída de tensión entre 0,7 y 2 V. Hay que ajustar P_1 a la mitad de su recorrido.

El rendimiento óptimo en RF del amplificador puede conseguirse estirando o comprimiendo poco a poco la bobina L_3 para obtener una amplificación máxima a una frecuencia aproximada de 95 MHz; asimismo, se debe sintonizar el receptor para una emisión débil en esta frecuencia y alinearle para una desviación máxima del medidor de señal o una escucha óptima de la señal por encima del nivel de ruido. Hay que hacer lo mismo para las señales en uno u otro extremo de la banda y ajustar P_1 de forma adecuada. Hay que cerciorarse de que el potenciómetro de sintonía puede ajustarse para proporcionar una amplificación óptima para cada frecuencia en la banda de 88 a 108 MHz y marcar la escala de sintonía en la unidad de interiores en pasos de 1 MHz.

2



En caso de que no sea posible obtener la misma amplificación a través de la banda, L_3 puede adaptarse cuidadosamente aumentando o disminuyendo el número de espiras. Sin embargo, la toma de derivación debe permanecer a 3 espiras de la masa.

Quienes pretendan obtener la máxima perfección pueden instalar un condensador de ajuste de 40 pF en lugar de C_1, con el fin de que el amplificador pueda sintonizarse para un factor de ruido óptimo (es decir, el más bajo), que no es lo mismo que sintonizar para una amplificación óptima.

Finalmente, los datos de las bobinas para el amplificador sintonizable son los siguientes:

L_1 = 9 espiras de hilo de cobre esmaltado de calibre 22 SWG (0,7 mm de diámetro), con devanado cerrado (espiras juntas) y un diámetro de 7 mm. La toma de derivación estará a 1 espira de la masa.

L_3 = Lo mismo que L_1 pero con la derivación a 3 espiras de tierra.

L_{2a}; L_{2b} = 6 y 3 espiras, respectivamente, de hilo de cobre esmaltado de calibre de 26 SWG (diámetro de 0,5 mm) devanado en un anillo de ferrita de 10 mm, tipo T37-12.

23 Convertidor tensión/corriente

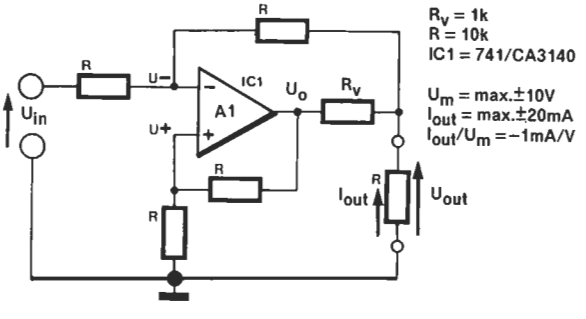
El convertidor que proponemos (también denominado fuente de corriente controlada por tensión) está basado en un solo amplificador operacional y proporciona a, o extrae de, masa una corriente que es función de su tensión de entrada. Este circuito puede convertir tensiones tanto negativas como positivas en corrientes negativas (desde masa) y positivas (hacia masa), respectivamente.

Cuando se utiliza un circuito integrado del tipo 741 o CA3140 en la posición A_1, una resistencia R_v = 1 k y R = 10 k, se tendrá una tensión máxima a la entrada de $U_{in} = \pm 10$ V y una intensidad máxima a la salida $I_{out} = \pm 20$ mA, con una transconductancia $g_m = -1$ mS.

Por supuesto, se puede cambiar cualquiera o la totalidad de estos valores si así se requiere, utilizando un amplificador opcional diferente y modificando los valores de las resistencias.

La corriente de salida máxima dependerá siempre del amplificador opcional empleado; para realizar dichos cambios, pueden ser de utilidad las fórmulas siguientes:

1



$$U_+ = U_- = (U_{in} - U_{out})/2 + U_{out}$$

$$U_0 = 2[(U_{in} - U_{out}] = U_{in} + U_{out}$$

$$I_{Rv} = U_{in}/R_v$$

$$I_{out} = I_{Rv} + I_R = U_{in}/R_v + (U_{in} - U_{out})/2R$$

Si R es mucho mayor que R_v (el caso más frecuente), se tendrá:

$$I_{out} = U_{in}/R_v$$

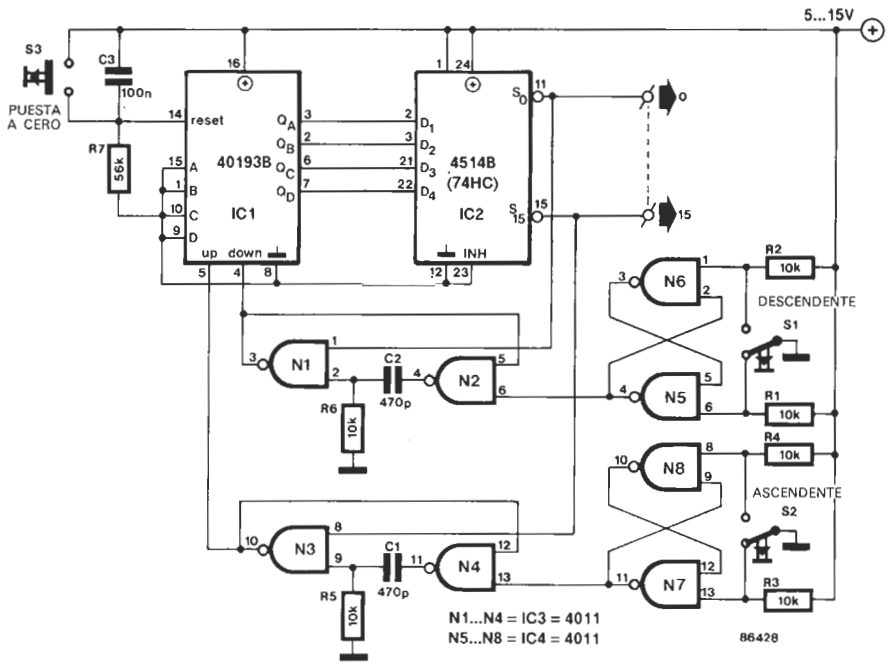
24 Conmutador rotativo electrónico

Más pronto o más tarde, los conmutadores rotativos de varias posiciones acaban teniendo inestabilidad en la resistencia de contacto, u otros defectos, causados bien sea por oxidación o por desgaste de los contactos. Este mismo efecto se produce también en los relés multicontacto. Parece bastante sorprendente que no haya un sustituto puramente electrónico, y por tanto libre de estos problemas; conmutadores de N contactos e interruptores de estado sólido están disponibles hoy día en una gran variedad de modelos.

El esquema adjunto muestra el equivalente electrónico de un conmutador rotativo de 16 posiciones, con contacto a masa. Dos pulsadores permiten «girar» el conmutador en un sentido u otro.

Los biestables N5-N6 y N7-N8, que evitan los rebotes de los pulsadores, suministran un nivel lógico bajo a los monoestables N1-N2 y N3-N4, respectivamente; estos monoestables proporcionan un pulso de unos 3.5 μs al contador ascendente/descendente (Up/down) IC1. El flanco de subida del pulso ascendente o descendente hace que este integrado genere el código binario correspondiente en sus salidas Q0...D15, que a su vez están conectadas a un decodificador 4 a 16, IC2. El decodificador selecciona la siguiente salida, anterior o posterior dependiendo del pulsador activado. La entrada 1 de N1 actúa de «tope» cuando se alcanza la posición S0, mientras la entrada 8 de N3 hace lo propio con la salida S15; esto impide que el conmutador siga avanzando una vez alcanzada la posición final (Primera o última), al inhibir el monoestable correspondiente. Como en algunos equivalentes mecánicos el tope se puede ajustar, de forma que se limite el número de posiciones, llevando la patilla 8 de N3 a la correspondiente salida de IC2. Finalmente, el pulsador S3 pone a cero el contador, lo que activa la salida S0, que también resulta seleccionada en el encendido.

1

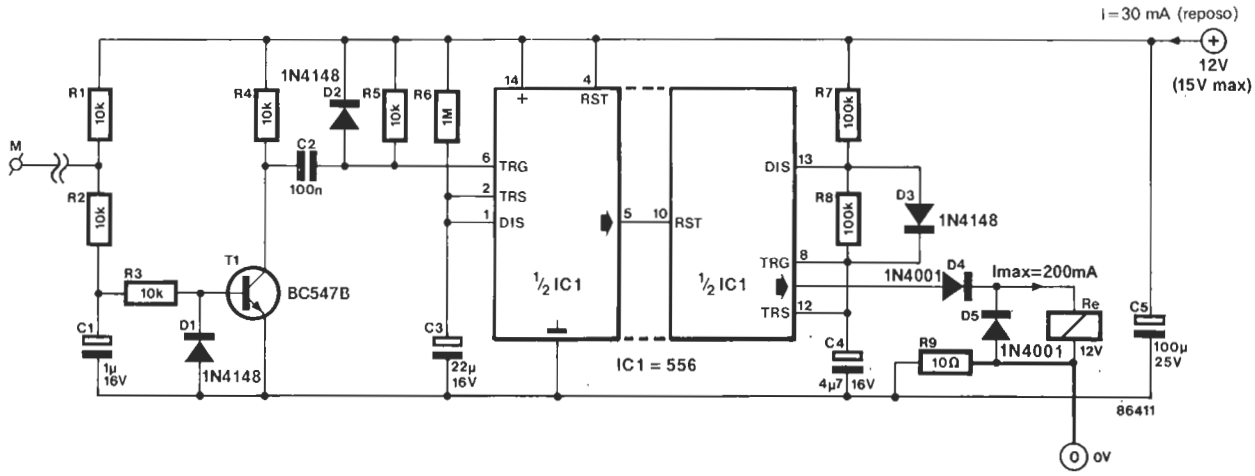


25 Alarma para autorradio

La misión de este circuito, diseñado con un solo integrado, es entregar una señal audible que avise del intento de sustraer el radiocasete del coche. La salida de la alarma puede activar la bocina del coche, que producirá el suficiente ruido para alertar al propietario del robo.

Dado que extraer la radio implica cortar, o desconectar, los cables de alimentación, el presente montaje detecta la apertura de un cable extra; este cable mantiene unido el chasis, metálico, del equipo con la masa del coche. En el esquema se trata del punto marcado M. Cuando este terminal está conectado a masa, el transistor T_1 está en corte y, por tanto, su colector se mantiene a nivel alto. Al abrir esta conexión, la tensión en M sube, el transistor T_1 conduce y el colector envía un flanco descendente que, a través de C_2, dispara el temporizador IC_1;

1



este primer temporizador tiene una constante de tiempo de unos 30 segundos, definida por R_6-C_3. El segundo temporizador contenido en IC_1 funciona como oscilador a 0,5 Hz (R_7-R_8-C_4) con un factor de trabajo del 50% (D_3). La salida de este oscilador ataca directamente a un relé, cuyos contactos están conectados en paralelo al interruptor, o relé, de la bocina. En estas condiciones, la alarma producirá el funcionamiento intermitente de la bocina durante 30 segundos.

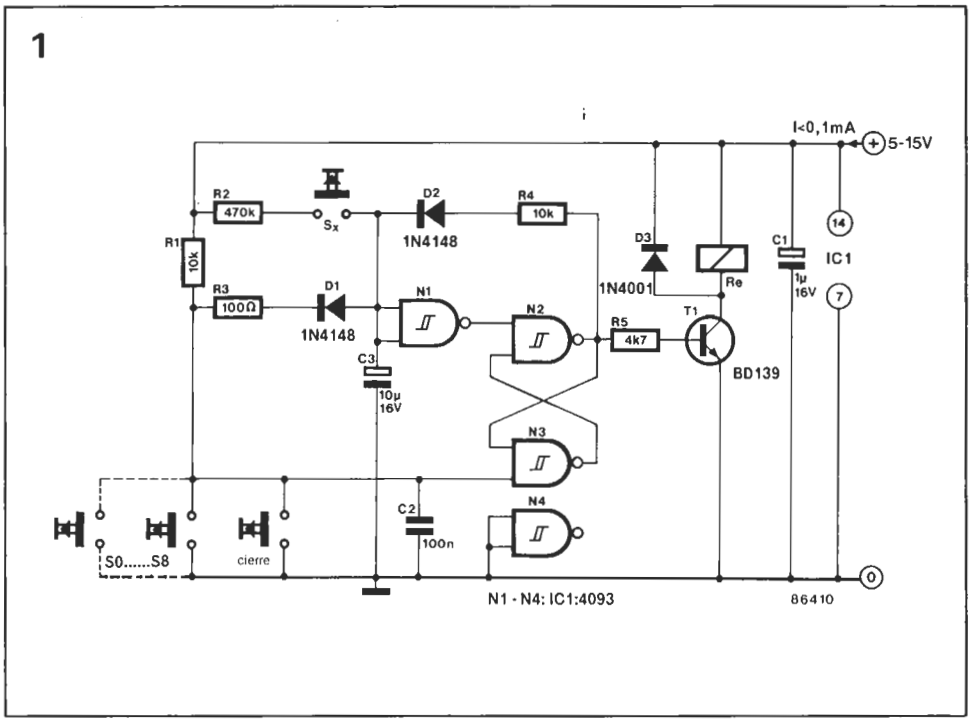
Evidentemente, el cable sensor debe ser situado de forma que tenga que ser uno de los primeros en desconectarse, ya que de otra manera la alarma puede sonar demasiado tarde. Este circuito puede ser adaptado a los aparatos extraíbles, siempre que se disponga de un contacto libre en el conector.

26 Cerradura codificada

Este circuito ofrece la posibilidad de volver loco a cualquier posible ladrón, además de efectuar una protección efectiva. El aspecto exterior es el de un teclado de 10 pulsadores. Sin embargo, la forma de abrir esta cerradura no es marcar un código correcto a base de varias teclas, sino mantener pulsada la tecla correcta durante un período de unos 10 a 15 segundos. Como se aprecia en la figura, el circuito está basado en un integrado 4093, que contiene cuatro puertas NAND con entrada trigger Schmitt. Las puertas N_1 y N_2 forman una báscula biestable que almacena el estado de la cerradura.

Suponiendo que el circuito ha estado desconectado durante un cierto tiempo, al recibir alimentación la red R_1-C_2 (C_2 descargado) lleva la cerradura a la posición de bloqueo, esto es, la salida de N_2 está baja. El condensador C_3 está descargado, y la única forma de cambiar el estado de la báscula es cargarlo. Esto se hace a través del pulsador C_x, manteniendo el contacto el tiempo suficiente para que alcance el nivel de disparo de N_1. Cuando esto ocurre, el biestable cambia a la posición de abierto, salida de N_2 a nivel alto. Una vez cargado C_3, la tensión se mantiene aunque se abra el pulsador mediante la red R_4-D_2, que inyecta una, débil, corriente que equilibra las fugas del condensador C_3. La cerradura permanece abierta

1



hasta que no se pulse una de las teclas $S_0 \ldots S_8$, o bien una tecla específica de «cierre». Cuando esto ocurre, el condensador C_3 se descarga rápidamente, a través de D_1-R_3, por lo que el circuito vuelve a la posición de cerrado. El relé conectado a la salida permanece excitado con la cerradura «abierta», y en reposo para «cerrada»; sin embargo, es posible cambiar la actuación empleando la puerta N_4 como inversor, colocada en serie con la resistencia R_5, a la salida de N_2.

27 Circuito supresor de ruido

El ruido en una señal de audio es más molesto cuanto más pequeña sea la propia señal. Cuando se conecta a un mezclador un cierto número de entradas, resulta particularmente perturbador si una, o varias, de las entradas producen únicamente ruido. Si esto ocurre, un circuito supresor de ruido es de gran utilidad. El circuito que presentamos controla la señal de entrada, y la desconecta, tras una cierta temporización, si el nivel cae por debajo de un determinado valor.

El circuito consta de dos partes: la sección de control y la sección de regulación. La sección de control, basada en los operacionales A_1 a A_4 inclusive, suministra una tensión proporcional a la señal de audio, que sirve para manejar la sección del regulador.

El regulador es básicamente un amplificador controlado por tensión, VCA (Voltage Controled Amplifier), realizado con uno de los dos amplificadores de transconductancia contenidos en el integrado LM13600 o LM13700.

Para un sistema estéreo, se necesitan una sección de control y dos secciones de regulación. Para una doble versión mono, se emplearán dos secciones de control y dos de regulación. En ambos casos, un solo LM13600 o LM13700 resulta suficiente para todo tipo de aplicaciones.

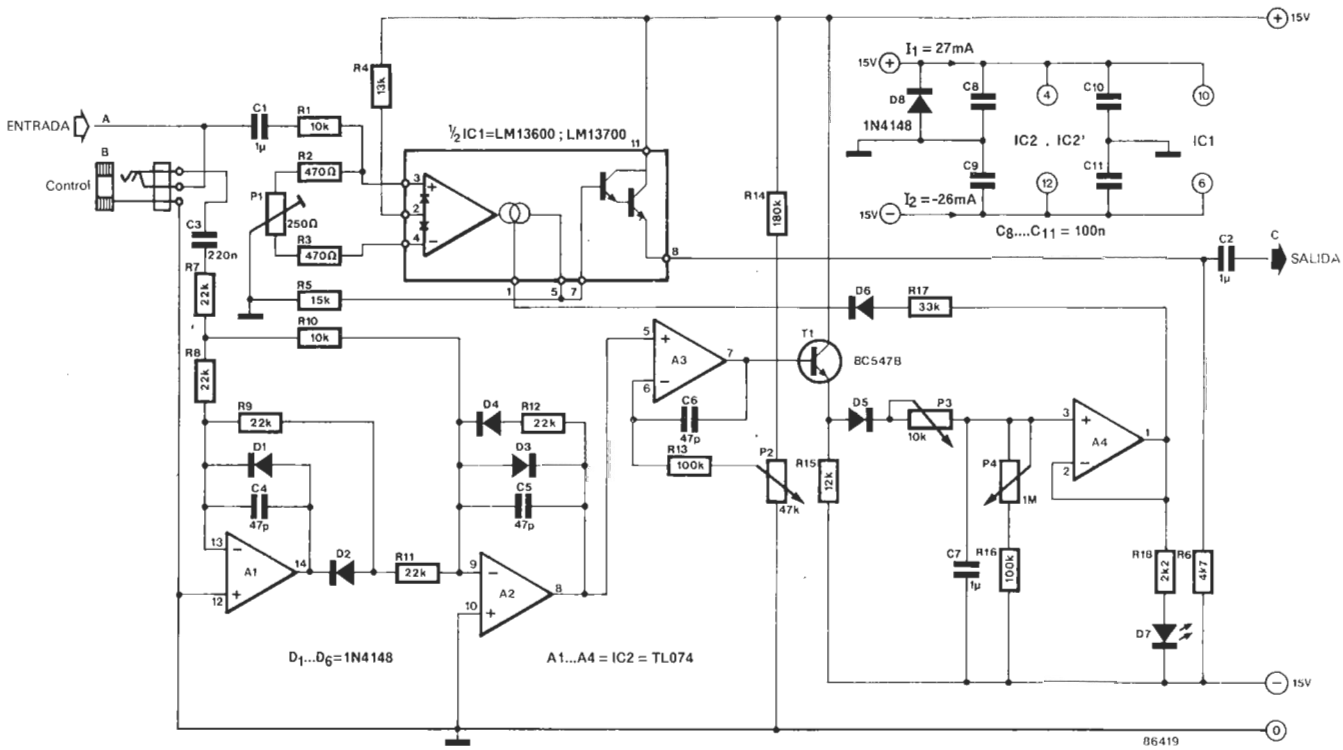
Los operacionales A_1 y A_2 forman un circuito rectificador de onda completa. El operacional A_3 compara el valor de pico de la señal con la tensión fijada por P_2. Si el valor de pico es mayor, el condensador C_7 se carga a través de T_1; el tiempo de ataque, de carga, se regula con P_3. El tiempo que transcurre antes de que la señal de audio se desconecte, descarga de C_7, se determina con P_4. La misión de A_4 es doble: por un lado, activa el indicador, diodo LED D_7, y, por otro, controla el VCA. El diodo D_6 garantiza que la amplificación del VCA es realmente nula cuando la salida de A_4 está baja (a -15 V.).

La entrada de la sección de regulación tiene una impedancia de unos 47 kΩ y ha sido diseñada para una señal de audio de 1 V_{rms}, lo que deja un margen de sobremodulación de unos 12 dB con una distorsión de aproximadamente el 1%. Si la amplitud de las señales a tratar es más elevada habrá que aumentar el valor de R_1. Si los niveles de entrada son más bajos, tendrá que emplear un preamplificador. En principio, el circuito de supresión de ruido tendrá que ser intercalado entre el previo y el amplificador (mezclador, control de tonos o ecualizador).

El nivel de salida se puede regular con R_5, mientras que P_1 permite realizar un ajuste que suprima los ruidos de conmutación. Para ello, la entrada de control se activa y desactiva, mientras se busca con P_1 la posición que dé menos ruido al conmutar.

La entrada de control está realizada a través de un jack miniatura con contacto. Al introducir en el jack un conector se abre la conexión entre el circuito de control y la señal de audio. En la entrada de control se puede inyectar otra señal, alterna, cuyo nivel active el circuito.

1



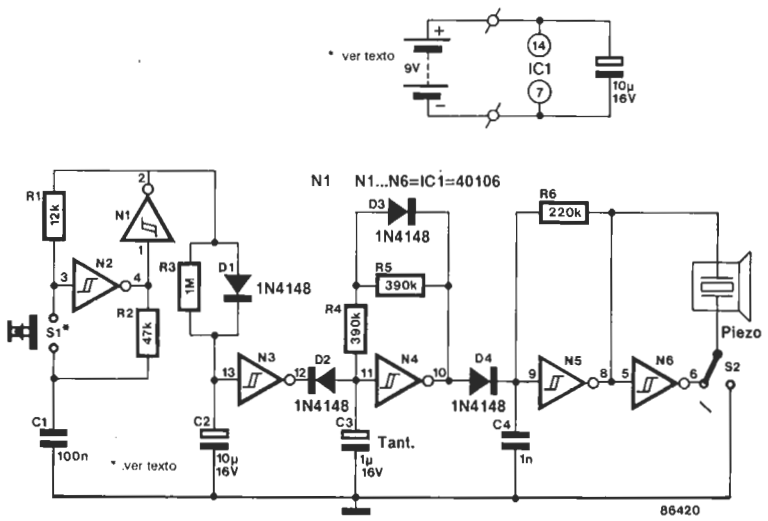
28 Pseudomensáfono Electrónico

He aquí un útil circuito que le permitirá abandonar una reunión en cualquier momento que desee; podríamos denominarle un «escaqueador electrónico». Cuando no tenga una buena excusa para abandonar la aburrida reunión, sólo tiene que hacer como que busca un bolígrafo en su chaqueta, y unos 20 segundos más tarde poner cara de sorpresa, o contrariedad, cuando suene su «mensáfono»; pulse de nuevo para parar el aviso y, tranquilamente, recoja sus papeles mientras murmura alguna disculpa sobre atender una «importante llamada». Nada más sencillo. También puede servir para resaltar su importancia de VIP (Very Important Person) en cualquier situación.

El funcionamiento del pseudomensáfono sólo requiere unos pocos componentes, y permite su funcionamiento durante aproximadamente un año con pila alcalina de 9 V, o de unos 230 días con una pila normal. Funcionamiento que se puede prolongar incorporando un interruptor de encendido.

Las puertas N_1 y N_2 forman una báscula biestable, cuyo estado cambia cada vez que se pulsa S_1. Cuando el circuito no está activado, la salida de N_2 permanece en estado alto. Al cabo de unos 20 segundos después de activar S_1, la puerta N_3 permite la entrada en funcionamiento del oscilador de baja frecuencia, N_4, que a su vez controla el oscilador de salida propiamente dicho, N_5. El resultado es un tono intermitente, producido en el resonador piezocerámico, que simula la llamada de un teléfono portátil. El volumen del tono puede ser ajustado, dependiendo de la urgencia o de la importancia relativa del VIP, con el interruptor S_2. El elemento piezocerámico puede ser sustituido por un resonador autooscilante, en cuyo caso se colocará S_2 en la posición de masa.

1



29 Mejora para etapas de potencia

Nuestros lectores conocen, y seguramente han empleado, circuitos integrados para etapas de salida de audio, como, por ejemplo, los módulos híbridos STK. Aunque estos integrados tienen unas características aceptables, se puede mejorar sus cualidades, sobre todo en cuanto a distorsión, ruido y tensión de desplazamiento (offset). Para ello, la etapa de salida se incluye en el bucle de realimentación de un operacional. La figura 1 muestra la disposición para una etapa inversora, mientras la figura 2 se aplica para etapas no inversoras. En los cálculos para determinar la nueva ganancia del amplificador de salida, determinada por R_1 y R_2, se supone que el LF356 proporciona una señal sin distorsión de 5 V_{rms}; observe también que este amplificador debe trabajar con una carga, en la salida, superior a 5 kΩ para evitar distorsión. Para una etapa de potencia de 50 W sobre 4 ohmios, la etapa de salida debe proporcionar una tensión de:

$$U = P \times R = 14{,}2\ V_{rms}$$

Si la amplificación de la etapa de potencia es de 3, el operacional debe suministrar unos 4,73 V. Para el circuito de la figura 1, el valor de R_1 es, por tanto, de: $R_2 = 3R_1$, mientras que para la figura 2, $R_2 = 2R_1$. Observe que la única diferencia entre ambas versiones es el valor de R_1.

La amplificación total puede ser calculada mediante la relación entre R_a y R_b con la fórmula:

$$A = (R_a + R_b)/R_b$$

teniendo en cuenta, además, las consideraciones siguientes, para respetar la limitación de la impedancia del operacional:

$R_1 \geqslant 10$ k (fig. 1)
$R_2 \geqslant 10$ k (fig. 2)
R_a y $R_b \geqslant 10$ k (figs. 1 y 2)

Para compensar el desplazamiento de la etapa de salida (offset), el condensador de entrada debe ser sustituido por un

puente; el condensador en serie con R_1, en la figura 2, también debe ser cortocircuitado. La frecuencia más baja de respuesta del conjunto viene determinada entonces por:

$$C_b = 1/(2\ \pi\ F_{inf}\ R_b)$$

La tensión continua de salida, en reposo, es menor de 3 mV, suponiendo que tanto R_a como R_b son de al menos 100 kΩ. Cuando sea necesaria una mayor precisión, puede emplearse el potenciómetro P_1 para ajustar exactamente la tensión de offset.

Para garantizar que no hay tensión continua en la nueva entrada del amplificador, el condensador C_c debe tener un valor de:

$$C_c = 1/F_{inf}\ R_c$$

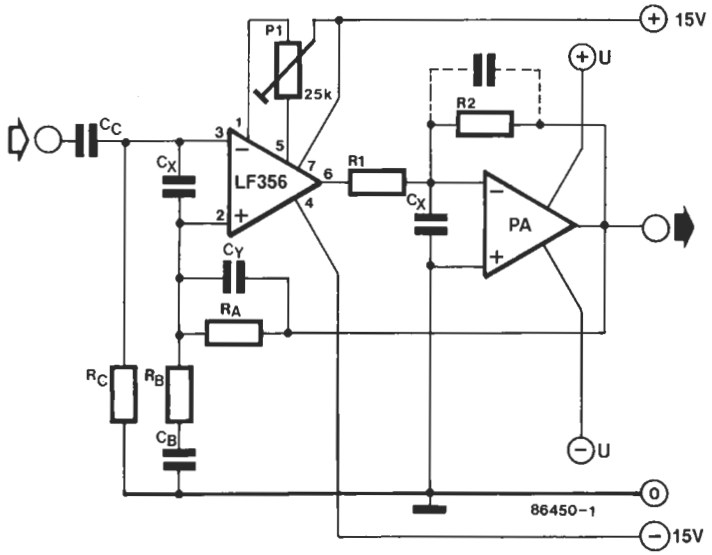
Dado que la ganancia de la etapa final ha sido reducida a 3, su factor de realimentación crece, con el consiguiente aumento de la banda de paso, y la distorsión disminuye. La realimentación adicional del LF356 reduce todavía más la distorsión, que de un valor del 1% pasa al 0,1%.

No todo son ventajas; la estabilidad del circuito cambia en el circuito modificado. Si se observa una tendencia a oscilar, lo primero que hay que hacer es corregir la frecuencia superior de trabajo con ayuda de C_y:

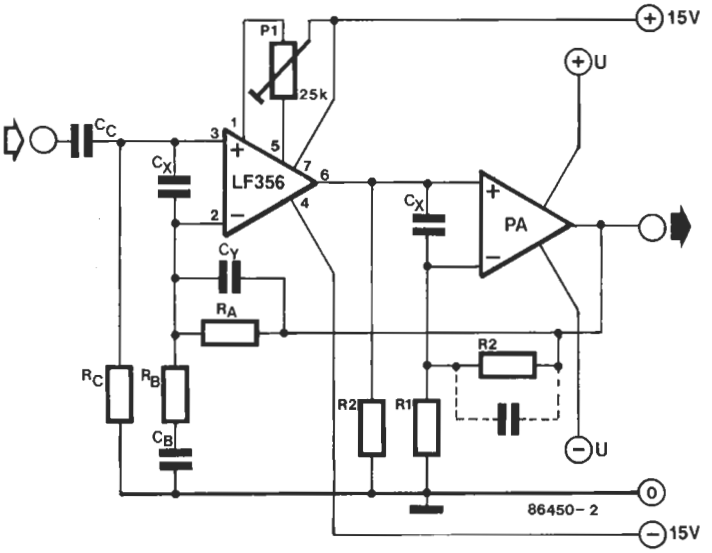
$$C_y = 1/(2\ F_{sup}\ R_a)$$

Si persiste la tendencia a la oscilación, se añadirán los condensadores C_x, con un valor entre 100 pF y 1 nF. Nuestro prototipo (que empleaba integrados STK) funcionó correctamente sin necesidad de condensadores C_x o C_y.

1



2

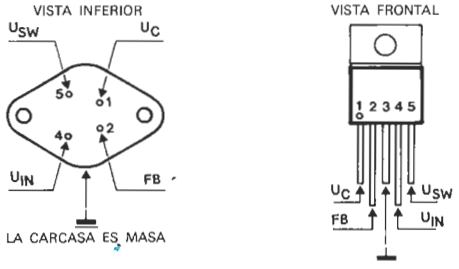


30 Alimentación conmutada

Uno de los mayores problemas que se encuentra el diseñador de una fuente de alimentación conmutada es que a la mayor parte de los circuitos integrados para estas aplicaciones les falta algún detalle considerado vital por el usuario. Los que tienen la etapa de salida adecuada no llevan protección térmica, o limitación de corriente, o al revés.

Linear Technology ofrece una solución a estos problemas mediante el LT1070. Este circuito integrado es tan sencillo de empleo como un regulador de tres patillas. El fabricante ha puesto todos los medios, de forma que el diseñador dispone

1



de un producto que permite realizar de manera sencilla, y eficiente, una fuente conmutada. La corriente máxima de salida es de 5 a 9 A, e incluye limitación de corriente.

El circuito muestra un convertidor CC-CC, cuya salida se puede ajustar entre 12 y 48 V, con una tensión de entrada superior a 3 V. Con la disposición de la figura, la tensión de entrada del circuito debe ser siempre inferior a la tensión de salida. Desde luego es posible variar la disposición de componentes, de forma que se puedan obtener a la salida tensiones inferiores a las de entrada.

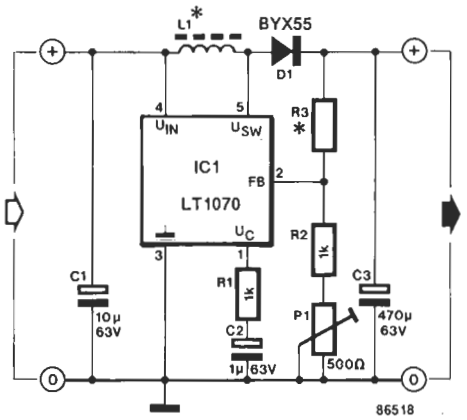
La corriente de salida depende de la tensión de entrada. Para una tensión en la entrada de 3 V, la potencia de salida es de 10 vatios como máximo. En nuestro prototipo, se obtuvo una salida de 50 mA a 48 voltios con una entrada de 3 V; aumentando la entrada hasta 12 V, se consigue cerca de 1 A.

En la construcción se debe tener en cuenta que hay elevados picos de corriente; todas las conexiones deben ser, por tanto, muy cortas, y los cables de entrada y salida deberán tener una buena sección (al menos 0,8 mm). Esto se aplica también a las conexiones de masa.

Hay que mencionar que parte de estos picos estarán presentes en la tensión de salida; si es necesario un buen filtrado de la salida, habrá que incorporar un filtro LC, cuya inductancia tenga el mismo valor que la L_1 y el condensador con una capacidad entre 10 y 100 μF. La calidad del condensador es importante, debido sobre todo a la resistencia a elevadas frecuencias (ESR).

La tabla adjunta indica el valor de la resistencia R_3 en función de la tensión de salida deseada.

2



L_1 = 200...300 μH 5 A

* ver texto

31 Generador programable de olores

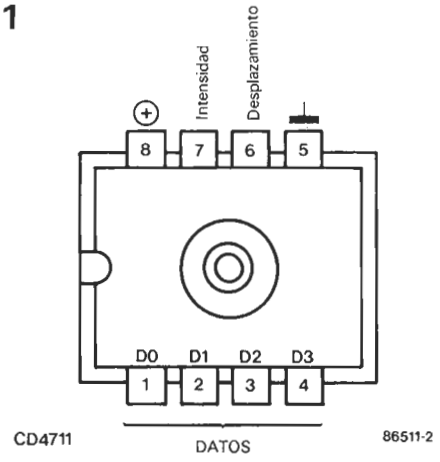
Los nuevos formatos y sistemas de televisión tratan de perfeccionar la captación de las imágenes, de forma que el televisor «coloque el mundo dentro de nuestro hogar». Junto a los recientes progresos en cuanto a visión (tubos de mayor definición y tamaño, pantalla gigante e incluso proyección tridimensional) y sonido (estéreo y canales simultáneos en varios idiomas) se sitúa una nueva dimensión: el olor.

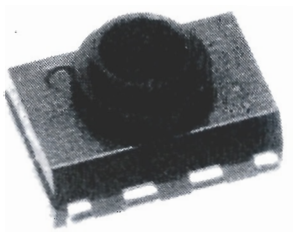
Creado recientemente por la Odorant Elektronik GmbH, de Colonia, Alemania, el CD4711 es un circuito basado en olores bioelectrónicos; el integrado es programable mediante 4 bits, lo que permitirá un control sencillo desde los modernos televisores digitales, aportando una nueva percepción a este campo.

Debido al uso de tecnología avanzada y totalmente nueva, el fabricante no proporciona ninguna información acerca de la sección analógica del integrado. Dos ajustables permiten variar la intensidad del olor, y la corrección del cero, para adaptar el chip a la sensibilidad olfativa del usuario. La sección digital, con 4 bits (en preparación una versión con 8 bits), permite seleccionar 1 de los 15 olores disponibles; el código 0000 no genera olor (situación de reposo).

La vida útil del circuito depende, en gran medida, del tiempo de funcionamiento, y de la intensidad ajustada; Odorant Elektronik GmbH indica en la hoja de características, de forma orientativa, que la duración del mismo, en condiciones normales de empleo es superior a un año.

1





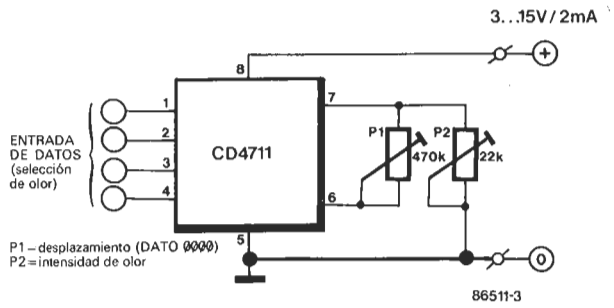
Bibliografía

Bio-engineering studies: the bio-chip. Dr. J. Wadsworth, Md. PhD., Standford Univ. (California U.S.A.) Ref. Nº 23451JC86.

«Propietés mesomeriques de deux hydrocarbures benzéniques odorifères: le toluène et le xylène», *Comunicación en el Congreso Internacional de Química de los Perfumes.* Prof. O. Deurfine, Grasse, Francia, 1985.

«Optimisation de l'isodynamisme des parfums syntetiques», *Comunicación en la Jornada de Osmología* (Sapu, Rumanía 1984). Dr. Graumett.

2



32 Timbre de dos tonos

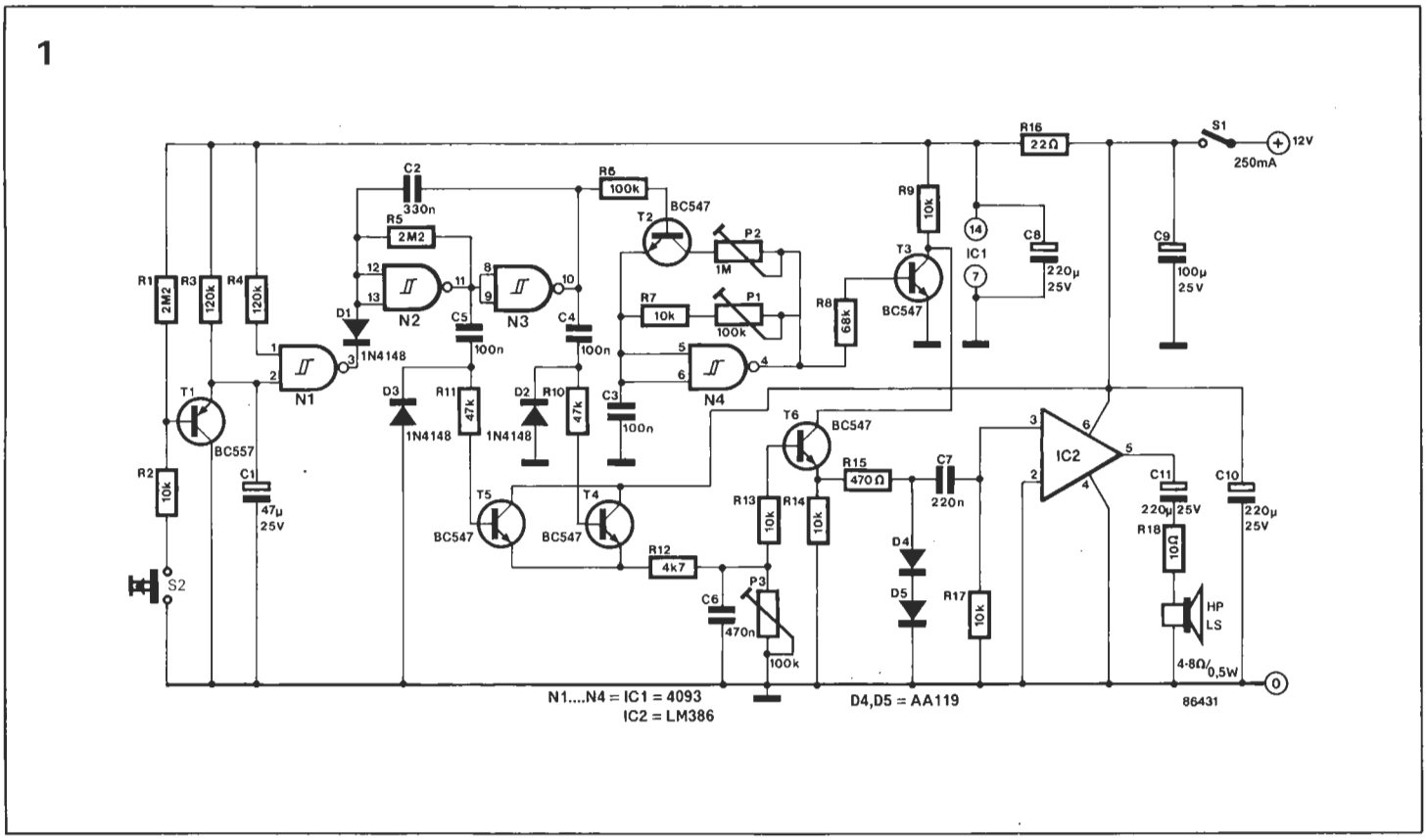
Este circuito está construido a base de componentes fáciles de localizar baratos.

Apretando el pulsador de la puerta, S_2, hace que el inversor T_1 ponga un nivel bajo en la entrada de la puerta NAND N_1; la salida de esta puerta, a nivel alto, provoca el arranque del oscilador compuesto por N_2 y N_3, que trabaja sobre 1 Hz. Como el condensador C_1 permanece cargado durante algún tiempo después de soltar S_2, el oscilador continuará proporcionando pulsos de 1 Hz a C_4 y C_5, así como a la segunda sección de oscilación, compuesta por N_4 y sus componentes asociados, a través de R_6.

Un nivel alto en la salida de la puerta N_3, patilla 10, permite a T_2 conectar el ajustable P_2 en paralelo con P_1-R_7; estos componentes determinan la frecuencia de oscilación de N_4, por lo que, según conduzca o no el transistor T_2, obtendremos dos frecuencias diferentes. Ambas frecuencias pueden ser ajustadas individualmente con P_1 y P_2 (P_1 frecuencia más grave, P_2 frecuencia más aguda).

Además de controlar las dos frecuencias, la onda de 1 Hz determina también la envolvente del sonido, por medio de los transistores T_4-T_5, y sus componentes asociados. El ajustable P_3 permite definir la característica deseada de caída, mientras que el seguidor de emisor T_6 actúa como un, muy simple, amplificador controlado por tensión. La salida se amplifica en un integrado LM386 para atacar directamente un pequeño altavoz.

1



33 Potenciómetro digital

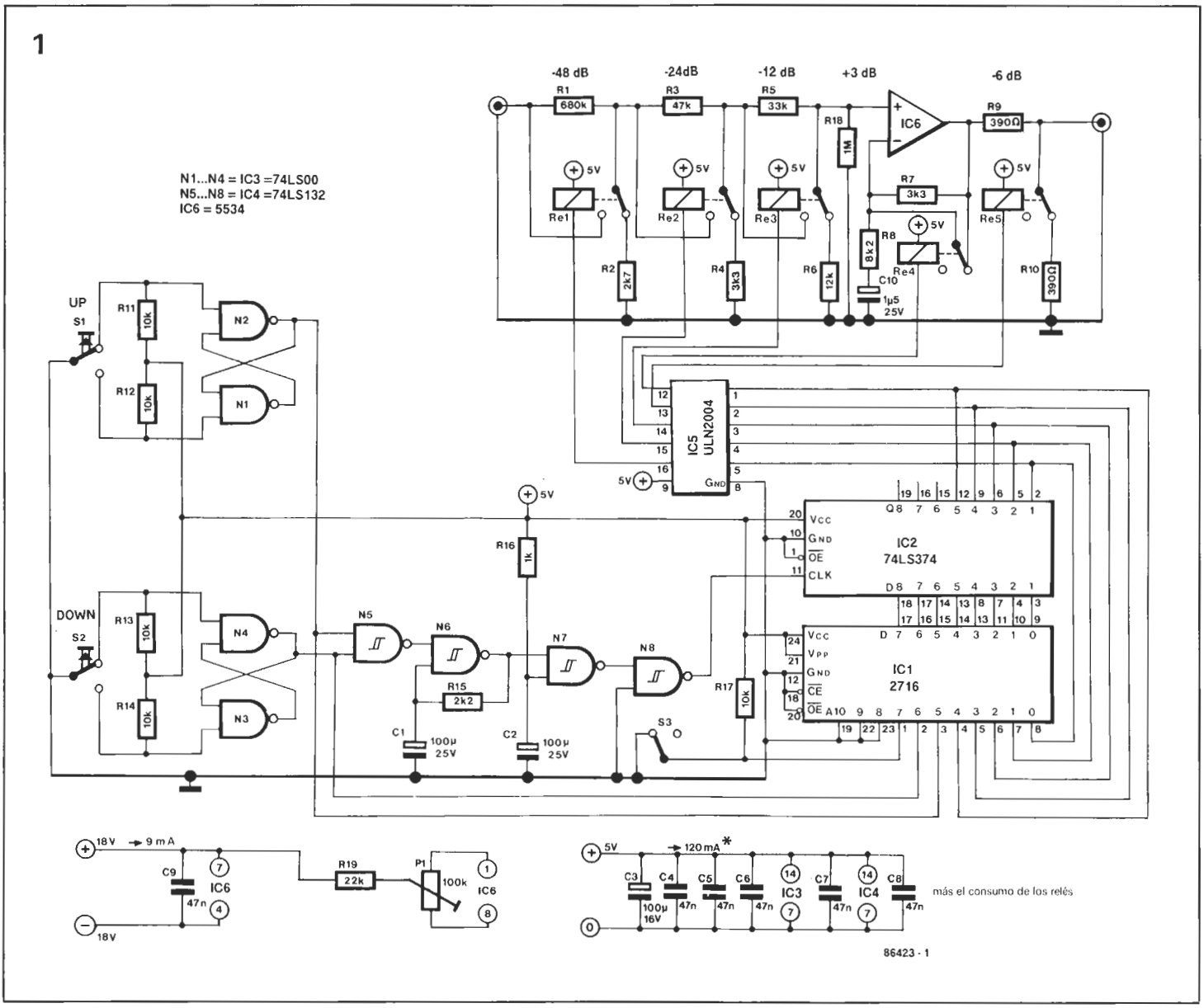
Este potenciómetro digital emplea una mezcla de circuitos analógicos y digitales, manejándose por medio de dos pulsadores, además de ofrecer una conversión de impedancia (alta en la entrada y baja en la salida). El posible ruido introducido por la sección digital es eliminado a base de un aislamiento eléctrico entre las secciones analógica y digital.

El corazón de la sección de control es una EPROM 2716, programada con el contenido de la tabla 1, o con cualquier otro tipo de datos, como se detallará más adelante. En el encendido, las básculas antirrebotes, N_1-N_2 y N_3-N_4, colocan niveles bajos en las entradas A_5 y A_6 de la EPROM, respectivamente, seleccionando la dirección que proporciona el volumen inicial codificado digitalmente. La red R_{16}-C_2 hace que las puertas N_7 y N_8 generen un pulso de reloj a IC_2, que almacena los 8 bits de salida de la EPROM en el registro IC_2; la salida del registro, a través del driver IC_5, activa los relés correspondientes, que determinan el factor de atenuación en el amplificador IC_6. Pulsando S_1 (aumento) o S_2 (disminución) llega un nivel bajo a la línea correspondiente, A_5 o A_6, lo que selecciona una nueva dirección en la EPROM. La dirección exacta viene determinada por el anterior código presente en las salidas de IC_2, una vez que se suelta la tecla. Se aprecia claramente que las 5 salidas empleadas en IC_2, Q_0 a Q_5, permiten 32 estados diferentes.

La sección digital ha sido diseñada de forma que permite la función autorrepetición, cuando una de las teclas permanece pulsada; el oscilador N_6 proporciona un tren de pulsos a N_7-N_8, de forma que las sucesivas direcciones de IC_1 son recorridas secuencialmente hasta que se llega al tope (máximo o mínimo); cuando se alcanza este tope, el circuito permanece en una situación estable. Esta situación puede alcanzarse también actuando simultáneamente sobre ambos pulsadores.

El interruptor S_3 permite cambiar de programa, seleccionando otro bloque de datos de la EPROM, con diferentes esca-

1



lones de atenuación; con los datos de la tabla 1, el montaje tiene saltos de 3 dB.

La sección analógica del circuito es, básicamente, un atenuador de 4 etapas, controladas por relé; cada etapa está calculada para poder disponer de incrementos (decrementos) de 3 dB. Es conveniente emplear resistencias del 1%, sobre todo en el atenuador de -24 dB. Para C_{10} habrá que buscar un condensador de película, de buena calidad y alta estabilidad. Si se suprime este condensador, colocando un puente en su lugar, habrá que incorporar el potenciómetro P_1, para poder ajustar el desplazamiento (offset) de la salida del operacional; sin embargo, esta sustitución produce ligeros ruidos al cambiar de un atenuador a otro.

Es recomendable emplear relés tipo DIL para Re_1 a Re_5, y resistencia del 1% en la sección de atenuación, así como separar cuidadosamente las alimentaciones de la parte analógica y digital.

2

```
0000  00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D 0E 0F
0010  10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 1A 1B 1C 1D 1E 1F
0020  00 00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D 0E
0030  0F 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 1A 1B 1C 1D 1E
0040  01 02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D 0E 0F 10
0050  11 12 13 14 15 16 17 18 19 1A 1B 1C 1D 1E 1F 1F
0060  0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E
0070  0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E
0080  00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D 0E 0F
0090  10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 1A 1B 1C 1D 1E 1F
00A0  00 00 00 01 02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D
00B0  0E 0F 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 1A 1B 1C 1D
00C0  02 03 04 05 06 07 08 09 0A 0B 0C 0D 0E 0F 10 11
00D0  12 13 14 15 16 17 18 19 1A 1B 1C 1D 1E 1F 1F 1F
00E0  0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E
00F0  0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E 0E
```

34 Generador tensión negativa

Este montaje realiza la función contraria a un circuito elevador de tensión; suministra una tensión negativa a partir de una tensión positiva, por ejemplo -10 V obtenidos a partir de +5 V. La tensión de salida se determina por:

$$U_0 = -1{,}2(R_1/R_2 + 1) \quad \text{en voltios}$$

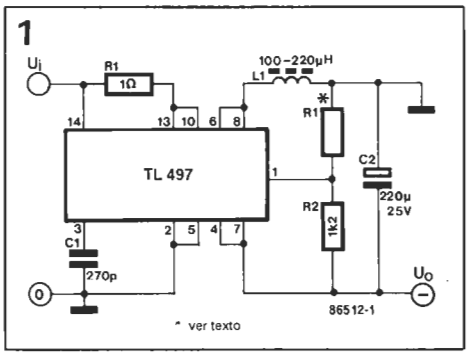
Como en otros circuitos de este tipo, basados en alimentación conmutada, la máxima corriente de salida depende de la relación entre las tensiones de entrada y salida, según la fórmula:

$$I_{0(máx.)} = 500/(R_1/R_2 + 1) \quad \text{(en mA)}$$

La bobina L_1 se construye con 85 espiras de hilo esmaltado de 0,2 mm², sobre un núcleo de ferrita (pot-core) de 17,5 mm (por ejemplo, el Siemens 6531-L160-A48).

La máxima tensión de entrada del integrado es de 15 voltios y la eficiencia del convertidor está en torno al 60%. La tensión de salida puede alcanzar hasta 25 V.

1



35 Cargador de pilas NiCd

Tarde o temprano, las personas que emplean habitualmente pilas normales acaban comprando un juego de pilas recargables que permitan sustituir a las pilas secas. La inversión se amortiza rápidamente, con la ventaja adicional de no depender de los horarios comerciales para tener una pila en condiciones. La otra cara de la moneda, además del precio, es la necesidad, tediosa, de extraer las pilas de su alojamiento para proceder a la recarga. El dispositivo que presentamos aquí ha sido diseñado para cargar las pilas en el propio sitio donde se emplean, esto es, en el alojamiento o soporte de la pila en el equipo.

El circuito de la figura 1 es una fuente de corriente en su forma más simple. La tensión de referencia es la tensión del diodo LED D_1, del orden de 1,5 V para un LED rojo. R_2 determina la corriente a través del LED, de forma que la base de T_1 está a una tensión igual a la de la alimentación menos 1,5 V. La tensión en las bornas de R_2 es de 0,85 V ($V_{LED} - V_{be} = 1{,}5 - 0{,}62$); esta tensión, dividida por el valor de R_1 nos da la corriente de carga (independientemente de la tensión de alimentación). Considerando que la corriente de carga de una pila NiCd debe ser un décimo de su capacidad nominal, es fácil de-

1

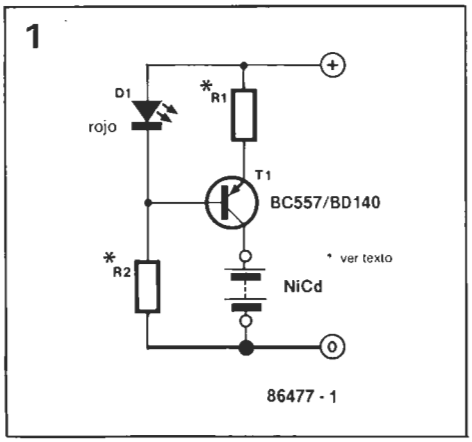


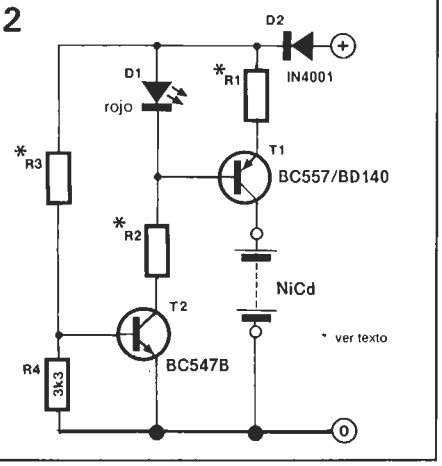
Tabla 1

Tipo de pila		Tamaño	Capacidad (mAh)	Corriente de carga (mA)	R_1 [Ω]
9 V block		—	110	11	82
lady	R1	N	180	18	47
micro	RO3	AAA	180	18	47
lápiz	R6	AA	500	50	15
baby	R14	C	1200	120	6.8
			1800	180	4.7
mono	R20	D	4000	400	2.2

Tabla 2

Número de elementos	V_{in} (min.)	R_2 [Ω]	R_3 [Ω]
2	5	270	22
3	6	330	27
4	7.5	470	39
5	9	560	47
6	10	680	56
7	12	820	68

2



terminar el valor adecuado de R_1. Para mayor comodidad, en la tabla 1 se dan los cálculos para los tipos más usuales de pilas.

Se observará que, en ausencia de pila, el LED permanecerá apagado. Esto es debido a que la desaparición de la corriente de carga provoca una disminución en la tensión en bornas de R_1. El transistor trabaja como un diodo (la unión emisor-base) y la suma de tensiones en esta unión y en R_1 es insuficiente para que luzca el LED.

La versión más elaborada de la figura 2 incorpora un diodo de protección frente a las inversiones de polaridad. Además, las resistencias R_3 y R_4 controlan la tensión de alimentación; cuando ésta cae por debajo de un determinado umbral, a partir del cual no hay tensión suficiente para cargar la pila, T_2 se bloquea, desactivando la fuente de corriente.

La tabla 2 da los valores posibles para R_3, en función del número de pilas (de 1,2 V cada una), en serie, a cargar.

Para la tensión de alimentación sirve cualquier alimentador, con salida rectificada y filtrada o, incluso, una batería de coche. Mientras la corriente de carga sea inferior a 100 mA, se puede emplear para T_1 un transistor tipo BC_{xxx}; para corriente más elevada será necesario un transistor tipo BD_{xxx}, por motivos de disipación.

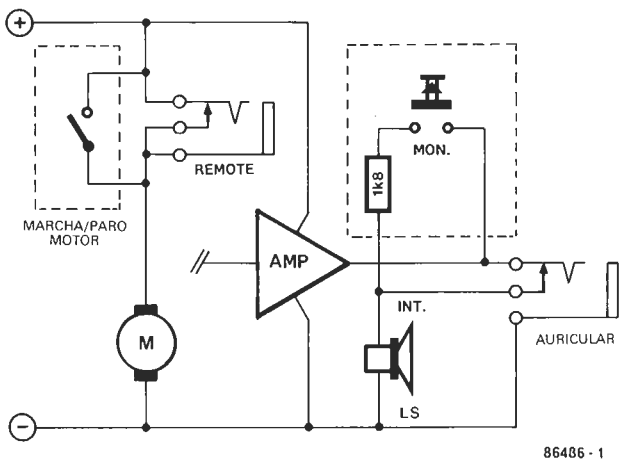
36 Teclas para control de casete

Las ventajas e inconvenientes de los casetes empleados para almacenamiento digital de los datos de un ordenador son suficientemente conocidas como para iniciar aquí una discusión.

Sin embargo, hay algunos aspectos de estos casetes (data recorders) que merece la pena comentar. Uno de ellos es la dificultad de localizar la cabecera de un programa. El contador no siempre tiene la precisión deseada, por lo que se necesitan varios intentos para colocar la cinta en el punto adecuado. La mayor parte de los casetes no ofrecen la posibilidad de escuchar la grabación o la lectura una vez que se ha introducido el conector correspondiente; esto obliga a conectar y desconectar la clavija para poder controlar la cinta, con el consiguiente desgaste del conector. La solución es tan sencilla como añadir un pulsador, o conmutador, y una resistencia. El esquema muestra la forma de conectar ambos elementos; al pulsar el botón se podrá realizar la escucha, a pesar de estar la clavija en el conector. El valor de la resistencia debe ser adaptado, en función de la resistencia del altavoz, y del nivel de sonido deseado.

Una vez que se dispone de monitor para grabación y reproducción, sólo queda colocar otro útil interruptor para controlar de forma manual el avance, rebobinado o reproducción; un interruptor colocado en paralelo con la entrada «remote» nos permitirá poner en marcha el motor, sin necesidad de desconectar el control desde el ordenador, e independientemente de la señal enviada por el micro. Ambas sencillas modificaciones harán menos tediosa la localización de los ficheros en la cinta.

1



37 Conversión de de 80 a 40 pistas

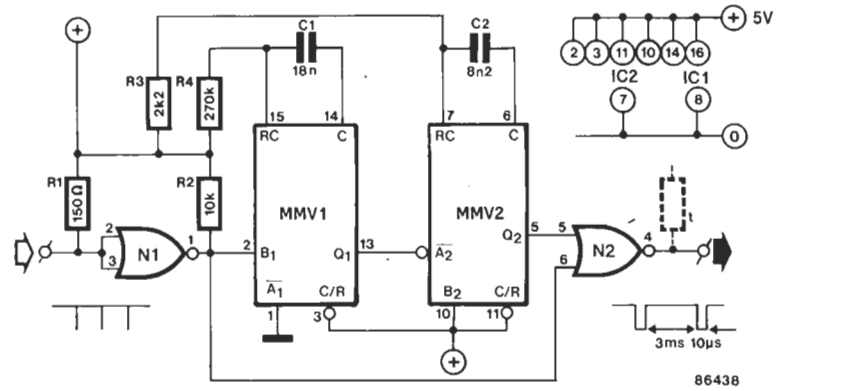
En el pasado, la mayor parte de los lectores de disco $5^1/_4$'' tenían un formato de 40 pistas. Actualmente, el precio se ha reducido de tal manera, que es más barato un lector de 80 pistas doble cara (usado masivamente en los ordenadores modernos) que los de 40 pistas y una sola cara (que son una especie a extinguir). Aunque la capacidad de los primeros es muy superior, y por ello se emplea en los ordenadores actuales, todavía hay un buen número de programas contenidos en discos de 40 pistas. Estos discos no pueden ser leídos por un lector de 80 pistas, ya que la distancia entre las pistas es el doble en los de 40 que en los de 80.

Este circuito ofrece una solución para poder leer los discos grabados en 40 desde un lector de 80 pistas. Básicamente se trata de un doblador de pulsos. Es importante señalar que, para realizar el adecuado control, se necesita un adecuado sistema operativo de disco, DOS, para 40 pistas.

En la figura se observa que la puerta N_1 recibe los impulsos de paso (step) enviados por el controlador de disco. Esta señal indica al lector la necesidad de avanzar a la pista siguiente, o a la anterior, dependiendo del estado de la señal dirección. El pulso original pasa a la puerta N_2 a través de su patilla 6. Al mismo tiempo, el pulso dispara un monoestable, MMV_1, que crea un retardo de 3 ms, tras lo cual dispara el monoestable MMV_2, que genera un pulso, normalizado, de 10 μs.

Hay que advertir que al incorporar este circuito en un lector de 80 pistas, el tiempo de acceso entre pistas, en el modo 40 pistas, es el doble que el original especificado en lector para 80 pistas, ya que de hecho debe avanzar las pistas de dos en dos.

1



N1...N2 = IC2 = 74LS23
MMV1,MMV2 = IC1 = 74LS221

38 Generador patrón

Si bien muchos de los antiguos receptores de radio disponen de circuitos de buena, o incluso muy buena, calidad, raro es el sintonizador que además tiene un mando de sintonía preciso. Para los que, por razones de calidad o de añoranza, desean aprovechar las buenas cualidades de estos equipos, pero sin sufrir sus defectos les recomendamos este generador patrón.

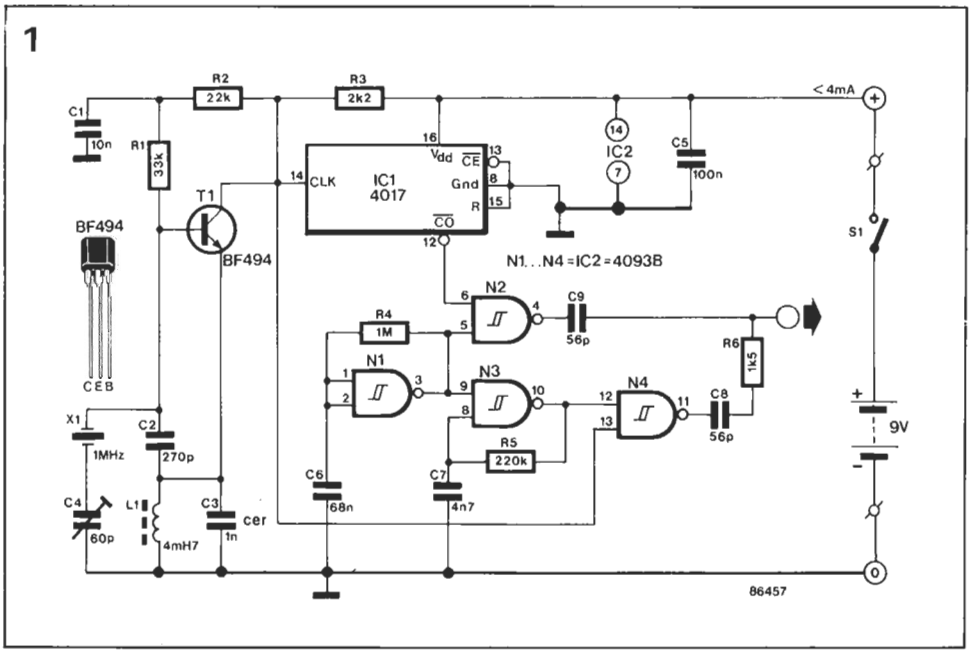
Este circuito proporciona señales de calibración con frecuencias múltiplos de 100 kHz y 1 MHz, todas ellas presentes simultáneamente en la salida, sin necesidad de ninguna conmutación.

La señal de salida del oscilador a cristal, T_1, se divide por 10 en IC_1; el multivibrador astable formado por N_1, funciona a unos 22 Hz, frecuencia lo suficientemente baja para lograr un batido cero, incluso en la Banda Lateral Unica (BLU). En AM, los armónicos generados por la señal de 100 kHz producen un ruido similar a un silbato.

El astable N_3 trabaja sobre 1,5 kHz y su señal es combinada con la de 22 Hz; por tanto, la salida de 1 MHz aparece como una portadora pura durante 22 ms, seguida por otros 22 ms de señal modulada por 1,5 kHz. Esta última señal puede ser ajustada para batido cero.

El circuito funciona hasta 30 MHz, con integrados CMOS y hasta 300 MHz empleando HCMOS.

1



39 Tarjeta musical

Realmente el fabricante del circuito integrado que compone este montaje nos lo ha puesto fácil. Como se aprecia, no hay mucho que explicar, ya que un vistazo al esquema habla (suena) por sí mismo.

Disponible en unas 30 melodías diferentes, el UM3166-xx es un integrado completo generador de melodías, que funciona con una tensión de alimentación extremadamente baja (1,3...3 V); el circuito, además, es capaz de excitar directamente un pequeño altavoz piezoeléctrico, manejado en contrafase entre los terminales 2 y 4. Si se desea se puede conectar un pequeño amplificador BF a cualquiera de estas patillas, para obtener un mayor nivel sonoro. Conectando el terminal 3 al 7, en lugar de al 1, la melodía sonará una y otra vez, continuamente, en lugar de detenerse al completar la música.

1



2

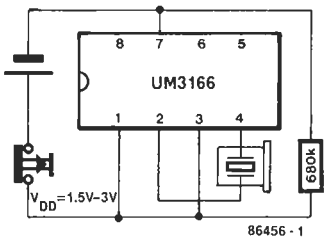


Tabla 1

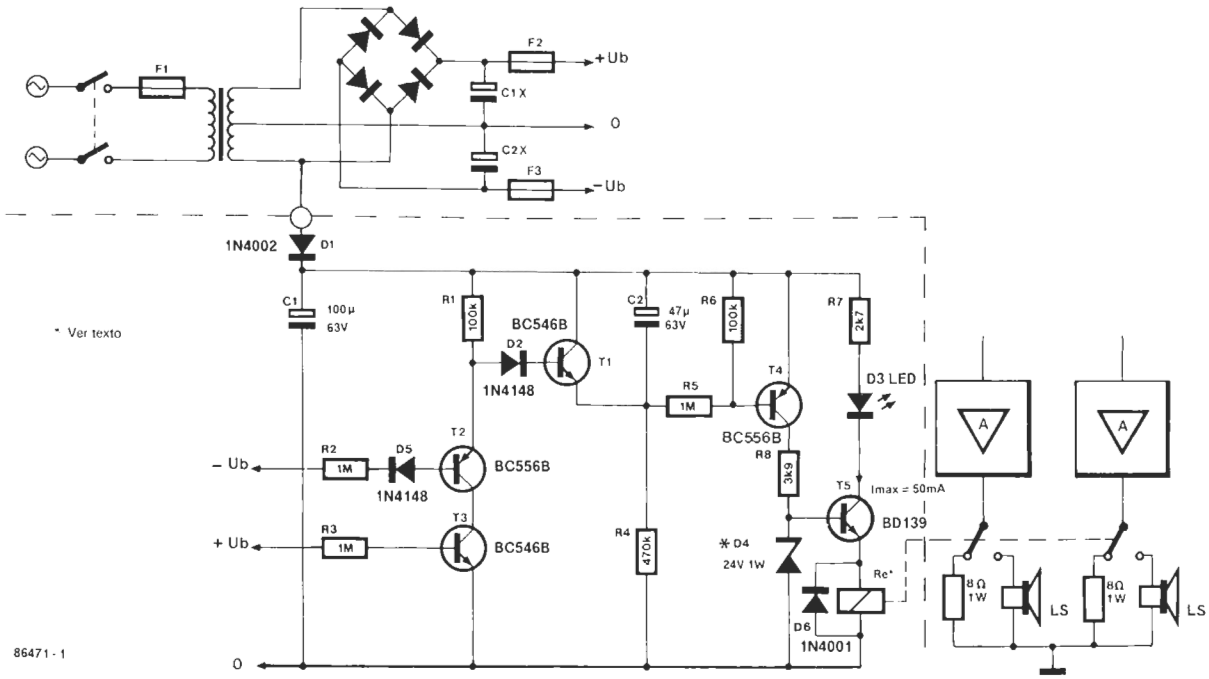
TIPO	MELODIA	TIPO	MELODIA
UM3166- 1	JINGLE BELLS + SANTA CLAUS IS COMING TO TOWN + WE WISH YOU A MERRY X'MAS	UM3166-16	TOMORROW
		UM3166-17	WE WISH YOU A MERRY X'MAS + SILENT NIGHT
UM3166- 2	JINGLE BELLS	UM3166-18	WEDDING MARCH (WAGNER)
UM3166- 3	SILENT NIGHT	UM3166-19	FOR ELISE
UM3166- 4	JINGLE BELLS + RUDOLPH, THE RED-NOSED REINDEER + JOY TO THE WORLD	UM3166-20	WHEN THE SAINTS GO MARCHING IN
		UM3166-21	CONGRATULATION + HAPPY BIRTHDAY
UM3166- 5	HOME SWEET HOME	UM3166-22	JINGLE BELLS (NEW VERSION)
UM3166- 6	LET ME CALL YOU SWEET HEART	UM3166-23	IF YOU LOVE ME
UM3166- 7	CONGRATULATIONS	UM3166-24	TWINKLE TWINKLE LITTLE STAR
UM3166- 8	HAPPY BIRTHDAY TO YOU	UM3166-25	MARCH OF TOY SOLDIER
UM3166- 9	WEDDING MARCH (MENDELSSOHN)	UM3166-26	ROCKABYE BABY
UM3166-10	I WILL FOLLOW HIM	UM3166-27	CHORAL SYMPHONY (BEETHOVEN SYMPHONY NO. 9)
UM3166-11	LOVE ME TENDER, LOVE ME TRUE		
UM3166-12	SUCH A WONDERFUL DAY	UM3166-28	HAPPY BIRTHDAY TO YOU (NEW VERSION)
UM3166-13	EASTER PARADE		
UM3166-14	GRADUATION MARCH	UM3166-29	BLUE BELLS OF SCOTLAND
UM3166-15	ALOHA OE	UM3166-31	LULLABY (SCHUBERT)

40 Protección de los altavoces

Se trata en esta ocasión de un circuito realizado íntegramente a base de transistores, que se puede adaptar a cualquier etapa de potencia para evitar los molestos ruidos que se producen al encender o apagar el equipo; ruidos que provocan fuertes corrientes en los altavoces, que pueden llegar a dañarlos.

Suponiendo que el equipo está desconectado (amplificador y circuito de protección), los condensadores C_1 y C_2 están descargados y el relé Re_1 desactivado. En el encendido, C_1 se carga rápidamente a través de D_1. Una vez que tanto la tensión positiva como la negativa están presentes, y han alcanzado su nivel correcto, T_2 y T_3 conducen, lo que hace que T_1 esté al corte. Esto permite que el condensador C_2 se vaya cargando lentamente gracias a R_4. Cuando el nivel sobre este condensador es lo suficientemente alto para que conduzca T_4, T_5 se excita y, por tanto, el relé se activa. Los contactos de este relé conectan la salida del amplificador a la

1



toma exterior de altavoces. El zener D_4 fija la tensión sobre la bobina del relé, de forma que se pueden emplear otros relés, de tensión diferente, con tan sólo cambiar adecuadamente el valor del zener. Sin embargo, el relé empleado no debe necesitar más de 50 mA para excitar la bobina, y los contactos del mismo deben soportar la corriente de salida del amplificador. Por ejemplo, para una salida de 2 × 100 W sobre 8 Ω, los contactos del relé deben ser de, al menos, 8 A.

En el momento en que, por cualquier motivo, desaparezca bien sea la tensión positiva o la negativa, el transistor correspondiente (T_2 o T_3) deja de conducir, por lo que T_1 recibe corriente a través de R_1; C_2 se descarga rápidamente, T_4 y T_5 se cortan y el relé se abre. El amplificador puede producir todo tipo de ruidos mientras el relé está abierto; la salida se aplica a unas resistencias que satisfacen los requisitos de impedancia de carga del amplificador.

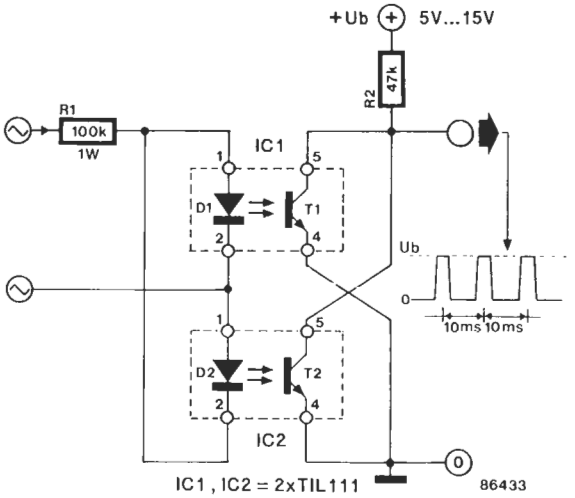
Cuando el equipo se desconecta, el reducido valor de C_1 hace que la tensión del circuito de protección caiga rápidamente, por lo que el relé se abre, conectando la salida del amplificador a las resistencias de carga.

41 Sincronismo de red optoaislado

De forma segura y precisa, así como muy simple de realizar, este circuito detecta el paso por cero de la tensión de red; la señal de salida proporciona una información fiable sobre el momento adecuado para conmutar cargas conectadas a la red, o como señal de temporización a partir de la misma. En el primer caso se necesita una pequeña energía para activar los circuitos, además de producir el mínimo de interferencias en la red.

El circuito se acopla directamente a la red, y no comprende más que dos fotoacopladores y dos resistencias. Como muestra la figura 1, los fotodiodos emisores están conectados en antiparalelo, y tienen una única resistencia que limita la máxima corriente a unos 2 mA. Cada diodo, al conducir, limita la tensión inversa del otro. Mientras alguno de los diodos esté conduciendo, el transistor de salida correspondiente también conduce, y, por tanto, la salida está a nivel bajo. En las

1



proximidades del paso por cero de la tensión de red, ambos diodos están al corte, y la salida alcanza un nivel alto; en la salida tendremos, pues, un pulso positivo por cada paso por cero. Los 100 Hz de salida pueden emplearse como señal de reloj aislada de la red.

El valor de R_2 puede ser adaptado para el nivel de tensión $+U_b$ empleado, con tal de no superar la corriente máxima del transistor; para el TL111 no debe superar los 50 mA. El tipo de fotoacoplador empleado no es crítico, aunque convendrá emplear el mismo modelo en ambos, para lograr que el pulso de salida sea simétrico respecto al paso por cero. No conviene alterar el valor de R_1, ya que un valor superior podría no dejar pasar suficiente corriente y un valor inferior necesitará mayor disipación, tanto de la resistencia como de los fotodiodos.

42 Inyector de señal de banda ancha

Se trabaje en RF o en BF, un inyector de señal es un útil extraordinario para la localización de averías en un montaje. Cuando un emisor o un receptor no funciona, resulta imprescindible poder determinar, aunque sea aproximadamente, la zona averiada; para ello, es deseable disponer de un instrumento que genere una señal cuya banda pasante sea lo más amplia posible, lo que permite el no necesitar varios equipos, cualquiera que sea el tipo de circuito con el que se trabaja. El montaje propuesto aquí responde a estas exigencias.

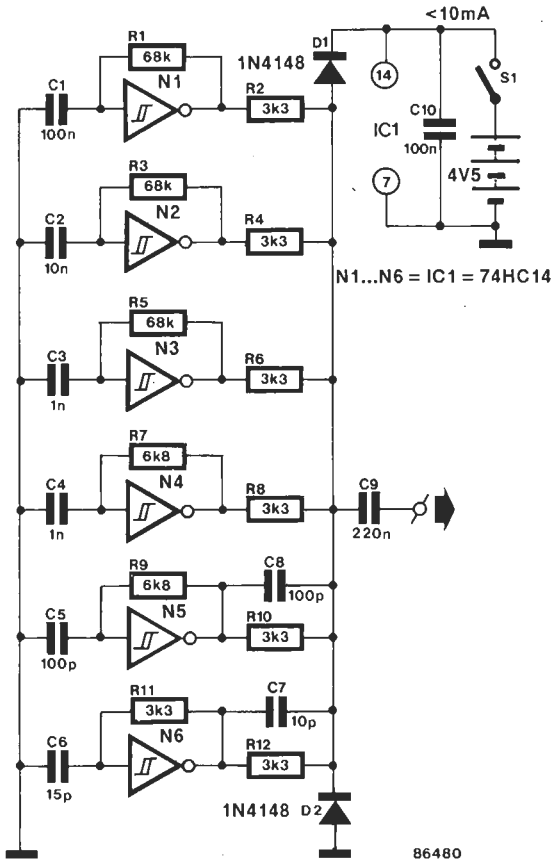
El corazón de este circuito es un séxtuple inversor, con entradas trigger Schmitt, tipo 74HC14. Los inversores $N_1 \ldots N_6$ están montados como multivibradores astables, generando cada uno de ellos una onda cuadrada a diferente frecuencia, en función de los componentes asociados. Las frecuencias generadas son de 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz y 10 MHz.

Los diodos D_1 y D_2 protegen la salida frente a niveles de tensión elevados. El empleo de un circuito en tecnología HCMOS garantiza un espectro de frecuencias hasta, al menos, 50 MHz. Sabiendo que este tipo de circuitos se caracteriza por un pequeño consumo de corriente, una pila de 4,5 V garantiza un funcionamiento correcto del montaje durante largo tiempo.

Una observación dirigida a los amantes de los efectos sonoros: como los osciladores forman parte del mismo integrado, tienen una cierta tendencia a sincronizarse entre sí. Sin embargo, en razón de las diferencias entre los condensadores colocados en las entradas de los osciladores, la influencia del nivel de la tensión de alimentación cambia. Así, cuando se prueba el montaje con la mínima tensión de funcionamiento posible, unos 3 V, y se va aumentando ésta, se observa, debido al fenómeno de intermodulación, una importante variación de la señal sonora. Nuestro prototipo producía una señal similar al gruñido de un cerdito.

Se podría sustituir el 74HC14 por un 74C14 o un 40106B, aunque esto provoca una importante disminución de los armónicos a partir de unos 20 MHz. También hay que señalar, por otro lado, que el empleo de estos integrados que acabamos de mencionar permite la alimentación con una pila de 9 V.

1



43 Termofritos

¿Conoce la acroleína? Se trata de un aldehído etilénico obtenido por la deshidratación de la glicerina, que se encuentra en el aceite de freir, cuando está muy caliente y contiene agua. Es una sustancia altamente tóxica.

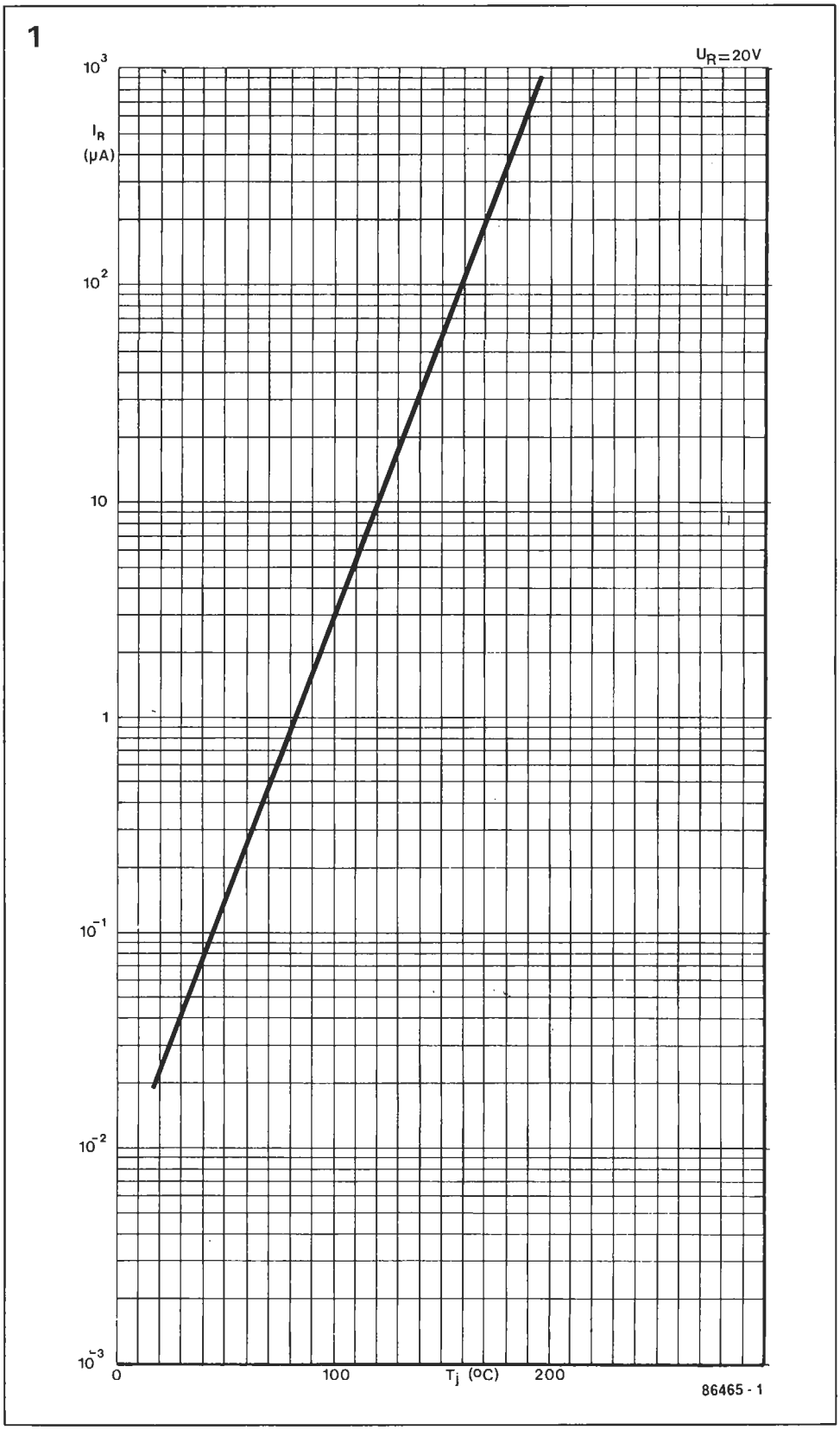
Por otra parte, las patatas fritas a muy baja temperatura no resultan muy apetitosas. Como en muchas cosas, hace falta encontrar el punto medio. Las modernas freidoras están dotadas de termostato, incluyendo en ocasiones un visualizador de temperatura. Pero los modelos antiguos no tienen más que la resistencia calefactora; estos modelos pueden ser equipados con este circuito, diseñado por Elektor para el bienestar gastronómico de sus lectores.

El captador de temperatura no es más que un diodo 1N4148. Como es bien conocido, la tensión inversa del diodo presenta una curva logarítmica, bastante proporcional a la temperatura, de forma que, a elevadas temperaturas, puede servir para medir la magnitud de la misma. Esta corriente inversa se convierte en tensión mediante la resistencia R1, siendo después amplificada por A1; la salida de este operacional es comparada por A2 y A3 para dar una indicación de tres niveles de temperatura: muy alta, correcta, muy baja. Para que el funcionamiento del circuito no se vea alterado por el estado de la pila, las tensiones de referencia para A2 y A3 se obtienen del regulador integrado IC2.

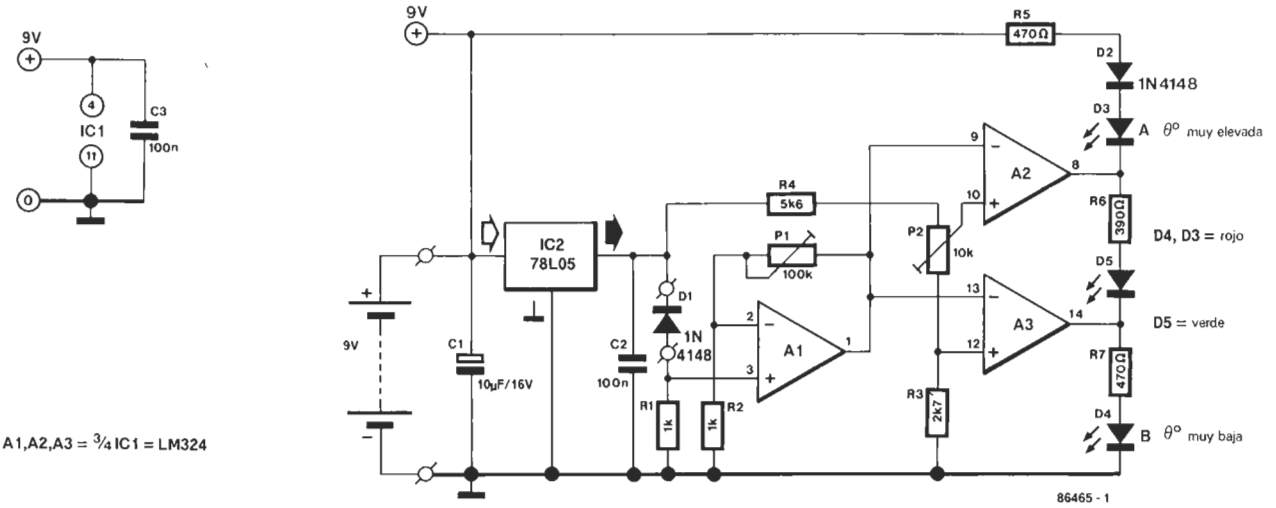
Las elevadas temperaturas en las que se sumergirá el captador impiden el empleo de soldaduras; habrá que realizar la unión mediante empalme directo al hilo. Además, habrá que proteger los cables por medio de una banda de teflón. También se puede emplear un trozo de circuito impreso, aislado posteriormente con un spray.

Para verificar el funcionamiento del circuito basta con acercar el soldador a las proximidades del diodo; primero se encenderá D4, posteriormente D5 y por último D3. Para realizar la calibración del termómetro se necesitará disponer de dos referencias de temperatura: una a 175°, para la que se encenderá D5, mientras se apaga D4, actuando sobre P1,. y otra a 185°, donde se encenderá D3, mientras se apaga D5, actuando sobre P2. D1 puede soportar una temperatura máxima de 200°. Tras ensayos prolongados, se ha comprobado que D1 continuaba trabajando correctamente.

1



2

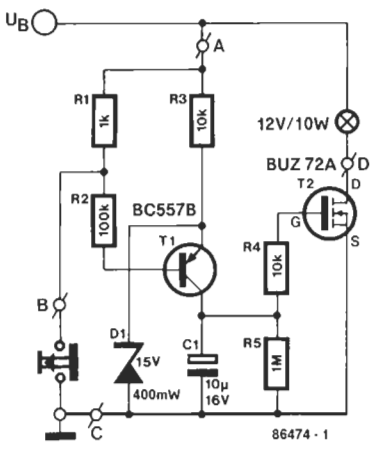


44 Temporizador para luz de cortesía

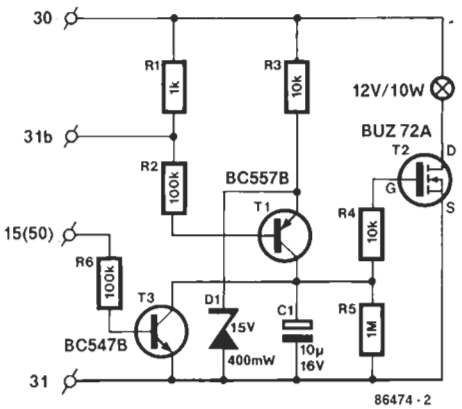
(Casi) todos los coches tienen una luz en el techo cuya bombilla se enciende al abrirse una de las puertas delanteras, lo que resulta práctico cuando el vehículo está aparcado en un rincón oscuro. Sin embargo, en cuanto se cierra la puerta no se ve nada. Hay que tantear para encontrar el cinturón de seguridad... o la misma luz, o todavía algo más incómodo, volver a abrir la puerta. Este circuito está pensado para resolver el problema.

Cuando la puerta está cerrada, el contacto de la puerta B-C esta abierto. El transistor T1 está bloqueado y el condensador C1 puede descargarse. El FET T2 termina también bloqueándose y la luz se apaga. Ahora abramos la puerta; se establece el contacto B-C y T1 se vuelve conductor. C1 se carga y el FET enciende suavemente la bombilla; cuando la puerta se vuelva a cerrar, esta bombilla permanecerá encendida hasta que acabe de descargarse C1 a través de R5. El encendido suave no perjudica a la vida de la bombilla, sino al contrario, la aumenta. La elección del FET de potencia BUZ72A se justifica por la pequeña caída de tensión en la unión drenador-fuente (unos 0,2 V). De forma que la luminosidad de la bombilla permanece casi inalterada. Este FET soporta 10 W, lo que es suficiente en la mayoría de los casos. El circuito tiene una corriente en funcionamiento muy débil, pero soporta unos picos de tensión tanto positivas como negativas de unos 100 V, por lo que está a cubierto de posibles, y desagradables, sorpresas en un medio tan contaminado electrónicamente como es un coche. La figura 2 muestra cómo montar el temporizador de la luz en el circuito eléctrico del coche. La numeración

1



2

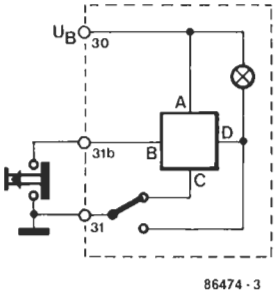


de los puntos A, B, C y D ha sido establecida conforme a las normas en vigor en los coches europeos. En caso de dificultad para conseguir el MOSFET indicado, se puede utilizar uno equivalente; su tensión de servicio debe ser de 100 V o más, la corriente máxima de 9 A, por lo menos, la potencia de 40 W, o mejor, la resistencia drenador-fuente 0,25 como mucho.

Señalemos, para acabar, que una versión superconfortable de este temporizador de bombilla está presentada a continuación.

El temporizador para bombilla presentado anteriormente fue concebido para dotar de mayor confort al coche. Hay todavía un medio de hacerlo más confortable sin que el circuito se vuelva más com-

3



plicado. Con el circuito presentado aquí la luz se enciende cuando se abre la puerta del coche (normal), permanece encendido cuando se cierra la puerta (esta es la «mejora»), pero no se apaga al final de la descarga del condensador; no, este circuito mantiene la luz encendida hasta el momento en que se pone el contacto.

Se montará este temporizador en el circuito eléctrico del coche como se indica en la figura 2 del temporizador núm 1. Aquí ponemos un breve resumen del código normalizado de las señales empleadas:

15: tensión de servicio (al poner el contacto)
30: tensión de servicio permanente
31: masa
31b: masa cuando la puerta del coche está abierta
50: tensión de servicio en el arranque

45 Medidor S

Puesto que muchos receptores de radioaficionados están provistos de un medidor S que está lejos de funcionar de forma logarítmica, el circuito propuesto debe ser una ampliación bien recibida para dichos receptores.

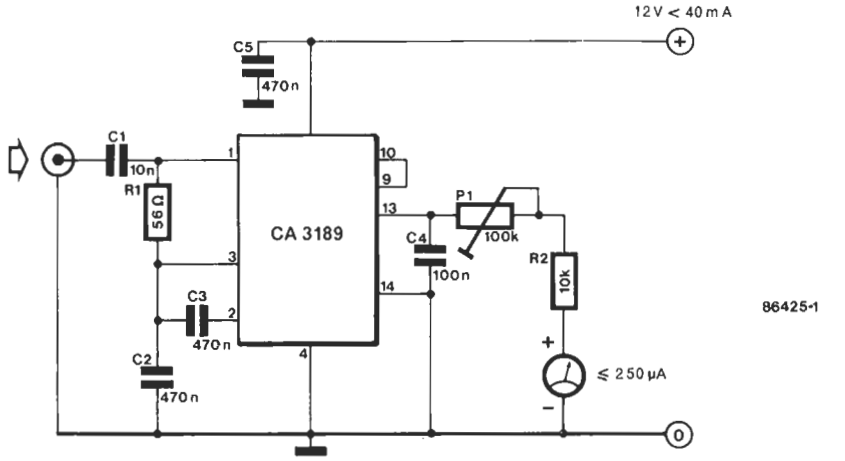
Aunque los circuitos integrados, tales como CA3089 o CA3189, no son de uso frecuente, sirven en este circuito porque, aparte de un limitador simétrico, un detector de coincidencia y un amplificador de CAF, contienen un excelente detector-amplificador logarítmico.

Como puede observar, el circuito es bastante sencillo, pero recuerde que estos circuitos integrados funcionan a una frecuencia de 30 MHz, por lo que el cableado del medidor y también sus conexiones en el receptor deben mantenerse lo más cortas posibles.

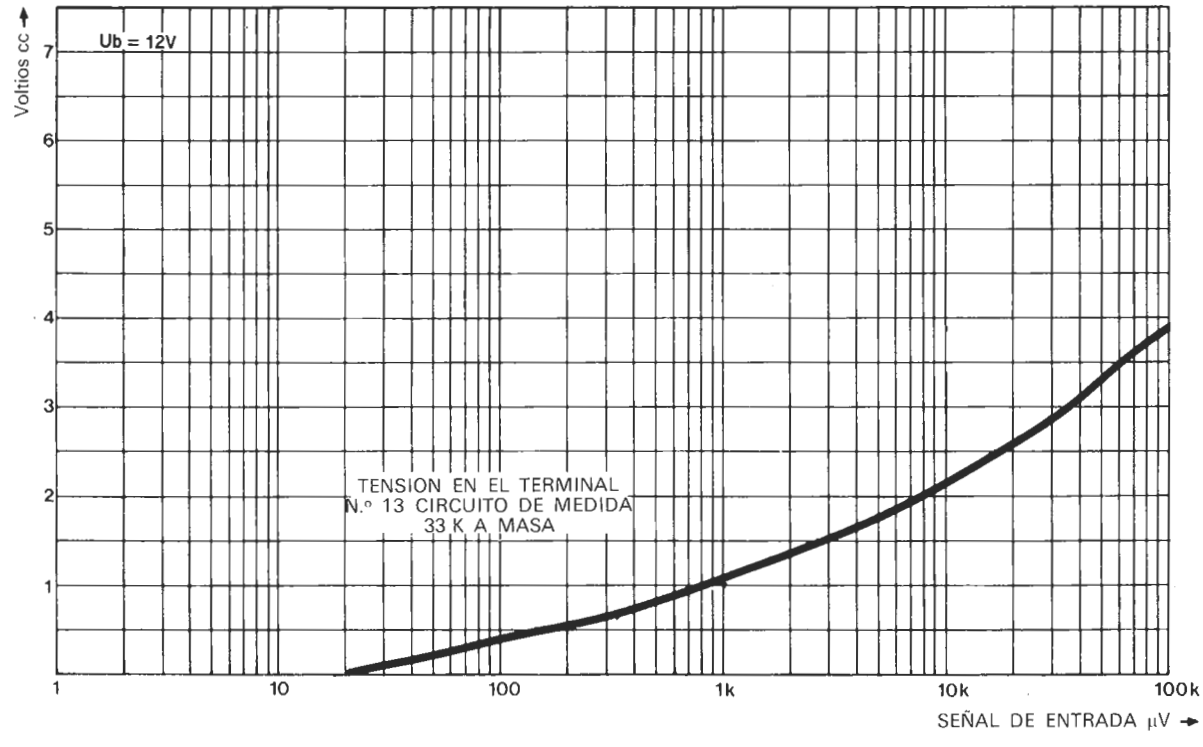
Además, hay que tener en cuenta que:

- La entrada del circuito CA3189 debe estar terminada por una resistencia de 50 Ω.
- La conexión a la entrada del circuito CA3189 debe hacerse mediante un cable blindado.
- Si no fuera posible obtener la señal de entrada a partir de una fuente de baja impedancia, debe utilizarse un seguidor de emisor entre ella y el circuito del medidor.

1



2



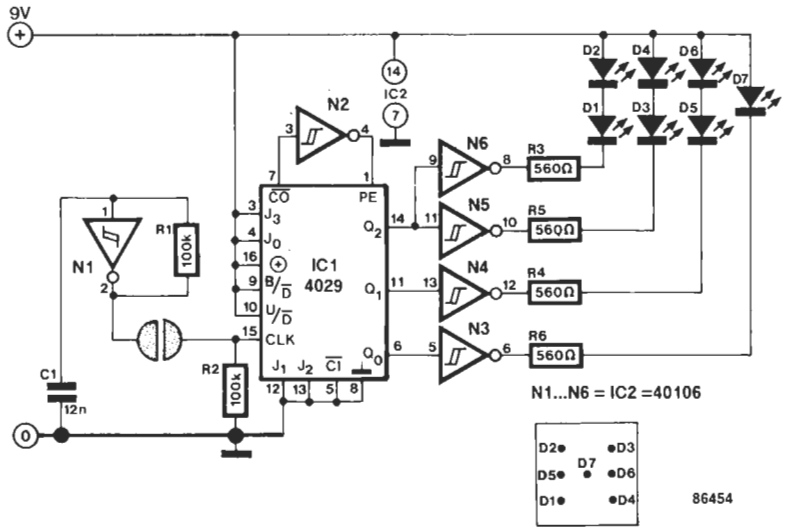
46 Dado en CMS

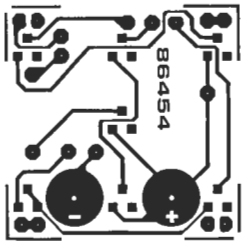
«Alea iacta est» («La suerte está echada», o lo que es lo mismo, el dado está tirado), dijo alguien hace bastantes años e inmediatamente se dedicó a acciones bélicas diversas, que se suelen informar como decisivas para la historia universal. Sea cual fuere la importancia relativa de la decisión de esta persona notoria en ese momento, no es probable que empleara un dado CMS como el que se describe en este artículo, puesto que utilizó la acción verbal del «tirar» y no una construcción de tipo aleatorio como aquí describimos. La presencia de impulsos de reloj, procedentes de un oscilador formado con una puerta con trigger, en la entrada correspondiente de un contador binario tipo 4029, preseleccionado a 9 por medio de las entradas $J_0 \ldots J_3$, hace que sus salidas $Q_0 \ldots Q_2$ pueden representar 1 de 6 estados pseudoaleatorios 9...15. Todo ello, después de retirar los dedos de los contactos sensoriales entre el oscilador y la entrada del reloj del contador.

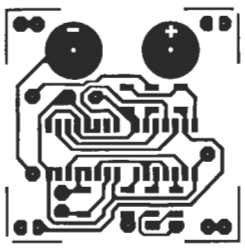
Los estados 9...15 de salida del contador se eligieron en lugar de los estados 1...6 con la entrada preset 1 correspondiente, con el fin de que la señal $\overline{CO}$ (carry out-acarreo) pudiera conectarse a PE (preset enable) a través de la puerta inversora N_2. Esta disposición circuital hace que el valor binario en las salidas $Q_0 \ldots Q_2$ varíe entre 1 y 6, puesto que Q_3se deja sin utilizar. La señal $\overline{CO}$ pasa a nivel bajo en cualquier momento en que el contador alcance el estado de salida 16, lo que no puede representarse por medio de las cuatro salidas binarias al circuito integrado ($2^4 = 16$).

En consecuencia, el contador carga el valor prefijado 1(9), puesto que PE pasa a nivel alto.

1







Lista de componentes

(todos tipo CMS)

Resistencias:

R1, R2 = 100 k
R3...R6 = 560 Ω

Condensador:

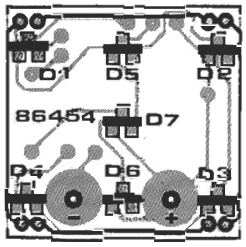
C1 = 12 n

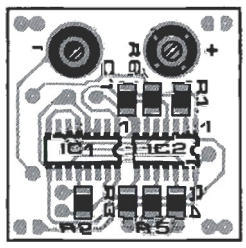
Semiconductores:

D1...D7 = LED
tipo CQV231
o LSS210D0
(Siemens)
IC1 = 4029
IC2 = 40106

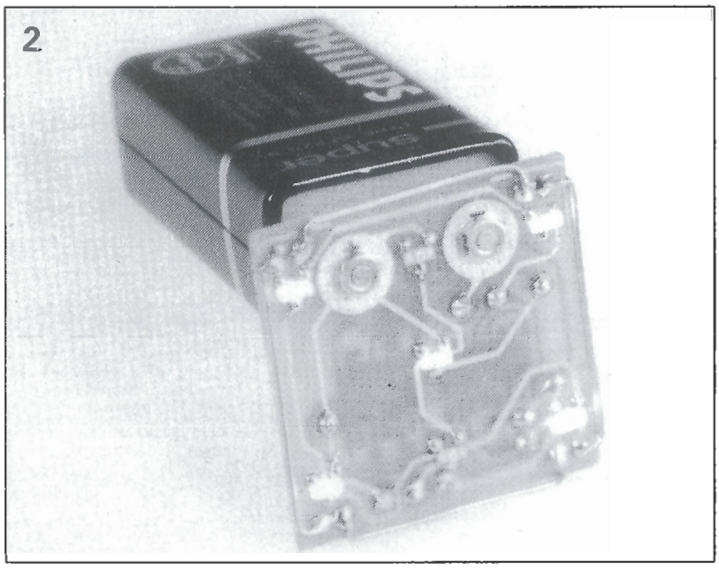
Varios:

Contactos de pila para
circuito impreso
EPS86456
Pila 9 V, tipo PP3

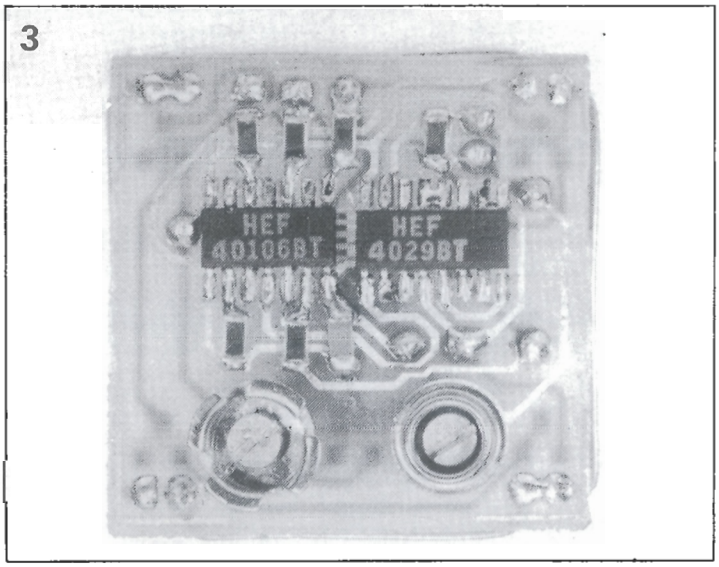




2



3



Los diodos LED $D_1 \ldots D_7$, están dispuestos en la forma que es habitual en la cara del «seis» de un dado y, por supuesto, el número aleatorio se visualiza como una imitación de los puntos que se ven en las caras del dado, tal como lo conocemos. En cuanto a la construcción del dado CMS, los componentes diminutos se instalan en una placa de circuito impreso estañado, tipo EPS 86454, que se suministra junto con el tipo 86452 (RAM de 16K, artículo Nº 08 en este ejemplar, otro proyecto en CMS que se incluye en este mismo número).

Hay que destacar el hecho de que la pila de 9 V se incorpora directamente a la placa del circuito para constituir un conjunto compacto con los diodos LED mirando hacia arriba. Los contactos de «tirada» son cuatro trozos de hilo sin revestimiento en el lado de los diodos LED de la placa del circuito impreso, montados en los cuatro lados. La colocación de sus dedos sobre dos de estos hilos próximos hace que se iluminen los siete diodos LED, mientras que al retirarlos se presentará un valor pseudoaleatorio.

47 Generador de barras para monitor TV

La señal de vídeo transmitida por la mayoría de las emisoras de TV es bastante compleja. Sin embargo, para la mayor parte de las pruebas y experimentos, bastará una señal bastante simple. El circuito aquí presentado proporciona una pequeña y barata fuente de impulsos de sincronización y barras.

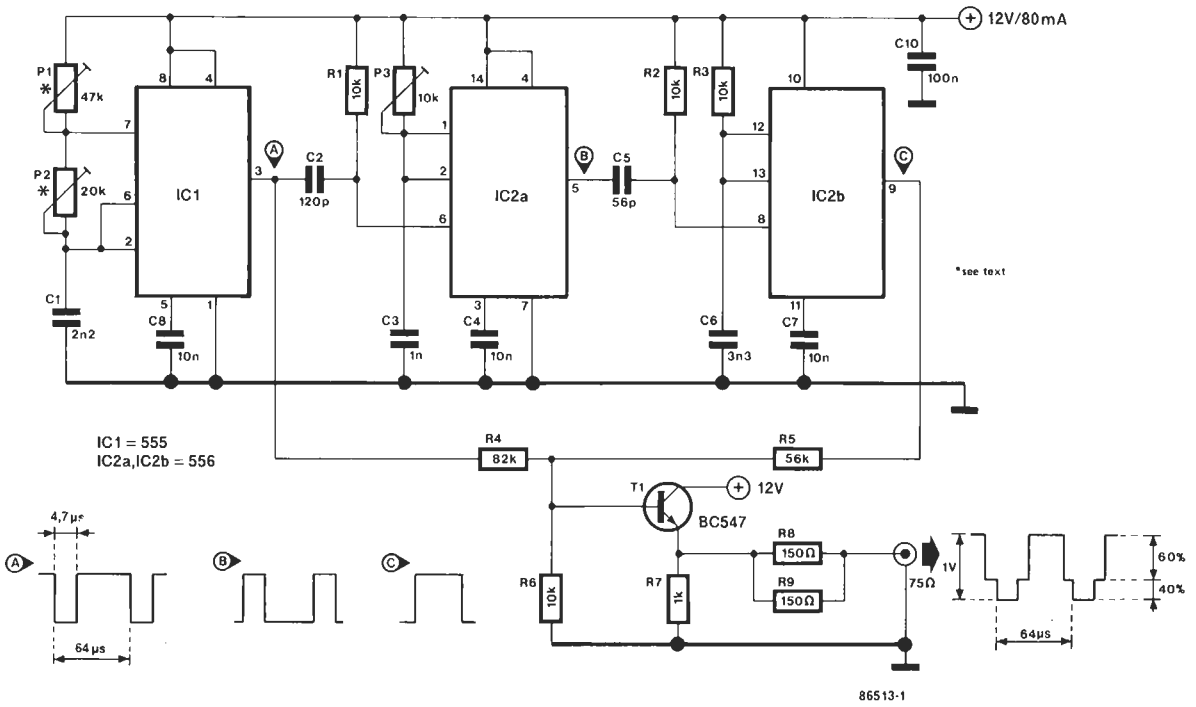
El primero de los tres temporizadores, ilustrados en el esquema, proporciona impulsos de sincronización de 4,7 μs. Está dispuesto como un multivibrador astable con un período de 64 μs. El flanco de subida (en este caso, de pendiente negativa) del impulso de sincronización dispara un segundo temporizador. El ancho del impulso de salida de este temporizador determina la posición de la barra; esta última se proporciona por el tercer temporizador. Para obtener una señal de vídeo utilizable, deben añadirse las señales de sincronización y la de barra, lo que tiene lugar en el conjunto R_4-R_5-R_6. La red de resistencias va seguida por un buffer, que asegura una impedancia de salida de 75 ohmios. Por tanto, el conjunto puede conectarse directamente a una entrada de vídeo estándar. Las señales de sincronización y la de barra ocupan el 40% y el 60% de la señal compuesta, respectivamente. La calibración se realiza conectando el dispositivo a un monitor o, a través de un modulador, a un receptor de TV normal. Los potenciómetros P_1, P_2 y P_3 se ajustan en la posición central de su recorrido.

Tiene que girar P_1 para obtener una imagen estable. Si el impulso de sincronización es demasiado ancho, será visible en el lado izquierdo de la imagen. El impulso puede hacerse más estrecho con el empleo de P_2, después de lo cual es posible que P_1 precise un pequeño reajuste.

Cuando disponga de un osciloscopio, P_2 puede ajustarse inicialmente para obtener impulsos de 4,7 μs en la salida (patilla 3) de IC_1. Entonces, el período total se establece en 64 μs con el empleo de P_1.

La barra se centra con P_3 y puesto que su ancho es fijo, con esta operación se completa la calibración.

1



48 PIA para ordenador Electrón

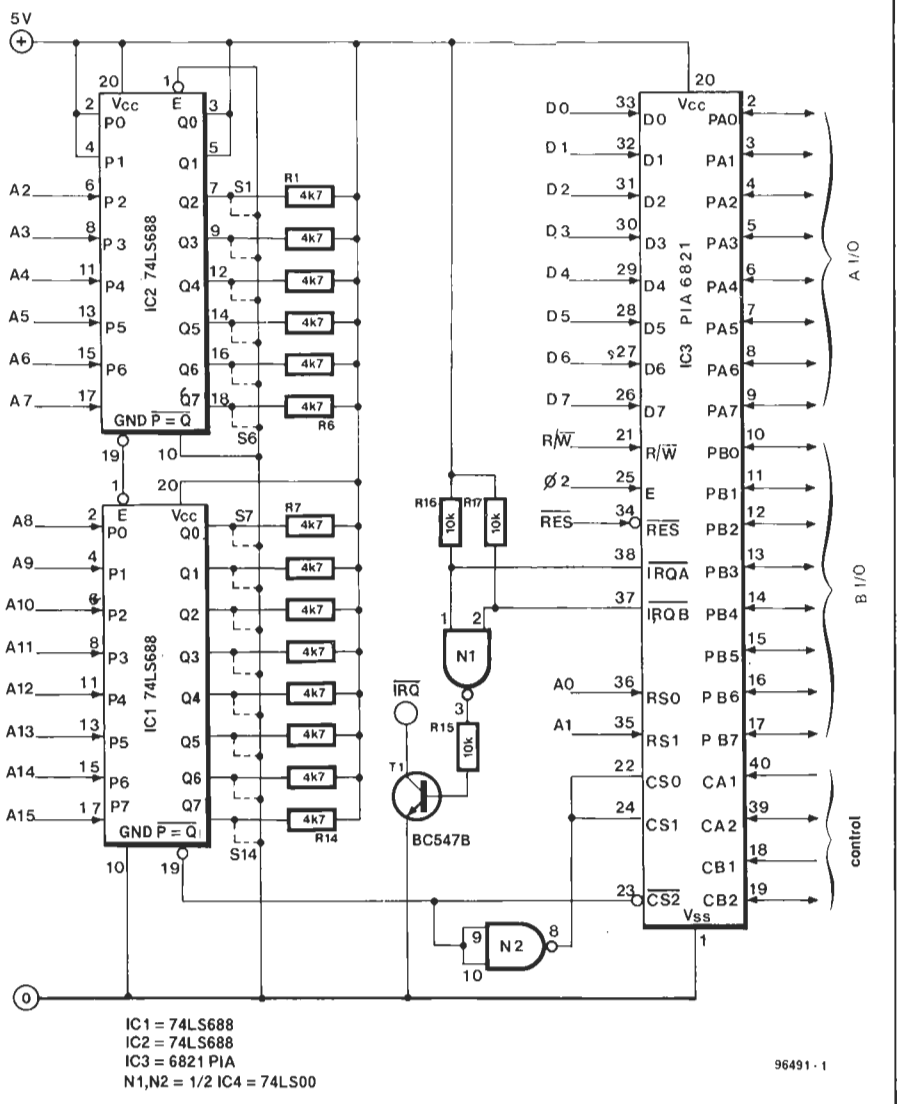
A pesar de su diseño racional y de su coste relativamente bajo, el ordenador Electrón de Acon tiene el inconveniente de la falta de soporte de E/S, lo que es algo incomprensible habida cuenta de que es una tarea bastante sencilla añadir dos conectores de E/S para permitir al ordenador excitar, de forma controlada, una impresora, trazador, modem u otro periférico por medio de la PIA (adaptador de interface de periféricos) propuesta.

El esquema del circuito de la extensión basada en la PIA muestra que la decodificación de direcciones, dentro de los 64 Kbytes, se realiza por medio de dos comparadores de magnitud de 8 bits tipo 74LS688. La selección de las direcciones es una tarea manual realizada con los interruptores $S_1 \ldots S_{14}$, que proporcionan un nivel lógico bajo cuando se cierran; observe esta circunferencia cuando escriba los «unos» y «ceros» para llegar a la dirección deseada en el mapa de E/S. El chip de la PIA está activado cuando la dirección prefijada coincida con la del bus de direcciones del ordenador; la escritura de controladores de E/S simples es, pues, una cuestión de asignar el bloque de direcciones correspondiente a palabras de control y datos de E/S del PIA.

T_1 se incluyó para permitir que el circuito PIA genere y envíe impulsos de petición de interrupción por medio de la disposición de lógica OR cableada para esta línea de control.

En caso de que sea deseable conmutar cargas más pesadas que las normalmente admisibles con las salidas de la PIA, se recomienda emplear excitadores/inversores de potencia, tales como los de las series ULN2000. Este esquema también se puede adaptar a cualquier ordenador con CPU 6502, 6802 ó 6809.

1



49 Alternativas a la 2708

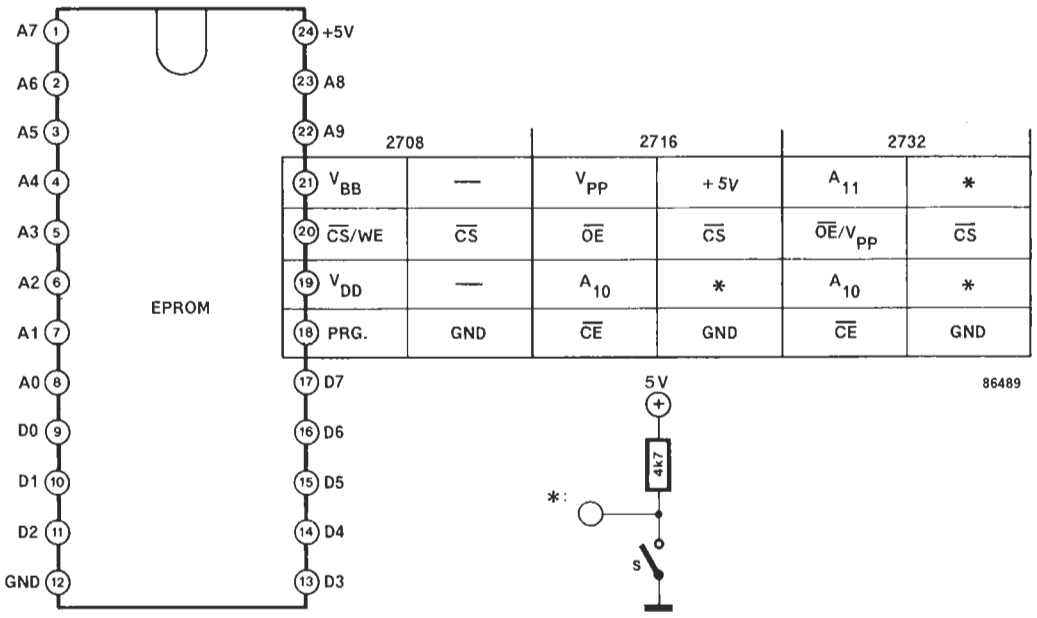
Gracias al desarrollo de una gama cada vez más amplia de memorias EPROM en las series 27xxx y 25xxx, el circuito tipo 2708 ha quedado completamente en desuso. No solamente es este pionero en la tecnología EPROM relativamente difícil de programar, sino que también es caro teniendo en cuenta su pequeña capacidad de almacenamiento de 1 Kbyte. Además, cada vez es más difícil de obtener, incluso para nuestro servicio de software.

Es lógico que la sustitución del 2708 con 2716 (2 Kbytes) o 2732 (4 Kbytes) se realice con mayor facilidad si, primero, se toma en consideración las diferencias en las funciones de las patillas.

La disposición del patillaje y la tabla asociada demostrarán de forma bastante concluyente, que la sustitución no es una tarea trivial, puesto que las patillas de alimentación positiva y negativa del 2708, 19 y 21, respectivamente, pueden ser difíciles de cablear tanto para la 2716 ó 2732.

Debe tenerse en cuenta que la patilla 18 (CE para la 2716 así como la 2732) está puesta a masa, mientras que la patilla 20 ($\overline{OE}$) se excita por la señal $\overline{CS}$ del ordenador. Esta nueva disposición no afecta, en modo alguno, ni a la memoria EPROM ni al ordenador, ya que la señal $\overline{OE}$ puede funcionar como $\overline{CE}$ si se tiene en cuenta que la memoria EPROM no puede conmutarse a su estado de reserva de potencia baja. Sin embargo, este pequeño inconveniente sólo produce un au-

1



	2708		2716		2732	
21	V_{BB}	—	V_{PP}	+5V	A_{11}	*
20	$\overline{CS}$/WE	$\overline{CS}$	$\overline{OE}$	$\overline{CS}$	$\overline{OE}/V_{PP}$	$\overline{CS}$
19	V_{DD}	—	A_{10}	*	A_{10}	*
18	PRG.	GND	$\overline{CE}$	GND	$\overline{CE}$	GND

mento en el consumo de corriente, mientras que, al mismo tiempo, ofrece un tiempo de acceso más rápido a la memoria EPROM, puesto que sólo los controladores de buses triestado son activados en lugar de la lógica del chip completa.

Habida cuenta de que las memorias EPROM de los tipos 2716 y 2732 ofrecen dos y cuatro veces la capacidad de una del tipo 2708, respectivamente, puede añadirse al circuito una selección manual del bloque de direcciones; este montaje, constituido por un conmutador y una resistencia (que ha de construirse doble para el 2732) está señalado con un asterisco en el diagrama adjunto. Conecte A_{10} (y A_{11}, si fuera aplicable) a masa si pretende limitarse al contenido de memoria EPROM de 1 Kbyte, ubicado en el primer bloque de 1.024 bytes.

50 Selector inteligente de diodos LED

En este pequeño circuito para su empleo en, por ejemplo, una señal de ferrocarril de modelo de dos luces, uno de dos diodos LED puede seleccionarse con un conmutador de un solo polo o un transistor en serie, tal como se ilustra en los esquemas adjuntos. Observe que los diodos LED se alimentan a través de una resistencia limitadora de corriente común, mientras que un conmutador está conectado en serie con uno de los diodos LED.

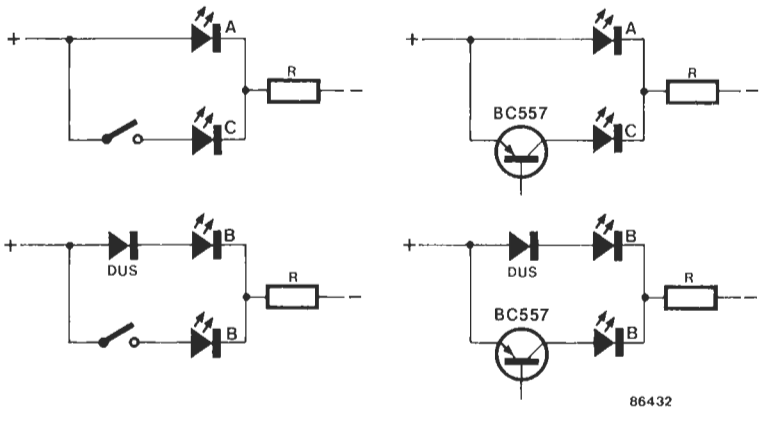
¿Por qué no se iluminan simultáneamente cuando se cierra el conmutador? La razón es que, aparte de sus colores, los dos diodos LED difieren también en lo que respecta a su caída de tensión directa; por tanto, cuando están conectados en paralelo, el diodo LED que tiene la caída de tensión más baja debe instalarse con el conmutador en serie. Esta disposición hace que se ilumine el diodo LED de caída de tensión alta cuando se abre el conmutador y que se apague cuando se cierra, en cuyo momento, entrará en acción el otro diodo LED.

Dos de los cuatro pequeños circuitos ilustrados muestran el empleo de un transistor de conmutación en serie en lugar de un conmutador real, pero la diferencia no requiere un tratamiento más detallado, puesto que la aplicación de una señal excitadora suficiente a la base es, en realidad, lo mismo que cerrar el conmutador.

También pueden utilizarse dos diodos LED del mismo color, tal como se indica, y el diodo en serie adicional sirve para crear la diferencia de caída de tensión necesaria para distinguir entre los diodos LED, que, por supuesto, tienen prácticamente la misma característica de tensión de encendido/apagado.

Por último, el valor de R se establece a partir del nivel de la tensión de alimentación y la corriente de trabajo típica de los diodos LED, que suele ser del orden de magnitud de 20 mA para el brillo admisible máximo.

1



A = verde o amarillo B = led del mismo color C = rojo

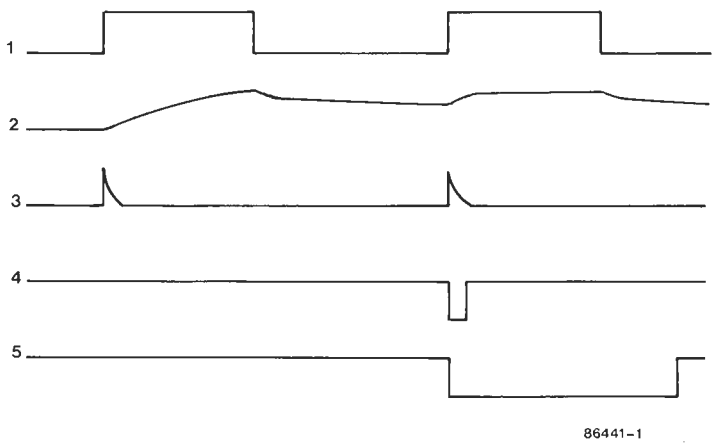
51 Control del ventilador del cuarto de baño

Muchos de estos recintos tienen un ventilador, que se acciona al mismo tiempo que la luz. Sin embargo, puesto que no todas las visitas requieren que se ponga en marcha el ventilador, este circuito ofrece un método de control perfeccionado, que se sigue basando el empleo del interruptor de la luz.

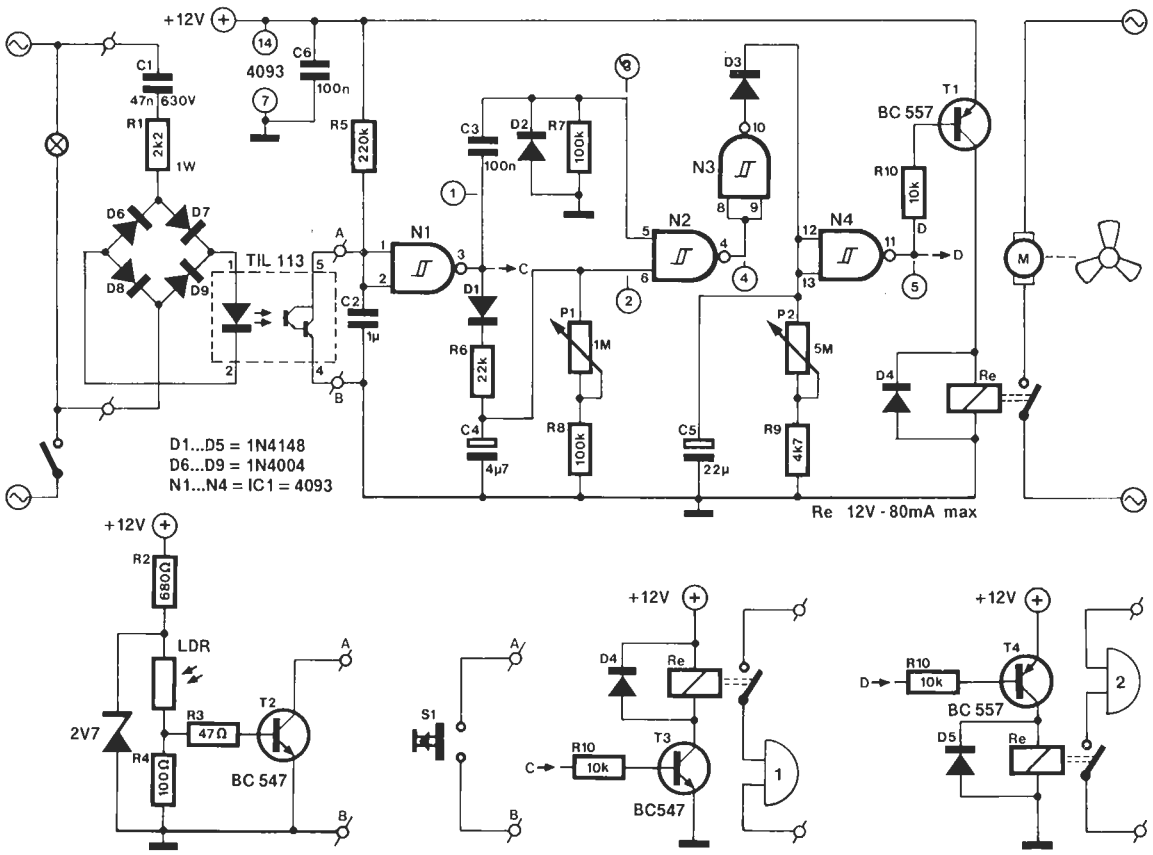
La configuración mostrada en la figura 2 puede utilizarse en caso de que el ventilador sea accionado por la misma alimentación que la luz. El rectificador en puente B_1 y el optoacoplador tipo TIL113 sirven para detectar si está encendida la luz o no lo está. El ventilador está instalado de modo que comience a funcionar después de haberse accionado dos veces el interruptor de la luz. Si esto fuera así, la salida de N_1 pasará a nivel alto dos veces; la primera vez, se carga C_4 y la segunda vez hará que la patilla 6 de N_2 pase al nivel lógico alto, mientras que la salida de este disparador Schmitt de puerta NAND suministrará un impulso del nivel lógico bajo a N_3, cuando la tensión en el punto 3 alcance el nivel lógico «1» (vea el cronograma de la figura 1). A continuación, N_3 carga a C_5 que, junto con P_2 y R_9 determina el intervalo de funcionamiento del ventilador, mientras que P_1, C_4 y R_8 establecen el intervalo máximo entre la recepción de los impulsos primero y segundo del disparador.

La opción circuital con T_2 puede utilizarse si fuera menos deseable conectar un hilo adicional a luz, con el fin de obtener los impulsos del disparador. La LDR debe situarse lo más cerca posible de la lámpara para evitar un disparo erróneo debido a la presencia de la luz diurna. Por supuesto, el empleo de la LDR no modifica el funcionamiento básico del circuito

1



2



y en realidad, se prefiere el método indirecto de disparo teniendo en cuenta el riesgo asociado con la conexión directa a la red en el caso de la primera opción circuital citada.

Otra utilización interesante de la opción que incorpora a S_1, T_3 y T_4, es una disposición de timbre de puerta «semi-inteligente»; el timbre 1 sonará siempre que se pulse S_1, mientras que el timbre 2 lo hará solamente si el botón se acciona dos veces dentro del intervalo dado. No es difícil encontrar aplicaciones de utilidad para este circuito cuando se emplea en relación con una vivienda. Sin embargo, ha de tener presente que los componentes de temporización C_4, P_2 y R_8, respectivamente, si el segundo timbre ha de abstenerse de sonar durante unos 50 segundos después de accionarse dos veces S_1.

La fuente de alimentación para este circuito puede ser de diseño tradicional, con la incorporación del ineludible regulador del tipo 78xx. El consumo de corriente del circuito depende sobre todo del tipo de relé, pero puede considerarse como típico un consumo de 50 a 180 mA.

52 Amplificador en clase B

La corriente de reposo en este amplificador es siempre nula, por lo que no hay necesidad de un ajuste del cero ni de un circuito para evitar una desviación térmica. La complejidad se reduce todavía más con el empleo de una sola tensión de alimentación.

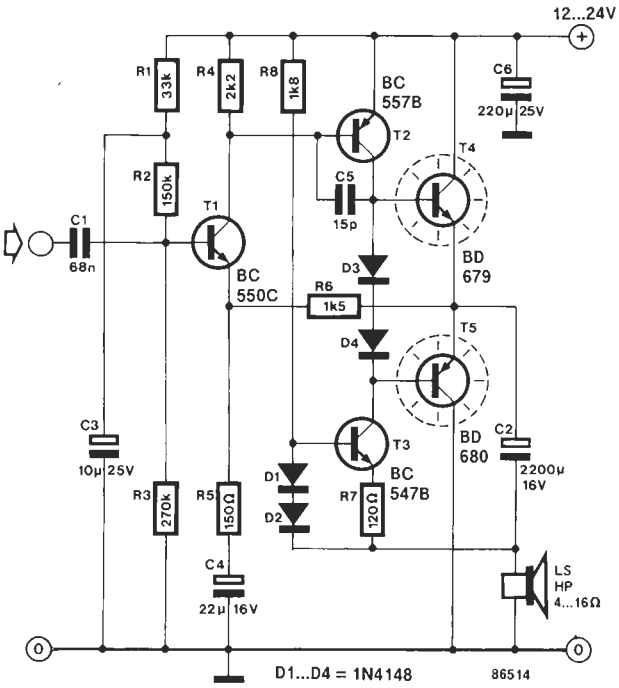
El divisor de tensión R_1-R_2-R_3 fija el nivel de la tensión en la base de T_1 a algo más de la mitad de la tensión de alimentación. Puesto que una fuente de corriente, constituida por T_3, R_7, D_1 y D_2, se ha incluido en el circuito de colector de T_2, esta etapa proporciona una amplificación de tensión muy alta. La línea de retorno de la fuente de corriente está conectada a la salida, por lo que la tensión necesaria para estabilizar la fuente no limitará la característica de contrafase dinámica. La fuente de corriente tiene, pues, un carácter de alta impedancia.

Los amplificadores de potencia complementarios, T_4 y T_5, son transistores en montaje Darlington que, por supuesto, permiten que la corriente de colector en la etapa excitadora se mantenga a un nivel relativamente bajo.

La realimentación al emisor de T_1, a través de R_6, determina la ganancia en tensión total, en este caso de 20 dB, y subsana la existencia de algún componente no lineal.

El funcionamiento en clase B suele obtenerse mediante interconexión directa de las bases de los transistores de potencia. En la práctica, esto producía una distorsión total no superior al 0,16% (con una potencia excitadora 0,25 W a una frecuencia de 1 kHz). La simple adición de los diodos D_1 y D_2 mejoró la distorsión en no más del 0,1%. Observe que estos diodos no modifican el funcionamiento, porque el montaje Darlington tiene un potencial base-emisor relativamente alto.

1

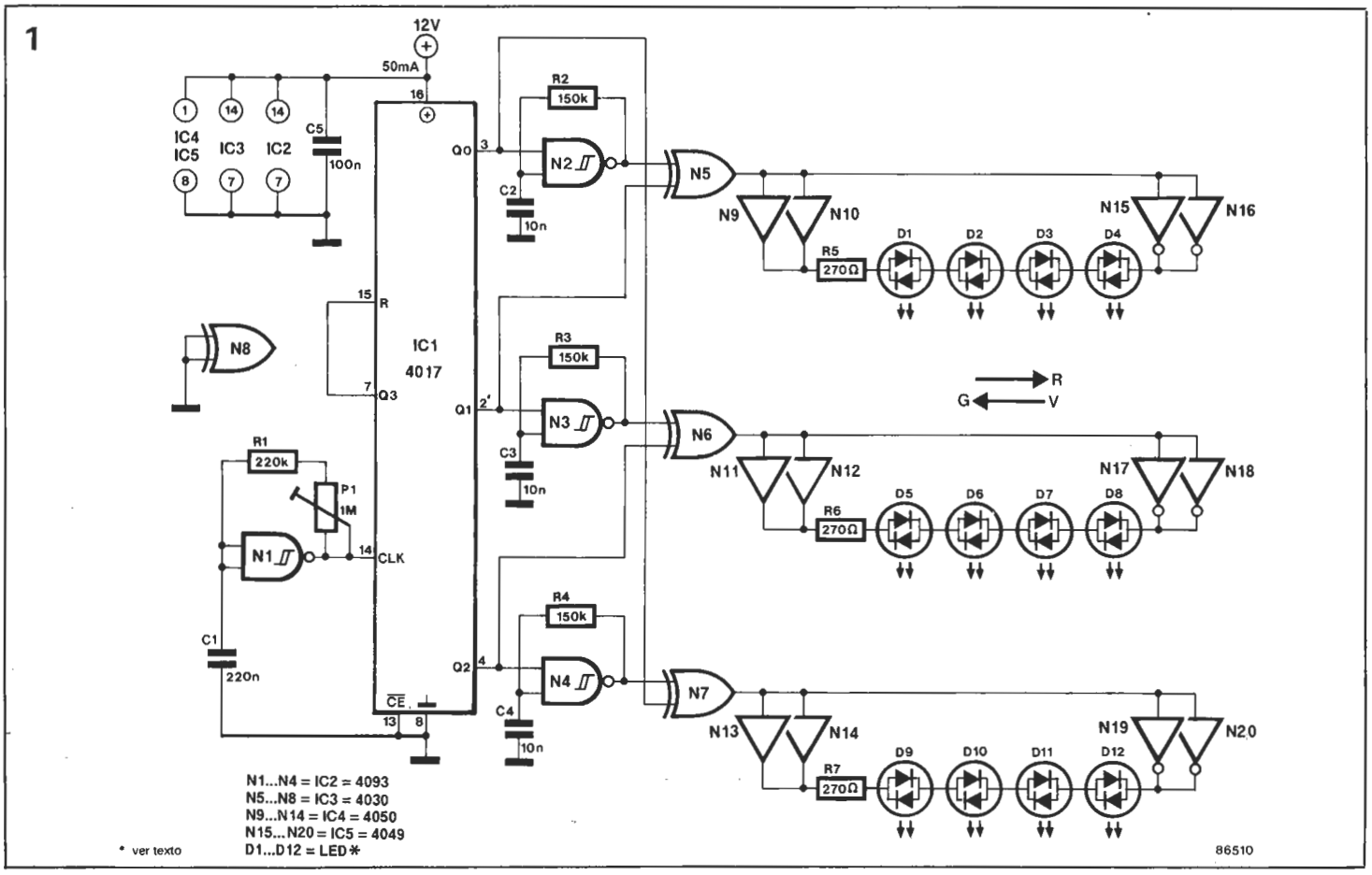


Con una tensión de alimentación de 12 V, el amplificador suministra una potencia de 2 W en una carga de 4 ohmios (sensibilidad de entrada de 200 mV) o bastante más que 1 W en 8 ohmios. Una tensión de alimentación más alta aumentará la potencia de salida (un máximo de 10 W en 4 ohmios a 24 V), pero los transistores de potencia necesitarán refrigeración.

53 Rueda de colores

Los efectos luminosos con colores gozan de una gran popularidad en ornamentos, rótulos, etc., y el circuito que proponemos muestra cómo puede obtenerse un efecto cromático aparentemente giratorio con unos simples componentes de fácil adquisición.

La rueda de colores está constituida por 12 diodos LED bicolores dispuestos de una forma circular. En primer lugar, se ilumina un conjunto de 4 diodos LED rojos, seguido por un conjunto verde y por



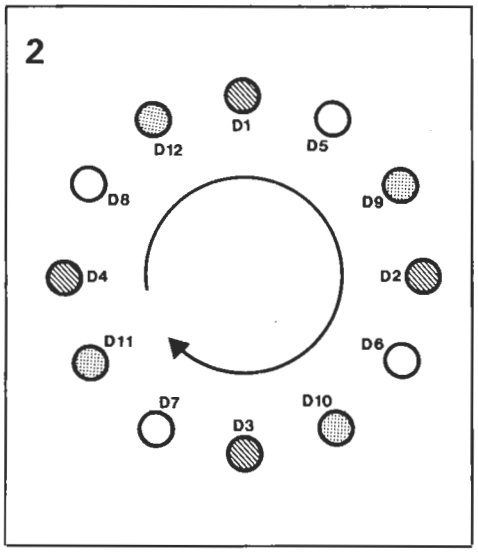
último, uno ámbar. Los colores están dispuestos de modo que se muevan en el sentido de las agujas del reloj y a una velocidad que proporcione a los observadores la ilusión de que el movimiento es suave y continuo.

Los diodos LED bicolores están constituidos por diodos verdes y rojos conectados en un montaje antiparalelo, dentro de una caja transparente. Cuando se iluminan simultáneamente, se emite su color compuesto, que es el ámbar.

Qué grupo de diodos LED se ilumina dependerá del factor de utilización de la señal de excitación procedente de las puertas N_5, N_6 y N_7. La puerta N_1 es un oscilador de reloj, cuya frecuencia se controla por P_1. El circuito integrado IC_1 se conectó para funcionar como un contador en anillo de décadas, que activa secuencialmente los osciladores N_2, N_3 y N_4 mediante un nivel lógico alto en las salidas del contador Q_0, Q_1 y Q_2, respectivamente.

Si, por ejemplo, está activado N_2, oscilará a una frecuencia de 500 Hz con un factor de trabajo de la salida del 50%, lo que hará que se iluminen los diodos LED verdes y rojos contenidos en $D_1 \ldots D_4$. Al mismo tiempo, $D_5 \ldots D_8$ y $D_9 \ldots D_{12}$ se iluminan con los rojo y verde, respectivamente, puesto que las puertas excitadoras asociadas N_6 y N_7 proporcionan un nivel constante alto y bajo, respectivamente.

La configuración especial de los diodos LED; tal como se ilustra debajo del esquema del circuito, produce la impresión de que los diodos LED se mueven continuamente en sentido circular con colores siempre cambiantes.

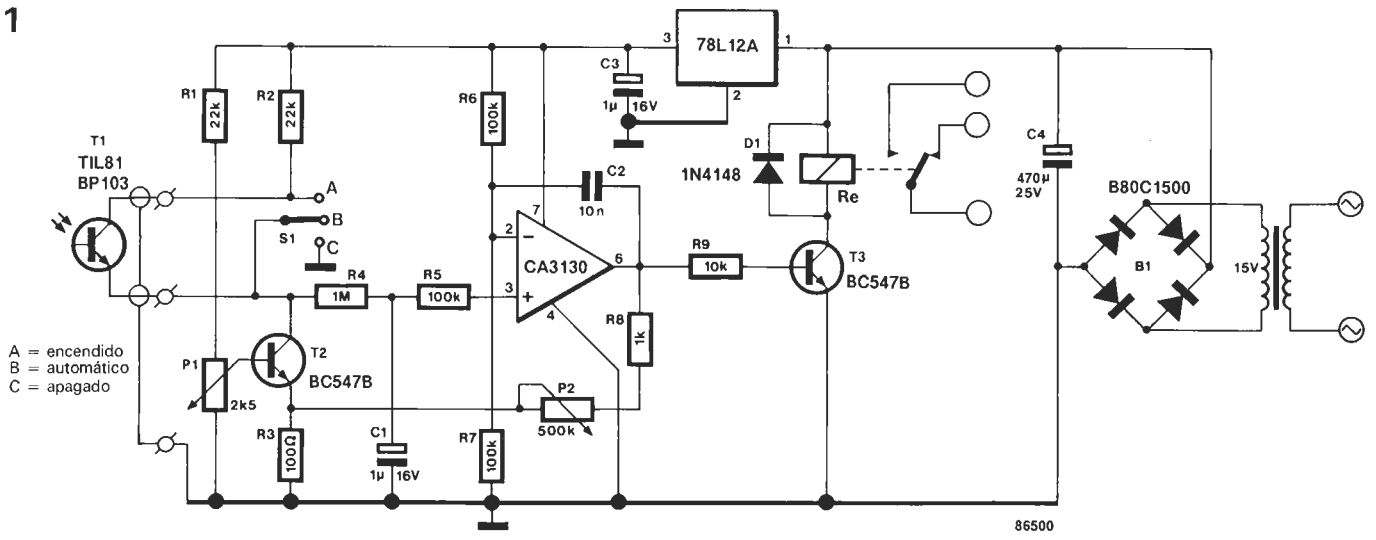


54 Conmutador fotosensible

Este conmutador se activa por la luz y, por tanto, puede utilizarse, por ejemplo, para encender la iluminación del acuario por la mañana. Tanto la sensibilidad como la histéresis del circuito pueden preajustarse; Re se activa en la presencia de luz suficiente.

El sensor es un fototransistor n-p-n del tipo TIL81 o BF103, que conduce cuando la luz incide sobre el mismo. La corriente resultante se divide entre T_2 y R_4-C_1. Puesto que T_2 está conectado como una

1



fuente de corriente, no circulará ninguna corriente a través de R_4-C_1, en tanto que la corriente en T_1 sea más pequeña que la que circula a través de T_2, según se determina por P_1. Cuando la corriente en T_1 es suficientemente grande, parte de ella circulará a través de R_4 y cargará a C_1. Tan pronto como el potencial resultante a través de C_1 sea mayor que la mitad de la tensión de alimentación, basculará el circuito CA3130. Entonces, circulará una corriente a través de R_8, P_2 y R_3, que producirá una pequeña reducción en la intensidad de la corriente que pasa por T_2. Esto significa que aun cuando la corriente en T_1 caiga algo, el circuito no se repondrá a su estado original. La magnitud de esta histéresis depende del ajuste de P_2. Tenga presente que la histéresis evita que el circuito oscile alrededor del nivel inicial.

El sensor puede ser también un fotodiodo o una resistencia dependiente de la luz (LDR), pero un fototransistor proporciona un mejor rendimiento, sobre todo cuando la diferencia entre los estados de activación y desactivación del circuito es pequeña.

La resistencia R_4 y el condensador C_1 podrían omitirse, pero se aumentaría la histéresis retrasando la llegada de la señal de entrada al circuito CA3130.

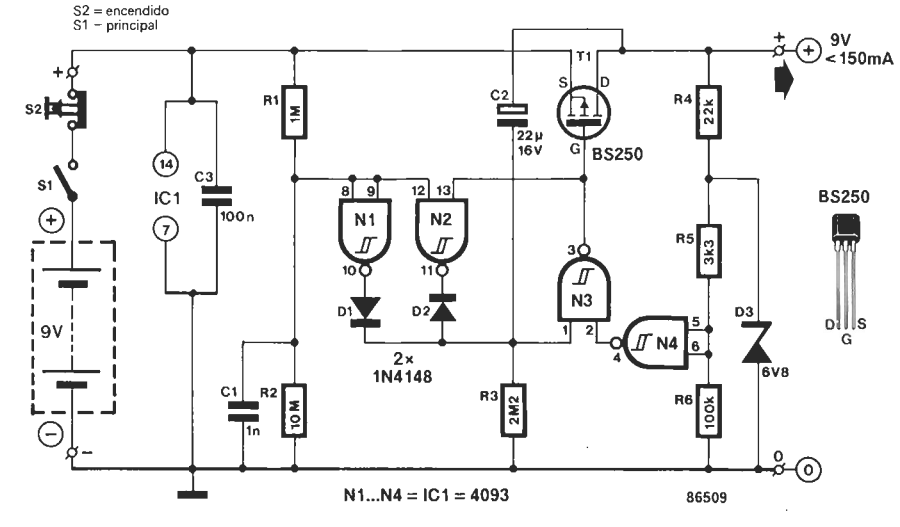
El consumo de corriente del circuito viene determinado sobre todo por las necesidades del relé.

Si se ignora el relé, el circuito consume unos 10 mA, lo que posibilita el empleo de un circuito 78L12 como regulador de tensión.

55 Protector de baterías

Este circuito protector del desgaste de baterías puede incluirse rápidamente en cualquier aparato que funcione con pilas. Su tiempo de accionamiento está pensado para funcionar con aproximadamente 1 minuto. Algunas de las posibles aplicaciones que pueden pensarse son una unidad de control remota de infrarrojos, calculadoras, etc. El olvidarse de desconectar estos aparatos hace que irremediablemente se desgaste la pila interna. Sin embargo, mediante el circuito que presentamos desconecta automáticamente la batería del circuito o al cabo de aproximadamente un minuto o cuando la tensión de batería ha bajado por debajo de un límite aceptable para un funcionamiento normal. El regulador de tensión serie, constituido por el FET T_1, admite un paso máximo de 150 mA en el circuito tal como se muestra. Recomendamos utilizar un FET con mayor capacidad que el tipo BS250 en el caso en que la corriente del

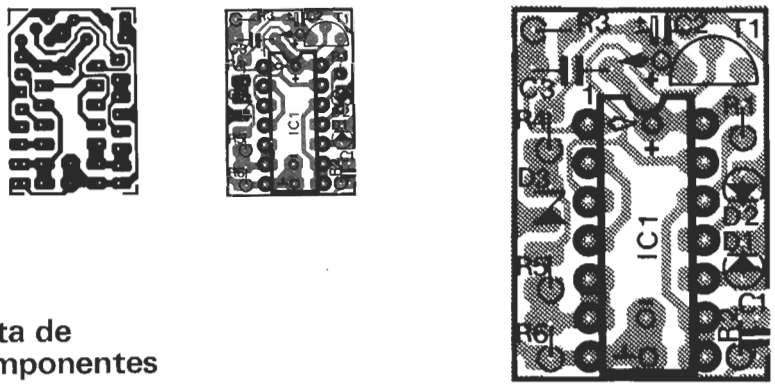
1



equipo al que se va a conectar este circuito sea superior a 100 mA. El FET tipo BS250 tiene una caída próxima a los 0,5 V para una intensidad de drenador de 100 mA y de 0,8 V para 150 mA, de aquí las consideraciones anteriores. Como T_1 es un FET de canal P, conducirá y, por lo tanto, alimentará al equipo cuando la salida de la puerta NAND tipo «trigger Schmitt» N_3 esté a nivel lógico bajo, es decir, cuando ambas entradas a la puerta estén a nivel alto. Esto ocurre en el primer momento de la conexión del circuito a la pila, ya que C_2 está descargado y las entradas de N_4 se mantienen a nivel bajo por medio de R_6. Consiguientemente T_1 está activado y hace que C_2 se cargue a través de R_3. Después de aproximadamente 1 minuto (constante de tiempo R-C), la caída de tensión en bornas de R_3 es lo suficientemente pequeña para que N_3 la reconozca como nivel lógico bajo en su patilla 1, desactivando, así, al FET T_1. La función de N_2 es de mantener este estado, ya que si no N_3 tendería a oscilar, debido a pequeñas variaciones de la tensión en bornas de R_3. En el momento de la conexión del circuito a la pila N_2 se lleva a nivel lógico alto mediante la red R-C compuesta por R_1-R_2-C_1, con lo cual se elimina cualquier carga residual que pudiera tener C_2. De esta forma puede encenderse de nuevo el circuito mediante S_1 o S_2 inmediatamente después de haber actuado la protección. El control de la tensión de batería se lleva a cabo mediante D_3, R_5, R_6 y N_4. La tensión de disparo de esta última puerta es, como para todos los circuitos Trigger Schmitt directamente proporcional a la tensión de alimentación de ésta. Mientras que la alimentación (batería) sea suficientemente alta, N_4 reconocerá un nivel lógico bajo en el punto de unión R_6-R_5-N_4. Sin embargo, si la tensión de la batería cae, D_3 mantiene la tensión existente en la entrada de N_4 a un nivel fijo, haciendo que N_4 dé un nivel bajo a la entrada de N_3, la cual consiguientemente desactiva el FET. Debemos recalcar que el valor exacto de los valores R_3, C_2, R_5 y R_6 deberán de ser adaptados al integrado específico utilizado (4093), debido a las tolerancias que este último tiene. Observe además que el tiempo de accionamiento de un minuto puede modificarse a voluntad redimensionando adecuadamente R_3-C_2. El ajuste de la tensión umbral de accionamiento puede hacerse fácilmente sustituyendo temporalmente R_5 y R_6 por un potenciómetro de 100 K para determinar el valor correcto de las dos resistencias para una tensión umbral dada.

El consumo de corriente de este circuito depende fundamentalmente del zener, que se ha hecho trabajar a 1 mA de corriente de polarización. Después de la desactivación automática de la batería mediante el circuito, el consumo baja por debajo de 1 μA. Para que el circuito protector del desgaste de batería pueda montarse en cualquier equipo, se ha diseñado una placa de circuito impreso de muy reducidas dimensiones, por lo cual algunos de los componentes se deberán montar en posición vertical. Este circuito impreso no está disponible por el servicio de EPS, aunque se adjunte aquí su diseño.

2



Lista de componentes

Resistencias:
R1 = 1 M
R2 = 10 M
R3 = 2M2*
R4 = 22 k
R5 = 3k3*
R6 = 100 k*

Condensadores:
C1 = 1 n
C2 = 22 µ, 16 V, tántalo
C3 = 100 n

Semiconductores:
D1, D2 = 1N4148
D3 = diodo zener 6V8, 400 mW
IC1 = 4093*
T1 = BS250

Varios:
S1 = interruptor miniatura
S2 = pulsador (circuito abierto al apretar)
EPS 86405 (no disponible en el servicio EPS)

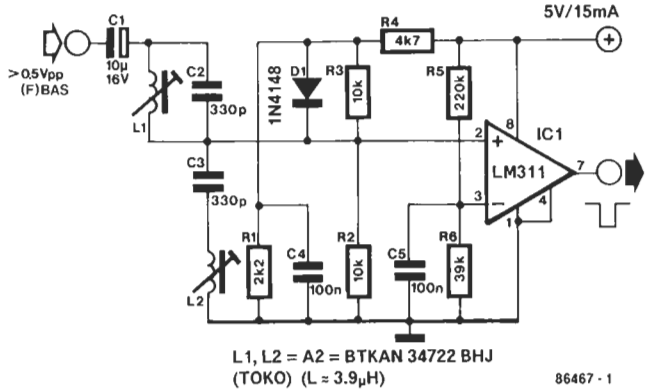
*Ver texto

56 Separador de sincronismo

La obtención de los impulsos de sincronización a partir de una señal de vídeo compuesta presenta pocas dificultades, como puede concluirse de la simplicidad de los circuitos separadores de sincronismo de los televisores, tanto de color como de monocromo. Sin embargo, si se piensa utilizar la señal de sincronismo para otras aplicaciones en circuitos digitales, los separadores de sincronismo normales no sirven, debido a su poca definición en el tiempo de duración del impulso, y a la falta de limpieza de la señal. Además es necesario definir exactamente la amplitud de la señal de sincronización para no equivocarlo con un pulso de blanking; estas exigencias hacen que un circuito normal de separación no funcione correctamente en la mayoría de los casos.

Otras razones de posibles interferencias son las fluctuaciones y la intermodulación causadas principalmente por las portadoras de color y sonido; el primero de ellos no suele eliminarse completamente durante el ciclo de sincronismo,

1



mientras que el segundo, lógicamente, siempre debe estar presente en la señal de entrada demodulada, lo cual exige un filtro a la frecuencia portadora de sonido. Estas consideraciones han dado como fruto el circuito que presentamos, que elimina efectivamente la portadora de color de la señal de salida del demodulador antes de separar la señal de sincronismo. La combinación de un circuito sintonizado serie (L_2-C_3) y otro paralelo (L_1-C_2) se ajustan para que su frecuencia central sea la de la portadora de color (4,43 MHz), mientras que D_1 sirve como dispositivo fijador de la tensión continua de salida de 0,7 V.

La entrada inversora (–) del amplificador operacional tipo LM311 está configurado para que su punto de trabajo esté a 0,75 V con respecto a masa, de forma que cualquier señal que entre por patilla no inversora (+) de menos de 0,75 V haga que el operacional bascule, dando a la salida una señal negativa (nivel activo bajo), compuesta por la señal de sincronismo del televisor. Observe que la salida puede hacerse positiva (nivel activo alto) intercambiando sencillamente las patillas de entrada del operacional. Con respecto a las bobinas L_1 y L_2 pueden sustituirse por choques de ferrita de 3,9 μH, suponiendo que ambos condensadores, C_2 y C_3, se sustituyan por un condensador de 270 pF y un trimmer de 60 pF en paralelo. Si es necesario pueden añadirse filtros semejantes para eliminar la portadora de sonido.

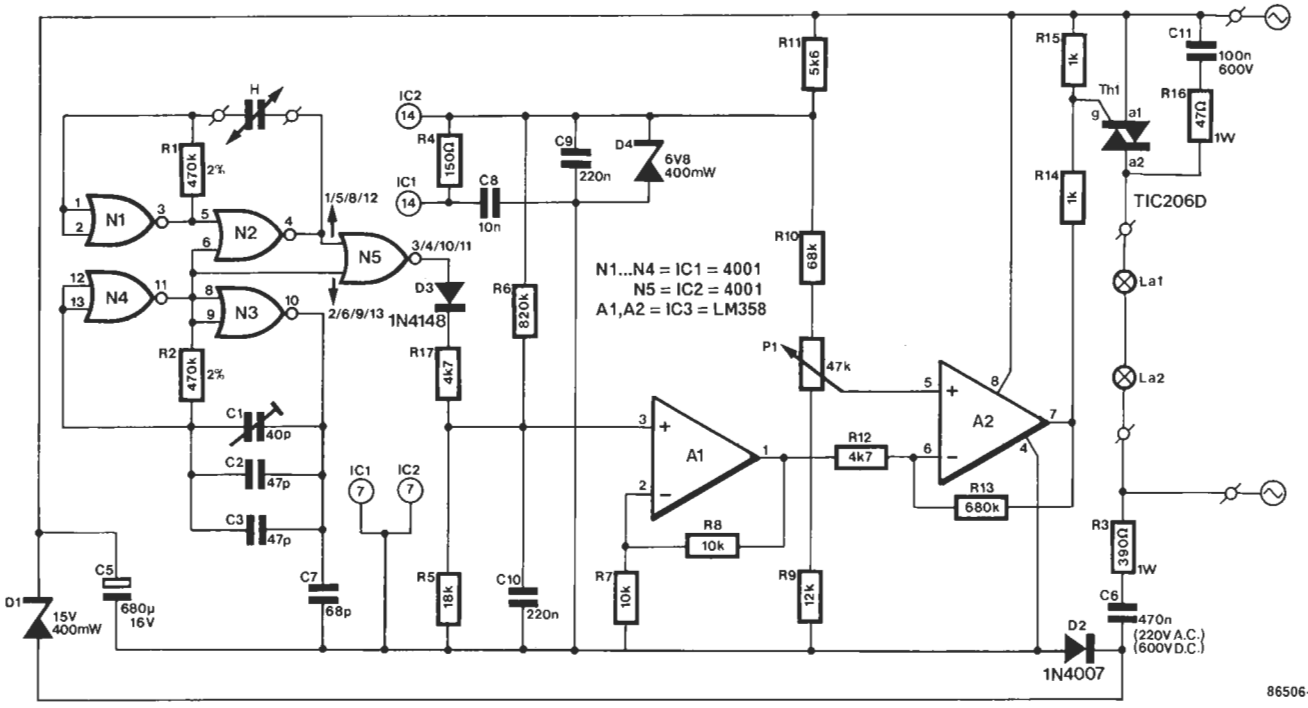
57 Desecador

Muchas de las zonas de trabajo más pequeñas disponibles para los aficionados a la electrónica tienen una humedad excesiva, lo que hace que «en un dos por tres» varias herramientas se cubran con una delgada capa de óxido. La humedad no hace nada bueno para la mayoría de los equipos de prueba o los manuales correspondientes. la única solución es tratar de mantener la zona más seca aumentando la temperatura.

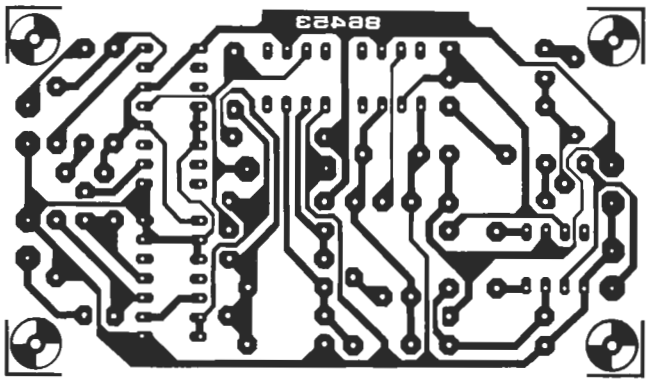
Una pareja de lámparas de 100 vatios o un elemento calefactor de 100-200 W son idóneos a este respecto, si no fuera por el incremento en el importe del «recibo de la luz». Y en este sentido es en donde puede servir de ayuda el circuito que presentamos.

Con referencia al esquema, los dos circuitos HEF4001B, en conjunción con el sensor de humedad H, generan una tensión a través de R_5 que es directamente proporcional al grado de humedad. La función del amplificador operacional A_1 es simplemente presentar una alta impedancia a U_{R5}. Luego, la tensión se aplica a la entrada inversora del comparador A_2, que tiene una histéresis de un 15%. La tensión de referencia en la entrada no inversora de A_2 puede ajustarse entre 0,6 V y 3,0 V con P_1, que corresponde a una humedad entre el 20% y el 100%. Tan pronto como la humedad ambiente supere el valor establecido por P_1, basculará el comparador, conducirá el triac y se activará el elemento calentador. El consumo de corriente del circuito es tan sólo de 13 mA. Si se utilizan lámparas, deben protegerse con una bisera metálica para evitar la probabilidad de un incendio. La calibración se realiza con el empleo de una solución de sal de cocina en cierta cantidad de agua, que colocada en un espacio cerrado relativamente pequeño elevará pronto la humedad a un 78%. Hay que ajustar C_1 para obtener una diferencia de potencial a través de R_2 de 2,25 V. A continuación, debe ajustarse T_1 de modo que el triac deje de conducir. En la práctica, el circuito se activará con una humedad ambiental de un 80%.

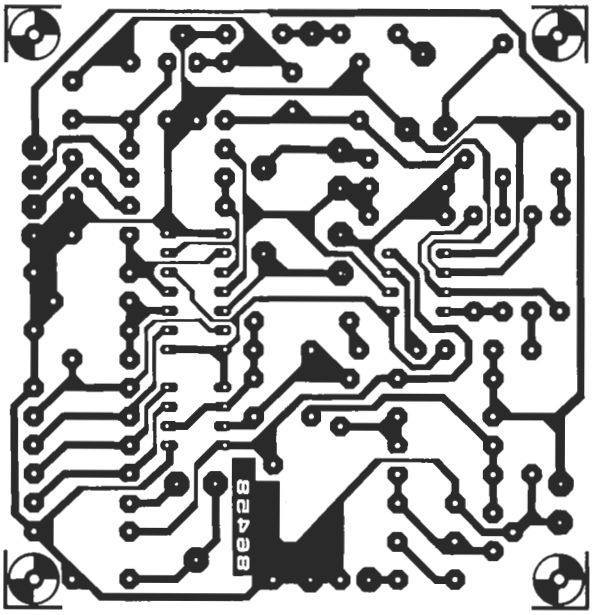
1



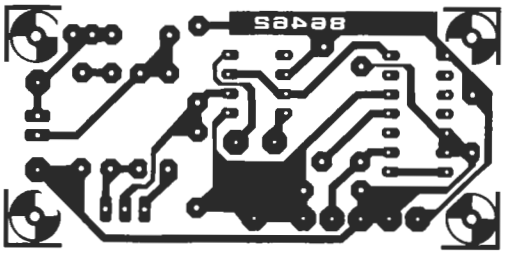
EPS



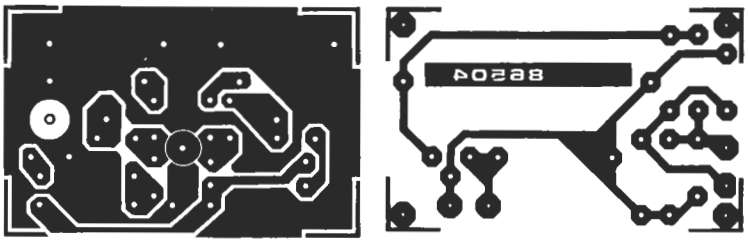
EPS 86453 Monitor de latidos cardiacos



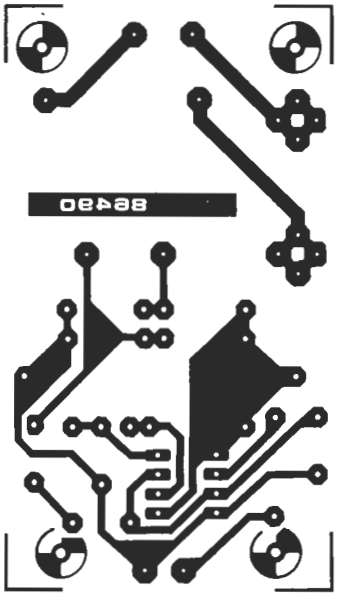
EPS 86458 Procesador señal micrónica



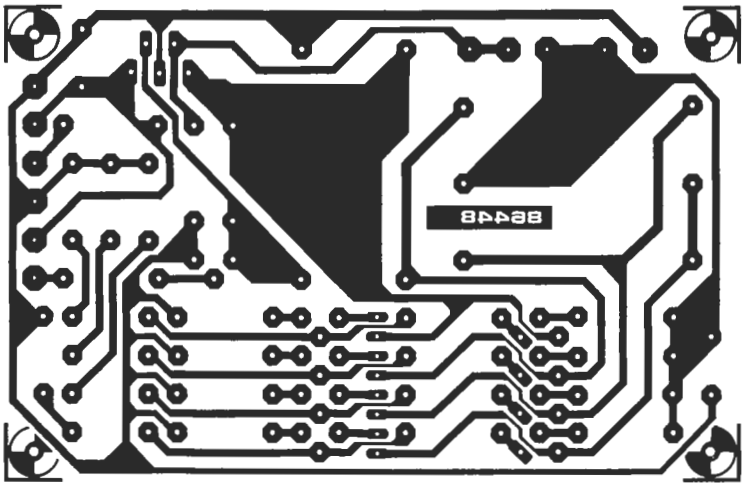
EPS 86462 Convertidor RMS CA/cc



EPS 86504 Amplificador de bajo ruido para antena



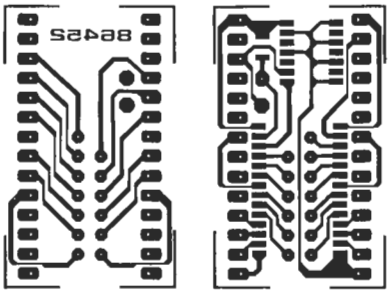
EPS 86490 Ahuyentador de roedores



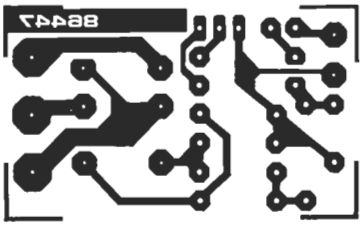
EPS 86448 Indicador multicorriente

EPS

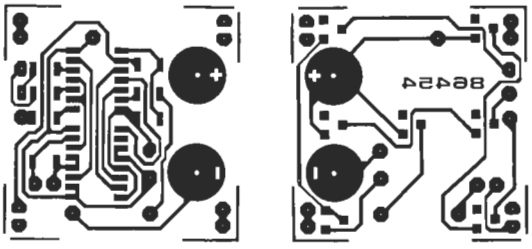
EPS



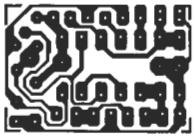
EPS 86452 RAM extra de 16 K



EPS 86447 Monitor luces de automóvil



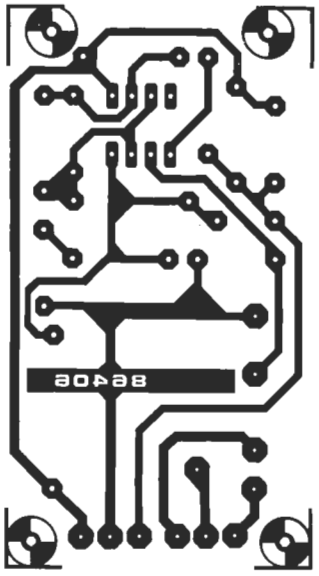
EPS 86454 Dado en CMS



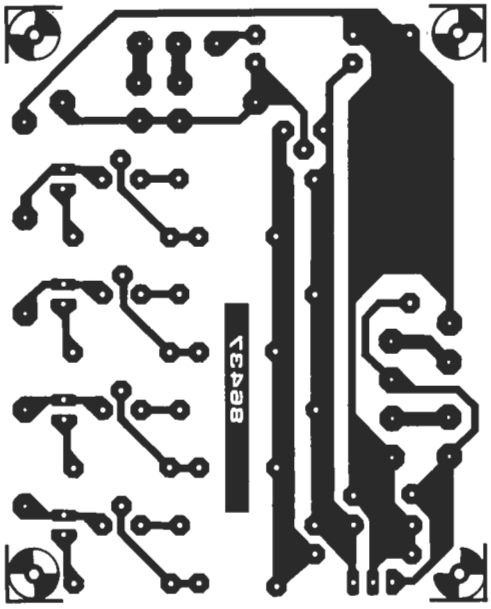
EPS 86509 Automatismo de apagado



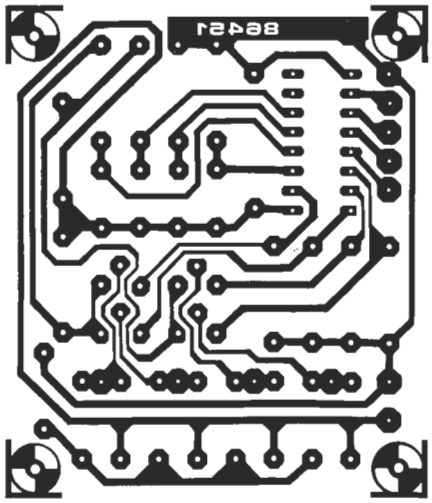
EPS 86461 Tacómetro de alta resolución



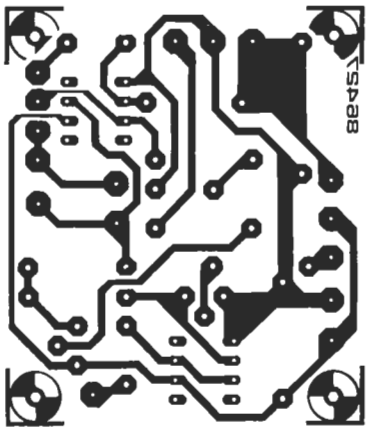
EPS 86406 Alarma autorradio



EPS 86437 Micro cargador de baterías NiCd



EPS 86451 Control motor paso a paso



EPS 86427 Fuzz para guitarra

EPS

58 Monitor de los latidos del corazón

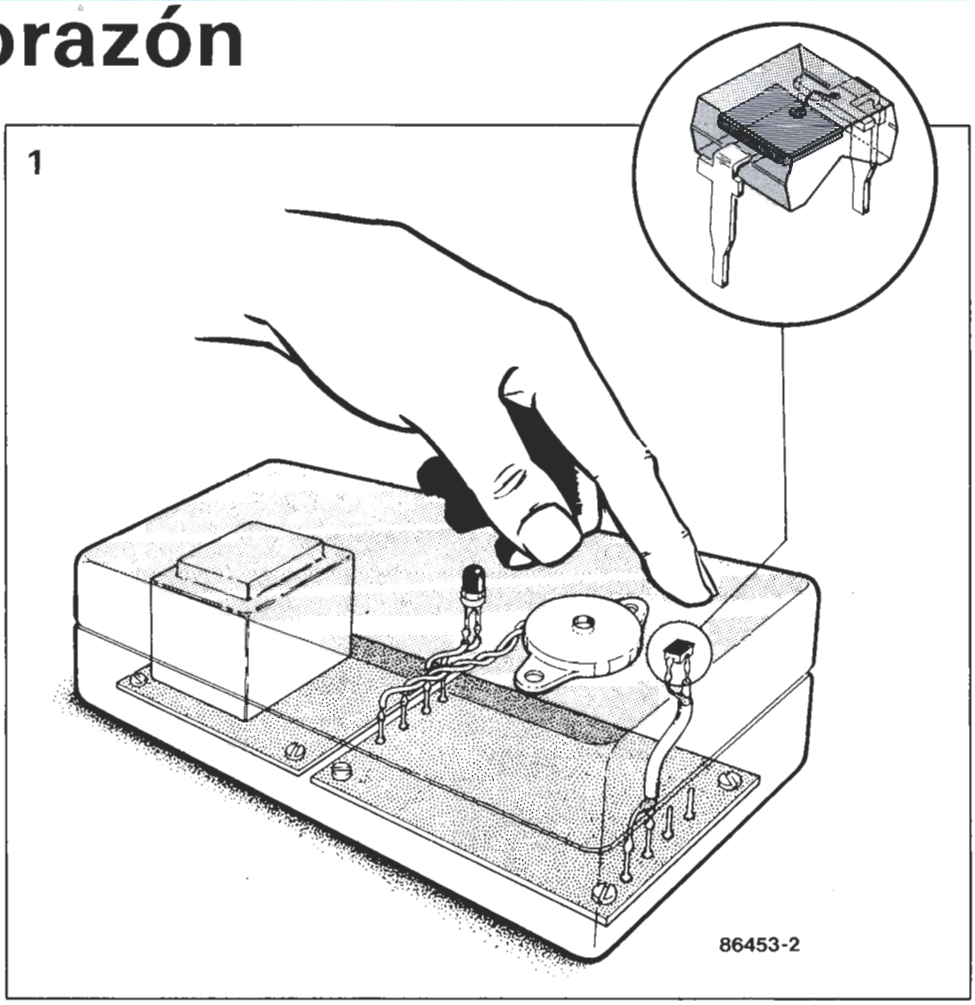
El circuito propuesto está basado en el hecho de que el grado de translucidez de ciertas partes del cuerpo de un mamífero depende, entre otras cosas, del flujo sanguíneo. Habida cuenta de que el suministro de sangre es del tipo pulsatorio a la frecuencia del latido, este último puede ser objeto de un registro continuo de una manera sencilla sin la necesidad de una conexión eléctrica entre el mamífero y el equipo de medida.

En el circuito que presentamos, se registra el flujo sanguíneo a través de un dedo. Para evitar errores producidos por la posición del dedo, el diodo receptor está incluido en un bucle.

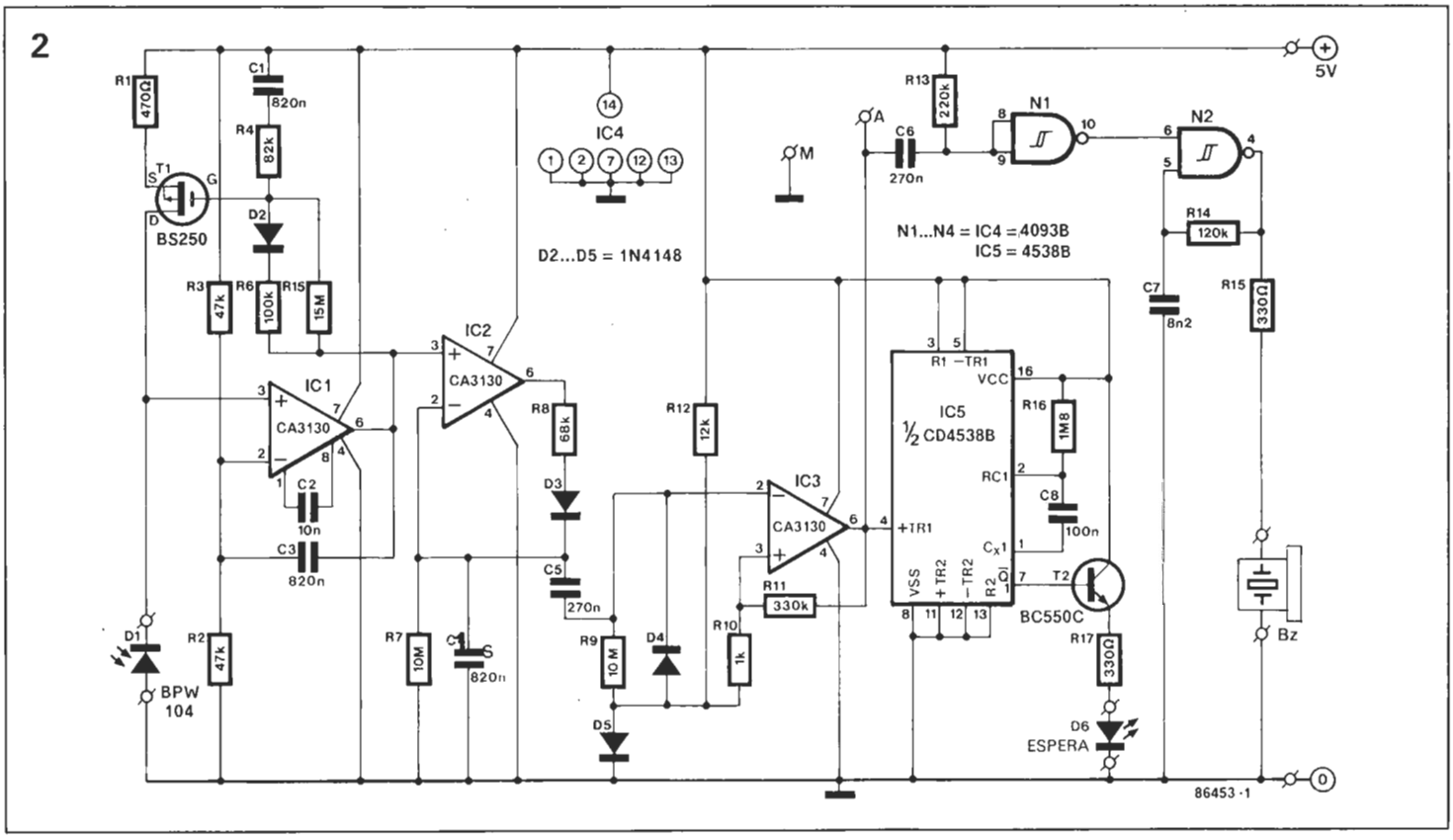
La entrada positiva (terminal 3) del circuito IC_1 se mantiene a una tensión de 2,5 V. La ganancia del dispositivo viene determinada por la relación R_5/R_4. La red R_6-D_2 asegura que el circuito se estabilice con rapidez. La señal amplificada se rectifica por IC_2. Las constantes de tiempo R_8-C_4 y R_4-C_4 se eligen de modo que el potencial en la patilla 2 de IC_2 tenga una forma en diente de sierra. El circuito CA3130 en la posición IC_3 funciona como un disipador. La señal de salida puede aplicarse, por ejemplo, al conector de entrada de un ordenador.

Si no se dispone o no se considera necesario un ordenador, el latido se hace

1



2



audible mediante un zumbador piezoeléctrico accionado por las puertas N_1 y N_2.

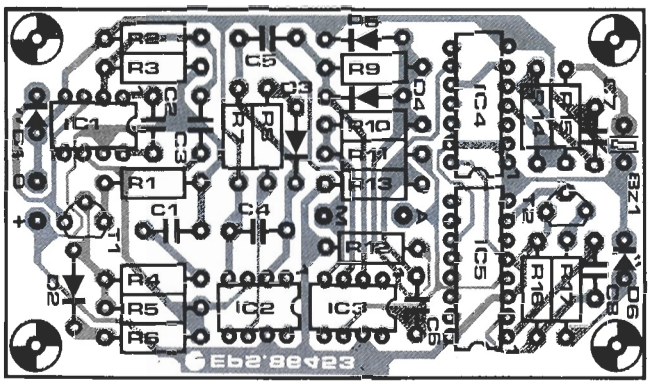
El circuito IC_5 proporciona una indicación de espera que indica cuándo se estabilizó el circuito y está preparado para su uso.

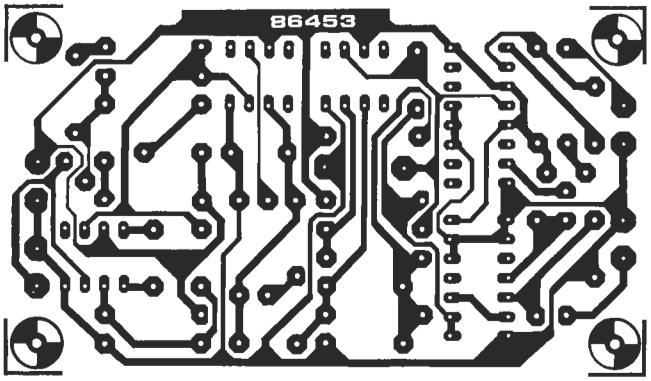
De forma resumida, el programa es como sigue: esperar un flanco de bajada y luego, contar hasta que aparezca el siguiente. El conteo se convierte en un número por minuto y este valor se visualiza en la pantalla del monitor. Sin embargo, el latido no es constante, lo que se pone de manifiesto al escuchar el zumbador o al observar la pantalla del monitor. Por consiguiente, es recomendable calcular un valor medio durante un período de 60 segundos, por ejemplo. Entonces es posible visualizar el valor instantáneo, el valor medio en 60 segundos y la tendencia (a la subida o a la bajada).

Una vez que se sepa que el programa funciona satisfactoriamente, resulta interesante visualizar la señal real en la pantalla. Si el ordenador utilizado tiene un convertidor analógico/digital, la señal de salida de IC_1 puede emplearse para la presentación visual.

En la figura 1 se muestra un posible montaje del monitor de latidos en una caja de plástico ABS y la medida puede tomarse simplemente presionando suavemente con el dedo sobre el fotodiodo.

3

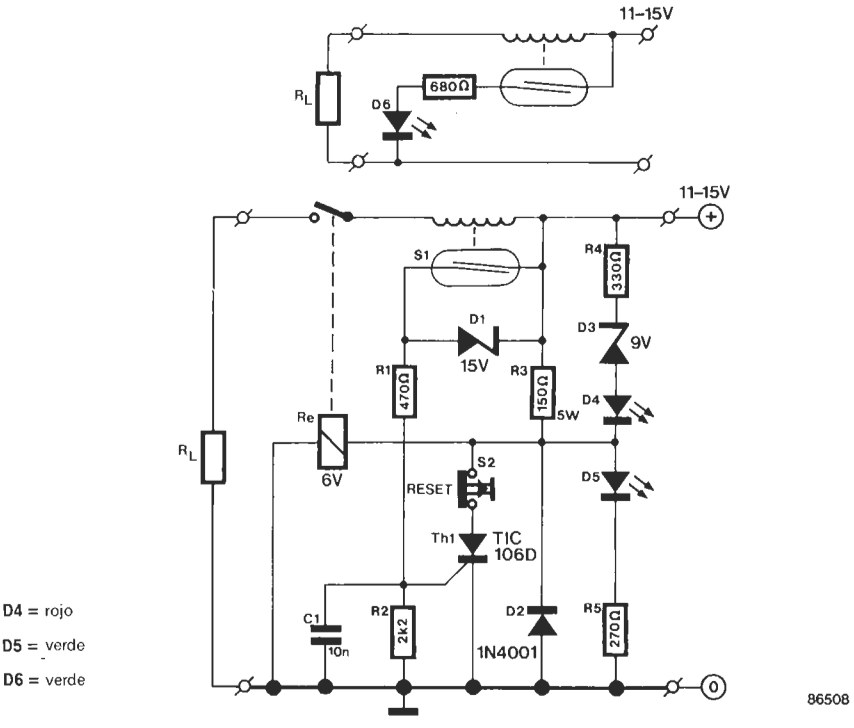




59 Monitor de corriente continua

Muchos circuitos monitores de corriente continua utilizan una resistencia en serie con los cables que llevan la corriente y actúan sobre algún tipo de indicador gracias a la caída de tensión que aparece en bornas de esta resistencia. Esta caída de tensión hace que disminuya la diferencia de potencial disponible en la carga, la cual, a intensidades elevadas, puede ser importante. En nuestro circuito se utiliza un relé «reed», alrededor del cual se bobina el cable que lleva la corriente. La caída de tensión es, por lo tanto, muy pequeña. El circuito presenta además la ventaja de que el contacto del relé está disponible para un gran número de aplicaciones. Como ejemplo podemos pensar en un indicador de que se ha fundido una bombilla del faro de un coche. Mientras que la bombilla, aquí indicada por R_1, luzca se iluminará el LED. El número de vueltas que tiene que darse al cable sobre el relé reed depende de la intensidad y del tipo de relé. La mayoría de los relés reed dan como valor 50 A/vuelta, de forma que para la luz de cruce de un vehículo (60 W a 12 V, es decir, 5 A) se necesitan alrededor de 10 vueltas.

1



Un circuito más complejo puede ser el de un fusible electrónico, que además ofrece una protección de sobretensiones. El estado del circuito se indica mediante dos LEDs. Cuando se enciende la alimentación, el tiristor está extinguido, con lo cual se excita el relé Re a través de la resistencia de 150 ohmios. Por lo tanto, se conectará la carga a la alimentación y se iluminará el LED verde. Si la corriente de carga se hace demasiado elevada se cerrará el relé reed y excitará al tiristor a través de la resistencia de 470 ohmios, el cual se pondrá a conducir, cortocircuitando el relé Re; éste desconectará la carga de la alimentación. Al mismo tiempo se iluminará el LED rojo y se apagará el LED verde.

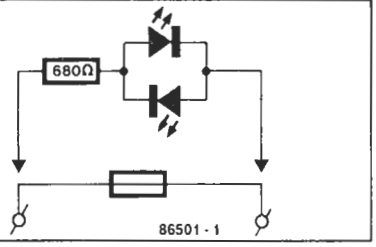
El circuito puede ponerse a cero mediante el pulsador S_2, que anula la intensidad de ánodo-cátodo del tiristor, con lo cual éste se extingue.

La protección frente a sobretensiones se hace mediante el diodo zener en paralelo con el contacto del relé reed. Si la tensión de entrada se hace mayor que la tensión de zener más la tensión de disparo del tiristor, este último se disparará y activará así el circuito de protección. Estas dos aplicaciones son de uso directo en vehículos, pero no hay ninguna duda que los lectores ingeniosos pueden pensarse otras.

60 Monitor de fusible del coche

Este circuito extremadamente sencillo puede servir para dar una indicación visible al conductor de que ha fallado el circuito eléctrico, el cual, como todos sabemos o nos damos cuenta tarde o temprano, está protegido por fusibles, que tienen una tendencia a saltar en los momentos más inoportunos. El circuito se monta con un poco de habilidad mecánica, de forma que se pueda conectar sobre todos los fusibles del coche, sin necesidad de tener que extraerlos de su soporte para inspeccionarlo visualmente. Con muy poco gasto adicional puede conectarse permanentemente este circuito en cada uno de los fusibles del coche, con lo cual tendrá inmediatamente una indicación del fusible fundido.

1

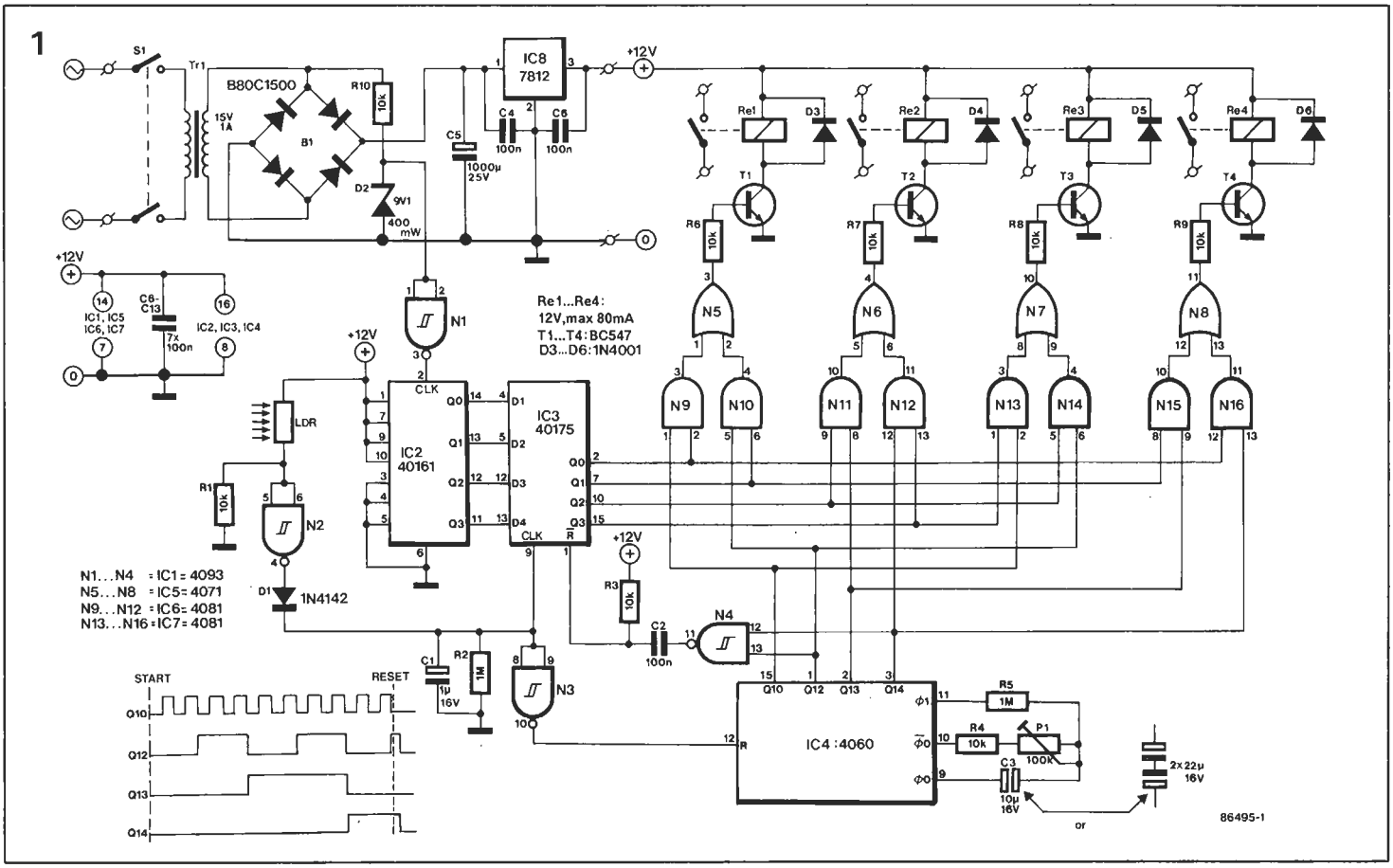


61 Controlador de luces aleatorias

Desafortunadamente, todos sabemos que las vacaciones de verano es una época que a muchos les preocupa, ya que se temen que si dejan la casa sola tienen una gran probabilidad de que se la intenten robar. Precisamente por esto, es el momento oportuno para ponerse a montar este sencillo circuito antes de dejar abandonada temporalmente su casa y todas las cosas valiosas que en ella tiene. Es evidente que la mejor forma de simular su presencia en la vivienda es con un dispositivo temporizado mecánico o electrónico que encienda una serie de lámparas cuando se hace de noche, manteniéndolas encendidas durante un período de tiempo prefijado. Un ladrón de casas experto, sin embargo, puede detectar rápidamente la secuencia regular que ocurre todas las tardes, no frenándole a embarcarse en sus actividades delictivas al notar que se trata únicamente de un temporizador sin peligro en lugar de una persona. Este circuito, siendo también un temporizador, ofrece una simulación mejor de las actividades de una persona, ya que enciende automáticamente una serie de luces durante un tiempo que parece aleatorio, lo cual da la idea al ladrón de que hay gente en la vivienda. En realidad, la activación del circuito es pseudoaleatorio, pero dispone de 16 posibilidades distintas para asegurar la suficiente diversidad para que pueda despreocuparse de la casa y el presunto ladrón quede suficientemente confundido como para que tarde unas cuantas semanas en darse cuenta del sistema de seguridad. Vamos ahora con el modo de operación de este sencillo circuito.

El momento exacto de activación del circuito viene determinado por un código de cuatro bits suministrado por el contador IC_2 en el momento en que se hace de noche. Como esto nunca ocurre exactamente en el mismo momento de la tarde, puede considerarse a IC_2 como un generador aleatorio de código de cuatro bits (1 de 16). Cuando la LDR detecta la ausencia de luz, pasa la salida de N_2 a nivel lógico alto, con lo cual D_1 carga a C_1. Mientras tanto, N_1 está constantemente generando una frecuencia de reloj de 100 Hz a la entrada del contador IC_2. Cuando la tensión en bornas del condensador C_1 y la resistencia R_2 ha llegado a un nivel lo suficientemente elevado para que la entrada de reloj del registro de 4 bits IC_3 lo reconozca como nivel lógico alto, el dato de 4 bits del contador IC_2 se transfiere a la salida $Q_0 \ldots Q_3$ de IC_3. Al mismo tiempo N_3 habilita a IC_4 para que empiece a contar y dividir la señal de reloj generada por el mismo integrado. Las salidas del latch (IC_3) y el contador (IC_4) se combinan en puertas AND ($N_9 \ldots N_{16}$). Los elementos del oscilador R_4-P_1-R_5-C_3 (este último es de tipo bipolar, que puede sustituirse por dos condensadores electrolíticos en antiparalelo) se han dimensionado de forma que la salida Q_{10} produzca impulsos de 15 minutos de duración con un ciclo de trabajo del 50%; este intervalo puede variarse mediante el potenciómetro P_1.

Como IC_4 es un divisor binario (2^n), las salidas Q_{12}, Q_{13} y Q_{14} dan períodos de 60, 120 y 240 minutos, respectivamente. Que estos impulsos aparezcan o no a la salida de $N_9 \ldots N_{16}$ depende del nivel lógico de las salidas de cada uno de los registros asociados, $Q_0 \ldots Q_3$. Las salidas de las puertas AND se han configurado en parejas en cuatro puertas OR, $N_5 \ldots N_8$; por lo cual N_5 y N_7 pueden su-

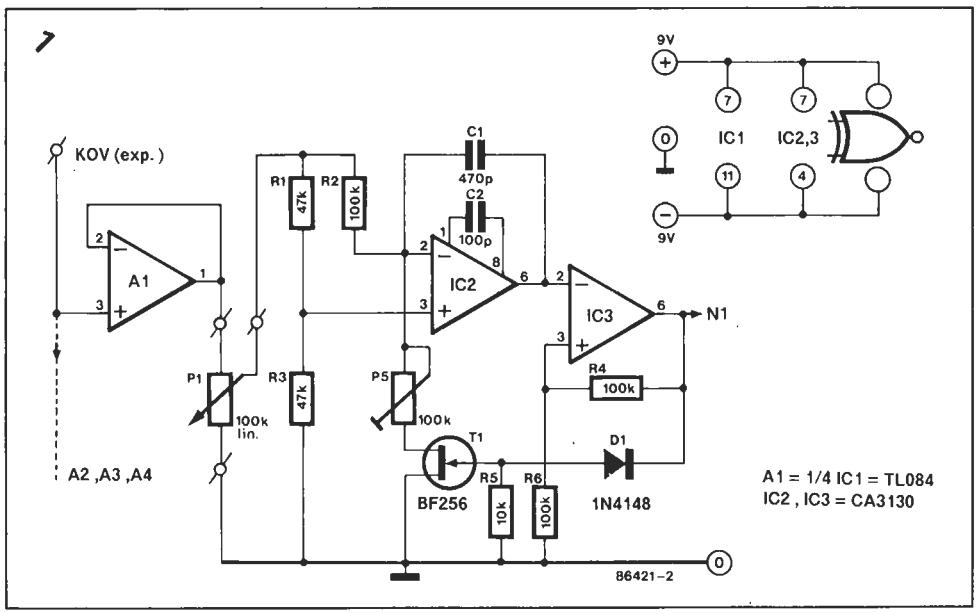


ministrar intervalos de 15, 60 ó 75 minutos, mientras que N_6 y N_8 60, 120 ó 180 minutos; tiempos mayores, como, por ejemplo, 360 minutos, no se pueden alcanzar, ya que N_4 pone a cero IC_3 cada 5 horas (Q_{12} AND Q_{14}=60+240=300 minutos), después de lo cual se hace de noche.

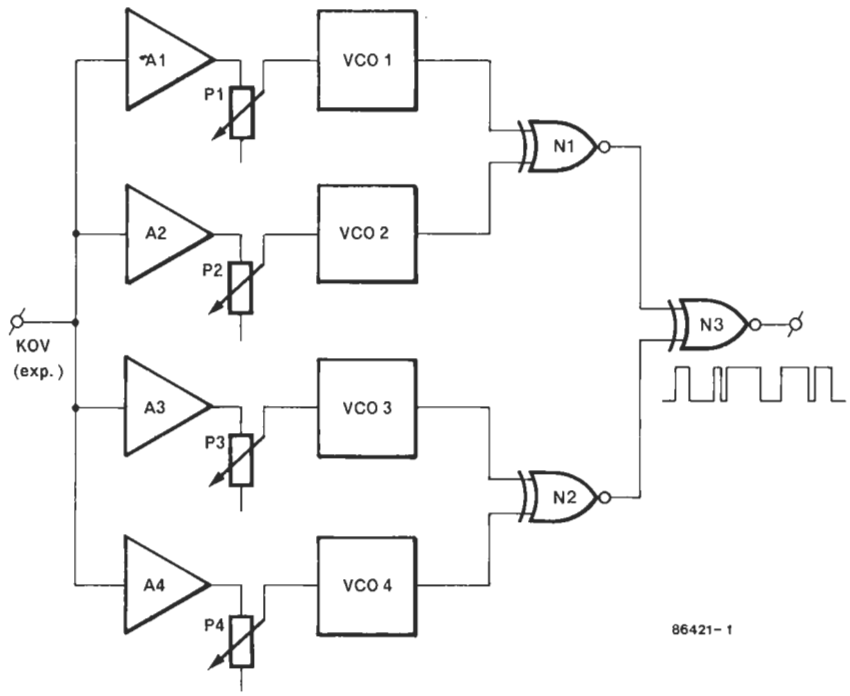
Puede verse que los relés Re_1 y Re_3 pueden utilizarse para aquellas luces de la vivienda que pueden encenderse y apagarse por períodos relativamente cortos durante la tarde, mientras que Re_2 y Re_4 se encienden por períodos mayores a horas más avanzadas de la noche. Finalmente, el diagrama de tiempos mostrado muestra la secuencia de impulsos suministrado a los cuatro relés.

62 Generador de percusión metálica

El objeto de este circuito, unido a un sintetizador, es el de obtener el sonido equivalente al de los muchos instrumentos de percusión de sonido metálico, tales como: gongs, címbalos o yunques. La figura 2 muestra que el generador está compuesto por cuatro VCO sintonizables independientes, que proporcionan señales de salida rectangulares a un conjunto de puertas XOR. En la figura 1 se muestra uno de los cuatro VCOs controlado por una señal KOV (tensión de salida de teclado). El uso de amplificadores operacionales rápidos asegura una operación lineal de los VCOs incluso por encima de los 4 kHz, mientras que el FET T_1 se encarga de la linealidad de la curva de tensión-frecuencia correspondiente a la combinación integrado-comparador. Montando cuatro de estos VCOs, y disponiéndolos como se indica en la figura 2, puede utilizarse los potenciómetros de



2

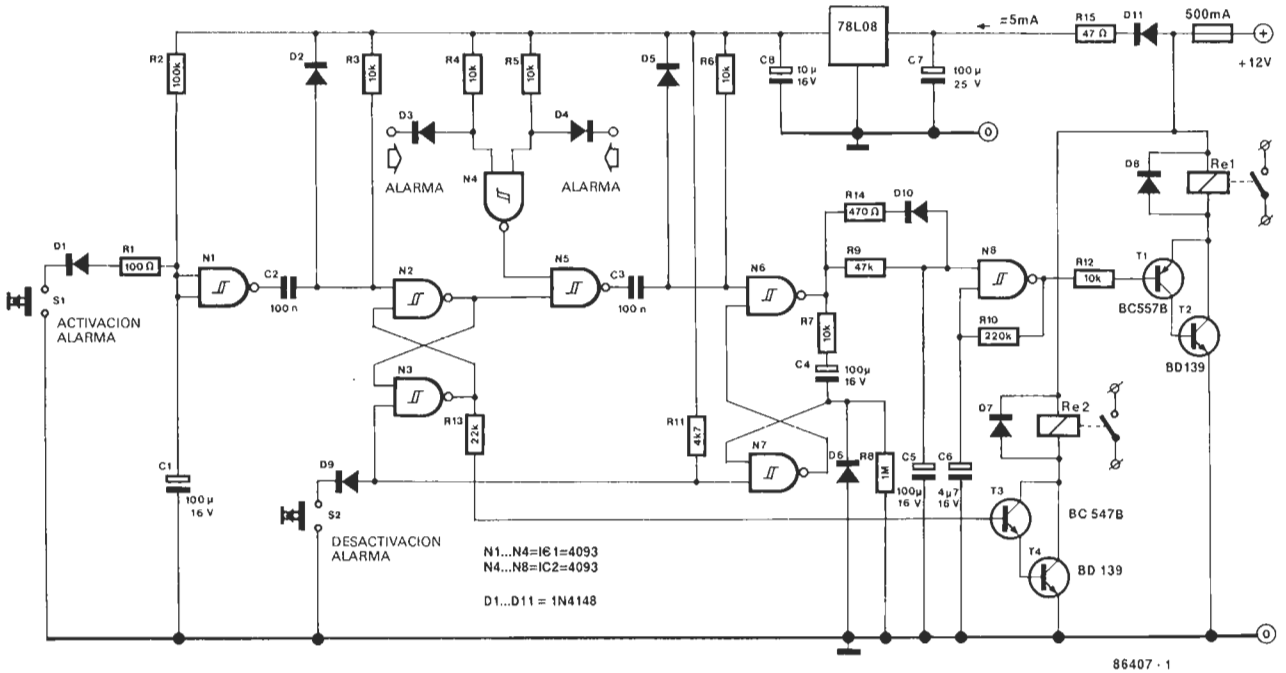


control $P_1 \ldots P_4$ para obtener el sonido deseado. Las salidas de los amplificadores operacionales $A_1 \ldots A_4$ (IC_1, tipo TL084) deberán estar a 0 V cuando la línea KOV está conectada a masa. Si esto no ocurre habrá que sustituir el integrado por otro más estable. La linealidad de cada uno de los circuitos VCO se ajusta variando la corriente de drenador del FET, mediante el potenciómetro P_5 de la figura 1. Utilice un osciloscopio para verificar que la onda de salida tiene una relación de trabajo (tiempo en estado alto/tiempo en estado bajo) del 50%; en caso contrario, ajuste el potenciómetro P_5 correspondiente. Como los cuatro VCOs no disponen de un circuito conversor de la entrada KOV lineal a exponencial, no pueden utilizarse con teclados de 1 V por octava. Sin embargo, la mayoría de los teclados proporcionan una señal KOV exponencial, cuya frecuencia se duplica con cada octava, por lo cual son perfectamente utilizables con este circuito.

63 Alarma antirrobo para coche

Este circuito, versátil pero de fácil montaje, es un sistema efectivo para alejar a los ladrones que intenten apoderarse de una pieza de su propiedad, que usted considera de alto valor e indispensable: su vehículo. El circuito es de manejo muy sencillo. Una vez activado, le da 15 segundos al propietario del coche para abandonarlo. A la llegada al vehículo dispone de 7 segundos después de haber abierto la puerta para desactivarlo mediante un pulsador escondido. El ladrón que no haya sido capaz de encontrar el pulsador en 7 segundos se llevará la sorpresa de un atronador sonido intermitente del claxon del coche durante 100 segundos, lo cual debería hacerles abandonar su intención y salir por pies lo más rápidamente posible. Además el propietario del vehículo, habiendo oído el sonido característico de su alarma, se interesará por lo que está ocurriendo y podrá actuar como mejor crea. El circuito permite conectar distintos tipos de dispositivos activadores de la alarma, tales como detectores de vibración o ultrasónicos, un sensor de rotura de cristal, etc., suponiendo que éstos den un nivel lógico bajo cuando exista condición de alarma. también es posible utilizar los pulsadores instalados en las puertas para la luz de cortesía, ya que éstos, usualmente, se cierran a la masa del vehículo cuando se abren las puertas. Para comprender el funcionamiento de la alarma vea el esquema eléctrico de la figura y suponga que en principio la alarma está en modo no activa. Cuando se abandona el vehículo, el propietario pulsa el botón «activación alarma», lo cual le da unos 15 segundos de tiempo para coger sus cosas y cerrar el vehículo. Este tiempo viene definido por la constante de tiempo de la red R-C: R_2-C_1; el biestable N_1-N_2 basculará al cabo de este retardo y activará la alarma (estado alerta). Observe que este estado puede visualizarse mediante un LED indicador en lugar de Re_2. Unicamente cuando alguna de las entradas de alarma pasa a nivel lógico bajo (se activan) basculará el monoestable N_6-N_7, dando un impulso de 100 segundos, determinado por la red R-C: R_8-C_4. Sin embargo, el claxon no se activará inmediatamente, ya que la red R_9-C_5 proporciona un retardo de 7 segundos para poder desactivar la alarma, pulsador «desactivación alarma», antes de que el oscilador, diseñado alrededor de N_8, active y desactive los transistores de salida T_1-T_2 y con ello el claxon. Observe que el claxon dejará de sonar al cabo de 100 segundos, pero que la alarma permanecerá en su estado de alerta, es decir, cualquier condición de alarma en alguno de los sensores hará sonar el claxon de nuevo. Como ya hemos dicho, T_3, T_4 y R_{13} pueden conectarse al biestable N_2-N_3 para proporcionar una indicación mediante un LED del estado de la alarma. Puede sustituirse el LED por un relé, que, por ejemplo, abra el circuito de encendido del motor. Debemos recalcar, sin embargo, que no debe utilizarse este relé en vehículos con encendido electrónico; en este caso habrá que pensar en algún otro mé-

1



todo para impedir que arranque el coche. Los relés utilizados en este circuito son los usuales, de fácil localización en cualquier casa de recambios. Los contactos de Re_1 deben conectarse en paralelo con los contactos del relé ya existente en el propio vehículo para activar el claxon.

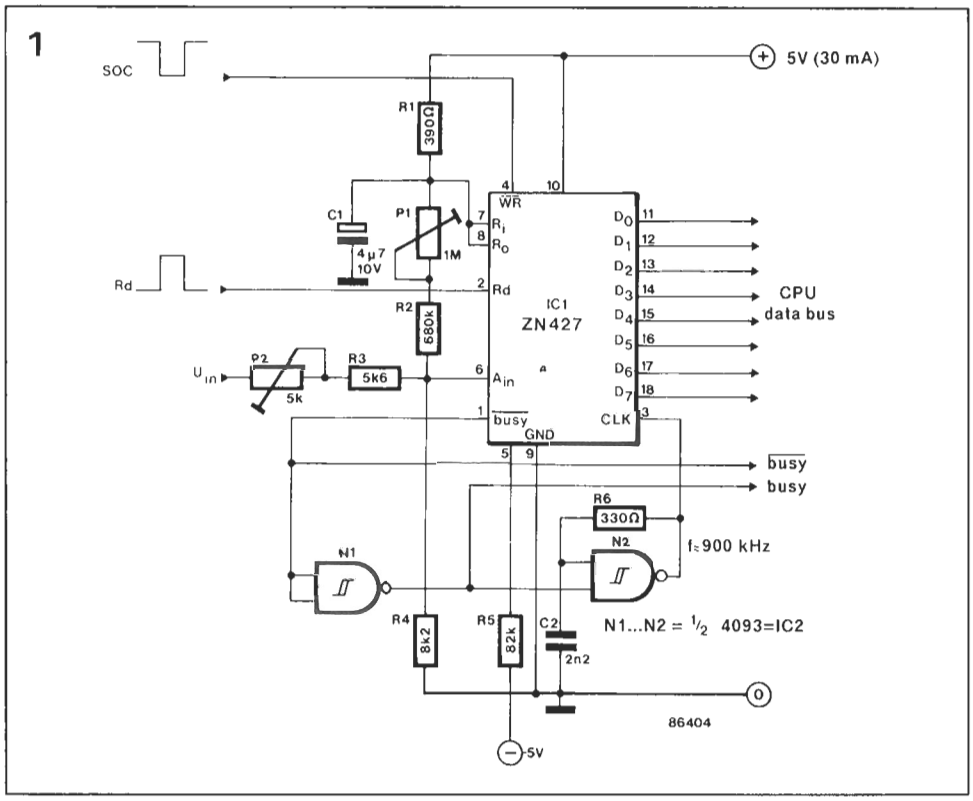
Finalmente, debe observar que todo el circuito, así como los relés y el cableado debe montarse en un lugar poco llamativo y que el interruptor de desactivación debería de ser de tipo codificado o con llave y bien oculto. El consumo del circuito en modo no activo es tan bajo que prácticamente no supone carga alguna para la batería. Se ha incluido un regulador de tensión para impedir que la alarma se active al arrancar el vehículo.

64 Convertidor analógico-digital de 8 bits

Antes de poder medir cualquier tensión analógica con un ordenador y tratarla consiguientemente es necesario incluir un dispositivo conversor de suficiente precisión para entregarle al micro un equivalente en n bits de la tensión analógica de entrada. Evidentemente, mientras más alto sea n mayor número de etapas involucradas en la conversión, pero mayor la resolución que puede obtenerse.

Este circuito convertidor analógico-digital de 8 bits funciona con muy pocos componentes adicionales, siendo versátil, rápido y lo suficientemente preciso para la mayoría de las aplicaciones. La máxima tensión de entrada se ha fijado a 5 V mediante la red de resistencias conectadas a la entrada A_{in} del ADC tipo ZN427. Dado este límite superior de la tensión de entrada, V_{in}, tendremos una resolución del convertidor de: $5\ V/(2^8 - 1) = 19{,}6$ mV/paso. Pueden utilizarse otros márgenes de tensión de entrada redimensionando el divisor resistivo de entrada. Como el circuito integrado convertidor analógico-digital realiza una conversión en 10 μs (valor típico), puede medirse y procesarse otras tensiones digitalizadas

1



durante el tiempo de conversión, si trabajamos en lenguaje de máquina. El lenguaje BASIC no es demasiado apropiado para este tipo de aplicaciones y suele utilizarse donde no existen requerimientos de tiempo.

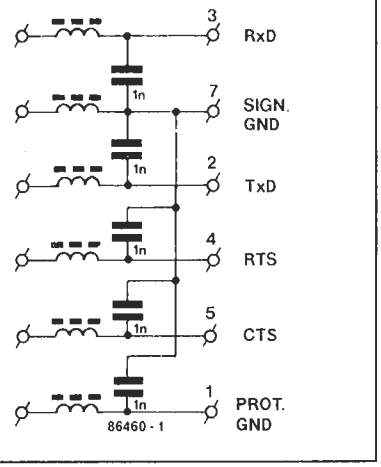
Es muy fácil entender que la única forma de conseguir una respuesta suave de un, digamos joystick, es mediante una rutina rápida, la cual deberá de ser en lenguaje de máquina.

Un nivel lógico bajo en la entrada $\overline{SOC}$ (Start Of Conversion, comienzo de la conversión) en la patilla $\overline{WR}$ del circuito integrado hace que empiece la conversión, con lo cual la línea $\overline{BUSY}$ se activa, es decir, pasa a nivel bajo. Gracias a esto se activa el generador de reloj formado alrededor del trigger Schmitt N_1, que proporciona una frecuencia de 900 kHz a la entrada CLK del ADC. Al finalizar la conversión la línea $\overline{BUSY}$ pasa a nivel alto, con lo cual puede leer la CPU el dato de 8 bits contenido en el registro del ADC, activando la línea de lectura (Rd). Observe que tanto la línea $\overline{SOC}$ como Rd deben decodificarse con circuitería apropiada, dependiendo del tipo de CPU utilizada. Se ha dado la posibilidad al circuito ADC de utilizar como línea de salida tanto la señal $\overline{BUSY}$ como BUSY para indicar al ordenador el ciclo de conversión. El ajuste del circuito es muy sencillo, ya que sólo es necesario ajustar dos potenciómetros. Primero deberá escribirse en lenguaje de máquina un sencillo bucle de verificación; a continuación ajuste P_1 (offset), para que con tensión de entrada nula la lectura del ordenador sea 0. P_2 deberá de ajustarse a continuación para que con 5,00 V a la entrada obtenga una lectura del registro del ADC de 255 (FF_h). Finalmente, verifique la linealidad del circuito aplicando en la entrada 2,50 V. El ordenador deberá leer 128 (80 hexadecimal).

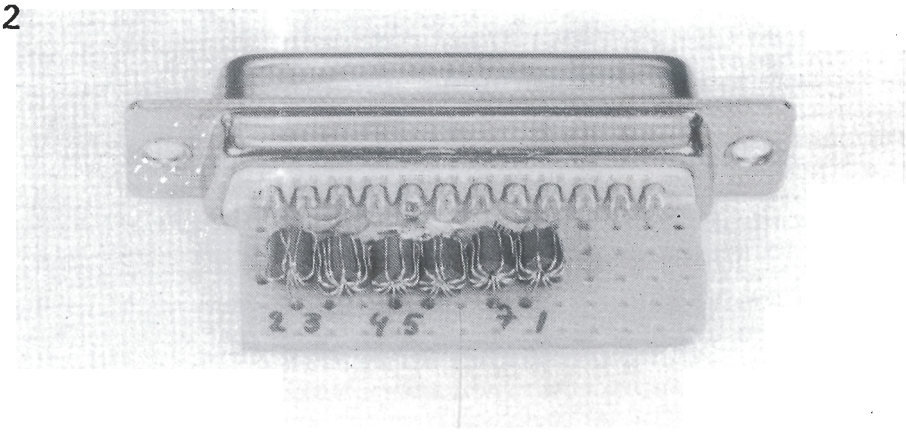
65 Filtro para conector RS232

Los ordenadores y los periféricos de ordenadores son fuentes de un gran número de interferencias de RF, por lo cual pueden crear perturbaciones en receptores de frecuencias superiores a los 100 MHz, incluso cuando el ordenador trabaje a frecuencias no superiores a 16 MHz. La razón de estas interferencias viene del escarpado flanco de subida y bajada que tiene la señal de reloj de un ordenador, así como las señales de salida y entrada de este último hacia periféricos que, además, suelen estar a una distancia apreciable (impresoras, modems, memorias masivas). La mayoría de las interferencias originadas en cableados largos puede eliminarse bastante eficazmente introduciendo simplemente un filtro pasa bajo en las líneas de señales de datos y control. El filtro L-C propuesto se compone de choques de ferrita pequeños (3 mm) con diez vueltas con hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm (36 SWG) y un condensador cerámico de 1 pF; la inductancia de la bobina es de aproximadamente 80 μH, que da una frecuencia de corte de alrededor de 60 kHz (120 Kbaudios). El filtro se monta en una pequeña placa de prototipo, que puede cortarse y limarse para que encaje perfectamente en un conector estándar tipo D. Puede definirse otra frecuencia de corte modificando sencillamente el número de espiras de la bobina; la inductancia es proporcional a la raíz cuadrada del número de espiras. Debemos advertir que un conector con filtro de este tipo preparado para una frecuencia de corte de, digamos 10 kHz, no debe conectarse a una salida de ordenador de alta frecuencia (20 MHz), ya que la elevada carga capacitiva que éste supone puede causar daños al integrado excitador de la línea.

1



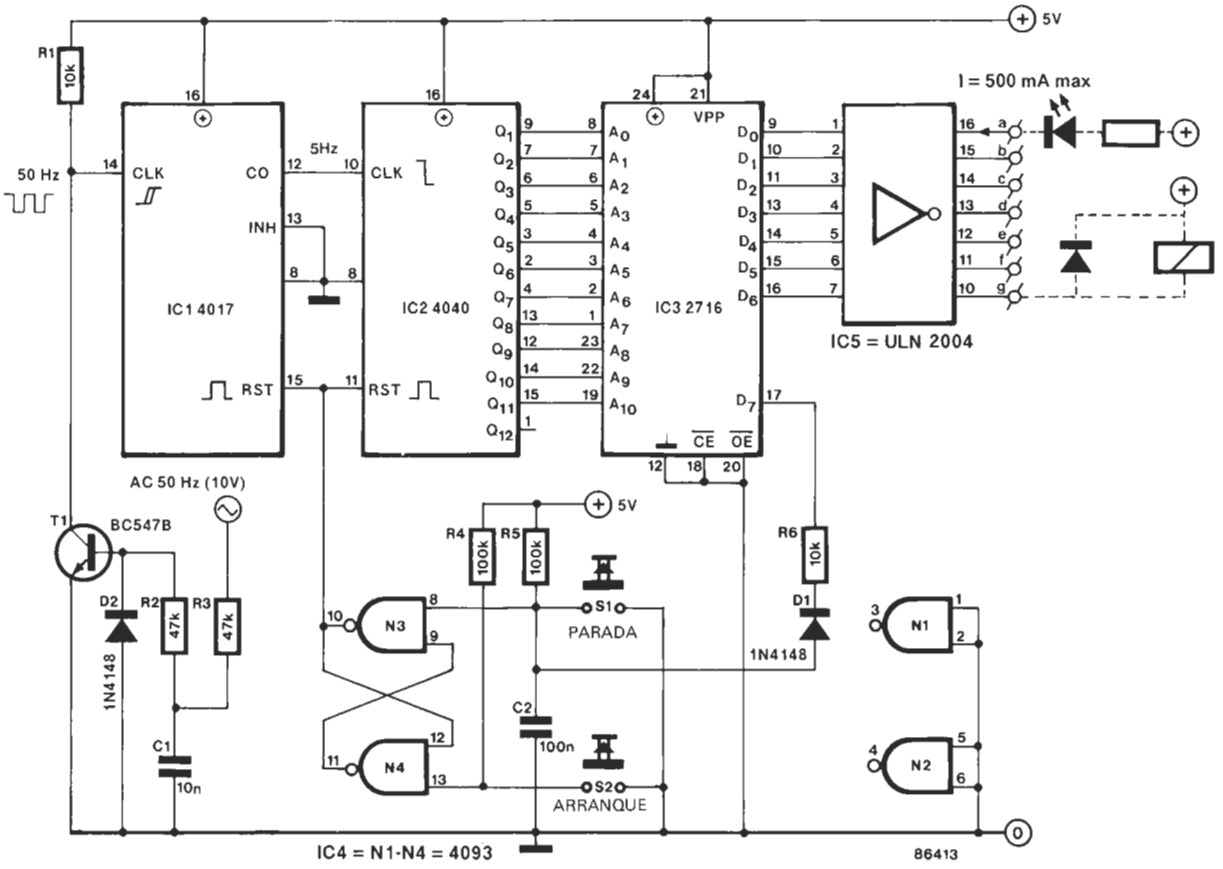
2



66 Temporizador versátil

Este circuito, aunque parezca tan sencillo, permite programar arbitrariamente siete salidas de no más de 2.048 (2^{11}) pasos. La longitud del paso puede definirse a voluntad. La base de tiempos se obtiene a partir de la frecuencia de la red. El transistor T_1 proporciona una onda cuadrada a partir de la frecuencia de red aplicada a su base. La frecuencia de la onda cuadrada se divide por 10 mediante IC_1, de forma que la frecuencia de reloj en la entrada de IC_2 es de 5 Hz. El circuito integrado IC_2 actúa como contador de direcciones de la EPROM IC_3, de tipo 2716. Esto implica que IC_2, después de una

1



puesta a cero, va contando hacia arriba, partiendo de 0, y barriendo sucesivamente las direcciones de la 2716. IC_2 tiene doce salidas, por lo cual se podría utilizar una EPROM tipo 2732 (4.096 pasos), pero por razones prácticas y económicas hemos decidido utilizar la 2716, ya que 2.048 pasos es más que suficiente para la mayoría de los casos. Las salidas de la EPROM pasan a través de un buffer del tipo Darlington (IC_5), de forma que se tiene siete salidas de relé con una capacidad de 50 mA para una tensión máxima de 50 V. La octava salida de la EPROM contiene el bit de stop. De esta forma se tiene la posibilidad de parar el programa si la secuencia está compuesta por menos de 2.048 pasos. El circuito de principio/parada está diseñado alrededor del biestable N_3-N_4. Cuando se conecta la alimentación al circuito, el biestable pone a cero IC_2 e IC_1. Esto significa que tanto IC_1 como IC_2 empiezan en cero. Por lo tanto, el primer byte de la EPROM debe tener un contenido 80 (relés desactivados, y D_7 a 1), ya que se direcciona en el estado de «parada», por lo cual aparece este byte en la salida. Si se pulsa el botón de «arranque» (S_2) bascula el biestable, con lo que libera las entradas de reset de IC_1 e IC_2. IC_1 empieza entonces a dividir, con lo cual IC_2 empieza a contar. Con la base de tiempos utilizada aparecerán los sucesivos pasos en la salida del buffer cada 0,2 segundos. El conteo continúa hasta que en el bit más significativo de la salida de la EPROM (D_7) aparezca un cero o hasta que se pulse el botón de «parada» (S_1). Si se desea, se puede añadir una función de «espera» poniendo un conmutador en paralelo con el condensador C_1, que deshabilita la base de tiempos. Para que una salida específica (a...g) se active basta con dejar sin programar el correspondiente bit (nivel lógico 1); programar un bit a cero significa desactivar la correspondiente salida. El bit de parada, como ya hemos visto, funciona con lógica negativa: un 0 hace que se pare el circuito. Finalmente, puede adaptarse la base de tiempos para el tiempo entre pasos requerido.

67 Cargador múltiple de baterías NiCd

Las pilas constituyen fuentes de alimentación muy prácticas, su único inconveniente es que se agotan. Las baterías NiCd tienen el mismo inconveniente, lo que pasa es que pueden recargarse a las horas más intempestivas, que es cuando se tiene necesidad de ellas, cuando están practicamente vacías. La práctica muestra sin embargo, que en la mayor parte de los casos, una recarga de un cuarto de hora permite a la pila coger una reserva de energía, que aunque pequeña, es suficiente en el caso de un flash electrónico por ejemplo.

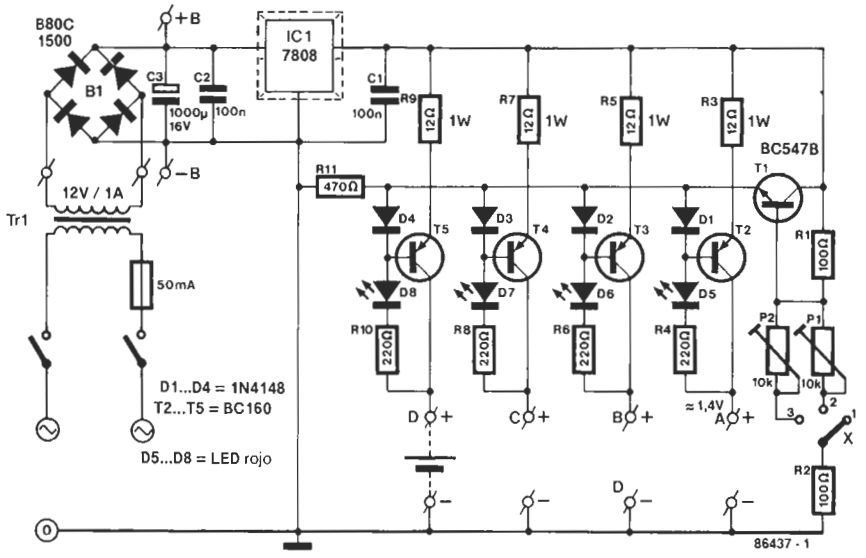
Un cargador no es más que una fuente de corriente que genera una corriente adaptada a las necesidades de la batería. El circuito propuesto aquí tiene cuatro

fuentes de corriente que llevan un dispositivo de ajuste común.

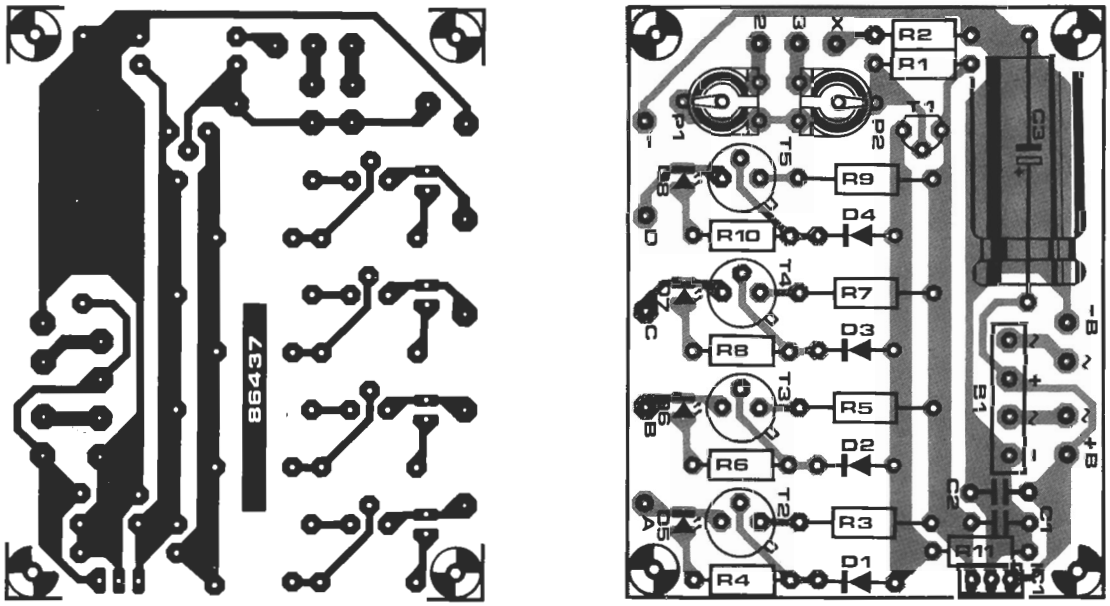
Después de la implantación de la batería entre los bornes de carga del cargador, el LED correspondiente se enciende. En posición 1, las fuentes de corriente generan cada una unos 90mA, en posición 2 y 3 el nivel de corriente generado por el cargador puede ajustarse entre 100 y 300mA. Si se sobrepasan los 200mA, la disipación del circuito se vuelve relativamente importante, razón por la cual se dotarán a los transistores de un radiador. Para obtener una buena estabilidad del nivel de corriente generado por las fuentes de corriente, es recomendable efectuar un acoplamiento térmico entre los diodos D1...D4 y los transistores correspondientes.

Si se prefiere utilizar una batería de 12V en vez de la tensión de la red, se puede conectar esta a los puntos de conexión bautizados como + B y – B; este montaje se puede utilizar para el aeromodelismo por ejemplo. Las baterías de tecnología moderna admiten una recarga rápida. Así, en posición 1 hacen falta aproximadamente 8 horas para que el cargador llene de energía una batería del tipo R6 (pen light, tipo AA). Este tiempo aumenta en el caso de baterías de capacidad más importante. Así, para una corriente de 180mA hace falta entre 10 y 14 horas para recargar una batería modelo C (R14) tiempo que puede alcanzar 20 horas en el caso de una batería modelo D (R20).

1



2

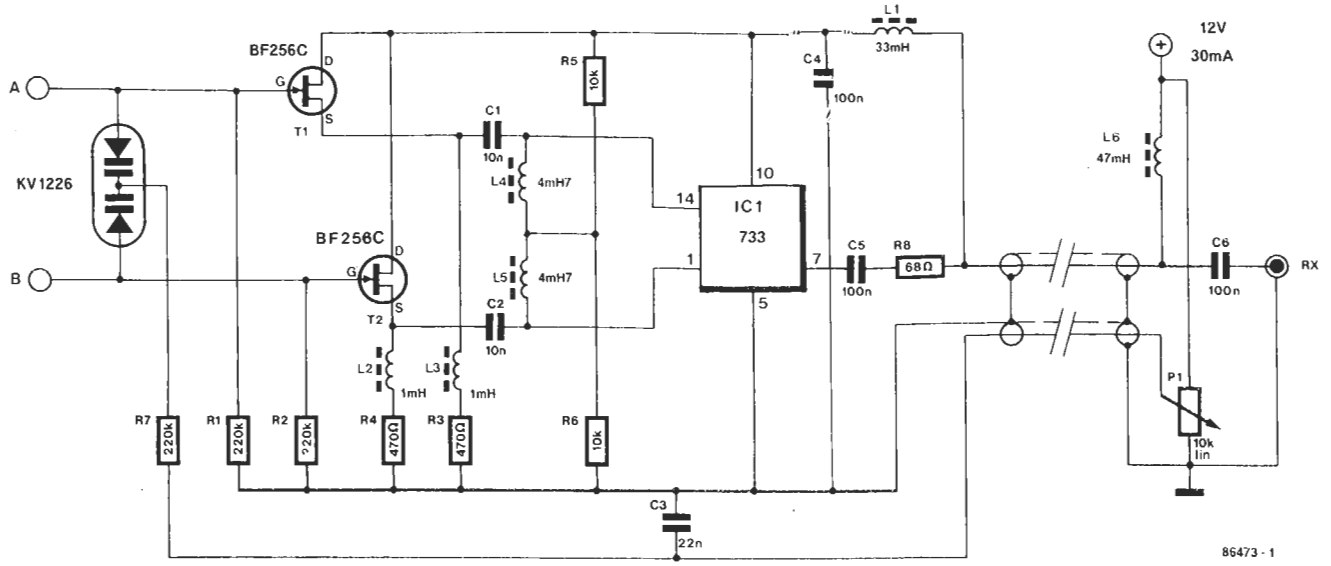


68 Antena activa

El progreso de la técnica también tiene sus inconvenientes. Este es un aforismo que es especialmente aplicable a las técnicas de recepción de altas frecuencias. La utilización casi sistemática de sintetizadores en los receptores de O.C. ha condenado a la etapa de preselección a una desaparición casi total: se utilizan ahora unos filtros de octava, o, en los aparatos altos de la gama, filtros de media octava. Los progresos efectuados en materia de amplificadores y mezcladores RF de elevada dinámica no se han orientado hacia estos aparatos.

En este mismo orden de ideas se constata un desarrollo generalizado de antenas activas de banda ancha, y un aumento en proporción del campo sobre todas

1



las frecuencias por todo el mundo; hay que tener en cuenta el reforzamiento continuo de la potencia de los emisores, como por ejemplo las estaciones costeras, los aeropuertos... etc.

Es inútil insistir en el hecho de que la asociación de estos receptores «modernos» con sus antenas activas hace empeorar la recepción de los viejos receptores de lámparas.

El uso de antenas activas está perfectamente justificado, ya que es casi imposible para la mayor parte de los aficionados disponer de antenas de «tamaño natural». Una mejora sensible consiste en la posibilidad de «sintonizar» la antena, como sugerimos aquí. Esto también puede servir tanto con una antena cuadrada como con un dipolo. Para limitar la complejidad del circuito no hemos previsto la conmutación de la gama. Por otro lado la entrada es simétrica; por tanto no es necesario preveer un aislamiento para la antena cuadrada. El rango de acoplamiento es amplio: con el diodo capacitivo utilizado, la relación es de 1:2 a 3. Las dimensiones de la antena cuadrada serán tales que la longitud total (la suma de los lados) no sobrepase 0,1 veces la longitud de onda, sino habrá perturbaciones en el

2

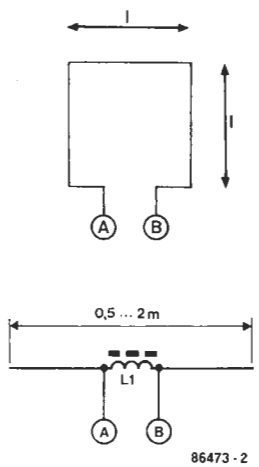
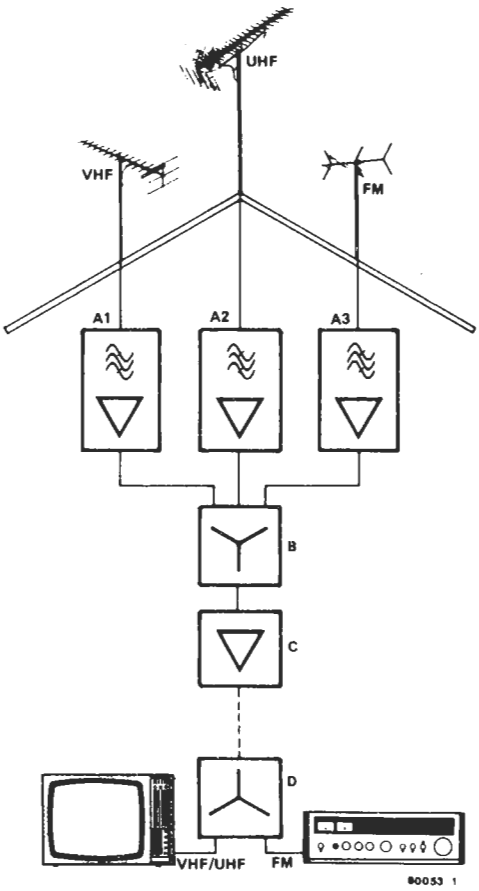


Table 1.

Fmin [kHz]	L1 [μH]	espiras n	l [m]
150	2200	32 51	1 0.5
350	390	13 20	1 0.5
1000	47	4 6	1 0.5
2000	12	2 3	1 0.5
4000	3.9	1	0.5

3



funcionamiento. Para un dipolo, hace falta que la longitud total sea igualmente inferior a la décima parte de la longitud de onda aproximadamente. En este caso la directividad será menos perturbada que la impedancia, de forma que se pierde los beneficios del acoplamiento de la antena.

El cuadro 1 da los valores aproximados de las dimensiones de la antena cuadrada y del valor del choque de entrada. Es conveniente colocar la antena tan centrada como sea posible. La simetría garantiza una buena directividad, lo que permite anular las ondas parásitas. La altura a la que hay que ponerla no tiene mucha importancia, pero el dipolo hay que colocarlo a una altura inferior a la cuarta parte de la lontigud de onda, presentando una sensibilidad máxima a las radiaciones cuyo ángulo de incidencia sea perpendicular a la superficie del suelo (radiación vertical).

69 Protector universal para alimentación

Las alimentaciones autónomas se han multiplicado en estos últimos años, y aumenta la tendencia a la miniaturización de los aparatos, como calculadoras de bolsillo, receptores de radio, lectores de cassettes, etc. Desgraciadamente, los fabricantes no se han puesto de acuerdo en utilizar una única norma para los conectores, hasta tal punto que nos encontramos con media docena de conectores diferentes.

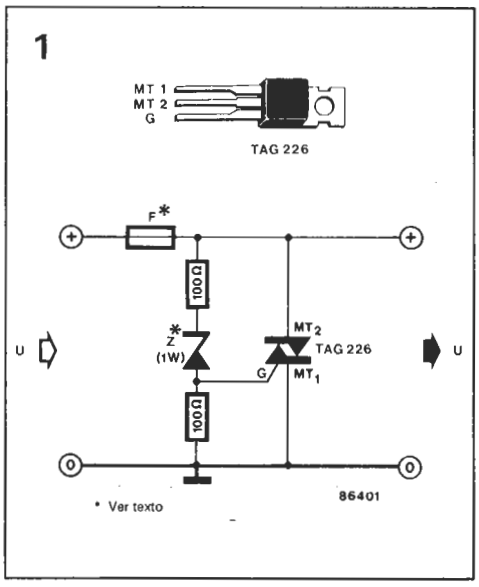
Esta incoherencia aumenta sensiblemente el riesgo de inversión de polaridad de la tensión de alimentación, con todas las consecuencias que esto implica para el aparato. En este artículo presentamos un circuito de protección universal, que hace saltar un fusible casi instantaneamente en caso de inversión de polaridad o de aumento de la tensión de servicio.

Es simple y muy barato pero su eficacia es indiscutible. Un diodo zener cuya tensión nominal debe ser superior en un voltio, más o menos, a la tensión de servicio (en vacío) de la alimentación, se vuelve conductor si la polaridad de la tensión del fusible se invierte. Se ceba el triac y la corriente de cortocircuito que le atraviesa hace saltar el fusible, antes que el aparato alimentado sufra la inversión de polaridad.

En caso de sobretensión el diodo zener conduce y ceba el triac.

Una de las características más interesantes de este circuito de protección es que no provoca ninguna caída de tensión en la línea de alimentación que protege. Si se desea utilizar con una alimentación negativa, la única modificación a efectuar consiste en insertar el fusible en la línea negativa, mientras que otros componentes permanecen como están (la línea positiva se vuelve línea de masa).

1

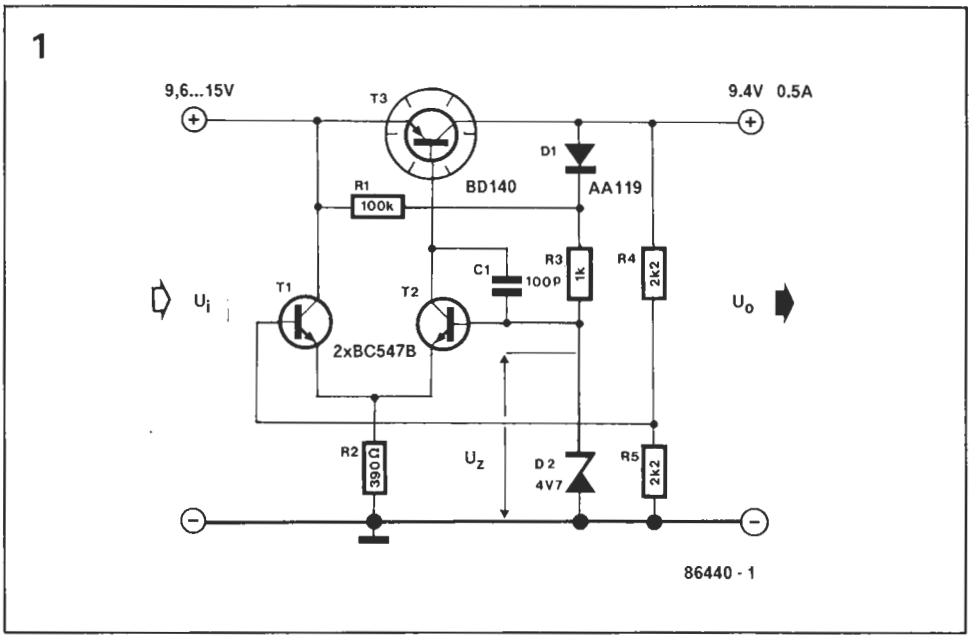


70 Regulador de tensión de baja caída

A menudo nos hemos beneficiado de las destacables prestaciones de los reguladores de tensión integrados. Sin embargo en otras ocasiones hemos tenido que renunciar a ellos, debido al valor de la tensión de entrada que exigen estos circuitos integrados: como ya sabemos debe ser 3V superior a la tensión de salida estabilizada. No siempre disponemos de una reserva suficiente. En este caso podemos utilizar un dispositivo discreto, pero al que le es suficiente una pequeña diferencia de potencial para funcionar.

El transistor de serie T3 se alimenta de la corriente de base de T2, el cual está montado como amplificador diferencial con T1. Esta configuración da una tensión idéntica en el divisor R4/R5 por un lado y sobre D2 por el otro. El truco está en que T3 presenta una cierta ganancia de corriente, mientras que T2 deja circular tanta corriente de base como le permite R2. Sin embargo la tensión en R2 es igual

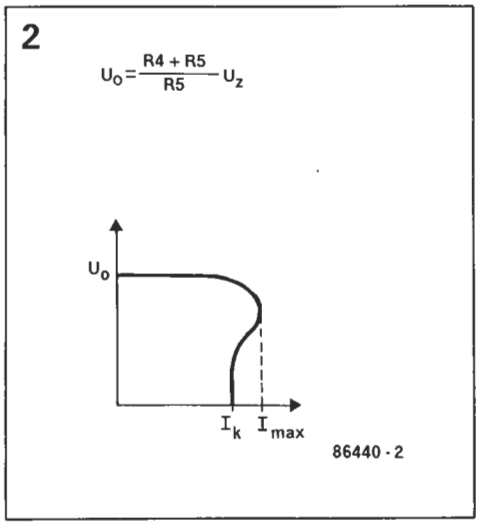
1



a la tensión en D2 menos la tensión base-emisor de T2, o sea 4V. La corriente de base es pues de unos 11 mA; para una ganancia de 50, la corriente máxima a través de T3 es de 0,5 A. Si se necesita más, la tensión de salida no se vendrá abajo: cuando caiga por debajo del valor de D2, la tensión en los bornes de R2 baja. La corriente de salida también baja: es la característica de retroceso cuya curva viene dada en la figura 2. En caso de cortocircuito el transistor se protege contra una disipación y calentamiento excesivos.

D1 y R1 están para hacer arrancar el circuito en ausencia de potencial de salida sobre D2 cuando se pone en tensión. La función de C1 es la de estabilizar el dispositivo de regulación que tendría tendencia a oscilar cuando la ganancia interna es elevada. Se puede cambiar el valor de la tensión de salida modificando D2, R3 y R4 con tal de permanecer en los límites tolerados por el transistor. La fórmula de cálculo es la siguiente:

$$U_o = \frac{R4 + R5}{R5} U_z$$



$$U_o = Vz \times (R5+R4)/R5$$

El valor de R2 debe determinarse precisamente en función de la ganancia real del transistor utilizado. La disipación máxima de un BD140 bien refrigerado es de unos 5W. Para terminar, sólo falta decir que añadimos, si hace falta, una tensión estabilizada muy limpia, un condensador de 10 μF en paralelo con D2. Este añadido presenta el inconveniente de retardar 0,2s el arranque del regulador.

71 Fuzz para guitarra

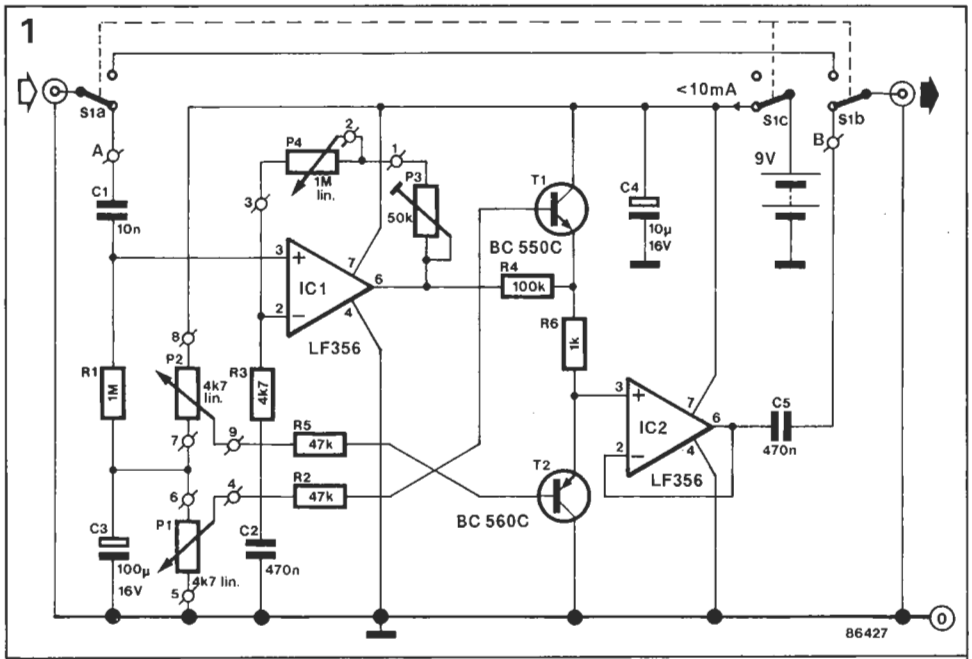
Las cajas de efectos especiales tipo «fuzz» son ya conocidas, tanto por los guitarristas, como por los amantes de la electrónica. Nosotros mismos ya hemos publicado algunos artículos sobre estos temas. Un circuito lleva normalmente un amplificador operacional único encargado de amplificar la señal de la guitarra hasta el recorte. El ajuste de la ganancia de este amplificador operacional se convierte así en el ajuste del efecto «fuzz».

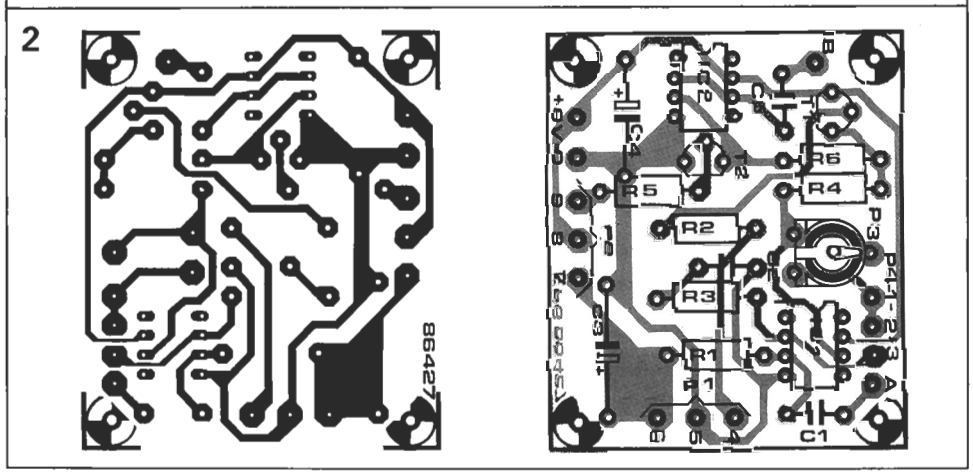
El recorte es simétrico en la mayor parte de los aparatos alimentados por pila, de tarde en tarde se encuentran circuitos que permiten un ajuste asimétrico del recorte; esto es debido, entre otras razones, a que las cajas de efectos especiales deben ser alimentadas por pila.

Aquí le proponemos un circuito, alimentado por una pila, pero cuyo dispositivo de limitación está dotado de dos órganos de ajuste separados, uno para las semialternancias positivas de la señal, otro para las semialternancias negativas. Esto es a grandes rasgos para, T1/P1 por un lado (recorte negativo) y T2/P2 por el otro (recorte positivo). Cuando una tensión base-emisor de estos transistores sobrepasa el umbral de 0,5V, éstos entran en conducción y comienza; el recorte P1 y P2 permiten determinar separadamente para las dos vías el umbral de recorte y así la intensidad del efecto «fuzz».

Este dispositivo está entre un amplificador de entrada de ganancia variable y un buffer de salida. El límite de ganancia interior de la etapa de entrada está determinado con la ayuda de P3 (cuando la resistencia de P4 es nula), mientras que P4, en posición de resistencia máxima determina la limitación superior de la amplificación de la señal de la guitarra.

Hay que señalar que el conmutador S1 es triple, lo que permite asegurar la doble función de puesta fuera de tensión del circuito (S1c) y de puente («by-pass») para la señal de la guitarra (S1a y b).





72 Timbre telefónico adicional

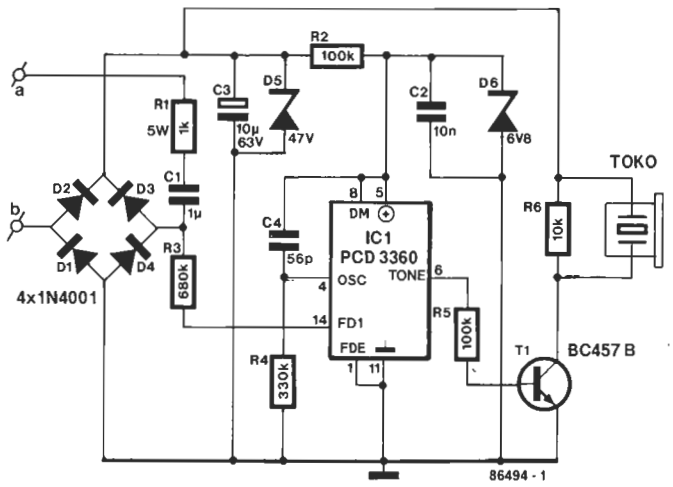
Como el lector ya conoce, cada extensión del teléfono contiene un timbre que entra en funcionamiento cuando alguien le llama. Las extensiones asociadas a un usuario doméstico llevan también ese timbre. Pero a pesar del ruido que meten, a veces no se oye más que en la habitación donde está el teléfono. La solución a este problema es tan simple como evidente: un timbre telefónico adicional.

Este timbre está conectado en paralelo a las líneas del teléfono y produce una señal sonora en dos tonos distintos del tipo de las que producen los aparatos modernos; es más agradable que la señal producida por la mayor parte de los teléfonos de la generación precedente.

El centro de este montaje es un circuito integrado concebido por Valvo (Philips RFA) el PCD/3360. El timbre se alimenta directamente por la línea telefónica, suprimiendo así la necesidad de una alimentación particular. El puente de diodos D1...D4, rectifica la tensión alterna del timbre para proveer de la tensión de alimentación al montaje y proteger al circuito de los picos de tensión.

La señal del timbre filtrada por la red R1/C1 llega a la entrada del disparador del circuito, haciéndolo funcionar. La señal de salida se aplica a un buzzer piezoeléctrico estándar (TOKO PB2720, por ejemplo). Los niveles aplicados a las patillas 12 y 13 (TS1 y TS2) dan la elección entre 4 secuencias «musicales». El conjunto del montaje podrá colocarse en una pequeña caja de plástico; el buzzer está fijado en la cara de los orificios, que se habrán perforado en una de las dos caras de la caja de plástico.

1



Respecto a la utilización del montaje, por la red «oficial» de Telefónica circulan niveles de tensión relativamente importantes, del orden de 150 a 200V. Este montaje no está destinado a ser conectado en esa red, pero sí a una central de teléfono interna (habitación, despacho o fábrica).

73 Protección para lámparas halógenas

¿Conoce el lector, que la puesta a tensión de una bombilla halógena da lugar a un consumo de corriente de 20A?. Este fenómeno resulta de la débil resistencia en frío del filamento (unos 0,3Ω). No se extrañe de la fragilidad de estas bombillas, cuando son utilizadas con una alimentación capaz de generar dicha corriente. La mayor parte de las fuentes de tensión utilizadas no son capaces (afortunadamente). Sin embargo algunos tipos de baterías (como los que utilizan los espeleólogos) no se detienen ante esto; en estos casos es mejor dotarlas de un circuito como el que le presentamos aquí, destinado a frenar la intensidad de corriente.

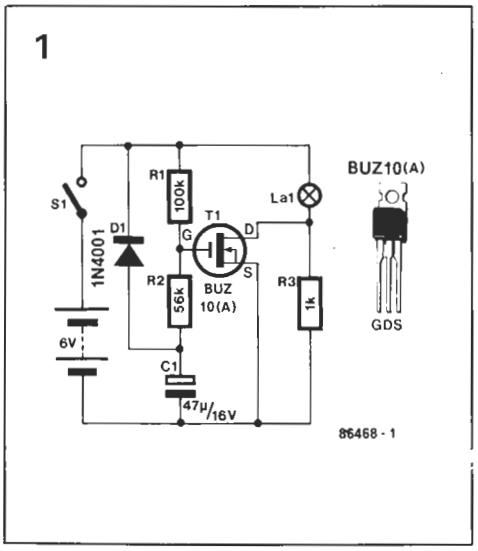
Cuando S1 está cerrada, C1 se carga a través de R1 y R2: poco a poco, el FET se vuelve conductor. La elección del BUZ 10 (A) está justificado por la débil resistencia de este componente cuando se vuelve conductor: 0.19Ω. De forma que la caída de tensión a través de la unión drenador-fuente es pequeña. Cuando se vuelve a abrir S1, C1 se descarga a través de D1, la bombilla y R3.

Si el circuito debe funcionar con una tensión diferente de la que indicamos nosotros, hace falta adaptar el valor de R2 en consecuencia:

$$R2 = \frac{200 \cdot 10^3}{Vbat - 2} [\Omega]$$

Si se puede encontrar el BUZIO, habrá que localizar un FET equivalente, cuya tensión de servicio sea de 50V, la corriente máxima de 19A, y la resistencia en estado de conducción sea de 0,1Ω.

1



74 Temporizador para luz de escalera

Este circuito ha sido diseñado para reemplazar uno de los dos interruptores del hueco de la escalera. No se puede utilizar un sistema de 3 conmutadores ya que haría falta una fase suplementaria.

Con un mínimo de habilidad se debe poder montar este circuito de tal forma que pueda ser situado en la caja empotrada del interruptor a sustituir.

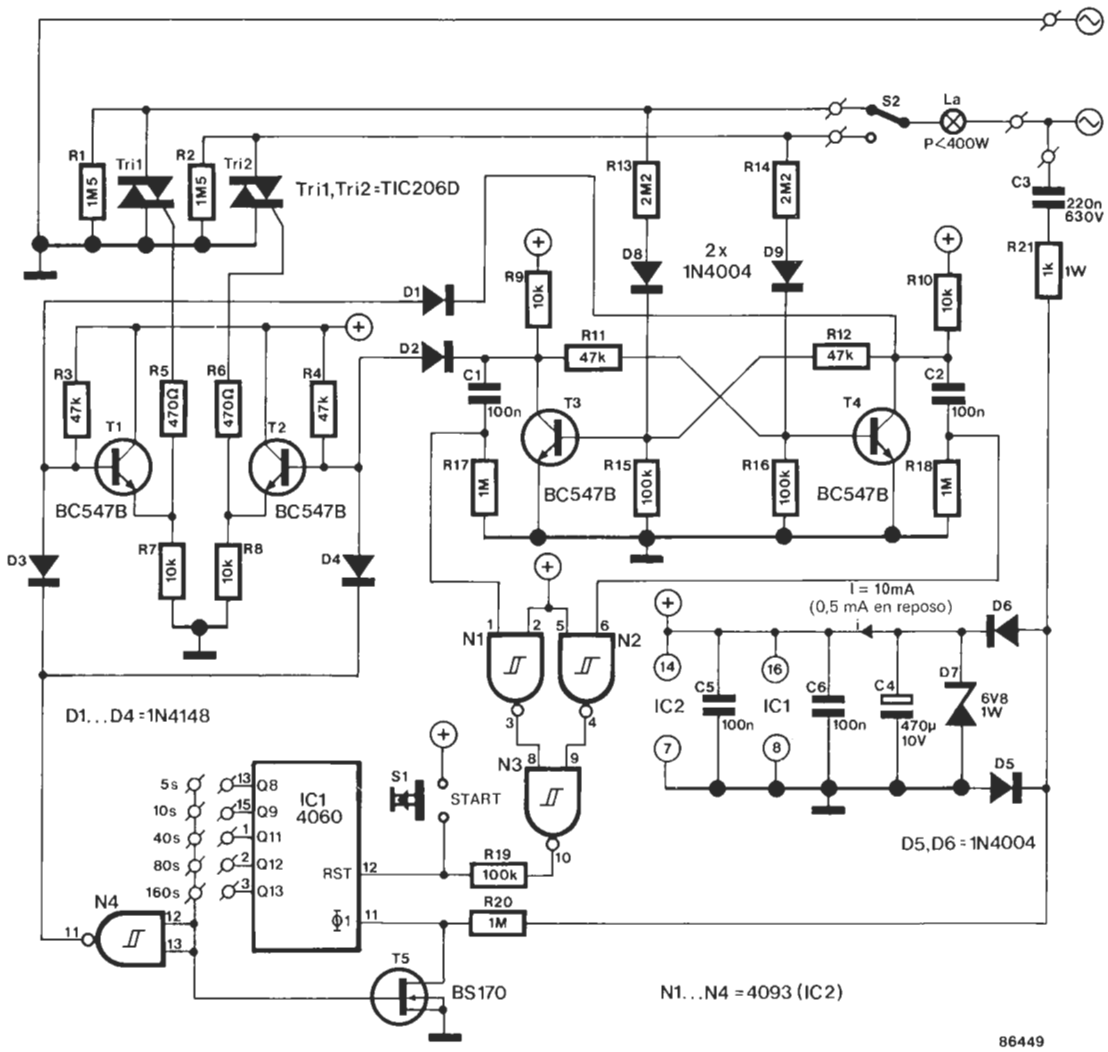
El esquema muestra que el temporizador está alimentado directamente por la red de 220V. La red R21/C3 funciona como adaptador de impedancia. El condensador C4 se carga a través de D6 hasta que el umbral del zener D7 esté en 6,8V. La etapa T3/T4 funciona como una báscula RS; es la que indica cual de los dos triacs debe ser cebado para que la lámpara se encienda. A cada cambio de posición de S2, un impulso de disparo es enviado sobre el contador IC1 por la red doble R17/C1/N1 y R18/C2/N2. La salida de N3 entrega un impulso positivo en la entrada de puesta a cero de IC1. El mismo efecto puede obtenerse con la ayuda de S1: es pues un interruptor de marcha parada local, si es necesario. Una vez que IC1 está puesto a cero, todas sus salidas Q8... Q13 están en el nivel lógico bajo, de forma que T5 se bloquea: los impulsos de 50 Hz que provienen de la red a través de D5/D6/R21 van a la entrada de reloj del 4060 que se pone a contarlos. Si la salida de este contador se une a las entradas de N4, se obtiene una duración de temporización comprendida entre 5s y 160s. El añadir un divisor permite obtener tiempos todavía más largos si es necesario.

Cuando la salida de IC1 se une a N4, la vuelve activa; T5 pasa a conducir y corto-circuita la entrada de conteo del 4060, el cual queda bloqueado hasta el siguiente impulso de puesta a cero. T1 y T2 controlan cada uno, uno de los dos triacs asociados, con la función AND realizada por D1/D3/R3 y R4/D2/D4.

¡CUIDADO! El circuito del temporizador no está aislado de la red de 220 V.

Mientras que la potencia de la lámpara permanece igual o inferior a 100W no es necesario refrigerar los triacs. La potencia máxima admisible es de 400 W. Vigile que los interruptores S1 y S2 sean del tipo apropiado para su uso en una red de 220V (aislamiento).

1



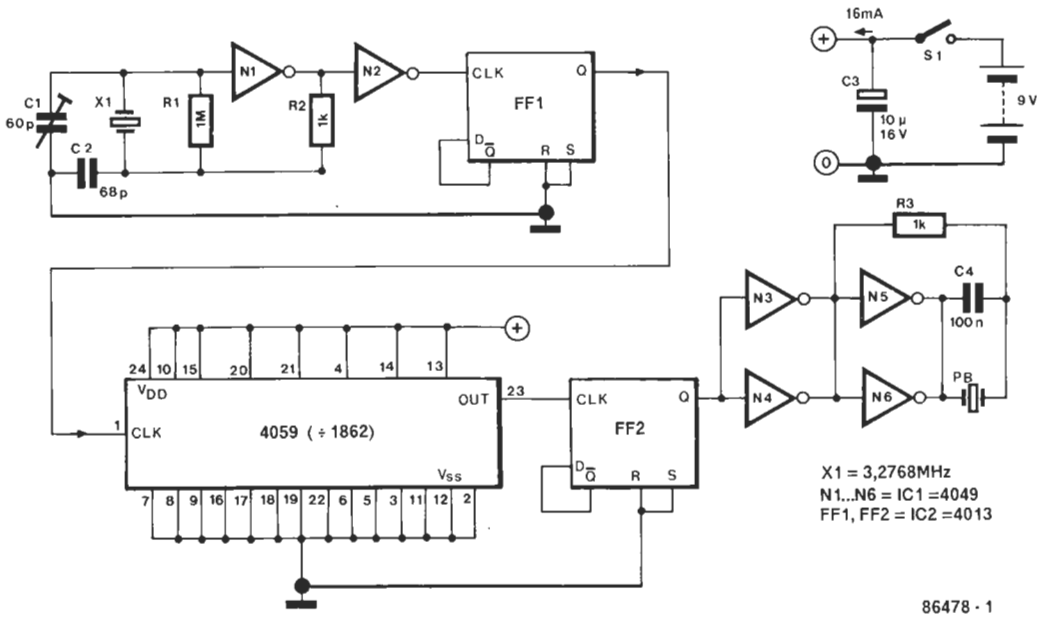
75 Diapasón controlado por cristal de cuarzo

Los instrumentos musicales se afinan con el empleo de una fuente que genera una señal a una frecuencia de 440 kHz. Un diapasón electrónico es superior a su equivalente mecánico en cuanto a las dimensiones, peso y estabilidad con la temperatura. La estabilidad se obtiene controlando la fuente de la señal mediante un oscilador de cuarzo. La salida del oscilador se divide en frecuencia y luego se amplifica. La salida puede hacerse audible, por ejemplo, mediante un pequeño altavoz.

En el esquema adjunto, N_1, N_2 y el cristal de cuarzo constituyen el oscilador. La frecuencia exacta, medida en el terminal Q del circuito FF_2 con un frecuencímetro calibrado, se ajusta con el condensador variable C_1. El divisor del tipo 4059 se programa con facilidad para un factor de división diferente. El circuito FF_2 asegura un factor de servicio del 50%.

El transductor está en paralelo con un condensador de 100 nanofaradios, porque la mayoría de los transductores tienen una respuesta mucho mejor a la alta frecuencia que a la baja frecuencia, lo que origina sonidos muy estridentes.

1



76 Combinador de vídeo

Si tiene un ordenador dotado de una tarjeta gráfica (IBM, Elektor o compatible) que tiene salida R, G, B e I, pero el monitor de que dispone es monocromático, el circuito que le proponemos permite combinar las diferentes señales citadas anteriormente, sin olvidar H, V, V y $\overline{\text{CSYNC}}$/A, para generar una señal capaz de conectar a un monitor monocromático B/N, ámbar o verde.

Teóricamente es suficiente un transistor para combinar las señales de video y de sincronización. Pero se trata de imágenes de alta resolución (donde se tienen que visualizar 80 caracteres por línea y más). Un circuito tan primitivo no es suficiente: el texto y la imagen perderían su nitidez.

Con un transistor más se llega a conseguir una imagen casi perfecta.

T2 constituye el buffer que se encuentra normalmente en todo montaje de este tipo. Asociado a este transistor, las resistencias R7, R8 y R9 dan una impedancia de salida de 75 Ω a un nivel de señal de 1Vcc. El transistor adicional es T1. La combinación de un PNP con un NPN da excelentes características de conmutación de forma que el retraso que cogen las señales en los flancos es casi nulo; característica que tiene un efecto benéfico sobre la nitidez de la imagen. Las resistencias en la entrada de T1 constituyen un sencillo convertidor D/A; combina las señales R, G, B e I (rojo, verde, azul e intensidad) dando lugar a 16 niveles

distintos de gris. Si se prevé utilizar el combinador video con un interface vídeo donde sólo están disponibles las señales vídeo y la intensidad o las señales R, G. B se podrán dejar al aire las entradas no utilizadas. La resistencia (1KΩ) tomada en la línea de «intensidad» puede ser reemplazada por un ajustable de 2K5, lo que permite ajustar a su gusto el nivel de intensidad.

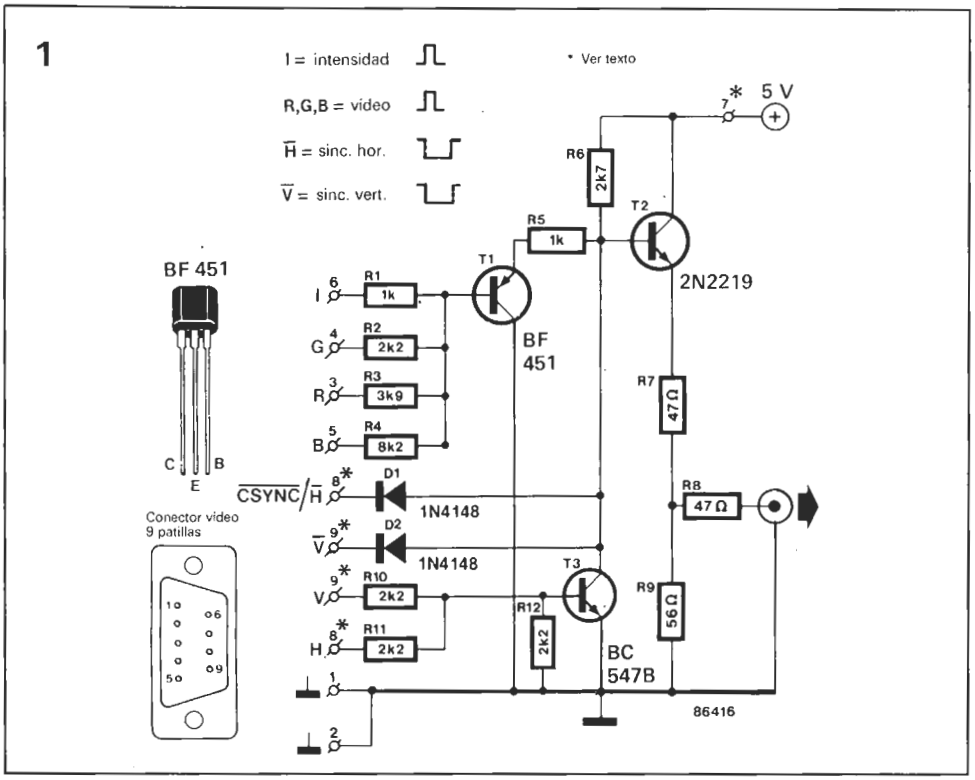
La(s) señal(es) de sincronización se combina(n) con la señal de vídeo en la base de T2.

Según la aplicación deseada, será necesario adaptar el circuito de entrada al tipo de sincronización. Si se dispone de una señal CSYNC invertida, como es el caso de la tarjeta gráfica de Elektor, será suficiente implantar D1. Las resistencias R5 y R6 definen el nivel negro de la señal vídeo. D1 permite reducir el nivel de referencia aplicado a la base de T2, lo que permite dejar pasar una parte de los componentes de sincronización. Si se dispone de señales de sincronización horizontal y vertical separadas, hará falta en el caso de señales de sincronización negativas añadir el diodo D2; T3 se vuelve inútil en este caso.

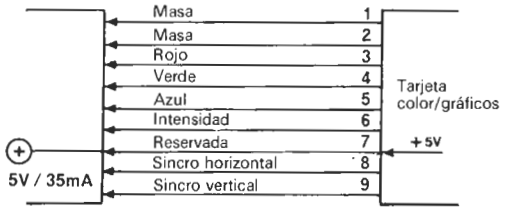
Si se preve utilizar este circuito a la salida de un interface vídeo IBM, en el caso de una tarjeta monócroma, nos contentaremos con implantar D2, R11, R12 y T3 únicamente. En el caso de una tarjeta de color, de esta lista se eliminará D2 y se añadirá R10.

La figura 2 muestra como conectar el combinador video a una tarjeta de color IBM. Las conexiones de una tarjeta monócroma las puede encontrar en el artículo IBM PC (y2), en Elektor 68, Enero 1986.

1



2

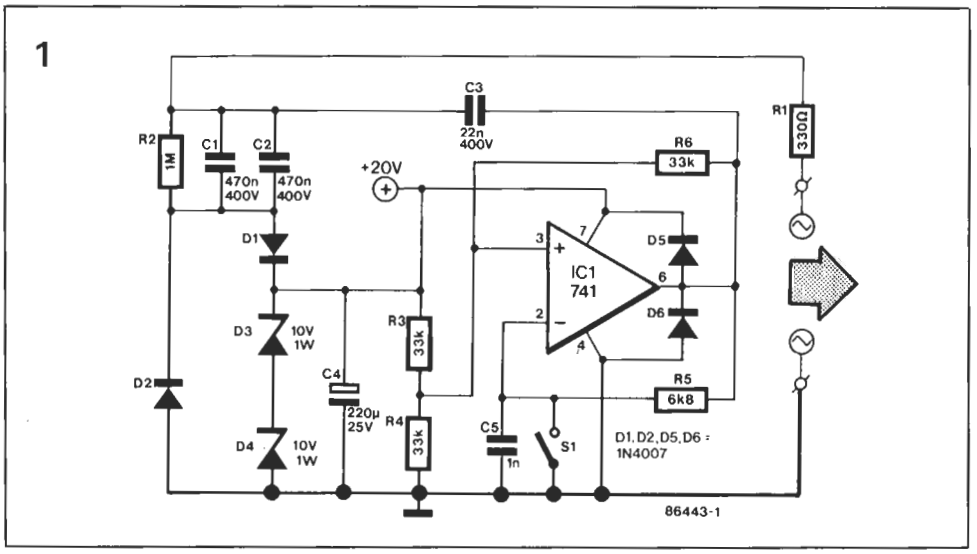


77 Telemando vía red 220 V.

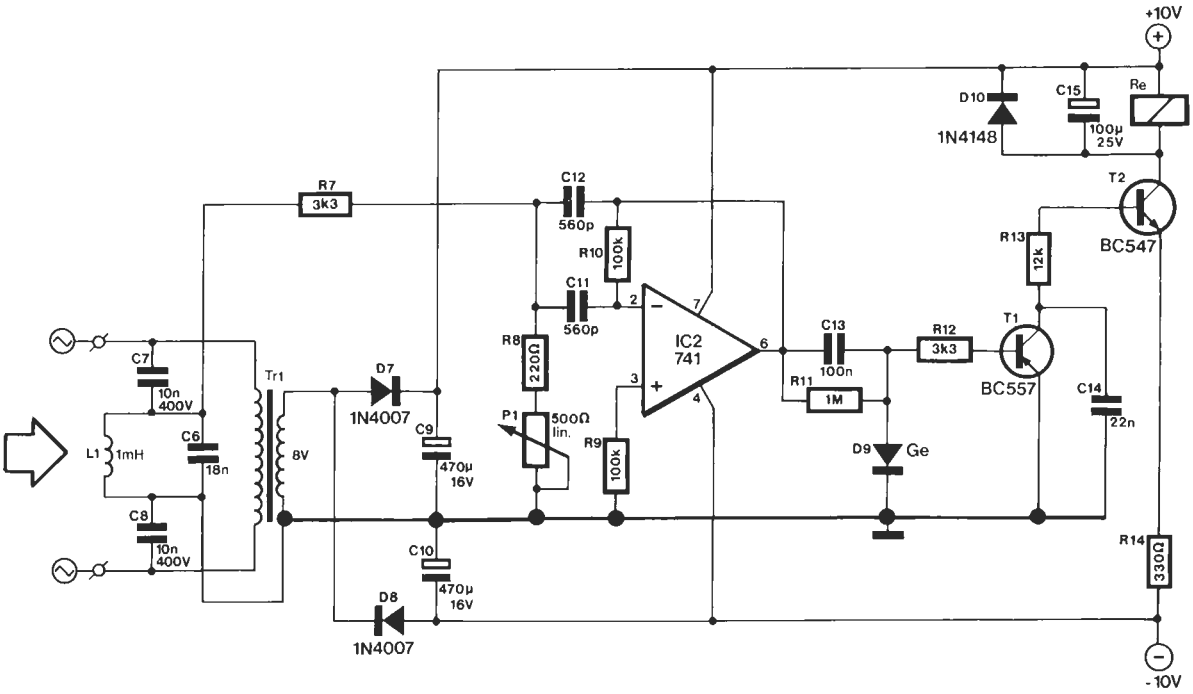
La idea de telecontrol sobre la red de 220 V es tan vieja como la electrónica. Se trata nada menos que de un tipo de montaje muy visto para numerosos lectores, pero atractivo para otros. El principio es muy simple: el emisor envía una señal BF de 36KHz sobre la resistencia 220V, destinada al receptor que controla un relé.

El esquema del emisor es tan simple como el principio de funcionamiento. IC1 es un generador de señales cuadradas cuya frecuencia de salida es del orden de 36KHz. Se alimenta a través de R1, C1 y C2. Los cuatro diodos rectifican la tensión de la red y la limitan a 20V. El aislamiento de esta tensión se hace por C4. La señal BF es inyectada en la red por C3, mientras que D5 y D6 protegen la salida del amplificador operacional. Cuando la toma de la corriente se desconecta, R2

1



2



asegura la descarga de C1 y C2; esto garantiza la seguridad del usuario.

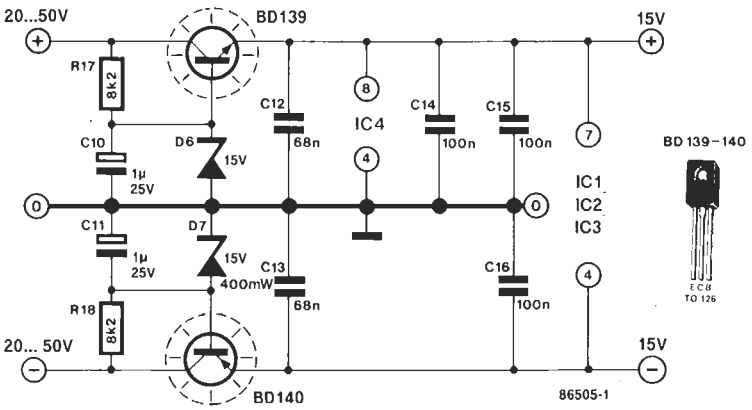
El receptor de la figura 2 es algo más pequeño pero más complejo. Está alimentado por un transformador de timbre, o cualquier otro transformador de 6V/300 mA. C7 y C8 encaminan la tensión de la red a la red oscilante paralela constituida por C6 y L1, que filtra la señal de 36 KHz. Dependiendo de la anchura de banda de esta red, no se necesita sintonizarla. IC2 está montado como filtro pasa-banda (36KHz). Mientras que la señal emitida por el emisor proviene de R7, IC2 la amplifica antes de que D9 la rectifique. La elección de un diodo de germanio está justificado por su reducido umbral de conducción. La señal de conmutación llega a T1 que a su vez satura T2: el relé se activa. Precisemos que hace falta adaptar el valor de R14 al tipo de relé empleado.

El ajuste de P1 permite encontrar el mejor equilibrio entre la sensibilidad y la inmunidad a parásitos. El emisor podrá estar montado directamente en una toma eléctrica que será fácil de llevar a cualquier sitio. Ahora bien en estos casos, se podrá eliminar S1. Para el receptor, la buena elección de una toma (macho y hembra) que se conectará al enchufe de la pared y que recibirá la toma eléctrica del aparato a telecontrolar. Si desea telemandar su cafetera eléctrica desde su cama, no olvide que le hace falta un relé capaz de soportar los 5A de la resistencia que caliente ¡a 1000W!.

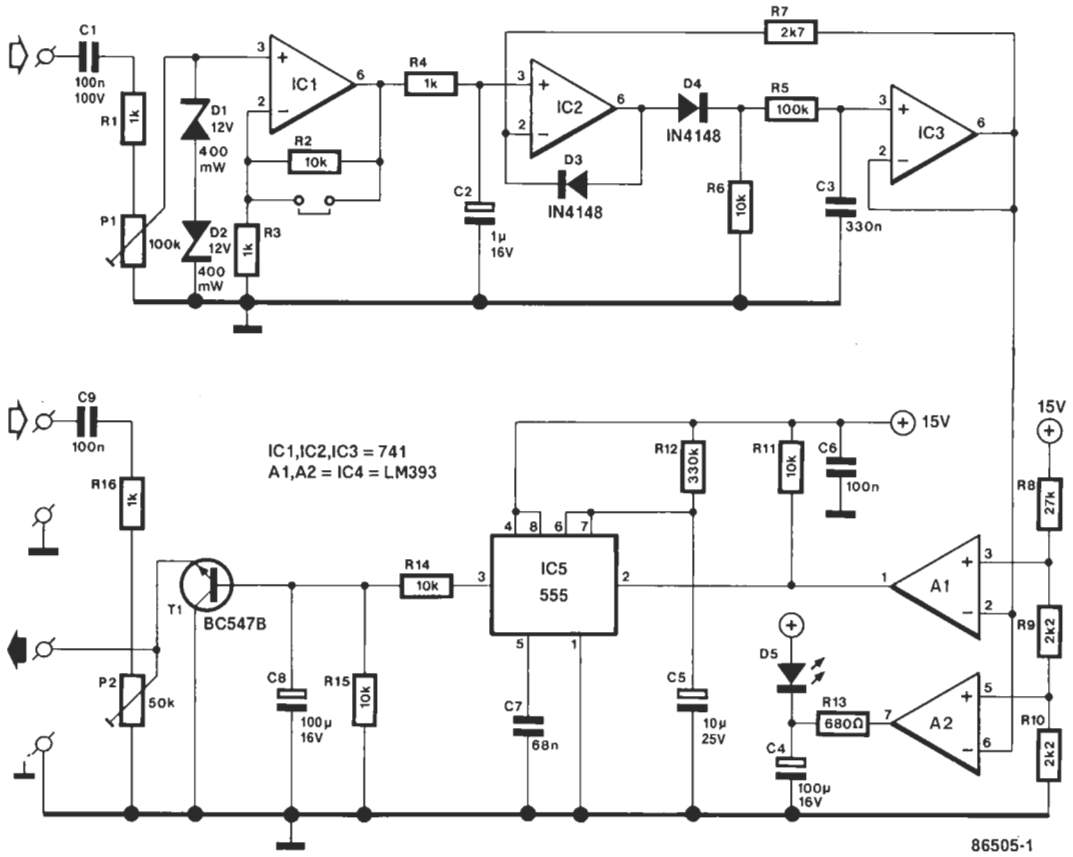
78 Limitador del nivel sonoro para discoteca

Las personas que viven cerca de una discoteca deben sufrir una indigestión de decibelios. Los reglamentos y las medidas de aislamiento preventivas juegan un papel importante, pero los animadores (antes disc-jockeys), utilizan todos los trucos posibles para poner al máximo su instalación. En el caso de queja de los vecinos, no le quedará más que un camino: implantar este circuito en el (los) amplificador(es) de potencia de la discoteca. El funcionamiento de este montaje es radical: en caso de sobrepasar el nivel fijado por el limitador, la entrada del amplificador es cortocircuitada durante algunos segundos. Esta puede ser la última solución para forzar a permanecer al animador, a su pesar sin duda, en los límites sonoros «decentes».

1



1



La salida del amplificador está conectada a la entrada de medida del limitador. Después de haber pasado por el potenciómetro (que permite fijar el volumen máximo) y un buffer, (IC1, en el cual es posible, en el caso de una señal con nivel de línea, fijar la ganancia a IO por la simple supresión del puente implantado en paralelo a R2); la señal es filtrada por R4 y C2; en estas condiciones, sólo pasan las señales de baja frecuencia. A continuación del filtrado hay una rectificación de media onda (por IC2 e IC3). La tensión continua así obtenida se aplica a un doble comparador en el cual se compara con dos tensiones de referencia (divisor de tensión R8/R9/R10). En caso de sobrepasar el primer umbral, el LED de aviso de D5 se ilumina indicando que se acerca rápidamente el límite de potencia sonora máxima fijada. Si la señal de salida continua aumenta cerca de unos 6dB, la salida de A1 cambia su estado y el multivibrador astable I IC5 se dispara. Durante algunos segundos, T1 cortocircuita a masa la señal de entrada del amplificador, en su trayectoria de amplificación de línea —amplificador de potencia— atraviesa C9, R16 y P2. Hay que tener en cuenta el montaje «invertido» de T1 ya que su impedancia es mínima mientras conduce. R14, R15, y C8 aseguran un comportamiento de conmutación neutro. (sin ruidos bruscos).

La alimentación podrá tomarse sobre el amplificador, ya que el consumo de corriente de este no pasa apenas de 40 mA.

Los transistores BD139 y BD140 disminuyen las tensiones relativamente importantes a las que funciona este tipo de amplificadores (20...50 V) a valores de 15 V, convenientes al circuito.

79 Anticongelación para calefacción central

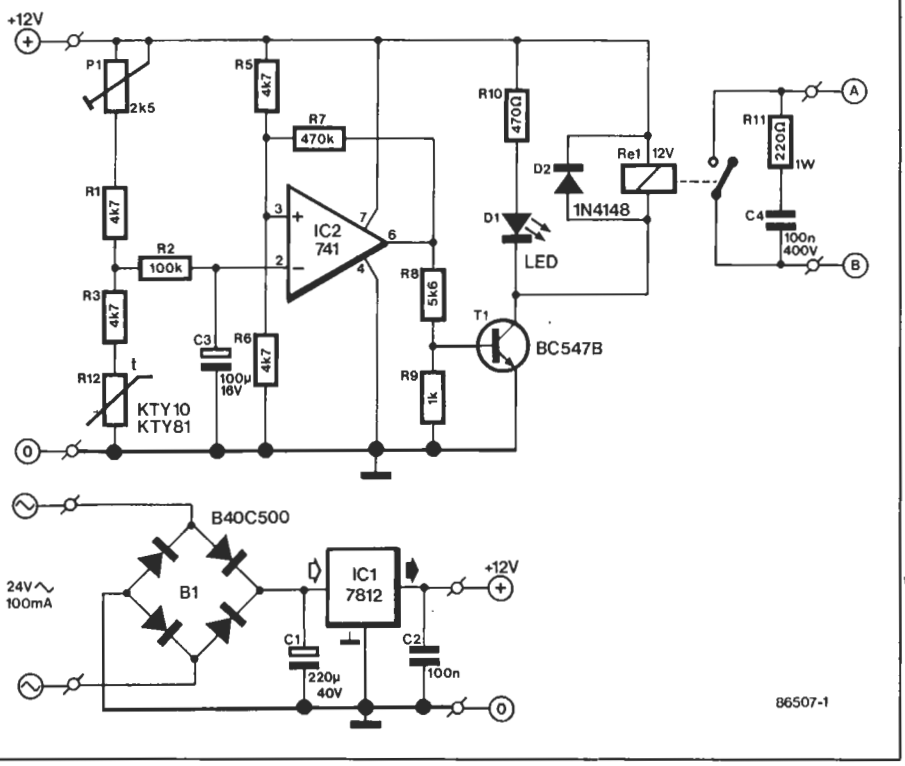
El verano es el mejor momento del año para efectuar mejoras en una instalación de calefacción central: que diría el lector de un circuito de protección contra la congelación de los conductos de su calefacción (y de la propia caldera) para las noches de invierno. La presencia de este circuito está perfectamente justificada en una instalación en la cual se está habituado a reducir la temperatura nocturna (ahorros de energía, ¡que imprudencias se hacen en su nombre!).

El captador deberá ser colocado lo más cercano posible a la parte más fría de la conducción de la instalación a proteger. La longitud de los hilos de unión entre el captador y el propio circuito no tiene importancia. No tenga pues escrúpulos en alargar el cable de conexión entre ambos todo lo que sea conveniente para su comodidad. En cuanto la temperatura de la conducción cae por debajo del umbral fijado mediante P1 (5º por ejemplo) el relé se activa y la bomba se pone en servicio, lo que tiene por efecto mezclar el agua de las partes más frías de la conducción con la de las partes más calientes. La presencia de R7 da al comparador una cierta histéresis que le evita oscilar respecto a la temperatura de referencia.

Antes de poner en su lugar el circuito de protección, hace falta saber si la temperatura apaga la caldera o solamente la bomba. Para esto es suficiente un multímetro que se une a la salida del transformador de la caja eléctrica: debe marcar unos 24V. Regule el termostato de forma que la bomba se pare: si el transformador entrega siempre 24V todo va bien (sólo se apaga la bomba) y es fácil alimentar el circuito a partir del transformador de la caldera. En caso contrario, es necesario añadir un transformador para alimentar el circuito de protección. Los puntos A y B deben ser unidos a las conexiones del contacto de puesta en servicio de la bomba, o a las que controlan la caldera cuando ésta es puesta fuera de servicio por el termostato.

El circuito consume unos 10mA, más 40 mA para un relé enchufable de tipo E. Mientras el consumo total sea inferior a 85 mA el transformador de la caldera puede seguir sin dificultad. Para terminar hay que decir que si se utiliza un KTY81 como captador de temperatura es necesario reducir a la mitad el valor de R3, R1 y P1 (la resistencia del KTY81 no es más que 1K en vez de 2K del KTY10).

1



80 Fusible electrónico

Es perfectamente comprensible por qué a muchos de nuestros seguidores les entra un sudor frío cuando deben afrontar la decisión de aplicar o no la tensión de alimentación a su placa de circuito o a su prototipo, independientemente de la fase del montaje en que éste se encuentre.

Incluso después de finalizar la inspección última al circuito en cuestión, el grado de experiencia dirá mucho en favor nuestro para no llevarnos sorpresas al descubrir que, de ciertas posiciones del circuito impreso no controladas, surgen las desesperantes columnas de humo, al mismo tiempo que una rápida y violenta sacudida de la aguja del amperímetro que controla la alimentación da paso a que el regulador de la fuente alcance un calor nada despreciable, que dará como resultado final que el fusible del equipo abandone este circuito para pasar al cajón de la basura.

Todo el proceso anterior tiene lugar típicamente antes de que la conexión de la red pueda desconectarse para prevenir daños mayores tanto en la red como en partes costosas del circuito bajo prueba. Recordad que Murphy ataca por sorpresa.

Algunos de los problemas mencionados anteriormente, se pueden soslayar con el presente circuito, que funciona como un fusible redisparable, no destructible; este fusible se instala en serie con la conexión del positivo de la línea DC que alimente a circuitos que consuman hasta 500 mA y trabajen con tensiones entre 5 y 30 V. Según podemos ver en el diagrama del circuito, la resistencia R_1 controla la tensión en proporción con la corriente que circula por la carga del circuito de salida. Cuando esta tensión excede de 0,5 V, el transistor conectado en serie, T_2, entra en estado de corte y el LED D_1 se activa para indicar que existe la condición de sobrecarga.

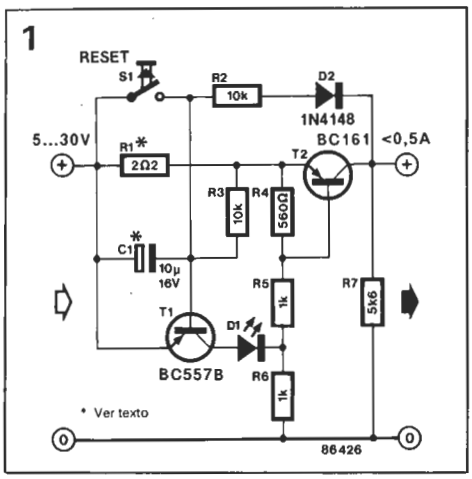
El pulsador S_1 se emplea para restablecer la corriente de alimentación al circuito bajo prueba, pero sólo debe utilizarse después de que se haya investigado la causa de la activación del fusible y se haya corregido.

Cuando el consumo de corriente del circuito esté por debajo de los 500 mA (determinado por R_1), T_1 retornará a su estado de conducción. Sin embargo, cuando la carga del circuito de salida consuma más de 500 mA, T_1 se adapta para actuar como una resistencia, de relativo bajo valor óhmico, entre la base y el emisor de T_2, que, en consecuencia, entrará en estado de corte interrumpiendo el flujo de corriente a la carga, igual que un fusible de efecto rápido.

Las resistencias $R_3 \ldots R_6$ son necesarias para mantener la corriente de base mínima que circulará por T_1 cuando el circuito desconecte la carga, ya que esta condición implica la ausencia de una tensión lo suficientemente alta a través de R_1. Por otra parte, como podrá verse, la única solución para restablecer la corriente por el circuito bajo prueba es la activación del pulsador S_1.

El circuito tal y como se representa es fácilmente modificable para adaptarlo a un gran margen de corrientes de salida, seleccionables simplemente cambiando la resistencia R_1 por medio de un conmu-

1



tador rotativo de 12 posiciones y un circuito junto, claro está, con las 12 resistencias pertinentes calculadas a partir de la expresión $R = 0{,}4 \cdot I_{max.}$, para tensiones de trabajo por debajo de los 20 V.

No obstante, los tipos de transistores indicados en el diagrama no permiten un consumo de corriente por encima de los 500 mA, mientras que la caída de tensión es del orden de 1 V.

En el caso de que este fusible electrónico propuesto se emplee para controlar el consumo de circuitos digitales, dado que éstos normalmente incorporan circuitos de la familia TTL conocida por todos nosotros, la acción del fusible enciende el LED después de que se ha aplicado la alimentación, indicando la situación de que el circuito digital bajo prueba está en estado correcto.

La explicación de este fenómeno se basa en el alto pico de consumo de estos chips, que alcanza su valor máximo cuando aumenta la frecuencia de conmutación. Para corregir este problema en el fusible electrónico, dado que no puede controlar estos picos de corriente, deberemos instalar el condensador de filtrado C_1, cuyo valor será de 10 a 100 μF determinado de forma experimental.

81 Convertidor D/A de 8 bits

Este sencillo circuito hace posible que los usuarios de ordenadores puedan generar tensiones analógicas bajo control de un programa, lo cual ofrece sin duda muchas e interesantes posibilidades para el control inteligente, por ejemplo, del ajuste del volumen de un equipo de audio, la regulación automática de luces, etc. También es posible escribir algoritmos en lenguaje máquina para la generación de distintas señales de salida, periódicas o de la complejidad necesaria, con vistas a disponer de un generador de funciones controlado por ordenador, empleando la cantidad mínima de circuitos hardware.

El circuito se basa en el convertidor D/A del tipo ZN426 que dispone de una resolución de 8 bits (255 niveles), alta velocidad de conversión (1 μs) y del interface con un microprocesador incorporado.

El circuito está diseñado para que se pueda conectar a la salida de un puerto de 8 bits que suministre niveles digitales TTL o CMOS compatibles, puesto que la mayoría de los ordenadores existentes en el mercado incorporan un puerto de este estilo o bien el fabricante del equipo dispone de expansiones al mismo que sí lo llevan.

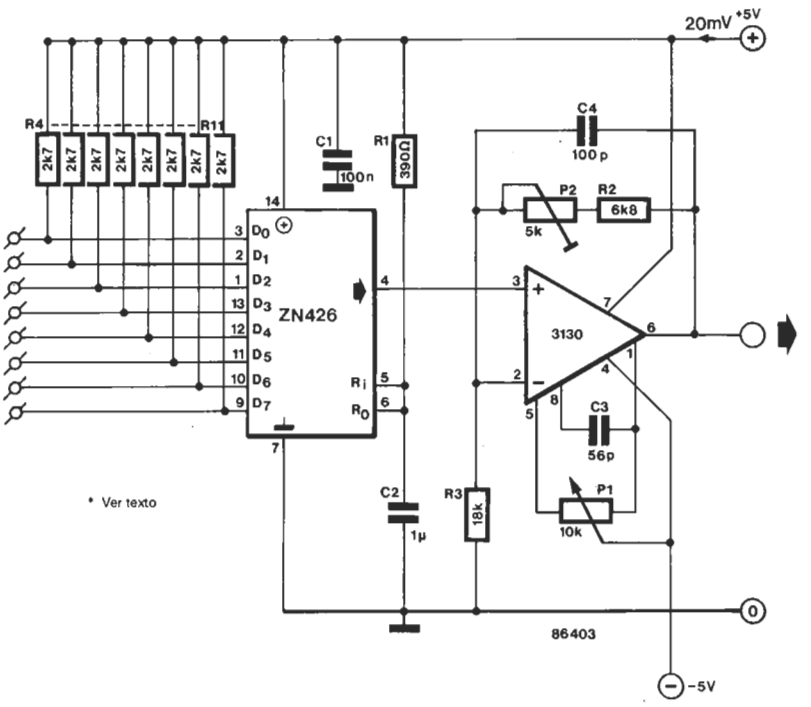
El tiempo de conversión del convertidor D/A permite emplear un programa en código máquina para generar señales de frecuencias altas, mientras que el empleo del lenguaje BASIC es demasiado lento para la mayoría de estas aplicaciones.

La tensión de salida del convertidor D/A se restablece por medio de un amplificador operacional BIFET, que se puede ajustar para una respuesta por cada nivel de 15 mV, lo cual significa que la máxima tensión de salida del presente circuito será de 3,825 V, puesto que 8 bits representan 255 niveles ($2^8 - 1$).

El ajuste del circuito es bastante sencillo pues basta conectar un voltímetro digital a la salida y ajustar P_1 hasta obtener una tensión de 0,000 V cuando se aplique una palabra binaria de 8 bits nula a la entrada del convertidor; a continuación se aplica el valor 255 ($FF_{hex.}$) al convertidor, ajustando ahora P_2 para obtener una lectura en el voltímetro de 3,825 V.

Este circuito también se puede incorporar como un convertidor D/A junto con el interface de E/S de 8 bits (Ver Elektor 72) al bus universal de E/S. No obstante, observar que el valor $FF_{hex.}$ aplicado a través de este interface ofrece una tensión analógica de salida de 0 V, puesto que el circuito buffer ULN2003 en la interface de E/S de 8 bits es un dispositivo inversor, por lo que las ocho líneas de datos de nuestro circuito convertidor deberán estar equipadas con resistencias de pull-up y como se representa en el diagrama del circuito.

1



82 Adaptador para joystick

Algunos de los juegos para ordenador más populares necesitan disponer de un joystick que se active en direcciones a 45 grados para conseguir obtener el correcto movimiento del cursor por la pantalla. Obviamente, esto representa un problema en el caso de que el joystick esté incorporado al equipo o sea uno del tipo ergonómico con forma adaptable a la mano.

La solución electrónica a este inconveniente comienza por redefinir los ejes del joystick, tal y como se representa en la figura 2. La dirección A se define como la bisectriz de los ejes positivo X e Y, mientras que la D será la bisectriz del eje X negativo y el Y positivo. Las direcciones C y D son las opuestas a la A y a la B, respectivamente. La tabla 1 resume las direcciones antiguas y las nuevas asignadas, junto con las salidas que se activan en cada caso.

En el diagrama del circuito adaptador (fig. 1) se observa que los niveles de salida al ordenador son activos a nivel bajo en vez de a nivel alto, como ocurre en la conexión de un joystick sin modificar, por lo que se necesita emplear unos inversores entre nuestro adaptador y las entradas del ordenador.

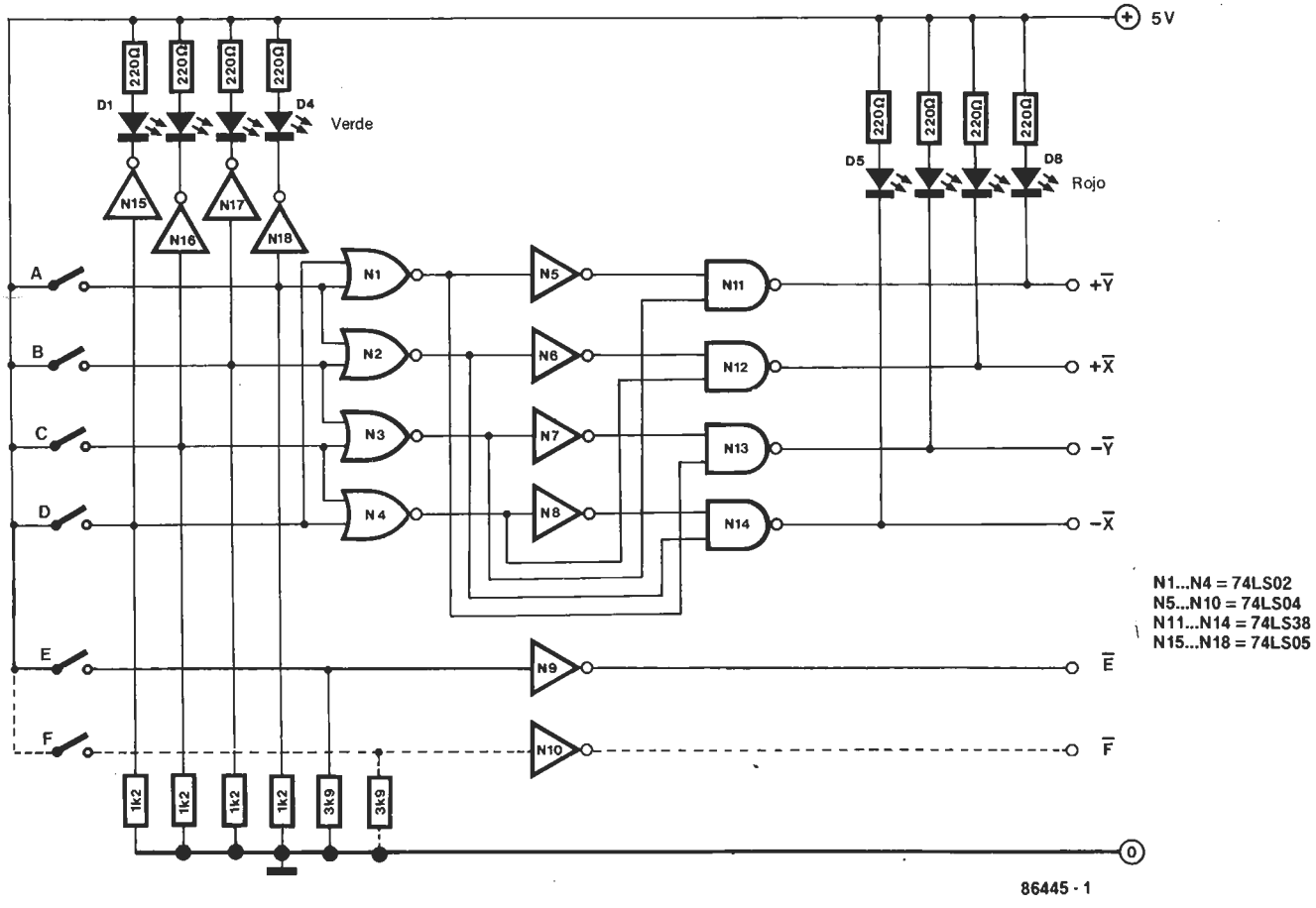
Para realizar esta función se emplea un circuito inversor del tipo 74LS04, utilizándose también para invertir al mismo tiempo la señal de fuego (pulsador de disparo), ya que este circuito incorpora seis inversores.

La incorporación de la función de doble disparo hace posible que este adaptador para joystick pueda emplearse asimismo con los ordenadores compatibles MSX. La tabla 2 nos muestra las conexiones necesarias para los ordenadores Commodore-64 y del tipo MSX.

Las entradas al adaptador junto con sus salidas se visualizan a través de los diodos LED verdes y rojos, respectivamente, de tal forma que cuando se activen indicarán que las direcciones seleccionadas son las situadas a 45 grados. Por ejemplo, cuando se mueva el joystick en la dirección A, el LED de entrada +Y se encenderá así como los de salida +Y y +X.

Cabe mencionar, por último, que el consumo del circuito adaptador se aproxima a los 75 mA.

1



2

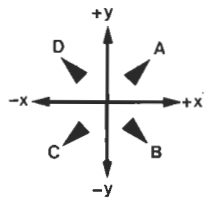


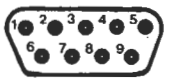
Tabla 1.

Dirección	Contacto
A ›	+X y +Y
B ›	+X y −Y
C ›	−X y −Y
D ›	−X y +Y

Dirección	Contacto
A y B ›	+X
B y C ›	−Y
C y D ›	−X
D y A →	+Y

Tabla 2.

CBM64	MSX
(1) +Y	(1) +Y
(2) −Y	(2) −Y
(3) −X	(3) −X
(4) +X	(4) +X
(5) —	(5) +5V
(6) disparo	(6) disparo 1
(7) +5V	(7) disparo 2
(8) masa	(8) salida
(9) —	(9) masa



83 Procesador de voz con supresión de fondo

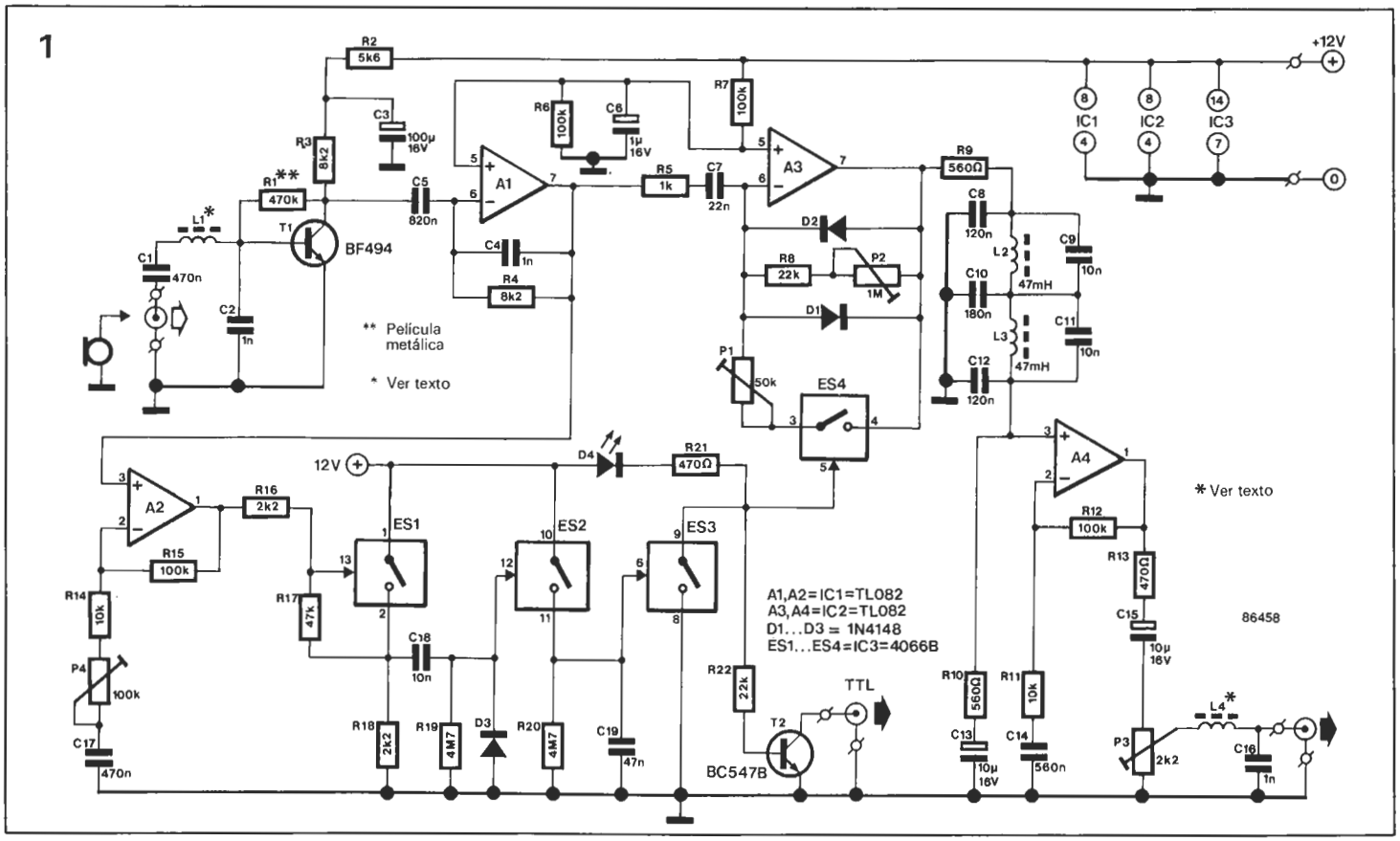
Un procesador de voz se emplea normalmente en las instalaciones públicas y en infinidad de transmisiones de difusión. Su función principal consiste en aumentar el valor medio de la señal vocal donde, debido al alto nivel de ruido de fondo (en la transmisión de radio, por ejemplo) o a la gran cantidad de interferencias, es imposible reconocer la señal transmitida.

Sin embargo, en muchos casos no se desea que este nivel de ruido de fondo o interferencia se transmita con la señal deseada. Un remedio posible, como el que a continuación proponemos, aporta un umbral ajustable a la señal antes de que ésta se transmita.

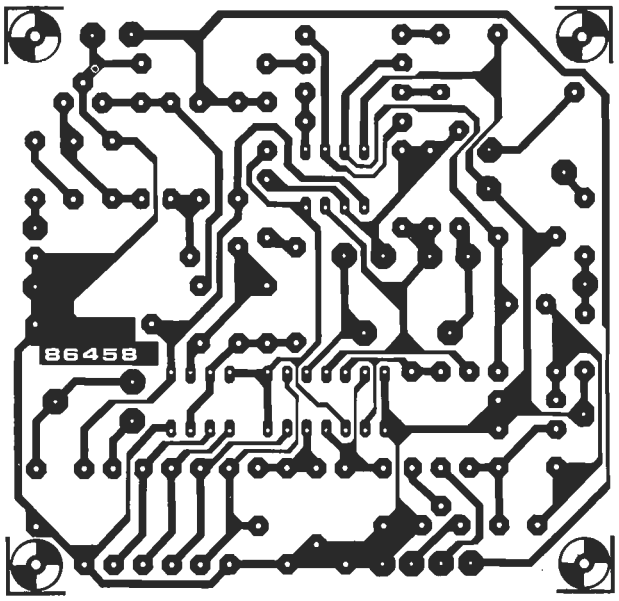
Tomando como referencia el esquema adjunto, la señal procedente del micrófono se amplifica en T_1 (amplificador de bajo ruido) y en A_1, mientras que la limitación de la señal tiene lugar en A_3.

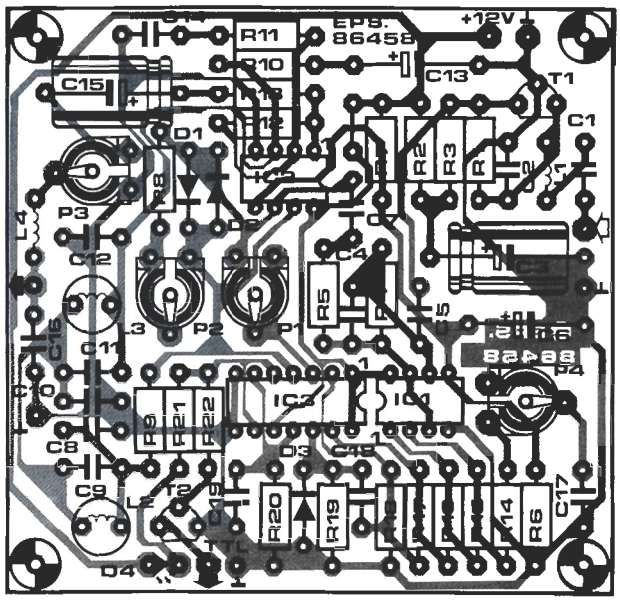
La señal, procedente de la salida de A_1, se amplifica, asimismo, en A_2. Cuando la salida de este amplificador operacional alcanza un cierto nivel, el conmutador electrónico ES_1 se activa, desencadenando que el monoestable formado por ES_2

1



2





cambie de estado y cierre a su vez a ES_3 y a ES_4, el cual, finalmente, aumentará la amplificación de A_3. Cuando ES_4 está cerrado, la ganancia del amplificador A_3 viene determinada por la relación $P_1:R_5$, mientras que si está abierto vendrá dada por $(P_2 + R_8):R_5$.

El tiempo del monoestable viene determinado por la constante de tiempo R_{20}-C_{19}, y se ha elegido de tal forma que la señal vocal no se recorte. El filtro paso bajo, presente entre A_3 y A_4, asegura que las frecuencias por encima de los 3 kHz se atenúan de forma radical.

La calibración de nuestro equipo no es del todo muy ortodoxa, pero vale para nuestros propósitos. Para tal efecto emplearemos una fuente de señal con una salida continua de voz aplicada a unos altavoces que dispongamos. Una vez realizada esta operación, procederemos a situar el micrófono delante de los altavoces a la distancia habitual de una conversación, ajustando el nivel del sonido a gusto del usuario.

Seguidamente, conectaremos un par de auriculares a la salida de nuestro procesador de voz y nos aseguraremos de que sólo podamos oír la salida de los auriculares. Ajustar P_4 para obtener la máxima resistencia y luego fijar el nivel de recorte (que dependerá del gusto de cada uno) por medio de P_2. Con el nivel de recorte al máximo, la inteligibilidad del sonido será buena en presencia de interferencias, pero obtendremos sonidos con efectos metálicos. A continuación, ajustaremos P_1 para máxima resistencia, y P_4 hasta que el ruido desaparezca. Finalmente, fijaremos la relación señal/ruido de fondo por medio de P_1; este proceso es mejor hacerlo con el empleo de una grabación de la voz del usuario efectuada a través del micrófono y el procesador de voz. Cuando el procesador entre en funcionamiento, nos avisará de su actividad a través del diodo LED D_4.

Los choques L_1 a L_4 se realizarán con 6 vueltas de hilo de 0,2 mm de diámetro (SWG 36) sobre una perla de ferrita de 3 mm.

Nota: El circuito impreso 86458 NO está disponible en nuestro servicio EPS.

84 Contador de revoluciones a diodos LED

Una mirada rápida a cualquier salpicadero de los coches actuales puede informarnos del uso de tres tipos básicos de contadores de revoluciones: primero, el tipo más comúnmente encontrado consta de una aguja y una escala circular o una combinación análoga; en segundo lugar podemos encontrar aquellos basados en una presentación digital (normalmente a través de cristales líquidos LCD) y, por último, los medidores mixtos formados por una barra de diodos LED multicolores, imitando a los VU-metros de los modernos equipos de grabación.

El presente circuito pertenece a esta tercera categoría; sin embargo, en vez de situar los LED en línea recta, hemos adoptado la estructura de escala circular multicolor para imitar la indicación de la aguja analógica que empleaban los contadores de revoluciones más antiguos.

Nuestro modelo se basa en el circuito de Telefunken U1096B, que consiste en un controlador de LED's con entradas analógicas, capaz de gobernar de 1 a 30 diodos sobre una escala de r.p.m., cuya indicación de los límites inferior y superior se puede ajustar de forma independiente; por ejemplo, los 30 LED's pueden indicar un margen de r.p.m. más limitado para obtener mayor resolución.

Según podemos ver en el diagrama del circuito, IC_1 recibe los pulsos procedentes de los platinos y los escuadra para convertirlos en tensión analógica por medio de un filtro, que se aplica a la señal a la entrada del circuito controlador de LED's.

El funcionamiento en detalle de este circuito es el siguiente: el diodo zener D_{61}, junto con el condensador en paralelo C_1, aseguran la base del transistor T_1 contra los pulsos de alta tensión que se inducen en el secundario de la bobina de encendido. El temporizador NE555 está configurado en modo monoestable para obtener un pulso de salida de período 3 ms, tiempo durante el cual R_3 obliga a conducir a T_1, evitando así disparos erróneos del monoestable.

Lista de componentes

Resistencias:

R1...R4, R6, R11 = 47 k
R5, R10 = 100 k
R7 = 270 k
R8 = 1 k
R9 = 10 k
R12 = 220 k
R13 = 4,7 Ω
P1, P2 = 100 k, ajustable

Condensadores:

C1, C4 = 10 n
C2 = 4n7
C3 = 100 n
C5 = 100 µ, 16 V
C6 = 10 µ, 16 V
C7 = 1 µ, 16 V
C8 = 47 µ, 16 V
C9 = 470 µ, 25 V

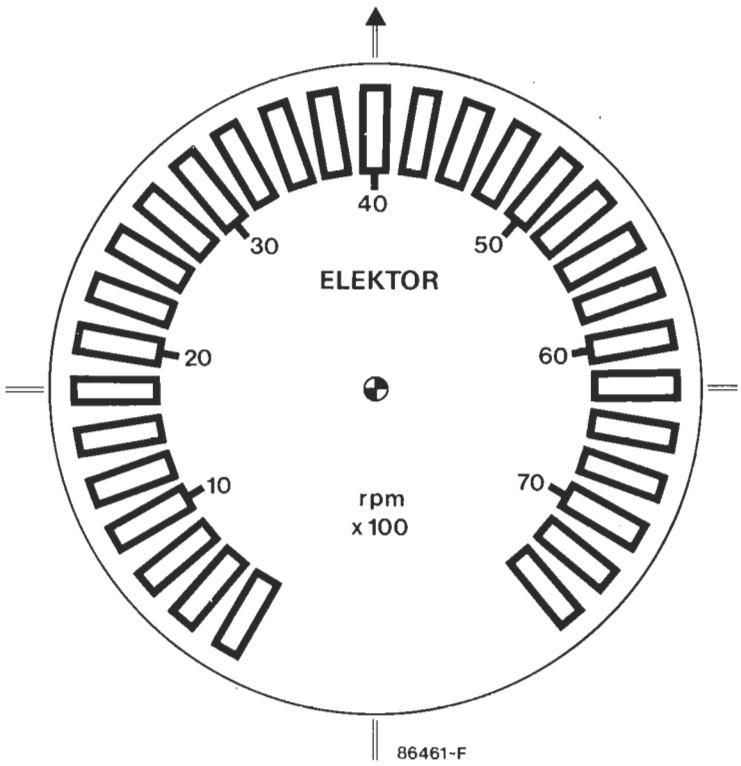
Semiconductores:

IC1 = 555
IC2 = L4810
IC3 = U1096B (Telefunken)
D1...D60 = LED (ver texto)
D61 = diodo zener 8V2, 400 mW
D62 = 1N4001
T1 = BC547B

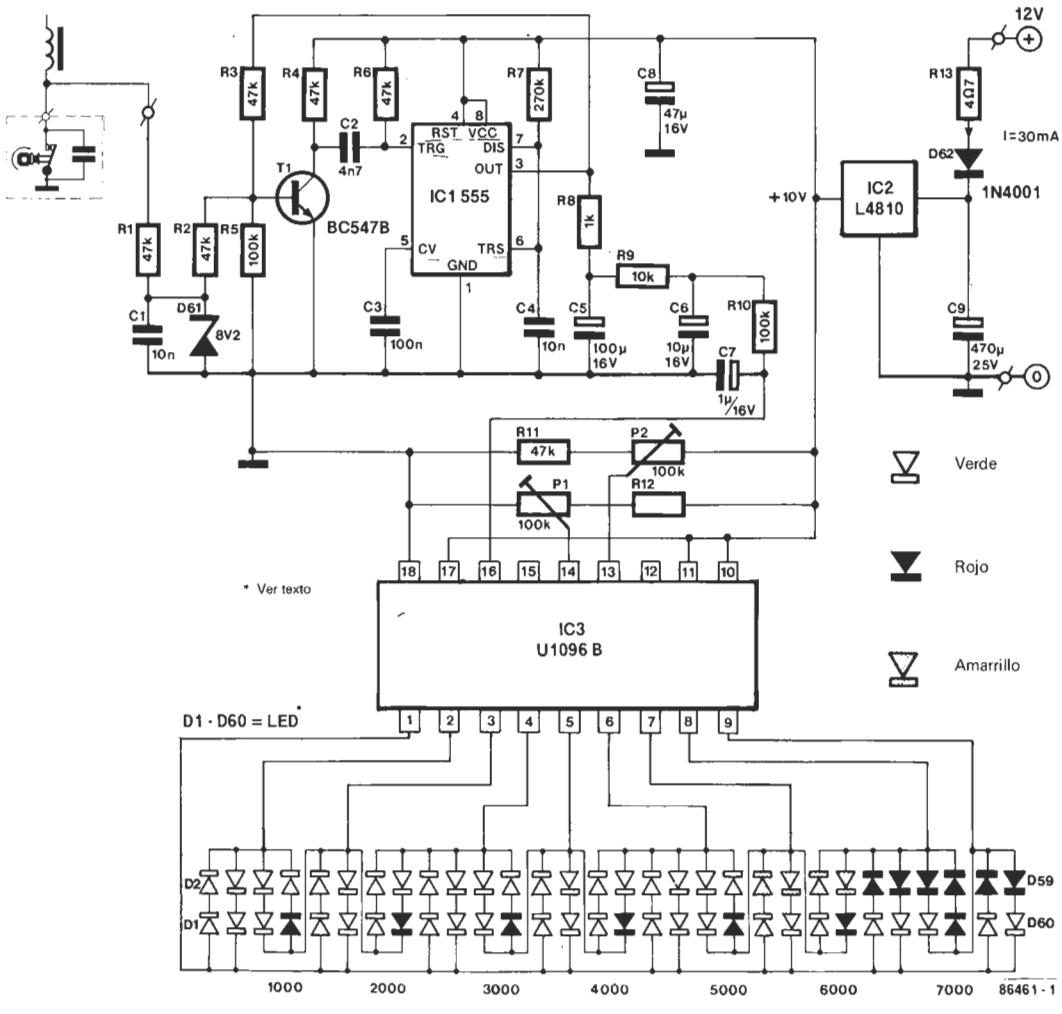
Varios:

EPS 86461

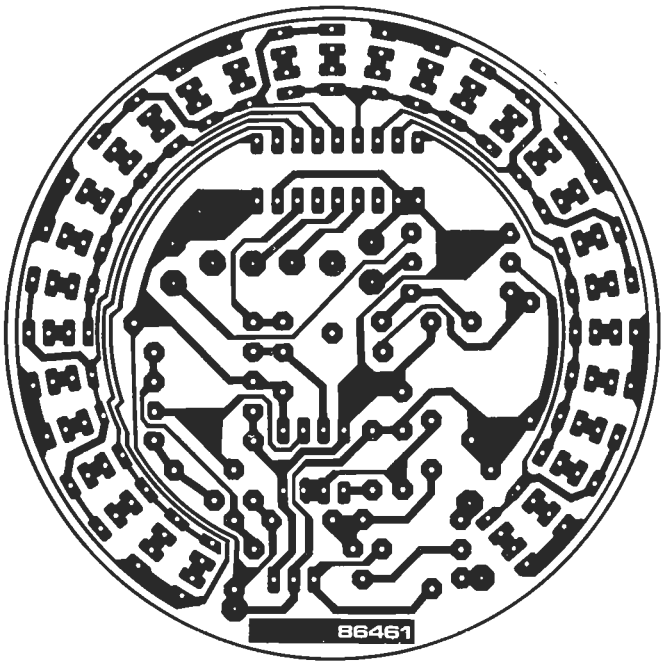
1

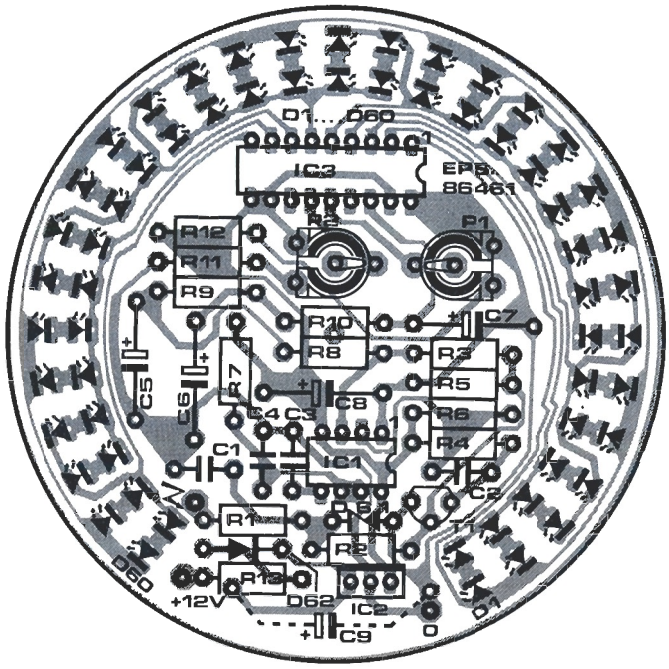


2



3



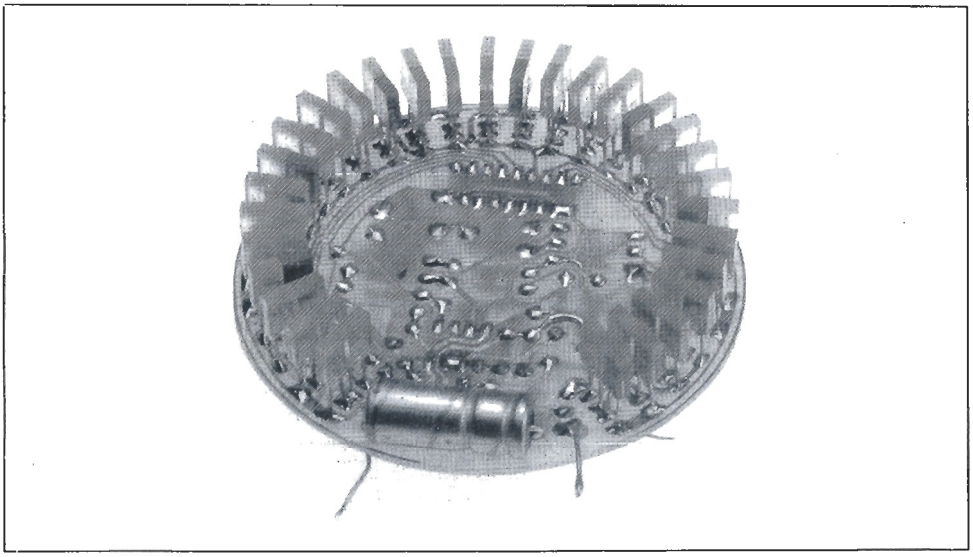


La tensión analógica, proporcional a las revoluciones del motor, se establece en función de las redes R_8-C_5, R_9-C_6 y R_{10}-C_7. El margen de indicación del conjunto de LED's se puede fijar por medio de P_1 y P_2; los indicadores para los límites inferior y superior corresponden a D_1-D_2 y D_{59}-D_{60}, respectivamente.

Observe la relativa sencillez de las conexiones del conjunto de LED's al circuito IC_3; con sólo 9 líneas de salida es suficiente para gobernar cualquiera de los 30 pares de LED's, cuyo color se puede elegir para una tarea en particular, mientras que también podemos emplear una serie de ellos para imitar una columna luminosa, función directa de la escala de r.p.m.

El diagrama del circuito representa dos filas de LED's, la superior es la escala normal de r.p.m., para la cual se puede emplear la subsiguiente división en colores: 0 a 5.000 r.p.m., color verde; de 5.000 a 6.000 r.p.m., color amarillo, y de 6.000 en adelante se empleará el color rojo. Por supuesto, esta graduación y subdivisión en colores se puede adaptar a cualquier tipo específico de motor.

La segunda fila de LED's se puede emplear para indicar una escala fija de revoluciones, por ejemplo cada 1.000 r.p.m.



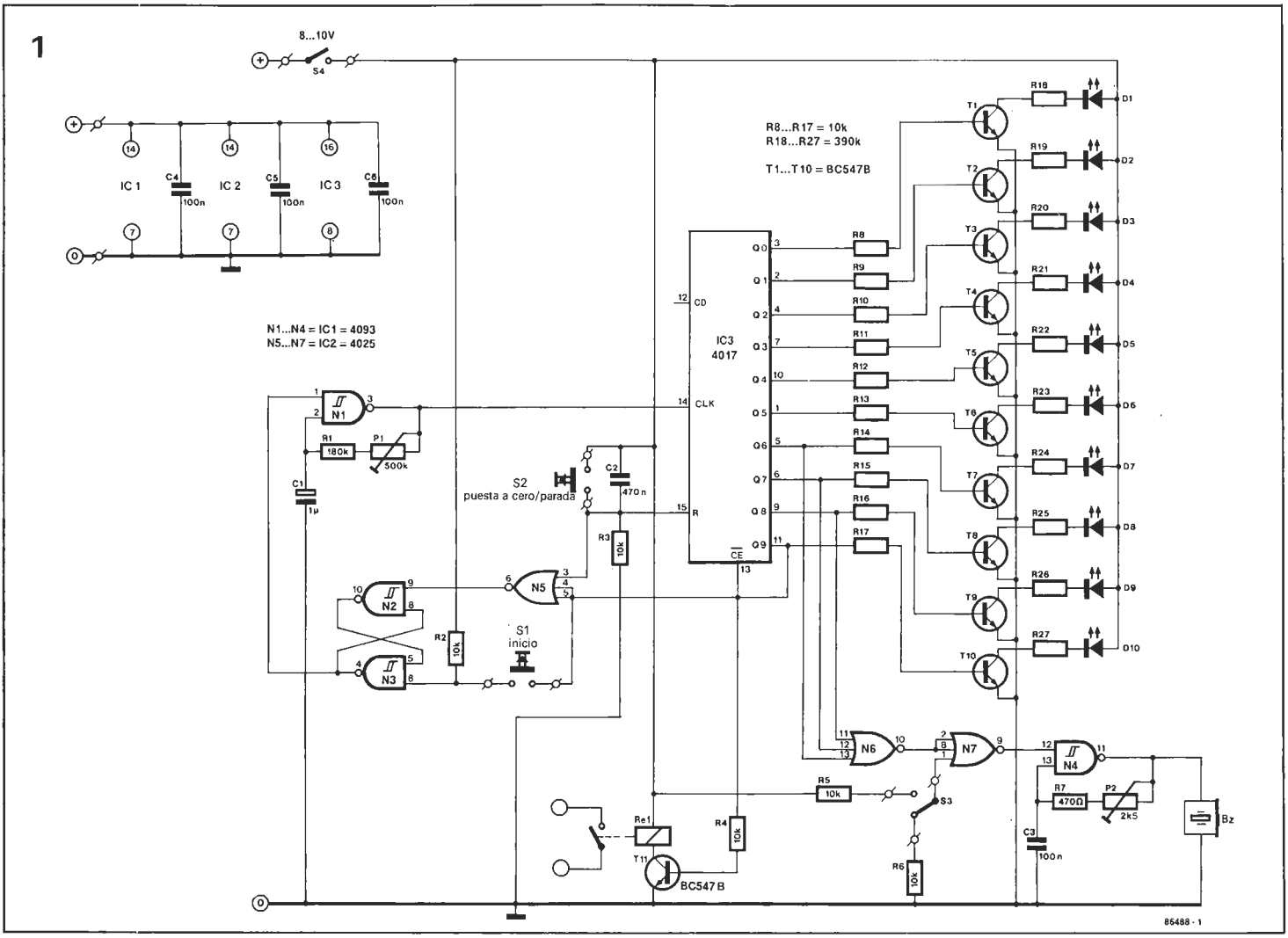
Con el circuito impreso diseñado para este propósito, y con los componentes adecuados, no habrá ninguna dificultad para montar el contador de revoluciones, pero, no obstante, cabe indicar que los LED's se montarán sobre la cara de soldaduras del circuito impreso para obtener una indicación en el sentido de las agujas del reloj según aumenta el valor de las revoluciones. Observe, asimismo, que se empleará un circuito regulador de tensión (IC_2) de bajo consumo que suministra a IC_1 e IC_3 10 voltios estabilizados y libres de ruido y parásitos.

85 Retardo visible de encendido

Dentro del proceso de reparación o prueba de un equipo electrónico, sería deseable a menudo tener más tiempo disponible para conectar la punta de prueba de un osciloscopio o de un polímetro al circuito bajo estudio o reparación, después de que se haya aplicado la tensión de alimentación.

Este circuito le ofrece un retardo en la aplicación de la tensión de alimentación para que pueda situarse con comodidad en cualquier circuito del equipo, ya que éste sólo se conectará después de un intervalo fijo a partir del instante de pulsar el botón de activación.

El funcionamiento básico de este circuito es el siguiente: al activar el pulsador de inicio S_1, el biestable formado por N_2 y N_3



se pone a nivel alto, provocando que N_3 ofrezca los pulsos de reloj necesarios para el contador de décadas IC_3. Los transistores situados a la salida de este circuito integrado encenderán los distintos LED's uno después del otro, indicando la cuenta descendente del circuito. El relé Re_1 se activa en el momento que se encienda el último LED de la fila; IC_3 se desactiva a través de su entrada CE y el biestable N_2-N_3 se pone a nivel bajo todo al mismo tiempo. El equipo, cuya tensión de alimentación se aplica a través del relé Re_1, se activa en este momento, y el usuario podrá efectuar ahora la medida deseada.

El intervalo de conexión se puede inicializar o interrumpir durante el tiempo establecido simplemente activando el pulsador S_2, que pondrá a nivel cero simultáneamente al biestable y al contador.

Durante los tres últimos pasos de la cuenta, se activa un zumbador de aviso a través de N_4. Esta función se puede bloquear por medio del pulsador S_2.

Por último, nos queda advertir que el consumo de la bobina del relé Re_1 no debe exceder de 100 mA, mientras que sus contactos deberán estar en concordancia con la carga que queramos conmutar.

86 Frecuencímetro de bolsillo

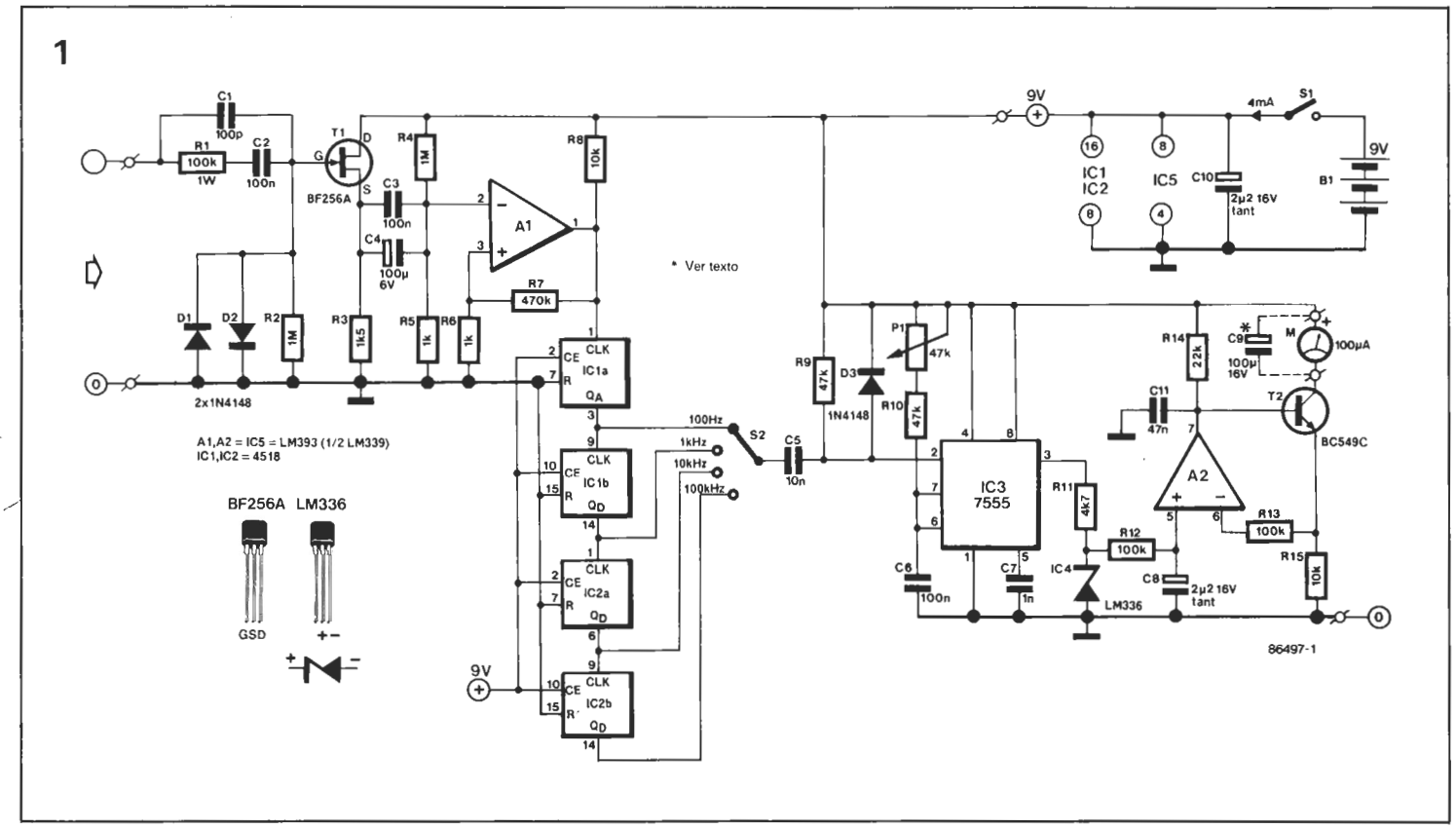
Este circuito de fácil construcción tiene la característica de ser un simple, pero versátil, medidor de frecuencias a baterías, el cual puede interpretar señales con valor mínimo de tensión rms de 10 mV y con una frecuencia máxima de 100 kHz. El bajo consumo de corriente de este medidor es de tan sólo 4 mA, lo que garantiza una vida muy larga con una pila de 9 V. También cabe destacar que el presente circuito continúa funcionando normalmente cuando la tensión de la batería está baja, incluso alrededor de los 5 V.

Según puede verse en el esquema del circuito, la señal de entrada se aplica a la puerta de T_1 a través de R_1 y C_2. C_1 es un condensador adicional de realce de las frecuencias más altas, mientras que los diodos D_1 y D_2 conectados en antiparalelo protegen la puerta del FET frente a tensiones altas.

El FET T_1 funciona como un circuito amplificador de la señal que se aplicará al operacional trigger-Schmitt A_1, que se ha diseñado para obtener una, relativamente, baja histéresis, del orden de 18 mV, y prevenir la degradación de la sensibilidad del medidor. La salida de A_1 se aplica directamente al contador divisor por dos IC_{1a}, al cual siguen tres secciones formadas por sendos divisores por 10. El conmutador S_2 selecciona el divisor y en consecuencia el margen de frecuencias deseado.

Cualquiera que sea la escala elegida, una frecuencia de 50 Hz presente en el

1



polo común de S_2 corresponde con una desviación máxima de la escala del medidor de bobina móvil M.

La señal presente en el polo común de S_2 se emplea para disparar un monoestable construido en torno a un circuito 7555, que es un temporizador de precisión y bajo consumo (CMOS). El funcionamiento correcto de esta parte del circuito sólo puede darse si el período del monoestable es menor que la mitad de la frecuencia a fondo de escala, esto es, $^1/_2(1/50)s = 10$ ms, por lo que hemos fijado el período de IC_3 en 8 ms.

La señal de salida procedente de IC_3 tiene un factor de trabajo que es proporcional a la frecuencia de la señal de entrada. Los pulsos que ofrece IC_3 se fijan al nivel de 2,5 V_{pp} por medio del circuito IC_4 antes de integrarse por medio de R_{12} y C_8 para obtener una tensión proporcional a la frecuencia de entrada.

El circuito formado en torno a A_2 y T_2 es un sencillo convertidor tensión corriente para atacar el medidor de bobina móvil de 100 μA conectado en el colector de T_2. El condensador C_9 se puede añadir para estabilizar la lectura del medidor en la parte baja de la escala.

Aunque en nuestro montaje hemos empleado un amplificador operacional del tipo LM393, no hay inconveniente en usar otro tipo de operacional más barato, como, por ejemplo, el LM339, que trabajará de igual forma. Las entradas no utilizadas de los amplificadores operacionales, deberán fijarse al positivo de la alimentación para minimizar el consumo de corriente.

La sensibilidad del medidor de frecuencias es tal que tan sólo con tocar con el dedo la entrada de señal provoca que se efectúe una medición en la escala del medidor de la frecuencia de red. Esto es, incidentalmente, un método adecuado para la calibración del equipo, dado que P_1 se deberá ajustar hasta conseguir obtener una lectura que esté en concordancia con la frecuencia de red del lugar donde se sitúe el medidor, la cual normalmente es estable dentro de un 1%.

87 Etapa de corriente para motores paso a paso

Los motores paso a paso básicamente tienen los estatores unipolares o bipolares. En los modelos unipolares, cada devanado del estátor tiene una derivación central que hace posible invertir el campo magnético de una parte a otra del devanado. Los modelos bipolares, sólo tienen un devanado principal, por lo que para invertir el campo magnético debe invertirse la dirección de la corriente que circula por él.

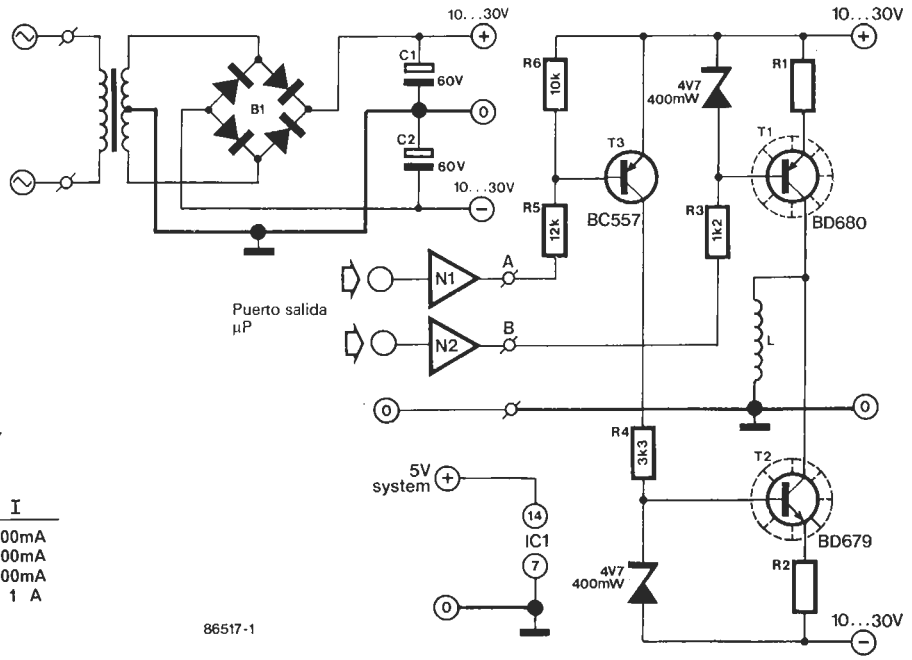
Tomando como premisas estas consideraciones, está claro que, dados dos motores de igual tamaño, el modelo bipolar aporta un acoplamiento más grande que el modelo unipolar. No obstante, hay que pagar un precio adicional para conseguir este mayor acoplamiento, ya que el control de un motor bipolar es mucho más complejo que el de un motor unipolar.

El control para un motor bipolar puede obtenerse en principio a partir de:

- un circuito en forma de puente completo; esto es, cuatro transistores por cada devanado del estátor;
- un circuito en forma de medio puente y una fuente de alimentación doble; esto es, dos transistores por cada devanado del estátor;
- un circuito en forma de medio puente con un condensador de gran capacidad a la salida.

El último método es del todo descartable para frecuencias de avance entre pasos o de freno de bajo valor. De los otros dos métodos, el que emplea un medio puente es el preferido en la mayoría de los casos, a pesar de necesitar una fuente de alimentación doble. Llegados a este

1



C1,C2 ≥ 2000µF/A
N1,N2 = ⅓IC1 = 7407

R1,R2	I
33Ω / 0,5W	100mA
18Ω / 1 W	200mA
6Ω8 / 2 W	500mA
3Ω3 / 4 W	1 A

punto, cabe mencionar que la alimentación no necesita ser estabilizada, puesto que la corriente está garantizada por la presencia del diodo zener y la resistencia de emisor, incluso cuando varía la tensión de entrada.

El valor de los condensadores de filtro de la fuente de alimentación se calculan de acuerdo a la corriente total que circula por el estátor, teniendo, no obstante, como valor mínimo 2.000 μF.

Los valores de R_1 y R_2 se dan, para varios valores de corriente de estátor en la siguiente tabla:

Tabla 1

R_1 y R_2	Is
33 Ω; 5 W	100 mA
18 Ω; 1 W	200 mA
6Ω8; 2 W	500 mA
3Ω3; 4 W	1 A

La etapa de corriente asegura una velocidad de arranque mayor, esto es, aumenta la frecuencia de arranque dado que la conmutación es más rápida con un devanado inductivo en el estátor.

Si aumentamos el valor de la fuente de alimentación haremos más efectiva la etapa de corriente, pero desafortunadamente aumentará en consecuencia la disipación en T_1 y T_2. En la práctica, un transformador de 2 × 12 V ó 2 × 18 V puede servir perfectamente. Observe que se han incluido unos diodos en el circuito Darlington para dotar de alguna medida de protección a la etapa de corriente frente a los voltajes de pico producidos por la conmutación.

Nuestro prototipo se empleó primeramente para el control de un motor paso

2

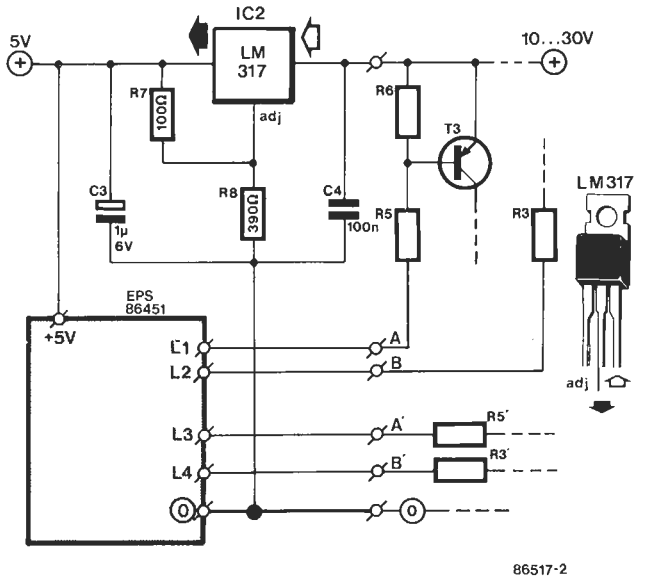


Tabla 2

Fase	1		2		3		4		
Bit	7	6	5	4	3	2	1	0	
Byte salida	1	0	1	0	1	0	1	0	Posición inicial
Byte auxiliar	0	0	0	0	0	0	1	1	XOR con el byte de salida
Nuevo byte O/P	1	0	1	0	1	0	0	1	Avanza un paso
Rotación del byte auxiliar dos veces*	0	0	0	0	1	1	0	0	Inicialización para el siguiente paso

* La dirección de encendido determina la dirección de rotación del motor.

a paso de cuatro fases a través de un bus de 8 bits procedente de un ordenador. El interface empleado para obtener los niveles TTL compatibles fue un circuito del tipo 7407 que dispone de una salida en colector abierto de hasta 30 V. Las instrucciones para el control se pueden dar tal y como se representa en la tabla 2.

Si se necesita que el motor paso a paso funcione de forma autónoma, será necesario emplear un circuito controlador de los que existen comercialmente en el mercado, tal y como el tipo SAA1027 o el TEA1012. Este último es el modelo que nosotros hemos empleado en el circuito número de esta edición de Elektor, y se puede conectar tal y como se representa en la figura 2.

88 Pulsador electrónico para timbre

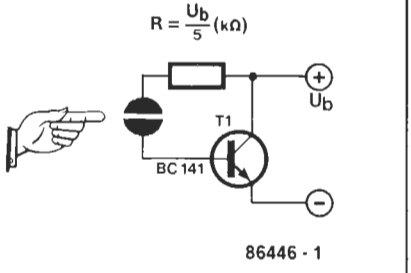
El circuito más simple de la presente edición de Elektor consiste en un transistor y una resistencia, que cuando se conectan tal y como se representa en la figura, constituyen el equivalente electrónico de un pulsador; utilizado junto con un carillón o un circuito de timbre de la complejidad que podamos pensar, podemos generar sonidos melodiosos, zumbidos, sonidos de timbre o imitaciones de carillones para avisar al dueño de una casa de un aviso en su puerta principal.

El pulsador consta de un transistor del tipo NPN con encapsulado TO39, cuya parte superior se tapa o aísla por medio de un trozo de aislante de radiador, de la longitud adecuada, después de lo cual sólo habrá que realizar, por medio de un par de cables, la conexión del emisor y colector a los terminales de entrada del circuito de timbre.

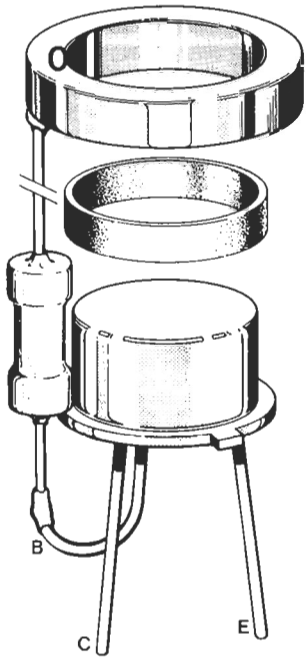
Finalmente, se introducirá un pequeño conductor dentro de la cabeza aislada del transistor, y se unirá a través de una resistencia al terminal de base. El valor de esta resistencia deberá calcularse de acuerdo a la siguiente expresión: $r = U_b/5$ [kΩ].

Para los más puristas, el conjunto global se puede recubrir de una resina o epoxy para hacerlo más compacto, de tal forma que aguante incluso el tratamiento de los que llamen a la puerta de forma más brusca.

1



2



89 Control de motores paso a paso

El control de los motores paso a paso no es nada fácil, sobre todo si no disponemos de circuitos de mando diseñados específicamente para este propósito. El modelo TEA1012 es un circuito integrado controlador de motores paso a paso que puede ayudarnos en la mayoría de las ocasiones, si no en todas. Además de controlar las fases para pasos completos o medios, también fija la corriente con la ayuda de estas fases.

El TEA1012 se diseñó específicamente para el control de motores paso a paso unipolares, en los que el paso de la corriente a través del bobinado del estátor es en una única dirección. Dado que el bobinado trabaja de forma inductiva, la corriente a través de él se hará muy grande cuando la velocidad del avance entre pasos sea muy baja. La razón de esta circunstancia se debe a que en esta situación el valor de la corriente, viene determinada exclusivamente por el valor óhmico de la resistencia, que es muy baja.

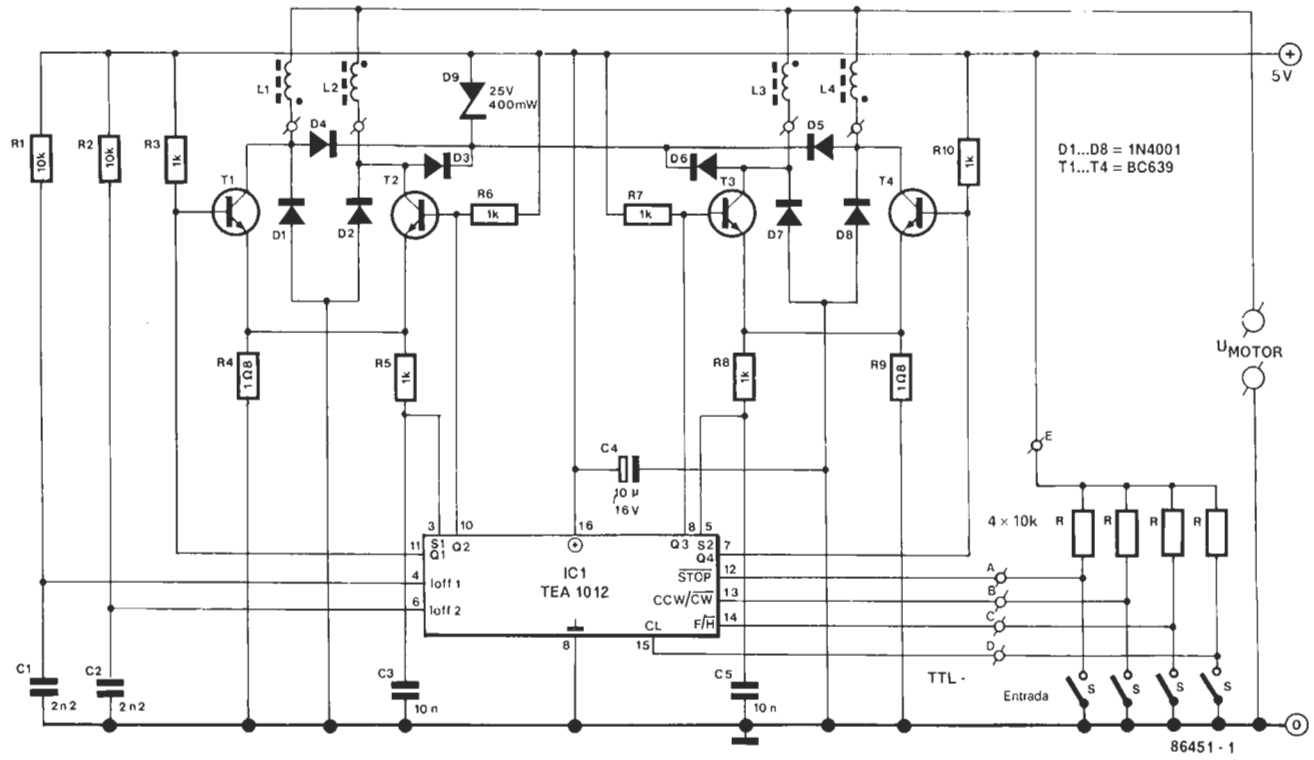
Para limitar esta corriente, se conecta en serie con el bobinado un circuito limitador. En el diagrama, la corriente a través de L_1 y L_2 se limita a $0{,}3/R_4$; de forma análoga la corriente por L_3 y L_4 será $0{,}3/R_9$. Este montaje permite que la corriente que circula por el bobinado del estátor se adapte a cualquier tipo de motor.

La tabla muestra en qué secuencia se activan las diferentes fases con el control del avance global o mitad, tanto para el giro en el sentido de las agujas del reloj como en el opuesto. El motor paso a paso se detiene en la posición que ocupa con ayuda de la señal de entrada STOP. La señal de reloj de entrada se aplica a través de CL; para cada pulso, el motor avanza un paso hacia delante o un paso hacia detrás.

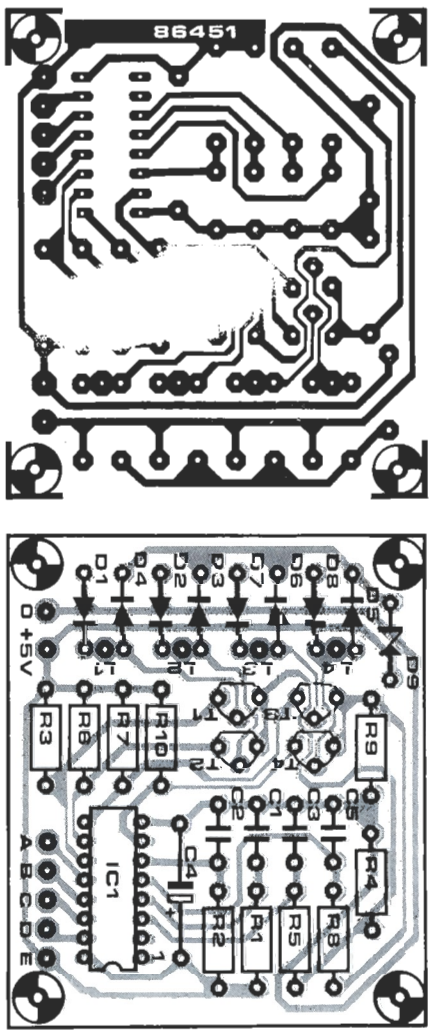
Dado que las entradas CL, $\overline{\text{STOP}}$, CCW/$\overline{\text{CW}}$ y F/$\overline{\text{H}}$ son compatibles TTL, no existirá ninguna dificultad en aplicar estas señales de control a un ordenador. Las resistencias R_{11} a R_{14} inclusive y los interruptores asociados, permiten aplicar los datos de control de forma manual.

La máxima velocidad de avance depende del tipo de motor empleado y en particular del valor de sus constantes de tiempo de conmutación $T_{off(1)}$ y $T_{off(2)}$.

1



2



3

	Entradas			Salidas			
CL	F/$\overline{H}$	CCW/$\overline{CW}$	$\overline{STOP}$	Q1	Q2	Q3	Q4
	Mitad (H)	Sentido horario	Avance				
1	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	1	0	1
3	0	0	1	0	1	0	0
4	0	0	1	0	1	1	0
5	0	0	1	0	0	1	0
6	0	0	1	1	0	1	0
7	0	0	1	1	0	0	0
8	0	0	1	1	0	0	1
	Mitad (H)	Sentido antihorario	Avance				
1	0	1	1	1	0	0	1
2	0	1	1	1	0	0	0
3	0	1	1	1	0	1	0
4	0	1	1	0	0	1	0
5	0	1	1	0	1	1	0
6	0	1	1	0	1	0	0
7	0	1	1	0	1	0	1
8	0	1	1	0	0	0	1
	Completo (F)	Sentido horario	Avance				
1	1	0	1	1	0	0	1
2	1	0	1	1	0	1	0
3	1	0	1	0	1	1	0
4	1	0	1	0	1	0	1
	Completo (F)	Sentido antihorario	Avance				
1	1	1	1	0	1	0	1
2	1	1	1	0	1	1	0
3	1	1	1	1	0	1	0
4	1	1	1	1	0	0	1

Lista de componentes

Resistencias:
R1, R2 = 10 k
R3, R5, R6, R7, R8, R10 = 1 k
R4, R9 = 1Ω8

Condensadores:
C1, C2 = 2n2
C3, C5 = 10 n
C4 = 10 µ, 16 V

Semiconductores:
T1, T2, T3, T4 = BC639
D1 a D8 incl. = 1N4001
D9 = zener 25 V, 400 mW
IC1 = TEA 1012
EPS 86451

Las siglas CW y CCW representan el sentido de giro de las agujas del reloj o en el sentido opuesto respectivamente, mientras que F/$\overline{H}$ permite elegir entre avances de pasos completos (F) o mitad (H), por lo que es posible una doble resolución de posicionamiento.

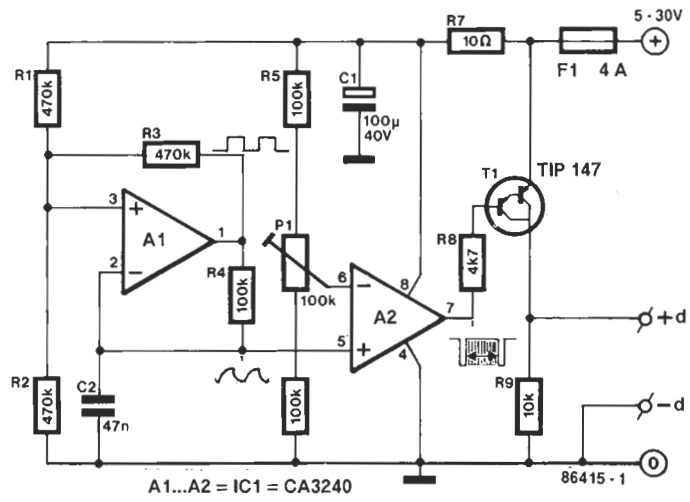
La tensión de alimentación del circuito debe estar comprendida entre 4,5 y 15 V. Las salidas del TEA1012 son del tipo de colector abierto, por lo que la tensión de trabajo del motor paso a paso puede ser independiente de la tensión de alimentación del circuito controlador.

90 Regulador de luminosidad para el «Jumbo»

El regulador de luminosidad para el «Jumbo» está asociado al display gigante publicado en Elektor 74/75 aunque, por supuesto, también se puede emplear en otras muchas aplicaciones como, por ejemplo, lámparas, bombillas, ventiladores; es decir, para todas aquellas aplicaciones donde se tenga que controlar una tensión por medio de pulso modulado en duración.

Tomando como referencia el esquema adjunto, A_1 es un generador de onda rectangular, del que se aprovecha una de sus útiles características: la tensión (cuasi) triangular presente en su entrada inversora. La señal se aplica a la entrada no inversora del comparador A_2, cuya tensión de referencia se ajusta por medio de la resistencia ajustable P_1. La salida del comparador consiste en una señal rectangular de frecuencia aproximada a los 200 Hz y duración del pulso variable entre cero y el cien por cien. El punto de inicio de los pulsos se determina en función del ajuste de P_1. La función de conmutación se efectúa por medio del transistor T_1 que conmuta la corriente, relativamente alta, necesaria para el display, hasta los 5 A.

1



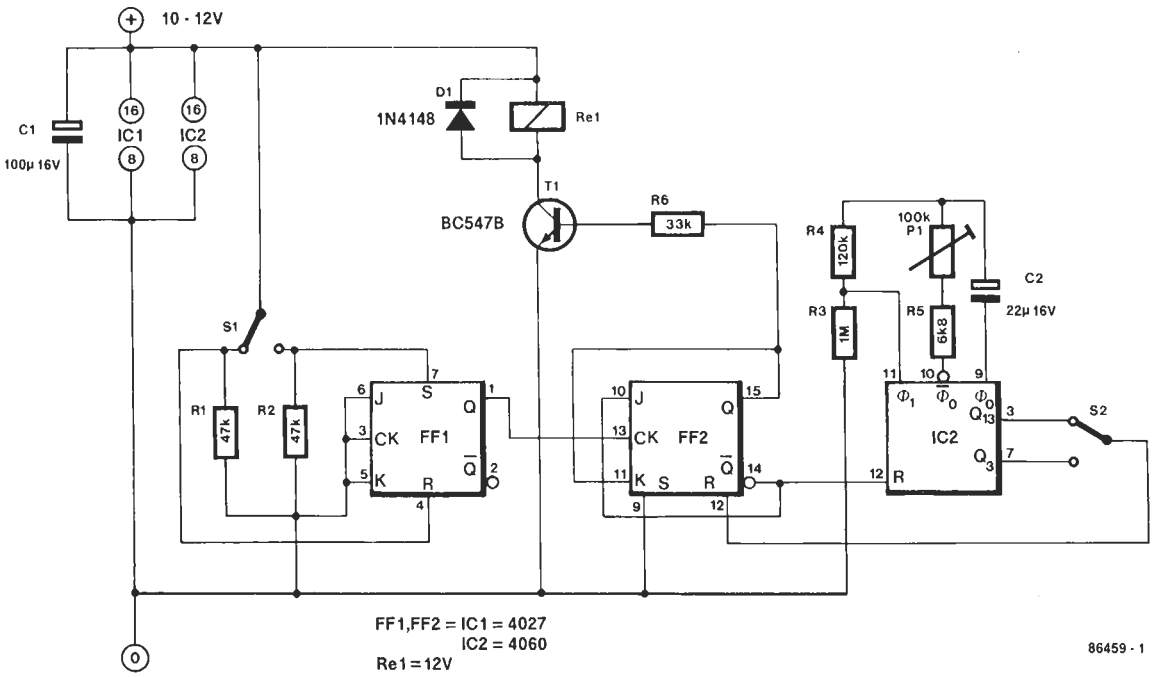
La tensión de alimentación debe estar comprendida entre 5 V y 30 V, teniendo presente que la eficiencia del circuito está en relación directa con la tensión de alimentación.

91 Temporizador de larga duración

Este circuito, cuyos únicos elementos activos son un transistor y tres circuitos integrados, genera unas temporizaciones que van desde algunos segundos a una docena de horas (el aumento del valor de C2 permite llegar hasta 24 horas).

Una acción momentánea sobre S1, un inversor simple o mejor todavía un pulsador de contacto momentáneo y retorno automático, excita el relé R1 y arranca el temporizador. La duración del intervalo que separa el instante de puesta en funcionamiento con el de corte puede hacerse por medio de P1, ajustándolo entre 1 y 12 horas. Para alcanzar tiempos de temporización más largos se puede aumentar el valor de C2: al multiplicar por dos el valor de este condensador se multiplica por dos el tiempo que separa el cierre del relé (y la puesta en tensión del aparato conectado a este montaje) del instante de apertura del relé (y por tanto de dejar sin tensión al aparato). La (re)carga de las baterías CdNi es un ejemplo del campo particularmente interesante al que se puede aplicar este temporizador. Volviendo a actuar sobre S1 se provoca una nueva interrupción del

1



proceso y la apertura del relé. Después de haber visto el principio de este temporizador veamos su funcionamiento electrónico.

La báscula FF1 asociada a S1 constituye un conmutador caracterizado por una ausencia de rebotes. Una acción sobre S1 provoca la aparición de un flanco ascendente en la entrada de reloj de la báscula FF2, provocando un cambio en el estado de esta última. En ausencia de una nueva pulsación de S1, la salida /Q de FF1 permanece a nivel lógico alto, de forma que el oscilador IC2 está permanentemente puesto a cero; en estas condiciones el relé queda desconectado. Cuando se libera el oscilador, la sección contadora de este integrado se pone en funcionamiento, proceso que continúa hasta que la salida elegida con S2 pasa a nivel lógico alto. Esta salida está conectada a la entrada de puesta a cero de FF2, lo que a su vez produce la parada del oscilador/contador. Para disminuir el tiempo de este proceso se recomienda escoger la salida Q3 de IC2, en lugar de Q13. Con los valores adoptados en el esquema, se deberá observar la desconexión tras un intervalo comprendido (según la posición de P1) entre 3 y 45 segundos. Una vez comprobado esto se puede colocar S2 en la salida de Q13, con lo que los tiempos quedarán multiplicados por 1.024.

El montaje no emplea más que circuitos CMOS, conocidos por su débil consumo; el consumo total del circuito es, prácticamente, el del relé.

92 Codificador prioritario de potencia

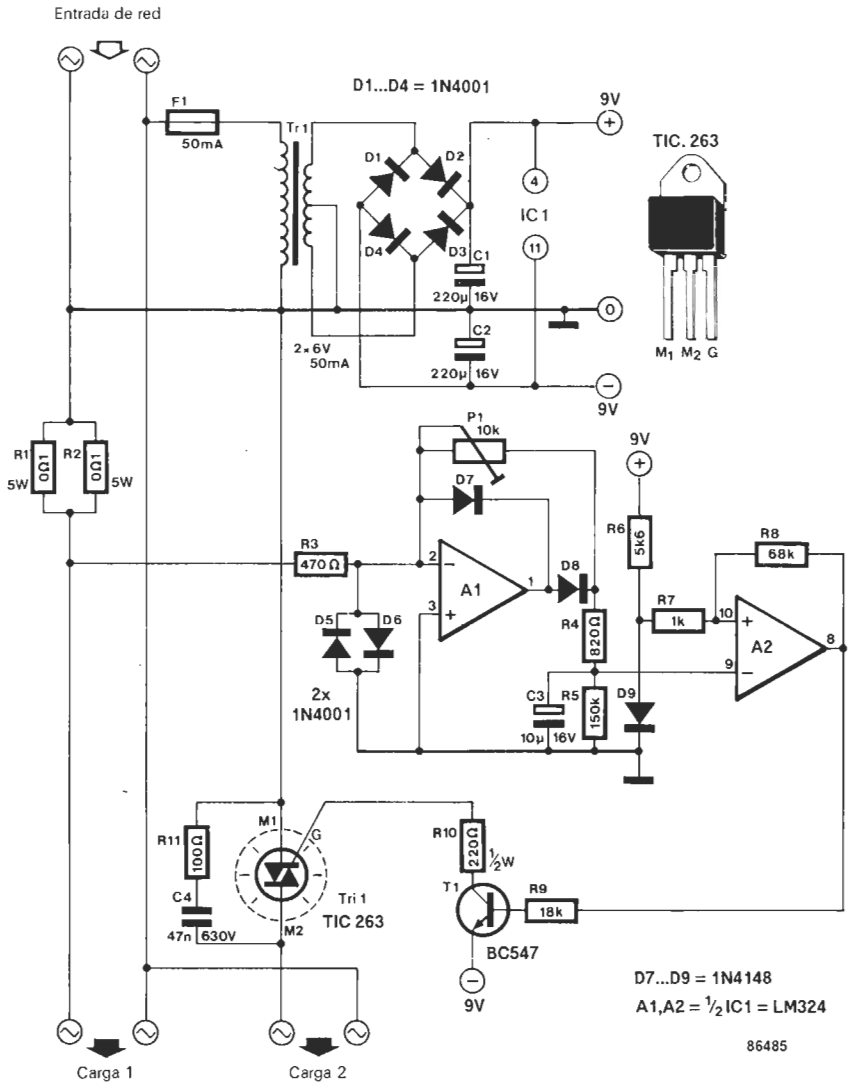
¿Tiene problemas con los fusibles eléctricos? Esto no es extraño, si, como el que ha ideado este montaje, tiene una lavadora, secadora, lavavajillas y un gran soldador, y una serie de aparatos que utiliza a menudo juntos... Y además de esto, la instalación eléctrica de vuestro domicilio no es muy moderna, y no dispone de un fusible separado para cada uno de estos aparatos. Entonces, sin ninguna duda el montaje presentado aquí le interesará. Incluso hay importantes cambios que realizará sin demora. Gracias a ello, podrá dar prioridad a uno de los aparatos (lavadora, por ejemplo) sobre otro (secadora). Cuando la corriente sobrepase un valor de referencia, la segunda máquina se pondrá fuera de servicio durante un instante, hasta que la corriente baje del valor de referencia:

La corriente de la máquina se mide en R1/R2, cuya resistencia total no es más que 0,05Ω. Sin embargo, las importantes corrientes que circulan por estas resistencias imponen una ventilación consecuente.

La tensión sobre R1 y R2 rectificada y amplificada por A1, con una ganancia regulable mediante P1, del cual dependerá el umbral a partir del cual la segunda máquina dejará de ser alimentada.

C3 y C8 funcionan como detector de pico; esto permite promediar las semi-alternancias sinusoidales (rectificada en media onda por A1). La adición de R4 entre D8 y C3 da una constante de tiempo gracias a la cual las intensidades de corriente brutales, pero de corta duración (puesta en marcha de un motor) no son tomadas en cuenta por el circuito. El comparador A2 se encarga de cebar el triac. Tan pronto como la tensión en bornes de C3 sobrepasa el valor de referencia, fijado sobre la entrada positiva del amplificador operacional con la ayuda de D9, la base de T1 es enviada a un potencial próximo a la tensión negativa (–9V) por la salida de A2, y el triac se bloquea. La histéresis indispensable en tal circuito se introduce por R7 y R8. Hay que destacar el hecho de que la corriente al atravesar la

1



puerta del triac es continua y negativa, el codificador prioritario de potencia podrá comandar tanto las cargas capacitivas como inductivas.

D5 y D6 protegen A1 contra los picos de tensión de la red y contra una rotura inesperada pero no menos definitiva de R1 y R2 (no se sabe nunca). En todo caso, hace falta impedir que la diferencia de potencial entre las dos entradas de A1 sea la tensión de la red.

Además de la disipación de R1 y R2, la del triac también es importante. Por tanto hay que dotarlo de un radiador bien dimensionado.

Para una carga de 2KW por ejemplo, es necesaria una característica de radiación de 4ºC/W, ¡nada menos!

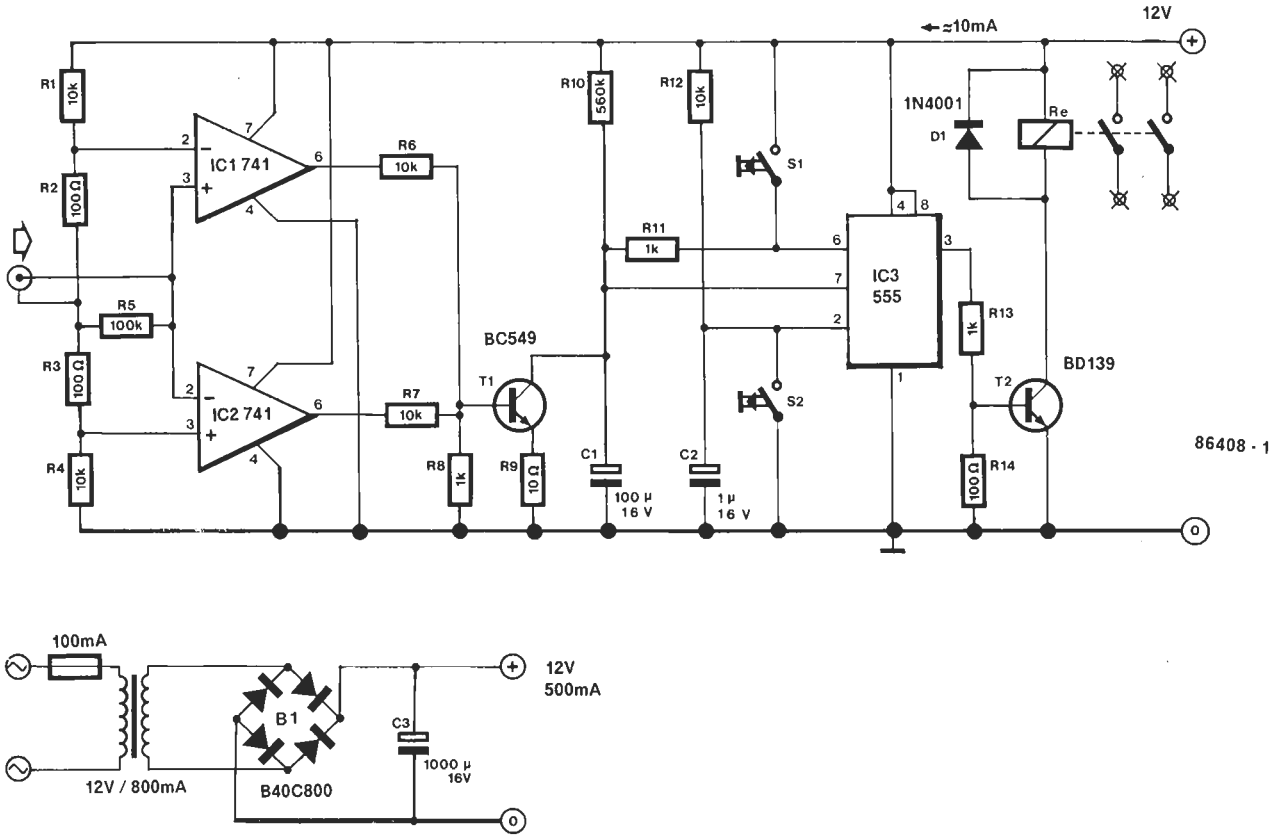
93 Parada automática para instalación audio

A los que nos gusta tanto adormecernos con una dulce música de fondo, alguna vez nos ha ocurrido que, llegado el momento de despertarse por la mañana, constatamos que el dulzor de los brazos de Morfeo, ha hecho que nos olvidemos de apagar la cadena audio antes de cerrar los párpados. ¿Qué tiene eso de malo? dirán algunos. Las duras realidades de la electrónica quieren que la duración de la vida real de un aparato esté en relación directa con la duración de su utilización efectiva. También, se evita dejar inútilmente un aparato encendido durante horas. El montaje que hemos descrito pone fin a este problema definitivamente. En efecto, al final del disco o de la cinta (cualquier ausencia prolongada de la señal), la electrónica corta la tensión de alimentación de la instalación de audio.

Para hacer esto, hace falta reemplazar por S2 el interruptor de encendido de la instalación. La puesta fuera de tensión es automática, pero se puede obtener igualmente de forma manual con S1. La parada automática se produce de 1 a 2 minutos después del último sonido. Si aún no quiere dormirse, tendrá que cambiar el disco o la cinta antes de que pase este intervalo.

A la izquierda del sistema, se ve el punto de aplicación de la señal audio, señal tomada de cualquiera de las vías de la instalación audio; lo importante es la presencia en este punto de una señal de nivel suficiente, como por ejemplo, la dis-

1



ponible a la salida del amplificador de potencia. El divisor de tensión constituido por las resistencias R1...R4 mantiene a unos 6V la masa de la señal. De esta manera, los potenciales de masa de la señal y de este montaje no son idénticos. IC1 e IC2 están montados como comparadores; la salida del primero pasa al nivel de tensión de alimentación cuando el nivel de la señal sobrepasa +50mV. Por su parte, la salida de IC2 sube al nivel de tensión de alimentación cuando el nivel de la señal baja de -50mV. Las resistencias R6, R7 y R8 forman una puerta OR que conecta al transistor T1. Cuando las dos salidas se encuentran al nivel de tensión de alimentación, dicho de otra manera, cuando la señal alcanza una tensión de 100mV pico a pico, el transistor está conduciendo.

IC3 está montado como multivibrador monoestable redisparable; su duración es función de los valores de R10 y C1. El disparo del 555 se obtiene por una breve puesta a masa de la patilla 2, situación obtenida por el cierre de S2. Enseguida, la salida (patilla 3), queda alta durante 1 o 2 minutos; este tiempo es función de la corriente de fugas de IC3. La salida del multivibrador monoestable vuelve a cero cuando la tensión a los bornes de C1 sobrepasa un valor dado. En cuanto la entrada del montaje recibe una señal musical, este cambio de estado no puede tener lugar, ya que T1 conduce, estado que provoca la descarga de C1. Si al contrario T1 se bloquea, en ausencia de señal musical, C1 se puede cargar hasta que la tensión de sus bornes tenga el nivel suficiente para provocar el cambio de la salida del multivibrador. El usuario puede provocar este cambio artificialmente, pulsando S1, acción que vuelve a poner la patilla 6 del 555 a 12V (la tensión de alimentación). Si la salida de IC3 pasa a cero, C1 se descarga directamente a través de la patilla 7 del 555. La resistencia R11 protege al circuito integrado contra un cortocircuito franco provocado por T1, el temporizador no puede evitar este tipo de situaciones.

El paso al nivel de la tensión de alimentación de la salida IC3 vuelve T2 conductor, provocando la conexión del relé y la puesta bajo tensión de la instalación audio (a condición por supuesto que los contactos del relé estén conectados convenientemente).

En el encendido, se crean en los bornes del relé tensiones inductivas que podrían poner T2 en condiciones desfavorables; la implantación de un diodo como D1 es suficiente para proteger a este transistor.

94 Elevador de tensión monolítico

Este circuito convertidor de corriente continua puede ser de utilidad para su incorporación en equipos que requieran la existencia de una tensión de alimentación por encima de la alimentación del circuito normal; por ejemplo, +5 V. Por consiguiente, es ideal para generar la tensión de +8...12 V necesaria para alimentar los dispositivos emisores de RS232 o la tensión de programación de +25 V para las memorias EPROM. El convertidor de corriente continua tipo L497 requiere muy pocos componentes pasivos adicionales para obtener cualquiera de las tensiones de salidas indicadas en la tabla adjunta. La inductancia total de L_1 debe ser del orden de 100 μH. La resistencia R_1 debe dimensionarse como se indica en la tabla para cualquiera de las tensiones de salida en condiciones sin carga. Observe que la tensión a través de R_2 está fijada a 1,2 V y que, por consiguiente, el valor de R_1 puede calcularse a partir de:

$R_1 = (V_{out} - 1{,}2)$ <kΩ>

Finalmente, la corriente de salida puede reforzarse por medio de un transistor de potencia media en una configuración adecuada en la salida de V_0.

En cuanto a los componentes asociados con el circuito integrado convertidor, hay que destacar a L_1, que es una bobina pequeña, fácilmente obtenible devanando unas 85 espiras de hilo de cobre esmaltado de calibre 34 SWG (∅ 0,2 mm) sobre un pequeño núcleo (11 × 7 mm) que tiene una relación Al de 160; por ejemplo, el tipo 6531-L160-A48 de Siemens.

1

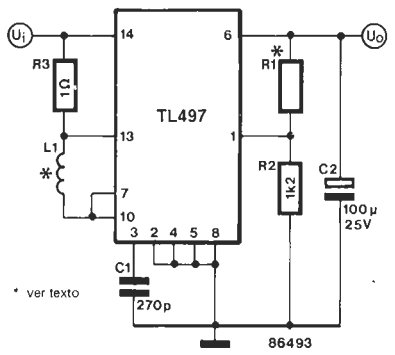


Tabla 1

Vi	Vo*	Ii (max)	R1▼
5	10	125	8.8
5	15	80	13.8
5	20	60	18.8
5	25	50	23.8
<V>	<V>	<mA>	<kΩ>

* Tensión de salida sin carga.
▼ Valor teórico; seleccionar el valor más próximo de la serie E12 o E24

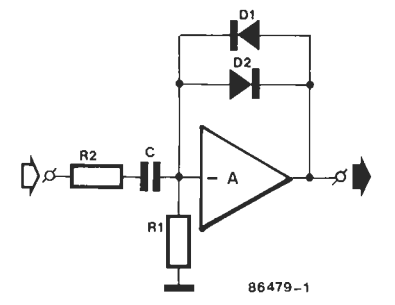
95 Procesador de señal microfónica

Para los sistemas de llamada, búsqueda y mensáfonos, es indispensable hacer que la amplificación de la señal se mantenga dentro de ciertos límites. Este «tratamiento» se realiza ya sea con la ayuda de un compresor o de un recortador. La distorsión introducida por un compresor es débil, pero el circuito electrónico es complejo. En el caso del recortador es exactamente a la inversa: su realización es simple, pero implica distorsiones armónicas o de intermodulación; esta última está lejos de ser la más adecuada. La implantación de un recortador en un sistema de tratamiento de señal audio será menos criticable y criticada si el recorte se acompaña de un nivel de distorsión de intermodulación menor.

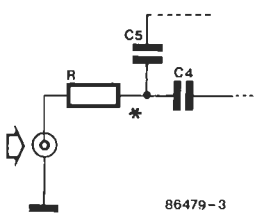
Con el circuito que les presentamos aquí, la distorsión de intermodulación se reduce notablemente por la utilización de una frecuencia de corte controlada por la señal.

La figura 1 ilustra el principio del circuito. El amplificador se caracteriza por una impedancia de entrada muy elevada (el valor de R1). Si el nivel de la señal es tan pequeño que los diodos no son aún conductores, la frecuencia del punto de corte está determinado por los valores de R1 y C. Cuando los diodos se vuelvan conductores, la impedancia de entrada del amplificador disminuye, lo que implica un desplazamiento hacia arriba de la fre-

1



3



2

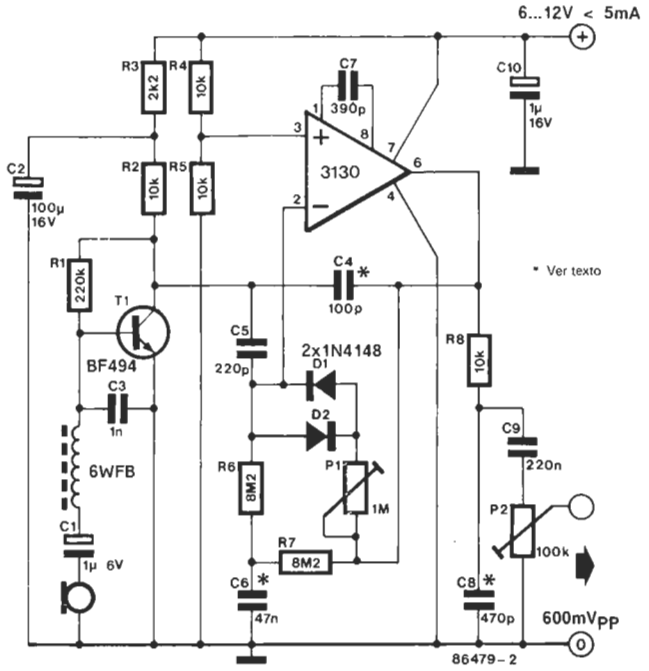


Tabla 1

aplicación	C4	C6	C8
Hi-Fi	—	47 n	470 p
Comunicación/intercom.	100 a 220 p	0 a 4n7	4n7

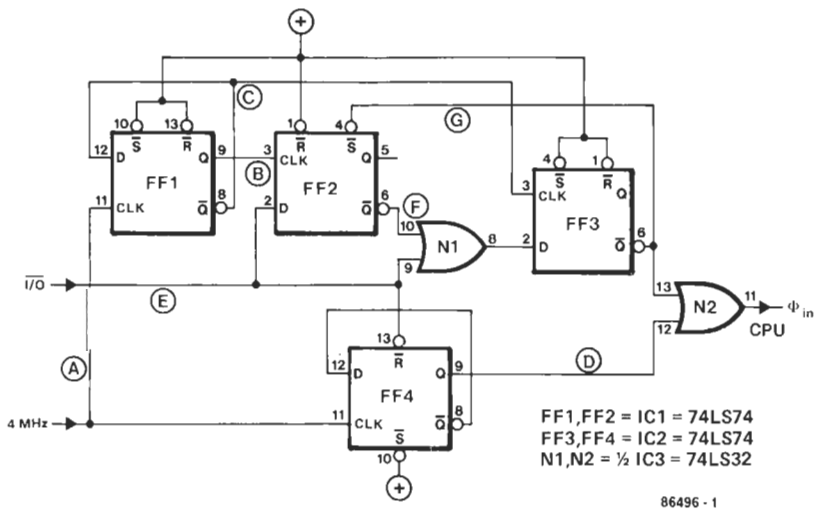
cuencia de corte. De esta manera, las frecuencias bajas sufren una amplificación menor, lo que hace que la inteligibilidad sea mejor. La inteligibilidad de una señal tratada con este procedimiento es notablemente mejor que la de una señal que sufre un recorte sin más. El procesador descrito aquí puede ser utilizado igualmente para tratar una señal musical.

La figura 2 muestra el esquema práctico simplificado del procedimiento que acabamos de señalar. T1 hace el trabajo de preamplificador para micro; su contribución al ruido total es pequeña. A1 constituye el corazón del dispositivo de recorte. P1 permite ajustar el nivel «material» del recorte. Los valores a dar a algunos de los componentes dependen de la aplicación considerada. El cuadro de los valores de referencia. Si la señal de entrada posee un nivel suficiente (superior a unos 100mV), se podrá prescindir de la etapa. En este caso la señal es directamente aplicada al punto nodel de C4 y C5 a través de una resistencia (R de la figura 3). Se dará a esta resistencia un valor tal que con la impedancia del micro elegida, se llegue a un valor de 10kΩ.

96 Cambio de velocidad para CPU

El usuario del sistema 6502/1 MHz tiene buenas razones para invertir en la compra de una unidad central del tipo 6502-A/2 MHz: la ganancia de tiempo es considerable, sobre todo cuando los cálculos son complejos... y como regla general en todos los bucles FOR-NEXT. Por otro lado la adquisición de periféricos capaces de funcionar a 2 MHz es mucho menos rentable: ¿para qué disponer de un PIA/2 MHz para controlar una impresora cuya velocidad de impresión difícilmente alcanza una centena de caracteres por segundo? Ciertos circuitos periféricos como el procesador gráfico 9367, por rápidos que sean en la ejecución de su labor no pueden comunicarse por el bus de datos más que a 1 MHz. Para todos estos casos, es preferible frenar el reloj de la unidad central para cada acceso a un periférico lento, después volver a pasar a velocidad elevada en cuanto este acceso se haya terminado, es por eso por lo que el circui-

1



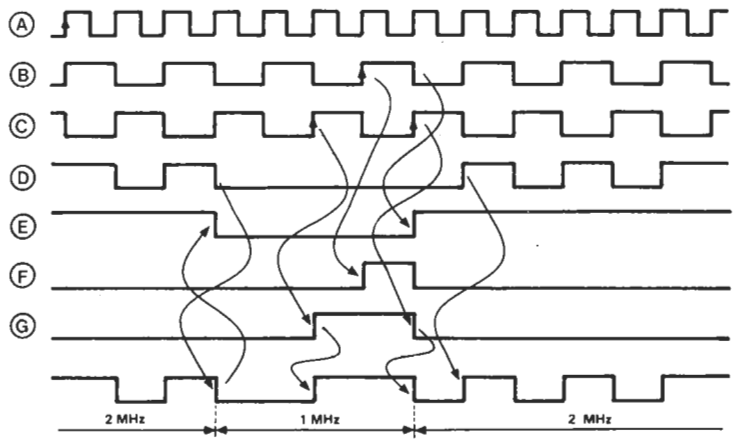
to presentado se llama «cambio de velocidad»...

El problema del cambio de frecuencia del reloj no es simple, porque la conmutación se hace cuando el ciclo de acceso al circuito periférico ya ha comenzado. Por tanto, debe restituir una señal de reloj sincronizada y no perturbar su relación cíclica. Esto implica algunas precauciones.

El circuito ha sido puesto a punto por una conmutación de 2 MHz hacia 1 MHz a partir de un reloj de 4 MHz. La única señal necesaria para el funcionamiento del circuito, para este reloj de 4 MHz, es la señal $\overline{I/O}$, activa al nivel lógico bajo a partir del principio del ciclo de direccionamiento del periférico lento para el cual se hace la conmutación. La señal $\overline{I/O}$ es ni más ni menos que la señal de decodificación de dirección de la zona en la que conviene frenar a la CPU. Pero cuidado, la lógica que genera esta señal no debe en ningún caso llevar una señal de sincronización del bus de datos del tipo 02 en el 6502 por ejemplo; ya que esta no interviene en la segunda mitad del ciclo de direccionamiento, de forma que la señal $\overline{I/O}$ combinada con la señal 02 llegaría demasiado tarde para controlar la caja de velocidades. Esto implica que si se quiere frenar una CPU durante sus accesos a la tarjeta gráfica de Elektor por ejemplo (ver Elektor N.º 71, página 4-32) no se puede tomar la señal $\overline{XX5X}$ como señal $\overline{I/O}$. La señal de validación de la patilla 19 de IC1 de esta tarjeta, se utiliza con todos los inconvenientes de la codificación de direcciones muy amplia de una zona de memoria más extensa que la ocupada por la tarjeta gráfica. Solución: montar un 74LS138 en las patillas 1...5 y 8 de IC2. Su patilla 6 se unirá a la patilla 16 (supresión de 02). La señal I/O será tomada de la patilla 10.

No nos es posible en este artículo entrar en el detalle del funcionamiento de la caja de velocidades. Es por eso por lo que adjuntamos el diagrama de tiempos de todas las señales, que permitirá a los lectores interesados observar la forma de trabajo del circuito.

2

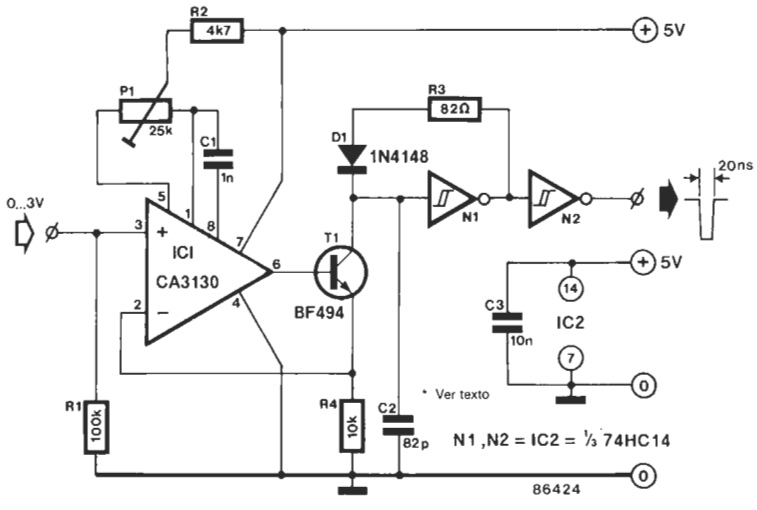


97 Generador rápido de pulso controlado por tensión

Ciertas medidas y aplicaciones de control de procesos necesitan un generador de pulsos que trabaje en un amplio margen de frecuencias, produciendo, sin embargo, un pulso muy estrecho. Por esta razón, el circuito propuesto emplea puertas del tipo HCMOS (High-speed Coplementary MOS); el prototipo produjo, típicamente, un ancho de pulso de unos 20 ns dentro de un margen de frecuencias que va desde algunos centenares de hercios a 25 MHz.

La combinación IC1-T1 es una fuente de corriente controlada por tensión que descarga a C2. La carga rápida de este condensador se efectúa por medio de la tensión en la salida de la puerta, trigger Schimitt, N1, a través de la red R3-D1. La frecuencia inferior de trabajo del circuito depende, principalmente, de la tensión de desplazamiento (offset) de IC1. Para poder ajustar el límite de esta frecuencia inferior, T1 debe ser dispuesto de forma que no extraiga ninguna corriente cuando la tensión de entrada del operacional es de 0 V; para ello, debe ajustarse correctamente el ajustable P1. Finalmente, el ancho del pulso de salida puede ser ampliado aumentando la capacidad de C2; este aumento no altera el margen de frecuencias disponibles.

1



98 Cara o cruz

Una fila de 6LED rojos, y en el centro un LED verde encendido. Se aprieta el botón: el LED verde se apaga y es uno de los 6 LED rojos que se ilumina, de un lado o del otro del LED verde. Esto es una cara o cruz, con más de un matiz posible entre los 3 LED de cada lado.

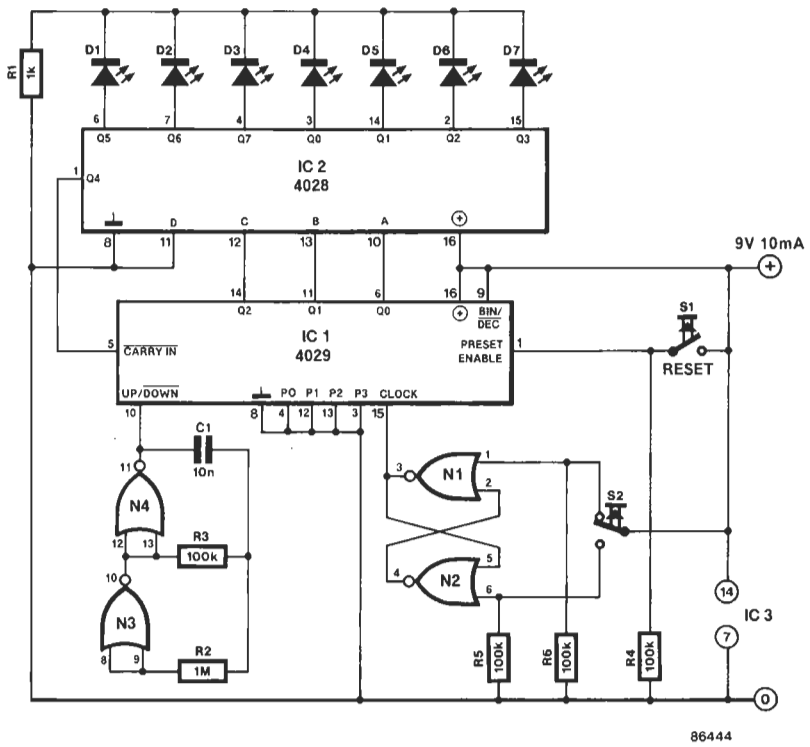
Para inicializar el circuito, hace falta pulsar en S1: el contador IC1 carga el valor programado sobre sus entradas P0...P3 y lo transfiere sobre sus salidas Q0...Q2. Como las 4 entradas de programación son todas a masa, el valor será 0. El decodificador BCD/decimal va a activar su salida Q0: el LED verde se ilumina, los otros permanecen apagados.

Cuando se pulsa S2, la báscula N1/N2 cambia de estado, da un impulso de reloj sobre la patilla 15 de IC1. Según el nivel lógico presentado sobre la entrada UP/DOWN, IC1 va incrementando o disminuyendo el valor de salida: de 000 se convierte 001 (incremento) o 111 (decremento). En este caso, D5 se ilumina, en el otro es D7. Es imposible preveer cuál de las dos será, en razón de la elevada frecuencia del oscilador N3/N4 que modifica a toda prisa el nivel lógico sobre la entrada UP/DOWN.

El hecho de tener realimentada la salida Q4 de IC2 sobre la entrada «retenida» del mismo, por el efecto de bloquear el conteo desde el 3 al 5.

Para terminar, precisemos que si no se acciona S1 después de la primera presión sobre S2 se obtendrá la iluminación aleatoria de una de los otros LED rojos después de una nueva presión sobre S2.

1



D1...D3, D5...D7 = LED 5 mm rojo
D4 = LED 5 mm verde
N1...N4 = IC 3 = 4001

99 Conmutador para Euroconector

Este circuito no es una novedad técnica, pero tiene amplios usos prácticos. Permite conectar permanentemente un vídeo-reproductor y un ordenador al Euroconector situado en la trasera del televisor; esto evita tener que enchufar uno y desenchufar el otro, con la incomodidad que supone la situación del conector en el televisor, y el desgaste del mismo.

El empleo de un conmutador mecánico en nuestro esquema permite, por un lado, la ausencia de alimentaciones, y, por otro, mantener el elevado ancho de banda necesario para el Euroconector, sin necesidad de complejos esquemas. El circuito se construye con una pequeña caja (110 × 60 × 30 mm) de metal, un conmutador de 6 circuitos dos posiciones, dos conectores hembras (de chásis), un conector macho (aéreo) y un trozo de cable coaxial. En la caja se realizarán los taladros necesarios para fijar los dos conectores hembra, la salida del cable coaxial, y el conmutador. El diagrama de conexión se ve en la figura 1. El conector macho se coloca en el final libre del cable, que no debe tener una longitud mayor de 1 metro.

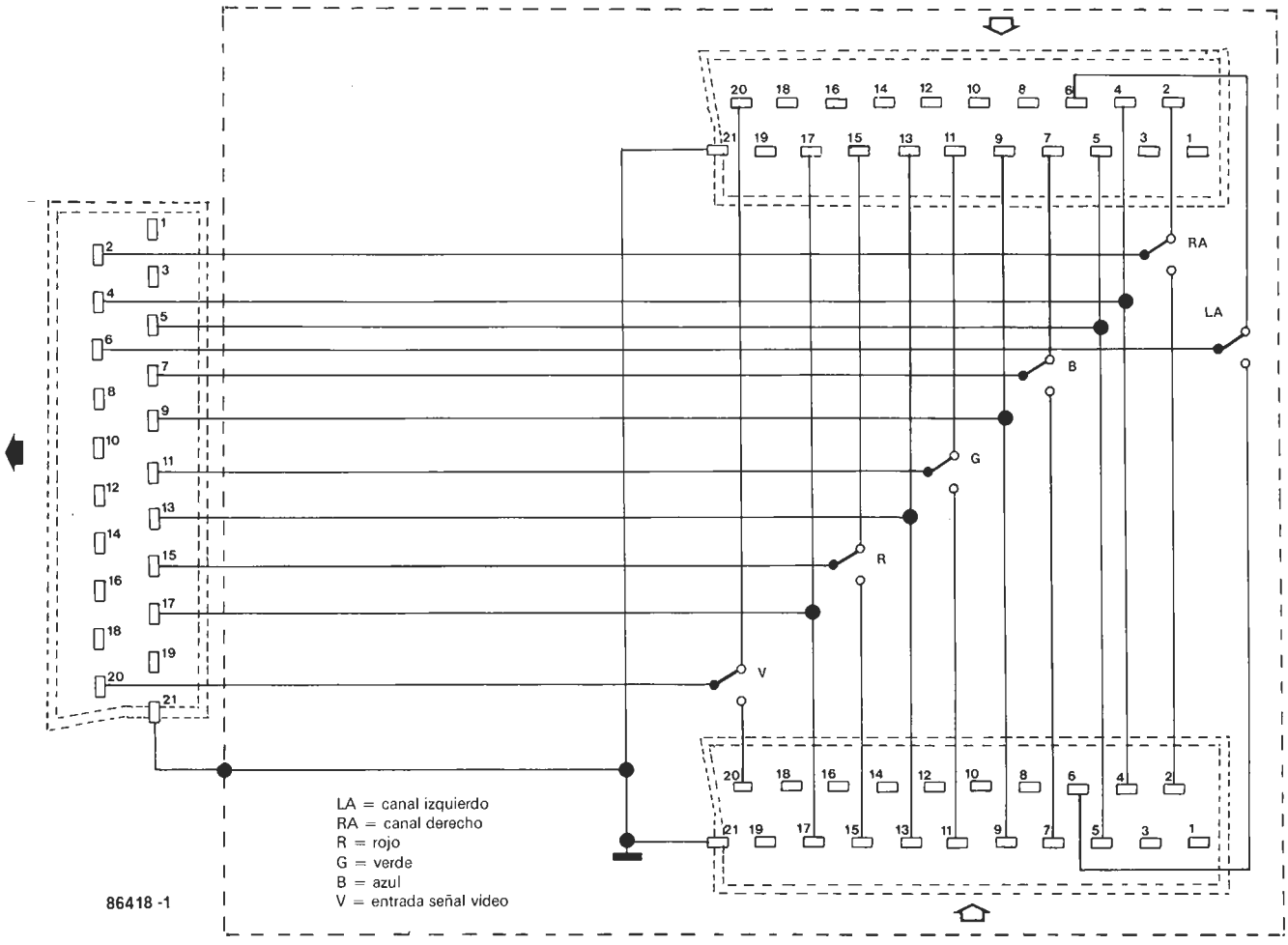
Las conexiones están indicadas en la tabla adjunta.

El conmutador completo se situará en un lugar accesible (sobre el televisor o sobre el vídeo), mientras que el macho se conecta al televisor. Los conectores hembras recibirán la correspondiente salida del vídeo y del ordenador, respectivamente.

Una vez hecho esto, resulta sencillo seleccionar una u otra fuente de señal.

Patilla	Función	Nivel
1	Salida audio (canal derecho o 2)	0.5 V para impedancia de salida > 1 KΩ
2	Salida audio (canal derecho o 2)	0.5 V para impedancia de salida > 10 KΩ
3	Salida audio (canal izquierdo, 1 o mono)	0.5 V para impedancia de salida > 1 KΩ
4	Tierra de audio	
5	Tierra del azul	
6	Salida audio (canal izquierdo, 1 o mono)	0.5 V para impedancia de salida > 10 KΩ
7	Componente azul (B)	Diferencia entre el nivel de pico y el nivel de blanking=0.7 V.; impedancia de carga=75 Ω tensión continua superpuesta=0...2 V
8	Tensión de conmutación 0=receptor TV 1=unidades remotas	
9	Tierra del verde	
10	No empleado	
11	Componente verde	Idéntico a la patilla 7
12	No empleado	
13	Tierra del rojo	
14	No empleado	
15	Componente rojo	Idéntico a la patilla 7
16	Señal de blanking	0=0...0.4 V 1=1...3 V
17	Masa del vídeo	
18	Masa del blanking	
19	Salida vídeo	Diferencia entre el nivel de pico y el nivel de sincro=1 V.; impedancia de salida=75 Ω tensión continua superpuesta=0...2 V Nivel sincro=0.3 Vpp
20		Idéntica a la 19
21	Tornillo de tierra y/o masa	

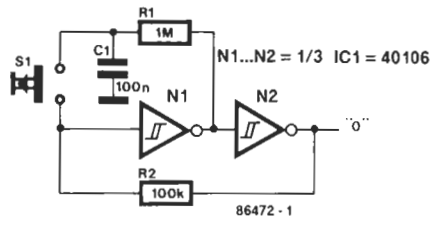
1



100 Biestable con dos puertas

A pesar de su simplicidad, el circuito digital adjunto da la posibilidad de adaptar un simple pulsador como control de dos estados, con memoria, siendo utilizable en multitud de diseños electrónicos. El funcionamiento como biestable puede ser comprendido mejor si suponemos que, inicialmente, la entrada del inversor, trigger Schmitt, N1 está a nivel lógico alto; la salida de N2 quedará, por tanto, a nivel alto. Se puede observar que el condensador C1 estará descargado, debido al nivel bajo presente en la salida de N1. Al cerrar el contacto del pulsador, en el nivel bajo en la entrada de N1 hace que la salida de N2 cambie de estado; el condensador C1 se carga a través de la resistencia R1, almacenando un nivel alto al cabo de un cierto tiempo (determinado por la constante R1-C1), de forma que la siguiente pulsación de S1 hace cambiar de nuevo el nivel de salida. Se ha comprobado que los valores indicados de resistencia proporcionan la óptima estabilidad del biestable, mientras que el empleo de inversiones CMOS trigger Schmitt es esencial para una correcta operación.

1

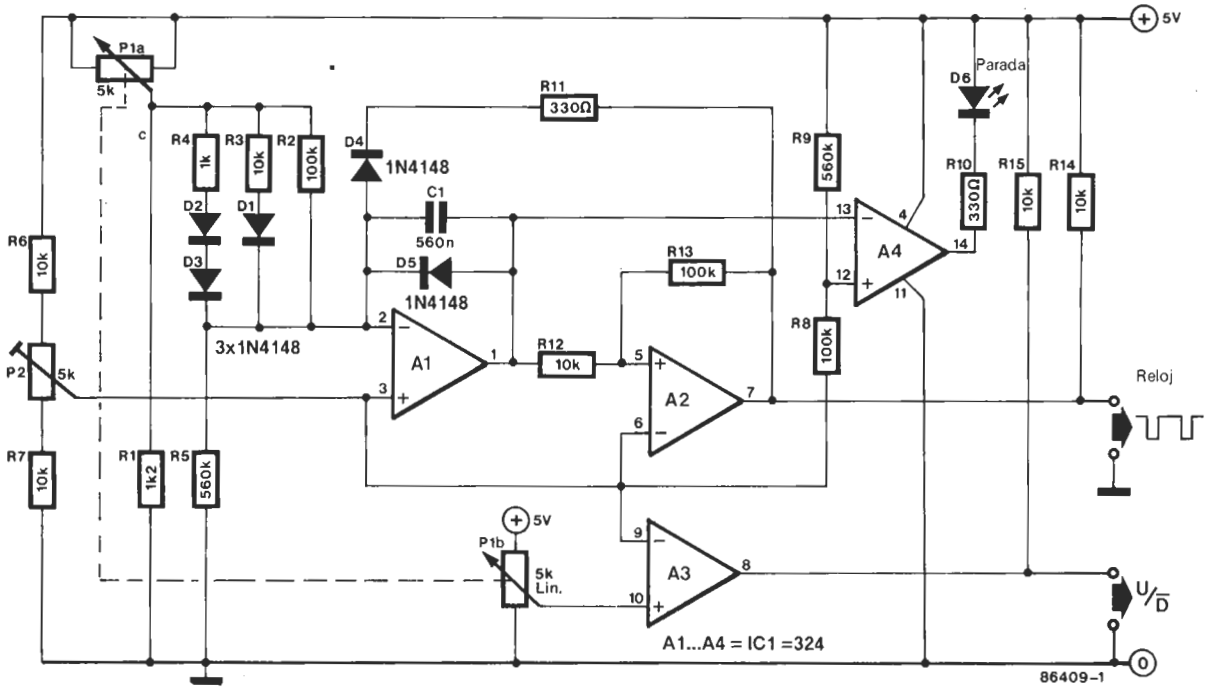


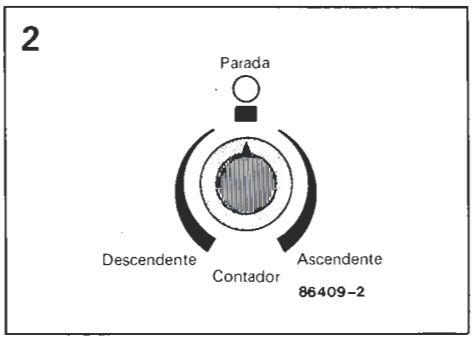
101 Generador de reloj ascendente/descendente

Resulta ya tradicional incluir varios generadores de reloj en nuestro especial de verano, y esta tradición se continúa en el presente diseño, que, a diferencia de otros circuitos de función similar, está realizado con componentes lineales; otra de sus características es que proporciona una indicación del sentido de conteo además de una señal cuadrada de frecuencia variable entre 0 y varios Kilohercios. La señal de salida, y el indicador de dirección están controlados por un único potenciómetro; cuando este se coloca en el centro de su recorrido, el circuito está inactivo. Girando el potenciómetro en un sentido u otro, la salida U/D toma el valor digital correspondiente y la frecuencia de la salida de reloj va aumentando cuanto más se gira el potenciómetro.

El principio de funcionamiento es el siguiente: los operacionales A1 y A2 for-

1





man un generador de onda cuadrada y rectangular. El flanco de bajada de la onda triangular tiene una duración fija de 200 μs, definida por la corriente a través de D4. El tiempo de subida, sin embargo, depende de la posición del cursor de P1. El cursor de P2 se ajusta de forma que se obtenga una tensión ligeramente superior a la de P1, cuando éste está en el centro de su recorrido. El led de «parada» se enciende con esta condición. Si P1 se gira en cualquier sentido, la tensión sobre R1 crece, y provoca un aumento de corriente sobre R2. Esta corriente, y por tanto la frecuencia de salida, es proporcional a la posición del cursor de P1, pero sólo durante un cierto limitado margen. Si la tensión sobre R1, respecto a la P2, es mayor de 0.6 V, D1 comienza a conducir y conecta R3 en paralelo con R2. R2 y D3 hacen lo mismo, conectando R4 en paralelo con R2 y R3 cuando la tensión supera 1.2 V; este sistema hace que la frecuencia del oscilador sea una función exponencial de la tensión suministrada por P1. Esta disposición permite un amplio margen de frecuencias del oscilador A1-A2.

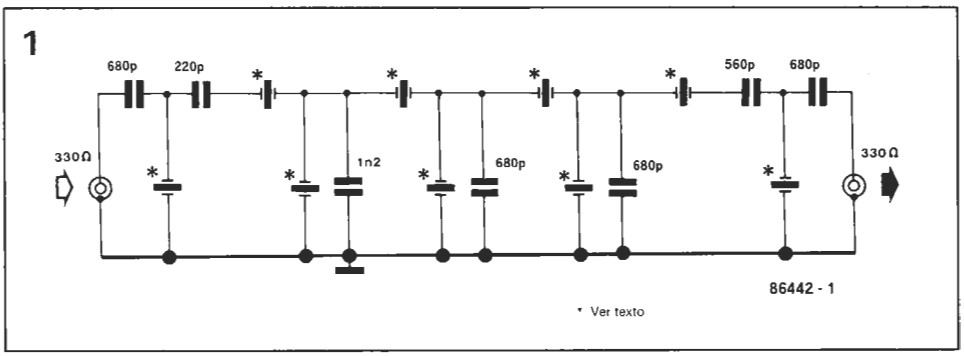
Unido a uno de los más sencillos módulos contadores (Ver Elektor 64, septiembre 85), el generador propuesto ofrece una sustitución directa para los conocidos codificadores BCD rotativos (thumbwhell switches). El valor seleccionado está presente en las salidas Q1...Q4 de IC2, así como visible en el display de 7 segmentos. Las salidas de reloj y U/D del presente generador se conectan a las correspondientes entradas de los módulos, tal como se explica en el artículo mencionado, aunque manteniendo separadas las alimentaciones de los módulos y del generador; lleve todos los puntos marcados +5 a esta tensión, excepto la patilla de alimentación del LM324, 4, y las resistencias R14 y R15, que se conectarán a los +12 del módulo. El consumo del presente generador es de 10 mA.

102 Filtro FI de banda estrecha

Como los buenos filtros de cristal son muy caros, hay una búsqueda constante de alternativas que, desde luego, sean más baratas. Una de estas es el filtro cerámico, empleado hoy día de forma habitual en los receptores de banda corta. La mala característica en temperatura, comparada con la de los filtros de cristal, no tiene normalmente mucha importancia.

Numerosos experimentos nos han llevado al circuito de la figura 1, que emplea filtros cerámicos de 455 KHz. Como los cristales usados en los ordenadores pueden localizarse actualmente a buen precio, también es posible construir un filtro similar con un cierto número de estos cristales.

El resultado de nuestros experimentos es un filtro con un ancho de banda, 3 dB, de 800 Hz; la atenuación fuera del margen de trabajo es del orden de 60 dB.



Una posible aplicación es su empleo en un receptor, con ancho de banda variable, para trabajar en SSB, AM y FM.

Otra aplicación es la de filtro de entrada en un receptor cuya dinámica no sea buena (pero cuya frecuencia intermedia no sea de 455 KHz).

Finalmente, observe que es imperativo el correcto acoplamiento, tanto en la entrada como en la salida, de las impedancias (300 ohmios).

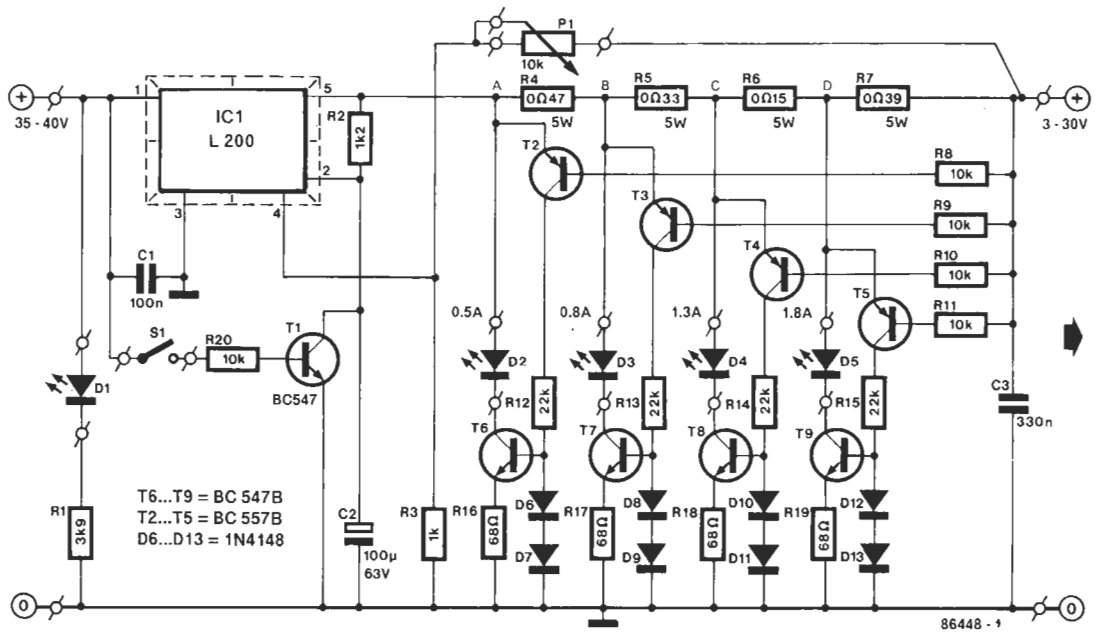
103 Indicador multicorriente

Muchos de los lectores echan de menos un voltímetro y amperímetro en su fuente de alimentación; el coste de estos aparatos, ya sean analógicos o digitales, impide su empleo en muchas ocasiones. El circuito propuesto, que no incluye la sección de rectificación y filtrado de alimentación, puede ser realizado con componentes totalmente comunes, excepto las resistencias de bajo valor.

En esta ocasión no nos detendremos en la explicación del conocido regulador L200, sino que detallaremos la sección del indicador de corriente. La figura 1 muestra que el circuito incorpora 5 leds; D1 indica la presencia de tensión de entrada, mientras los otros cuatro señalan la corriente de salida, en saltos de 0.5 A. Los leds se encienden a 0.5 A, 0.8 A, 1.3 A y 1.8. Como se puede deducir de estos datos, la fuente es capaz de suministrar hasta 2 A, con una tensión de salida comprendida entre 3 y 30 V. Los leds empleados pueden ser de cualquier color, aunque se recomienda que D5 sea de color rojo, para indicar que se está cerca de la máxima corriente de salida.

Las resistencias R4 a R7, de valor no estándar, miden el consumo de corriente. Entre el emisor de T2, punto A, y la sali-

1



da existe una cierta diferencia de tensión; cuando ésta alcanza los 0.6 V, T2, y por tanto T6, conduce, produciendo el encendido de D2. De igual forma, cuando la tensión en los puntos B, C o D alcanza los 0.6 V se iluminan los diodos D3, D4 y D5 respectivamente.

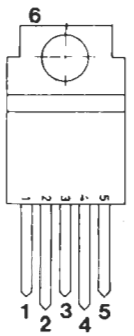
La resistencia R2 y el condensador C2 proporcionan un arranque suave en el encendido. El transistor T1 suministra un apagado rápido, al cerrar el interruptor S1, que se ha revelado como muy útil.

La sección de entrada (que no aparece en el esquema) puede estar constituida por un transformador de red, 24 V/2.8 A, un puente rectificador (por ejemplo B80C2200/3300) y un condensador de filtrado (4700 µF/40 V).

El regulador L20 debe ser colocado sobre un radiador adecuado. El integrado incorpora una protección interna frente a cortocircuitos y sobrecarga (térmica); la distribución de patillas, así como su función, se da en la figura 2.

Nota: el circuito impreso para este montaje no está disponible en nuestro servicio EPS.

2



1 = Entrada
2 = Circuito de limitación
3 = Masa
4 = Tensión de referencia
5 = Salida
6 = Masa

3 Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 3k9
R2 = 1k2
R3 = 1 k
R3 = 1 k
R4 = 0,47 Ω, 5 W
R5 = 0,33 Ω, 5 W
R6 = 0,15 Ω, 5 W
R7 = 0,39 Ω, 5 W
R8, R9, R10, R11, R20 = 10 k
R12, R13, R14, R15 = 22 k
R16, R17, R18, R19 = 68 Ω
P1 = 10 k, potenciómetro lineal

Condensadores:

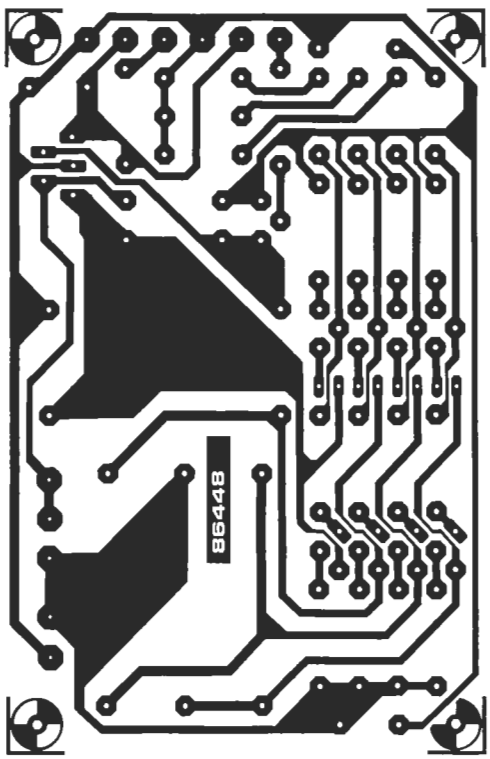
C1 = 100 n
C2 = 100 µ, 63 V
C3 = 330 n

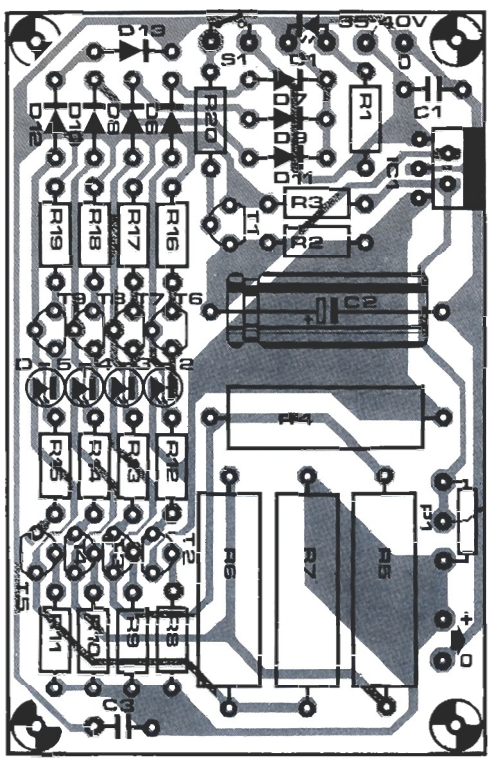
Semiconductores:

D1, D2, D3, D4, D5 = LED
D6 a D13 inc. = 1N4148
T1 = BC547
T2 a T5 incl. = BC557B
T6 a T9 incl. = BC547B
IC1 = L200

Varios:

S1 = interruptor





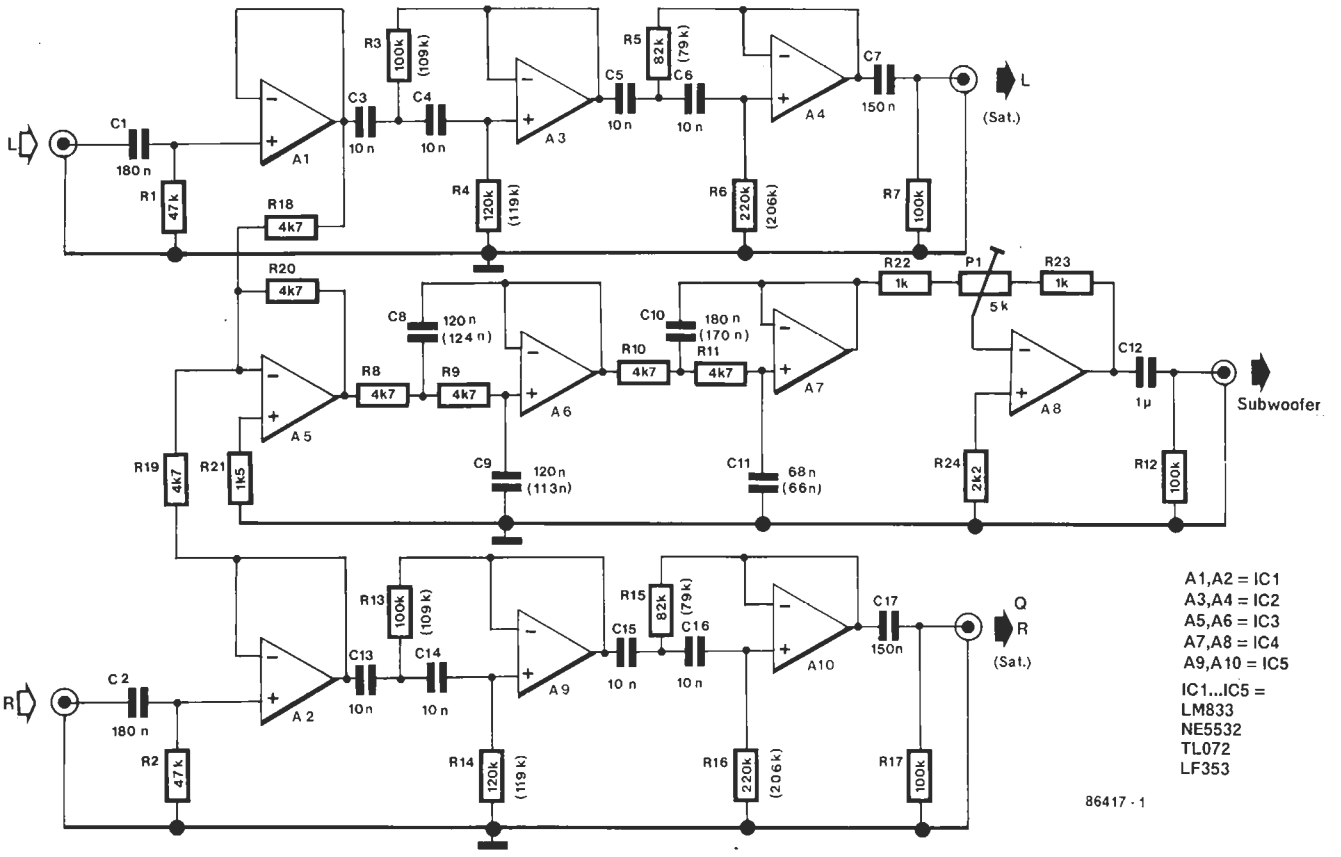
104 Filtro para sub-woofer

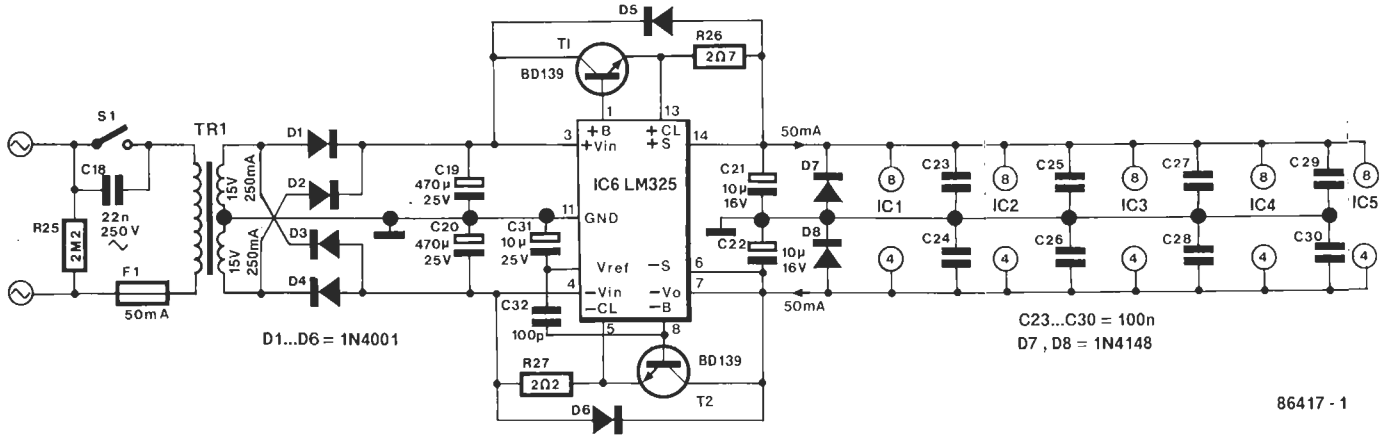
Este filtro ha sido diseñado principalmente para experimentar con un altavoz de graves. Como el oído humano no puede determinar la dirección de una onda estacionaria, la sensibilidad direccional es generalmente pobre a bajas frecuencias, por lo que puede ser superfluo tener un sistema estéreo para las frecuencias menores de 200 Hz. Por tanto, las bajas frecuencias pueden ser concentradas en un, único, buen recinto de graves, lo que permite reducir el coste total del sistema. Los altavoces satélites (Ver Elektor número 77, octubre 86) resultan el complemento ideal para las frecuencias altas.

El filtro de cruce descrito aquí está basado en un circuito de Bessel de 24 dB/octava: su frecuencia de corte está situada en unos 200 Hz. Tomando como referencia el esquema del circuito, A1 y A2 aislan las entradas de señal izquierda y derecha respectivamente. El filtro paso-alto está formado por A3-A4 para el canal izquierdo, y A9-A10 para el derecho.

Al mismo tiempo, ambos canales son combinados en A5, y la señal resultante se pasa a través del filtro paso-bajo A6-A7. La amplificación de A8 puede ser ajustada con P1, de forma que se pueda adaptar con el nivel de las señales de alta

1





frecuencia. Entre paréntesis figuran los valores calculados teóricamente, para que sean empleados por los perfeccionistas. La fuente de alimentación es de tipo simétrica, con protección contra cortocircuitos, evitando además los ruidos en el encendido y el apagado. Si se desean diferentes frecuencias, se recomienda leer el artículo «Filtro activo» publicado en el número 60, mayo 1985. Durante el diseño, se encontraron problemas de inestabilidad al emplear operacionales con entrada JFET (por ejemplo, TL074, LF353), mientras que los tipos con entrada unipolar, como el NE5534 y el LM833, funcionaron perfectamente.

105 VCO en HCMOS

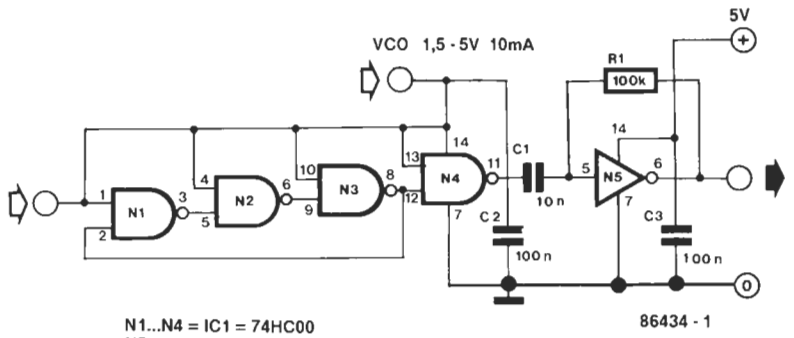
Los diseñadores ingeniosos siempre están intentando usar los integrados para aplicaciones que nadie ha pensado antes. En este circuito, un componente de la nueva familia HCMOS se emplea como oscilador controlado por tensión, VCO (Voltage Controlled Oscilator). En este caso se aprovecha la característica de los HCMOS para trabajar con tensiones de alimentación entre 2 y 6 voltios; a 6 V, estos integrados son mucho más rápidos que a 2 V.

En el presente circuito, se utiliza una «fuente de tensión», variable entre 1.5 y 5 V, como señal de entrada del oscilador, que consiste en tres puertas NAND conectadas en cascada. El VCO opera de la siguiente forma: un nivel, lógico, alto en la patilla 2 provoca un nivel bajo en la patilla 3, que a su vez produce un nivel alto en la patilla 6; la puerta N3 vuelve a invertir el nivel, de forma que se presenta un nivel lógico bajo en la patilla 2, es decir el inverso del nivel original. Sin embargo, debido a los retardos de las tres puertas que atraviesa, hay un cierto intervalo en la realimentación. El nuevo nivel bajo se propaga de nuevo a las tres puertas, produciendo pues una oscilación. La velocidad (frecuencia) de la realimentación viene determinada por el retardo propio de la puerta, que, a su vez, depende de la tensión de alimentación.

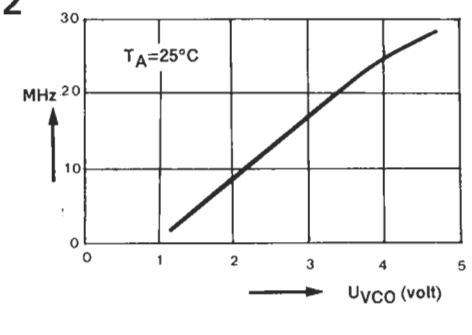
Como la tensión de pico de la salida no puede ser mayor que la de alimentación, esto es, la tensión de control (y de alimentación) del oscilador, el nivel debe ser adaptado al resto de los circuitos, que normalmente funcionan a 5 voltios, esto se realiza con el inversor N5, cuya alimentación es, siempre, de 5 V. La presencia de la resistencia de realimentación R1 en este inversor hace que trabaje como amplificador lineal. Sin embargo, su ganancia es suficientemente alta para amplificar las señales de entrada entre 2 y 5 V, dando un adecuado nivel lógico de salida.

La curva de la figura 2 muestra que la curva característica del VCO es razonablemente lineal. Con el circuito de la figura 1 no es posible obtener otras frecuencias de salida, a no ser que se aumente, un número par, la cantidad de puertas empleadas en el oscilador, lo que dará un mayor retardo, y, por tanto, una frecuencia más baja. También es posible añadir divisores en la salida del circuito.

1



2



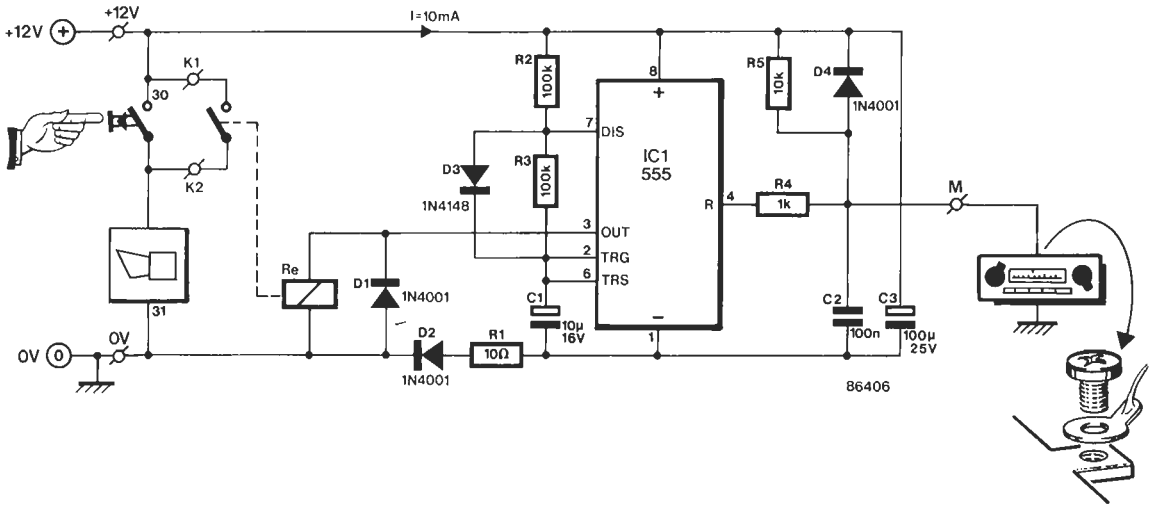
106 Alarma para autorradio

Como (casi) todo el mundo sabe (y, normalmente, más por experiencia propia que ajena) el radiocasete del coche es uno de los equipos electrónicos más «volátiles» conocidos. Por algún extraño motivo, ocupa uno de los primeros lugares en la lista de los «amigos de lo ajeno». Este circuito puede ayudar a la preservación de la especie, antes de que sea declarada «en peligro de extinción».

La función del esquema es bastante sencilla, pero eficaz: tan pronto como el casete es extraído de su sitio en el coche, la bocina comienza a sonar. Para ello, no hay más que añadir un cable de más a los que realizan la conexión entre el equipo y el coche (alimentación, altavoces, etc.). Tan pronto como este cable (que no se debe distinguir del resto) sea interrumpido pone en marcha un oscilador que maneja el cláxon.

El circuito en sí se compone de un simple temporizador, construido con el conocido 555, rodeado de algunos componen-

1



2

Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 10 Ω
R2, R3 = 100 k
R4 = 1 k
R5 = 10 k

Condensadores:

C1 = 10 µ, 16 V, electrolítico
C2 = 100 n; MKT
C3 = 100 µ, 25 V, electrolítico

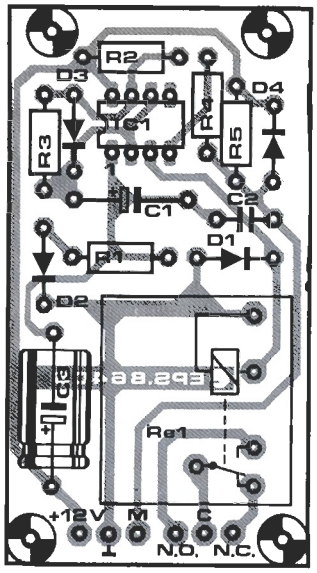
Semiconductores:

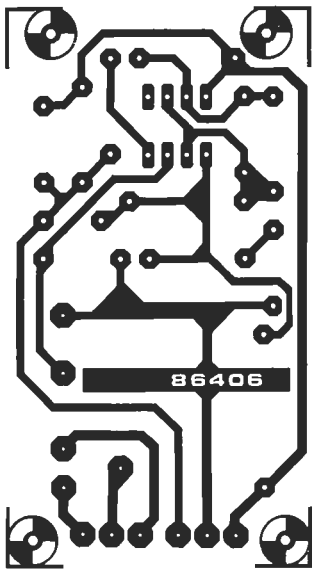
D1, D2, D4 = 1N4001
D3 = 1N4148
IC1 = 555

Varios:

Re1 = 12 V *
EPS 86406 (no disponible en el servicio EPS)
Caja de plástico apropiada

* Ver texto





tes adicionales, para formar un oscilador, cuya frecuencia está determinada por C1. El integrado controla directamente un relé, cuya bobina debe tener una resistencia menor de unos 40 ohmios.

Como se aprecia en el esquema de la figura 1, el multivibrador está en estado inactivo mientras el punto M hace contacto con masa, es decir, mientras el casete está en su alojamiento. En el momento en que se extrae el equipo, o se cortan los hilos si se trata de un equipo fijo, la tensión en M sube a los 12 voltios; esto hace que el multivibrador abandone su estado de reposo y comience a oscilar, cerrando periódicamente el contacto del relé situado en paralelo con el contacto normal del cláxon.

El circuito puede ser montado en la placa cuyo diseño se muestra en la figura 2, y en las páginas de los PCB's, aunque NO está disponible en nuestro servicio EPS.

Para una mayor solidez, se ha elegido un relé de montaje en circuito impreso, aunque se podrá sustituir por cualquier otro modelo que cumpla las condiciones de tener una bobina con resistencia mayor de 40 Ω, y cuyos contactos sean capaces de manejar la corriente de la bocina del coche.

El hilo sensor que une M con la masa, debe «ocultarse» entre los diferentes hilos de conexión del equipo, procurando que sea uno de los más exteriores, a fin de que, obligatoriamente, sea uno de los primeros que el ladrón deba cortar. El circuito puede ser instalado en cualquier sitio discreto del coche. Se recomienda colocar algún adhesivo, bien visible desde el exterior, que indique la presencia del circuito anti-robo, para evitar la (inútil) rotura de los cristales.

107 Iluminación para cuarto oscuro

Los diodos emisores de luz permiten construir una iluminación para cuarto oscuro con algunas ventajas muy interesantes: no necesitan filtros, emiten luz fría, no radian infrarrojos, y su vida útil no se ve afectada por el número de veces que se conecta y desconecta. El tipo de led empleado debe proporcionar, desde luego, una buena potencia luminosa; afortunadamente, existen hoy día muchos modelos comerciales con una intensidad luminosa de varios cientos de milicandelas.

La sensibilidad del papel fotográfico se extiende entre las longitudes de onda de 300 nm y 550 nm, mientras que la luz emitida por los LED verdes es de unos 565 nm; los de color ámbar emiten sobre unos 585 nm, y los diodos rojos alrededor de 640 nm. Como se ve por estos datos, cualquier tipo de diodo puede servir, aunque en la práctica se recomienda emplear diodos rojos o ámbar (es decir no emplear los verdes, por su proximidad en la longitud de onda). Cuando se procesa papel de alta sensibilidad o papel de negativos en color, y debido a su especial composición, sólo se debe emplear led ámbar, y con luminosidad reducida. Por ello, en la iluminación propuesta se ha previsto un control de reducción de luminosidad. Hay que llamar la atención sobre el hecho de que el papel de positivo color es sensible a todos los colores, por lo que deberá ser procesado en oscuridad total. Cuando se trabaje con papel ortocromático sólo debe emplearse led rojos.

Tomando como referencia el esquema adjunto, cada grupo de tres led se maneja desde una fuente de corriente, formada por los transistores T1 a T6 respectivamente. El nivel de corriente, y por tanto, de luminosidad de los led, se determina con el ajustable P1. El diodo zener D19 proporciona la tensión de referencia para las fuentes de corriente, asegurando que la luz emitida por el circuito permanezca virtualmente uniforme durante toda la vida útil de la pila. El nivel máximo de luminosidad se ajusta por medio de P2. Para ello, se coloca inicialmente P1 y P2 a su máxima resistencia; después, P2 se mueve hasta que se obtenga del orden de 0.2 voltios en el punto A. La máxima corriente a través de los diodos entonces es de cerca de 20 mA.

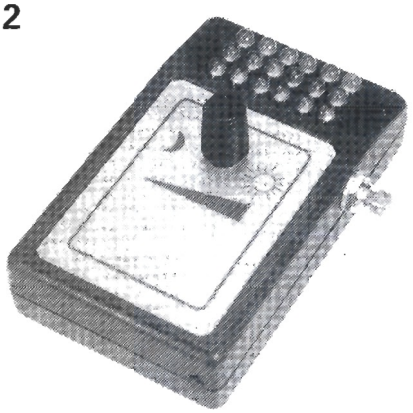
Como se ve en la fotografía, la unidad se ha construido de forma que S1 sea fácilmente accesible. Como se trata de un pulsador, la luz se apagará tan pronto se suelte la presión sobre el mismo, preservando al máximo la duración de la pila. También es posible mantener la luz permanentemente encendida, conectando una batería o alimentador externo a través del conector Uext. En este caso, la resistencia R10 debe colocarse de forma que se cumpla:

$$R10=(Uext - 9) * 10 \text{ en } K\Omega$$

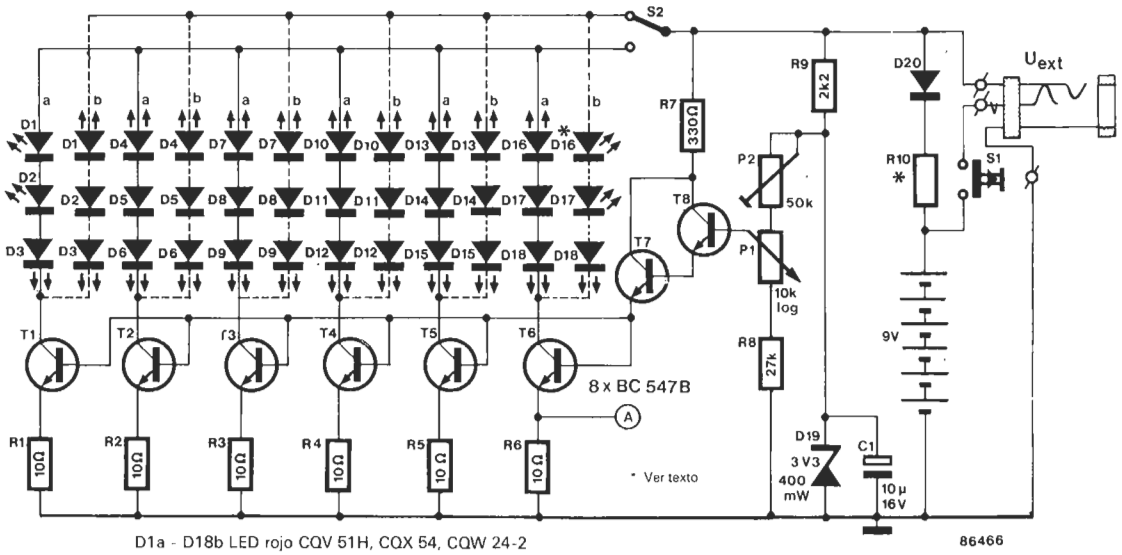
suponiendo, claro está, que la pila es recargable (NiCd). Si se emplean pilas normales, tanto R10 como D20 deben ser eliminados.

Si se utilizan diversos tipos de papel fotográfico, puede resultar interesante poder conmutar entre diodos rojos y amarillos. Para ello, se duplica cada uno de los dieciocho led de color ámbar con un led rojo, como se muestra con líneas de trazos en el esquema. El conmutador S2 permitirá elegir la tira correspondiente de led (rojos o amarillos) necesaria para cada aplicación específica.

2



1



D1a - D18b LED rojo CQV 51H, CQX 54, CQW 24-2
D1b - D18b LED amarillo CQV 53H, CQX 74

108 Super atenuador

La mayor parte de los atenuadores utilizan un elemento de estado sólido (triac o tiristor) que es disparado con un cierto desfase, y que permanece en conducción hasta el siguiente paso por cero de la tensión de red. El método es simple, pero al mismo tiempo da lugar a problemas cuando se trata de controlar cargas pequeñas o inductivas (histéresis, parpadeos). La causa de estos problemas está relacionada con el hecho de que, debido a la reducida carga, la corriente de control suministrada es insuficiente para permitir que la conducción se mantenga.

El efecto es todavía peor cuando la carga es inductiva.

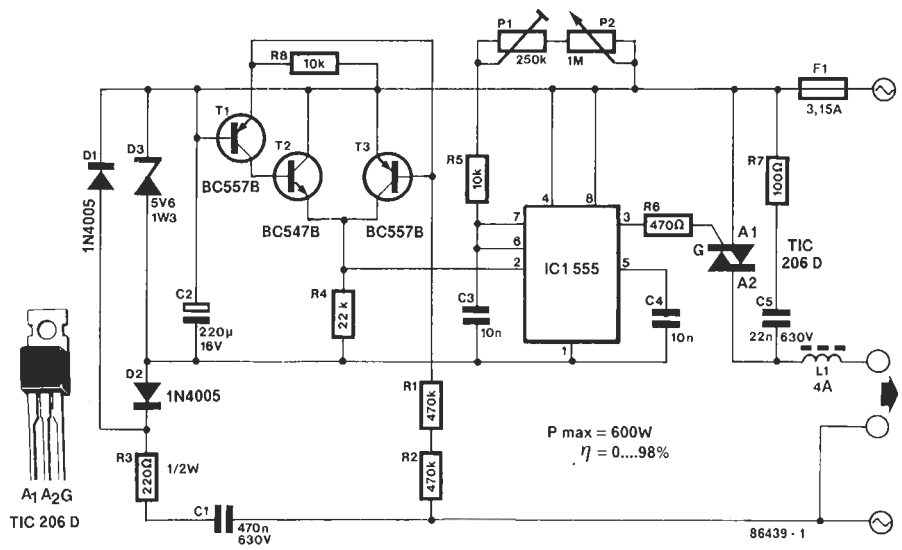
El circuito propuesto ofrece una solución, suministrando continuamente la corriente de control, de forma que se pueden controlar cargas tan bajas con 1 vatio. Para hacer el circuito tan simple como sea posible, se ha utilizado el conocido temporizador tipo 555.

La salida del 555, que normalmente es activa alta, se ha hecho activa baja con ayuda de una tensión de alimentación negativa. Esta alimentación es suministrada por la red C1-R3, el rectificador D1-D2, y el estabilizador D3-C2. Los transistores T1 a T3 proporcionan el pulso de disparo a la patilla 2 del 555 durante el paso por cero de la tensión de red. La salida del temporizador está alta durante un período determinado por P1 y P2, y no hay, por tanto, diferencia de tensión entre las patillas 3 (salida) y 8 (normalmente positivo del 555, pero en este caso masa), por lo que el triac (o tiristor) está en corte. Una vez transcurrido el período de temporización, la patilla 3 pasa a nivel bajo, y el triac es disparado. Como se mantiene la corriente de puerta durante el resto del (semi) período de red, el triac permanece en conducción. La mínima posición a la cual comienza a lucir una bombilla, por ejemplo, se ajusta con P1.

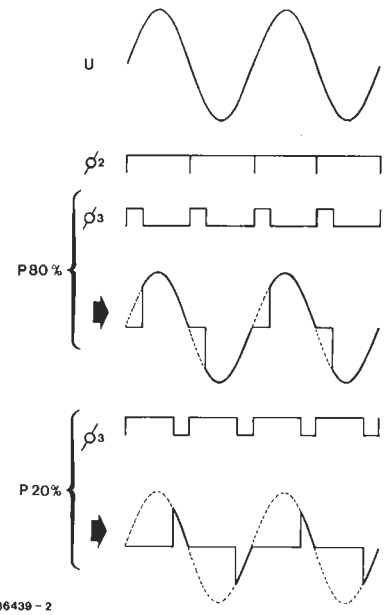
El filtro R7-C5-L1 proporciona la necesaria protección, frente a interferencia y sobretensiones, del triac.

Este circuito permite controlar cargas de hasta unos 600 W.

1



2



109 Jurado

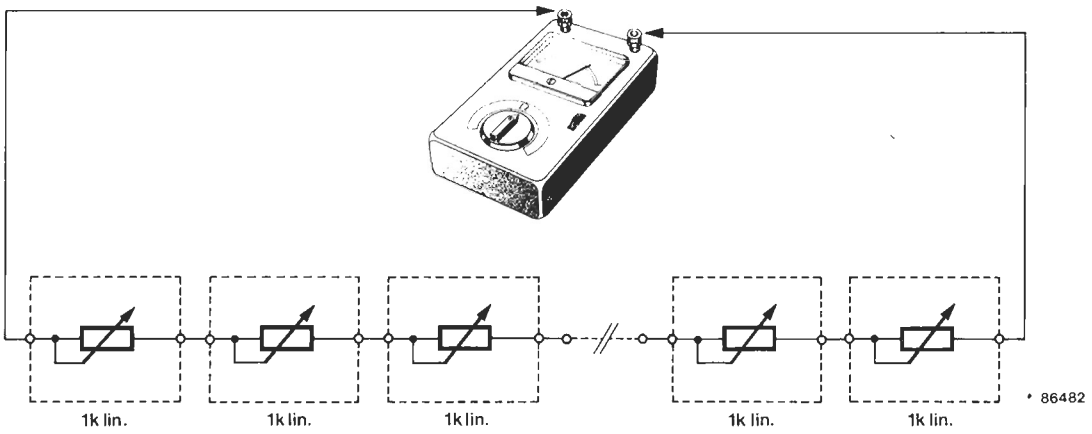
Como no incorpora electrónica, propiamente dicha, resulta difícil bautizar como «montaje» el esquema que proponemos. Sin embargo, y pese a su sencillez, este circuito permite disponer de un marcador extremadamente práctico para determinar en juicio cualquier tipo de manifestación: concurso de fotos, competiciones o juntas de vecinos.

El sistema descrito consiste en colocar sobre las mesas, o sillas, de los miembros con derecho a voto, una pequeña caja con un potenciómetro en su interior y, dotada de dos bornas de conexión. La escala del potenciómetro se puede graduar de 0 a 10 y, dotar al eje de un mando adecuado. De esta forma, se dispone de un método de expresar de forma proporcional el deseo o calificación de cada uno. Las cajas se conectan en serie, y los extremos se llevan a un medidor de resistencia, donde quedará reflejada la puntuación acumulada de todos los votantes.

La única precaución a tomar para el montaje consiste en asegurarse que todos los potenciómetros se han cableado en el mismo sentido, y que éste corresponde con la escala. Conviene también que el valor a fondo de escala de todos los potenciómetros empleados sea el mismo, o que la tolerancia del mismo sea suficientemente baja para no alterar el valor real de cada «voto».

Para hallar la valoración, en una escala de 0 a 10, habrá que dividir el valor de resistencia (En KΩ) entre el número de jurados, y multiplicar por 10. Una calculadora de bolsillo resulta el complemento indispensable para este circuito.

1

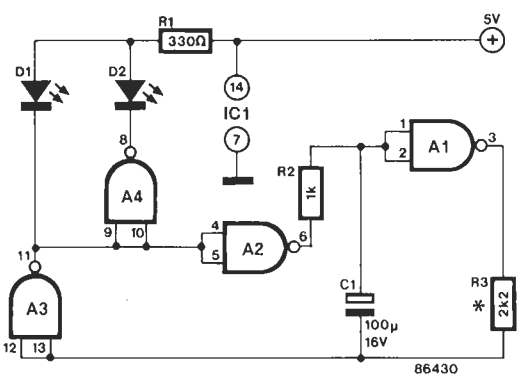


110 Intermitente

Este circuito está pensado para su empleo por los aficionados al modelismo como «atención cruce», o a la electrónica como indicador de «proceso en marcha», así como otros usos. Se construye de forma sencilla, a base de un puñado de componentes baratos.

En el diagrama adjunto, A1 determina la frecuencia de intermitencia, que puede ser modificada alterando los valores de R2 y, principalmente, R3. Este último puede ser sustituido por un potenciómetro ajustable si se necesita variar la frecuencia muy a menudo. Los inversores A2 y A3 trabajan como elementos de retardo fijo, mientras que A4 invierte la excitación de D2. Los led empleados pueden ser de cualquier color adecuado a la aplicación.

1

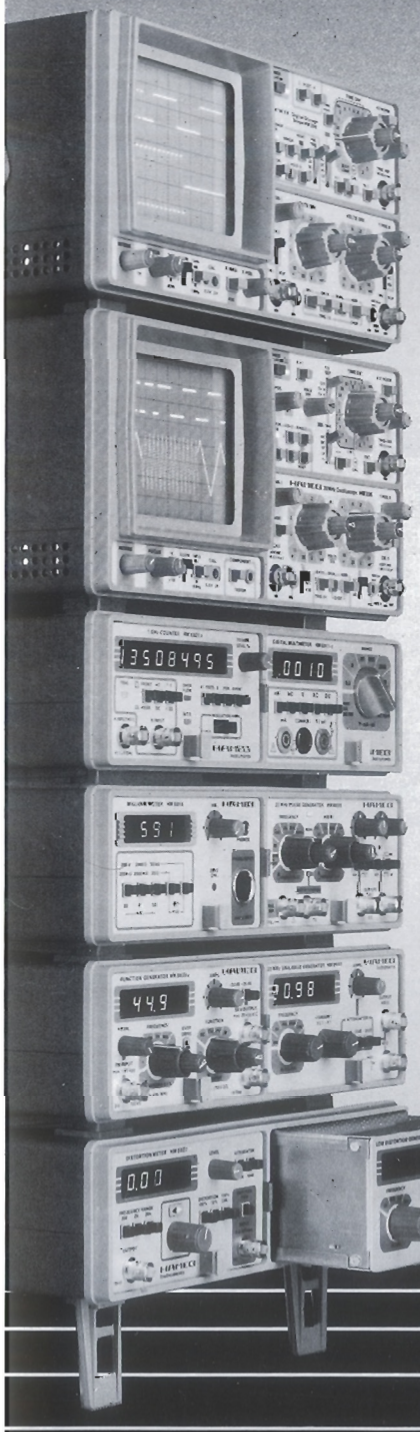


A1....A4 = IC1 = 7400

* Ver texto

HAMEG
Instruments

Alta calidad a bajo precio
2 años de garantía



Osciloscopios analógicos

Osciloscopios digitales

Multímetros

Frecuencímetros

Generadores de señales

Fuentes de alimentación

Calibrador de osciloscopios

Comprobador de circuitos

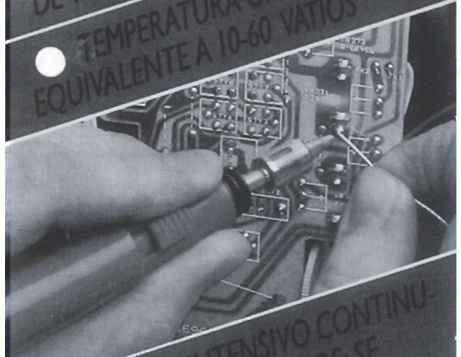
Infórmese en:

HAMEG S.A.
Villarroel 172-174 · 08036 Barcelona
Teléf.: (93) 230 15 97 / 230 11 00

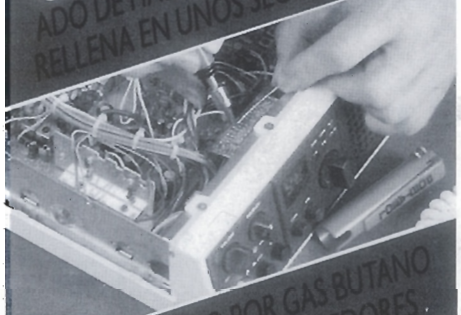
NUEVO PORTASOL

SOLDADOR A GAS ENTERAMENTE PORTATIL-IDEAL PARA PROFESIONALES Y AFICIONADOS

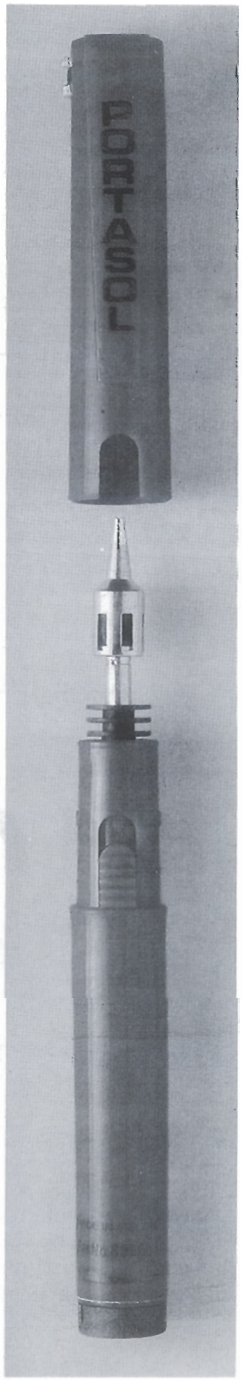
- NI CORDONES NI PILAS NI BOTELLAS DE GAS
- USO INTENSIVO, TEMPERATURA DE TOBERA DE HASTA 400°C
- TEMPERATURA GRADUABLE, EQUIVALENTE A 10-60 VATIOS



- SERVICIO INTENSIVO CONTINUADO DE HASTA 60 MINUTOS: SE RELLENA EN UNOS SEGUNDOS



- ACCIONADO POR GAS BUTANO CORRIENTE PARA ENCENDEDORES
- SURTIDO DISPONIBLE DE PUNTAS ATORNILLABLES Y FACILES DE REPONER
- SIN PERDIDA DE CORRIENTE A CIRCUITOS SENSIBLES



DISTRIBUIDORES EXCLUSIVOS:

EGAR, S.L.
Sánchez Pacheco, 19
Tfnos.: (91) 415 41 91 · 416 12 35
28002 MADRID

DELEGACION NORTE:

MAHEGAR
José Mª de Ugarteburu, 22
Tfnos.: (94) 446 40 08 · 446 40 12
48007 BILBAO

MERCADO

Receptor TV satélite de Blaukpunt

La empresa INFO-COM, de Almería, dispone actualmente del nuevo receptor de TV vía satélite de Blaukpunt, modelo SR2000, hermano menor del receptor profesional TAV 37.

Además de una excelente relación calidad/precio, una de sus cualidades más sobresaliente, el aparato ha merecido las calificaciones de «muy bueno» en sensibilidad, calidad de imagen, circuito de control automático de frecuencia, calidad de sonido y facilidad de manejo.

El aparato incluye mando a distancia, por infrarrojos, medidor digital de intensidad de campo, memoria para la selección de 40 canales, conectores para el nuevo sistema D2-MAC, etc.., además del equipamiento básico de un aparato de esta índole.

Entre sus principales características figuran:

Frecuencia de entrada:
950-1750 Mhz
Nivel de entrada:
–60 a –35 dBm
Banda baja vídeo (0...4.5 MHz)
±1.5 dB
Desviación del demodulador:
13.5/25 MHz pp
Subportadoras de audio:
300 KHz para 6.65 MHz subportadora audio
Salida audio:
1 mW sobre 600 Ω
Peso:
4.5 Kg
Tamaño:
430×70×236 mm

PC compatible en Kit

LOBERCIO, S.A. comercializa un kit de montaje para compatible PC-XT muy sencillo de ensamblar (menos de 1 hora siguiendo las instrucciones que acompañan al kit).

El kit contiene:

Caja LOBERSA XT-PC

Tarjeta principal, reloj 4.77 MHz, con 256 K RAM (ampliable a 640 K).

Tarjeta controladora de disco

Tarjata vídeo monocromo/gráfico con salida de impresora

Lector de disco 360 Kb

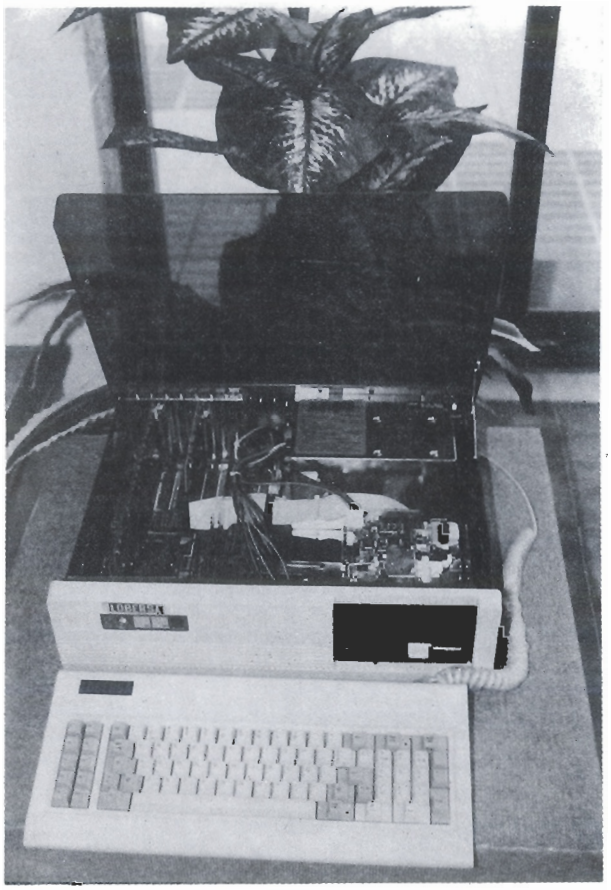
Fuente de alimentación 150 W

Teclado XT

Instrucciones de montaje

Opcionalmente se puede suministrar monitor monocromo de alta resolución, y segunda unidad lectora de disco.

LOBERCIO, S.A.
Avda. Andalucía, 17
29002 Málaga
Teléf. (952) 35 42 10
Tx 77480 EACO E



Ordenador compatible PC-XT en kit de Lobercio.

Placas de evaluación de convertidores A/D flash

GE-DATEL anuncia la disponibilidad de las placas ADC-8300E, ADC-8301E Y ADC-8302E para la evaluación de los convertidores flash modelos ADC 300, ADC 301 Y ADC 302. Estas placas eliminan los problemas que la alta frecuencia impone en los sistemas formados por convertidores A/D flash. A la elevada velocidad de operación de estos convertidores, la adaptación de impedancias, el trazado de pistas, la separación entre etapas y el filtrado llegan a ser elementos críticos.

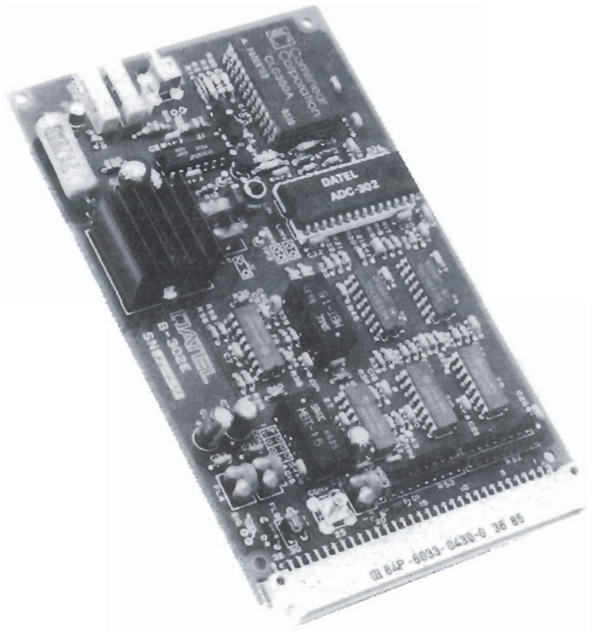
Las placas, con formato europa (100×160 mm) admiten tensiones de entrada de –0.5 V a +0.5 V, aunque están equipadas con un potenciómetro de desplazamiento de tensión con el que es posible obtener una gama de entradas de 0 a 1 voltio. La ADC-8302 puede digitalizar señales de entrada que contengan componentes de frecuencia de hasta 15 MHz, mientras que las otras dos admiten componentes de frecuencia hasta 10 MHz; las tres tienen una resolución de 8 bits. Las velocidades de conversión de la ADC-8300E, ADC-8301E Y ADC-8302E son, respectivamente de 16 MHz, 30 MHz y 50 MHz. La ADC-8302E tiene entradas y salidas ECL; las otras dos disponen de entradas y salidas TTL.

Las placas están dotadas de conector DIN de 64 contactos, y para su operación necesitan tensiones de ±15



Receptor TV satélite Blaukpunt SR 2000.

MERCADO



Tarjeta de evaluación de convertidores flash.

V, –5.2 V y +5 V (esta última tensión no es necesaria en la ADC-8302E).

Todo lo que el usuario tiene que suministrar para su funcionamiento es la alimentación, el reloj y la señal de entrada. Estas placas son excelentes productos para funciones de inspección de entrada de convertidores A/D flash, así como aplicaciones de vídeo, rádar y análisis de transistores.

AMITRON, S.A.
Avda. de Valladolid, 47A
28008 Madrid
Teléf. (91) 241 54 02

Integrado para interface RS-232C

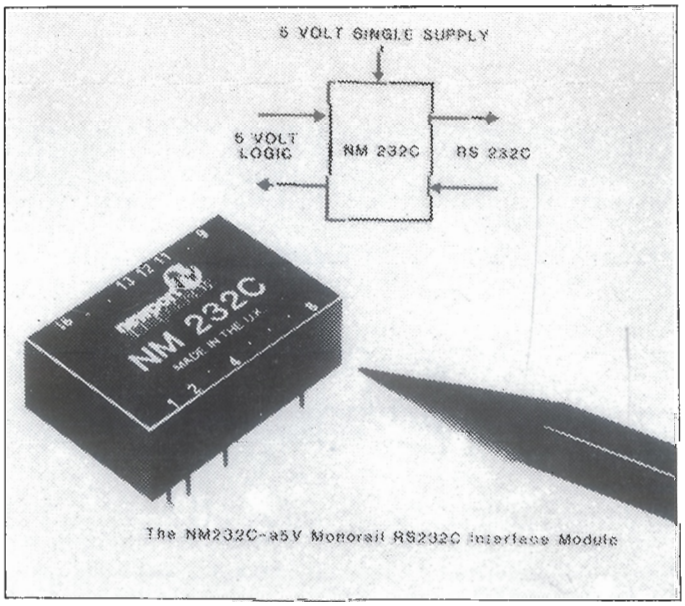
El circuito NM232C fabricado por Newport Components y distribuido en exclusiva por LOBER, S.A., satisface todas las especificaciones del estándar EIA RS232C para realizar la comunicación DTE-DCE (Equipo terminal de datos-Equipo de comunicación de datos).

El integrado tiene un canal de transmisión y otro de recepción. Cada canal es totalmente compatible RS232C en el lado de la conexión, y TTL/CMOS en el lado del equipo (DTE-DCE). El circuito sólo necesita una tensión de 5 voltios para operar; internamente genera las tensiones positivas y negativas (±12 V) necesarias, y además las pone a disposición del usuario, con corriente limitada a 15 mA, para otros fines.

El receptor admite señales de hasta 30 voltios, mientras que el emisor es capaz de suministrar hasta 30 mA. El consumo típico es de 70 mW. Viene encapsulado en DIL de 16 patillas estándar, pero equipado solamente con 9.

Existen configuraciones similares a ésta para 2 y 4 canales. Además se han desarrollado los estándar RS422A, lazo de corriente, Ethernet y Cheapnet.

LOBER S.A.
Monte Esquinza, 28
28010 Madrid
Teléf. (91) 410 69 68



Interface RS232C monotensión MN232C.

Cargas resistivas electrónicas

Las cargas resistivas electrónicas SDRH.GA.300, fabricadas por Solidec y distribuidas por Electrónica de Medida y Control, S.A., se comportan como un reostato en resistencia o intensidad constante, con o sin tensión de alimentación. La potencia nominal disipada es de 300 vatios, suministrándose en dos versiones: 60 V/60 A y 120 V/30 a.

A diferencia del reostato clásico, estas cargas están protegidas contra sobrecorrientes, sobretensiones, sobrepotencias y temperatura excesiva (también contra la inversión de la polaridad de la entrada).

Entre las aplicaciones posibles se puede citar la comprobación, en condiciones de carga real, de cualquier generador de tensión continua, fuentes de alimentación, baterías, cargadores, paneles fotovoltáicos, etc.



Resistencia electrónica entre 0.33 Ω y 3 KΩ.

Así mismo, puede emplearse para la simulación de descarga de baterías a corriente constante, y para comprobaciones de dispositivos temporizados, tales como disyuntores, fusibles etc.

Electrónica de Medida y control, S.A.
Clara del Rey, 45, 1º, Esc. izq., Nº 2
28002 Madrid
Teléf. (91) 413 49 46

NOTICIAS E INFORMACIONES DE INTERES

Continuamos informando sobre los componentes conflictivos aparecidos en nuestros montajes:

Tipo	Artículo	Comercio
— **SAA 1900**	N.º 23 «Mini-órgano»	(2) MAILING Electrónica
—**L4195=XR 4195**	N.º 78, 79 «Mezclador portátil»	(2) MAILING Electrónica DIGITAL, S.A.
— **Transformador toroidal 50 V/15 A** — **Condensador 10.000 µF/100 V** — **2SK135 y 2SJ50**	N.º 80 «Amplificador de 1000 W»	(2) MAILING Electrónica DIGITAL, S.A.
— **IRF9610 e IRF610**	N.º 80 «Amplificador de 1000 W»	DIGITAL, S.A.
— **2SA872 E** (equivalente, con mejores parámetros, al BC560C) — **2SC2547 E** (equivalente, con mejores parámetros, al BC550C)	N.º 80 «Amplificador de 1000 W»	(2) MAILING Electrónica
— **TUV-6** (Tubo borrador de EPROM, 6 W)	N.º 53 «Borrador inteligente de EPROM»	(2) MAILING Electrónica
— **UM 348X**	N.º 62/63 «Timbre musical»	(6) ADO Electronic
— **LS7060** (LSI Computer System Inc.)	N.º 60 «Frecuencímetro controlado por µP»	ACTRON ELECTROSON Madrid
— Semiconductores para la «Unidad interior TV satélite»	N.º 82 y 83	DIGITAL, S.A.
— **SL 480** (Plessey)	N.º 43 y 44 «Maestro» (fuera de fabricación; sustituirlo por el SL 486. Ver Elektor 69).	
— **SP 8755** (Plessey) Precio orientativo: 12.000 pesetas	N.º 61 «Etapa de entrada a 1,2 GHz»	(1) PLESSEY ESPAÑA
— **MK50398** (Mostek)	.....	DIGITAL, S. A.
— MN3005, MN3101 Y AN 6551	Nº. 85 «Reverberación electrónica».....	ADO Electronics
— **LS7220** (LSI Computer System)	N.º 78 «Alarma anti-robo para coche»	ACTRON DIGITAL, S. A. ELECTROSON MADRID
— **RPY95**	N.º 66 «Detector de infrarrojos»	DIGITAL, S. A.
— **U665**	N.º 64 «Frecuencímetro a µP, revisión»....	ELECTROSON Madrid
— **Kit Turbo-640**	N.º 77. «IBM PC/XT compatibles»	(5) Ataio Instrumentos
— Altavoces **L55D** y **L10** (Vieta)	N.º 77 «Altavoces satélite»	La Casa de los Altavoces
— **RPY97**	N.º 78 «Interruptor automático I. R.»	ACTRON ELETROSON Madrid
— Fisher Technik **Kit 30-554**	N.º 72 «Interface E/S de 8 bits»	(3) FERRE-MORET
— **L4885**	N.º 78 «Alarma anti-robo coche»	DIGITAL, S. A.
— **T50-2** (Núcleo ferrita)	.....	MAILING Electrónica
— **UM 3166-X**	Nº 86/87 «Tarjeta musical».....	ADO Electronics

La dirección de los comercios aquí mencionados figuran en nuestra lista de «QUIEN Y DONDE», o a pie de página. Esta lista no es exhaustiva. Si algún otro comercio dispone de los materiales aquí mencionados y nos lo comunica por cualquier medio, gustosamente incluiremos su dirección y los componentes en esta lista.

(1) PLESSEY ESPAÑA
C/ Mártires de Alcalá, 4, 3.º
28028 Madrid
Teléfono (91) 248 12 18

(2) MAILING Electrónica S. A.
Carretera de Granada, 21
23660 Alcaudete (Jaén)
Teléfono (953) 56 10 99

(3) FERRE-MORET S. A.
C/ Tuset, 8 Entlo. 2.ª
08006 Barcelona
Teléfono (93) 218 02 93

(4) LA CASA DE LOS ALTAVOCES
C/ Gravina, 21
28004 Madrid
Teléfono (91) 221 31 75

(5) ATAIO Instrumentos S. A.
Enrique Larreta, 10
28036 Madrid
(91) 733 37 00

(6) ADO Electronics.
C/ Gral. Perón, 32, 20 Q
28020 Madrid
Teléfono (91) 5932881

En KITS dejamos huella.



+IVA

CODIGO	DESCRIPCION	P.V.P.
200EK0017	E. K. 79077 (1) - GENERADOR DE SONIDOS	1.417
200EK0024	E. K. 1473 (2) - TREN DE VAPOR	1.411
200EK0031	E. K. 1471 (2) - SILBATO DE TREN DE VAPOR	1.675
200EK0049	E. K. 9453 (3) - GENERADOR DE FUNCIONES	8.712
200EK0063	E. K. 9827 (1) - MAGNETIZADOR	[illegible]
200EK0137	E. K. 80054 (3) - MODULADOR [illegible]	[illegible]
200EK0176	E. K. 80089 (4) - JUNGLA COMPUTER	8.[illegible]
200EK0191	E. K. 80138 (3) - VOX	[illegible]
200EK0201	E. K. 79053 (2) - QUINELA ELECTRONICA	[illegible]
200EK0218	E. K. 9988 (1) - GOLF DE SOBREMESA	[illegible]
200EK0225	E. K. 80016 (2) - GRILLO ELECTRONICO	[illegible]
200EK0240	E. K. 9967 (3) - MODULADOR DE VIBRATO	[illegible]
200EK0257	E. K. 81013 (3) - ECUALIZADOR GRAFICO DE 10 BANDAS	2.20[illegible]
200EK0264	E. K. 80120 (2) - TARJETA MEMORIA RIGIDA 16K EPROM	[illegible]
200EK0271	E. K. 9897-1 (3) - ECUALIZADOR PARAMETRICO (FILTRO)	2.4[illegible]
200EK0289	E. K. 9897-2 (3) - ECUALIZADOR PARAMETRICO (CONTROL TONO)	[illegible]
200EK0296	E. K. 9932 (3) - ANALIZADOR DE AUDIO	[illegible]
200EK0306	E. K. 80031 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0313	E. K. 80023-1 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0321	E. K. 80023-2 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0352	E. K. 80084 (3) - [illegible] PARA COCHE	[illegible]
200EK0384	E. K. 80097 (1) - [illegible]	[illegible]
200EK0391	E. K. 80077 (1) - [illegible]	[illegible]
200EK0426	E. K. 80543 (1) - [illegible]	[illegible]
200EK0433	E. K. 80502 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0458	E. K. 81110 (3) - [illegible]	[illegible]
200EK0465	E. K. 81033 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0472	E. K. 810000 (2) - [illegible] COMPUTER	[illegible]
200EK0480	E. K. 80024 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0497	E. K. 81112 (1) - [illegible]	[illegible]
200EK0507	E. K. 81094 (5) - [illegible]	[illegible]
200EK0514	E. K. 81105 (3) - [illegible]	[illegible]
200EK0561	E. K. 81141 (5) - [illegible] LOGICO	[illegible]
200EK0602	E. K. 82010 (3) - [illegible]	[illegible]
200EK0610	E. K. 82009 (1) - [illegible]	[illegible]
200EK0627	E. K. 81171 (4) - [illegible]	11.779
200EK0634	E. K. 81012 (4) - [illegible]	15.718
200EK0698	E. K. 9823 (1) - [illegible]	3.302
200EK0730	E. K. 82070 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0747	E. K. 82019 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0754	E. K. 82017 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0803	E. K. 81577 (4) - [illegible] LOGICO	[illegible]
200EK0811	E. K. 81575 (3) - [illegible]	[illegible]
200EK0828	E. K. 81525 (1) - [illegible]	[illegible]
200EK0835	E. K. 81541 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0842	E. K. 82094 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0850	E. K. 82093 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0874	E. K. 82080 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0881	E. K. 82090 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0899	E. K. 82092 (1) - [illegible]	[illegible]
200EK0916	E. K. 82089 (2) - [illegible]	[illegible]
200EK0948	E. K. 82116 (2) - TACOMETRO PARA AEROMODELISMO	1.957
200EK0955	E. K. 82066 (1) - EOLICON	1.708
200EK0962	E. K. 82077 (2) - SQUELCH AUTOMATICO	1.720
200EK0970	E. K. 82014 (4) - PREVIO PARA GUITARRA "ARTIST"	14.580
200EK0987	E. K. 82138 (1) - CEBADOR ELECTRONICO PARA FLUORESCENTE	1.128
200EK1011	E. K. 82038 (1) - INTERMITENTE ELECTRONICO	1.603
200EK1042	E. K. 82133 (1) - SILBATO ULTRASONICO	3.981
200EK1050	E. K. 82141 (4) - FOTO COMPUTER	18.981
200EK1067	E. K. 82577 (1) - TESTER TRIFASICO	3.159
200EK1081	E. K. 82142 (4) - [illegible] FOTOCOMPUTER	[illegible]
200EK1109	E. K. [illegible]	[illegible]

CODIGO	DESCRIPCION	P.V.P.
200EK1116	E. K. 82156 (3) - TERMOMETRO LCD	7.528
200EK1123	E. K. 83002 (2) - FUENTE 3A PARA ORDENADORES	6.106
200EK1148	E. K. 82027 (3) - NUEVO VCO (FORMANT)	11.825
200EK1155	E. K. 82152 (1) - IONIZADOR PARA COCHE	5.542
[illegible]	E. K. [illegible] - ALIMENTACION PARA LABORATORIO	13.846
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] TRO	2.989
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] VCA (FORMANT)	9.081
[illegible]	E. K. 83023 (3) - [illegible]	5.329
[illegible]	E. K. 83022 (2) - AMPLIFICADOR PARA CASCOS	4.198
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] (FORMANT)	13.988
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] (FORMANT)	4.709
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] FAROS	1.436
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] (FORMANT)	3.753
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] NUEVO FORMANT	4.865
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] PARA FUSIBLES	1.735
[illegible]	E. K. [illegible] - GENERADOR DE EFECTOS SONOROS	3.018
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] DE 5 V.	9.207
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	1.496
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] PARA MAGNETOFONO	1.678
[illegible]	E. K. 82528 (2) - INTERRUPTOR FOTOSENSIBLE	1.595
[illegible]	E. K. 83037 (3) - LUXOMETRO A LCD	9.571
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] DE AUDIO	2.419
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] A GUITARRA	11.672
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	9.415
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	23.529
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	7.430
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] ADOR MC/MM	8.851
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	5.059
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	5.743
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] A TREN	7.083
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	10.181
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] Z80A	11.840
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] RA RED	1.938
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] PARA EL PRELUDIO	1.608
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] DE MORSE	4.727
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	13.674
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	5.379
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	6.591
200EK1564	E. K. [illegible] - [illegible] DE RTTY	5.061
200EK1571	E. K. [illegible] - [illegible]	17.411
200EK1589	E. K. [illegible] - [illegible] HELADAS	2.672
200EK1596	E. K. [illegible] - TARJETA CPU 6502 (2K RAM)	24.539
200EK1606	E. K. [illegible] - TARJETA CPU 6502 (8K RAM)	29.574
200EK1613	E. K. [illegible] - REGULADOR PARA TREN ELECTRICO	5.872
[illegible]	E. K. [illegible] - FOTOFORO A FLASH	4.803
[illegible]	E. K. [illegible] - VIDEOAMPLIFICADOR	2.864
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] PARA [illegible]	[illegible]
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	5.484
[illegible]	E. K. [illegible] - CONVERTIDOR D/A PARA EL [illegible]	[illegible]
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	10.412
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	11.386
[illegible]	E. K. [illegible] - FUENTE ALIMENTACION SIMETRICA	12.333
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible]	9.740
[illegible]	E. K. [illegible] - [illegible] DE BANDA MARITIMA	18.969
200EK1701	E. K. 83134 (2) - LECTOR DE CASSETES DIGITAL	5.430
200EK1719	E. K. 83071 (2) - AUDIOSCOPIO ESPECTRAL	12.506
200EK1726	E. K. 83120 (2) - DESFASADOR DE AUDIO	8.729
200EK1733	E. K. 84000 (2) - VELETA ELECTRONICA	8.078
200EK1741	E. K. 84012 (3) - CAPACIMETRO DIGITAL	11.968
200EK1758	E. K. 83014 (2) - TARJETA UNIVERSAL DE MEMORIA MOS	6.997
200EK1772	E. K. 83503 (2) - SEÑALIZACIONES INTERMITENTES EN CARRETERA	2.331
200EK1780	E. K. 83515 (2) - MICROMATON	6.101
200EK1797	E. K. 85584 (2) - AMPLIFICADOR PDM AUTO-MOVIL	3.286
200EK1807	E. K. 83410 (2) - TERMOMETRO PARA DISIPADORES DE CALOR	6.731

CODIGO	DESCRIPCION	P.V.P.
200EK1821	3561 (2) - GENERADOR DE ONDAS SINUSOIDALES	1.938
200EK1839	E. K. 83552 (2) - AMPLIFICADOR MICROFONO C/AJUSTE TONOS	1.917
200EK1846	E. K. 8351 (3) - GENERADOR DE MIRAS B/N	10.069
200EK1853	E. K. 83558 (2) - CONVERTIDOR D/A SIN PRETENSIONES	2.589
200EK1861	E. K. 83124 (2) - CAJA DE SINCRONISMOS DE VIDEO	2.503
200EK1878	E. K. 84037 (3) - GENERADOR DE IMPULSOS	13.907
200EK1885	E. K. 84023 (2) - ELABERINTO	11.046
200EK1892	E. K. 83088 (2) - REGULADOR PARA ALTERNADOR	1.558
200EK1902	E. K. 84009 (2) - TACOMETRO PARA VEHICULOS DIESESL	3.416
200EK1910	E. K. 84017 (2) - BORRADOR DE EPROMS INTELIGENTE	12.662
200EK1927	E. K. 84018 (2) - VIDEOCOMBINADOR	4.342
200EK1934	E. K. 84019 (1) - INTERFACE DE POTENCIA CON TRIACS	7.038
200EK1941	E. K. 84048-A (1) - LANZADESTELLOS PORTATIL 6V	3.396
200EK1959	E. K. 84040-B (1) - LANZADESTELLOS PORTATIL 12V	3.396
200EK1966	E. K. 84055 (2) - INTERFACE PARA MAQUINAS DE ESCRIBIR	8.849
200EK1981	E. K. 84041 (2) - MINI CRESCENDO	18.905
200EK1998	E. K. 84049 (2) - FUENTE DE ALIMENTACION CONMUTADA	5.049
200EK2007	E. K. 84054 (1) - EXTENSIONES PARA ZX	6.147
200EK2014	E. K. 84084 (2) - INVERSOR DE VIDEO	5.670
200EK2021	E. K. 84078 (2) - CONVERSOR RS 232 CENTRONICS	13.101
200EK2039	E. K. 84031 (3) - MODEM DE ACOPLAMIENTO RECTO	32.080
200EK2046	E. K. 84089 (1) - PREAMPLIFICADOR DINAMICO	3.076
200EK2053	E. K. 84095 (2) - AMPLIFICADOR HIFI A VALVULA	3.886
200EK2061	E. K. 83133 (2) - SIMULADOR DE ESTEREO	9.356
200EK2078	E. K. 84079 (3) - TACOMETRO DIGITAL A LCD	7.592
200EK2085	E. K. 84072 (1) - ADAPTADOR SCART	4.933
200EK2092	E. K. 84073 (1) - HARPAGON (VERSION I)	1.473
200EK2102	E. K. 84083 (1) - HARPAGON (VERSION [illegible]	884
[illegible]	[illegible]	1.786
[illegible]	[illegible]	276
[illegible]	[illegible]	637
[illegible]	[illegible]	506
[illegible]	[illegible]	401
[illegible]	[illegible]	135
[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible] - LIMPIADOR IMPULSOS DE CASSETTE PARA ZX 81	5.212
200EK2198	E. K. 85007 (1) - SELECTOR DE EPROMS	1.851
200E[illegible]	[illegible]	049

Además todos los componentes para el montaje completo

TARJETA PEDIDO DE KITS

Deseo recibir los KITS siguientes: E

Cant.	Referencia	Precio + IVA

El importe lo hago efectivo mediante

- ☐ talon bancario a nombre de E. SANDOVAL
- ☐ reembolso
- ☐ giro postal anticipado

NOTA - Debe añadirse 150 pesetas por gastos de envio en los KITS.

D. .....

Calle .....

Ciudad .....

D.P. ..... Provincia .....

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

Sandoval, 3 - Teléfs. 445 78 58 - 445 76 00
Sandoval, 4
Sandoval, 6 } **Teléf. 445 18 33 (8 líneas)**
28010 MADRID

Servicio Rápido a Provincias

ELECTRONICA SANDOVAL s.a.

EN NUESTRO CONTESTADOR AUTOMATICO RECIBIREMOS SUS GRATOS PEDIDOS FUERA DE NUESTRO HORARIO.

DE NO TENER EXISTENCIA DE LOS MATERIALES SOLICITADOS, LE CONTESTAREMOS POR CARTA, TELEX O TELEFONO.

Telex 47784 - SAVL - E PERMANENTE

(91) 445 18 33 PERMANENTE (8 líneas)

Sandoval, 3 Sandoval, 4 Sandoval, 6
28010 MADRID

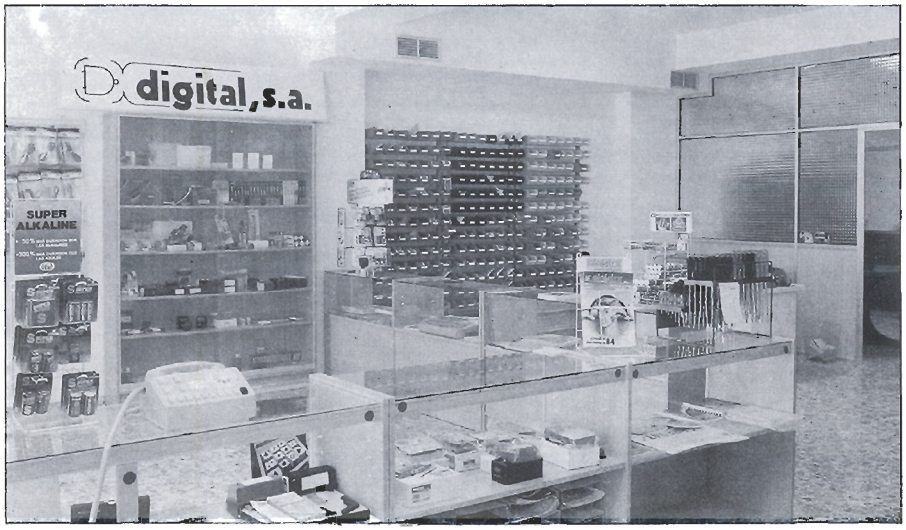
Hemos seleccionado para vds. las mejores marcas y productos de tra. línea.

CONSULTENOS, SOLUCIONAREMOS SU PROBLEMA!!

Correos cualdó Reme SEUR

digital s.a.

LA TIENDA DE ELECTRONICA DE VANGUARDIA



C/ PILAR DE ZARAGOZA, 45
(Semiesquina a Cartagena)
TELEFONOS 2464990 y 2465663
28028 **MADRID**

GRAN VARIEDAD
AMPLIO SURTIDO
¡CONSULTENOS!

AUTOBUSES:
1, 48, 11, 89, 12, 43, 56, 72, 73, 74, M7, CIRCULAR
METRO
DIEGO DE LEON



- COMPONENTES ACTIVOS
- COMPONENTES PASIVOS
- CIRCUITOS INTEGRADOS
- MICRO-CIRCUITOS
- KITS
- INSTRUMENTACION
- HERRAMIENTAS
- BIBLIOTECA TECNICA
- FERRITAS
- ETC.



- FUNCIONAMIENTO GARANTIZADO
- MODERNA TECNOLOGIA
- SERVICIO DE REPARACION

KITS elektor

- COMPONENTES DE PRIMERA CALIDAD, INCLUYEN PIEZAS, CIRCUITO IMPRESO E INSTRUCCIONES

KITS DE ESTE MES

REF.	DESCRIPCION	P.V.P.
303	Control de motor paso a paso	2.861
304	Tacómetro alta resolución a LED	4.498
305	Convertidor RUS-DC	7.558
306	Ahuyentador de roedores	3.873

ENVIOS DIARIOS POR CORREO

Rápidamente ponemos en cualquier punto de España el material que necesite, pagándolo cómodamente contra reembolso, talón o giro anticipado incluso con cargo a su tarjeta de crédito.

TIENDA
C/. Pilar de Zaragoza, 45
28028 MADRID

TELEFONOS:
(91) 246 49 90
246 56 63

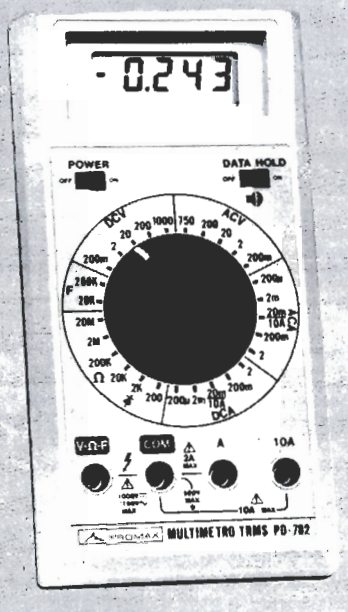
MULTIMETROS DIGITALES

PROMAX

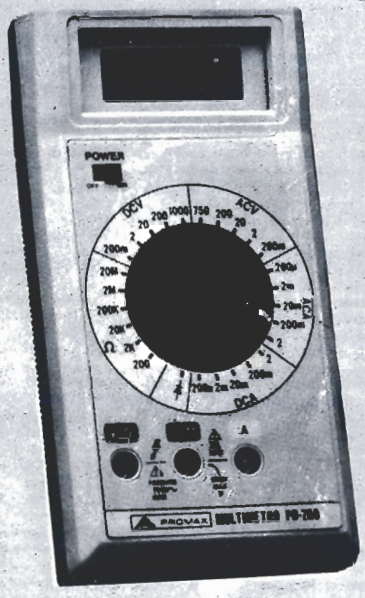
PROFESIONALES



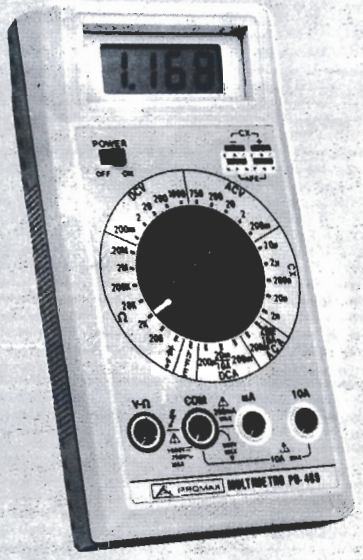
TD - 890



PD - 782



PD - 760



PD - 469

MODELO	TENSION	INTENSIDAD	RESISTENCIA	OTRAS FUNCIONES
TD-890 3 1/2 dígitos.	200 mV - 1000 V DC 200 V - 750 V AC	200 μA - 2 A DC	200Ω - 2 MgΩ	Prueba de baterías. Prueba de diodos.
PD-760 3 1/2 dígitos	200 mV - 1000 V DC 200 mV - 750 V AC	200 μA - 2 A DC 200 μA - 2 A AC	200Ω - 20 MgΩ	Prueba de diodos.
PD-469 3 1/2 dígitos	200 mV - 1000 V DC 200 mV - 750 V AC	200 μA - 10 A DC 20 nA - 10 A AC	200Ω - 20 MgΩ	Prueba de diodos. Prueba de continuidad. Capacidad 2 nF - 20 μF. hFE transistores NPN/PNP
PD-782 4 1/2 dígitos (TRUE RMS)	200 mV - 1000 V DC 200 mV - 750 V AC*	200 μA - 10 A DC 200 μA - 10 A AC*	200Ω - 20 MgΩ	Prueba de diodos. Prueba de continuidad. Memoria de lectura. Medida de frecuencia 20 Hz a 200 KHz.

ACCESORIOS

Estuche flexible DC-213 para la serie PD
Sonda alta tensión 40 KV DC HV 40 B
Sonda RF hasta 750 MHz M 12 DM4
Pinza para corriente alterna 100 A CA 4000

GARANTIA DE SERVICIO

Si ya tiene un instrumento PROMAX, sabe que somos profesionales del servicio. Disponemos de todos los recambios necesarios y de patrones para una calibración correcta. Casi veinticinco años en el mercado nos permiten garantizar alta calidad al mejor precio.

PIDA CATALOGO

PROMAX *profesionales a su servicio*

Francesc Moragas, 71-75 – L'Hospitalet de Ll. (Barcelona) - Tel.: (93) 337 90 08. – Tx.: 98116 PRX E

LA CASA DE LOS ALTAVOCES

Gravina, 21
Tel. 521 31 75
28004-MADRID

OFERTA DEL MES:

Pareja de Altavoces:
5''/2 vías con agudos «piezo»;
35 watios para coche

3.400 ptas.

NACIONALES E IMPORTADOS

TODO EL MUNDO DEL ALTAVOZ:

HI-FI **AUTORRADIO** **SONORIZACION** **KITS**

MEGAFONIA **PROFESIONAL**

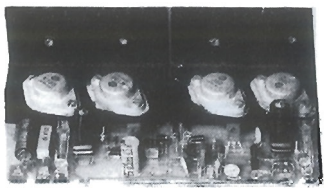
ESPECIALES **DIFUSORES** **COMPLEMENTOS**

¡¡No pague más de lo necesario por un altavoz, VISITENOS!!

MAILING ELECTRONICA
Carretera de Granada, 21
23660 Alcaudete (Jaén)
Teléfono (953) 561099

!! NUEVO 87/88 !!
CATALOGO
MAILING
ELECTRONICA
Más de 7.000 componentes y 65 KITS EXCLUSIVOS con características y precios.
!! APARECE ESTE MES ¡¡
DE VENTA EN KIOSCOS
325 Ptas. IVA incl.
o solicítelo a nuestra dirección
enviando giro, sellos o reembolso + gastos.

KIT MODULO AMPLIFICADOR DE B. F. MOS FET

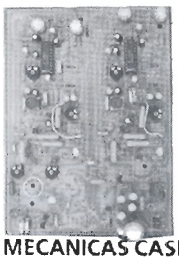


300W /4Ω 200W./8Ω (con nuestra fuente)
Doble pareja 2SK1352SJ50. Resistencias precisión 1%
Placa serigrafiada de fibra de vidrio.
Distor arn e intern (0.05 Relación señal ruído 120db
Alimentación max. + 75v ov -75VCC (5ooW.) ± 40V
min. Sens. entrada 1.2V. RMS/30 KΩ. Ganancia x23
PRECIO ..... 9.880 + I.V.A.
MODULO MFA 150
POTENCIA DE SALIDA: 50, 75, 100, 150 VATIOS
Dependiendo de la tensión de alimentación y de la carga 4/8Ω
Alimentación de ± 40Vcc a ± 62. Resto de parámetros igual a: 300 W. (simple pareja de salida)
PRECIO ..... 6.595 + I.V.A.
VERSION ESPECIAL + 75V (150W./80) .... 6.955 + I.V.A.

FUENTES TOROIDALES



* Incluyen transformador toroidal bifilar.
* Condensadores alta eficiencia Trobo.
* Barra cobre distribuidora de masas. Cable y terminales de gran sección. Fusible lento adecuado.
*FUENTE + 75/0/- 75 V. (recomendada para 1 MFA 300) transformador toroidal 50-0-50 AC 5 Hmp. Puente 10 Amp. 125 V. Dos condensadores 10.000 µF 100V. 9'6 A
PRECIO ..... 13.300 + I.V.A.
*FUENTE + 75/0/- 75 V. (recomendada para 2 MFA 300) Lo mismo que la anterior sólo que el transformador es de 50-0-50 AC 7'5 Amp.
PRECIO ..... 14.768 + I.V.A.
*FUENTE + 62/0/- 62 V. (recomendada para 2 MFA 150) Transformador toroidal de 40-0-40V. 6'5 Amp. Dos condensadores de 10.000 µF 63V. 6'2 Amp. Puente rectificador 10 Amp. 125 V. (metálico)
PRECIO ..... 11.830 + I.V.A.
*FUENTE + 65/0/-65 V. (recomendada para MFA 600) Dos transformadores toroidales de 40-0-40 AC. 6'5 Amp.(1.000W). Puente rectificador 25 Amp. 250V. Dos condensadores electrolíticos de 10.000 F 100V. (9'5 Amp.)
PRECIO ..... 20.000 + I.V.A.





MECANICAS CASETTE
Motor electrónico, 12V. cuentavueltas, cabezales ste. Horizontal
PRECIO ..... 1.400 + I.V.A.
Otra versión
Motor electrónico 12 V. selenoide para automático teclas y frontal de plástico serigrafiado. Vertical con electrónica de mando
PRECIO ..... 3.000 + I.V.A.

ELECTRONICA CASETE
*Dos canales stereo, reductor de ruído GNR
Placa preparada para paro electrónico Oscilador balanceado y bobinas Toko Fuente alimentación, VUMETER stereo, Potenciometros. Entrada micro y línea. Salida) 1 V. RMS.
PRECIO ..... 8.275 + I.V.A.

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	Anunciante	Pág.	Código	Anunciante	Pág.
254	Activox	129	204	Electrónica Sandoval	123,129
235	Actron	2	213	Electroson Madrid	128
210	Ado Electronic	9, 129	201	Hameg	119
202	Arion	127	244	Info-com Europa	129
224	Ataio	12	243	La casa de los altavoces	126
228	Cabeco	129	217	Mailing electrónica	126
233	Cimex	13	250	Mara	13
222	Conectrol	128	251	Marconi	132
208	Digital	124, 128	237	Molher	4
211	Digitron	128	252	Promax	125
226	Doble sis altaveus	128	218	Radio Electra	128
229	D. S. E.	3	203	Radio Watt	127
230	E. Germán	128	253	Retesa	127
236	Egar	119	227	Teixidor	128
212	Elecson	129	219	Telkron	131
213	Electrónica Madrid	128	240	Tempel	130
214	Electrónica Ramos	129			

RADIO WATT

DISTRIBUIDOR DE ELECTRONICA PROFESIONAL

- Componentes activos y pasivos
- Equipos de telecomunicación
- Informática, desarrollos, software
- Montajes y aplicaciones
- Instrumentación
- Equipamientos
- Biblioteca técnica

Atencion personal, rapidez y seriedad en todas las áreas del sector

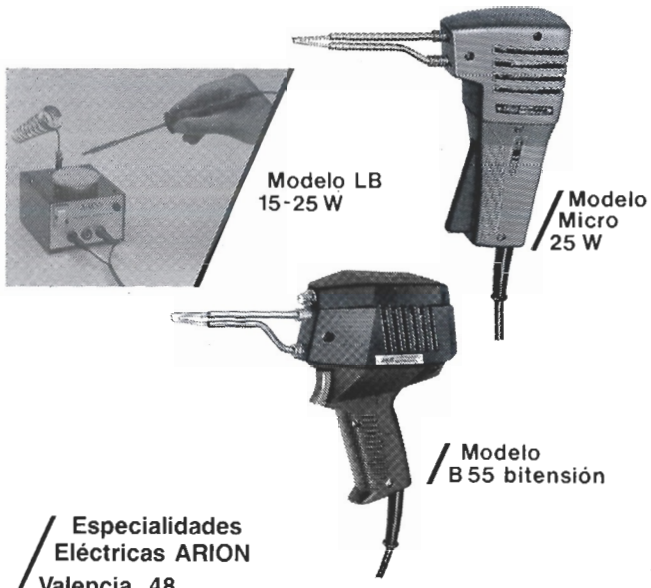
PASEO DE GRACIA, 126-130 - TEL. (93) 237 11 82*

Telex 93057 R WAT 08008 BARCELONA

ARION
Fundada en 1947

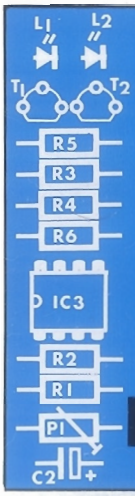
SOLDADORES INSTANTANEOS

Uno para cada uso.
Desde la Electrónica
a la Electricidad del Automóvil.



Especialidades
Eléctricas ARION
Valencia, 48
Tel. 224 62 22
08015 Barcelona-España

Soliciten catálogo



CIRCUITOS IMPRESOS

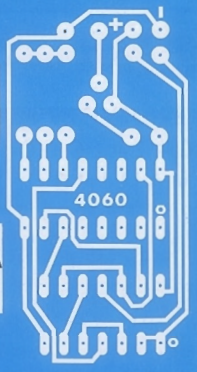
PROTOTIPOS Y SERIES REDUCIDAS, DISEÑO ★★★

ENTREGA EN UNA SEMANA PARTIENDO DEL ESQUEMA ELECTRICO
MASCARA DE SOLDADURA ★ SERIGRAFIA DE COMPONENTES

LE ATENDEMOS AUNQUE VD. SOLO QUIERA UNA PLACA

NEGATIVO MINIMO, 1.500 Ptas. * * * * * * * * * * * PLACA MINIMA, 1.500 Ptas.

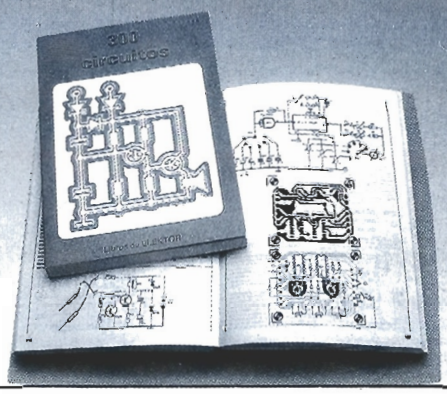
Llame o venga a vernos a RETESA, Santiago Estevez nº 17 28019 MADRID
TFNO., 4-717851 Y 4-720039 de 9 a 3



300 CIRCUITOS

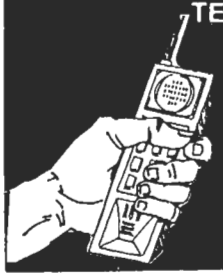
Manual de circuitos, esquemas e ideas prácticas

Una recopilación de esquemas e ideas prácticas para las más diversas aplicaciones y de fácil montaje. En este libro encontrará circuitos y montajes para los apasionados del automóvil, juegos electrónicos, aplicaciones domésticas, la sonorización y, por supuesto, instrumentos de medidas y las fuentes de alimentación.



GUIA DE COMPRAS

TELEFONOS SIN HILOS
COMO 5000 DX
ALCANCE 15 KMS 60.000 PTAS
MADE IN JAPAN
ACCESORIOS
TELEFONICOS
CAJAS Y JACKS

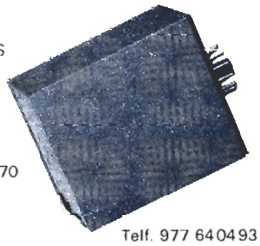


TEIXIDOR
20 43 38
GERONA

Electricidad y Aplicaciones
GERMAN

CAJAS PROFESIONALES PARA MONTAJES ELECTRONICOS

— ENCHUFABLES A BASE DE 11 POLOS ADAPTABLES A CARRIL DIN.
— GUIAS INTERNAS PARA C.I.
— AGUJEROS PREFORMADOS.
— MEDIDAS: 80×45×70 m/m.



La Muralla, 46
TORREDEMBARRA (Tarragona).
Telf. 977 640493
640459

DE VENTA EN LOS MEJORES ESTABLECIMIENTOS DE ELECTRONICA

ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TELS. 431 1480* - 276 75 26
TELEX. 49933

Radio Electra

COMPONENTES ELECTRONICOS
ACTIVOS Y PASIVOS

Esteban Collantes, 37
Teléfs. 407 29 52-407 94 46
28017 MADRID

Hortaleza, 9
Teléfs. 221 60 51-221 14 99
28004 MADRID



DOBLE SIS
ALTAVEUS

Tapiolas 11. Barcelona
T-241 02 09
(Junto Paralelo)

— Venta de altavoces y complementos.
— Gran surtido de KITS, nacionales y de importación.
— Especialidad en la gama alta HI-FI, para los verdaderos audiófilos, que deseen sentir la emoción del concierto en directo, con los altavoces que triunfan en Europa y USA.
— Marcas: Focal, Dynaudio, Audax, etc.

ELECTRONICA MADRID



SE ENVIA
A PROVINCIAS

ALMACEN DE COMPONENTES
Y ACCESORIOS ELECTRONICOS

Tel. (91) 463 20 20-463 86 21
Hervás, 3 y Enrique Borrás, 6
28011 MADRID

DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS

PUERTO DE MASPALOMAS, 4
(POSTERIOR) TELS. 730 44 11 730 46 44.
28029 MADRID

CONECTROL, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

Jorge Juan, 57
C. I. F. A-78157625
Teléfs. 435 63 53
435 73 72
28001 MADRID





ACTIVOS Y PASIVOS



digital s.a.

COMPONENTES ACTIVOS
COMPONENTES PASIVOS
BIBLIOTECA TECNICA
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
KITS, ETC.

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

Pilar Zaragoza, 45
28028 MADRID

246 49 90
246 56 63

GUIA DE COMPRAS

ADO

GENERAL PERON, 32. 20º Q
28020 MADRID.
TLF.: (91) 593 28 81
TELEX: 46284 ADOSA E

ADO ELECTRONIC ESPAÑA, S. A. SIRVE DE PUENTE ENTRE VD. Y JAPON

Nosotros le proporcionamos en breve plazo muchos de los repuestos de circuitos integrados japoneses (incluidos los de **VIDEO** y **TV**)

NOTAS:

1. Pueden ver nuestro anuncio en esta misma revista.
2. Buscamos distribución oficial de nuestros KITS electrónicos para provincias.

ELECTRONICA RAMOS S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS

INSTRUMENTOS DE MEDIDA

RELES RALUX
HERRAMIENTAS
CONECTORES

Tlfno. 403 14 55
Virgen de Lourdes, 34 - 28027 Madrid

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- **COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS**
- **KITS DE MONTAJES**

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

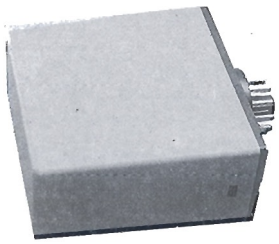
Teléfs.
4722829*
4729274

INFO-COM EUROPA

Informatica y comunicacion. TV via Stelite
Ctra. de Malaga, 56 AGUADULCE - ALMERIA -
Tefno. 951-342204

PARABOLA SIN ANCLAJES, aluminio 1,8m.....35.120 Pts.
PARABOLA CON ANCLAJES, columna, fibra 2,0m.....95.560 Pts.
CONVERSOR tip. 1,9dB, max 2,0dB marca BOSCH.....37.775 Pts.
DOS CONVERSORES CON ORTHOMODO DOBLE POLARIDAD marca BOSCH.....85.895 Pts.
SINTONIZADOR, mando distancia marca "KATHREIN" modelo UF 08....104.875 Pts.
SINTONIZADOR, mando distancia marca "BLAUPUNKT" modelo SR 2000....101.775 Pts.
DECODIFICADOR DIGITAL hasta 40 programas, pletina basica.....45.850 Pts.
SISTEMA COMPLETO DE RECEPCION SAT-TV, Sintonizador "BLAUPUNKT"....330.875 Pts.
FUENTE DE ALIMENTACION ininterrumpida, Bateria sin mantenimiento.....77.200 Pts.
-DESCUENTOS ESPECIALES PARA DISTRIBUIDORES-
**** CONSULTENOS SUS NECESIDADES ****
- precios sin IVA -

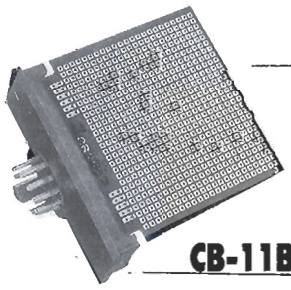
CAJAS VACIAS BASE ENCHUFABLE



CB-11A

CAJA VACIA
MEDIDA:
80×80×35 mm

GUIAS INTERNAS PARA CIRCUITOS IMPRESOS



CB-11C

CIRCUITO IMPRESO PASO 2.54 FORMATO PARA: CB-11A

CB-11B

BASE UNDECAL
CON CIRCUITO IMPRESO Y SALIDAS CON CONECTOR, 2.54 (NO PRECISA SOLDAR HILOS A LOS PINS)

LA CORUÑA CETRONIC	(981) 272654
SEVILLA INDUTRONICA	(954) 377619
BILBAO HORBARA	(94) 4436577
MADRID MOPESA	(91) 4740811
VALENCIA CONTAVAL	(96) 3263700
ZARAGOZA CONTELEIN	(976) 393327

Cabeco, s.a.
ELECTRONICA Y AUTOMATISMO
Agregación, 23-25
08026-BARCELONA
Tel (93) 3479899

activox **ACTIVOX**

componentes electrónicos, eléctricos y de automatización

PROXIMA APERTURA 1 septiembre 1987

Julián Ceballos, 37
39300 TORRELAVEGA
—CANTABRIA—

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

EL MAS EXTENSO SURTIDO EN:

- COMPONENTES ELECTRONICOS.
- KITS DE MONTAJE ELECTRONICOS.
- MICROPROCESADORES.
- VIDEOS.
- ALTA FIDELIDAD.
- TV. COLOR.

C/ SANDOVAL, 3, 4, 6
Teléfono: 4451833 (8 líneas)
Telex: 47784 - SAVL-E
28010 MADRID

AVANCE HACIA EL FUTURO

con la nueva serie de Osciloscopios

KIKUSUI

COS 5000 TM

Fiabilidad
Funcionalidad
Precisión



20MHz	COS5020™ · COS5021™
40MHz	COS5040™ · COS5041™ · COS5042™
60MHz	COS5060™
100MHz	COS5100™

tempel sa

Viladomat, 140 bis
Tel. 254 44 02
Tx. 50056 TMPL
08015 BARCELONA

Ronda Segovia, 11
Tel. 265 74 14
Tx. 45078 TPMM
28005 MADRID

Eduardo Coste, 14, 3.°
Tel. 463 51 01
LAS ARENAS-VIZCAYA

TELKRON

Electrónica y Componentes

Su servicio



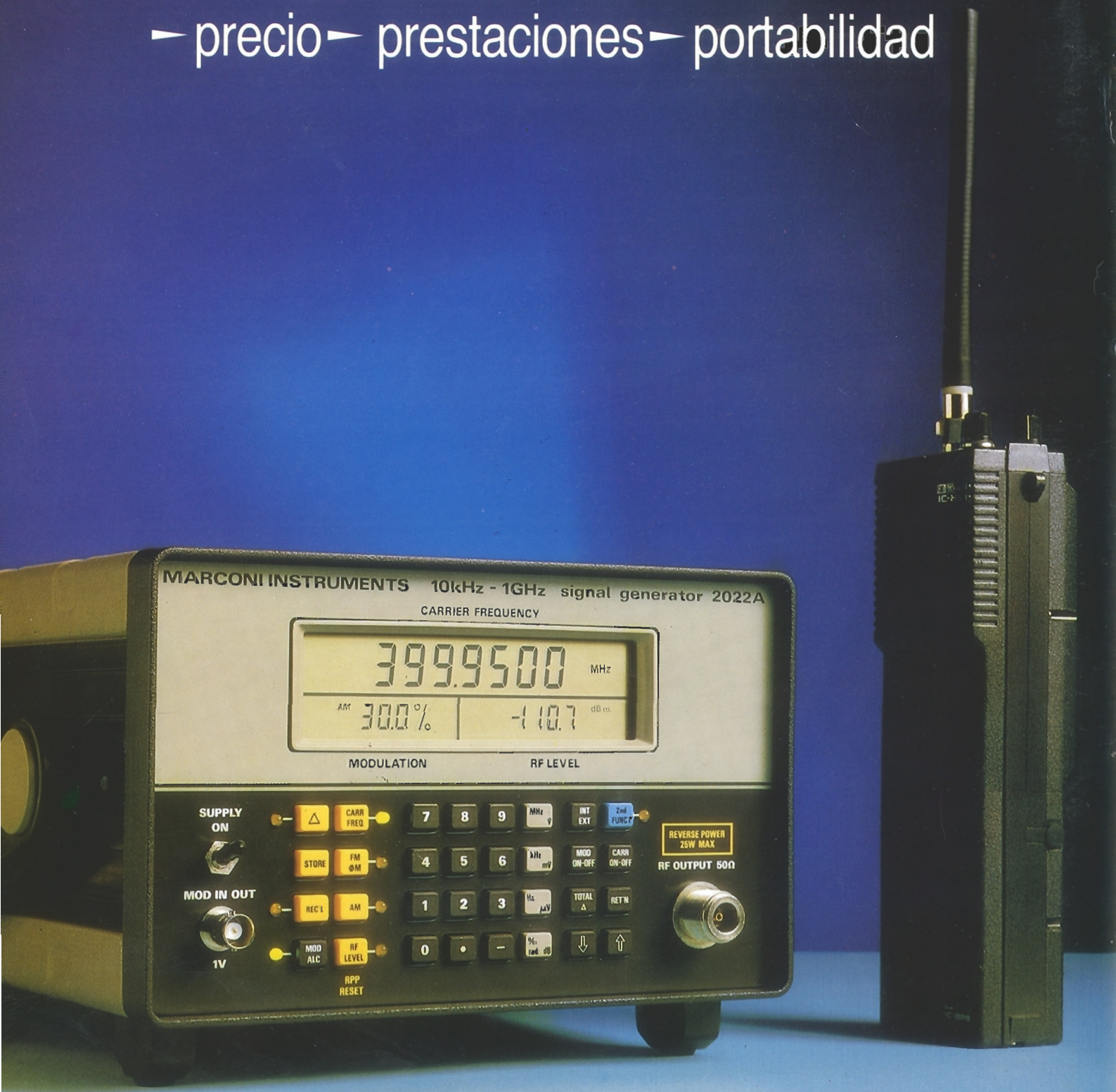
EN ACTIVOS SOMOS FUERTES

Avda. Donostiarra, 13. Posterior
28027 Madrid
Tfnos: 403 42 44 - 403 42 66
Télex: 47833 TKRON-E

Marconi
Instruments

2022A – 10 kHz to 1GHz Generador de Señal

– precio – prestaciones – portabilidad



Marconi Instrumentos, S. A. Gral. Yagüe, 6 / Oficina 5. Telfs. 455 03 91-455 05 85 - 28020 MADRID