elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 98-99
1988

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



Circuitos verano 88

Especial con más de 100 montajes

EDICIONES INGELEK

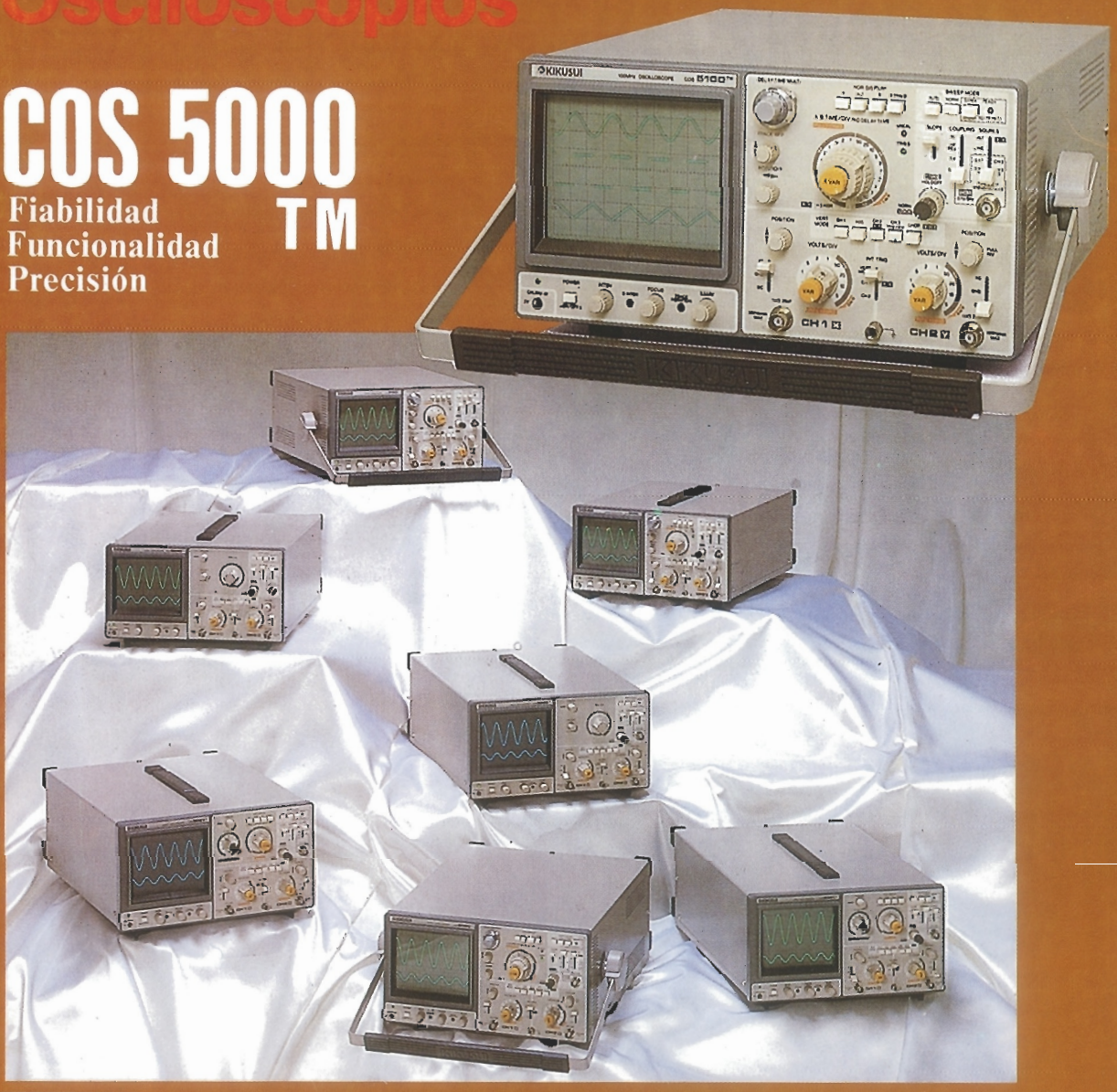
AVANCE HACIA EL FUTURO

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. 2544402 Tx.50056 TMPL 08015 BARCELONA	Ronda Segovia, 11 Tel. 2657414 Tx. 45078 TPMM 28005 MADRID	Subida de Ondiz S/N Bloque 2, portal 6 Tel. 4635101 48940 LEIOA-VIZCAYA	Peñalara, 18 Escalera A Tel. 637662 41005 SEVILLA

SUMARIO

Alarma
Alarma de fallo en la alimentación (16) ... 07-23
Cerradura codificada con 7 cifras (97) ... 07-119
Protección de alimentación sin pérdidas (46) ... 07-56

Alimentación
Fuente de corriente basada en un operacional (11) ... 07-18
Fuente de tensión de referencia (09) ... 07-16
Regulador con baja caída de tensión (32) ... 07-41
Regulador de luminosidad para luz halógena (35) ... 07-44
Protección de alimentación sin pérdidas (46) ... 07-56

Audio
Amplificador de auriculares (22) ... 07-29
Amplificador BF realimentado en corriente (19) ... 07-27
Amplificador CMS estéreo para auriculares (95) ... 07-118
Amplificador corrector de tonos monochip (91) ... 07-113
Amplificador estéreo integrado (54) ... 07-72
Amplificador integrado de 40 W (37) ... 07-46
Indicador estéreo (62) ... 07-79
Preamplificador sencillo (101) ... 07-122
Preamplificador RIAA integrado de alta calidad (79) ... 07-98
Protección para altavoces (25) ... 07-34
Selector digital de audio (39) ... 07-48

Automóvil
Cargador de batería con diodos túnel (102) ... 07-123
Indicador de carga/descarga bara batería (81) ... 07-102
Interruptor electrónico para coche (94) ... 07-116
Luz trasera intermitente para bicicleta (57) ... 07-75
Temporizador para limpiaparabrisas (70) ... 07-88

Divulgación
Desacoplos en circuitos lógicos (28) ... 07-
Excitador de resonador (08) ... 07-16
Familias lógicas TTL/LS/HC/HCT (86) ... 07-107
Operacional de potencia (93) ... 07-115
Potenciómetro con mando digital (48) ... 07-57
Sustitución para codificador digital (52) ... 07-61
Transmisión de niveles TTL (01) ... 07-10

Fotografía y vídeo
Auto-foco para proyector de diapositivas (13) ... 07-20
Distribuidor de señal de vídeo (51) ... 07-60
Separador de sincronismos (63) ... 07-80
Temporizador para baño fijador (20) ... 07-28

Generadores
Generador de funciones (34) ... 07-44
Oscilador a cristal (60) ... 07-78
Oscilador a cristal de precisión (67) ... 07-85
Oscilador basado en un HCU/HCT (38) ... 07-47
Oscilador en puente de Wien (66) ... 07-84
Oscilador en puente de Wien variable (43) ... 07-52
Osciladores basados en puertas HC (61) ... 07-79

Hogar y montajes domésticos
Auto-foco para proyector de diapositivas (13) ... 07-20
Comprobador de diferencial (85) ... 07-107
Control de agua caliente central (44) ... 07-53
Iluminación artificial (72) ... 07-90
Indicador de dirección (07) ... 07-15
Regulador de luminosidad para luz halógena (35) ... 07-44
Telemando de una bombilla por teléfono (90) ... 07-112
Temporizador de seguridad para soldador (02) ... 07-10
Ventilación forzada para refrigerador (77) ... 07-96

Instrumentación
Amplificador de instrumentación (96) ... 07-119
Analizador del factor de trabajo (18) ... 07-26
Barrido logarítmico (82) ... 07-103
Comparador de ventana dinámico (31) ... 07-40
Control de intensidad de visualizador (23) ... 07-32
DAC discreto (36) ... 07-45
Detector de corriente (98) ... 07-120
Extensión de 4 canales DAC (42) ... 07-51
Generador de funciones (34) ... 07-44
Indicador de corriente para 723 (59) ... 07-77
Monitor de corriente y alarma (10) ... 07-17
Pico-amperímetro (69) ... 07-87
Rectificador de precisión (39) ... 07-42
Sencillo conversor D/A (24) ... 07-33
Termómetro pasivo (50) ... 07-59
Visualizador de tensión de 8 canales (30) ... 07-39
Visualizador digital de tensión/corriente (17) ... 07-24
Vobulador sencillo (84) ... 07-104

Juegos
Adaptador de nivel para joystick analógico (05) ... 07-14
Joystick de lujo (49) ... 07-58
Lectura de 16 interruptores en ordenadores MSX (04) ... 07-13
Simulador de disparos (80) ... 07-101
Tragaperras (87) ... 07-107

Micros
8 entradas/salidas paralelo para C64 (88) ... 07-111
Adaptador de nivel para joystick analógico (05) ... 07-14
Control de potencia desde un ordenador (89) ... 07-112
Convertidor bidireccional serie-paralelo (53) ... 07-62
Convertidor de datos serie (64) ... 07-81
DAC discreto (36) ... 07-45
Dirección de Bus para el MSX (28) ... 07-37
Extensión de 4 canales DAC (42) ... 07-51
Extensión de RAM para QL (71) ... 07-89
Interface ordenador-receptor OC (92) ... 07-114
Joystick de lujo (49) ... 07-58
Programa de comunicaciones para C64 (56) ... 07-73
Lectura de 16 interruptores en ordenadores MSX (04) ... 07-13
Selector de unidad de disco (14) ... 07-22

Modelismo
Control de motor CC por PWM (83) ... 07-104
Control de motor paso a paso bipolar (73) ... 07-92
Control de velocidad para motores de continua (58) ... 07-76
Indicador de sección para trenes miniatura (100) ... 07-121
Intermitente para modelismo (99) ... 07-121
Variador de velocidad para aeromodelismo (40) ... 07-49

Música
Compresor para guitarra eléctrica (47) ... 07-56
Path Catcher (26) ... 07-35

Radiofrecuencia
Conmutador de antenas de 4 canales (03) ... 07-12
Filtro Morse (65) ... 07-83
Interface ordenador-receptor OC (92) ... 07-114
Interface para satélites metereológicos (74) ... 07-94
Mezclador pasivo de alto nivel (55) ... 07-73
Módulo de F.I. multimodo controlado por μP. (12) ... 07-18
Preamplificador de banda ancha (15) ... 07-22
Selector de banda RF conmutable (45) ... 07-54
Sintetizador para receptor de banda corta (41) ... 07-50
Sintonizador FM de alta calidad (75) ... 07-94

Varios
Actuador fotosensible (29) ... 07-38
Control de motor paso a paso bipolar (73) ... 07-92
Detector de luz (21) ... 07-29
Filtro digital contra parásitos (76) ... 07-96
Indicador de captura (68) ... 07-86
Selector de 6 canales (06) ... 07-15
Sincronizador para cambio de diapositivas (78) ... 07-97

SECCIONES
Teletipo ... 07-08
Las placas de circuito impreso ... 07-63
Mercado ... 07-126

En nuestro próximo número, entre otros:
Frecuencímetro multifunción - Auricular sin hilos por I.R. - Preamplificador HIFI para micrófono Detector I.R. pasivo - Inyector MIDI - Cuaderno de diseño, suplemento especial - Sumario alfabético 1980-1988.

EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 98-99 JULIO-AGOSTO 1988

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.

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

Publicidad Madrid:
PALOMA MARTIN BAANANTE
Pza. República del Ecuador, 2. 1.º
28016 MADRID. Teléf.: 457 69 23

Publicidad Barcelona:
ISIDRO A. IGLESIAS
Gran V. Corts Catalanes, 465 Entlo. 1.ª A
08015 BARCELONA. Teléf. 93-4254220 - 4254260

Suscripciones y pedidos:
Benito de Castro, 12 bis
28028 MADRID
Teléf: 255 63 25

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

Composición:
Pérez-Díaz
Santa Leonor, 48

Impresión:
Gráficas Reunidas, S. A.
Avda de Aragón, 56.

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 © 1988. Beheer maatschappij elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1988. 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

OJD DIFUSION · PUBLICIDAD

asociación española de prensa técnica

APPP

Estimado lector:



Según nuestra encuesta, que como ya es tradicional, incluimos en este ejemplar, el especial de verano es uno de los números más esperado por los lectores. Multitud de ideas, circuitos ingeniosos, etc., la mayoría de ellos basados en experiencias de laboratorio que posteriormente han sido más elaboradas en otros artículos, o bien que no han pasado de una simple prueba, ofrecen al lector un refrescante número para acompañarle en sus vacaciones. Sin olvidar nuestro «montaje loco» que, camuflado entre los más de 100 artículos espera al lector descuidado para llevarle al desconcierto, o, cuando se da cuenta, de la sonrisa a la carcajada. Esperemos que no se vuelvan excesivamente locos buscando el de este año.

En nuestro próximo ejemplar de septiembre, y para celebrar nuestro número 100, realizaremos un extraordinario que incluirá, además de las tradicionales secciones, un especial «cuaderno de diseño»: un suplemento con una serie de artículos teóricos sobre distintos campos de la electrónica. Hasta entonces, feliz verano.

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: 400 ptas. (IVA incluido)
- Número doble: 800 ptas. (IVA incluido)
  735 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 380 ptas. Número doble: 755 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
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

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

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

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
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 30 W	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-20	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
Interruptor crepuscular	85021	850
Radio solar	85042	905
Fuente de alimentación de 10 amperios	85044	2.070

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RLC	84102	2.175
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
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

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

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

EPS

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	86041-F	2.332
TV sat módulo Audio/vídeo	86082-2	1.252
TV sat frontal	86082-F	953
Preamplificador/F.A. y control	86111-1	2.865
Preamplificador/tarjeta entradas	86111-3	1.899
Convertidor D/A para bus E/S	86312	1.055

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-F	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

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

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

E88: SEPTIEMBRE 1987

Extensión E/S para MSX	86125	2.440
Generador ruido VHF/UHF	86081	453
Capacímetro de bolsillo	86042	1.074
Estudio de audio portátil	86047	5.980

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para osciloscopio	86135	1.430
Programador EPROM para MSX	87002	2.695
Vúmetro estéreo	87002	493
Ecualizador para guitarra	86051	1.503

E90: NOVIEMBRE 1987

Intercomunicador para motoristas	87024	1.314
Preamplificador a válvulas/CP	87006-1	1.955
Preamplificador a válvulas/Entradas	81111-3A	1.855
Generador senoidal digitalizado/CP	87001	2.015
Generador senoidal digitalizado/P.F.	87001-F	1.465

E91: DICIEMBRE 1987

Telemando doméstico por I.R. (emisor)	86115-1	785
Telemando doméstico por I.R. (receptor)	86115-2	890
Distribuidor MIDI	87012	1.985
Pleamplificador de válvulas (alimentación y control de relés)	87006-2	2.880
Interface color para Atari ST	86103	1.660
ARGUS, mini-detector de metales	86069	980

E. 92 ENERO 1988

Alimentación para tubo láser	87037	
Generador senoidal digital (oscilador)	87036-1	
Generador senoidal digital (filtro)	87036-2	805
16 K RAM CMOS para C64	87082	
Filtros de Linkwitz	84071	
Barómetro/Altímetro	86110	1365

E. 93 FEBRERO 1988

Telecanguro	86007	1.350
Convertidor D/A de 14 bits	87160	1.810
Generador senoidal digital, placa principal	87036-3	
Generador senoidal digital, alimentación	87036-4	
Generador senoidal digital, conmutación	87036-6	

E94: MARZO 1988

Interface para facsímil	87038	
Bifase, efectos sonoros	87026	

E95: ABRIL 1988

Receptor para BLU en 20 y 80 m.	87051	2.965
Emulador universal de EPROM	87136	4.655

E96: MAYO 1988

Autobomba	86085	2.676
Regulador para cargas inductivas	87181	1.440
Control digital para motores de modelismo	87098	1.080
Polímetro digital auto-rango	87099	1.572

E97: JUNIO 1988

Termómetro solar	87188	1.831
Bus de expansión para MSX	86003	4.975
Cargador de baterías alimentado por baterías	87076	3.179

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
Frecuencimetro 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. 98/99 Julio/Agosto 1988

	Referencia	P.V.P.
Amplificador corrector de tonos monochip	EPS 87405	1.135
Vobulador sencillo	EPS 87419	1.150
Oscilador en puente de Wien variable	EPS 87441	530
Analizador del factor de trabajo	EPS 87448	1.450
Amplificador de auriculares	EPS 87512	2.195
Visualizador digital de tensión/corriente	EPS 87468	1.590
Tragaperras	EPS 87653	2.060

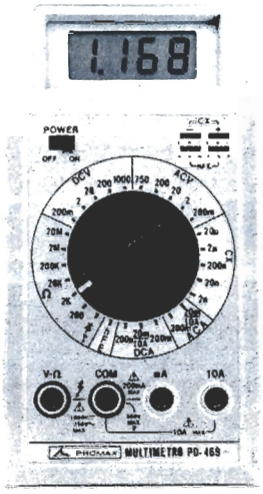
MULTIMETROS Y CAPACIMETRO DIGITALES

PROMAX

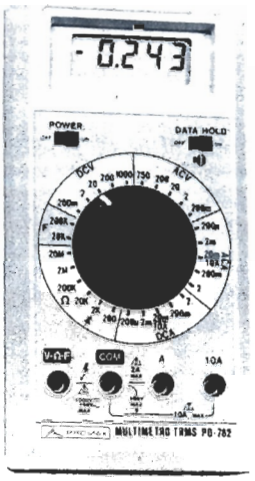
PROFESIONALES



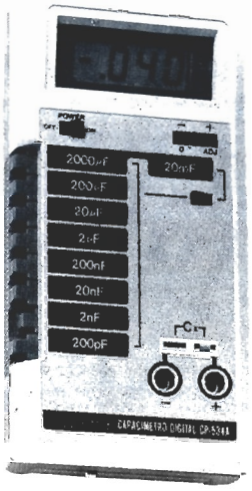
PD - 290



PD - 469



PD - 782



CP - 534 A

MODELO	TENSION	INTENSIDAD	RESISTENCIA	OTRAS FUNCIONES
PD-290 3 1/2 dígitos.	200 mV - 1000 V DC 200 V y 750 V AC	200 μA - 2 A DC	200Ω - 2 MΩ	Prueba de diodos. hFE transitores NPN/PNP
PD-469 3 1/2 dígitos	200 mV - 1000 V DC 200 mV - 750 V AC	200 μA - 10 A DC 20 mA - 10 A AC	200Ω - 20 MΩ	Prueba de diodos. Prueba de continuidad. Capacidad 2 nF - 20 μF. hFE transitores 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 MΩ	Prueba de diodos. Prueba de continuidad. Memoria de lectura. Medida de frecuencia 20 Hz a 200 KHz.

ACCESORIOS Estuche flexible DC-213 • 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 • Sonda de temperatura TF 180

CAPACIMETRO CP - 534 A	Escalas 200 pF a 20 mF — Resolución 0,1 pF a 10 μF — Precisión ± 0,5% de la lectura

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.

PROMAX

INSTRUMENTACION ELECTRONICA PROMAX, S.A.
Fco. Moragas, 71-75 - 08907 HOSPITALET DE LLOBREGAT - Tel. (93) 337 90 08
Fax: (93) 338 11 26 - Telex 98116 PRX E
DELEGACION CENTRO
Clara del Rey, 8 - 28002 MADRID - Tel. (91) 413 78 01

Solicite más información

TELETIPO

Dispositivos para comunicación de Yamaha

Yamaha, comercializados en España por LOBER, S. A., presenta su gama completa de productos para comunicaciones. Toda la gama de circuitos de procesamiento de señal para modems están adheridos a las recomendaciones CCITT V27.

La familia consta de los modelos YM3405 (MD48), un circuito modem para transmisión de datos a 4800 bps en banda de audio, el YM3022 (DAM), interface analógico/digital y digital/analógico para el YM3405, el modelo YM3802X (MCS), un intarface para instrumentos digitales (MIDI) que incluye generador de velocidad, comunicación asíncrona, buffer de recepción/emisión de datos, temporizador, contador y funciones de E/S paralelo, y el YM3418, un circuito modem en un chip para transmisiones de datos en la banda de audio de 9600 bps, según recomendaciones V.29 del CCITT.

Otros dispositivos periféricos de la familia son: el S1985, un controlador de periféricos tales como el procesador de display de vídeo V9938, memorias, teclados e impresoras conmutables MSX II; el YM3408 que convierte sonido ininteligible de CD de doble velocidad, high pitched, en sonido inteligible de doble velocidad, normal pitched; el YM3411, un circuito con función de surround digital; y el YM64XX, que proporciona función «playing» de música para generadores de sonido FM.

Todos los dispositivos están fabricados en tecnología CMOS y encapsulados en formatos DIP.

Catálogo 1988-1989 de Digital, S. A.

DIGITAL, S. A., informa de la nueva edición de su Catálogo General de Electrónica 1988-1989, en el cual figuran todos aquellos componentes electrónicos y accesorios con que habitualmente trabajan y disponen en stock, con lista de precios separada para facilitar su actualización.

Además de la relación alfanumérica de los componentes, el catálogo incluye los patillajes de todos los transistores que comercializan, y las funciones lógicas de los TTL y CMOS, lo que permite que sea al mismo tiempo un libro de consulta para aquellos que no disponen de una amplia bibliografía. El catálogo resulta una herramienta de trabajo y consulta, sobre todo para aquellas personas que están alejadas de los grandes centros electrónicos, ya que Digital, S. A. realiza envíos de los materiales por correo o agencia diariamente.

El precio de este catálogo es de 350 pts, IVA incluido, más gastos de envío. Para recibir esta nueva edición pueden solicitarlo a Digital, S. A., bien contra reembolso o previo pago de 400 pts en sellos de correos.

Microcontrolador con EEPROM de Sierra Semiconductor

El circuito integrado SC48720 de Sierra Semiconductor, distribuido en exclusiva para España por CIOCE, S. A., es un microcontrolador de 8 bits compatible con el procesador COP820S de National Semiconductor, que cuenta además con 1 Kbyte de EEPROM para memoria de programa 64 byte de EEPROM y 64 byte de RAM para memoria de datos. El chip incorpora circuitos especiales para control de EEPROM y generador de alta tensión, de forma que los módulos EEPROM pueden ser alimentados desde la tensión de 5 voltios.

El SC48720 es ideal para aplicaciones de control donde se requiera almacenamiento de datos no-volátil. La memoria de datos EEPROM puede ser accedida eficientemente. La memoria de programa EEPROM puede ser también empleada para almacenamiento masivo de datos de forma no-volátil. También puede ser programada en el sistema para aplicaciones de control optativas.

El SC48720 es totalmente compatible con el microcontrolador basado en ROM SC44820/COP820C. Puede ser usado como dispositivo de emulación y desarrollo para la familia COP820, con la cual es funcionalmente equivalente. Asimismo, el firmaware residente en el SC48720 permite cargar la memoria EEPROM de programa con códigos ensamblados en un sistema de desarrollo MOLE.

El procesador COP820C incorpora una arquitectura de mapa de memoria de 8 bits, E/S serie MICROWIRE, un temporizador/contador de 16 bits con registro de captura e interrupción multifuente. Se consigue un alto rendimiento mediante el juego de instrucciones muy eficiente que opera a una velocidad de 1 μs por ciclo de instrucción (20 MHz). Los mismos puertos de E/S programables por software del COP8820 están implementados en el SC48720. El SC48720 está fabricado en tecnología CMOS y encapsulado DIP de 28 patillas (opcionalmente 20 o 24 patillas). La alimentación del integrado va desde 2,5 a 6 voltios, siendo capaz de trabajar en un margen de temperaturas desde -40 °C a +85 °C.

Voz más datos con el TAD-COAX de Payma

Payma Comunicaciones, S. A. introduce en el mercado un nuevo producto en su gama voz más datos con el modelo TAD COAX. Este equipo permite utilizar el cableado telefónico interno de un edificio para transmitir simultáneamente voz y datos 3270; esto elimina la necesidad de tender cable coaxial desde los controladores hasta los terminales. La utilización normal del teléfono no se ve afectada. La distancia máxima desde el controlador 3274 hasta los terminales 3270 es de 300 metros.

Software para control de puentes LCR

La firma inglesa Prism Instruments, representada en España por MOLHER Electrónica S. A., acaba de lanzar una nueva aplicación software para control del puente LCR modelo AIM 6451 desde un ordenador IBM o compatible. Este software permite controlar de forma remota todas las funciones de medida y parámetros del puente automático para medida de componentes LCR. El programa LCR 6453 puede realizar las siguientes funciones:

— medida simple de parámetro principal y secundario en un componente.

— almacenamiento en memoria de todas las mediciones efectuadas.

— análisis estadísticos de los datos recogidos.

— elección de límites para la selección de componentes.

— posibilidad de seleccionar 8 calidades mediante la programación de 16 límites.

— control de los componentes rechazados.

— control total de todas las funciones de medida del puente.

— salida a impresora de todos los datos medidos.

— imposibilidad de perder datos en caso de un fallo de energía.

AutoFlix: nuevo programa para AutoCAD

ASICOM anuncia la salida de un nuevo producto para AutoCAD, AutoFlix, que es un programa de utilidad para animación de dibujos bi y tridimensionales creados con AutoCAD y AutoShade. AutoFlix simula el movimiento de

la misma manera que hacen una cámara y un proyector de cine: se graban las imágenes una por una para luego proyectarse en secuencia rápida. El usuario escoge entre dos opciones: «Pasarela» y «Planetario».

«Pasarela» desplaza la cámara respecto a su entorno, dando la impresión de pasearse por el interior del dibujo. Esta opción se usa mucho para filmar objetos estáticos como maquetas de arquitectura o partes mecánicas.

«Planetario» se usa sobre todo para simular conjuntos de piezas en movimiento, pudiéndose desplazar también la cámara.

Además de proyecciones automáticas, AutoFlix también produce programas de demostración o de formación interactivos que combinan dibujos de AutoCAD, ficheros de texto, y música o efectos sonoros al gusto de cada usuario.

AutoFlix funciona en microordenadores IBM y compatibles con tarjeta EGA. El programa, en lengua inglesa, se puede emplear con la versión española de AutoShade. Los usuarios que ya disponen de AutoShade pueden ponerse en contacto con el departamento CAD/CAM de Asicom y conseguir gratuitamente AutoFlix.

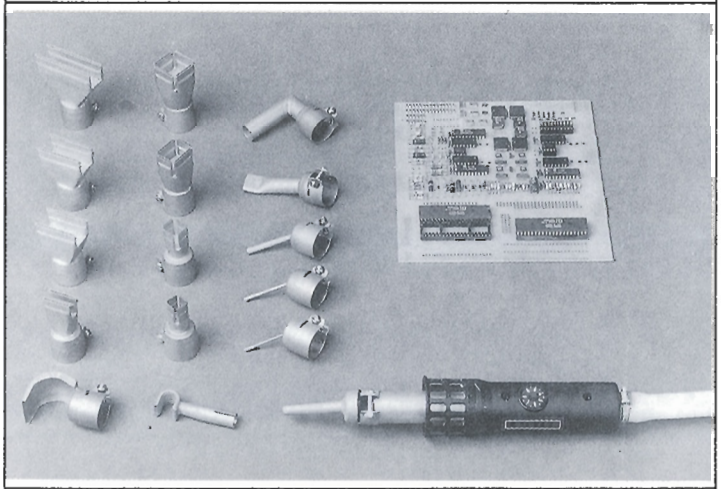
Hewlett-Packard anuncia la construcción de su fábrica en San Cugat

La empresa Hewlett-Packard ha aunciado que el próximo mes de octubre comenzarán las obras de construcción de su fábrica de trazadores gráficos (plotters) en San Cugat del Vallés (Barcelona), en cumplimiento de los protocolos firmados con la Dirección General de Electrónica e Informática y con la Consejería de Industria de la Generalitat de Cataluña. La primera fase, cuyo término se estima en torno a diciembre de 1989, incluye dos Módulos de Planta y la urbanización exterior de los terrenos, además de un Centro de Energía, la Cafetería, y una Zona Deportiva para los empleados. La inversión para esta fase ascenderá a 2.000 millones de pesetas.

La decisión de comenzar las obras se adoptó en el último Comité Ejecutivo de la empresa, celebrado a comienzos de junio, y supone la última parte de los planes de fabricación en España, que habían comenzado, en agosto de 1985, en régimen de alquiler de una planta situada en Tarrasa, con una inversión acumulada de 650 millones de pesetas. España es el cuarto país europeo donde Hewlett-Packard desarrolla actividades de producción. Los trazadores gráficos que Hewlett-Packard fabrica actualmente en Tarrasa se destinan en más del 95% a la exportación, hacia mercados europeos, de Oriente Medio y África. Actualmente trabajan más de cien profesionales en la fábrica de HP, con niveles de productividad absolutamente equiparables a los de sus colegas de otros países donde la empresa tiene actividad de fabricación. Asimismo, la calidad de los equipos que se producen hoy en Tarrasa, tres modelos distintos de trazadores gráficos, alcanzan sistemáticamente los altos niveles de calidad que se exige Hewlett-Packard en todas sus líneas de fabricación.

DESESTAÑADO Y ESTAÑADO SIN CONTACTO
con el aparato de aire caliente Leister-Labor «S»

Regulación electrónica de la temperatura desde 20 hasta 600 °C. Regulación electrónica del caudal de aire desde 1 hasta 150 litros por minuto. Para desoldar y soldar sin contacto componentes SMD y DIP en 2-4 segundos.



Solicite un prospecto SP 33 gratis y la relación de proveedores de su zona.

Quero Hermanos S.A. C/ Cavanilles-1, 28007 Madrid
Tel. 551 88 05, Telex 23758

GAYMAKIT



Equipo de mantenimiento y limpieza multiuso

No deje en manos de cualquier producto de limpieza las partes más delicadas de su ordenador (cabezales, teclados y pantalla) GAYMAKIT es un producto específico para este fin y científicamente comprobado, de forma que no pueda dañar las superficies a limpiar. Imprescindible para lograr una buena audición y una perfecta imagen en los equipos audiovisuales de su hogar. Elimina la carga estática de las pantallas y deja una fina película protectora que repele el polvo. Viene provisto de pincel, cánula y gamuza para llegar a los lugares de más difícil acceso.

De venta en establecimientos de informática y muebles de oficina en toda España

MICROGAYMA, S. A. C/ Cartagena, 70-80 Tels. 255 32 09-256 15 13 28028 MADRID

01 Transmisión de niveles TTL

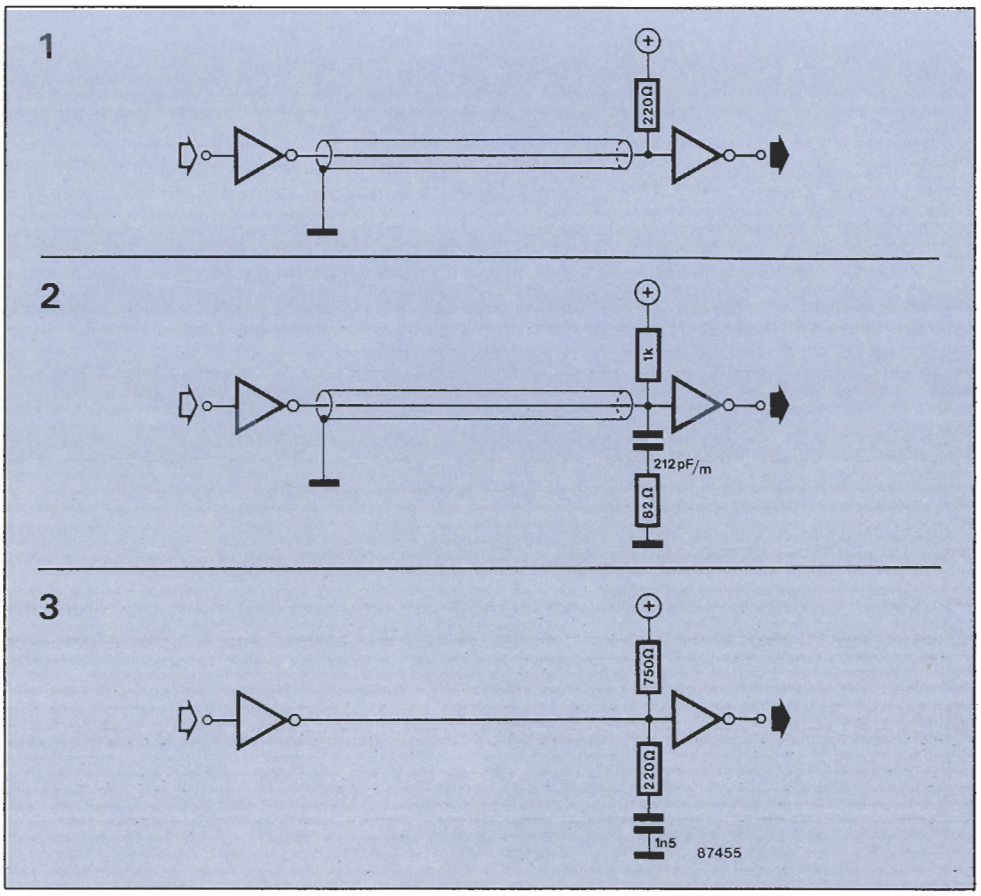
Frecuentemente se envían unos niveles TTL por uniones cableadas sin preocuparse demasiado de lo que pasa. ¿Se preocupa con lo que pasa, por ejemplo, en la unión CENTRONICS entre su microordenador y su impresora? Por supuesto, no es RF. Para ponerse a cubierto de desagradables sorpresas, no está de más respetar algunas reglas fundamentales en las resistencias terminales de las uniones cableadas.

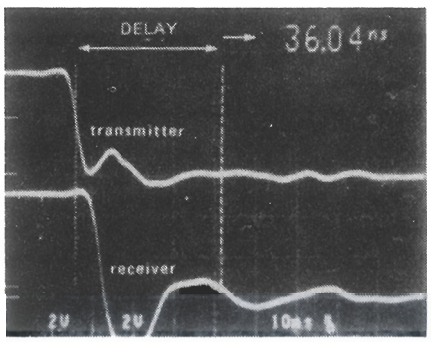
La impedancia de un cable coaxial corriente es de unos 75 Ω; la velocidad de propagación de ese tipo de señales es de 5 m/ns. A partir del tiempo de subida y bajada de 4 ns, una longitud de 40 cm de cable no es despreciable, desde el punto de vista de electricidad.

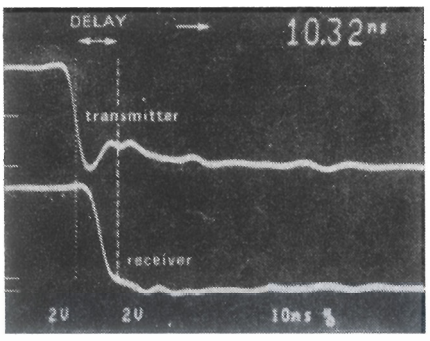
Muy a menudo, la línea es conectada a una resistencia de 220 Ω del lado del receceptor (ver figura 1). Esta solución está lejos de ser la ideal, ya que circula una corriente de unos 20 mA, lo que no es deseable para circuitos HCT, por ejemplo.

Es preferible poner en la línea, a la llegada, una red RC como la de la figura 2, con una resistencia de terminación (de valor más elevado) si la salida concerniente es de colector abierto. Se puede, de esta forma, aumentar la longitud del cable hasta 15 m.

Con el cable plano, hay que tener en cuenta la capacidad parásita entre los hilos, sobre todo cuando se utilizan circuitos HCT a la entrada: éstos se caracterizan por una impedancia de entrada elevada. Para más de 60 cm, estos cables perturban la comunicación entre los aparatos. El hecho de entrelazar los hilos de masa y los hilos por los que circulan señales permite triplicar la longitud del cable (1,18 m). Si se prefiere ahorrar hilo con blindaje, se puede añadir una resistencia de terminación de 1 KΩ en cada uno de los hilos de señal a la llegada: la longitud máxima de cable será entonces de 1,2 m. Combinando las dos medidas, se llega a una longitud de cable utilizable de 2 m. Con la solución de la figura 3, se llega igualmente a 2 m, pero sin utilizar el entrelazado de líneas aisladas. De golpe la longitud de cable plano con líneas de masa entrelazadas puede pasar a 5 m. Como indica el título, todo lo dicho hasta aquí es para señales lógicas TTL y no para señales analógicas.

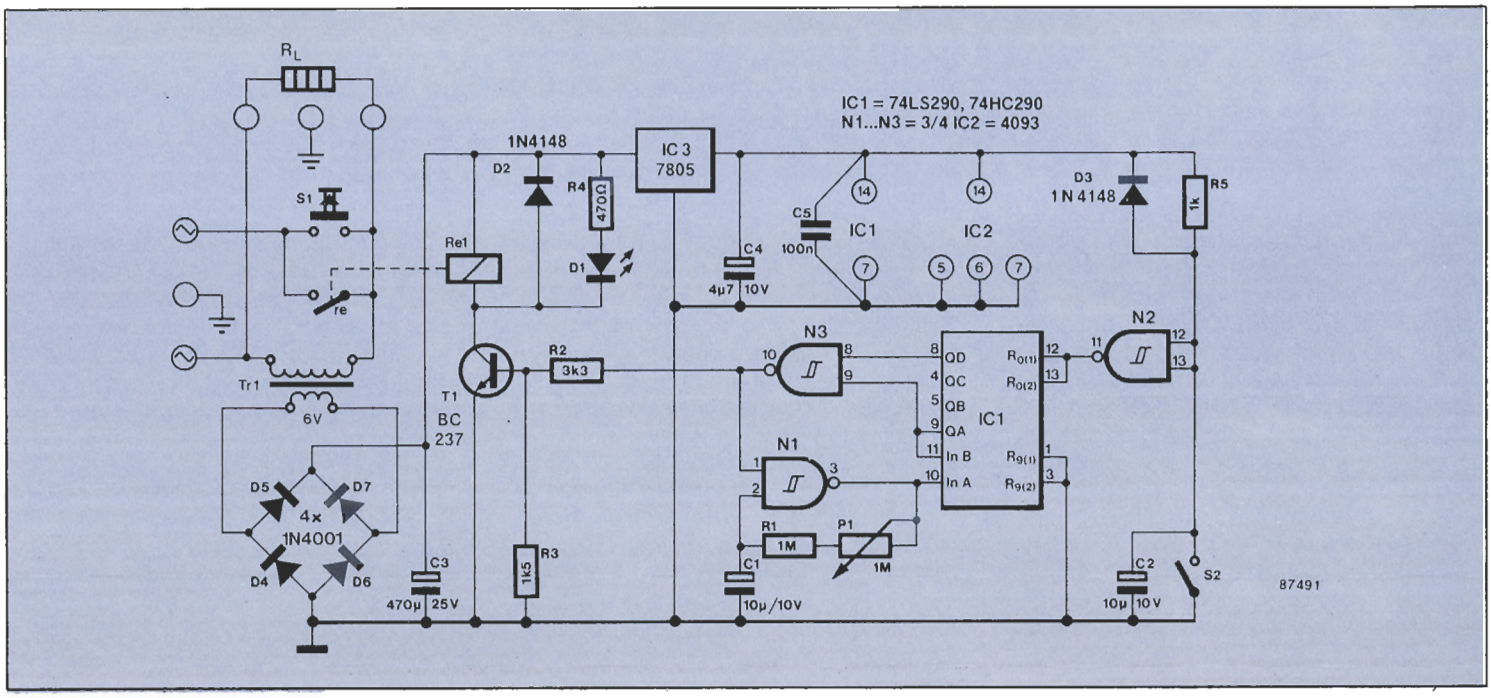






02 Temporizador de seguridad para soldador

Un soldador es como una plancha: basta que se deje un momento fuera de su sitio y se olvide uno de desenchufar para que se transforme la casa... en cenizas. Incluso si estos pequeños despistes no terminan en tragedia, no contribuyen a aligerar los recibos de electricidad, sin hablar de las consecuencias para la vida útil del aparato. ¿Por qué no cortar la corriente de un soldador en cuanto pase de 20 segundos fuera de servicio su soporte? Por supuesto, si se quiere soldar sin



interrupción durante varios períodos más largos, habrá que redisparar la temporización de vez en cuando.

El operador NAND N1 está montado como oscilador de frecuencia variable. Este, divide por 10 la señal que recibe: tan pronto como las salidas Q_D y Q_A están en el nivel lógico alto al mismo tiempo, es decir, en el momento del noveno impulso, el operador NAND 3 bloquea el transistor T1. El relé no se excita más y la alimentación del aparato se corta.

Para armar el temporizador hay que pulsar el botón S1. El condensador C2 no está todavía cargado y el contador, por tanto, puesto a cero por N2. Las dos entradas de N3 están todavía bajas y T1 puede excitar el relé cuyos contactos toman el relevo de S1: el transformador está unido a la red de alimentación.

El interruptor S2 debe montarse en el soldador de tal forma que se cierre cuando se ponga el soldador. Durante este tiempo el contador permanece bloqueado. Cuando se empuña el soldador, S2 se abre y las entradas de puesta a cero se vuelven inactivas. Si el soldador no se ha apoyado transcurrido un tiempo, se cortará un segundo más tarde, cuando las entradas de N3 estén altas al mismo tiempo.

mailing electronica

mailing electronica
Tlf. 953-561099
P.V.P. 325 Pts
Iva Incluido



Más detalles. 7.000 componentes electrónicos y 70 kits exclusivos en nuestra guía de componentes 87-88.

Solicítela enviando 375 ptas. en sellos de correos o a reembolso de 428 ptas. al Apartado 25 - C.P. 23660 Alcaudete (Jaén) - Teléf. (953) 561099

MOS FET MÓDULOS AUDIO

de 75 a 150 W rms: 6.595 ptas.
200 W/8 Ω ó 300/4 Ω: 9.880 ptas.
400 W/8 Ω (puen.): 17.890 ptas.
600 W/4 u 8 Ω (puente.): 23.725 ptas.
1.000 W, consultar
(Necesitan radiador auxiliar)

FUENTES TOROIDALES DOBLES

± 62 Vcc/500 W: 11.830 ptas.
± 75 Vcc/500 W: 13.300 ptas.
± 75 Vcc/750 W: 14.768 ptas.
Incluyen condensadores primera calidad de 10.000/100 V ó 2X6.800/63 V, barra de cobre distribuidora de masas, P. rectificadores metal, esquema y lay out.

CROSSOVER 24 dB octava 3 vías: 5.900 ptas.

TÚNEL VENTILACIÓN FORZADA

Incluye 2 ventiladores, disipa hasta 2.000 W: 18.000 ptas.

ECUALIZADOR PARAMÉTRICO

2×10 bandas, con analizador de espectros: 23.750 ptas.

PLATO CON PEANA Y TAPA

Transm. correa, cápsula mag., estroboscopio, 2 vel., semiautomático, color negro. 420×355×103 mm: 14.000 ptas.

MESAS MEZCLADORAS

5 entradas 2 VU meters 775 mV sin control tonos: 13.400 ptas.
8 entradas 2 VU meters, ecual. 5 cortes, fader, salida 775 mV y 1,5 V, noise −65 dB: 21.500 ptas.
8 entradas 2VU meters, ecual. 7 cortes indep. por canal, eco y mucho más: 45.500 ptas.

TUBOS LÁSER HeNe

2 mW	36.346 ptas.
5 mW	64.252 ptas.
10 mW	81.124 ptas.
25 mW	847.957 ptas.

COPIADORA DE CASSETTES PROFESIONAL (TELEX U.S.A.)

Copia una cassette comercial en un minuto por ambas caras a la vez; normas DIN 45.500, incluye instrucciones en castellano y dos cabezales de repuesto. Oferta muy limitada: 60.000 ptas.

ENVÍOS SEUR EN 24 HORAS

IVA NO INCLUIDO

03 Conmutador de antenas de 4 canales

La conmutación de dos o más antenas es complicada cuando las señales a captar están en las bandas VHF/UHF (50..960 MHz). Este circuito utiliza los diodos PIN para reducir lo más posible las pérdidas de inserción. Los diodos PIN son unas resistencias controladas por corriente, dotadas de propiedades que las convierten en propicias para la conmutación o la atenuación de señales RF.

El conmutador, por otro lado, puede controlar hasta 4 antenas y se descompone en dos partes: la sección de conmutación propiamente dicha, montada directamente en el mástil de la antena, y la sección controlada con la alimentación, montada en las proximidades del receptor. Esta forma de proceder permite utilizar un único cable en vez de dos o tres o a veces hasta cuatro.

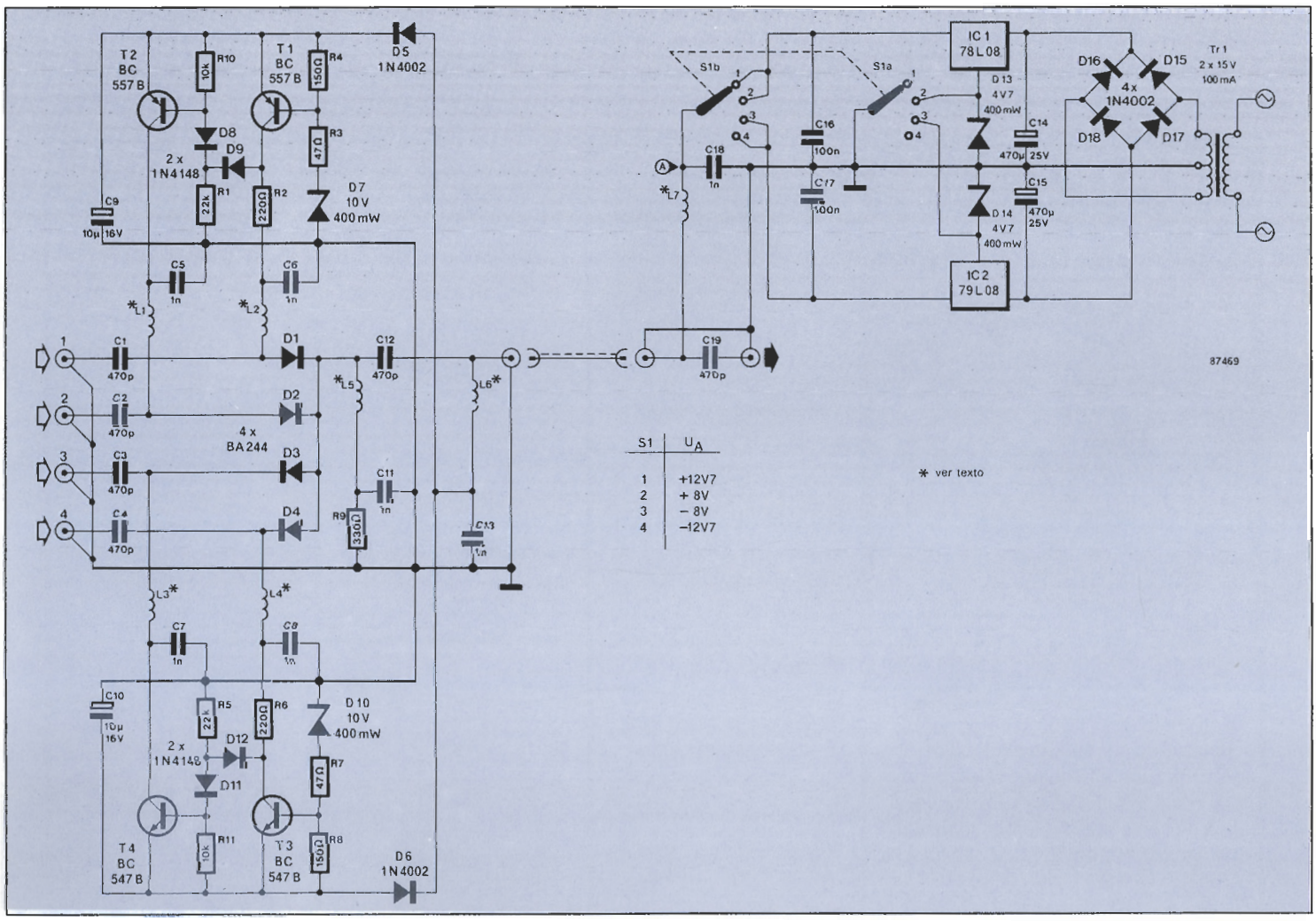
La selección de una de las antenas se obtiene por la polarización en sentido directo del diodo PIN correspondiente. La elección de este diodo depende del nivel y de la polaridad de la tensión aplicada al circuito de conmutación a través del cable descendente. Cuando se ha elegido, por ejemplo, la entrada 1 con la ayuda de S1, la tensión en el cable descendente es de +12,7 V (medida respecto al blindaje) lo que es insuficiente para atacar T3 y T4 a través de D6 que no conduce. Este nivel de tensión positiva hace conducir el diodo zenner D7 y polariza así T1 que se satura. A su vez, T1 polariza el diodo PIN D1, impidiendo a T2 que conduzca. La entrada 1 es, por tanto, unida a la salida común del conmutador a través de D1. Mientras que S1 está en posición 2, la tensión de alimentación conducida por el cable descendente pasa a 8 V, y D7 ya no conduce. Es T2 el que entra en saturación y el diodo PIN D2 el que está polarizado en sentido directo. Los diodos D8 y D9 impiden a D1 estar polarizado a través de R2 y a la unión base-emisor de T2. La entrada D2 se pone en servicio.

De la misma forma, cuando la tensión de control es negativa con relación al blindaje, es el circuito alrededor de T3 y T4 el que funciona como el que acabamos de describir, y D3 o D4 conducen según el nivel de tensión –8 V o –12,7 V.

Las bobinas L1...L6 impiden la puesta a tierra de la señal RF, mientras que L7 le impide estar cortocircuitada con la alimentación. Para las aplicaciones en VHF de este circuito, L1...L7 serán unas bobinas de 5 μH, mientras que para las bandas UHF hace falta 2 μH.

La señal RF es enviada hacia el receptor a través de C19 cuya función es bloquear la componente continua. Si las antenas a controlar son simétricas, es necesario convertir su salida asimétrica y transformarlas para 75 Ω, utilizando si es necesario un transformador Balun.

Hay que precisar que los diodos PIN difieren de los otros tipos de diodos en que en la rectificación no intervienen en ellos mismos más que por debajo de una frecuencia límite a partir de la cual su resistencia varía entre 1 Ω y 10.000 a medida que la corriente de control pasa de 100 mA aμA.

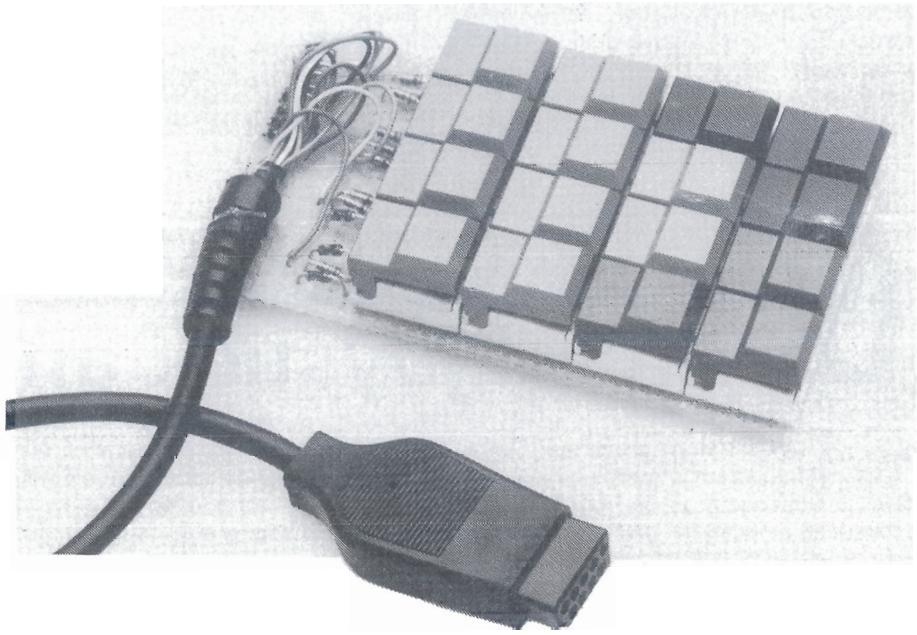


04 Lectura de 16 interruptores en ordenadores MSX

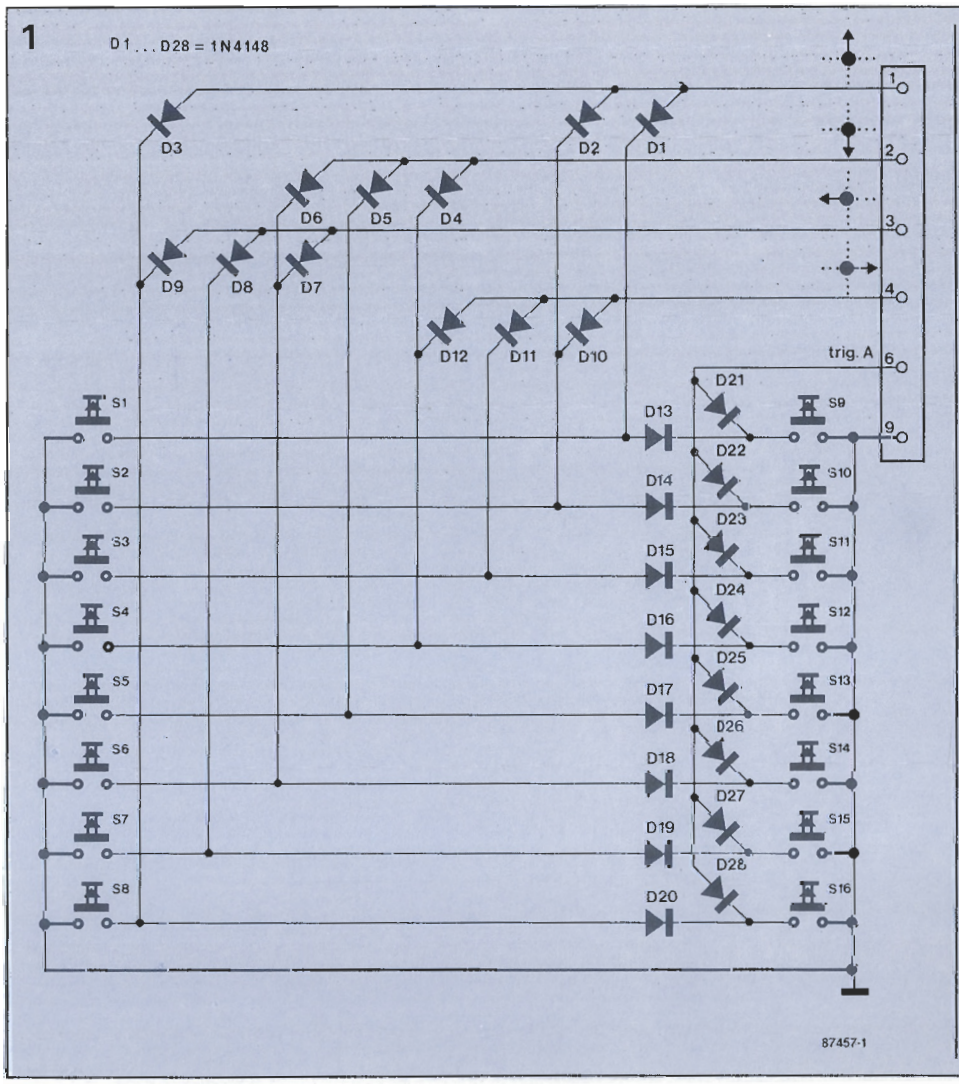
El presente circuito es una aplicación poco usual, pero no por ello menos interesante, de la entrada para joystick disponible en los ordenadores MSX. Con ligeras modificaciones, también se podrá emplear en otros ordenadores equipados con una entrada o puerto de juegos similar.

El empleo de la entrada de joystick para la lectura de 16 interruptores es muy útil, teniendo presente que se necesita muy poco hardware adicional y que los programadores pueden disponer de las instrucciones BASIC estándar para la lectura del puerto para joystick.

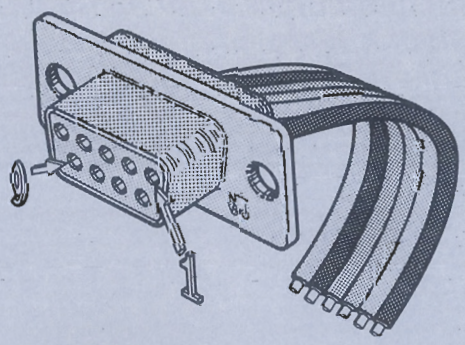
En los ordenadores MSX la posición del joystick se efectúa con la ayuda de la instrucción STICK(n), donde n vale 1 ó 2, esto es, el número del joystick correspondiente. La instrucción devuelve un valor entero comprendido entre 1 y 8 dependiendo de la posición del joystick según se representa en la figura 1.



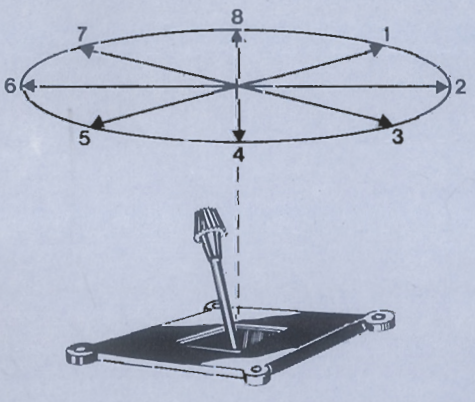
1



2



3



Por otra parte, la instrucción STRING(n) permite determinar el estado del pulsador de disparo del joystick n, devolviendo el valor –1 cuando éste se pulsa.

Según se puede apreciar en el diagrama del circuito, se emplea una matriz de diodos para permitir la conexión de los ocho interruptores S1-S8 a las cuatro entradas de direcciones del puerto para joystick. Cuando se activa cualquiera de los interruptores, se envía un nivel lógico bajo a una o dos de las líneas de entrada, permitiendo al ordenador la identificación del número de tecla pulsada.

Podemos emplear ocho diodos adicionales, D21-D26, para poder duplicar el número de teclas (S9-S16). Este conjunto se puede mantener identificado del primer grupo conectándolas a la entrada de disparo (trig. A).

Laas 16 teclas se pueden identificar con ayuda de las siguientes instrucciones BASIC:

```
X=STICK(1) (o X=STICK(2))
Y=STRIG(1) (o Y=STRIG(2))
```

por lo que el número de tecla simplemente es:

```
Z=X-(Y*8)+1
```

Nuestro circuito demuestra cómo una ampliación versátil puede hacer un buen empleo del hardware existente mientras que es controlado con los comandos BASIC.

Finalmente, la figura 3 muestra la disposición de los contactos del conector sub-D de 9 patillas empleado para la conexión del presente circuito al puerto para joystick MSX.

05 Adaptador de nivel para joystick analógico

Un joystick analógico normalmente consta de dos potenciómetros cuyos cursores, o toma central, se controlan por medio de la palanca del joystick. Desafortunadamente, el ángulo recorrido por la palanca suele ser tan sólo de 90 grados, mientras que el eje del potenciómetro y, por tanto, su cursor puede rotar hasta 270 grados. Por tanto, el margen de tensión que proporciona el potenciómetro del joystick es relativamente pequeño. Realizando dos circuitos idénticos a los descritos en este artículo, podemos aumentar el margen de la tensión ofrecida por los potenciómetros de un joystick analógico.

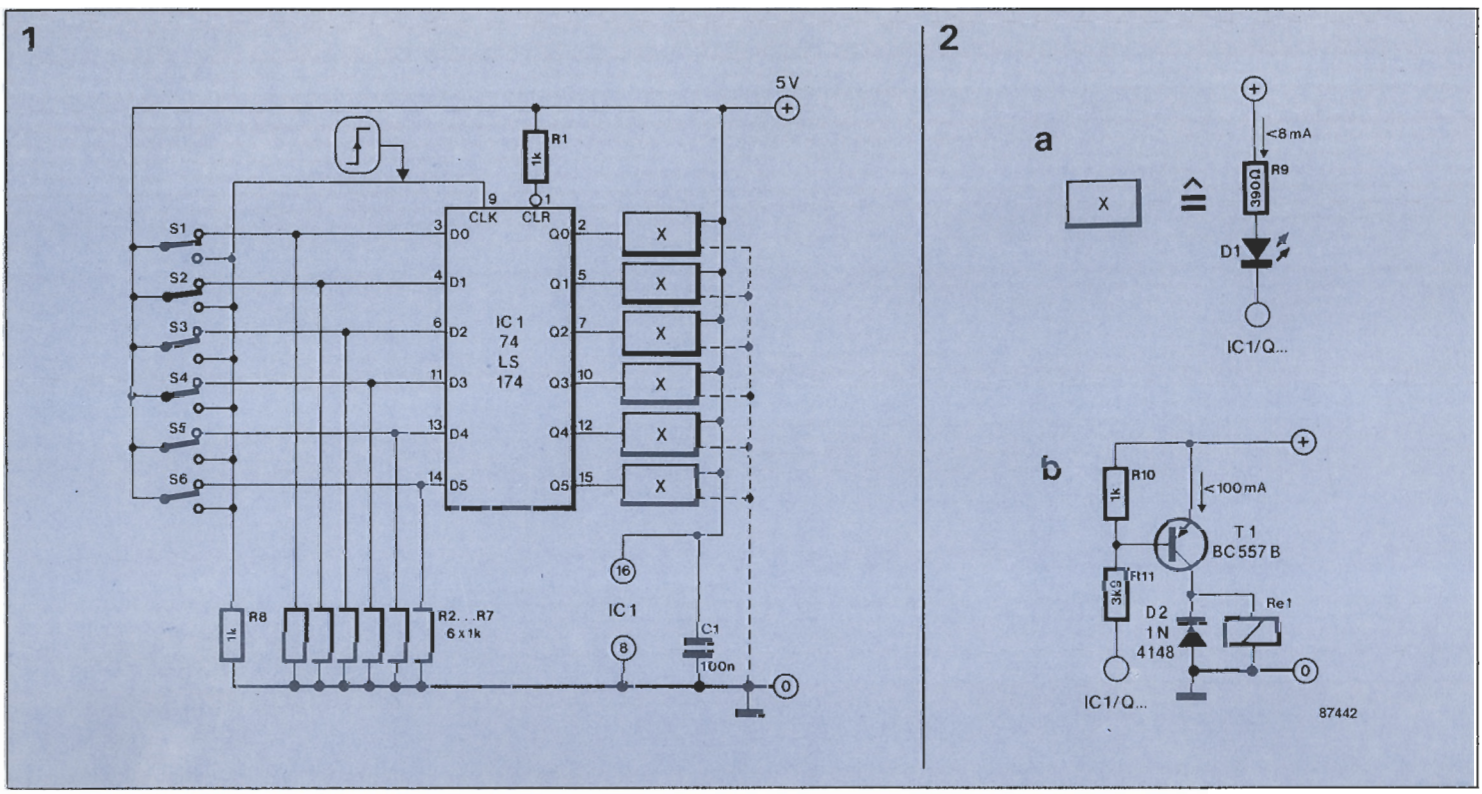
El circuito se puede duplicar fácilmente gracias al empleo de un doble amplificador operacional CMOS modelo TLC272. Cada una de las dos tensiones presentes en los cursores de cada potenciómetro se procesan de forma independiente, lo que permite conseguir efectos interesantes.

La ganancia del amplificador se determina por medio de P3. Esta resistencia ajustable permite aumentar el margen de cada potenciómetro de forma independiente. La resistencia ajustable P2 sirve para desplazar el margen operativo del potenciómetro dentro de los límites de la tensión de alimentación, la cual debe permanecer entre 3 y 16 voltios.

El ajuste del circuito es inmediato. Comenzaremos con situar P3 en la posición de su mínima resistencia, con lo cual fijaremos en 1 la ganancia de A1. Seguidamente, situaremos la palanca del joystick en su posición central, para que el cursor de P1 esté a mitad de recorrido, y ajustaremos P2 hasta conseguir que la tensión de salida del circuito sea igual a 1/2 V_{dd}.

El siguiente paso consistirá en desplazar la palanca del joystick a sus posiciones extremas y anotar las tensiones de salida que se obtienen en cada caso. Ajustar P3 hasta conseguir que la salida del circuito cubra los márgenes requeridos. El ajuste de P2 permite cambiar el punto de basculamiento del circuito, esto es la tensión de salida cuando la palanca del joystick está en su posición de reposo central.

El consumo de corriente del circuito depende del nivel de la tensión de alimen-



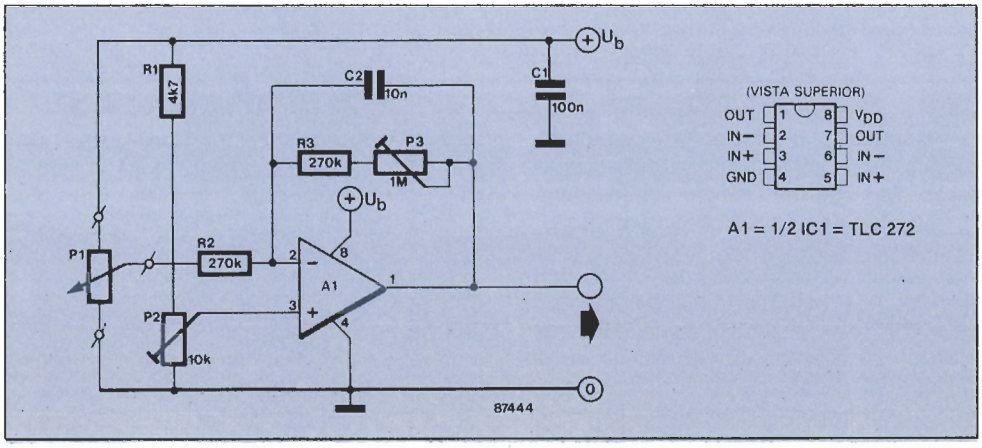
tación y del valor de P1. Cuando V_{dd}=5 V y P1=4K7, la corriente consumida es menor de 10 mA.

El modelo de amplificador operacional empleado en este montaje fue elegido porque sólo necesita una única tensión de alimentación y porque posee un amplio margen de tensiones de entrada (0 a V_{dd}-1,5 Volt.).

06 Selector de 6 canales

Este diseño demuestra que realizar un selector de 6 canales con interruptores no siempre necesita estar basado en el empleo de circuitos integrados especiales.

Cuando ninguno de los interruptores inversores SPDT se presiona, los datos de entrada de IC1 se mantiene a +5 V, mientras que la entrada de reloj se mantiene a nivel bajo a través de R8. Cuando un interruptor se activa, la entrada asociada de IC1 se pone a nivel bajo, mientras que la entrada de reloj se sitúa a nivel alto (o más propiamente dicho recibe una transición del nivel bajo a alto) por lo que el estado lógico de las entradas D1 a D5 se almacenan y transfieren a las salidas Q0 a Q5.



Cada una de estas salidas puede atacar a un LED o a un circuito basado en un relé tal y como se representa en la figura.

Cuando se necesiten más de 6 interruptores, se puede añadir otro 74LS174 que recibirá la señal de reloj. Observe que el circuito LS se puede sustituir por su equivalente de la familia HC o HCT, con lo que se reducirá el consumo de unos 20 mA a 6 mA. La máxima corriente de salida suministrada por IC1 es de 8 mA en cualquier caso.

07 Indicador de dirección

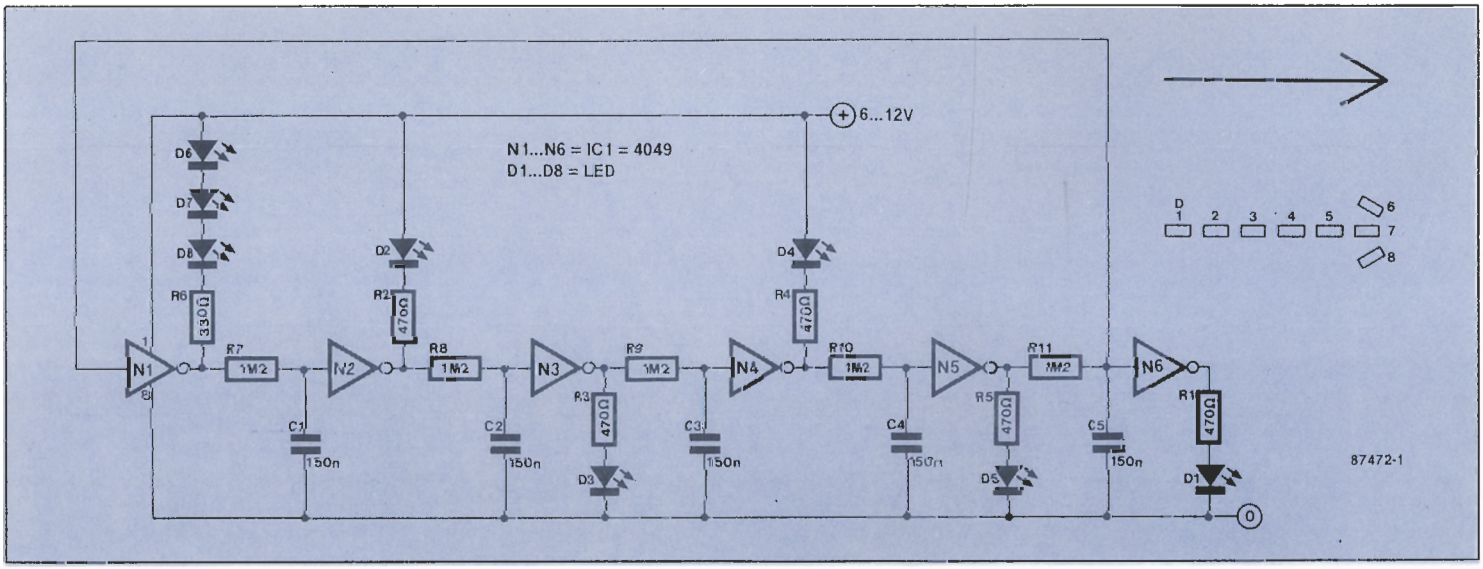
A menudo ocurre en las fiestas que la gran mayoría de las personas se pierden buscando el servicio (W.C.), y cortés pero urgentemente necesitan que alguien les indique la dirección adecuada.

El indicador de dirección propuesto en el presente artículo se puede emplear, por supuesto, en otras muchas aplicaciones, dado que llama la atención de las personas por medio de LED iluminados sucesivamente, en forma de flecha.

El circuito se basa en un único circuito integrado modelo 4049, el cual contiene seis inversores CMOS. A cada uno de ellos se le asocia una red RC a su salida para asegurar un retardo apropiado antes de actuar sobre el siguiente inversor.

Las salidas del circuito son capaces de activar un LED directamente, aunque se puede esperar que el circuito se caliente algo.

Este circuito se puede alimentar a partir de una batería de 9 V (PP3) y consume nada más que 50 mA.



08 Excitador de resonador

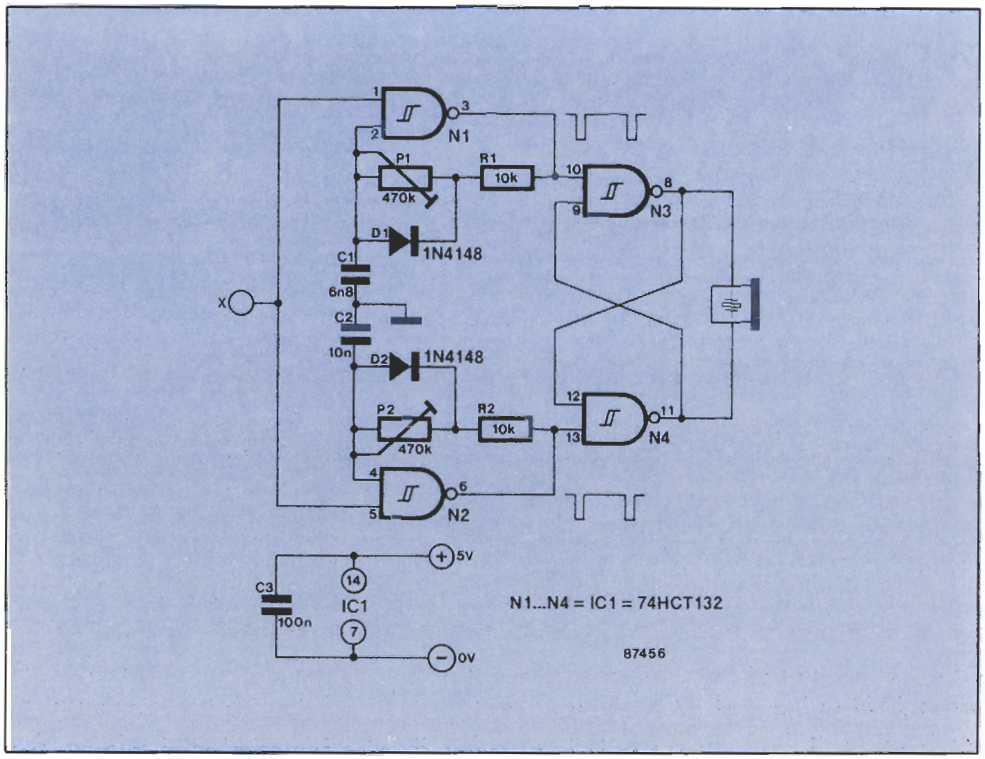
Los resonadores piezoeléctricos, también conocidos como buzzers, se emplean frecuentemente para generar señales audibles en toda clase de equipos electrónicos. Los buzzers son pequeños, ligeros, fáciles de emplear y suministran una buena señal de salida. Dentro de este tipo de resonadores, existen dos modelos: los pasivos y los activos. Los primeros se atacan por medio de una señal de audiofrecuencia, mientras que los últimos incorporan un oscilador interno y sólo necesitan una tensión continua para su funcionamiento.

El presente artículo ofrece un circuito formado por un doble oscilador de audio para atacar a buzzers pasivos. Éste asegura una salida de sonido mejor que la normal obtenida en un resonador piezoeléctrico, debido al empleo de dos osciladores N1 y N2, cuya señal de salida se sitúa entre 1 y 10 KHz.

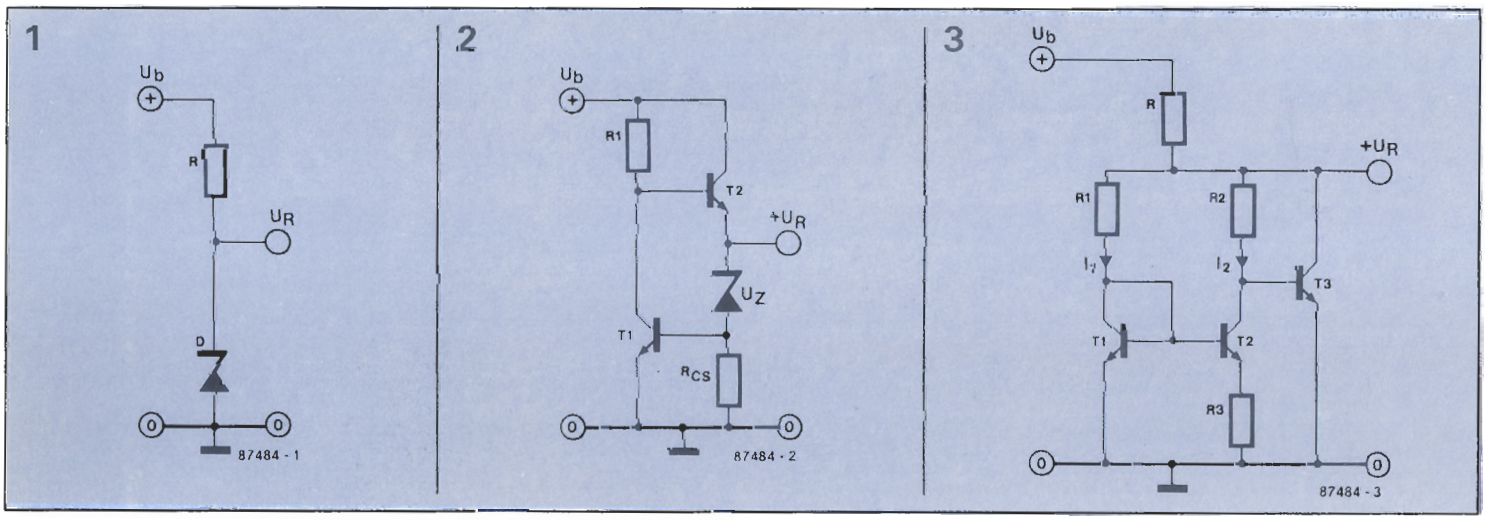
Las puertas N3-N4 constituyen un biestable R-S, el cual se controla por las salidas de N1-N2 y atacan directamente al buzzer. La composición espectral de la señal de salida es bastante compleja, debido a la presencia de los dos tonos fundamentales y a las frecuencias suma y diferencia de ellos. De esta forma, el timbre que se obtiene en la señal varía en función de la relación existente entre las frecuencias de los osciladores, que se pueden ajustar con la ayuda de los potenciómetros P1 y P2.

Observe que los diodos D1-D2 reducen el factor de trabajo de las señales del oscilador hasta alrededor del 25%. Los mejores efectos se obtienen cuando existe una relación simple entre las frecuencias de los osciladores, por ejemplo, 3:4. La forma de onda resultante siempre se compone de señales rectangulares, pero éstas difieren en un período para asegurar que el buzzer produce un sonido agradable.

El excitador de buzzer se controla por medio de un nivel lógico aplicado a la entrada X. El consumo del circuito en estado de reposo es virtualmente despreciable, mientras que en estado activo se sitúa alrededor de los 10 mA.



09 Fuente de tensión de referencia



En general, sabemos que la seguridad en las medidas efectuadas en los circuitos electrónicos es función, principalmente, de la estabilidad y precisión de la referencia con la que se compara la magnitud desconocida. Por lo tanto, todo el problema se reduce a mantener la estabilidad de la referencia, esto es, contrarrestar los efectos adversos de las variaciones en la temperatura ambiente, la tensión de alimentación y la corriente de carga.

El diodo zener de la figura 1 se emplea como dispositivo de referencia en aquellas aplicaciones donde los parámetros anteriores no están sujetos a variaciones apreciables. El «super zener» de la figura 2 posee excelentes características de estabilidad y está fuertemente afectado por las variaciones en la tensión de alimentación y en la corriente de carga. Aunque el coeficiente de temperatura del circuito super zener se puede optimizar dimensionando cuidadosamente los componentes, todavía existe una mejor solución para realizar una referencia de tensión de alta precisión.

El término banda prohibida se refiere a la diferencia entre las dos bandas de energía discretas existentes en los cuatro electrones externos del átomo de un semiconductor. Los electrones alojados en la banda de energía más alta o banda de conducción contribuyen a la conducción eléctrica del material. Cuando la temperatura aumenta, algunos electrones alcanzan la suficiente energía térmica para escapar de la banda de valencia (no conductora), cruzar la banda prohibida y entrar en la banda de conducción, dejando incompleta la banda de valencia. De esta forma, vemos que la conductividad es una función de la temperatura.

Con referencia a la figura 3, el coeficiente de temperatura del espejo de corriente T1-T2 se compensa por medio de T3. Si el circuito funcionase de forma óptima, se encontrarían las siguientes condiciones: (1) R2 10 R1; (2) R3 se calcula de tal forma que VR=1.204 V; y (3) los transistores son exactamente iguales.

La última condición probablemente será la que mejor se cumpla si se emplean idénticos transistores en el mismo encapsulado, por ejemplo, los arrays de transistores como el modelo CA3083.

El valor de R depende de la tensión de alimentación y del valor máximo de la corriente de salida. Cabe mencionar que T3 soporta la corriente de salida si el circuito no está cargado, por lo que la disipación resultante puede aumentar la diferencia de temperatura del chip. Por este motivo, recomendamos cargar permanentemente la referencia de tensión de la banda prohibida.

Los cálculos que acompañan a este artículo demuestran que la tensión de salida del circuito no viene afectada por las variaciones de temperatura.

Referencia de banda prohibida

La tensión de referencia, U_R, se obtiene de:

$U_R = U_{BE(T3)} + I_2 T_2$.

R_1 y R_2 son dimensionados de forma que $I_1 = 10 I_2$, por lo que en R_3 caen $U_{BE(T1)} - U_{BE(T2)}$ voltios

$I_2 = U_{BE(T1)} - U_{BE(T2)} / R_3$

de donde

$U_R = U_{BE(T3)} + (U_{BE(T2)} R_2 / R_3$.

$U_{BE(T1)} - U_{BE(T2)} = kT / q \log_e (I_1 / I_2)$.

$U_{BE(T3)} = U_{BG} (1 - T / T_e)$

$U_R = U_{BG} (1 - T / T_e) + U_{BEO} (T / T_e) + R_2 / R_3 kT / q \log_e (I_1 / I_2)$.

$dU_R / dT = -U_{BG} / T_e + U_{BEO} / T_e + R_2 / R_3 k / q \log_e (I_1 / I_2)$

$R_2 / R_3 \log_e (I_1 / I_2) = (U_{BG} - U_{BEO(T3)}) C$

donde

$C = qlkT_e$

$dU_R / dT = 0$ (QED).

k = constante de Bultzman (1.3805×10^{-22} J/K).
T = temperatura absoluta (K).
q = carga del electrón (1.6021×10^{-19} C).
U_{BG} = tensión de la banda prohibida (1.204 V).
U_{BEO} = tensión base-emisora $T = T_0$.
e = la base de los logaritmos naturales.

10 Monitor de corriente y alarma

Los circuitos presentados en este artículo pretenden introducir al lector en la indicación remota del consumo de corriente de la red eléctrica doméstica.

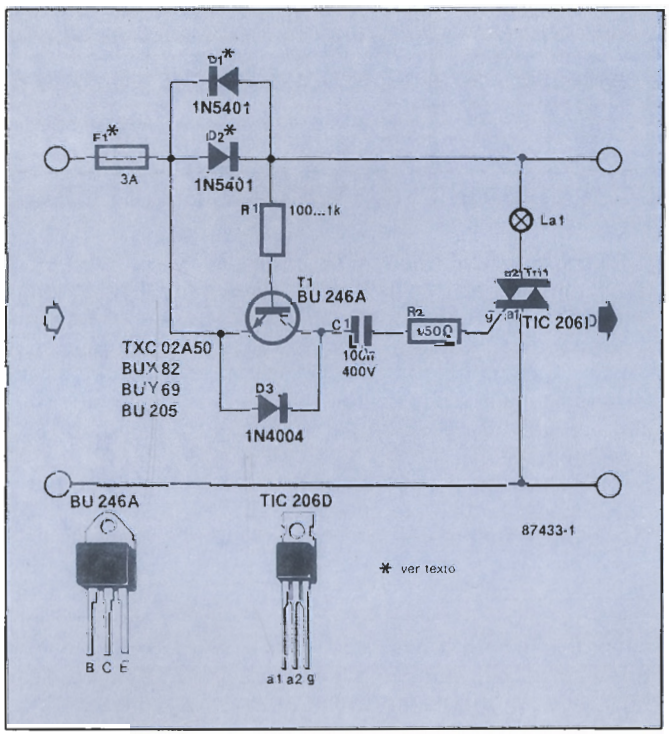
El circuito de la figura 1 supervisa la alimentación de una lámpara para detectar un consumo de corriente de la red de más de 5 mA, y puede llegar a controlar corrientes de varios amperios si se sustituyen los diodos situados en D1 y D2 por otros apropiados. El transistor T1 entra en conducción cuando la corriente a través de D1-D2 excede un cierto nivel. Los diodos de la famosa serie 1N400x se pueden emplear para controlar corrientes de hasta 1 A, mientras que la serie 1N540x puede soportar corrientes de hasta 3 A. Por supuesto, el fusible F1 deberá dimensionarse para cada aplicación en particular.

El número de transistores que se han probado para emplearlos en T1 es muy grande, no obstante, si considera emplear un modelo de los que no aparecen en la lista de la figura, asegúrese que éste puede soportar tensiones alternas de hasta 700 V.

Mientras T1 no conduce, la puerta del triac se mantiene al potencial de red a través de C1, la resistencia de protección R2 y el diodo D3, el cual mantiene a C1 cargado. Cuando T1 conduce la corriente alterna puede circular a través del condensador, por lo que el triac se dispara permitiendo que La1 luzca.

El circuito de la figura 2 es una alarma disparada por corriente. El puente rectificador D4-D7 tan sólo puede aportar corriente a la bobina del relé Re1 cuando la corriente a través de D1-D2 exceda de un cierto nivel, debido a que entonces el condensador C1 deja pasar los ciclos alternos de la corriente de red.

Puede ser necesario volver a dimensionar el condensador C1 con valores distintos al representado en la figura, en virtud de la sensibilidad de la bobina del relé. Esto se puede conseguir fácilmente conectando condensadores en paralelo hasta que la tensión en la bobina del relé sea lo suficientemente alta para que éste funcione con fiabilidad.



Finalmente, cabe recordar un punto muy importante: Muchos puntos de estos circuitos están nectados al potencial de red y, por lo tanto, son extremadamente peligrosos si se tocan.

11 Fuente de corriente basada en un operacional

Una fuente de corriente basada tan sólo en un amplificador operacional probablemente será menos conocida que la combinación de un amplificador operacional y un transistor. Sin embargo, esta última combinación puede aportar una corriente en un solo sentido y debe incorporar una referencia estable, capaz de suministrar la corriente requerida. El circuito propuesto aquí es algo diferente del diseño habitual de una fuente de corriente, dado que dispone de una auténtica entrada diferencial de alta impedancia.

A pesar del pequeño número de componentes empleados en el circuito, su funcionamiento puede no ser aparentemente comprendido de un vistazo. Un ejemplo de diseño puede ayudar a ver de forma clara cómo funciona la fuente de corriente.

Suponiendo que se aplican 10 V a la entrada 2, y que existen 4,5 V a la salida, la tensión que cae en bornas de R2 es de 0,5 V y en bornas de R4 5 V. Podemos, por tanto, decir que la tensión de salida de una fuente de corriente viene determinada por el valor de la resistencia externa. La corriente que circula a través de ésta genera una tensión que no tiene por qué ser constante.

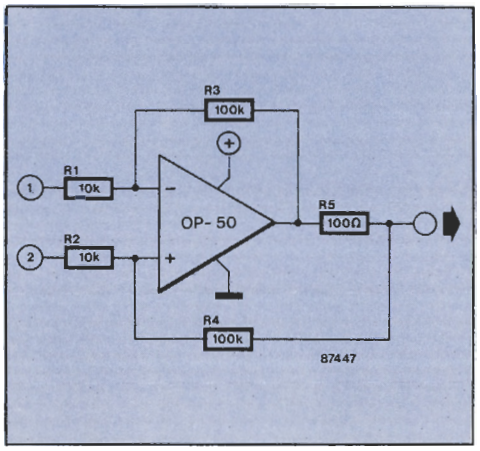
Cuando la entrada 1 es 1 V más positiva que la entrada 2, se pueden deducir los siguientes potenciales en el circuito:

La entrada + del amplificador operacional está a +9,5 V, debido a que en R2 caen 0,5 V. El amplificador operacional comienza a regular su tensión de salida hasta que detecta que las tensiones en las entradas + y – son iguales. La tensión a través de R1 aumenta entonces desde 0,5 V a 1,5 V, mientras que la existente a través de R3 se incrementa diez veces, esto es, crece hasta 15 V. Por tanto, la tensión de salida del amplificador operacional es de 11–1,5–15=–5,5 V. Cuando se recuerda que la tensión de salida del circuito es de +4,5 V, la tensión en R5 vale entonces 4,5–(–5,5)=10 V. Dado que R5=100 ohm., la corriente será 10/100=100 mA.

Si se desea, también se puede establecer la corriente de salida del circuito de la siguiente forma. La ganancia del amplificador es 10 (R3/R1), y la tensión de salida está disponible en R5, la cual conduce, por lo tanto, una corriente de Ui×10/100, o Ui/10.

Este circuito funcionará de forma óptima si se emplean amplificadores operacionales de potencia, como, por ejemplo, los modelos L149 y L150 de SGS-Ates, los cuales pueden tratar corrientes de varios amperios. El modelo OP50 representado en el diagrama del circuito es ideal para corrientes de salida relativamente bajas ($I_{máx}$=50 mA) y dispone de unas características de estabilidad y precisión excelentes. Su fabricante, PMI, manifiesta que esta aplicación del amplificador operacional es capaz de controlar por igual cargas resistivas, capacitivas o inductivas.

Bibliografía. *PMI, Analog Applications Seminar 1986: Transmisor de corriente.*



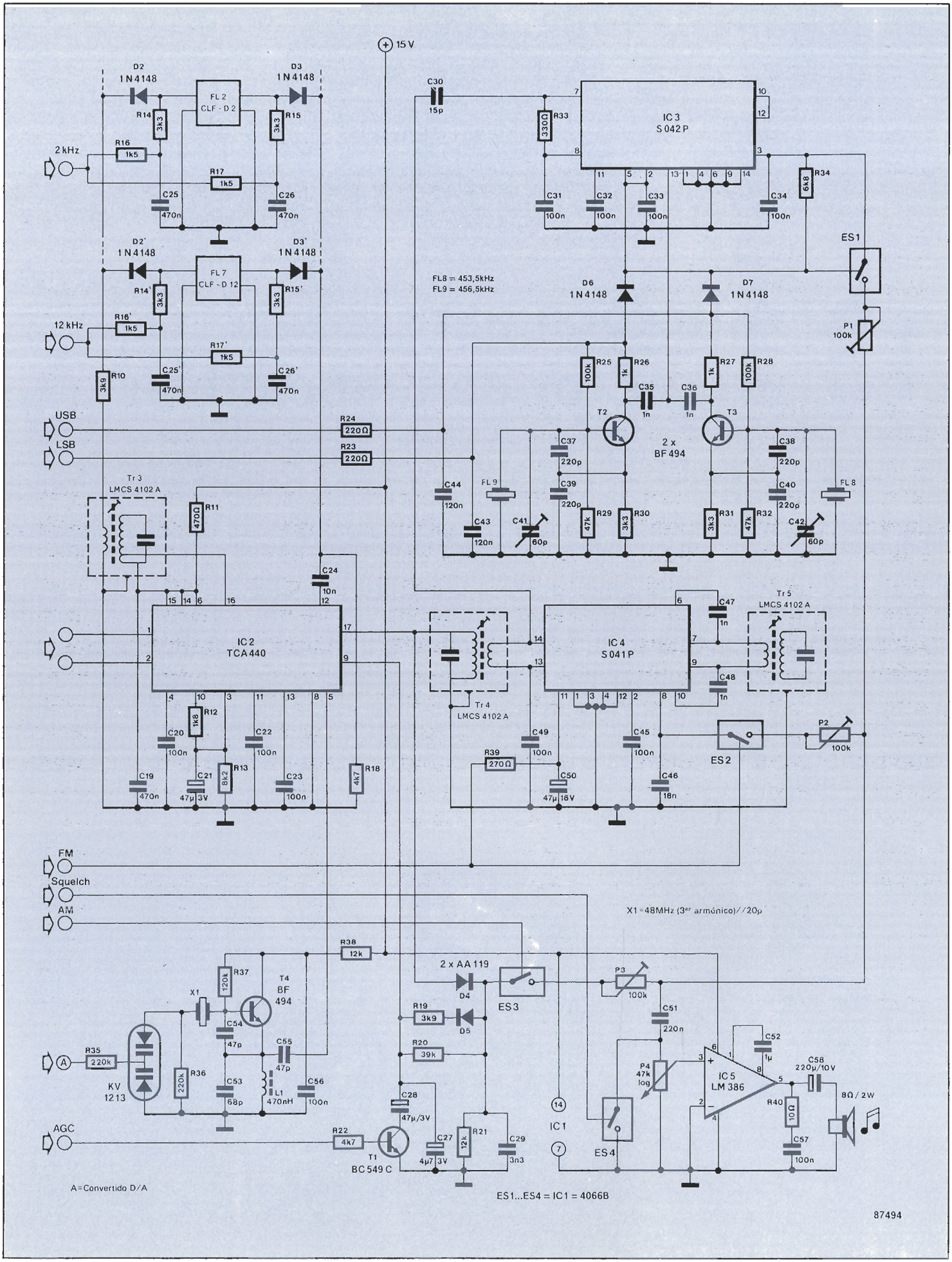
12 Módulo de F.I. multimodo controlado por uP

El módulo de frecuencia intermedia (F.I.) representado en la figura 1 acepta una señal de 48 MHz y es capaz de recibir transmisiones de AM, FM y BLU. La recepción de la señal morse (CW) se podría también recibir si en el modo BLU se incorpora un filtro paso banda lo suficientemente estrecho (ancho de banda <500 Hz). Si deseamos, además, recibir la señal procedente de un radioteletipo (RTTY), lo mejor de todo sería atacar un comparador con la señal presente en la salida del detector de FM.

No es necesario emplear un mezclador de alto nivel para convertir la señal de entrada a 455 kHz, dado que la señal de 48 MHz ya está filtrada y dispone de un ancho de banda de tan sólo 12 kHz. Las etapas de radiofrecuencia y mezcladoras internas al TCA440 pueden funcionar hasta 50 MHz, mientras que el control automático de ganancia interno (C.A.G.) posee un margen dinámico de alrededor de 100 dB. La salida de la etapa mezcladora se aplica a unos diodos de conmutación para permitir la selección digital del ancho de banda apropiado.

El circuito de selección propuesto asegura una separación de filtro del orden de 80 dB. La elección de filtros de 455 kHz se debe a su aplicación particular así como la disponibilidad económica. Los modelos CLF-D12 y CLF-D2 se emplean para FM/AM y BLU, respectivamente; el número que se indica en cada modelo representa el canal dentro del ancho de banda asignado. Los modelosa CLF-D4 o CLF-D6 se pueden emplear igualmente para comunicaciones en AM de alta calidad. Desafortunadamente, los filtros de paso banda estrechos para CW y RTTY son bastante difíciles de encontrar, pero los filtros de 500 Hz ó 250 Hz que se encuentran disponibles para receptores y transceptores comerciales (Yaesu, Kenwood) se pueden emplear en el presente diseño con excelentes resultados.

La salida de frecuencia intermedia procedente de IC2 se rectifica por las secciones de AM y C.A.G. y se aplica de forma inductiva al detector de FM IC4, así como al detector de producto IC3. Observe que, en general, no se necesita la acción del C.A.G. en los modos de operación de FM y RTTY. El BFO para el detector de producto se basa en resonadores cerámicos de banda lateral superior (USB) o banda lateral inferior (LSB), que se encuentran en la gran mayoría de los receptores de onda corta procedentes de países del Lejano Oriente, pero que de forma independiente son bastante difíciles de adquirir. El circuito formado en torno a T4 es un oscilador a cristal de 48 MHz controlado por tensión (VCXO) que opera en modo paralelo, obligando a pagar un doble esfuerzo


+15V
D2 1N4148
D3 1N4148
FL 2 CLF - D 2
R14 3k3
R15 3k3
R16 1k5
R17 1k5
2 kHz
C25 470n
C26 470n
D2' 1N4148
D3' 1N4148
FL 7 CLF - D 12
R14' 3k3
R15' 3k3
R16' 1k5
R17' 1k5
12 kHz
C25' 470n
C26' 470n
R10 3k9
USB
LSB
C30 15p
IC 3 S 042 P
R33 330Ω
C31 100n
C32 100n
C33 100n
C34 100n
R34 6k8
ES1
FL8 = 453,5kHz
FL9 = 456,5kHz
D6 1N4148
D7 1N4148
P1 100k
R24 220Ω
R23 220Ω
R25 100k
R26 1k
R27 1k
R28 100k
C35 1n
C36 1n
T2
T3
2 x BF 494
C37 220p
C38 220p
C39 220p
C40 220p
C44 120n
C43 120n
FL 9
FL 8
C41 60p
C42 60p
R29 47k
R30 3k3
R31 3k3
R32 47k
Tr 3 LMCS 4102 A
R11 470Ω
C24 10n
IC 2 TCA 440
R12 1k8
R13 8k2
R18 4k7
C20 100n
C22 100n
C19 470n
C21 47µ 3V
C23 100n
Tr 4 LMCS 4102 A
IC 4 S 041 P
C47 1n
C48 1n
Tr 5 LMCS 4102 A
C49 100n
C45 100n
R39 270Ω
C50 47µ 16V
C46 18n
ES2
P2 100k
FM
Squelch
AM
X1 = 48MHz (3er armónico) // 20p
R38 12k
2 x AA 119
D4
D5
ES3
P3 100k
R37 120k
T4 BF 494
X1
C54 47p
C55 47p
R19 3k9
R20 39k
C51 220n
C52 1µ
R35 220k
KV 1213
R36 220k
C53 68p
L1 470nH
C56 100n
C28 47µ/3V
P4 47k log
IC 5 LM 386
C58 220µ/10V
8Ω / 2W
R40 10Ω
C57 100n
AGC
R22 4k7
T1 BC 549 C
C27 4µ7 3V
R21 12k
C29 3n3
IC 1
ES4
A = Convertido D/A
ES1...ES4 = IC1 = 4066B
87494

para garantizar la correcta frecuencia de salida que si se utilizase un cristal que operase en modo serie. Se necesita disponer de un convertidor digital/analógico para atacar la entrada del VCXO y poder operar el sintetizador que sintoniza la salida del adecuado paso de 1 kHz empleado en el receptor. Una resolución de 10 Hz sería adecuada para asegurar una sintonía uniforme y estable.

El interfaz con el ordenador para el control del receptor se representa en la figura 2. Esencialmente, consiste en un convertidor de niveles lógicos de 5 V a 15 V con entradas de control compatibles TTL o CMOS. El control remoto del receptor le evita la necesidad de que tenga que ser albergado en una caja bien hecha. Por lo tanto, aunque el receptor no necesite tener una apariencia externa muy brillante, con todos los botones situados en un panel frontal, por supuesto, es del todo necesario suministrarle un adecuado blindaje y una estabilidad térmica.

La potencia de audio procedente de IC5 es la suficiente para poder atacar un cable relativamente largo del que se alimente un altavoz situado próximo al ordenador.

El receptor se puede controlar por cualquier ordenador que disponga de tres puertos de salida de 8 bits, basados, por ejemplo, en el modelo 74LS374 (8 lacth). La función receptora se permite cuando un nivel lógico 1 se escribe en la correspondiente entrada. Por ejemplo: un ancho de banda de 6 kHz se selecciona activando la entrada 4 de «Anchos de banda» a nivel alto, dejando el resto a nivel bajo.

El escribir un programa para controlar el receptor no debería ser muy difícil si se respetan los siguientes pasos: 1. Activar el squelch; 2. Poner a nivel bajo todos los bits del puerto de control correspondiente; 3. Poner a nivel alto el bit necesario; 4. Desactivar el squelch.

13 Autofoco para proyector de diapositivas

Este circuito se propone como un sustituto de la electrónica total o parcialmente defectuosa de los dispositivos excitadores del circuito autofoco de un proyector de diapositivas. Se asume, que los elementos mecánicos del sistema autofoco siguen estando operativos.

La gran mayoría de los sistemas automáticos de enfoque en los proyectores de diapositivas se basan en el empleo de un módulo óptico, que consta de una pequeña lámpara, unas pocas lentes y espejos y un sensor de luz realizado a partir de dos resistencias dependientes de la luz (LDR) en serie, que funcionan como un divisor de tensión.

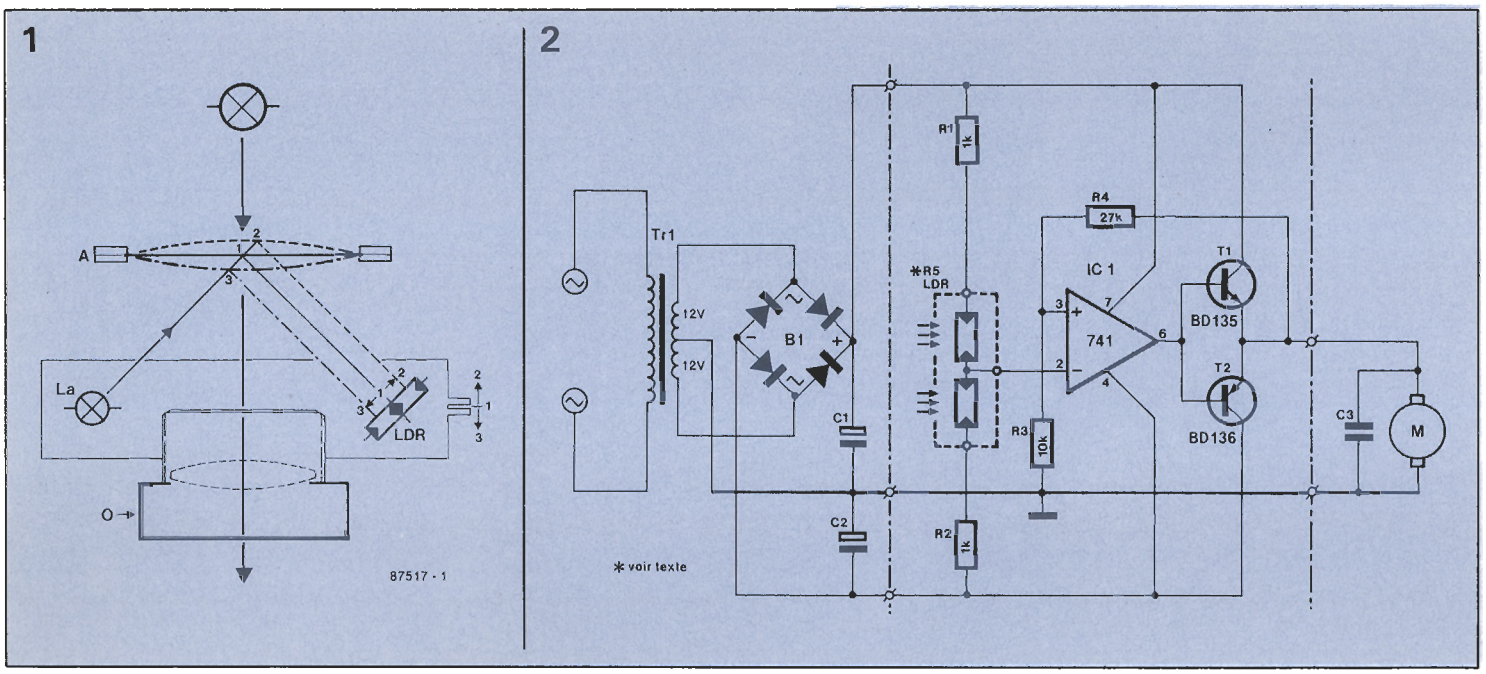
Según se muestra en la figura 1, la lámpara, La, proyecta un haz de luz estrecho sobre el centro de la dispositiva A, cuya superficie refleja la luz hacia las LDR. Cuando la superficie de la diapositiva se comba hacia dentro o hacia fuera, la imagen proyectada sobre la pantalla está borrosa, y el haz procedente de la lámpara se recibe sobre la superficie de una de las LDR (punto 2 ó 3). Esto se detecta por el circuito de control de un motor, que asegura que la distancia focal entre el objetivo, O, y la superficie de la diapositiva es la adecuada para mantener una imagen correcta, esto es, el objetivo se desplaza hasta que el circuito detecta que el haz reflejado procedente de la lámpara cae exactamente enmedio de las dos LDR (punto 1).

Nuestro circuito se basa en el empleo del juego de LDR existentes dentro del módulo óptico del proyector de diapositivas. La fuente de alimentación simétrica mostrada a la izquierda, y el motor junto con el condensador de desacoplo, también son parte integrante del proyector.

La entrada inversora del amplificador operacional IC1 es un potencial de masa cuando el haz de medida, comentado anteriormente, cae entre las LDR. La salida del amplificador operacional mantiene la entrada no inversora a 0 V, por lo que no hay disponible tensión de alimentación del motor en los emisores de la etapa de potencia T1-T2.

Si el haz reflejado ilumina alguna de las LDR, el circuito activa el motor para mover el objetivo hacia la posición focal correcta, hasta que no exista diferencia de tensión entre las LDR.

La ganancia de realimentación del circuito se ha elegido relativamente baja para proteger al motor de un continuo movimiento del objetivo hacia la posición correcta, evitando que el sistema oscile ligeramente. Las resistencias R3 y R4 se pueden dimensionar de forma diferente a la mostrada para conseguir una respuesta óptima en velocidad y estabilidad.

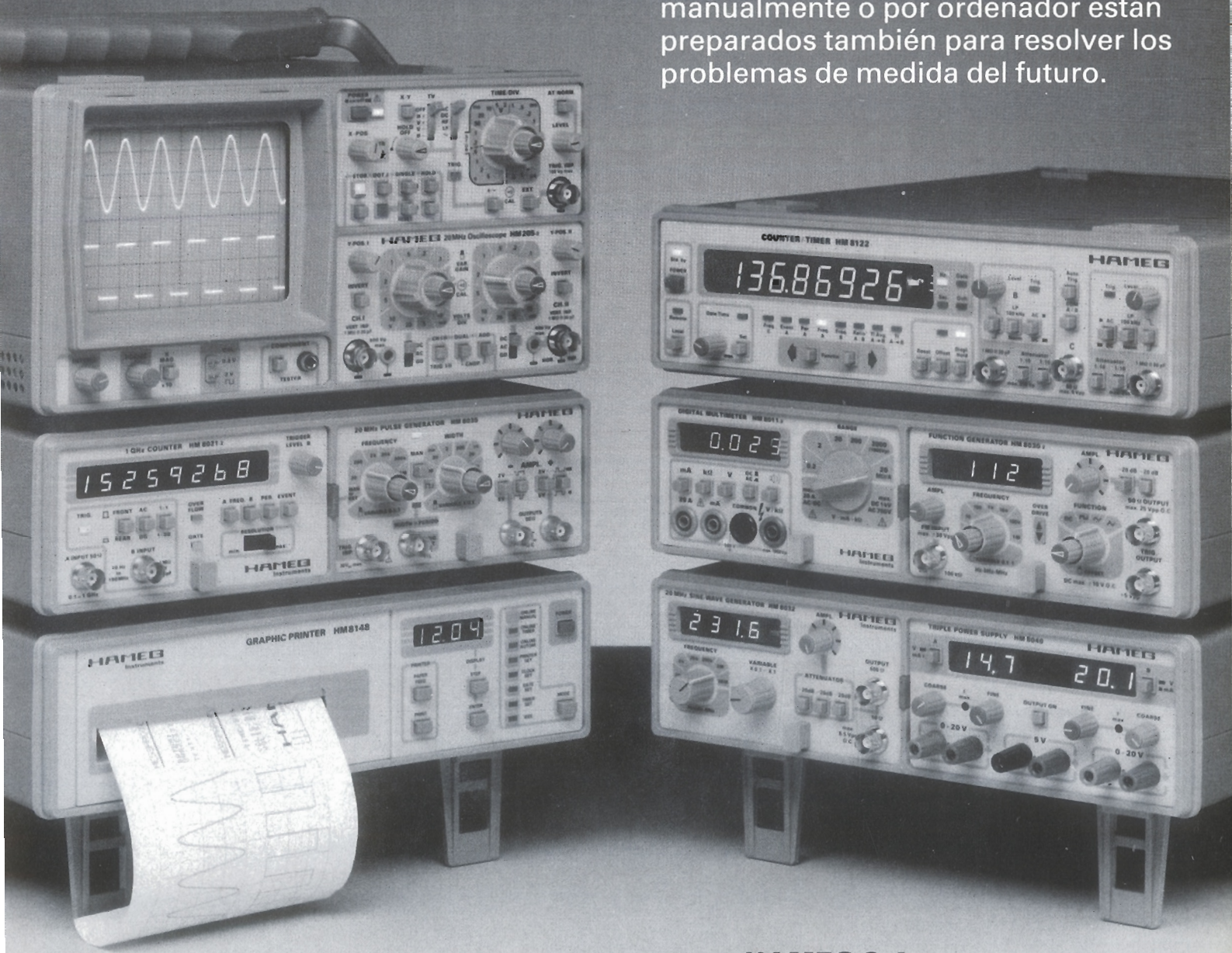


HAMEG®
Instruments

Instrumentos profesionales de técnica avanzada.

Para numerosas aplicaciones en el campo de la técnica de medición electrónica profesional HAMEG ofrece ahora una gama de instrumentos cuya relación precio/rendimiento es única en todo el mundo.

Con los nuevos modelos de la gama de osciloscopios populares ya desde hace décadas y los aparatos de medida modulares de las series 8000 y 8100 se pueden componer puestos de medida variables. Controlados manualmente o por ordenador están preparados también para resolver los problemas de medida del futuro.



Infórmese en: **HAMEG S.A.**
Villarroel 172-174 · 08036 BARCELONA
Teléf. (93) 230 15 97 · Telex 99816

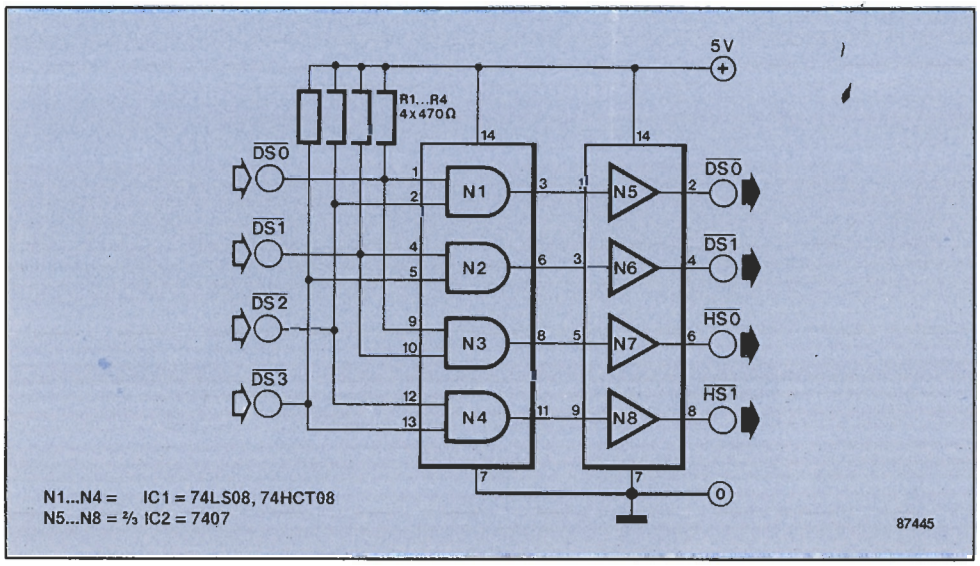
14 Selector de unidad de disco

El objeto del presente circuito consiste en poder utilizar unidades de disco de doble cara en un ordenador que sólo soporta unidades de simple cara. Muchos de los ordenadores de las primeras generaciones se diseñaron para cumplir las normas especificadas en la interfaz Shugart destinada a unidades de disco de simple cara. Sin embargo, estas unidades rápidamente han sido superadas por las unidades de disco de doble cara que resultan más económicas y a la vez tienen una mayor capacidad de almacenamiento.

El interfaz Shugart soporta el empleo de cuatro unidades de disco seleccionables entre sí por medio de las líneas /DS0-/DS3. Asimismo, se emplean dos líneas más, /HS0 y /HS1, para el control de las cabezas de cada unidad.

Cuando se instala el circuito representado en la figura entre la salida del controlador de la unidad de disco y dos unidades de disco de doble cara, el sistema operativo de gestión del disco (D.O.S.) puede reconocer cuatro unidades de disco lógicas. Cuando el ordenador selecciona la unidad A o B, la situación es similar a la que existía antes de instalar el circuito. Sin embargo, la selección de la unidad C o D origina la activación de la segunda cabeza en la unidad correspondiente A o B. De esta forma, está disponible la capacidad total de almacenamiento de las unidades de disco de doble cara incluso bajo circunstancias «primitivas».

lector lógico		$\overline{DS3}$	$\overline{DS2}$	$\overline{DS1}$	$\overline{DS0}$		$\overline{DS0}$	$\overline{DS1}$	$\overline{HS0}$	$\overline{HS1}$		lector físico
A (1)	=	1	1	1	0	→	0	1	0	1	=	A cara 0
B (2)	=	1	1	0	1	→	1	0	0	1	=	B cara 0
C (3)	=	1	0	1	1	→	0	1	1	0	=	A cara 1
D (4)	=	0	1	1	1	→	1	0	1	0	=	B cara 1



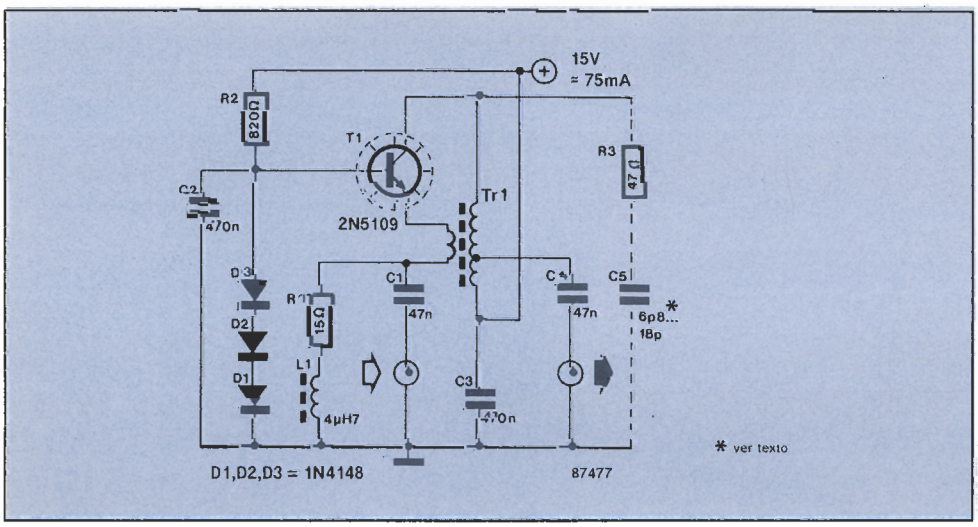
Observe que el empleo de las notaciones A-B-C-D o 0-1-2-3 depende del tipo de ordenador o de la versión de DOS empleado.

Finalmente, la tabla 1 aporta información referente a la combinación de las cuatro señales originales /DS en las dos líneas /HS y en las dos líneas /DS.

15 Preamplificador RF de banda ancha

Un amplificador lineal RF puede realizarse de dos formas: (1) con la ayuda de un elemento activo lineal, o (2) con un elemento no lineal con realimentación negativa. Este circuito es del segundo tipo, y emplea un transistor de potencia de RF como elemento activo. La realimentación es necesaria también para asegurar la correcta terminación (50 Ω) de la antena, ya que los transistores bipolares muestran generalmente una baja impedancia de entrada. Además, el factor de ruido no se incrementa debido a que prácticamente no hay pérdida de señal.

El amplificador en base común se basa en el transistor de potencia en clase A para UHF 2N5109, de Motorola. El circuito de realimentación lo forma el transformador de RF, Tr1. Para un rendimiento



óptimo, las impedancias de entrada y salida del preamplificador son de 50 Ω. La red R3-C5 puede ser necesaria para evitar oscilaciones fuera de la banda de paso, cuyo rango va de 100 kHz a 50 MHz. La ganancia es aproximadamente 9,2 dB, el factor de ruido está entre 2 y 3 dB, y el punto de corte de salida de tercer orden es al menos 50 dB.

El transformador de entrada/salida está bobinado en un núcleo de ferrita FT37-75 de Micrometals. El devanado de entrada es de una vuelta, y el de salida de 5 vueltas, con una toma en la tercera vuelta.

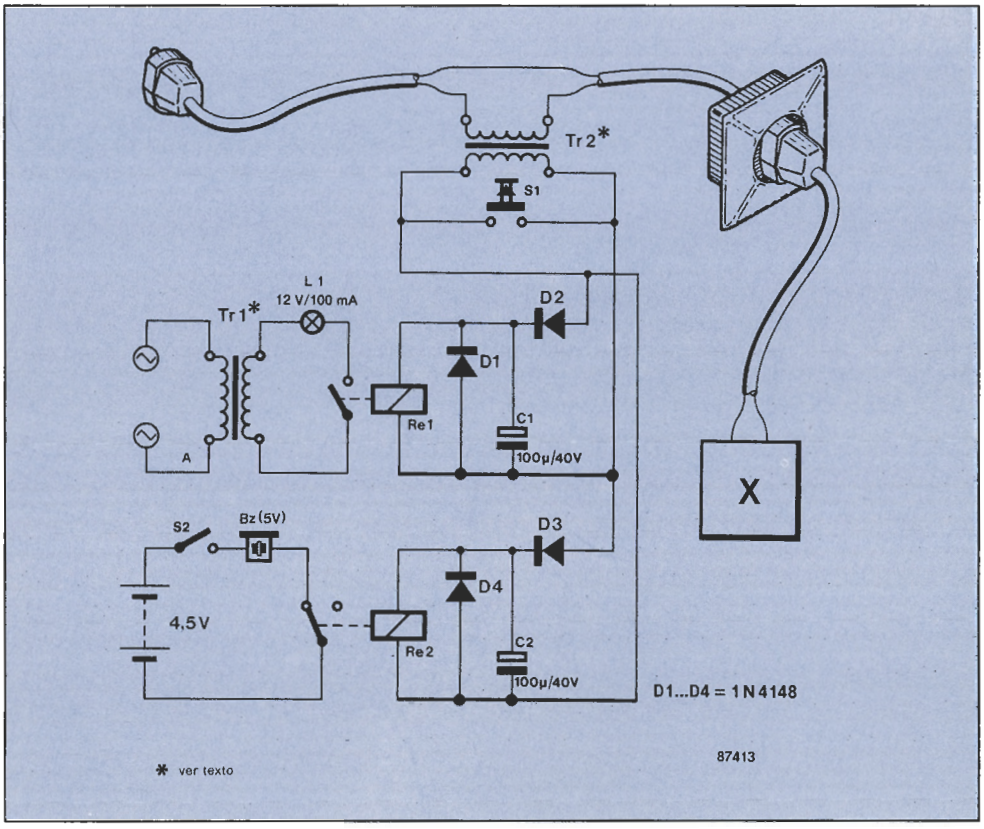
16 Alarma de fallo en la alimentación

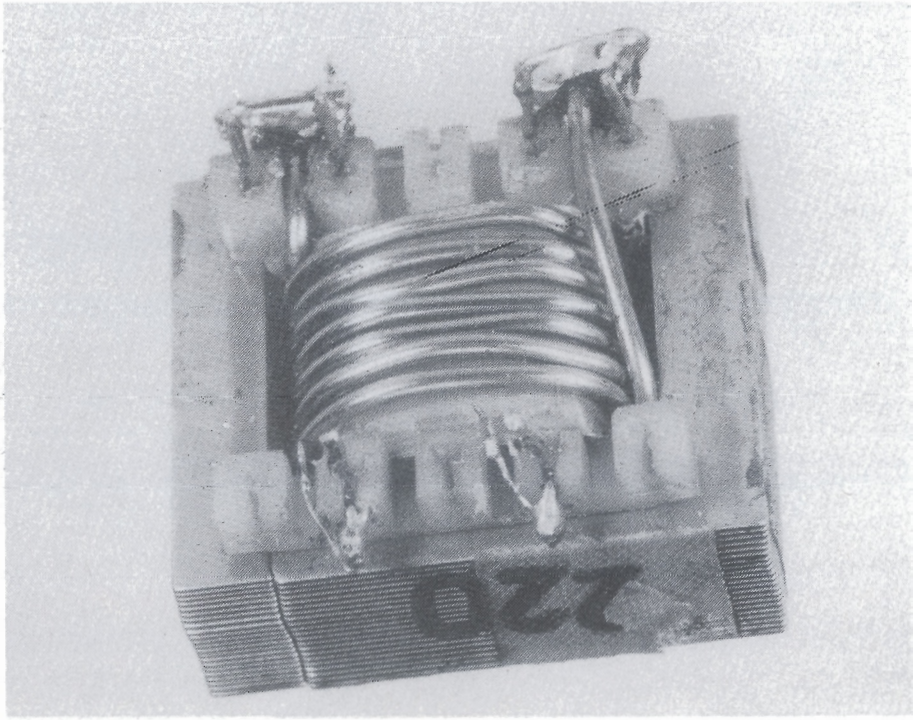
Por A. Treps

Este circuito se desarrolló originalmente para detectar e indicar las interrupciones de la alimentación en los sistemas de respiración artificial. Los avisos se efectuaban de dos formas, activando un zumbador y apagando una pequeña luz.

La corriente de alimentación al equipo monitorizado induce un flujo variable en un pequeño transformador que sirve para mantener los relés enclavados, de tal forma que cuando hay tensión de alimentación La1 permanece iluminada y Bz está desconectado. Cuando se produce un fallo en la alimentación, el aparato X deja de consumir corriente, por lo que Re1 y Re2 son desenclavados, apagándose la lámpara y sonando el zumbador alimentado por baterías.

El transformador Tr2 es un modelo de alimentación, modificado, de 3 VA, que funciona como un transductor de corriente: el devanado primario original se comporta en este diseño como secundario, mientras que el secundario original se sustituye por aproximadamente 7 vueltas de cable de cobre esmaltado 20SWG (1 mm). Deben tomarse las precauciones adecuadas para asegurarse de que el nuevo devanado es capaz de manejar de forma segura la corriente solicitada por X. Gracias a la alta relación de espiras dispuesta en el transformador, basta una corriente relativamente pequeña para mantener los relés enclavados y los condensadores de filtrado C1-C2 cargados. La pulsación del botón S1 permite comprobar la alarma simulando la ausencia de corriente inducida. Tr1 puede ser de un timbre pequeño, u obtenido del alimentador de una calculadora de bolsillo. Finalmente, el interruptor S2 se emplea para apagar el zumbador cuando el aparato X esté desconectado.



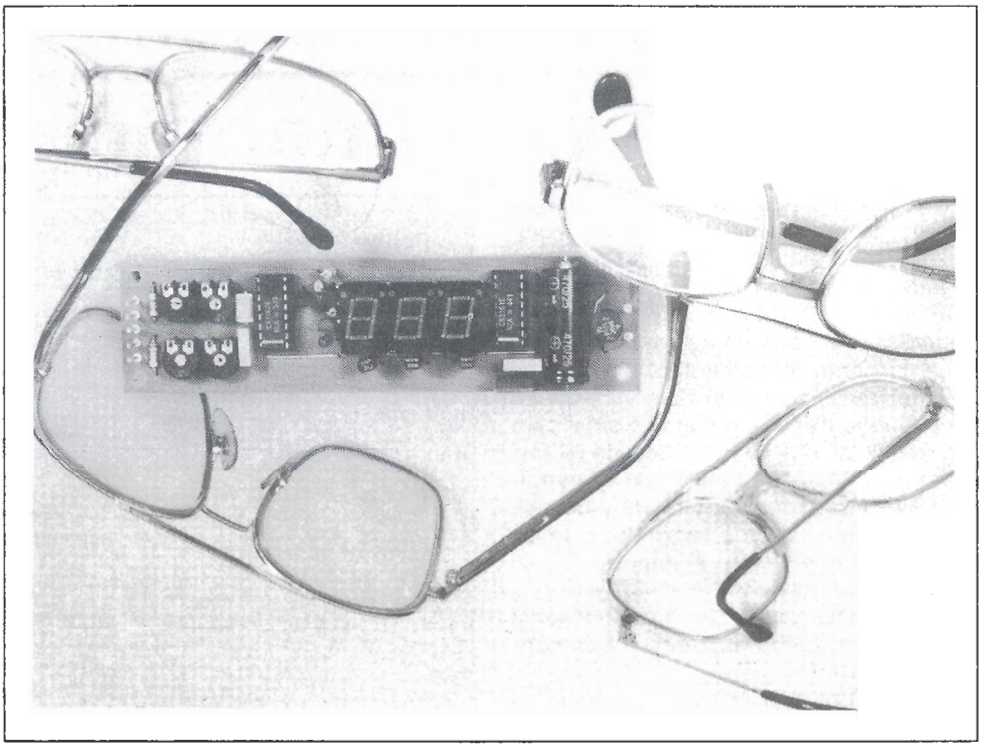


17 Visualizador digital de tensión/corriente

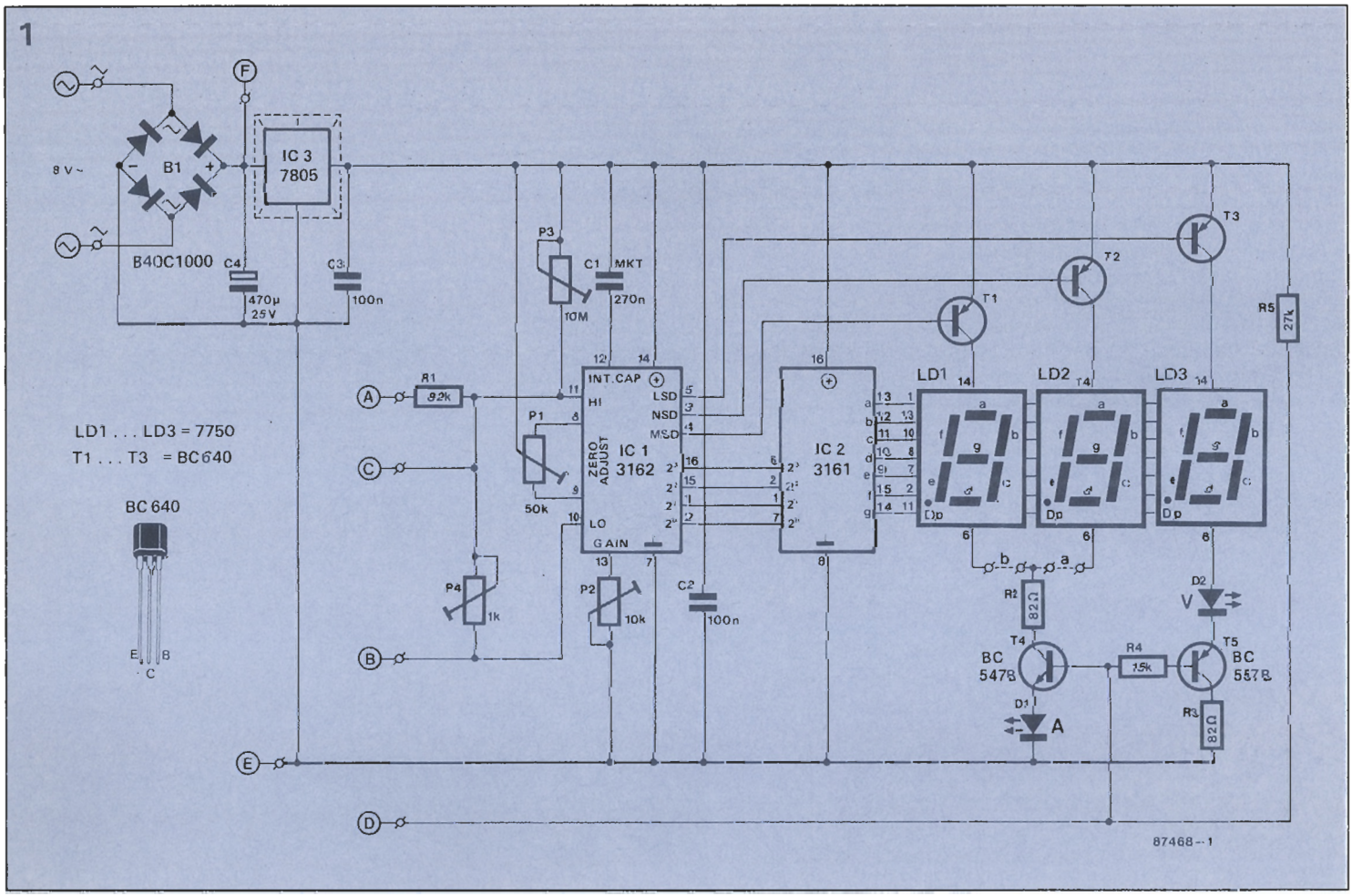
Este módulo de visualización V/I es adecuado para incorporarse en fuentes de alimentación DC ya existentes, a las que proporciona una indicación precisa de la tensión de salida o del consumo de corriente de la carga.

El diagrama del circuito puede verse en la figura 1. La lectura de tres dígitos se basa en un conversor A/D tipo CA3162 y en un codificador de BCD a 7 segmentos CA3161, ambos de RCA. Las conexiones en ánodo común de los visualizadores LED LD1-LD3 se conectan sucesivamente a la línea positiva de alimentación a través de T1-T3.

Está previsto la selección correcta de la posición del punto decimal. En el rango de tensión, el punto decimal se enciende en el LD3, siendo la resolución, por tanto, de 100 mV. Hay dos rangos posibles de corriente: 0-9,99 A (borna A) ó 0-0,999 (.999) A (borna B). La resistencia sensora de corriente es así, pues, 0,1 Ω o 1Ω0 (ver fig. 2). Es importante que R6 no afecte a la tensión de salida de la alimentación en cuestión, por lo que debe ajustarse antes del divisor de tensión que controla la ten-



1



sión de salida. El interruptor S1, de dos posiciones y dos contactos, selecciona entre lectura de tensión y lectura de corriente. Cuando se selecciona la medida de tensión, P4-R1 atenúa la tensión de entrada en un factor de 100. Al mismo tiempo, el punto D se lleva a cero y así, el punto decimal del visualizador LD3 y el LED «V», se iluminan. Cuando se escoge la medida de corriente, la caída de tensión que se produce en la resistencia se lleva directamente a las entradas HI-LO del DAC IC1. La resistencia sensora tiene un valor lo suficientemente bajo como para que la división de tensión resultante se pueda despreciar.

Hay cuatro puntos a ajustar en el módulo:

P1: ajuste de nivel cero de corriente.

P2: calibración de corriente a fondo de escala.

P3: ajuste de nivel cero de tensión.

P4: calibración de tensión a fondo de escala.

Los puntos anteriores deben ajustarse en el orden indicado. Para asegurar el nivel cero adecuado del módulo son necesarios dos ajustes, P1 y P3. P1 compensa el consumo de corriente en reposo del circuito resultante en el rango de tensión, se compensa mediante P3.

El módulo visualizador V/I se alimenta desde la tensión no regulada disponible en la fuente (máx. 35 V) (ver puntos E y F de la fig. 2). En este caso, el puente de diodos B1 puede omitirse. La tensión mínima de entrada para IC3 son 8 V, y debe ponérsele un radiador al regulador si la tensión de entrada es mayor de 12 V. Por supuesto, también es posible alimentar el módulo mediante un transformador aparte de 8 V y 200 mA conectado a la red.

La unidad puede duplicarse para obte-

Lista de componentes

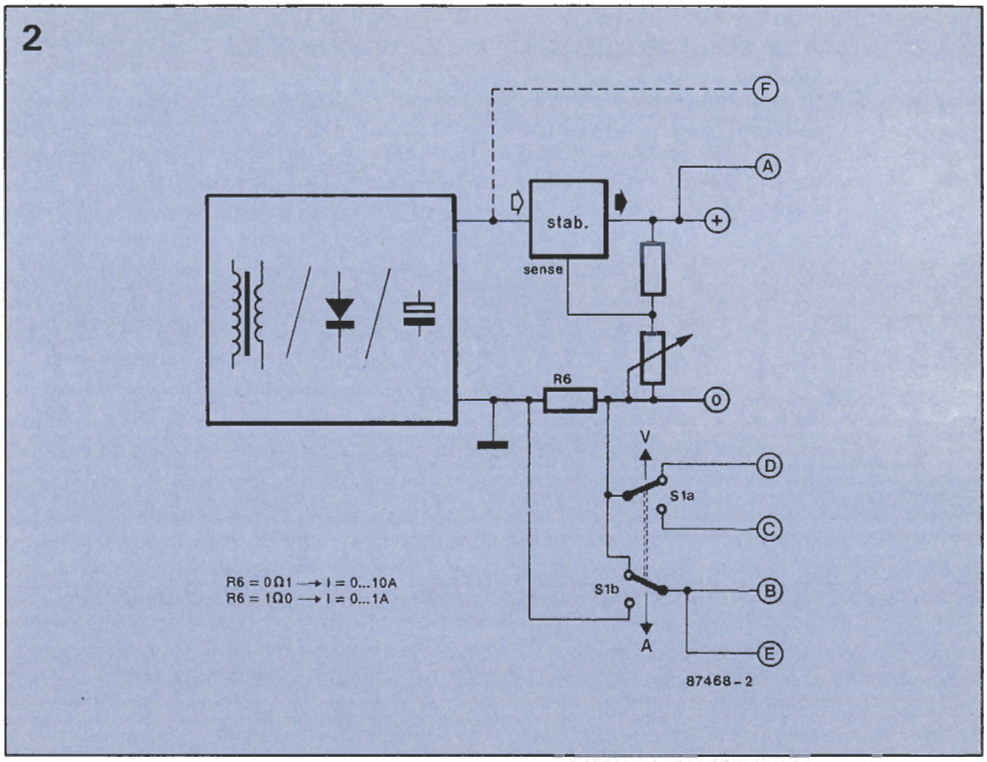
Resistencias:
R1=82 k
R2, R3=82 Ω
R4=15 k
R5=27 k
R6=0Ω o 1Ω0
0Ω1 para escala de medida de 0 a 10 A (resolución 10 mA)
1Ω para escala de medida de 0 a 1 A (resolución 1 mA)
P1=50 k ajustable
P2=10 k ajustable
P3=10 M ajustable
P4=1 k ajustable

Condensadores:
C1=270 n
C2, C3=100 n
C4=470 µ/25 V

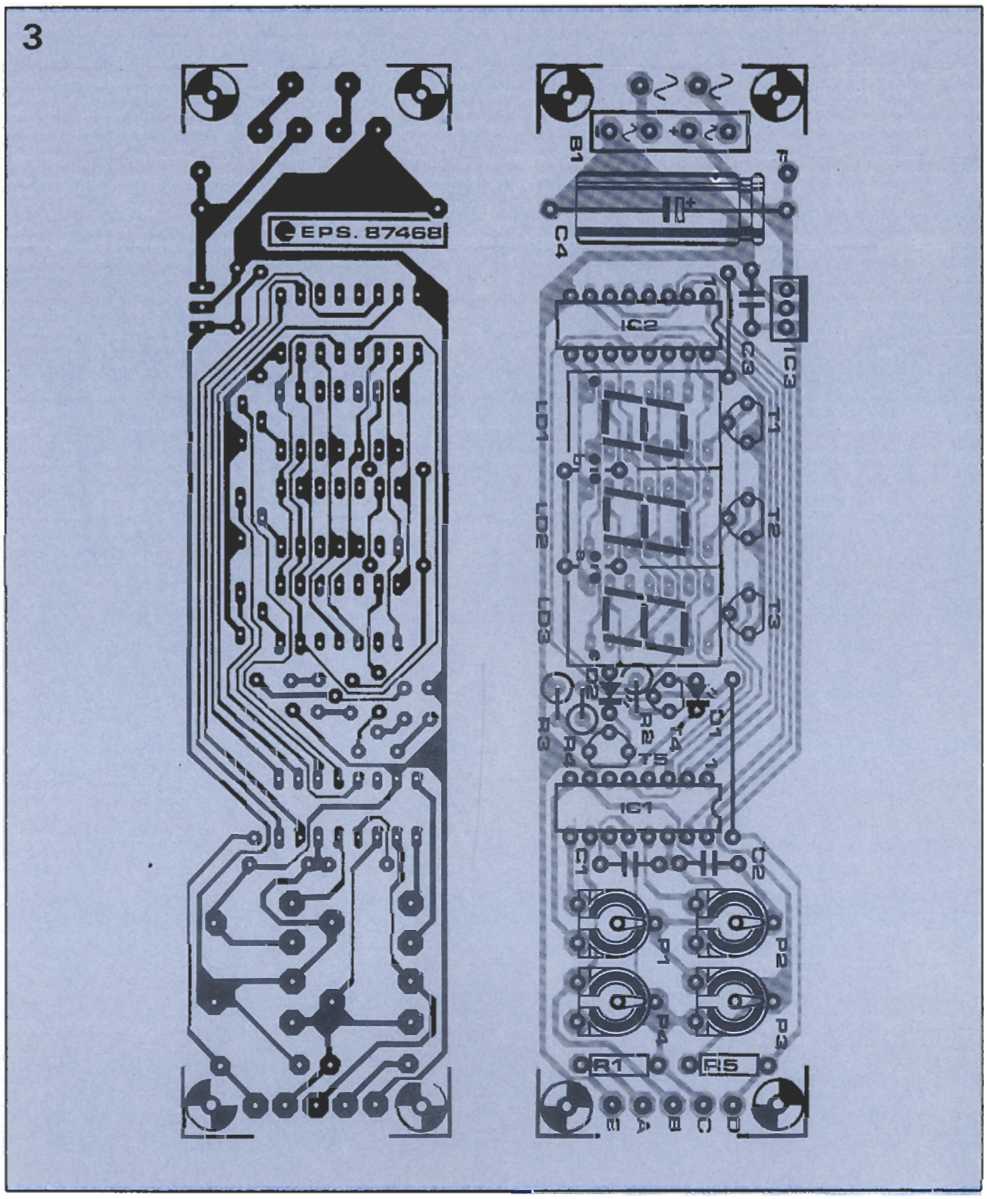
Semiconductores:
D1, D2=LED rojo
T1...T3=BC 640
T4=BC 547B
T5=BC 557B
IC1=CA 3162
IC2=CA 3161
IC3=7805

Varios:
S1=inversor doble
B1=B40C100 (ver texto)
LD1...LD3=7750 (Hewlett Packard)

2



3



ner lecturas simultáneas de tensión y corriente. Debe notarse, sin embargo, que la resistencia sensora queda cortocircuitada a través de las conexiones a masa cuando los dos módulos se alimentan desde la misma fuente. Hay dos formas de solucionar este problema. Una es alimentar la unidad V de una fuente separada, y la unidad I de la fuente «anfitriona». La otra es más elegante, e implica el cableado del punto E al lado izquierdo de la resistencia sensora de corriente. Debe tenerse en cuenta que entonces, la mayor tensión medida será de 20,0 V (en R6 cae 1 V máx.), debido a que la tensión en la patilla 11 no puede sobrepasar 1,2 V. Pueden visualizarse tensiones mayores escogiendo la menor resolución de corriente, es decir, con R6 igual a 0,1 Ω. Por ejemplo: En R6 caen 0,5 V con un consumo de corriente de 5 A, por lo que quedan 1,2–0,5=0,7 V para la indicación de tensión, cuya máxima lectura es entonces de 100×0,7=70 V. Recordemos que estos inconvenientes sólo surgen cuando se conectan estos dos módulos a la misma alimentación.

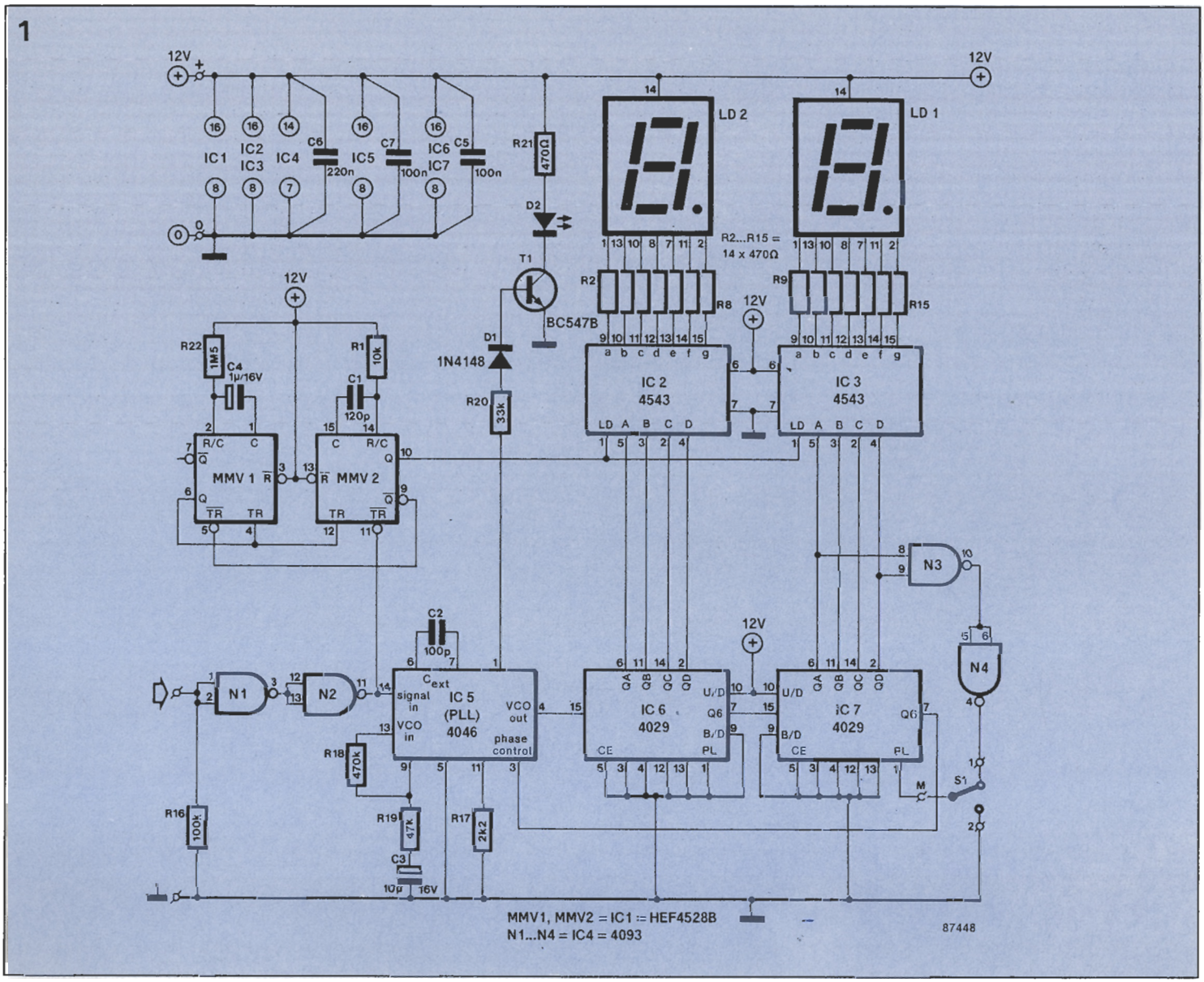
18 Analizador del factor de trabajo

Por R. Behrens

Entre las aplicaciones de este medidor de factor de trabajo se incluyen el ajuste y puesta en marcha de sistemas de encendido, fuentes de alimentación conmutadas, moduladores PD (Proporcional-Diferencial) y conversores de señal de sensores. El circuito no necesita ajustes y tiene una resolución en la medida del factor de trabajo del 1 % o de 1° en términos del ángulo de avance. El rango del factor de trabajo va del 1 % al 99% en el rango de frecuencias de 1,5 Hz a 10 kHz. El analizador se alimenta con 12 V y consume 50 mA, de forma que puede emplearse sin problemas en un coche.

El método de medida es sencillo. Se emplea un PLL, IC5, para multiplicar por 100 la señal de entrada y para enviar impulsos de reloj al contador IC6-IC7, cuyas salidas BCD van a los controladores de los visualizadores, IC2-IC3. La salida de acarreo de IC7 se lleva al comparador de fase del PLL. El estado del contador sólo se mantiene y visualiza en el flanco de

1



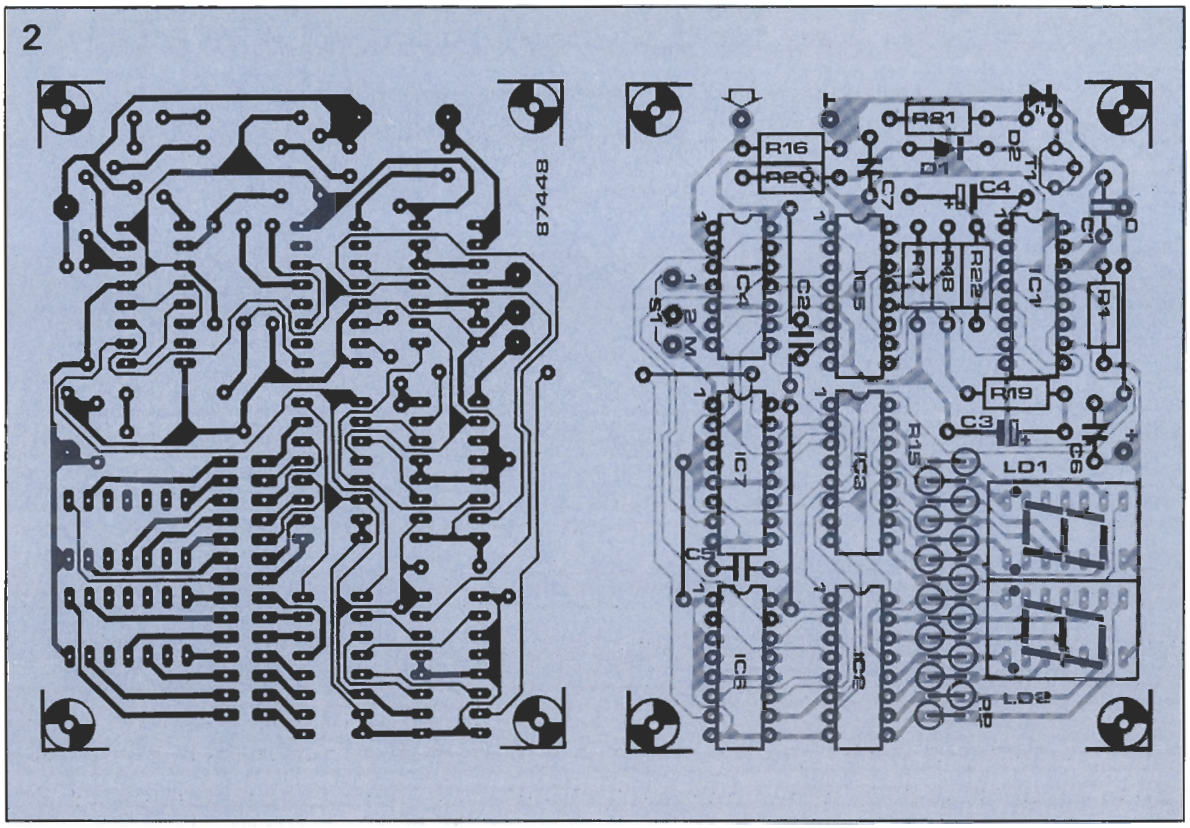
Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R1=10 k
R2...R15, R21=470 Ω
R16=100 k
R17=2k2
R18=470 k
R19=47 k
R20=33 k
R22=1M5

Condensadores:
C1=120 p
C2=100 p
C3=10 µ/16 V
C4=1 µ/16 V
C5, C7=100 n
C6=220 n

Semiconductores:
D1=1N4148
D2=LED verde, LD1; LD2: tipo ánodo común, p. e. 7651 ó 7766
T1=BC547B
IC1=4528
IC2, IC3=4543
IC4=4093
IC5=4046
IC6, IC7=4029

Varios:
S1: Interruptor miniatura de una posición y dos contactos.
Placa de circuito impreso 87468



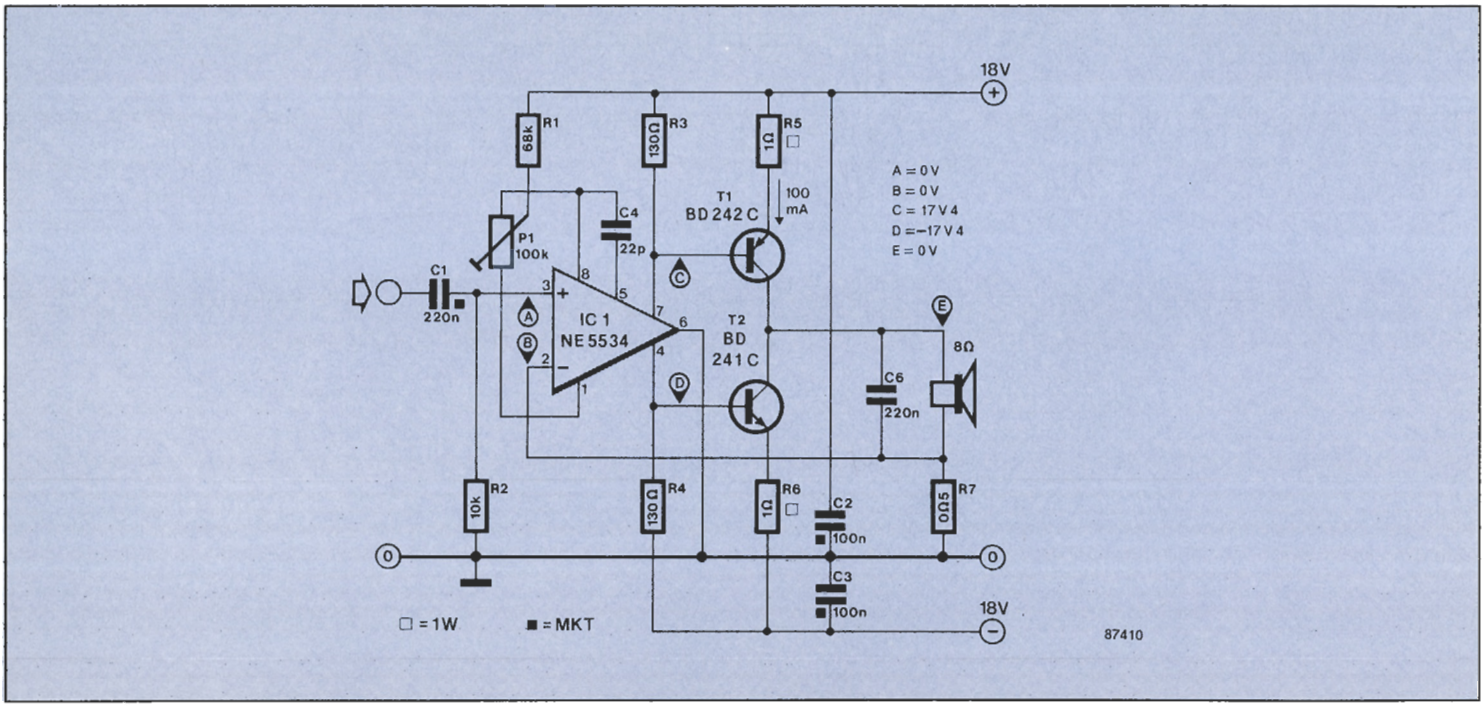
bajada de la señal de entrada. Como el contador siempre cuenta hasta 100 (flanco anterior de la señal de entrada), el estado de salida que haya en la detección del flanco posterior corresponde al porcentaje de la duración del pulso con respecto al período. Por ejemplo: suponiendo que el factor de trabajo de la señal de entrada es del 60%, el contador se pone a cero en el flanco anterior de dicha señal, y estará en 60 cuando comience el flanco posterior, por lo que se visualiza y mantiene un «60». El pulso de enclavamiento se genera con ayuda del monoestable IC1 y los elementos temporizadores R1-C1, mientras que R22-C4 aseguran que el visualizador no parpadee cuando la frecuencia de entrada sea igual o próxima a la frecuencia de muestreo. Cada valor visualizado es por lo tanto mantenido en unos 0,5 s. El interruptor S1 selecciona entre la lectura del factor de trabajo (posición 2, 0-99%) y la lectura del ángulo de avance (para encendido de coches) (posición 1, 0-90°). Esta última escala se obtiene programando un factor de división (y, por tanto, un factor de multiplicación del PLL) de 90, con la ayuda de las puertas NAND N3-N4.

La impedancia de entrada del analizador del factor de trabajo es de 100 kΩ. La señal de entrada debe ser de al menos 8 V_{pp}. Para aumentar la sensibilidad puede incorporarse un preamplificador adecuado, con un transistor de conmutación. Finalmente, recomendamos poner diodos en la entrada de N1 para ofrecer una protección frente a tensiones inversas o demasiado elevadas.

19 Amplificador BF realimentado en corriente

La mayoría de los amplificadores BF de potencia actuales controlan los altavoces mediante una tensión que es proporcional, en un factor fijo, a la tensión de entrada. Es evidente, por tanto, que la potencia entregada por dichos amplificadores es inversamente proporcional a la impedancia del altavoz, ya que el desplazamiento del cono de un altavoz es fundamentalmente función de la corriente que circula por la bobina móvil, cuya impedancia puede variar considerablemente en el rango de frecuencia considerado. En sistemas de altavoces de varias vías, este problema se soluciona dimensionando adecuadamente el filtro de corte, pero hay otro método cuando se trata de un solo altavoz. Este amplificador se basa en la realimentación en corriente para asegurar que la corriente que circule por la bobina móvil esté en consonancia con la señal de entrada. La corriente que circula por la bobina móvil y R7, produce una caída de tensión en la resistencia, y se crea un lazo de realimentación negativa, llevando esta tensión de referencia a la entrada inversora de IC1. El factor total de amplificación del circuito depende de la relación entre la impedancia del altavoz, Z1, y el valor de R7. En este caso, el factor de amplificación es de 16 (Z1/R7=8/0,5=16).

La conexión de la salida del amplificador operacional a tierra no es muy usual, pero permite que la corriente de base de los transistores de salida T1-T2 se obtenga de las líneas de alimentación en vez del amplificador operacional. La misión del condensador C6 es establecer la frecuencia de corte aproximadamente en 90 kHz. La corriente en reposo del amplificador es del orden de 50 a 100 mA para el fucionamiento en clase A, y está determinado por R3-R4 y R5-R6. Los transistores complementarios de potencia deben ser de idénticas características, para evitar la aparición de grandes desplazamientos («offsets») de corriente (y de tensión). Puede que sea necesario algún ajuste a los valores de R3 o R4 para obtener el equilibrio adecuado en la salida de la etapa de potencia. La corriente del emisor de T1



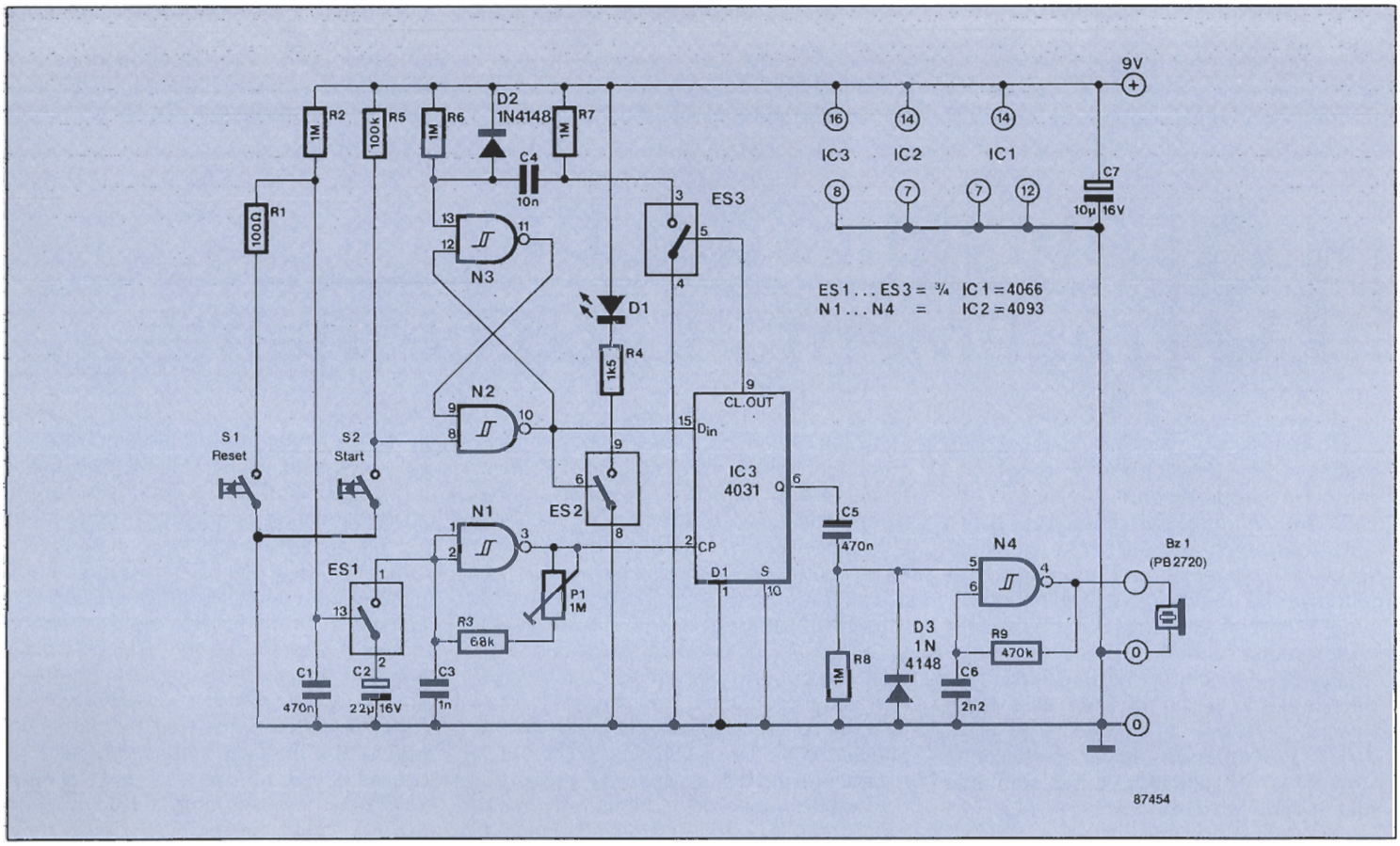
y T2 es de alrededor de 500 mA cuando el amplificador funciona con una excitación de entrada máxima.

La distorsión armónica de este amplificador es menor del 0,01 % para P_o=6,25 W y U_b=±18 V.

Fuente: Texas Instruments Linnear Applications.

20 Temporizador para baño fijador

Por A. Behrens



Cuando tras el revelado se sumergen las fotografías en el baño fijador en distintos momentos, resulta difícil asignar el tiempo correcto de fijado a cada una de las distintas fotografías. Este problema se resuelve con el temporizador que se presenta aquí, que es capaz de «recordar» hasta 32 instantes distintos de inmersión, y proporciona de forma automática una señal cuando debe sacarse del baño una fotografía. Cada vez que se sumerge una fotografía en el fijador, el usuario pulsa la tecla de comienzo del temporizador, el cual responde encendiendo un LED. Cuando el período de fijado termina, el temporizador emite un breve pitido.

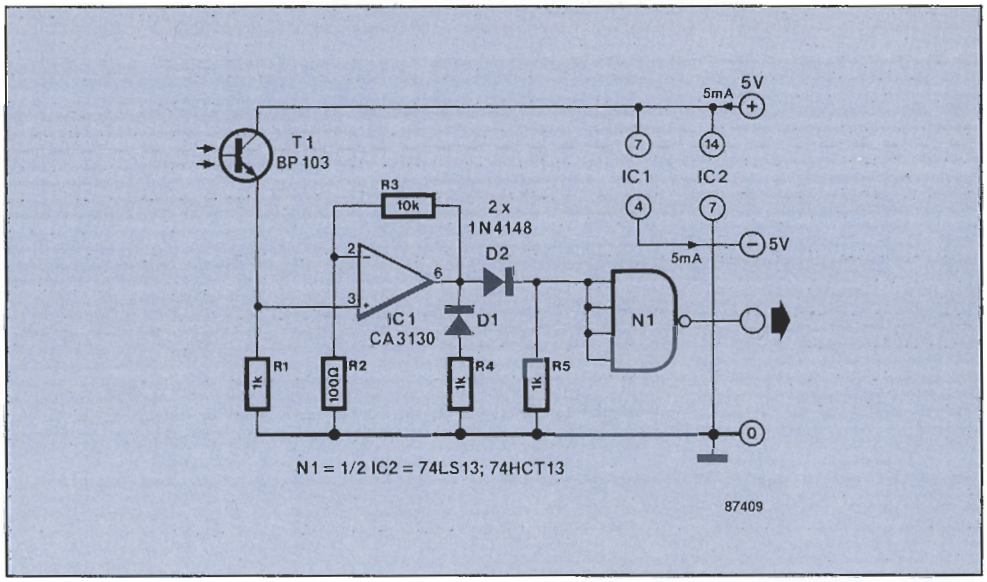
El circuito se compone de un registro de desplazamiento de 64 etapas que se pone a cero al encender el sistema, ya que carece de una entrada de inicialización (reset). El interruptor electrónico ES1 conecta el condensador selector de frecuencia a la entrada del oscilador del reloj, N1. El nivel lógico que haya en el terminal Din de IC3 se desplaza hacia la salida Q a una velocidad que está definida por P1, lo que permite establecer tiempos de fijado más o menos entre 1 y 10 minutos, siendo 9 minutos un tiempo normal.

Cuando se pulsa el pulsador COMIENZO (start), el biestable S-R (set-reset) N2-N3 conmuta, y el LED D1 se ilumina. En el registro de desplazamiento se escribe un 1 lógico con la ayuda de una transición de pulso positiva aplicada al terminal CP. Después de 64 pulsos de reloj de N1, el nivel lógico alto está disponible a la salida del registro de desplazamiento, y se permite al oscilador N4 que controle el zumbador piezoeléctrico Bz1. El LED se apaga poco después de apretar el pulsador COMIENZO, ya que el biestable es inicializado por el pulso CL.OUT de IC3. El temporizador está alimentado mediante una batería de 9 V, y no debería consumir por encima de 10 mA.

21 Detector de luz

Este circuito suministra a un ordenador información acerca de la presencia de luz diurna. Entre las posibles aplicaciones se incluye la medida automática de la duración del día en estaciones meteorológicas, o en sistemas de control para el encendido de luces exteriores. El ordenador puede programarse para controlar la salida del detector de luz y encender de forma automática las luces necesarias cuando se haga oscuro.

El circuito es lo suficientemente sencillo como para permitir una rápida realización en una placa de prototipos. Su salida es compatible TTL y el estado lógico cuando el fototransistor detecta luz es bajo. La sensibilidad puede ajustarse a necesidades específicas mediante la sustitución de R1 con una conexión serie de una resistencia de 270 Ω y un ajuste de 10 KΩ.



22 Amplificador de auriculares

Hay alguna duda acerca de si el amplificador de auriculares aquí descrito pertenece a la clase de equipos de audio llamados de gama alta, y es, por tanto, adecuado para su incorporación en ellos, o si junto con el Preamplificador de Alta Calidad descrito en (1) es también apto como unidad autónoma de gran calidad. El diagrama del circuito del amplificador de auriculares puede verse en la figura 1. Se basa en los amplificadores operacionales de potencia OP-50, cuyas características técnicas están resumidas en la tabla 1. Está claro que el fabricante, Precision Monolithics Inc., hizo todo lo posible por asegurar un funcionamiento óptimo del dispositivo, y es con esto en mente con lo que se diseñó el resto del amplificador.

Ambas líneas de alimentación a los integrados del amplificador están desacopladas y filtradas con una pequeña resistencia serie (R4-R5) y una combinación de condensadores electrolíticos y cerámicos (C4-C2 y C5-C3). Con respecto a la parte superior de los dos canales idénticos, el potenciómetro P2 permite compensar el (pequeño) desplazamiento de tensión a la salida del OP-50, mientras que C1-R3 forman un circuito de compensación para minimizar el sobreimpulso para una amplificación de tensión en bucle cerrado, Avcl, dada. En nuestro caso, Avcl es aprox. 6, ya que

$$R1 = R2/(Avcl - 1)$$

Cuando se desee modificar el factor de amplificación, debe mantenerse R2 en 20 kΩ. También debe observarse que los valores indicados para R3 y C1 son válidos cuando Avcl varía entre 5 y 20, mientras que R3=3,3 kΩ y C1=1 nF cuando Avcl varía entre 20 y 50. No es necesaria ninguna compensación R-C cuando Avcl es mayor de 50.

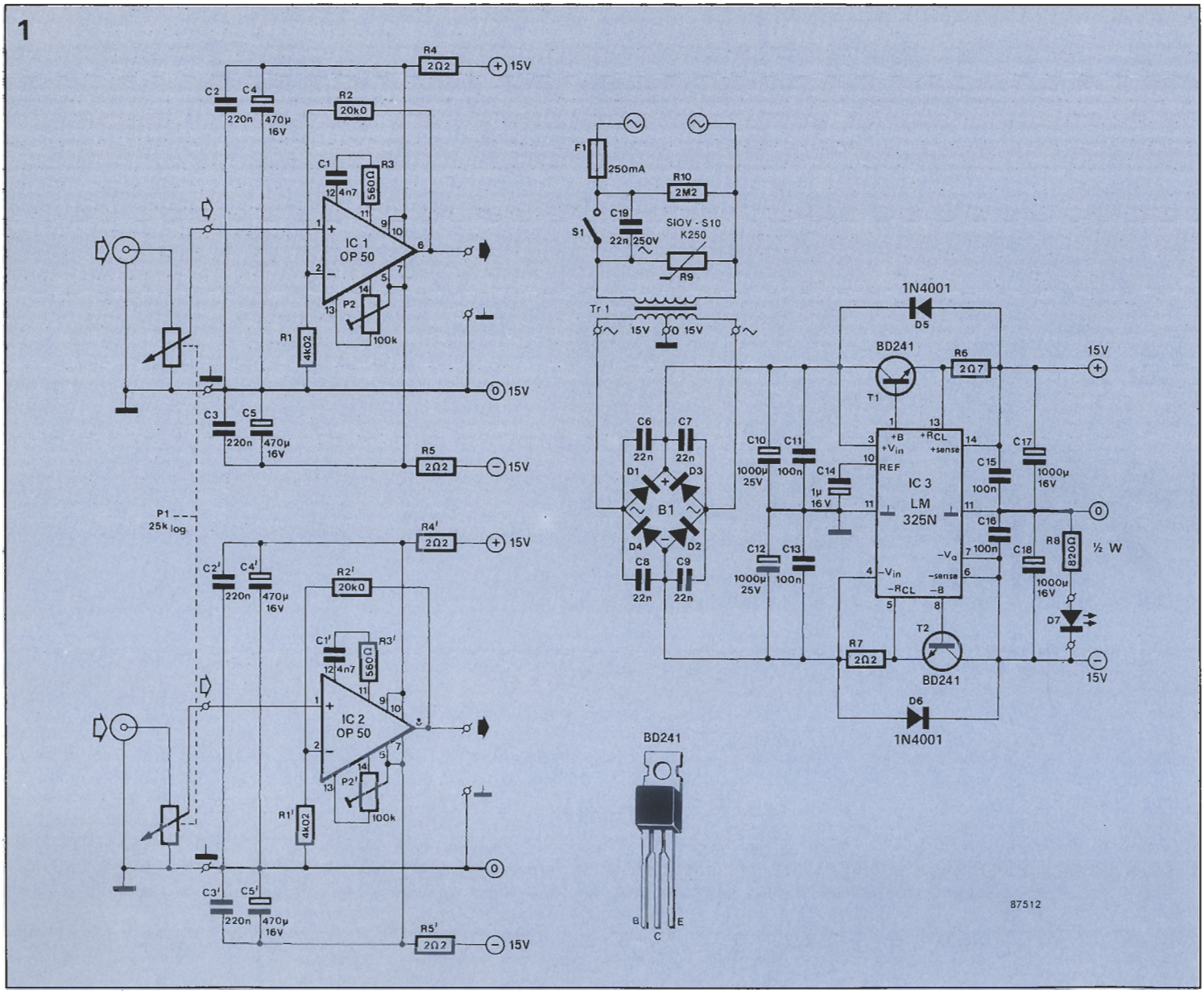
La alimentación de +15 V para el amplificador de auriculares es un circuito relativamente complejo basado en el regu-

lador de precisión LM325, que proporciona una excelente supresión de ruido mientras que asegura una subida suave de tensión al conectar el circuito. Las interferencias de la línea de alimentación y los ruidos provocados por S1 se eliminan en el varistor R9 y en el condensador de alta tensión C1. Los cuatro diodos del puente rectificador tienen en paralelo condensadores para conseguir el mínimo ruido posible en las líneas de alimentación de los amplificadores operacionales.

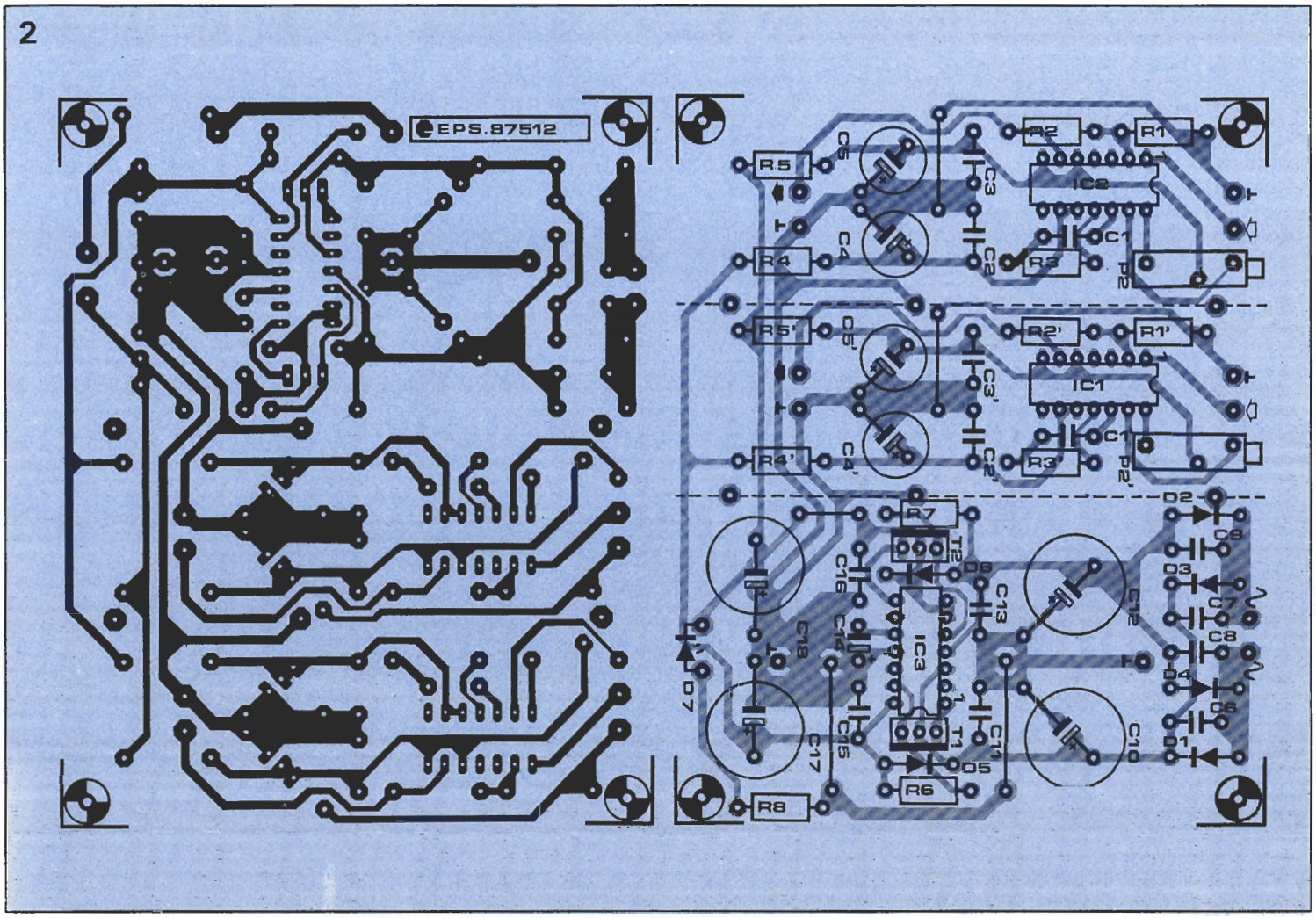
El amplificador de auriculares sólo funcionará correctamente si se pone gran cuidado al escoger los componentes y al realizar la placa de circuito impreso EPS 87512 (ver figura 2). Como ya se comentó, este amplificador de auriculares es adecuado para ser incorporado en el Preamplificador de Alta Calidad. En este caso es posible alimentar el regulador de ±15 V de la tensión sin regular que hay entre C9 (+) y C10 (–) de la fuente de ±18 V ya existente, al mismo tiempo que las entradas del control de volumen del amplificador de auriculares se controlan di-



1



2



rectamente desde las salidas de IC4 (derecha) e IC4' (izquierda).

Los amplificadores operacionales IC1 e IC2 deben soldarse directamente en la placa de circuito impreso, a ser posible con un radiador tipo DIL. Se ha previsto asimismo el apantallamiento de los amplificadores y de la fuente de alimentación mediante dos hojas de latón o estaño montadas verticalmente sobre las líneas punteadas, y que se fijan mediante tres patillas soldadas, cada una. Los reguladores serie T1 y T2 pueden funcionar sin necesidad de radiadores. Al terminar la placa, debe limpiarse a fondo la cara inferior con un cepillo mojado en disolvente o alcohol para eliminar cualquier resto de resina. A continuación se protege la cara de las pistas con cualquier spray plástico apropiado.

Si es posible, deben emplearse conectores aislados para las entradas y salidas estéreo del amplificador. En la entrada no es de esperar que aparezcan problemas si se usan conectores de audio dorados o plateados montados en un ABS separado, o en una placa de epoxy. Cuando no se puedan conseguir conectores de auriculares estéreo aislados, de 6,3 mm y de alta calidad, la siguiente alternativa es emplearlos sin aislar, con su terminal común conectado directamente a la masa de la placa de circuito impreso, entre V17 y C18, para tener una tierra equilibrada. Es preferible que el transformador de alimentación, Tr1, sea toroidal y esté situado detrás de una pantalla metálica para reducir al mínimo el zumbido y otro tipo de interferencias que puedan recoger las entradas del amplificador. Los potenciómetros P2 y P2' se ajustan para obtener un desplazamiento de tensión (tensión continua) mínimo a la salida de los am-

Amplificador operacional de potencia OP-50

Características:

— Ganancia en lazo abierto:	10^6 n V/V mín.
— Desplazamiento de tensión de entrada:	25 µV máx.
— Corriente de polarización de entrada:	5 nA máx.
— Deriva del desplazamiento de tensión:	0,3 µV/°C máx.
— Relación de rechazo en modo común:	126 dB mín.
— Relación de rechazo de la fuente de alimentación:	126 dB mín.
— Nivel de ruido:	5,5 nV/ Hz (f=10 K kH)
	4,5 nV/ Hz (f=1 K kHz)
— Corriente de salida:	±50 mA

— Controla cargas capacitivas de hasta 10 nF.
— Circuito de parada térmica incorporado en el integrado.

Datos extraídos de la hoja de características del fabricante.

Lista de componentes

Resistencias:
R1, R1'=4k02*
R2, R2'=20kΩ
R3, R3'=560 Ω
R4, R4', R5, R5', R7=2Ω2
R6=2Ω7
R8=820 Ω/0,5 W
R9=varistor SIOV S10K250 (Siemens)
R10=2M2
P1=25 k log. estéreo
P2, P2'=100 k ajustable multivuelta
*=ver texto

Condensadores:
C1, C1'=4n7
C2, C2', C3, C3'=220 n
C4, C4', C5, C5'=470 µ/16 V radial
C6, C7, C8, C9=22 n
C10, C12=1 000 µ/25 V radial
C11, C13, C15, C16=100 n
C14=1 µ/16 V tántalo
C17, C18=1 000 µ/16 V
C19=22 n/250 VAC

Semiconductores:
D1...D6=1N4001
D7=LED (rojo)
T1, T2=BD241
IC1, IC2=OP50 (P M I)
IC3=LM3235

Varios:
F1=fusible 250 mA lento, con portafusibles para chasis
Tr1=2×15 V, 10 VA, (2×0,33 A)
radiador DIL 14 patillas para IC1 e IC2
S1=interruptor miniatura
conector jack hembra 6,8 mm para chasis (preferentemente de tipo aislado)
2 conectores (jack, DIN, ...)
caja metálica

plificadores correspondientes (esto equivale en gran medida a necesitar un polímetro digital muy sensible. El amplificador de auriculares puede tener una carga desde 100 Ω a 1 kΩ, por lo que también se puede emplear como control de líneas de alta calidad. Las salidas están protegidas frente a cortocircuitos.

Finalmente, daremos un breve resumen de las características que debe cumplir el amplificador para V_o=6 V_{rms} y Avcl≈6:

Distorsión armónica total: 0,0025% (100 kHz); 0,003% (1 kHz); 0,011% (10 kHz).

Relación señal-ruido: ≥80 dB.

Respuesta plana: ±0,4 dB de 10 Hz a 20 kHz.



Referencias bibliográficas

(1) Preamplificador de Alta Calidad, Elektor, Abril, mayo y junio 87.

(2) Linear and Conversion Application Handbook (1986). Precision Monolithics Incorporated.

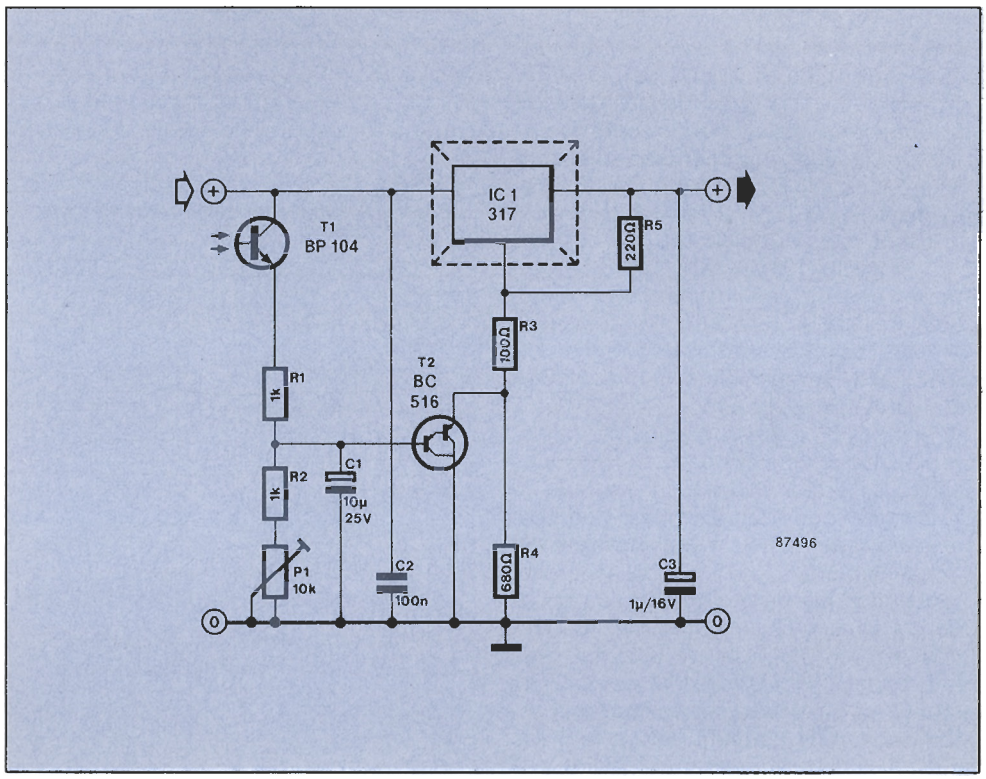
23 Control de intensidad de visualizador

Esta es una fuente de tensión que depende de la luz para regular la alimentación a un visualizador de 7 segmentos, de acuerdo con la intensidad de la luz ambiente. La acción reguladora es positiva, esto es, una mayor intensidad de la luz ambiente produce un aumento en la tensión suministrada a los visualizadores. El fototransistor T1 no conduce cuando detecta oscuridad, y la base de T2 es, por tanto, puesta a masa a través de R2 y P1. Esto hace que la tensión en el emisor de este transistor Darlington pnp sea de aproximadamente 1,2 V. La tensión que cae en R5 es la de referencia, 1,25 V, del regulador LM317, por lo que Ir5 es de aprox. 5,7 mA y la tensión de salida U_o del circuito es

$$U_o = 1{,}2 + [5{,}7 \times 10^{-3} \times (R5 + R3)]$$
$$= 1{,}2 + 1{,}82 \approx 3 \text{ V}$$

cuando T1 detecta oscuridad.

Cuando hay una intensidad luminosa relativamente alta, la tensión de base y emisor de T2 aumenta. Cuando la tensión de base de T2 sobrepasa los 2,7 V, R4 limita la tensión de emisor a 3,9 V, debido



a la corriente constante de 5,7 mA. T2 ya conduce y la tensión de salida del circuito es de 5,7 V, debido a que la resistencia total entre la salida del regulador y masa es R5+R3+R4=1.000 Ω, y la corriente que lo atraviesa es de 5,7 mA.

La sensibilidad del regulador es ajustable mediante P1. La máxima corriente de salida es del orden de 700 mA cuando IC1 está convenientemente refrigerado. El rango de tensión de entrada del circuito es de 8 a 15 V.

24 Sencillo conversor D/A

(de una idea de M. Wiegers)

A continuación describimos dos formas sencillas de construir dos conversores digital/analógico de 4 bits. Uno traduce código BCD de 4 bits en 10 niveles analógicos de tensión, y el otro acepta código binario de 4 bits y proporciona 16 niveles de tensión en la salida. Ambos circuitos constan de un decodificador digital con salidas en colector abierto para controlar una red de resistencias. La tensión analógica se obtiene controlando la conexión a masa de cada tramo en concreto de la red, y manteniendo la caída de tensión así obtenida, con un transistor.

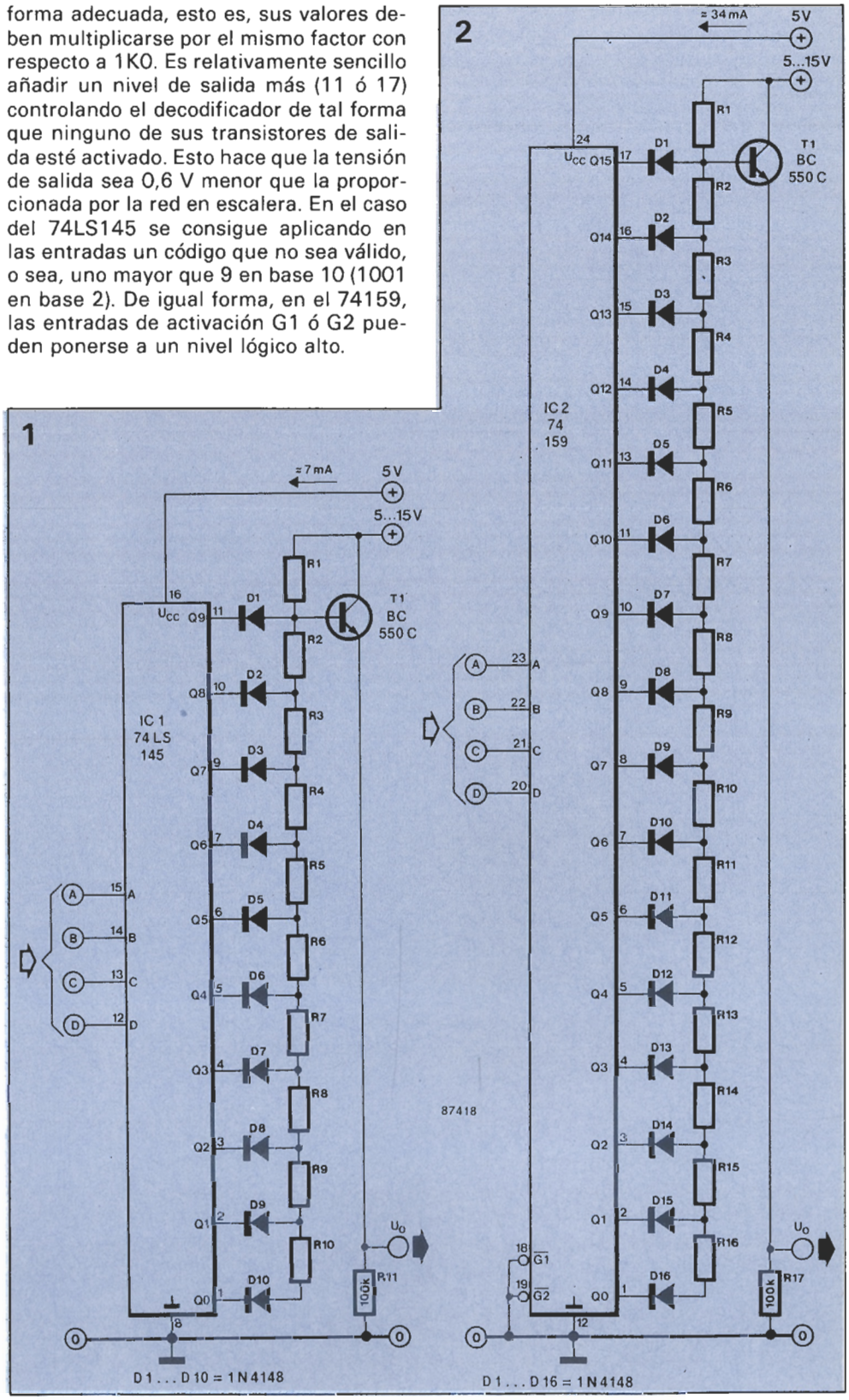
A pesar de su resolución relativamente baja (10 ó 16 niveles), el circuito puede emplearse para muchas aplicaciones, como gobernar fuentes de alimentación controladas digitalmente, generadores de señales triangulares y en diente de sierra y conversores A/D.

La tabla 1 da los valores relativos de las resistencias de la red en escalera, comenzando con R1=1KO. Se dan tres valores para cada resistencia: la columna izquierda muestra el valor teórico, mientras que en las columnas del centro y de la derecha aparecen los valores más próximos de las series E24 y E96, respectivamente. Nótese que los valores de inicio pueden cambiarse debido a necesidades específicas, teniendo en cuenta que las demás resistencias deben dimensionarse de forma adecuada, esto es, sus valores deben multiplicarse por el mismo factor con respecto a 1KO. Es relativamente sencillo añadir un nivel de salida más (11 ó 17) controlando el decodificador de tal forma que ninguno de sus transistores de salida esté activado. Esto hace que la tensión de salida sea 0,6 V menor que la proporcionada por la red en escalera. En el caso del 74LS145 se consigue aplicando en las entradas un código que no sea válido, o sea, uno mayor que 9 en base 10 (1001 en base 2). De igual forma, en el 74159, las entradas de activación G1 ó G2 pueden ponerse a un nivel lógico alto.

Tabla 1. Valores de resistencia relativos a 1 kΩ

Rn	Versión BCD de 10 niveles			Versión binaria de 16 niveles		
R1	1000	1k	1k0	1000	1k	1k0
R2	111	110	110	66,7	68	66,5
R3	139	130	140	76,3	75	76,8
R4	179	180	178	87	91	86,6
R5	238	240	237	103	100	102
R6	333	330	332	122	120	121
R7	500	510	499	145	150	147
R8	833	820	825	178	180	178
R9	1667	1k6	1k69	222	220	221
R10	5000	5k1	4k99	286	270	287
R11				381	390	383
R12				533	510	536
R13				800	820	806
R14				1333	1k3	1k33
R15				2667	2k7	2k67
R16				8000	8k2	8k06

Valor teórico en Ω | valor serie E24 | valor serie E96



25 Protección para altavoces

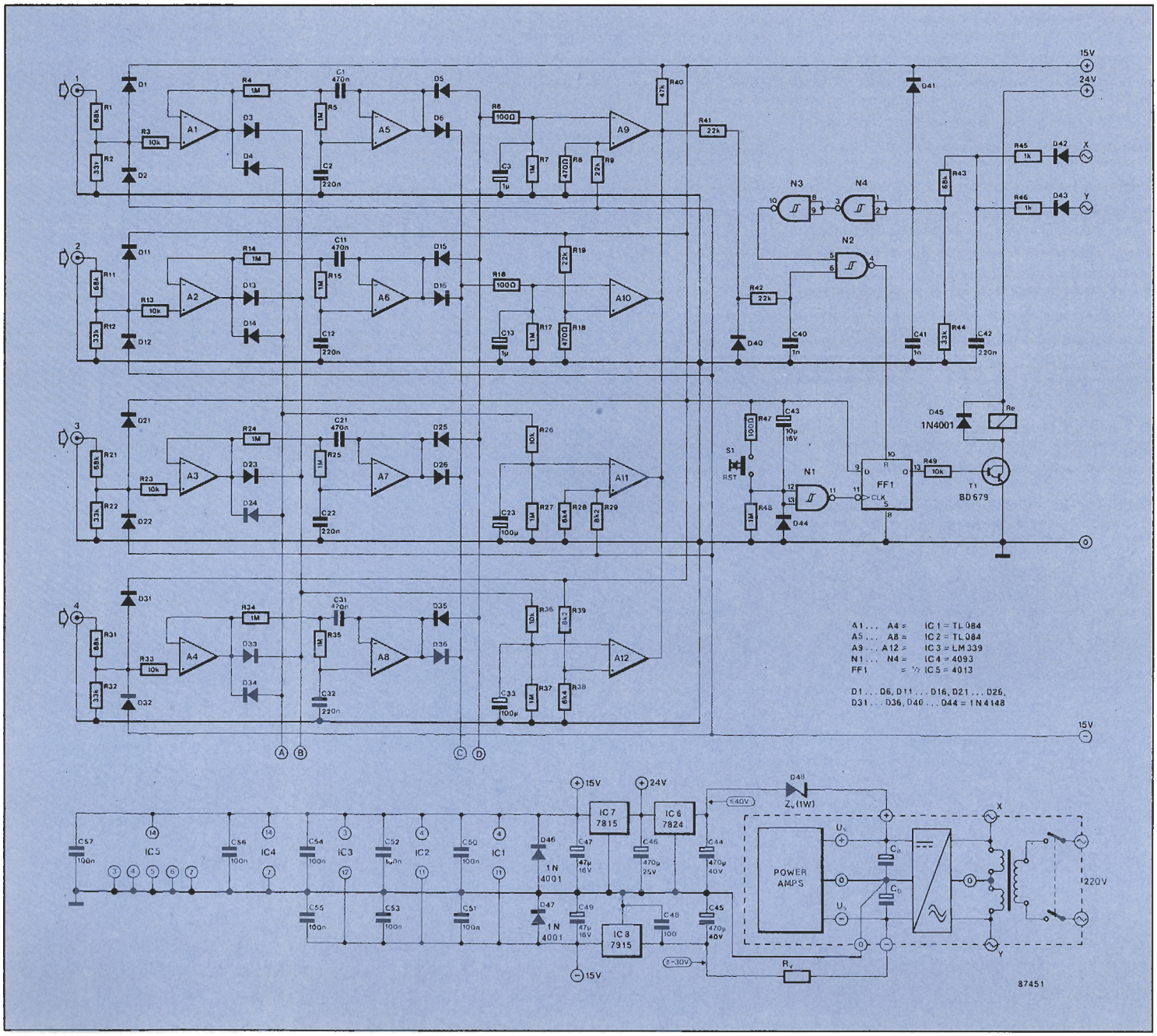
Muchas etapas de salida de potencia de BF son capaces de proporcionar niveles de potencia considerables en el rango de frecuencias supersónicas. Cuando el altavoz no puede responder frente a esta potencia, la bobina móvil se calienta rápidamente y provoca un cortocircuito. Si la etapa de salida de potencia no está adecuadamente protegida, se estropea y entrega una corriente continua que destruye completamente el altavoz.

Este protector de altavoces se compone de tres partes: un amplificador de medida, un detector y un acoplador de relé. Mostraremos, como ejemplo, cuatro canales. El divisor de tensión R1-R2 determina la sensibilidad del circuito de protección, mientras que D1-D2 protegen la entrada de A1. El amplificador operacional A5 está configurado como un filtro paso bajo con una frecuencia de corte de 0,5 Hz, de tal forma que puede funcionar como un detector de corriente continua. La segunda sección del circuito se compone de cuatro detectores A9-A12. A9 compara cualquier tensión continua negativa respecto a R8-R9, mientras que C3-R7 determinan el tiempo de retardo.

El operacional A10 cumple una función similar para las tensiones continuas positivas. El circuito entra en acción cuando

$$(Vin \times R2)/(R1+R2) - 0{,}65 > (15 \times R2)/(R8+R9)$$

Los comparadores A11 y A12 actúan como limitadores de potencia. Los picos de tensión positivos y negativos son rectificados en D3-D4 y promediados mediante las combinaciones RC R36-C33 y R26-C23. Los períodos relativamente lar-



gos de estas redes impiden el disparo del circuito a causa de picos en la señal de entrada.

El limitador de potencia actúa cuando

$$(V_{in} \times R2 \times \sqrt{2})/(R1+R2)-0{,}65 > (15 \times R28)/(R28+R29)$$

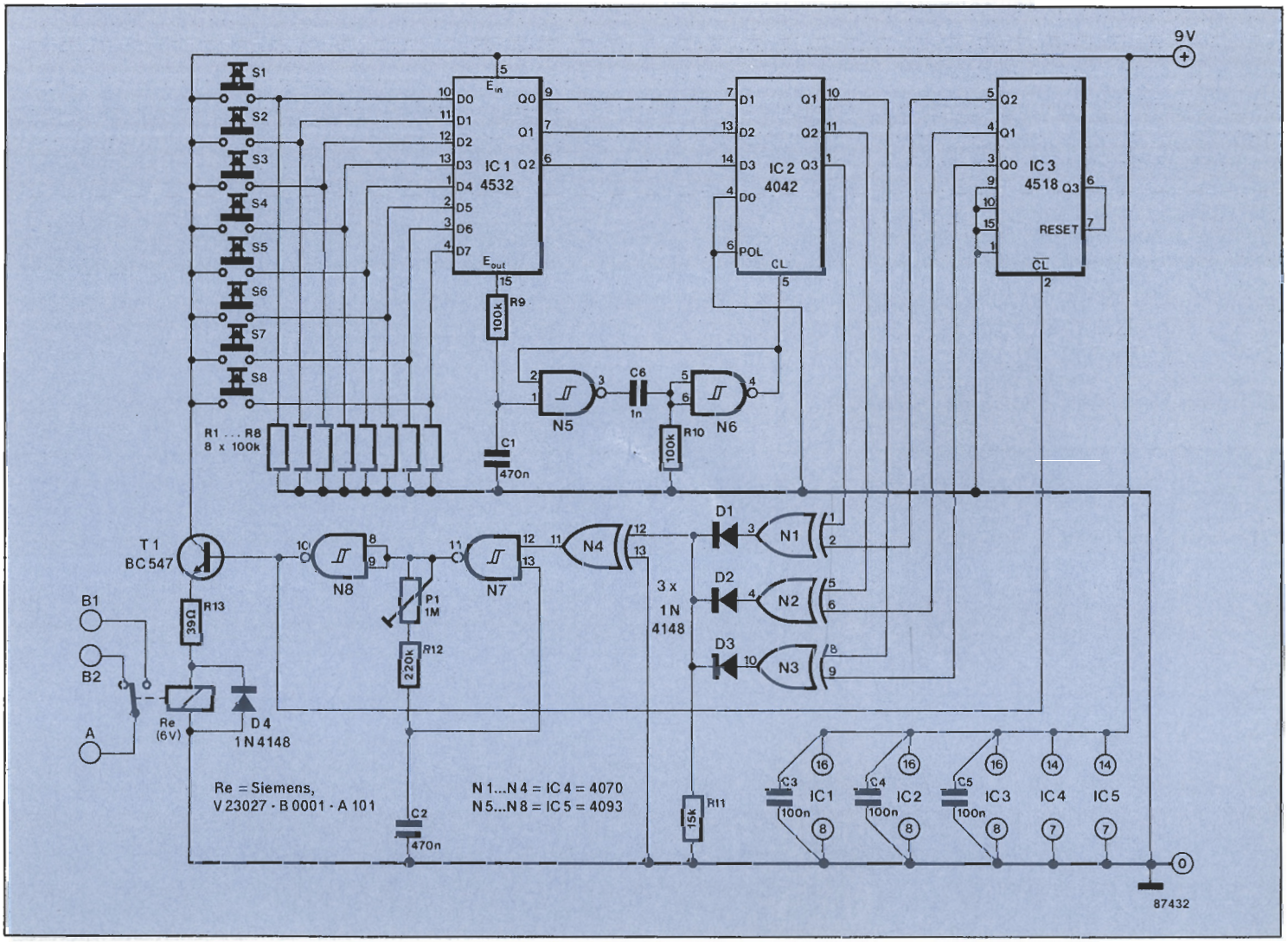
Esta ecuación también es válida para el detector positivo realizado con A12. Los valores dados a los componentes dan una $P_{máx} \approx 30$ W sobre 8 Ω.

Cuando todas las señales de entrada están en márgenes correctos, las salidas en colector abierto de A9-A12 están en estado de alta impedancia, de tal forma que la tensión de salida es +15 V a través de R40. Cuando se detecta un fallo en una o varias de las entradas, la unión de R40-R41 se baja a −15 V.

El núcleo del controlador del relé es el biestable FF1. La puerta N1 es un circuito de retardo en el encendido, con puesta a cero, que envía los impulsos de reloj a FF1. El nivel lógico alto en la entrada D (datos) sólo se envía a la salida Q cuando la entrada R (reset) está a un estado lógico alto. Se ve, por tanto, que el pulso de reset se puede originar bien en el detector de alimentación N3-N4 o en el detector de fallo A9-A12. El protector del altavoz se alimenta de la fuente de alimentación simétrica del amplificador, pero debe tenerse cuidado al escoger D48 y Rv de tal forma que no se sobrepase la tensión indicada en C44 y C45. Si la fuente del amplificador da menos de 28 V, puede omitirse IC6, y sustituirse el relé del altavoz, Re, por uno de 12 V alimentado de la línea de +15 V. El divisor de tensión R43-R44 debe dimensionarse entonces de nuevo, de tal forma que la entrada de N4 se mantenga alrededor de +13 V cuando R43+R44 ≈ 100 kΩ.

26 Path Catcher

Este circuito facilita la conmutación entre configuraciones programadas en sintetizadores, expansores o instrumentos electrofónicos. La mayoría de éstos disponen de algún sistema para almacenar o guardar configuraciones de instrumentos definibles por el usuario, que suelen llamarse «pathes» en la jerga de los entusiastas electrofónicos. Aunque esta facilidad es de gran utilidad para muchos músicos, resulta complicado de utilizar cuando es necesario llamar a los «pathes» en una sucesión rápida mientras se está tocando. En algunos instrumentos esto se resuelve mediante un pedal, que, cuando se presiona conmuta al siguiente instrumento predefinido (pedal incremental de pathes). En la práctica, sin embargo, este pedal es una solución poco recomendable. Suponiendo que el instrumento en cuestión permite 8 pathes, si queremos



pasar, por ejemplo, del instrumento 3 al 2, es necesario presionar el pedal un mínimo de 7 veces. Esto, requiere una atención adicional para el músico si al mismo tiempo debe estar tocando el teclado.

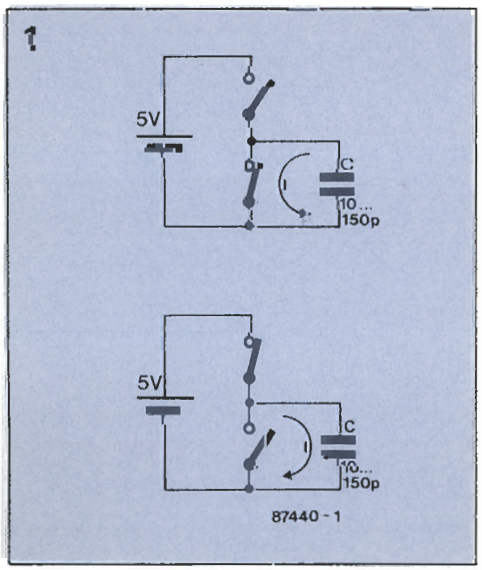
El circuito que presentamos utiliza un relé, cuyo contacto se conecta a la entrada del pedal del instrumento. El usuario pulsa alguna de las teclas, numeradas de 1 a 8 para seleccionar el path en cuestión y el circuito se encarga de actuar sobre el contacto del pedal el número de veces que sería necesario de otra forma. Con respecto al esquema eléctrico del circuito, IC1 es un codificador de prioridad, cuyas salidas, Q0 a Q2 entregan el código binario de la tecla pulsada, S1 a S8. El pulso en el terminal E_{out} se retarda mediante la red pasiva R9-C1 y se aplica al conjunto N5, N6, cuya salida sirve como reloj del latch de 4 bits, Ic2. Las salidas Q1 a Q3 de este circuito integrado se aplican a las entradas de las puertas XOR N1 a N3, junto con las salidas del contador IC3, cuya salida binaria inicial es igual a la de IC2. Oprimiendo alguno de los pulsadores S1 a S8, hace que las salidas IC2 cambien de estado y que alguna de las puertas XOR pase a nivel alto. Esto habilita el oscilador N7, de forma que su salida, invertida en N8 y amplificada con T1 activa el relé, con lo cual se incrementa el número de path del instrumento. Los pulsos del oscilador se aplican también al contador binario IC3, que está configurado para contar de 0 a 7, ya que su salida Q3 actúa sobre la entrada de RESET. Después de un máximo de 7 pulsos los niveles lógicos de las puertas XOR son iguales otra vez, con lo cual se deshabilita el oscilador por medio de N4. La opción entre las salidas B1 y B2 depende del tipo de pedal del instrumento a gobernar. Ajuste P1 para que el instrumento sea capaz de seguir con seguridad las acciones del relé. Después de encender el equipo es necesario pulsar primero el pulsador S1, después seleccionar el primer programa y finalmente interconectarlos físicamente. El circuito, excluyendo el relé, consume sólo unos miliamperios. Para el prototipo utilizamos un relé Siemens, que consumía unos 50 mA desde una fuente de 9 V.

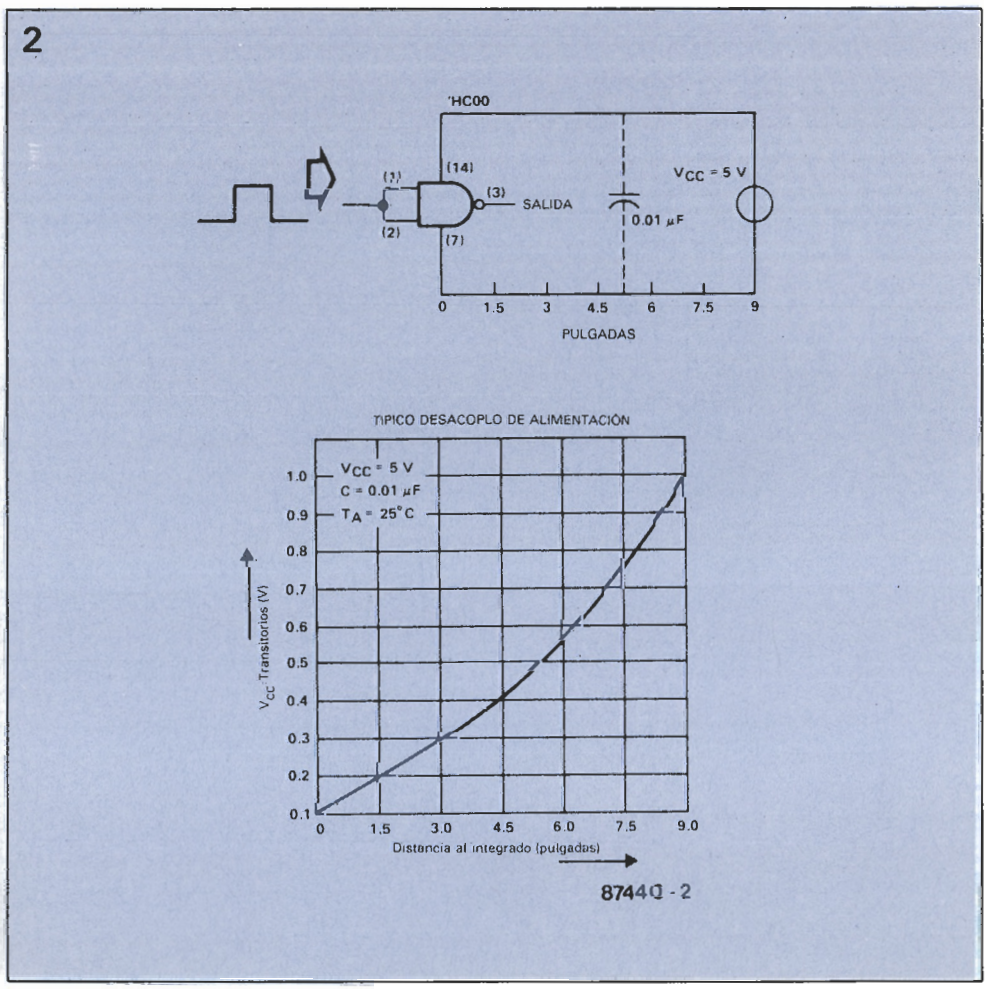
27 Desacoplos en circuitos lógicos

No darle importancia al desacoplo de las líneas de alimentación es uno de los mayores errores que puede hacer un diseñador de circuitos digitales.

Hay dos razones de importancia por lo que es necesario reconsiderar el efecto del desacoplo: la introducción de los circuitos integrados de alta velocidad HC y HCT de tecnología CMOS y la disponibilidad de memorias RAM dinámicas (DRAM) cada vez más grandes. La memoria RAM dinámica 41256 (256 Kbit) y la RAM estática CMOS 6264, por ejemplo, son ya circuitos integrados comunes, disponibles a bajo coste. El uso de los nuevos integrados lógicos CMOS ha creado el malentendimiento de que estos dispositivos pueden utilizarse sin desacoplar las líneas de alimentación. Sin embargo, un consumo reducido, con respecto al de circuitos TTL, no es, de ninguna forma, una carta blanca para que los diseñadores se olviden de los problemas de desacoplo, como veremos a continuación.

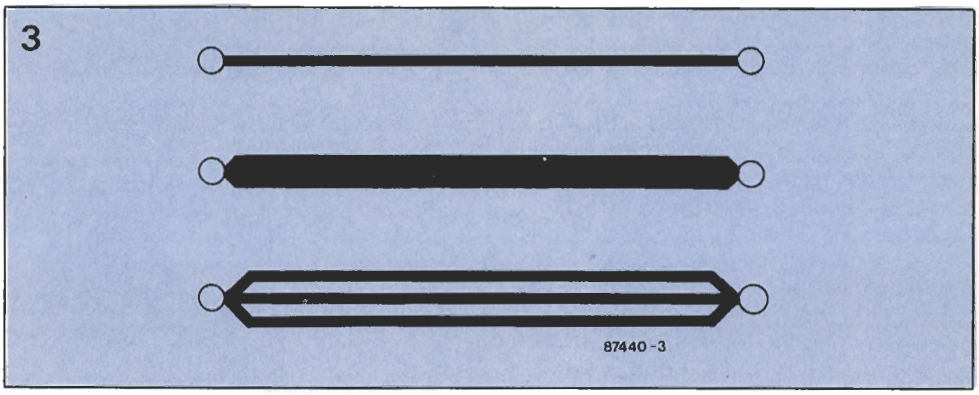
¿Por qué un circuito lógico consume corriente? El consumo de corriente de circuitos integrados TTL proviene fundamentalmente de las resistencias internas de polarización. La estructura CMOS es complementaria y, teóricamente no consume corriente en modo estático. En el momento en que hay que hacer alguna conmutación, tanto para TTL como para CMOS, es necesario invertir la carga de la capacidad equivalente de la salida, como puede verse en la figura 1. Las co-



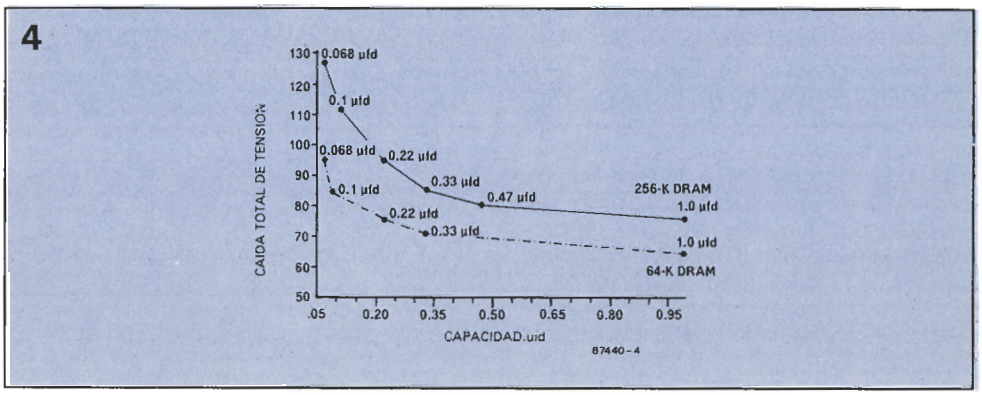


rrientes internas de conmutación del circuito integrado pueden despreciarse frente a la consumida por la capacidad de salida, salvo en contadores y temporizadores. Por lo tanto, en modo dinámico, el pico de corriente en la conmutación es prácticamente igual en los circuitos TTL y CMOS. Los condensadores de desacoplo, que se conectan directamente a los terminales de alimentación del circuito integrado, sirven para prevenir que la tensión de alimentación caiga por debajo de niveles inaceptables cuando se produce la conmutación. El gráfico de la figura 2 es una reproducción de un «databook» de Texas Instruments y muestra la relación entre la distancia existente entre el condensador y el encapsulado y los picos de tensión que aparecen en la línea de alimentación para un HCMOS típico. Esto muestra claramente la necesidad de que los condensadores de desacoplo estén lo más cerca posible del encapsulado de los circuitos integrados. A menudo las placas de circuito impreso se diseñan con líneas de alimentación largas y condensadores de desacoplo mal posicionados. Cualquier transitorio que se genere puede ocasionar el efecto «ringing», que deteriora aún más el funcionamiento del circuito lógico en cuestión. Es, por ello, por lo que Mullard recomendó que las líneas de alimentación fueran multipista cuando es imposible disponer el condensador de desacoplo cerca del circuito integrado. Esta solución se conoce como estructura «grid» y es definitivamente preferible a utilizar una línea única, aunque tenga la misma sección (ver fig. 3). El valor de los condensadores de desacoplo depende de la previsión que se haga del número de salidas de circuitos integrados que están simultáneamente activos. Suele tomarse como regla de partida 20 a 100 nanofaradios por cada tres integrados.

3



4



Otra consecuencia de este tema es que la alimentación de las memorias dinámicas de 256 Kbit es mucho más complicada que la de las memorias de 16 Kbits. Afortunadamente los problemas no son tan serios como uno podría suponer. En la práctica, el tamaño del encapsulado y por ello la capacidad parásita, se está reduciendo constantemente por los fabricantes, cuyos esfuerzos se centran en conseguir dispositivos que tengan una respuesta óptima incluso para altas frecuencias de operación. Algunos fabricantes de DRAM recomiendan el uso de condensadores de desacoplo de 330 nF (ver fig. 4), sin embargo, en la práctica no aparecen problemas si se utiliza el valor estándar de 100 nF.

28 Dirección de bus para el MSX

La mayoría de los ordenadores MSX no requieren la señal de BUSDIR* (dirección de bus) en los circuitos de ampliación conectados a los slots de expansión. Sin embargo, aparece un problema si se intenta utilizar los módulos de extensión para MSX publicados en ELEKTOR con, por ejemplo, el Sanyo MSX, que tiene pequeñas particularidades en su conector externo para entradas/salidas. En general, mientras mayor sea el número de slots en el MSX, mayor la probabilidad de que sea necesario uno o los dos circuitos que presentamos para poder utilizar los módulos de extensión mencionados.

Hemos ofrecido dos soluciones para obtener la señal BUSDIR*. Uno es utilizable para el «bus universal de entradas/salidas» (adaptado para MSX, Elektor 73, junio 86), el «cartucho MSX» (Elektor 76, septiembre 86) y el «reloj en tiempo real» (Elektor 80, enero 87), el otro para el «bus de expansión MSX» (Elektor 97, junio 87). Cada uno de estos circuitos está compuesto únicamente por un integrado.

El circuito A se utiliza con las dos extensiones de entradas/salidas y se implanta fácilmente en el interior del ordenador, en algún lugar cerca del slot que recibe la extensión. Si es necesario puede incluirse este circuito en todos los slots, pero esto hace imposible añadir módulos que envíen sus propias señales de BUSDIR*, a no ser que se añada el interruptor S1 para desconectar la salida N4 de la patilla 10 del slot. Tenga en cuenta, sin embargo, que este interruptor no debe actuarse cuando el ordenador está encendido. Como la zona de entradas/salidas comprendida entre 40h y FFh está reservada para hardware residente en el ordenador, las líneas de direciones A6 y A7 deben estar a nivel bajo para la selección de circuitería de entradas/salidas exterior. Además las líneas /IOREQ y /RD deben estar a nivel bajo para asegurar que la CPU lee datos desde el dispositivo externo de entradas/salidas. Las interrupciones generadas por dispositivos exteriores sólo pueden procesarse correctamente si /BUSDIR está en estado bajo como respuesta de estar a nivel bajo /M1 y /IOREQ. Esto requiere una función OR para niveles lógicos bajos:

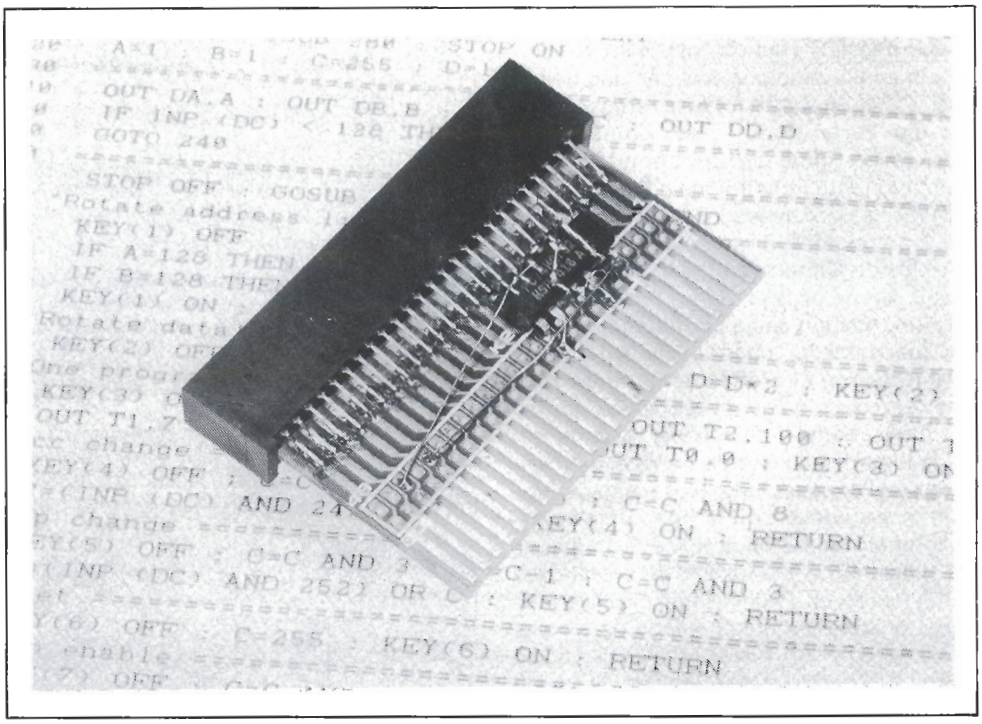
$$BUSDIR = M1 * IOREQ + IOREQ * RD + + RD * /A7 * /A6$$

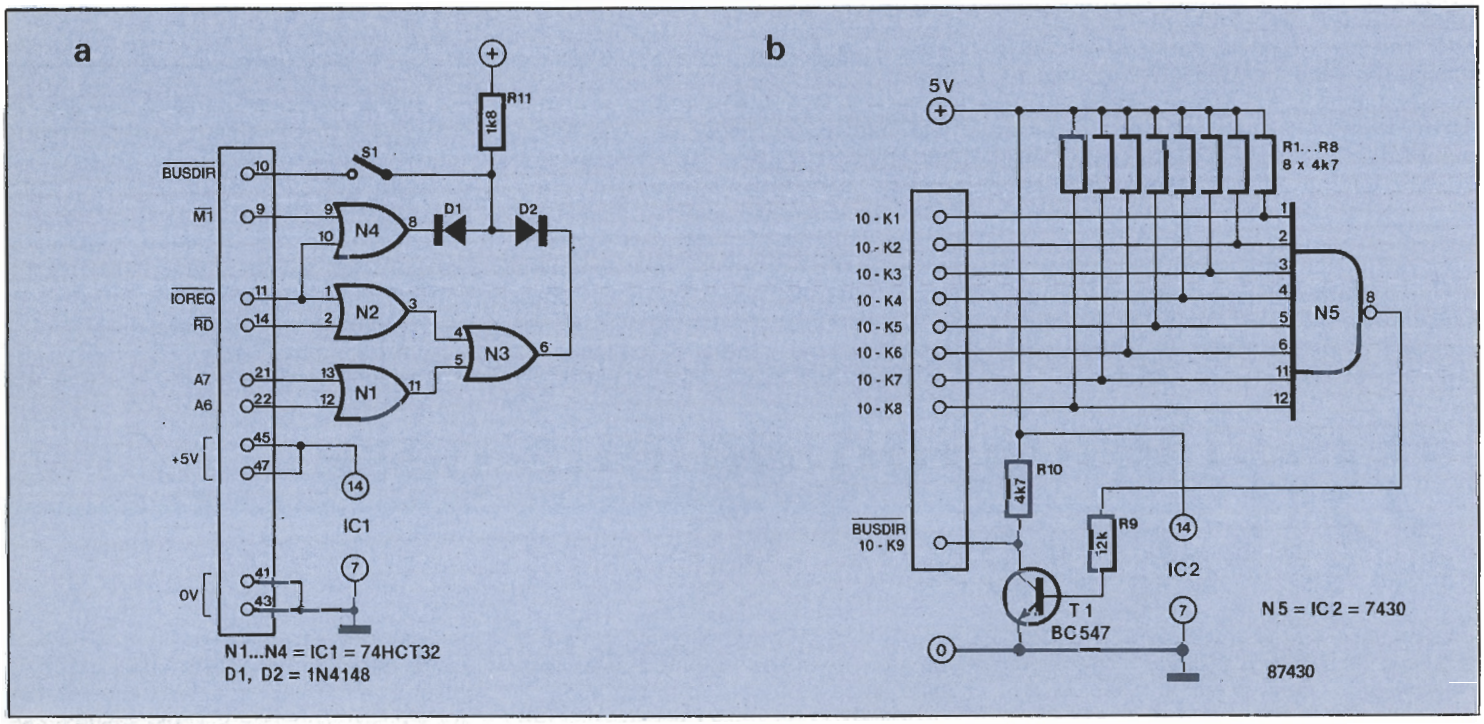
Si no quiere abrir el ordenador para instalar el circuito A, puede utilizar parte del circuito del Módulo de Expansión para EPROM para montar el 74HCT32, como puede verse en la fotografía. Observe que el conector de pista de 50 líneas entra directamente en el slot del ordenador y que el conector del slot se monta al lado con-

trario para recibir los módulos de expansión.

El circuito B está pensado para utilizarlo en el Módulo de Expansión del Bus. Su función es transmitir los pulsos de /BUSDIR de los módulos directamente al ordenador. Para ello es necesario cortar primero las líneas de conexión entre las patillas número 10 de los slots y conseguir así que todas las salidas /BUSDIR de los módulos de expansión estén disponibles separadamente y puedan conectarse a una puerta tipo NAND, N5. El inversor, T1, transforma el conjunto en una puerta OR de 8 entradas. El colector de este transistor se conecta entonces a la patilla 10 de K9 en la placa del bus.

Es posible que tanto el circuito A como el B sean necesarios para una disposición específica de entradas/salidas. En ese caso sugerimos conectar el circuito A a una de los slots del módulo de expansión de bus y usar entonces sólo este slot para entradas/salidas externas. En este caso, puede conectarse la patilla 8 de N4 directamente a la entrada relevante de N5.



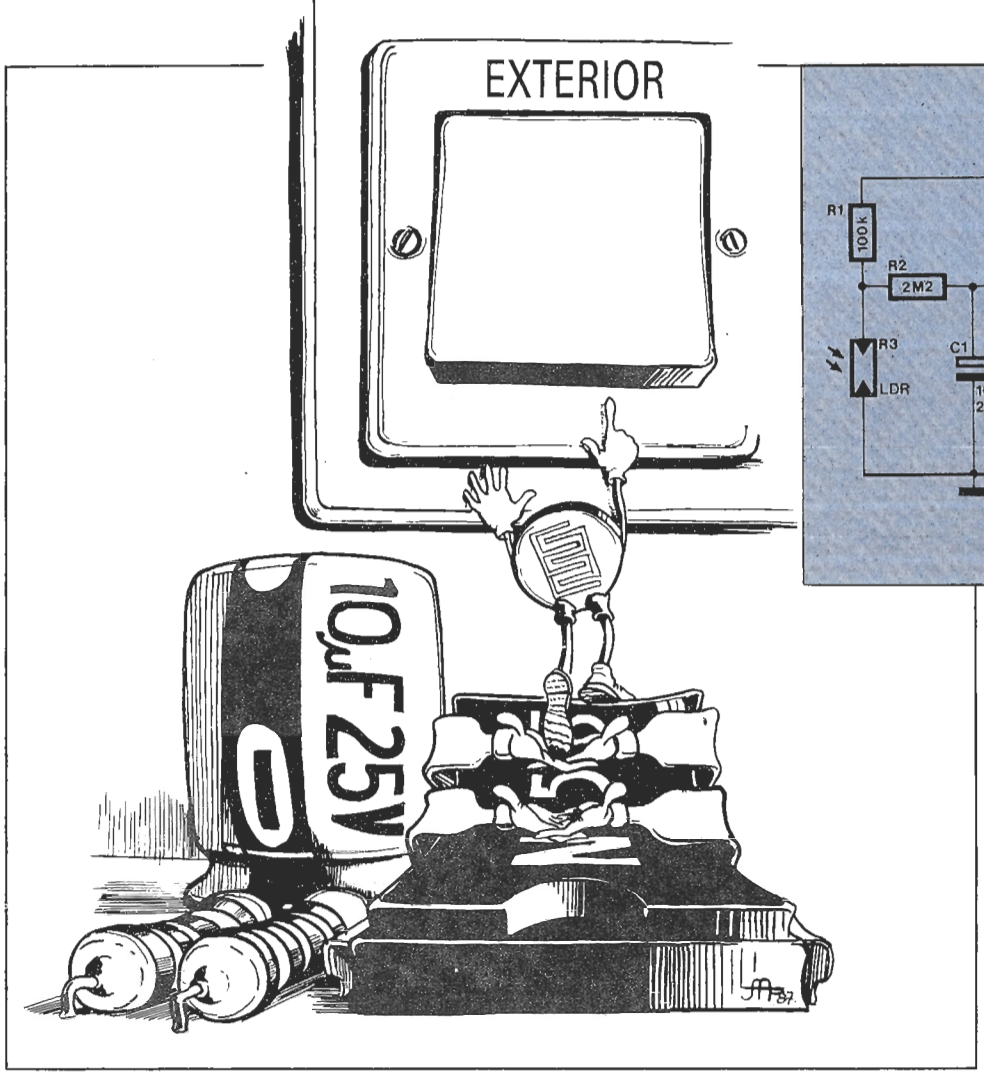


29 Actuador fotosensible

Este circuito activa un relé cuando detecta la ausencia de luz en la LDR (resistencia dependiente de la luz). Es particularmente apropiado para controlar la iluminación exterior o para entradas a garajes y pasadizos.

Al contrario de su empleo normal como multivibrador estable o monoestable, el circuito integrado 555 se utiliza en este circuito como comparador. Para explicar esta aplicación poco usual es necesario aclarar que la forma de operación usual del 555 es la siguiente: la salida pasa a estado alto cuando se recibe un pulso de disparo (inicio) en la entrada 2. Este pulso es una tensión cuyo nivel es inferior a 1/3 de la tensión de alimentación. La salida pasa de nuevo a nivel bajo si la tensión en la segunda entrada, patilla 6, ha superado 2/3 de la tensión de alimentación.

En el presente diseño no se utiliza la segunda entrada. Sin embargo, es posible llevar la salida a estado bajo, ya que la patilla 6 se ha conectado directamente a la línea de alimentación positiva. El funcionamiento de esta disposición se en-



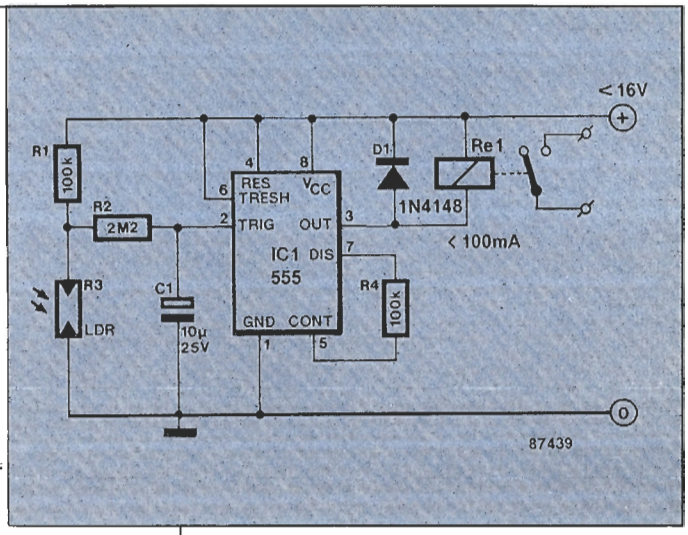


Tabla 1. Tabla de funcionamiento

Reset	Tensión de disparo	Umbral de tensión	Salida	Interruptor de descarga
Bajo	No importa	No importa	Baja	Cerrado
Alto	< 1/3 Vdd	No importa	Alta	Abierto
Alto	> 1/3 Vdd	> 2/3 Vdd	Baja	Cerrado
Alto	> 1/3 Vdd	< 2/3 Vdd	Mantiene estado anterior	

tiende mirando la tabla adjunta, que se ha extraído de las hojas de características del 555.

En principio, la tensión de alimentación debe ser igual a la tensión nominal del bobinado del relé. Sin embargo, no aplique más de 16 V, ya que esto podría deteriorar el 555. El consumo del circuito es de 4 mA (excluyendo el relé) a 12 V. Los componentes R2 y C1 aseguran un retardo de 10 s antes de activar el relé. De esta forma se consigue que el circuito sea insensible a variaciones rápidas de luminosidad.

Básicamente, el circuito no tiene efecto de histéresis. Sin embargo, si la alimentación no está regulada, la activación del relé hará que disminuya ligeramente la alimentación. Esto baja, a su vez, la tensión umbral interna del circuito integrado, ya que el punto de disparo está definido como 1/3 de la tensión de alimentación (patilla 2). De esta forma puede dimensionarse la histéresis adecuada añadiendo una resistencia en serie con la alimentación. También es posible intercalar una resistencia entre las patillas 5 y 7 del 555, como puede verse en el esquema eléctrico. La histéresis es inversamente proporcional al valor de la resistencia. Puede empezarse a experimentar con 100 kΩ.

La sensibilidad del circuito puede controlarse si se sustituye R1 por un potenciómetro de 1 MΩ.

30 Visualizador de tensión de 8 canales

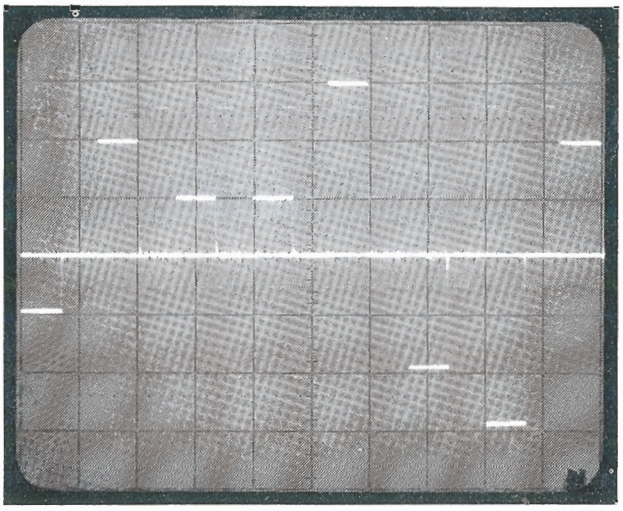
Controlar simultáneamente las variaciones de 8 tensiones que cambian lentamente resulta normalmente muy difícil, si no imposible, incluso con ayuda de 8 voltímetros analógicos o digitales. Este circuito convierte un osciloscopio normal en visualizador versátil de 8 tensiones continuas. Puede observarse la variación de cada una de las 8 tensiones, aunque la resolución no sea demasiado buena.

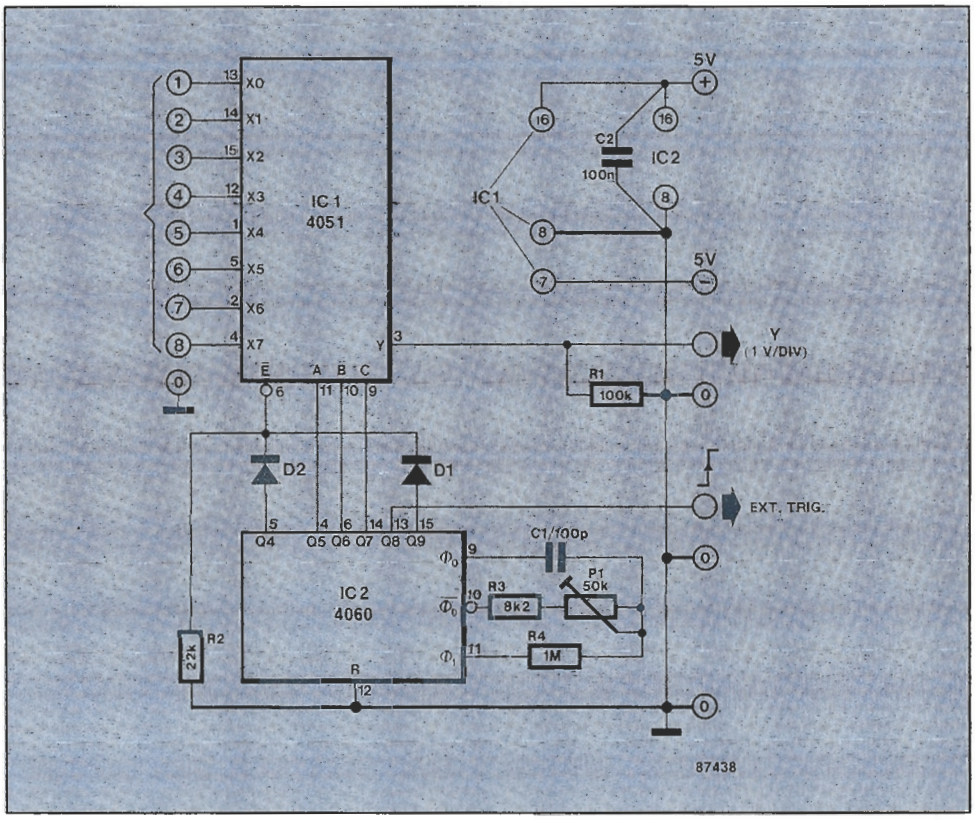
El esquema eléctrico muestra el uso de un multiplexor analógico de 8 canales, IC1, que es la versión electrónica de un conmutador rotativo de 8 posiciones, con los contactos X0 a X7 y el cursor Y. Se selecciona el canal en cuestión aplicando un código binario a las entradas A, B y C. Por ejemplo, el código binario 011 (A-B-C) habilita la entrada 7 (X6 –> Y). Las entradas A, B y C de IC1 están controladas por tres salidas sucesivas del contador bina-

rio IC2, que se ajusta para oscilar a una frecuencia de alrededor de 50 KHz mediante el potenciómetro P1. Como no se pone a cero el contador, las salidas binarias Q5, Q6 y Q7 se van incrementando de 0 a 7 de forma cíclica. Por consiguiente cada una de las 8 tensiones continuas presentes en las 8 entradas analógicas se conectan brevemente a la entrada Y del osciloscopio. Pueden verse simultáneamente las ocho tensiones de entradas posicionando el selector de base de tiempos del osciloscopio en concordancia con el tiempo que transcurre en que las salidas del contador pasen de 0 a 7 en las salidas Q5-Q6-Q7. El punto de inicio del osciloscopio se asegura gracias a la salida QB del contador, que actúa como señal de sincronismo exterior para el osciloscopio. Los diodos D1 y D2 proveen de un pequeño espacio entre trazos adyacentes, a la vez que crean una línea horizontal de referencia.

La base de tiempos en el osciloscopio debe ponerse a 0.5 ms/div y colocar «sincronismo exterior» con «flanco positivo». Ajuste la sensibilidad vertical a 1 V/div. El margen de entrada del circuito es de –4 V a +4 V. La impedancia de entrada es del orden de 100 KOhm. El ajuste del visualizador de 8 canales es muy sencillo. Simplemente posicione la base de tiempos del osciloscopio en la sensibilidad indicada y ajuste P1 para que aparezcan las ocho entradas en la pantalla (ver la fotografía adjunta).

El consumo del circuito es inferior a 5 mA desde una fuente de alimentación de ±5V, o desde dos pilas de petaca de 4.5 V.



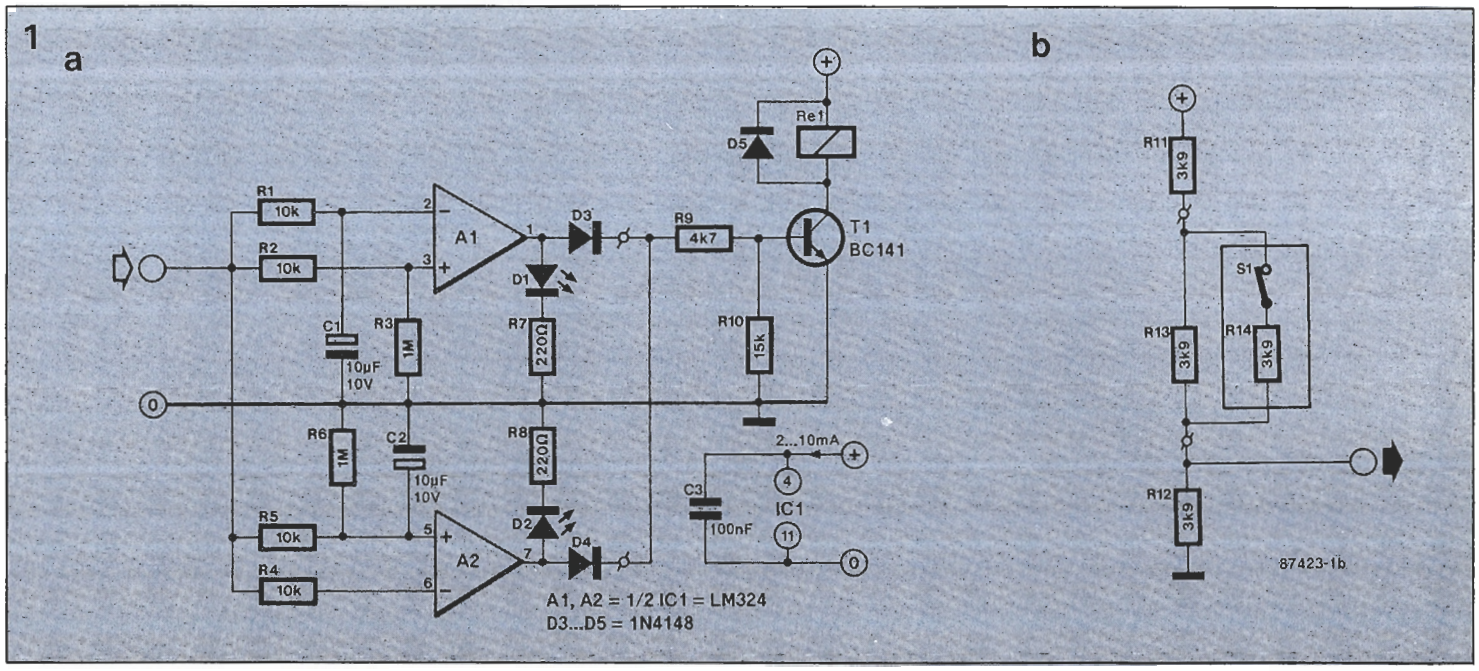


31 Comparador de ventana dinámico

El uso de circuitos comparadores de distintas apariencias y realizaciones prácticas es muy común en una gran variedad de sistemas de control y medida. Normalmente se alimenta un comparador con la tensión de salida de un sensor, en el cual, como su propio nombre indica, se compara en nivel medido, Uin, con una referencia fija, Uref, y produce una salida negativa (0) o positiva (1) si Uin < Uref o Uin > Uref, respectivamente. Puede fabricarse un comparador de ventana conectando dos comparadores con distintas tensiones de referencia, las cuales definirán los límites superior e inferior de la zona de conmutación.

En la práctica se ajustan estas referencias mediante potenciómetros, para dimensionar el tamaño de la ventana como interese. Esta configuración, sin embargo, hace imposible mover toda la ventana automáticamente hacia arriba o hacia abajo en concordancia con, digamos una resistencia dependiente de la luminosidad. El circuito que presentamos no tiene las tensiones de umbral constantes, sino que las obtiene a partir de la señal medida, de forma que las variaciones lentas de esta señal hace que la ventana siga efectivamente a la señal.

Los condensadores C1, a la entrada inversora de A1, y C2, a la entrada no inversora de A2, almacenan la tensión de entrada. Cuando la tensión presente en la entrada no inversora de A1 sube se dispara el operacional. La entrada inversora asociada a este operacional no atiende a esta variación debido al retardo introducido por el condensador. El diodo Led D1



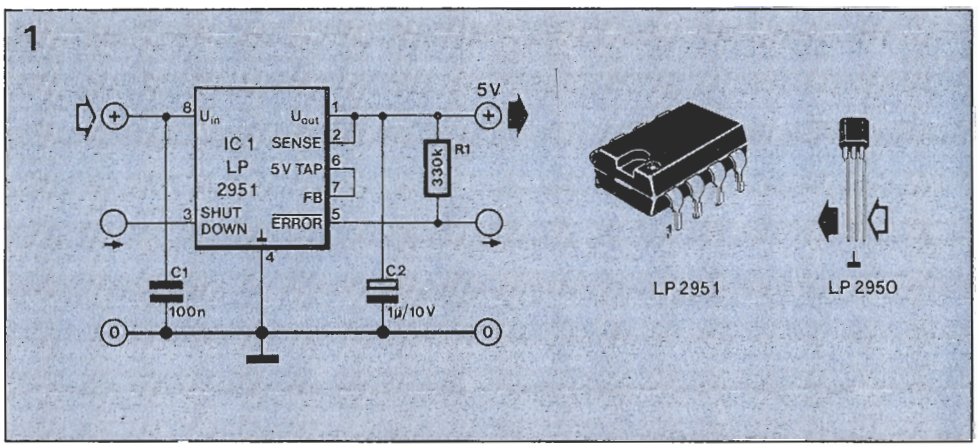
se enciende. El proceso es similar para la sección A2 del circuito, cuando la tensión de entrada disminuye. Esto se indica mediante la iluminación del Led D2. Los diodos D3 y D4 forman una puerta OR para actuar sobre el circuito de excitación de un relé, formado alrededor de T1. El relé se activa cuando existe una rápida variación en la entrada. La capacidad del circuito de aceptar una tensión de entrada variable lo hace especialmente idóneo para aplicaciones como alarmas antirrobo (ver figura 1b). Pueden conectarse distintas configuraciones de contacto, R13-S1-R14, en serie a la entrada del comparador. El relé se activará cuando S1 se abra o cuando se puentee (se haga un cortocircuito) a S1-R14. Para prevenir que los ladrones engañen al circuito es necesario conectar R14 directamente a S1, así no se disparará la alarma si se cortocircuita únicamente S1. La sensibilidad del comparador de ventana dinámico viene dada por las relaciones R2/R3 y R5/R6. Con los valores indicados en el esquema eléctrico se consigue una relación de 1:100, de forma que se detecta un cambio rápido de 30 mV para una tensión de entrada de 3 V. La sensibilidad depende también de la tensión de entrada. Aunque en un principio el circuito admite márgenes de entrada de 0 V a la tensión de alimentación, los circuitos integrados utilizados sólo dan una respuesta adecuado para una tensión de entrada comprendida entre 1 V y UB – 1 V (Ub = tensión de alimentación).

La alimentación del comparador de ventana dinámico se debe hacer con una tensión comprendida entre 5 V y 15 V. El consumo de corriente, incluyendo los LEDs pero excluyendo el relé es de 10 mA máximo (observe que el relé puede alimentarlo separadamente).

32 Regulador con baja caída de tensión

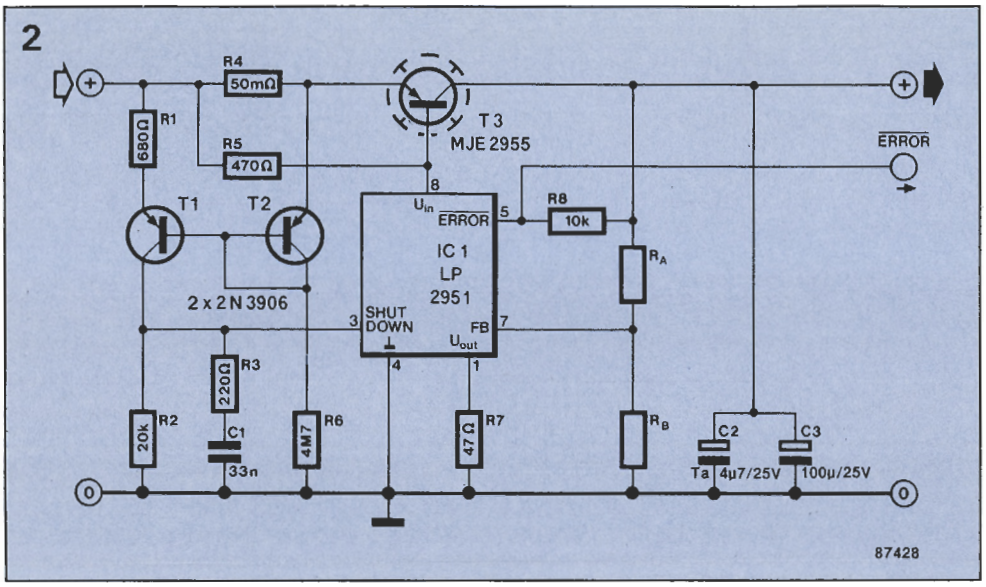
El rápido establecimiento de los circuitos integrados de tecnología HCMOS y HCT ha creado la necesidad de reguladores de tensión con una caída interna muy baja, de forma que sea posible alimentar a estos circuitos a partir de un conjunto de pilas que den 6 V. Los circuitos integrados recién presentados por National Semiconductores, LP2951 y LP2950, son reguladores de muy baja potencia, capaces de suministrar una tensión de salida variable entre 1.24 a 29 V, y fija de 5 V respectivamente. El LP2950 dispone internamente de un divisor de tensión con una salida de 5 V disponible en una de las patillas, una entrada lógica de «apagado» (shutdown) y una salida en colector abierto de /ERROR que indica que la tensión de salida es demasiado baja, debido normalmente a una alimentación de batería insuficiente. La salida de /ERROR es particularmente interesante para un sistema de aviso anticipado que resetea un microprocesador adecuadamente, antes de que la tensión caiga por debajo de un valor que haría funcionar de forma inadecuada el sistema que alimenta.

La caída de tensión del LP2951 es de tan sólo 0.4 V para una carga de 100 mA, de forma que es posible alimentar un circuito de 5 V con una batería de 6 V. La corriente de vacío del regulador es de 12



mA para una corriente de salida de 100 mA. Este valor es bastante alto comparado con uno de la familia 78XX y viene provocado fundamentalmente por el transistor interno de regulación serie que se lleva a saturación y hace que la ganancia de corriente sea relativamente baja (la corriente de base vuelve directamente a la línea de masa en lugar de ir a la carga de salida, como ocurre con un regulador del tipo 78XX).

La aplicación de la figura 1a debe alimentarse con una tensión de entrada de al menos 5.4 V, con lo cual la intensidad máxima de salida es de 100 mA. Tanto el LP2950 como el LP2951 disponen internamente de sistemas de limitación térmica y de corriente. El condensador de desacoplo a la salida del regulador debe ser de tántalo de buena calidad, conectado lo más cerca posible entre las patillas 1 y 4. Si la intensidad de salida va a ser más baja puede utilizarse un condensador de menor capacidad. Para intensidades de 10 mA basta con un condensador de 0.33 μF. El valor mínimo es de 0.1 μF para corrientes inferiores a 1 mA. Estos valores están pensados para una tensión de salida de 5 V; para tensiones inferiores será necesaria mayor capacidad.



El circuito de la figura 1b es un regulador de 2A con baja caída de tensión basado en el LP2951. La tensión de salida se calcula a partir de la fórmula:

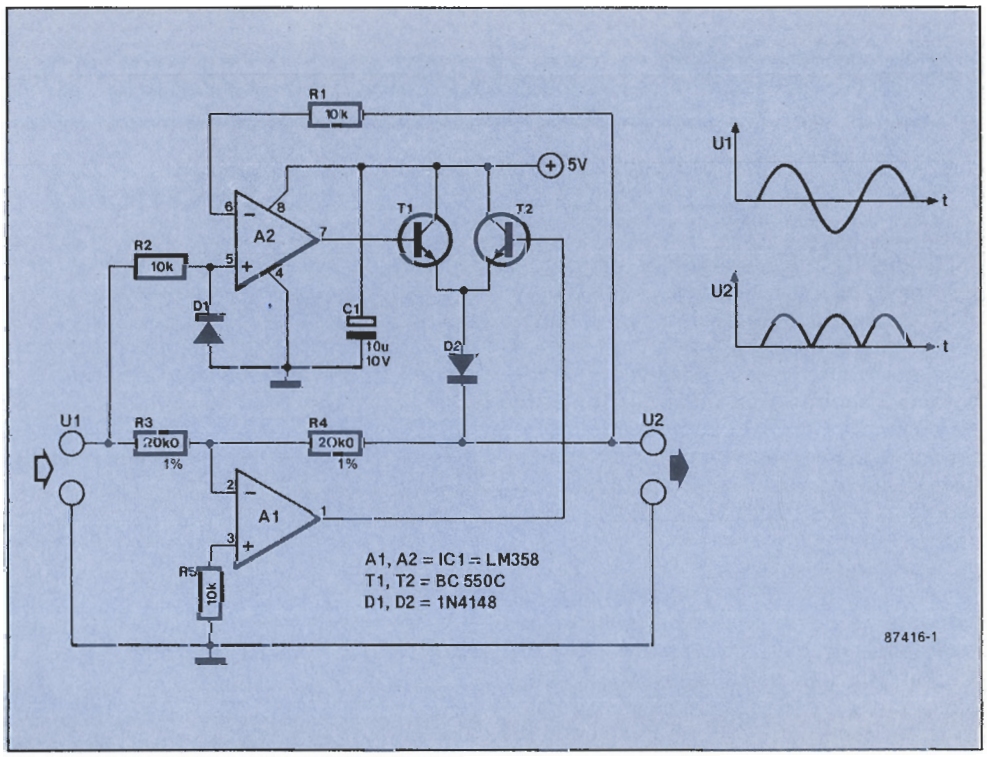
$$Vo=(1+Ra/Rb)*1.23\ V$$

donde 1.23 representa la tensión en la entrada de la realimentación (patilla 7). Para una salida de 5 V es posible omitir Ra y Rb y conectar la patilla 7 (realimentación) directamente a la patilla 6 (salida de 5 V). La entrada de SENSE debe conectarse entonces a la línea de Vo. En esta aplicación Vin debe ser al menos 0.5 V superior a Vo.

33 Rectificador de precisión

Este rectificador de precisión que opera con una fuente de alimentación asimétrica, permite trabajar con tensiones de entrada de hasta 3 Vpp y tiene una banda pasante que va desde CC a 2 kHz. Su ganancia es la unidad y depende fundamentalmente de la relación R4/R3. El amplificador operacional A1 está conectado como un amplificador de tensión (A=1) y A2 como un amplificador inversor (A=–1). El amplificador operacional A2, el transistor T1 y el diodo D2 aseguran que la tensión de salida, U2, sea idéntica a la variación positiva de la tensión de entrada, U1. Cuando U1 es positiva, la salida de A1 se mantiene a un nivel bajo de alrededor de 0.25 V, con lo cual se corta el transistor T2 y no puede afectar a la salida rectificada.

Los componentes R2 y D1 protegen a la entrada PNP de A2 ante tensiones negativas, que se limitan efectivamente a –0.6 V. El funcionamiento de A1, T2 y D2 es similar al mencionado, para las transiciones negativas de la señal de entrada. La tensión de pico de salida del rectificador viene determinado por el margen máximo de salida de los operacionales y la caída de tensión entre los transistores más el diodo D2; esto es más o menos 3 V en total.



Cuando no se le aplica señal alguna al circuito, éste consume del orden de 1 mA, por lo cual es eminentemente apto para utilizarse en equipos portables, con alimentación de batería.

digital s.a.

ELEKTOR'S-KIT

KITS DE ESTE MES

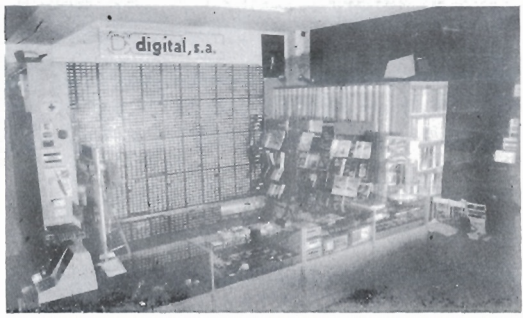
REF.	DESCRIPCION	P.V.P. (SIN IVA)
332	AMPLIFICADOR CORRECTOR TONOS MONOCHIP	4.394
333	VOBULADOR DE AUDIO SENCILLO	5.086
334	ANALIZADOR DE FACTOR DE TRABAJO	3.398
335	VISUALIZADOR DIGITAL TENSION/CORRIENTE	4.506
336	AMPLIFICADOR DE AURICULARES DE ALTA CALIDAD	12.637

EL UNICO KIT DEL MERCADO DONDE SE EMPLEAN LAS ULTIMAS NOVEDADES DE LA ELECTRONICA MUNDIAL.

- FUNCIONAMIENTO GARANTIZADO.-
- MODERNA TECNOLOGIA.
- SERVICIO DE REPARACION.
- COMPONENTES DE PRIMERA CALIDAD, INCLUYEN PIEZAS, CIRCUITO IMPRESO E INSTRUCCIONES.

Rogamos consulte plazo de entrega ya que existen ciertos retrasos en el suministro de las placas de circuito impreso.





LA TIENDA ELECTRONICA DE VANGUARDIA

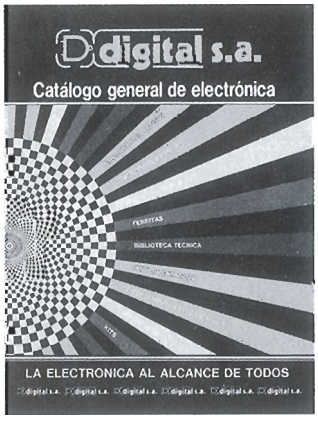
COMUNICA A SUS CLIENTES Y AMIGOS LA NUEVA EDICION DE SU:

CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA

De mayor difusión en España

- Imprescindible para el aficionado, útil herramienta para el profesional.
- 72 páginas en formato 20x27 cm. con todo aquello que necesite en Electrónica..
- Un serio y completo resumen de lo que de VERDAD existe de Electrónica en España.
- Principales características, descripción de funciones en circuitos integrados, patillaje de transistores....
- Nueva Edición corregida y aumentada.

1988/1989



- *Kit*
- *Biblioteca Técnica*
- *Transistores, SCR.*
- *Diodos, Optoelectrónica*
- *Circuitos integrados, Lineales y DIGITALES.*
- *Resistencias, Potenciómetros, Condensadores.*
- *Consumo, altavoces.*
- *Cristales, Zócalos, Relés.*
- *Transformadores, Fusibles.*
- *Ferritas, Disipadores.*
- *Conmutadores, Teclas.*
- *Conectores, Clavijas.*
- *Placas-C.I.*
- *Herramientas*
- *Multímetros*
- *Instrumentación, Osciloscopios.*
- *Soldadura*
- *Varios, Novedades ...*

SOLICITELO HOY MISMO !!!

Bien, enviándonos el cupón de pedido (o fotocopia de él) bien personalmente en nuestro comercio. NO se arrepentirá.

Deseo recibir en mi domicilio, sin ningún compromiso el Catálogo General DIGITAL, para lo cual, adjunto 400 ptas. en sellos nuevos de correos. (350 ptas. IVA incluido) y 50 ptas. G. Envío.

NOMBRE Y APELLIDOS .....

DOMICILIO .....

CIUDAD ..... PROVINCIA ..... C. POSTAL .....

e

CUPON DE PEDIDO DE CATALOGO

SOLICITELO A

digital s.a.

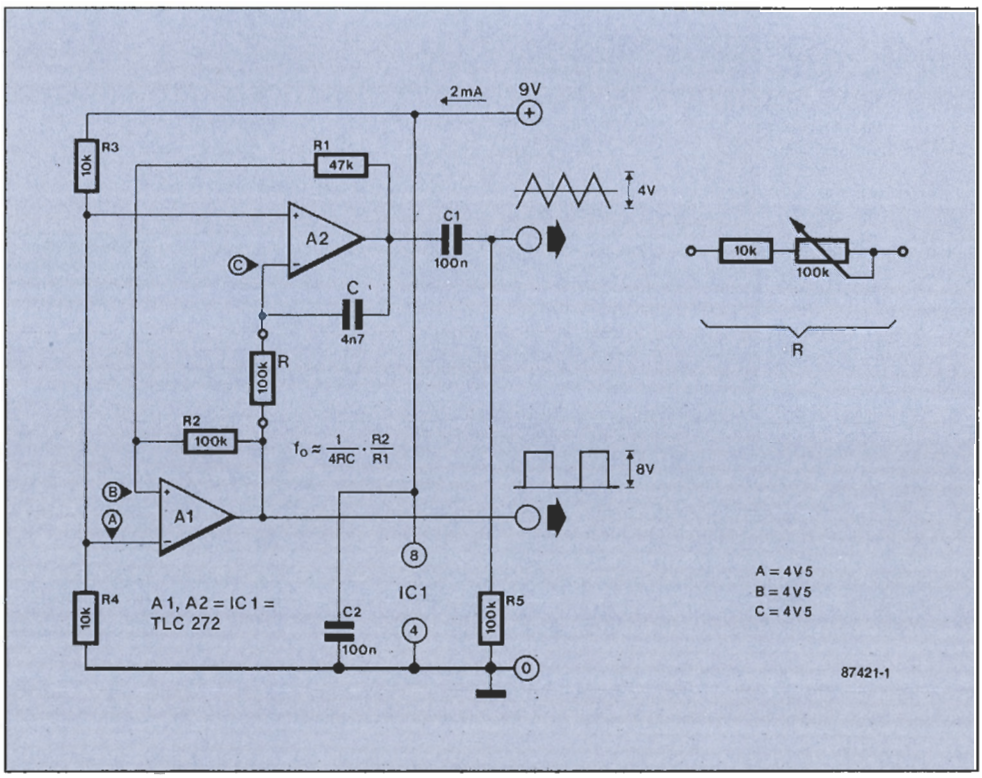
APDO. CORREOS 61.282
28080 MADRID
C/. Pilar de Zaragoza, 45

34 Generador de funciones

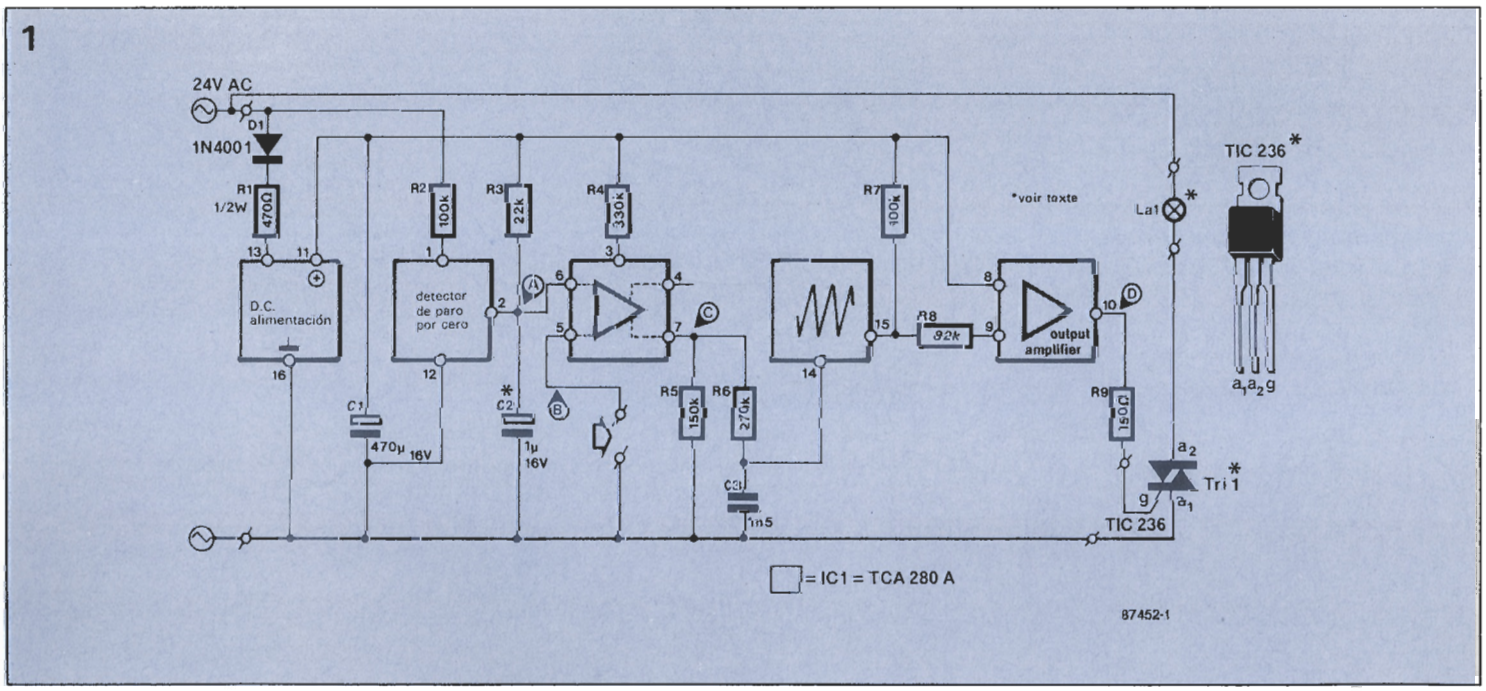
Esto es un diseño extremadamente sencillo de un generador de funciones que entrega una onda rectangular y triangular y se alimenta desde una pila de 9 V. El generador de señal, propiamente dicho, es el amplificador operacional CMOS tipo TLC272 de Texas Instruments. Este circuito tiene un consumo sorprendentemente bajo y un margen de operación muy amplio.

El circuito está compuesto por dos partes funcionales. El amplificador operacional A1 está conectado para funcionar como un comparador Schmitt, cuyo punto de disparo está ajustado a 4.5 V, mientras que A2 es un integrador que convierte la señal rectangular de A1 en una onda triangular.

La frecuencia de oscilación del circuito sólo depende de la relación R/C y puede calcularse a partir de la fórmula fo=R2/(4 R R1 C). La resistencia R puede sustituirse por una combinación de una resistencia de 10 K y un potenciómetro de 100 K para poder variar de forma continua la frecuencia de salida dentro del margen de audio-frecuencia. El generador no debe cargarse con menos de 10 K.



35 Regulador de luminosidad para luz halógena



El circuito propuesto aquí es adecuado para incorporarlo en proyectores sin regulador de luminosidad (bombillas halógenas de 24 V). Con pequeños cambios, es posible utilizarlo también para alimentar bombillas de 12 V, pero no las de los automóviles ya que se alimentan con tensión continua.

El circuito de la figura 1 está preparado para funcionar desde una fuente de alimentación de 24 V AC y puede controlar cargas de hasta 120 W. Para cargas de hasta 250 W será necesario sustituir el TIC236 por el TIC246.

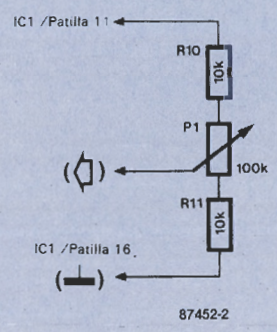
La iluminación de la bombilla halógena se controla aplicando una tensión continua a la patilla 5 de IC1, un completo regulador de luminosidad. Con una tensión de +2.5 V se consigue máxima iluminación, mientras que con +5 V se extingue completamente la bombilla. El margen de control de la iluminación de la bombilla —2.5 V a 5 V— puede incrementarse decrementando el valor del condensador C2.

Deberá utilizarse un TIC246 si se quiere controlar bombillas de 12 V que consuman más de 50 W. La figura 2 muestra el detalle de cómo conectar un potenciómetro a la entrada de la unidad de control de luminosidad del TCA280A. El divisor de tensión compuesto por R10-P1-R11 se conecta exteriormente y puede alimentarse a partir de la tensión estabilizada presente en la patilla 11 de IC1. Los márgenes mínimo y máximo de luminosidad se determinan mediante R10 y R11 respectivamente. De esta forma es posible configurar el circuito para las preferencias individuales de cada uno. Si se utiliza el sistema de control mediante el potenciómetro, C2 debe de ser siempre de 100 nF.

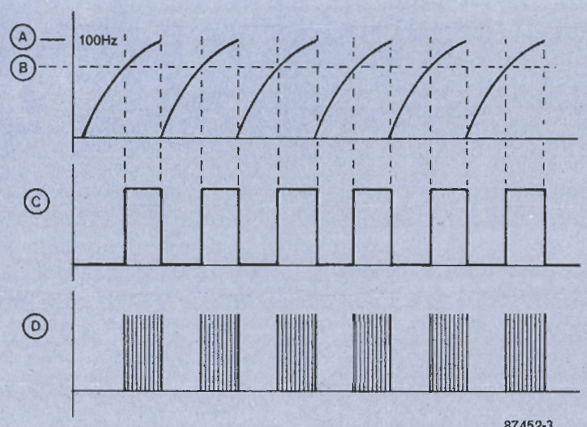
La figura 3 muestra la forma de onda de distintos puntos del circuito.

El regulador de luminosidad para luz halógena se monta sobre la placa de circuito impreso de la figura 4. Si la potencia de la bombilla es mayor de 15 W deberá de montarse el triac en un disipador y las pistas que van a a1 y a2 deberán de reforzarse con estaño o con pequeños trozos de cable.

2



3



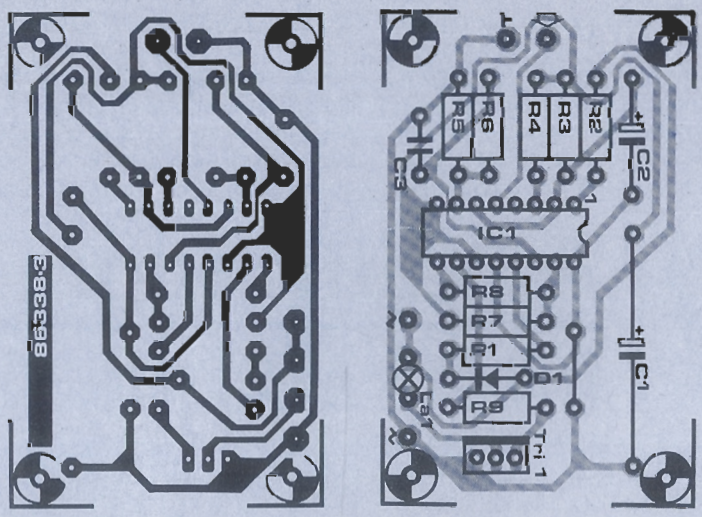
Lista de componentes

Resistencias:
R1=470 Ω/0,5 W
R2, R7=100 k
R3=22 k
R4=330 k
R5=150 k
R6=270 k
R8=82 k
R9=150 Ω

Condensadores:
C1=470 µ/16 V
C2=1 µ/16 V(100n) ver texto
C3=1n5

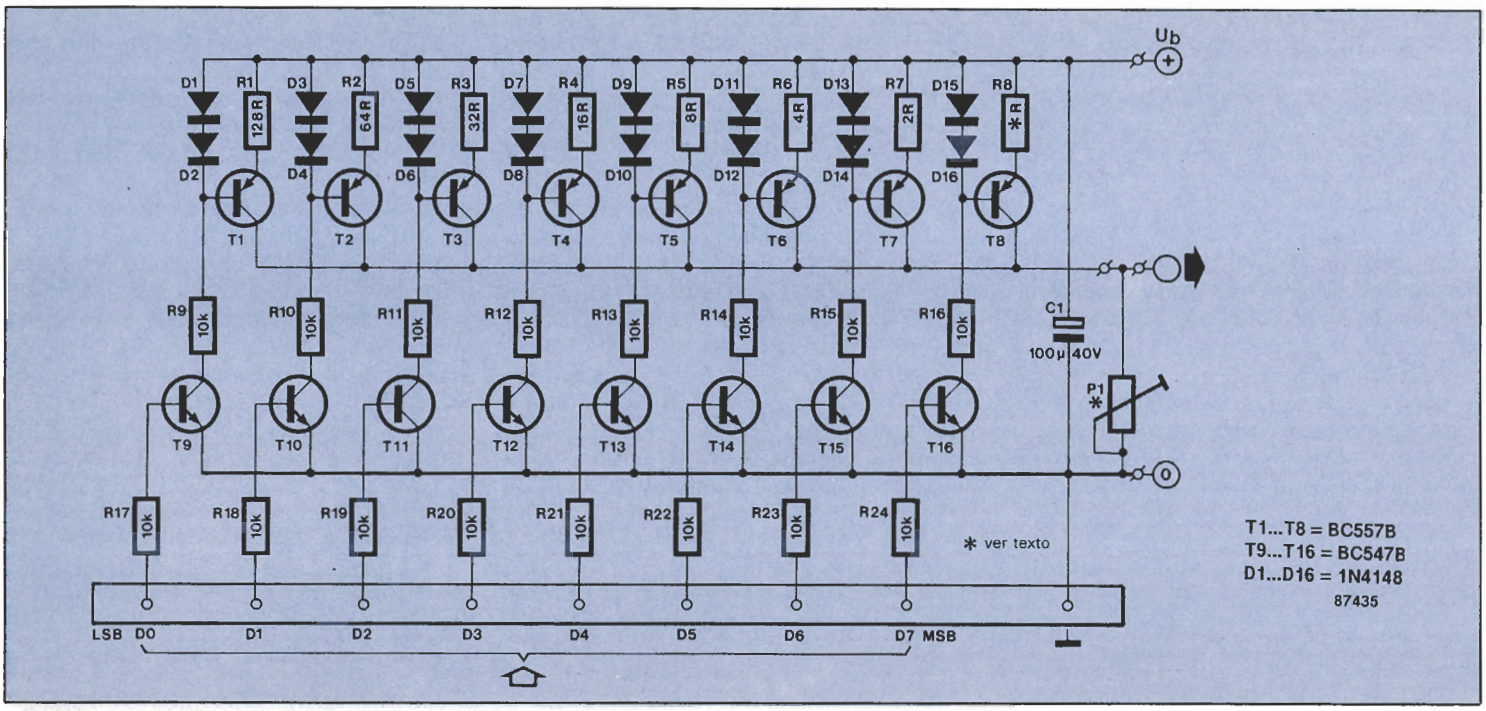
Semiconductores:
D1=1N4001
Tri1=TIC 236 (TIC246) ver texto
IC1=TCA280A

4



36 DAC discreto

En este circuito presentamos un convertidor analógico/digital (DAC) a partir de un puñadp de componentes discretos de muy fácil localización. Los 8 bits de la entrada digital del circuito se aplican a las resistencias R17-R24 inclusive, cada una de las cuales alimentan a una fuente de corriente, compuesta por dos diodos, conectados en serie, un transistor y una re-



sistencia, que define la corriente, conectada a la línea de alimentación positiva. Si se aplica un nivel alto en la entrada digital correspondiente se activará la correspondiente fuente de corriente, mientras que un nivel lógico bajo la desconecta. La suma de las corrientes provenientes de T1 a T8 pasan por el potenciómetro de ajuste P1, con lo cual cae una tensión Uo proporcional al valor absoluto de la palabra de 8 bits aplicada al circuito.

La intensidad generada por cada fuente de corriente es aproximadamente 700/Rx [mA], donde Rx es la resistencia correspondiente entre el emisor y la línea de alimentación +V. Para que el circuito tenga buena linealidad en la etapa de salida analógica deberán diseñarse las resistencias R1 a R8 para obtener una relación de corriente de 1:2 entre dos fuentes adyacentes. En la práctica, una buena forma de verificación es aplicar primero un nivel lógico alto al MSB (bit más significativo), dejando el resto de las entradas a nivel bajo y medir entonces la tensión Uo con un voltímetro de buena calidad. A continuación aplicar un nivel alto a D6 y dejar todas las demás entradas a nivel bajo y asegurarse que en Uo hay la mitad del nivel obtenido anteriormente, retocando, si es necesario, el valor de R7. El resto de las resistencias determinantes de la corriente de cada bit se establecen de forma similar; los valores precisos de R1 a R8, que dan el nivel de corriente de Uo, se obtienen haciendo las combinaciones pertinentes de resistencias de alta estabilidad en serie y/o paralelo. También es posible utilizar potenciómetros multivuelta. Todas las resistencias, R1 a R7, deben dimensionarse empezando por un valor particular de R8. Esta resistencia debe calcularse primero, teniendo en cuenta que la linealidad de salida viene afectada a no ser que:

$$1.4 * P1 / R8 < |Ub| - 2$$

En la práctica, el valor máximo razonable de Uo es de aproximadamente 1/2 Uv−1 [V] con únicamente MSB a nivel alto. Este nivel debe ser observado a la hora de dimensionar R8 y el potenciómetro P1.

Aunque este DAC de 8 bits suele ser suficientemente preciso para la mayoría de las aplicaciones, es posible optar por un número mayor o menor de fuentes de corriente y conseguir, así, mayor o menor resolución de Uo.

37 Amplificador integrado de 40 W

Para responder a la necesidad de un amplificador compacto, que pueda funcionar directamente desde un reproductor de Compact Disc, Philips ha desarrollado el circuito integrado amplificador de baja frecuencia tipo TDA1514, que es sobresaliente en lo que se refiere a sus especificaciones, robustez y potencia de salida. El dispositivo está alojado en un encapsulado tipo SIL POWER de 9 patillas, con una resistencia térmica de menos de 1.5 °K/W, de forma que el disipador necesario sólo tiene que ser de 3.8 °K/W si el circuito integrado se va a hacer funcionar a su máxima disipación de potencia de 19 W (Ub=±27.5 V, Ta=50 °C).

Tabla. Distorsión armónica total.

P_{sol}=10 W_{eff}

Ordre nr.	1	2	3	4	5	6
100 Hz	-79	-84	-84	—	—	—
1 kHz	-69	-82	-78	-86	-82	—
10 kHz	-55	-76	-65	x	x	x

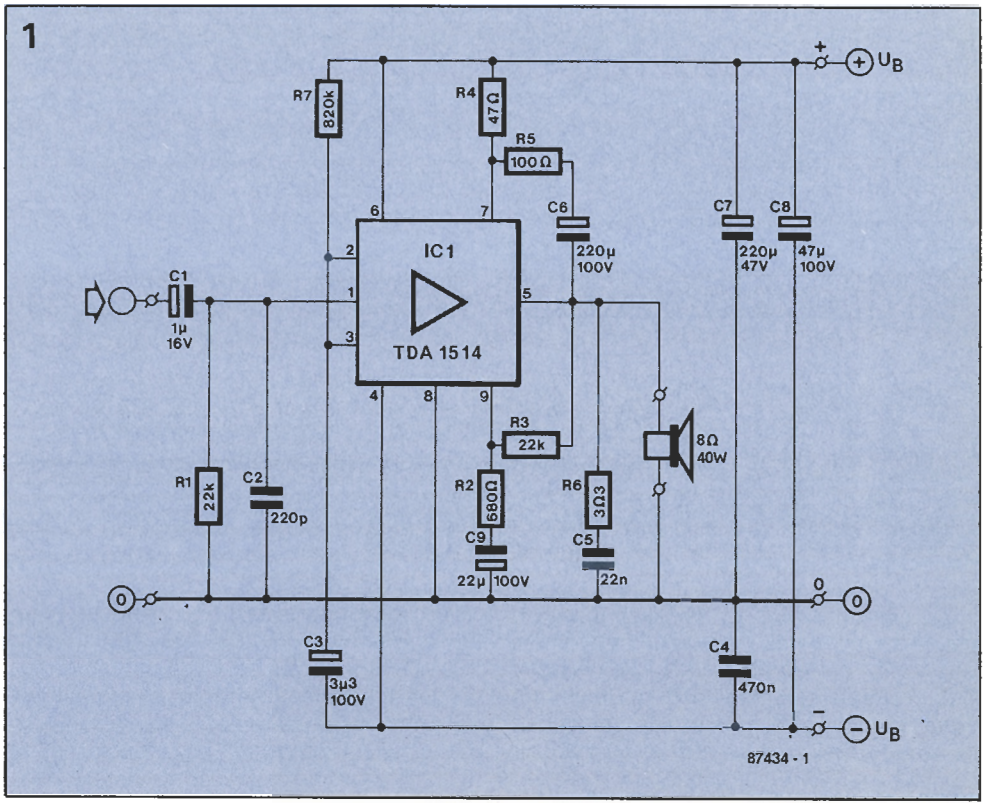
-: valor inferior a la resolución de medida del analizador (-87 dB)
×: medidas fuera de normas del analizador

El esquema eléctrico muestra que son necesarios unos pocos componentes exteriores para fabricar este amplificador de altas prestaciones. La fuente de alimentación necesaria para este integrado debe ser capaz de entregar una intensidad de al menos 3 A; la corriente de reposo del amplificador, tal como aparece en la figura, es de unos 60 mA. La tensión de alimentación no debe de ser superior a ±27.5 V.

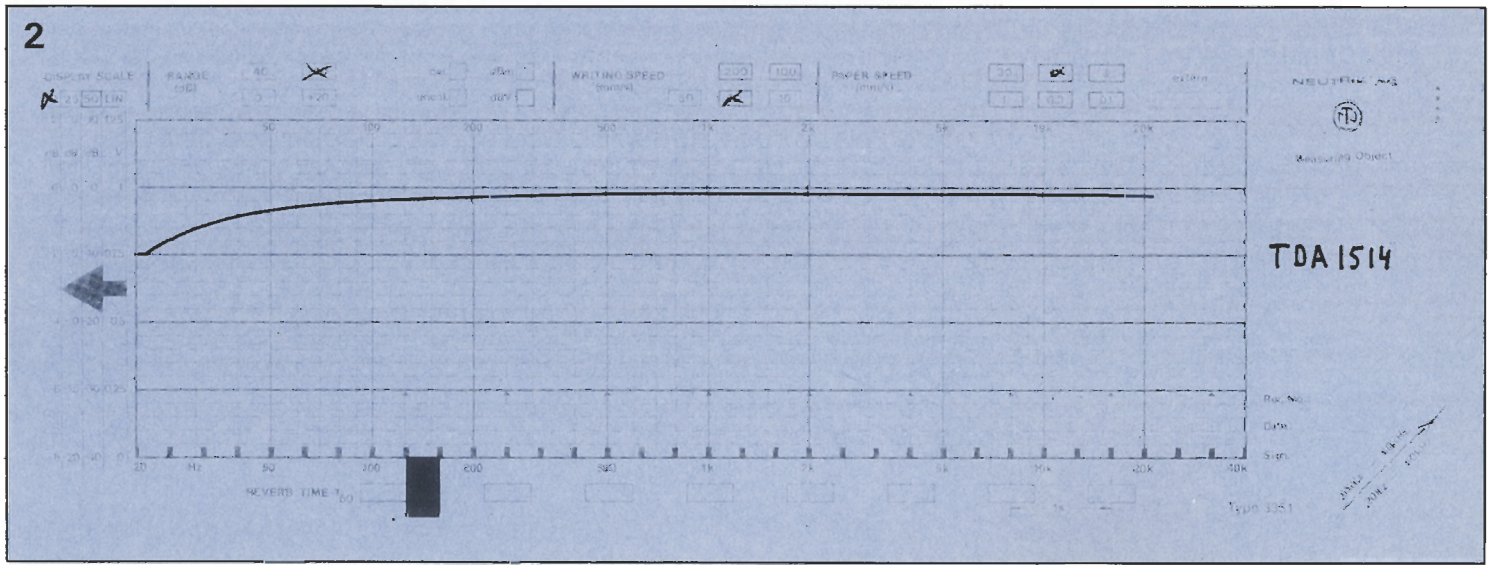
Aunque este proyecto no está soportado por una placa de circuito impreso ya diseñada, no debe existir demasiado problema en montarlo en una placa de prototipo tipo Veroboard. Asegúrese de que las líneas y conexiones de las alimentaciones y terminales de salida son lo más cortas posibles y utilice pistas dobles donde esto sea necesario. En este sentido es muy recomendable localizar los condensadores de desacoplo, C3 y C8, lo más cerca posible de las patillas de alimentación del circuito integrado. Las resistencias R2 y R3 son las determinantes de la ganancia de tensión en lazo cerrado del amplificador, que tiene un rango de 20 a 46 dB.

Finalmente indicamos algunos datos de medidas obtenidas con nuestro prototipo:

1



2



Po para Dtot=–60 dB; Ub=±27.5 V; R1=8 Ohm: 40 W

S/N (relación señal ruido) para Po=50 mW: 82 dB

Rechazo del rizado de alimentación a 100 Hz: 72 dB

Distorsión armónica a Po=32 W: –85 dB

Distorsión de intermodulación a Po=32 W: –80 dB

Banda pasante de –3 dB a Dtot=–60 dB: 20 a 25000 Hz

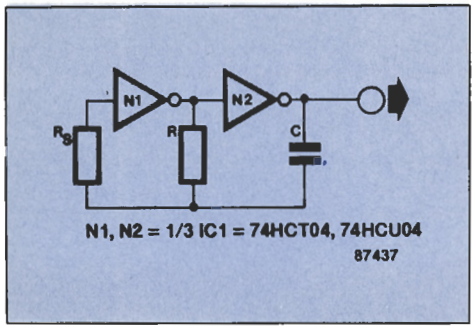
Velocidad de subida: 15 V/µs

La curva de ganancia en función de la frecuencia y la tabla de distorsión armónica muestran que el amplificador tiene una muy buena calidad de reproducción de sonido incluso a potencias de salida considerables.

38 Oscilador basado en un HCU/HCT

Cuando la estabilidad en frecuencia no es un factor decisivo, es posible construir un oscilador digital de forma sencilla pero fiable con muy pocos componentes. Los inversores y puertas con función inversora CMOS (HCU/HCT) de alta velocidad son eminentemente aplicables para construir un oscilador de este estilo, gracias a su bajo consumo, buena definición del estado de salida y margen de frecuencia amplio.

El circuito mostrado utiliza dos puertas



inversoras de un 74HCT04 o un 74HCU04. Las ecuaciones básicas de diseño son:

— para HCU: f=1/T; T=2.2 * R * C; 3 V<Vcc<6 V; Ic=13 mA

— para HCT: f=1/T; T=2.4 * R * C; 4.5 V<Vcc<5.5 V; Ic=2.25 mA

Rs>=2 R; 1KΩ<=R<=1 MΩ; C>=10 nF

Los cálculos de Rs y R para una frecuencia dada y valor de C; pueden sustituirse las dos resistencias por potenciómetros de ajuste para fijar exactamente la frecuencia y el factor de servicio. No olvide, sin embargo, añadir pequeñas resistencias en serie con los potenciómetros en concordancia con los valores mínimos de R y Rs dados en las ecuaciones de diseño. Los valores dados para Ic son únicamente válidos si las entradas de las restantes puertas están puestas a masa.

Referencia: Philips CMOS Designers Guide, enero 1986, pág. 105 sc.

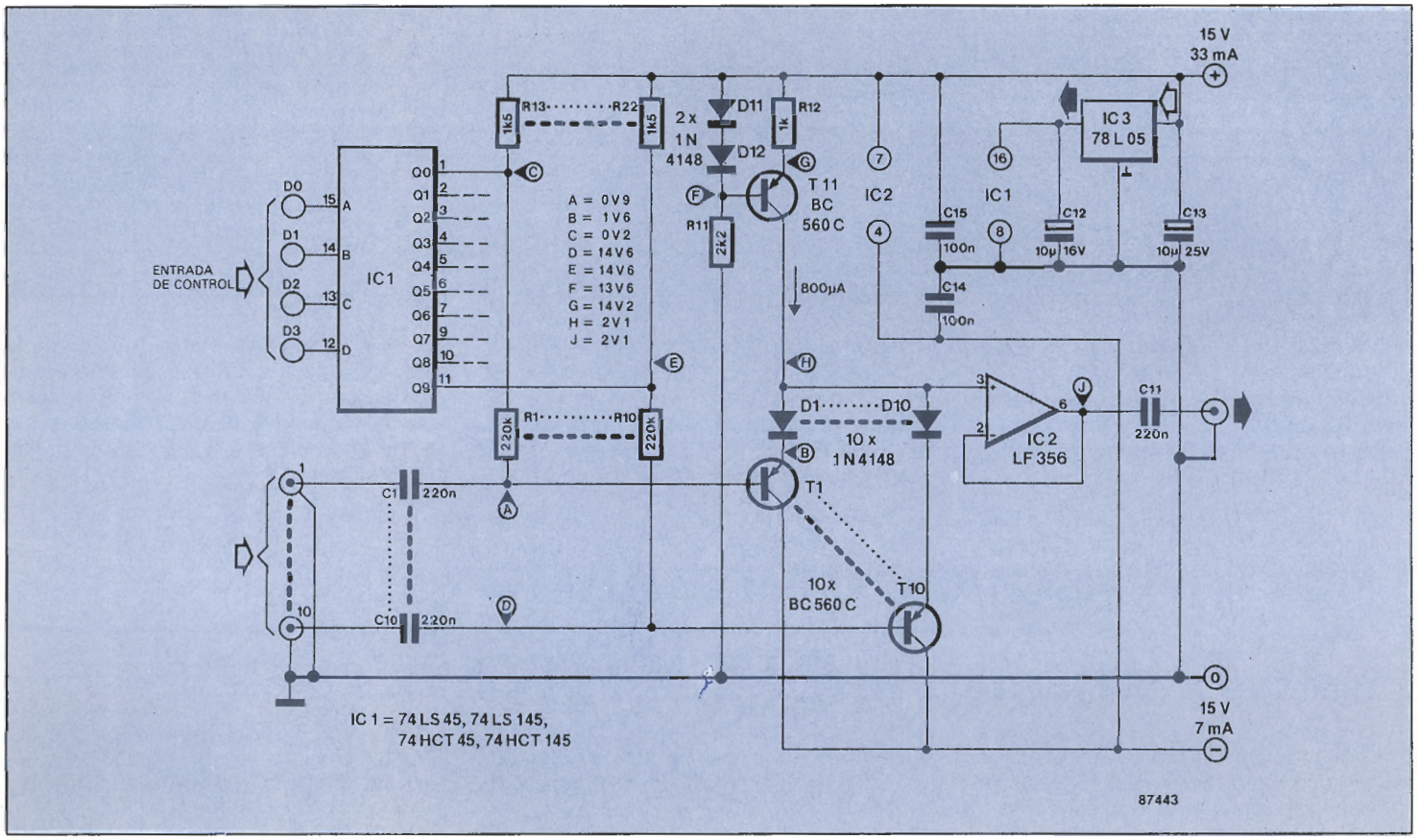
39 Selector digital de audio

La conmutación de señales digitales pueden hacerse con ayuda de interruptores y multiplexores CMOS analógicos. Con lo simple que esto puede parecer, sin embargo, aparece una pérdida de calidad de sonido debido a la naturaleza ruidosa de los interruptores CMOS. Además la alta resistencia de conducción de estos dispositivos, junto con las elevadas capacidades parásitas, presentes generalmente en circuitos CMOS, hace que sean muy sensibles a distorsión de cruce. El circuito que presentamos es una idea novel de seleccionar digitalmente una de entre diez señales de audio sin ninguno de los efectos secundarios mencionados.

Como puede verse en el esquema eléctrico de la figura, las 10 entradas analógicas 1 a 10 se aplican a los transistores T1 a T10 a través de los condensadores C1 a C10 respectivamente. Las tensiones de polarización para estos transistores se hacen a través de las resistencias R1 a R10. Dependiendo del estado binario aplicado a las entradas de IC1, una de sus salidad, Q0 a Q9, pasa a nivel lógico bajo. Por ejemplo, si el código de entrada es 0010, Q2 pasa a nivel bajo, llevando la base de T3 a 0 V, mientras que las bases de los restantes transistores se ponen a casi 15 V. De esta forma, T3 actúa como un seguidor de emisor, mientras que el resto de los transistores están polarizados inversamente y no conducen. La línea común de la red de transistores se conecta al seguidor de tensión IC2, que entrega la señal de salida del selector digital de audio.

El regulador de tensión, IC3, sólo es necesario si no se dispone de una tensión de +5 V. Si el número de canales necesarios para una aplicación particular es inferior a 10, pueden omitirse los componentes relevantes. Si es necesario una facilidad de «mute» basta con cortocircuitar una de las entradas analógicas a masa para, así, silenciar la salida al seleccionar el correspondiente canal.

Este circuito puede manejar señales de entrada de hasta 4 Vrms. La distorsión total es inferior a 0,01% para frecuencias



inferiores a 20 kHz. La distorsión de cruce es menor que –80 dB. Este valor puede alcanzarse cuidando mucho el montaje y la disposición de este circuito, desacoplando las líneas de alimentación (conecte los condensadores C14 y C15 directamente a las patillas relevantes del amplificador operacional) y usando componentes de buena calidad.

Los valores de medida indicados en el esquema eléctrico son los obtenidos en el prototipo. Todas las tensiones están medidas respecto a masa con un multímetro digital (Zin=1MΩ). El canal seleccionado era el número 1.

40 Variador de velocidad para aeromodelismo

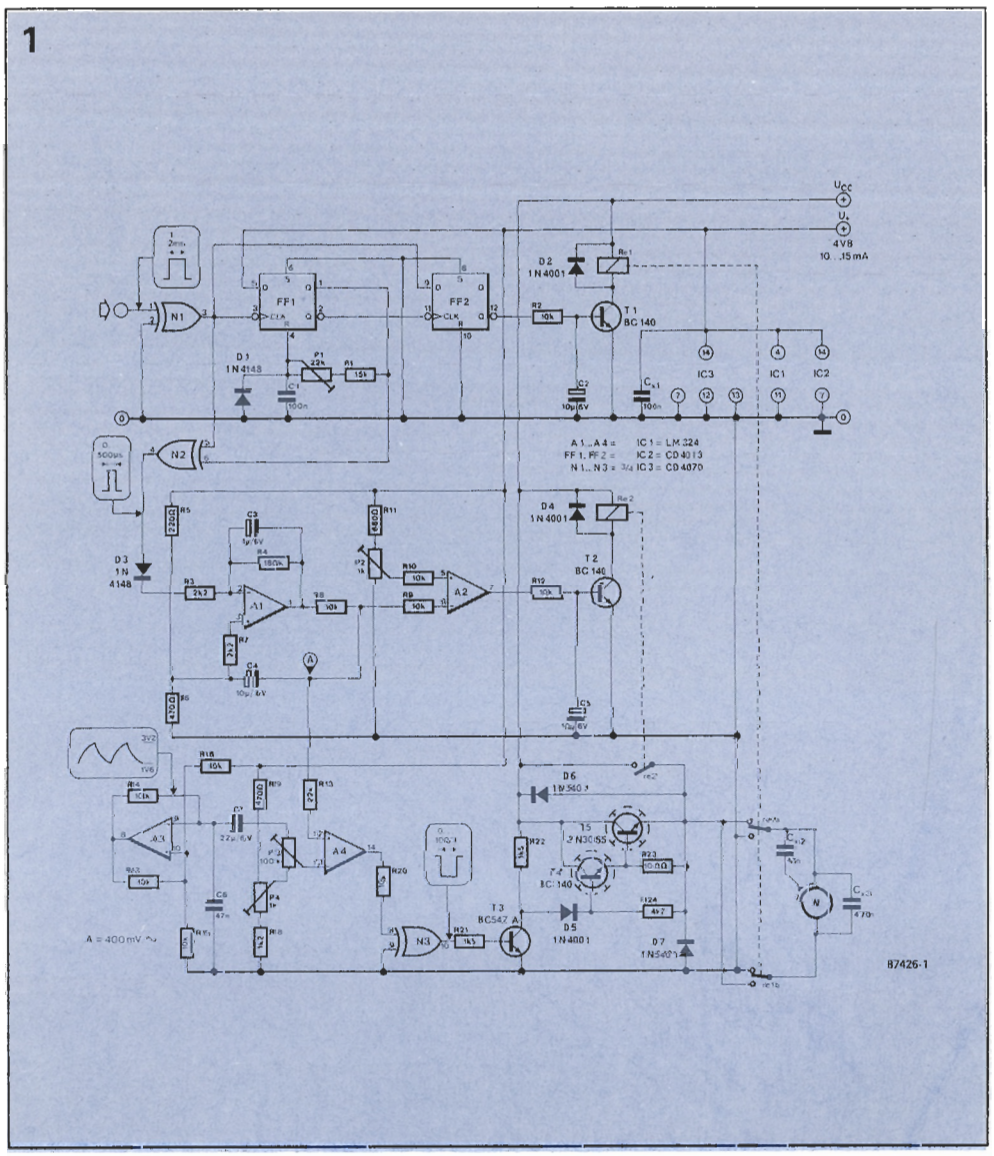
La velocidad y dirección de rotación de un motor de un avión o barco de radiocontrol se controla normalmente mediante modulación por ancho de impulsos («Pulse Width Modulation», PWM) de la tensión de alimentación a la etapa de control del motor.

El presente circuito, mostrado en la figura 1, se utiliza un biestable, FF1, para funcionar como un multivibrador monoestable, cuyo período se ajusta mediante R1-C1-P1. Este período determina el punto donde se invierte la dirección de giro del motor. La salida /Q de FF2 pasa a nivel alto cuando el pulso presente en la entrada D (señal PWM) es más corto que la entrada de reloj (proveniente de FF1). Esto hace que T1 active Re1, de forma que se invierte la dirección del motor. La señal de control PWM aplicada al circuito también se aplica a N2, cuyo tamaño del pulso de salida es la diferencia entre el de entrada y el de la salida de FF1. El tamaño del pulso a la salida N2 aumenta por consiguiente a medida que se desplaza el mando de control en el emisor más hacia un extremo, y es máximo cuando el mando está en la posición central. La salida de A2 se integra mediante A1 para obtener una tensión de salida proporcional al tamaño del pulso. A4 se encarga de comparar esta tensión con la señal triangular presente en el cursor de P3, de forma que se obtiene una señal con factor de trabajo variable para excitar la etapa de potencia compuesta por T4-T5. Mientras tanto, A2 compara la tensión de salida de A1 con el nivel fijado por P2. Cuando la salida de A1 es inferior a la tensión umbral, es decir cuando la velocidad del motor sobrepasa el nivel de ajuste, T2 actúa sobre Re2. Esto hace que se cortocircuite la unión emisor-colector del regulador serie T5 mediante el contacto del relé y permitir así, que el motor vaya a máxima velocidad, ya que se elimina la caída de tensión que aparece en el transistor serie.

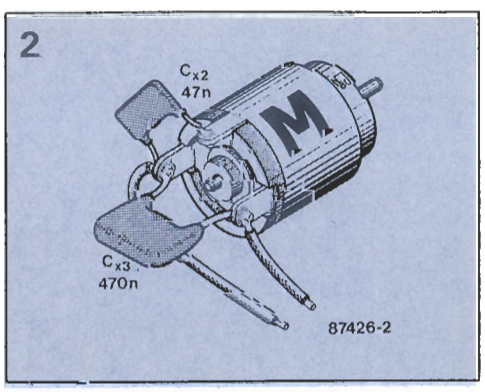
La frecuencia de la señal triangular de A3 es del orden de 2 KHz, que es adecuado para la mayoría de los motores. Puede incrementarse el valor de C6 para disminuir la frecuencia en el caso de utilizar motores no estándar. Al contrario, si se incrementa la frecuencia, habrá que cuidar la máxima velocidad de conmutación de T5, que es un transistor fácilmente localizable, pero lento.

Los potenciómetros de ajuste P4 y P3 determinan los límites de la zona de no operación del mando y el punto que corresponde a máxima velocidad del motor respectivamente. Fijándose en el circuito, P3 fija la amplitud de la onda triangular, mientras que P4 fija el nivel de offset para habilitar la salida de A4 a obtener la onda triangular sin distorsión y con el margen de tensión máximo posible. El ajuste P2 sirve para definir el punto en el que el motor pasa a máxima velocidad. Debe te-

1



2



nerse cuidado en el ajuste de este potenciómetro para permitir un rango de control de la palanca lo suficientemente amplio y además para impedir que Re2 se ponga a oscilar o se quede bloqueado.

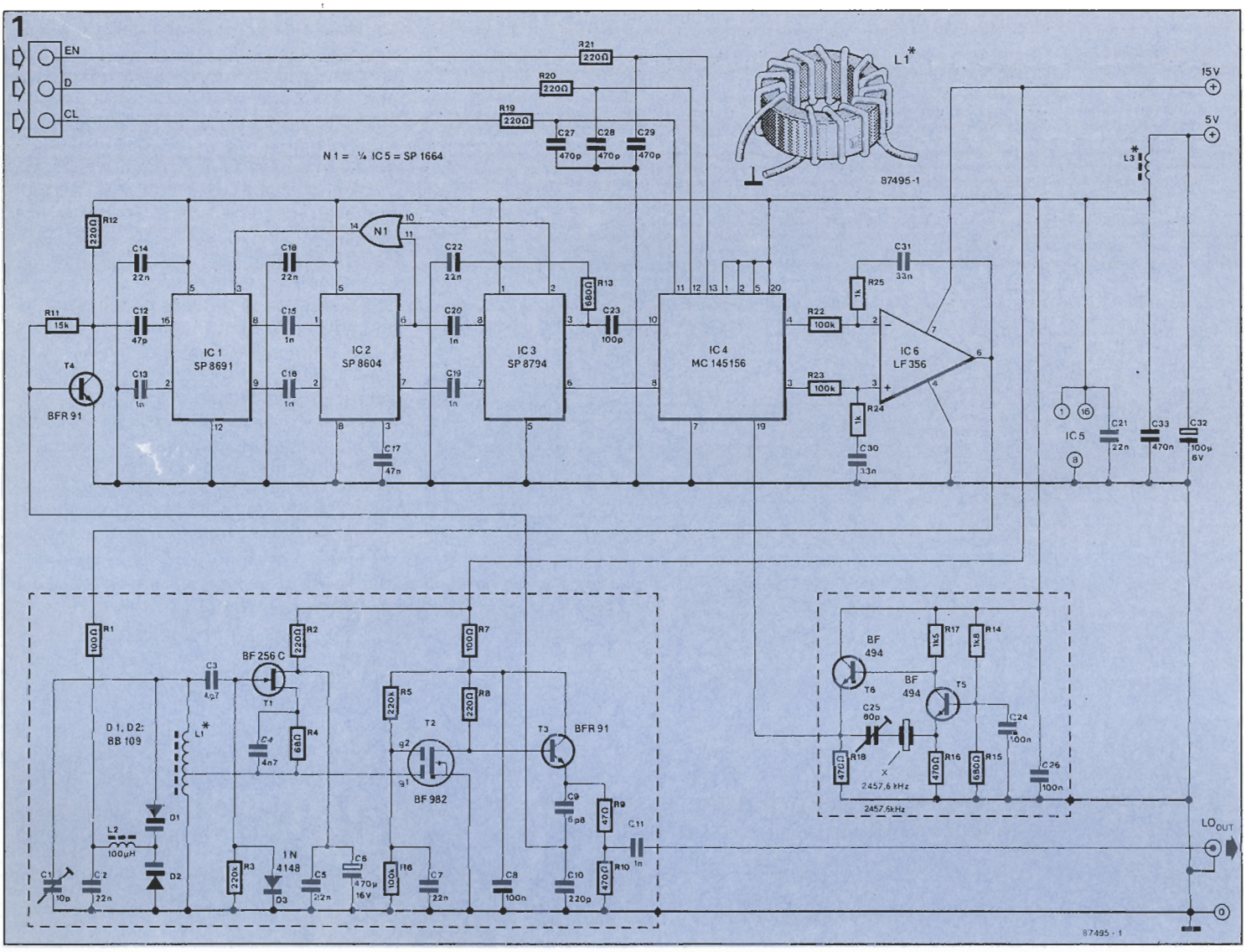
Asegúrese de añadir un condensador de 470 nF en paralelo con el motor y otro de 47 nF entre uno de sus terminales y el cuerpo del motor, como puede verse en la figura 2. La tensión de la bobina del relé debe ser igual a la tensión de la batería que alimenta al motor. Sus contactos deben de ser capaces de soportar las necesidades de corriente del motor. Los transistores T4 y T5 deben tener el correspondiente disipador. Aunque el transistor 2N3055 puede soportar corrientes de hasta 10 A, es una buena idea insertar dos resistencias en paralelo de 0.1 Ω en la línea del emisor cuando se va a trabajar con fuertes cargas. Debe observarse también el límite de corriente directa de hasta 3 A, y si la carga se acerca a este valor deberán ponerse dos diodos en paralelo. Por último, U+ es la tensión de batería de la maqueta (4.8 V) y + Ucc es la alimentación para el motor.

41 Sintetizador para receptor de banda corta

El sintetizador mostrado en la figura 1 está controlado por ordenador y genera una señal de oscilador local comprendida entre 48 y 78 MHz para excitar el mezclador del receptor de banda corta que aparece también en este número. Este circuito está basado en el sintetizador MC145156 de Motorola. Este circuito integrado es relativamente barato y asegura una buena supresión LO en el receptor cuando se usa junto con un buen mezclador. Es también de interés su entrada de control serie, que permite programar la frecuencia de salida mediante un ordenador.

La frecuencia interna de referencia, 1200 Hz, se obtiene dividiendo la señal de oscilador T5-T6 por 2048. El DAC conectado a la salida del primer LO da una resolución de 1200/255, es decir, apoximadamente unos 5 Hz. El divisor compuesto por IC1, IC2, IC3 y N1 tiene un factor de división de 128/129. El amplificador operacional IC6 está montado como un sencillo filtro en bucle con un rechazo a la señal referencia de 60 dB. En la figura 2 se muestra un filtro alternativo que asegura un rechazo de 80 dB, pero tiene un tiempo de establecimiento mayor. Este circuito integrado se excita desde la salida de detección de fase del integrado sintetizador. El operacional IC1 es un circuito acelerador que puede ser in-

1



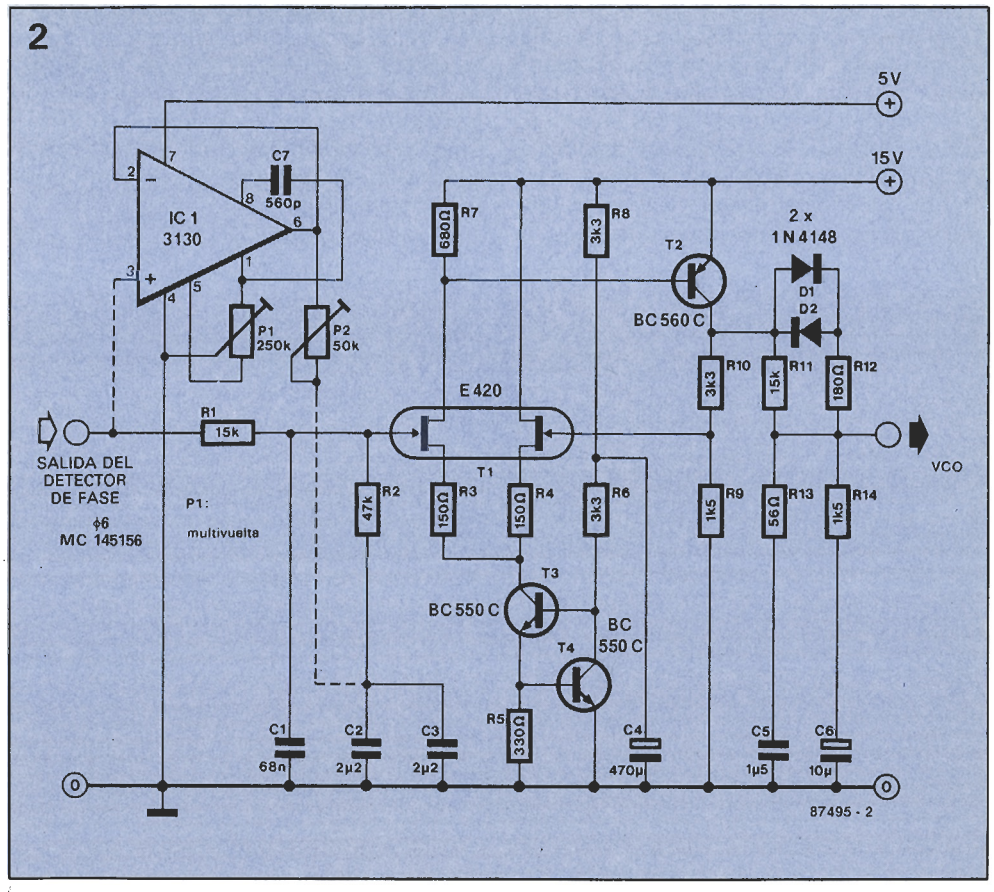
cluido para compensar de alguna forma el tiempo de establecimiento del filtro compuesto alrededor de IC6. Los diodos D1 y D2 también sirven para disminuir el tiempo de enganche del sintetizador. No es obligatorio usar el E420 (T1); puede sustituirse por cualquier FET doble de audio-frecuencia. En la figura 3 se muestra la fuente de alimentación del sintetizador. El filtro L-C en la línea de +5 V elimina el posible ruido presente en la alimentación del sintetizador. El diodo D2 se ha incluido para compensar la caída de tensión sobre la bobina L2.

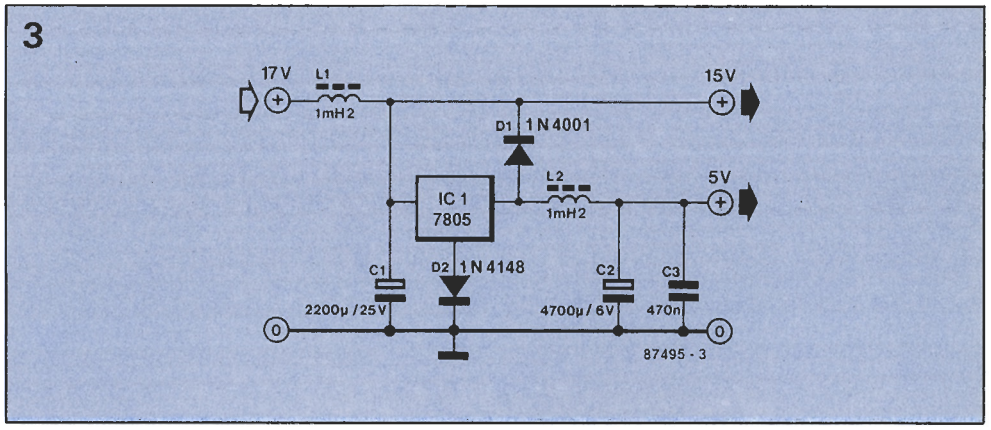
El formato de los datos para programar el MC145156 se ve en la figura 4. Los bits SW1 y SW2 controlan las salidas de conmutación y no se utilizan en esta aplicación. El sintetizador divide por 128N+A: cuando el contador A llega a 127, se incrementa N en 1 y A pasa a valer 0. Los datos se almacenan en el sintetizador en el flanco de subida de la señal de reloj. Cuando esté disponible la palabra de control se habilita brevemente la señal de Enable (EN) para transferir el dato desde el registro de desplazamiento a los divisores programables. Después se habilita el «squelch» para eliminar ruidos de sintonización y enganche del sintonizador.

El montaje del sintetizador requiere tener una cierta experiencia en montajes de RF. Los divisores ECL y el circuito integrado sintetizador deberán disponerse por una cara en una placa de circuito impreso virgen dados la vuelta, para obtener una buena masa y permitir una refrigeración efectiva. Los integrados se interconexionan con cables lo más cortos posible. Debe tenerse mucho cuidado en el montaje del VCO y el TXO. Estas etapas deberán de blindarse y montarse de forma que se asegure una estabilidad mecánica en cualquier momento. En este aspecto la bobina L1 del VCO es especialmente crítica: asegúrese que el bobinado está fijado firmemente a un núcleo.

Finalmente damos la información de el número de espiras para las bobinas de este circuito. Utilize hilo de cobre esmaltado:

L1 (VCO): 14 vueltas de hilo 22SWG (Ø 0,8 mm) sobre un núcleo T50-12, toma intermedia en la espira 4 contada desde la masa





L3 (línea de alimentación de +5V): 8 vueltas de hilo 30SWG (Ø 0,3 mm) a través de un núcleo de ferrita.

42 Extensión de 4 canales DAC

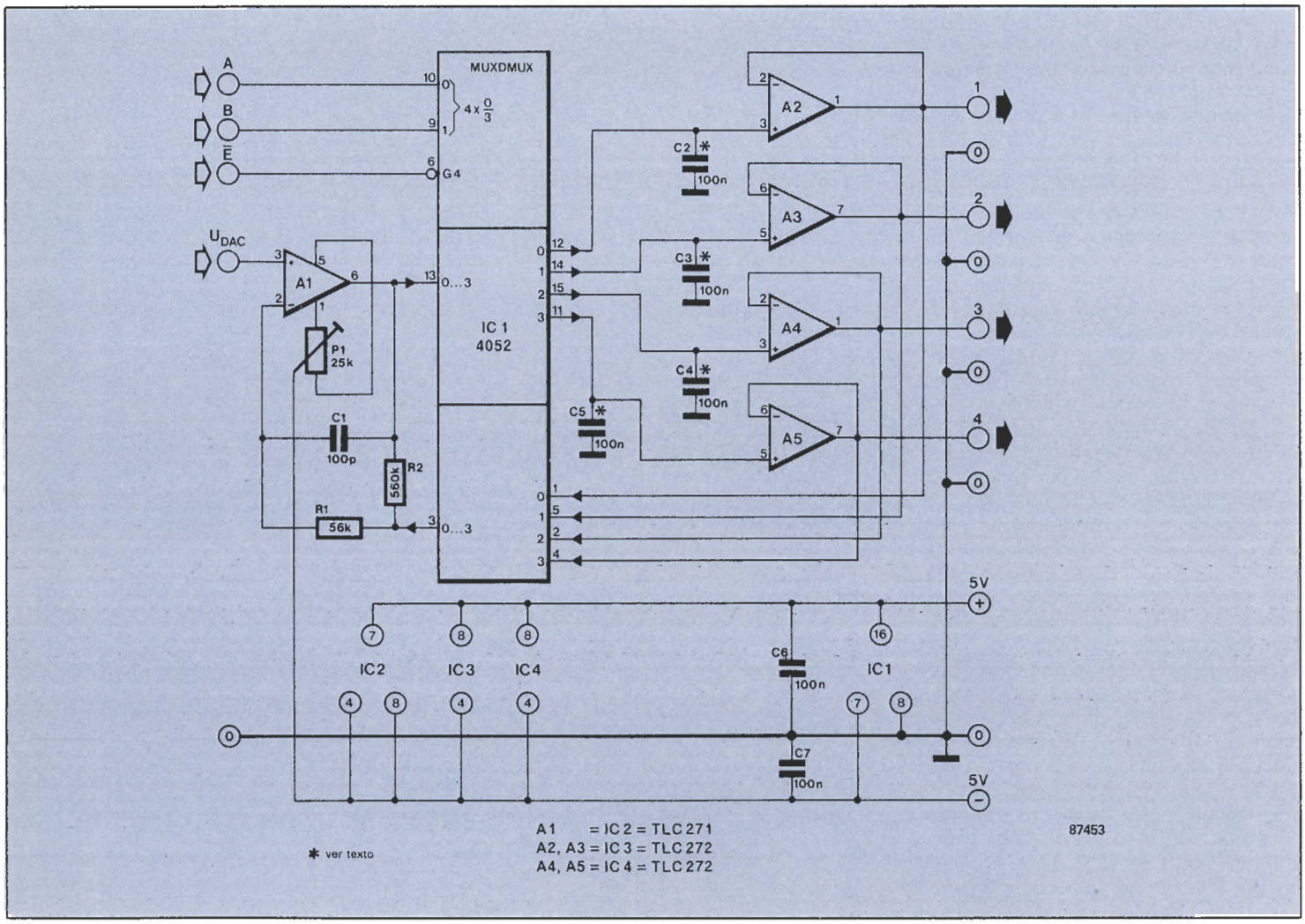
Este circuito de extensión hace posible utilizar un único DAC (convertidor analógico/digital) para generar 4 señales analógicas distintas. Evidentemente el coste de la extensión descrita aquí es muy inferior del correspondiente a 4 integrados DAC.

La forma de funcionamiento del DAC de cuatro canales es bastante sencilla. Suponiendo que las líneas A, B y E del multiplexor/demultiplexor IC1 están en estado bajo, la salida de A1 se conecta a la entrada no inversora de A2, mientras que la salida de este amplificador operacional se conecta a la entrada inversora de A1 a través del demultiplexor y R1. El condensador C2 actúa como dispositivo de almacenamiento. La tensión de salida, disponible en el terminal 1 del circuito es idéntica a la Udac, ya que A1 está configurado para ganancia unidad. Cuando se pone /E en estado lógico alto, o cuando se introduce otro código en las entradas A y B, el multiplexor se desconecta del operacional A2 y la tensión de entrada para éste se saca del condensador C2, de forma que la tensión programada se mantiene disponible a la salida. La función de los restantes buffers de salida y condensadores asociados es la misma.

Para un funcionamiento óptimo, es recomendable que los condensadores C2 a C5 sean condensadores con pocas fugas, por ejemplo, de tipo MKT multicapa, y que la intensidad de entrada a los operacional A2 a A5 sea lo más pequeña posible. Esta última condición se satisface utilizando amplificadores operacionales con entradas FET (corriente de polarización típica de 1 pA). Sólo es necesario que A1 tenga una compensación de offset, ya que la realimentación se origina a través del multiplexor inferior de IC1. La entrada de enable (/E) sirve para desactivar a IC1 cuando se está conmutando a otro canal. Entonces R2 hace que A1 siga teniendo ganancia unidad.

Si se utiliza para IC1 un HCT4052 pueden utilizarse niveles de tensión estándar TTL para excitar las entradas A, B y /E. Un CMOS normal del tipo 4052 necesita unas resistencias de «pull-up» en cada entrada de 5.6 KΩ, pero sólo si se va a trabajar con señales TTL.

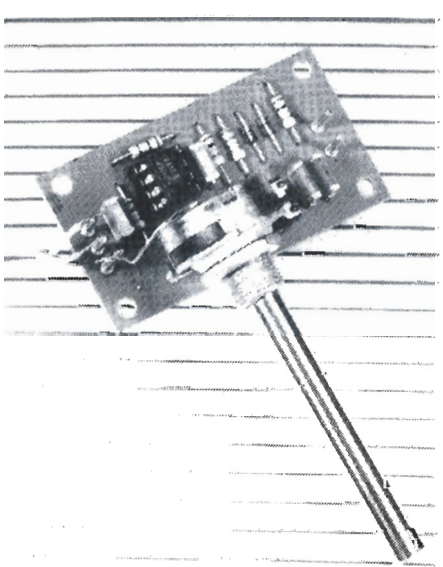
El consumo del circuito es inferior a 10 mA. La tensión Uadc debe estar comprendida ente -3.5 V y 3.5 V.



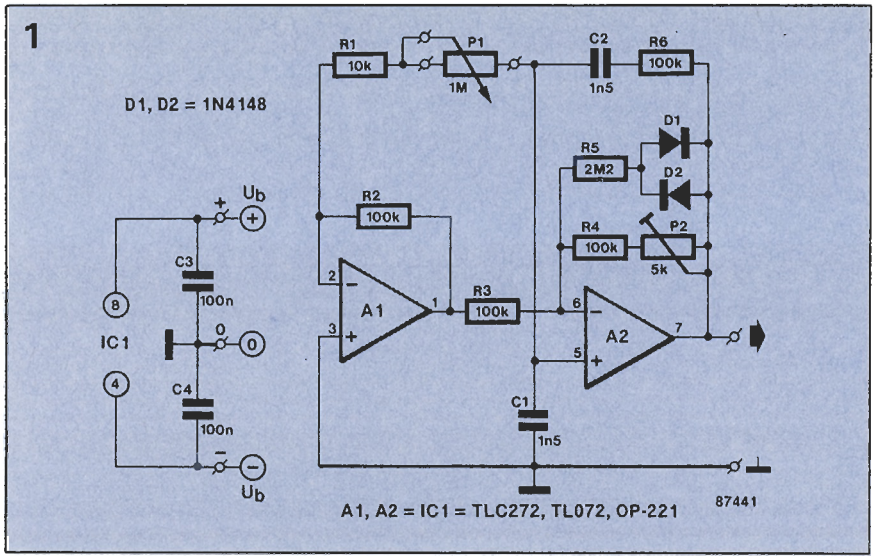
43 Oscilador en puente de Wien variable

Es posible construir un oscilador en puente de Wien variable si se usan dos componentes determinantes de la frecuencia que se varían conjuntamente con gran precisión. Sin embargo, los potenciómetros de alta calidad o condensadores variables tienen precios prohibitivos y difíciles de localizar. Para eliminar la necesidad de usar estos componentes este circuito se ha diseñado para funcionar con un único potenciómetro. La frecuencia de oscilación se calcula a partir de: $fo = 1 / (2 * \pi * R * C * \sqrt{\alpha})$ donde R = R2 = R3 = R4 = R6, C = C1 = C2 y α = (P1 + P2) * R. El potenciómetro de ajuste P2 permite controlar la ganancia del conjunto de forma que la salida tenga una amplitud razonablemente estable (máximo de 3.5 Vpp) sobre todo el rango de frecuencias.

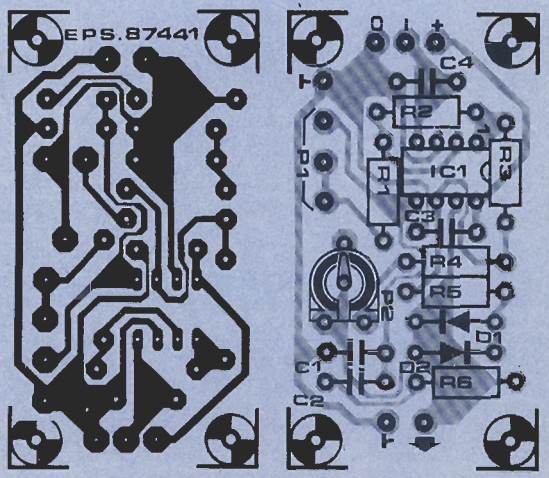
Con los componentes de la figura puede variarse la frecuencia desde 350 Hz a 3.5 kHz. Mediante la fórmula anterior puede definirse cualquier margen de frecuencias, aunque debe notarse que el límite superior de frecuencias está delimi-



1



2



tada fundamentalmente por el producto banda pasante-ganancia de los amplificadores operacionales tipo OP-221 y TLC272. El consumo de corriente del circuito depende del tipo de operacional que se utilize. Se midieron los siguientes valores: OP-221: 0.5 mA; TLC272: 2 mA; TL072: 2 mA.

El montaje del oscilador no debe de presentar mayor problema ya que la placa de circuito impreso está disponible a través del servicio EPS.

Lista de componentes

Resistencias:
R1=10 k
R2, R3, R4, R6=100 k
R5=2M2
P1=1 M lin.
P2=ajust. 5 k

Condensadores:
C1, C2=1n5
C3, C4=100 n

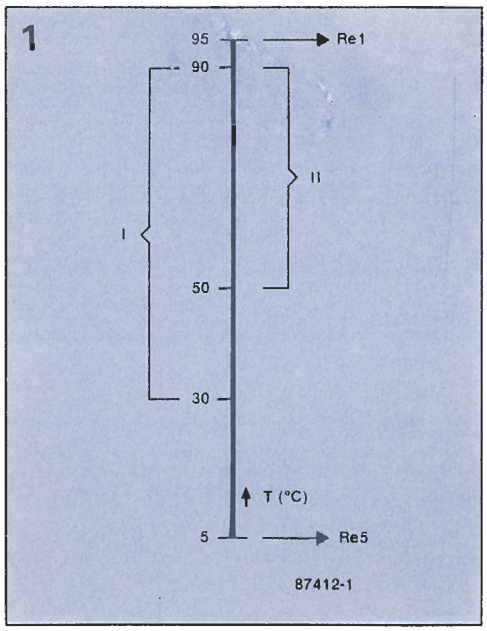
Semiconductores:
D1, D2=1N4148
IC1=OP—221, TLC 272 o TL 072

44 Control de agua caliente central

Este circuito se usa para regular de forma óptima el flujo de agua caliente en un sistema de calefacción central. Mide la temperatura del agua, y activa una válvula o bomba particular del sistema para conseguir una distribución de temperatura en la casa definible por el usuario. El calor residual en el sistema de calefacción central puede utilizarse así para disminuir el coste del combustible. La figura 1 muestra que el agua en el rango de temperatura I puede utilizarse para la calefacción central y el acumulador, mientras que el rango II es también utilizable para inyectar a la caldera. En la mayoría de los casos, no se recomienda reutilizar agua a una temperatura más baja de 30 °C. El circuito activa una alarma cuando la temperatura del agua cae por debajo de 5 °C o excede de 95 °C.

En la figura 2 aparece el esquema eléctrico del control de agua caliente central. Los relés Re1 y Re5 se activan cuando se mide las temperaturas máxima y mínima permisibles, respectivamente. El sensor de temperatura es del tipo LM35, que tiene un factor de escala de +10 mV/°C. Su tensión de salida se amplifica en A1 y se inyecta en las entradas no inversoras de los comparadores A2 a A6. Los potenciómetros de ajuste de las entradas inversoras de cada uno de los amplificadores operacionales se usan para fijar la tensión de disparo, es decir, la temperatura a la cual el relé correspondiente se activa. El circuito de excitación del relé es un buffer de potencia con colector abierto y diodos de libre circulación, incluidos en el propio circuito integrado para proporcionar protección contra corrientes inducidas. El uso del tipo ULN2003 hace posible el empleo de relés con una tensión de bobina de hasta 50 V sin necesidad de un acoplamiento adicional.

1

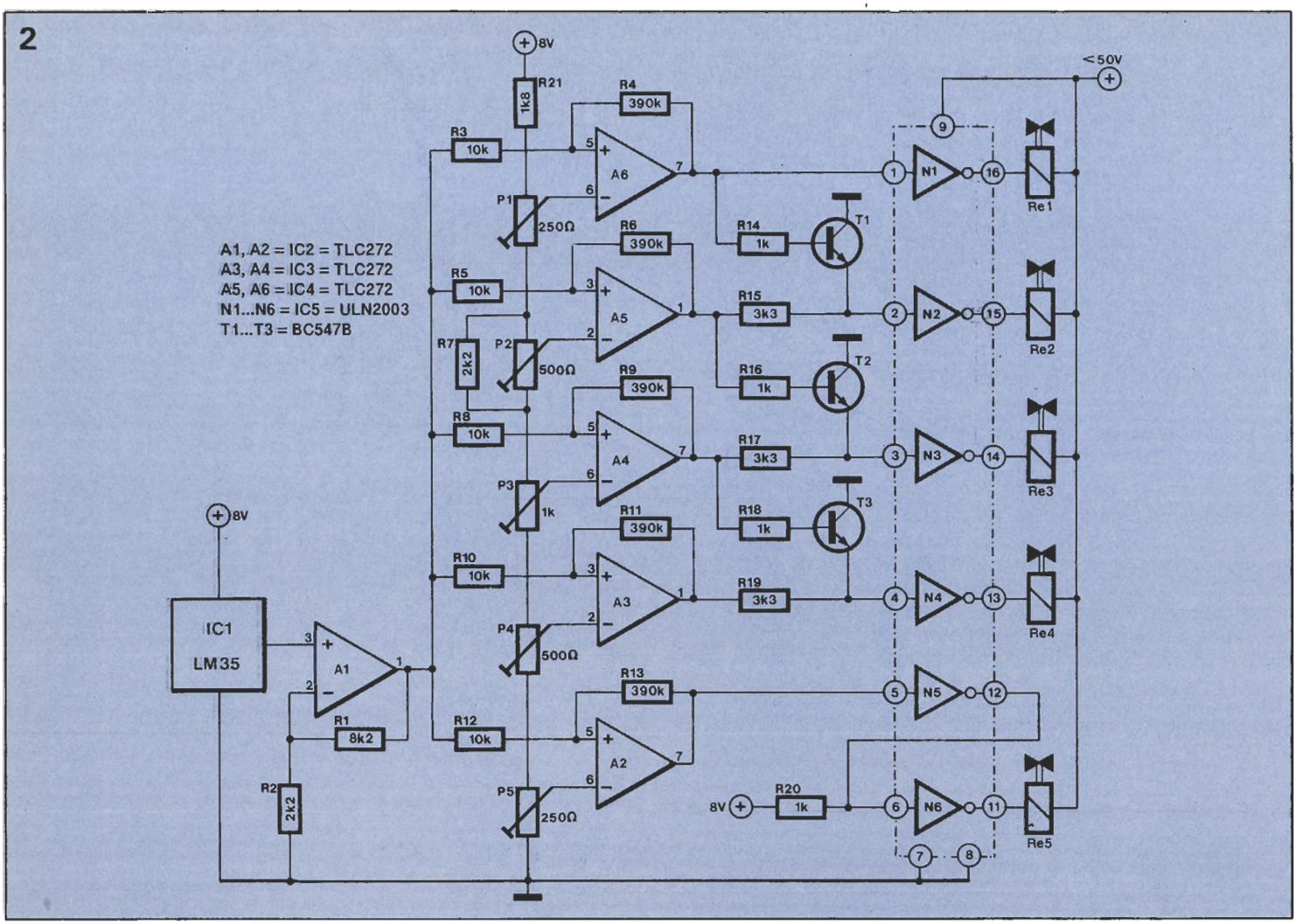


El ajuste de cada temperatura tiene una histéresis de aproximadamente 2 °C. Los transistores T1 a T3 sirven para desactivar la bomba o válvula previamente habilitada después de detectar una temperatura de agua que entre en otro rango de temperatura predefinido. De esta forma sólo hay un relé activado en cada momento.

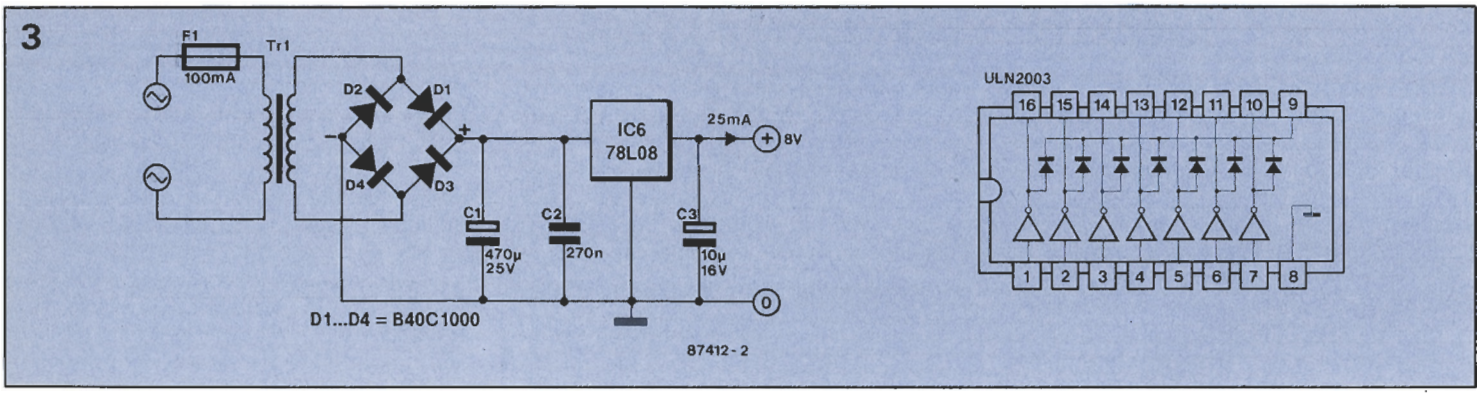
Relé	Ajustable	Rango de temperatura
1	P1	93—103 °C (alarma del límite superior)
2	P2	77—93 °C
3	P3	33—77 °C
4	P4	11—33 °C
%	P5	5—17 °C (señalización del límite inferior)

La histéresis de los diferentes puntos de conmutación es de 2 °C.

2



3

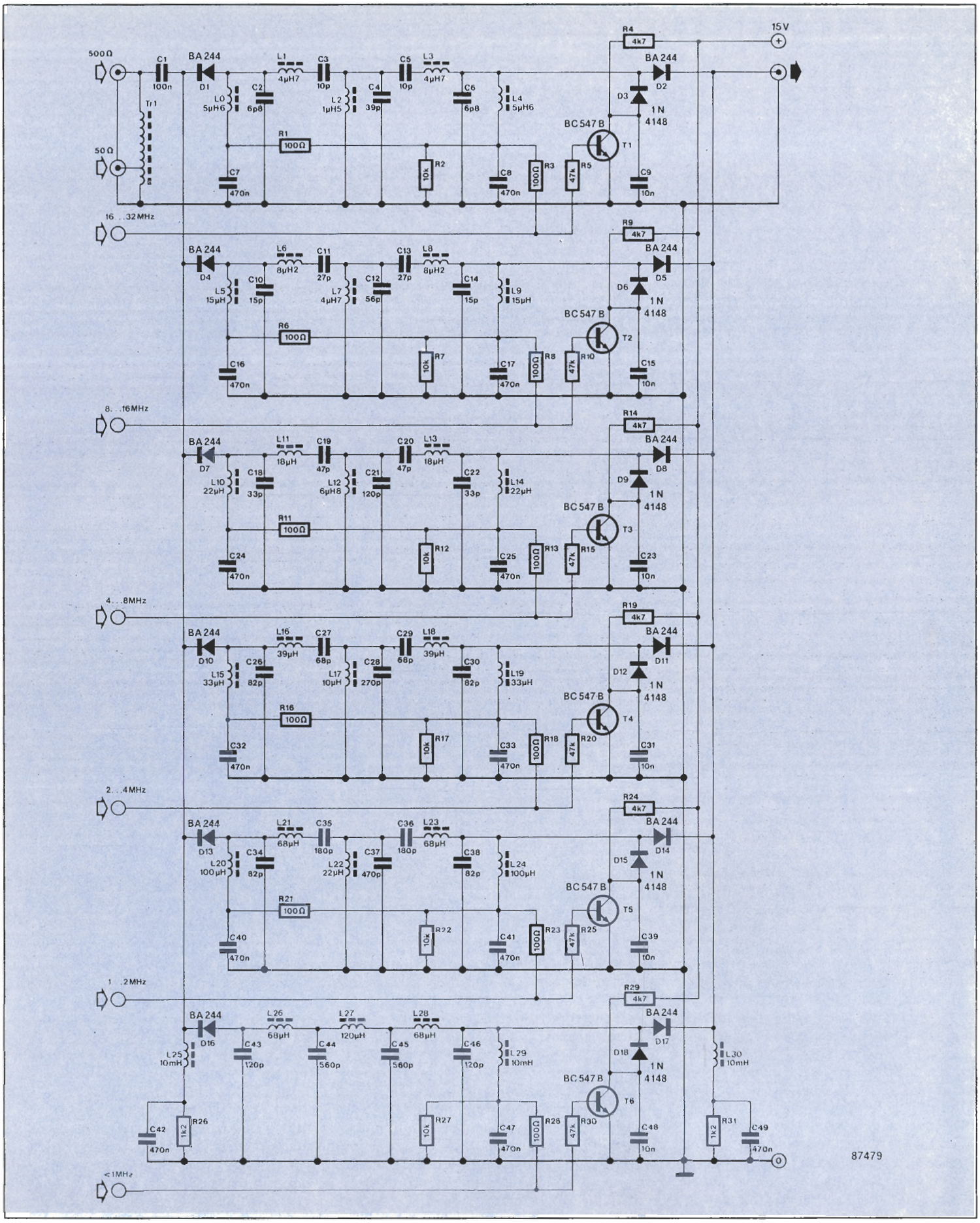


Parece evidente que el sensor de temperatura IC1 debe montarse de forma que esté en contacto con el agua en el sistema. Asegúrese de que el sensor está bien aislado y que no ocasiona pérdidas.

En la tabla adjunta se muestran los ajustes de los rangos de temperatura para los potenciómetros.

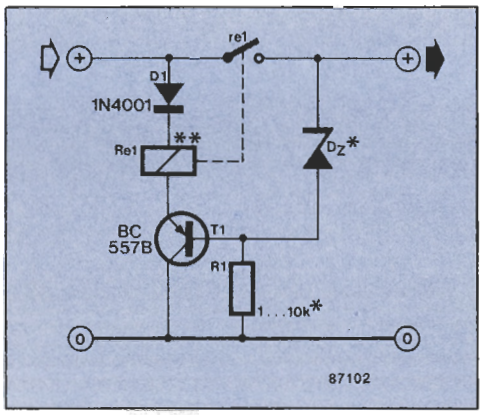
45 Selector de banda RF conmutable

En muchos receptores de onda corta antiguos se eliminaba la intermodulación incluyendo un preselector sintonizable con seguimiento automático. En los preselectores controlados por microprocesador, el uso de diodos varicap para sintonizar las bobinas hace que aparezca una considerable distorsión de intermodulación. En el esquema eléctrico adjunto se ve que se ha usado los diodos PIN tipo BA244 para seleccionar uno de los 5 filtros pasobanda seguidos de un filtro pasobajo. La selección de un filtro se efectúa haciendo que el ordenador ponga la línea correspondiente a nivel alto. A la entrada del circuito se ha añadido un transformador de impedancia para poder conectar líneas de 50 Ω y de 500 Ω. Para



la mayoría de las aplicaciones es preferible utilizar la entrada de 500 Ω, ya que permite conectar líneas aéreas cortas con una correcta terminación. El transformador de entrada Tr1 se bobina sobre un núcleo de ferrita del tipo FT37-75 de Micrometales. El número total de espiras es 19, con una toma intermedia en la espira 2 1/2 desde la conexión de masa. La entrada debe de equiparse con una protección contra sobretensión si la línea aérea es exterior y larga.

46 Protección de alimentación sin pérdidas

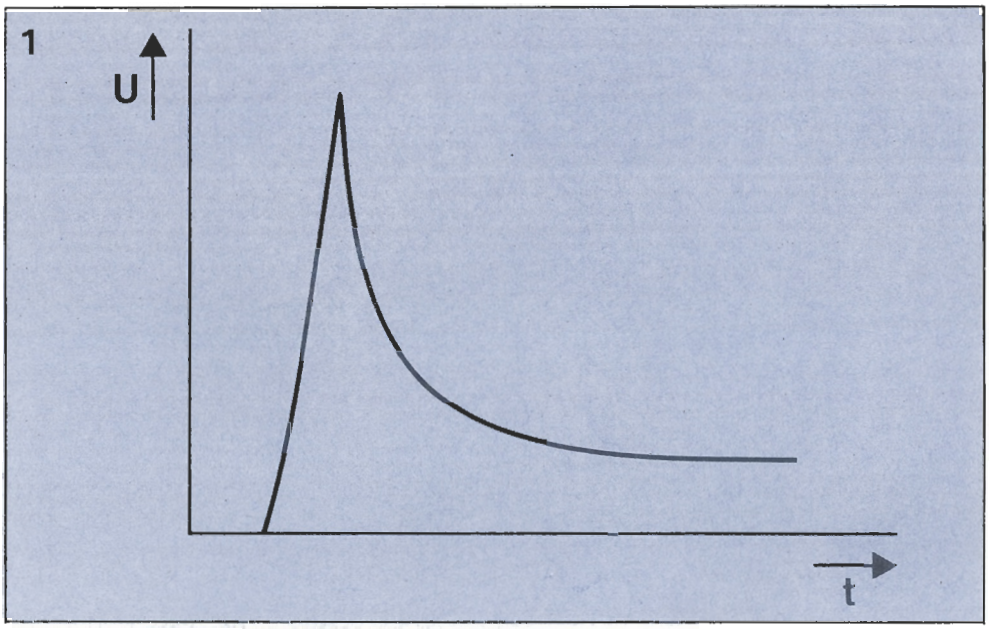


Cualquier circuito basado en un diodo que protege contra inversión de polaridad introduce una cierta caída de tensión. También cuando se manejan corrientes relativamente altas puede ser problemática la elección del diodo adecuado y su disipador.

Este circuito utiliza el contacto de un relé para interrumpir la línea de alimentación positiva cuando la tensión de entrada tiene la polaridad equivocada. La tensión de la bobina del relé puede ser más baja que la tensión de entrada, ya que Re se activa durante unos pocos milisegundos, y entonces recibe la tensión de alimentación correcta a través de T1-D1. Teniendo en cuenta que la tensión de mantenimiento de un relé es más baja que la tensión de actuación, puede dimensionarse Dz para que el relé maniobre fiablemente con una corriente de zener mínima tomada de la alimentación.

47 Compresor para guitarra eléctrica

Una cuerda de guitarra tiene una dinámica muy fuerte, la curva de amplitud de su sonido es un breve impulso puntiagudo, cuya fase de extinción es prácticamente exponencial. Esta curva se puede ver en la figura 1.



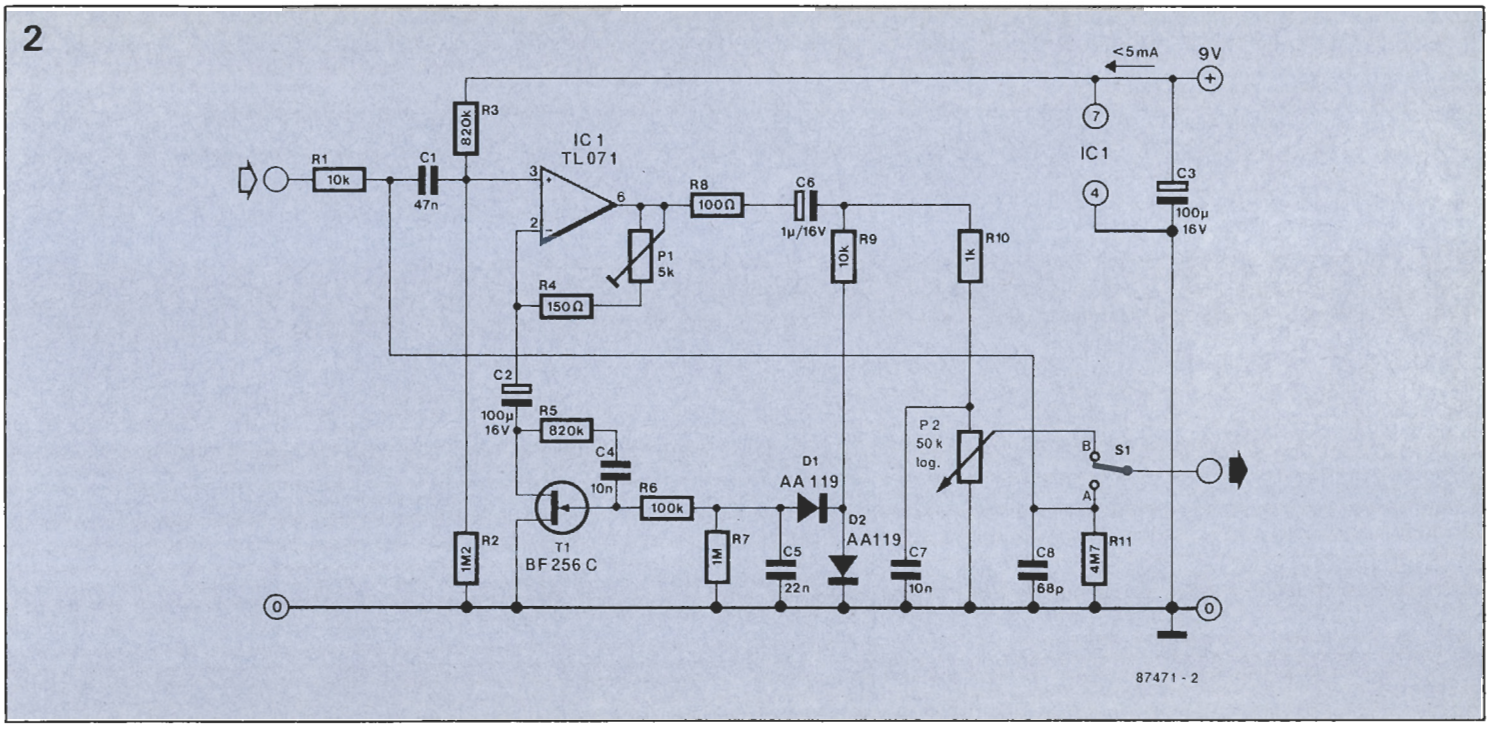
Para obtener buenas prestaciones en el rendimiento de un amplificador de Baja Frecuencia, hay que evitar hacer trabajar a la etapa de potencia en los extremos de su característica; pero esta precaución tiene sus desventajas y en particular, en este caso lo que ocurre es que se pierde potencia de respuesta en las frecuencias medias, y en cuanto se intenta compensar esta deficiencia subiendo el nivel de volumen, se provoca una fuerte distorsión.

Para remediar la situación hasta ahora descrita, basta con echar mano a un circuito de limitación, o lo que es lo mismo, un circuito de compresión; pero por supuesto, sin que ello suponga el perder ganancia con respecto a la señal de entrada. Mediante la realización del circuito aquí propuesto, sólo se intervendrá en la parte alta de la curva dinámica de la señal de audio. Hemos concebido un circuito preamplificador alrededor de IC1, cuya ganancia será variable y puede regularse actuando sobre P1. La unión Drenador-Fuente del transistor de efecto de campo (FET) se ha colocado entre la entrada inversora del amplificador operacional y la masa: el FET cumple la función de una resistencia gobernada por tensión. El transistor de efecto de campo está controlado por una tensión continua negativa, tomada de la salida del operacional; la resistencia entre drenador y fuente del FET aumentará en función del incremento de tensión que salga del operacional; este fenómeno tiene como consecuencia una disminución proporcional de la ganancia del amplificador. La red R5/C4 dispuesta entre la puerta y el drenador del FET permite atenuar la distorsión típica en este tipo de montajes. Es recomendable adaptar el valor de R5 y C4 al tipo de transistor de efecto de campo que se utilice. Para poder realizar una eficaz adaptación, son necesarios dos instrumentos de laboratorio fundamentales, como son un osciloscopio y un generador de funciones.

Para llevar a cabo el ajuste, debemos inyectar una señal de 1kHz/150mV en la entrada del circuito y actuar sobre P1 hasta que mediante el osciloscopio no se observe ningún tipo de distorsión. Después, llevaremos a 300mV la amplitud de la señal de entrada y localizaremos la posición de P1 en que la distorsión sea mínima. Si una vez realizadas estas operaciones no nos encontramos satisfechos, deberemos cambiar de FET, ya que bien es sabido que existe una considerable dispersión en las características de estos componentes.

Como se ha podido ver, este es un circuito cuya función no afecta a la totalidad de la señal, sino sólo a sus crestas, razón por la cual no tiene los defectos que se les pueden encontrar a la mayoría de los compresores, atenuación de la señal de entrada, o en el caso de los limitadores, los consabidos cortes de la respuesta en frecuencia. El circuito aquí descrito, funciona de maravilla asociado a una guitarra, lo cual permite utilizar el circuito para una ganancia de 3 dB sin demasiada distorsión ni modificaciones en el timbre.

2



48 Potenciómetro con mando digital

La casi totalidad de los fabricantes de equipos de alta fidelidad dotan a sus amplificadores de un control de volumen de precisión, por pasos. La fabricación de un verdadero control de volumen de tipo «paso a paso» no es nada barata; por este motivo económico, son numerosos los fabricantes de equipos musicales cuya única preocupación es montar un mecanismo tipo «paso a paso» en el eje de sus potenciómetros... pero ésta no es una solución adecuada. En realidad, una regulación de volumen de precisión vale su «peso en oro» y además se debe concebir un sistema en que la etapa de salida no se desconecte del potenciómetro durante la conmutación. Todo esto explica que no se pueda obtener una verdadera regulación de volumen «paso a paso» de alta calidad (sin chasquidos), con medios puramente mecánicos.

Para el mismo caso, pero desde el punto de vista electrónico, el problema es totalmente distinto. En efecto, en este caso, el «Coco» es la distorsión de señal. Sin embargo, se puede llegar a resultados más que aceptables, con medios, casi rudimentarios. Existen varias técnicas de realización de potenciómetros electrónicos paso a paso. Por ejemplo, una de ellas es atacar a diferentes puntos de una cadena de resistencias de valores ascendentes, mediante un interruptor electrónico. Lo cual es más o menos la técnica que utiliza un potenciómetro convencional. Otra solución sería la de modificar el valor de la resistencia de cada una de las dos ramas que constituyen la «pista» del potenciómetro, a la vez que tendremos en cuenta que la resistencia total de las citadas ramas, no varíe. Existen muchas más técnicas para realizar potenciómetros electrónicos, a cual más delicada de empleo.

Como muestra nuestro esquema, hemos optado por la segunda técnica. En este caso hemos diseñado un potenciómetro de 16 pasos, pero podemos darle hasta un total de 64, insertando simplemente 4 interruptores con sus correspondientes resistencias.

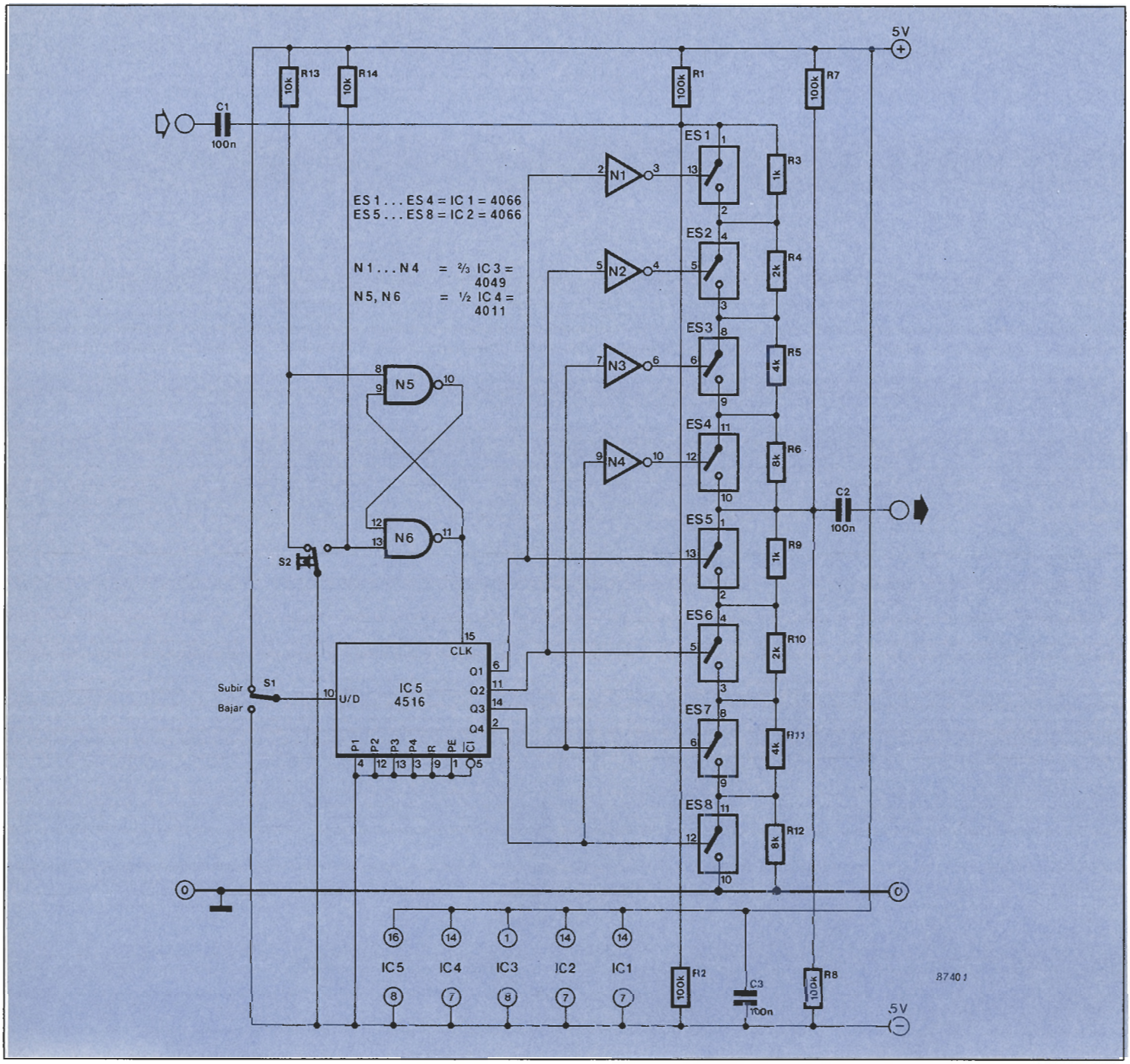
El principio de funcionamiento es sencillo: la pista del potenciómetro está dividida en dos partes idénticas, con una resistencia de 15 KΩ, cada una de ellas. Los interruptores electrónicos de cada mitad reciben las señales de las 4 salidas de un contador binario (IC4). La mitad constituida por los interruptores ES5... ES8, reciben los bits del contador de forma directa, mientras la otra mitad, véase interruptores ES1... ES4, reciben esta misma información binaria, pero previa inversión a través de las puertas inversoras N1... N4. El único objetivo de esta disposición doble, es hacer que cuando uno de los interruptores esté cerrado, el interruptor correspondiente de la otra mitad, esté abierto y viceversa. En estas condiciones, la resistencia total del potenciómetro queda siempre igual a ella misma (la nominal total). La circuitería necesaria para este tipo de montaje es notablemente más sencilla que la necesaria para un montaje consistente en redes de resistencias en cadena.

Añadiendo o suprimiendo algunas resistencias, se centrará el potenciómetro de forma que se encuentre a un nivel de tensión continua de 0 V; esto hace que circule corriente continua por el potenciómetro, lo cual suprime la posibilidad de chasquidos de conmutación.

El modo de empleo del potenciómetro es sencillísimo: mediante S1 elegiremos el sentido de variación del volumen, aumento=UP disminución=DOWN; este inversor activará la entrada de selección U/D del contador. S2, que es un inversor con dos posiciones, una estable y otra flotante, suministra los impulsos de contaje al contador, impulsos limpios de parásitos gracias al circuito anti-rebotes formado por las puertas N5 y N6.

Si se quisiera aumentar el número de pasos de variación habría que añadir un contador y el número de interruptores correspondientes a la cantidad de pasos deseados en cada una de las ramas del potenciómetro. Las nuevas resistencias deberán ser conectadas a los bornes de los diferentes interruptores, y los valores de éstas serán deducidos de los valores del esquema de origen (incremento binario 1,2,4,8 por lo tanto 16, 32, 64 KΩ, etc.).

No es absolutamente necesario que el valor de la resistencia siguiente sea el doble de la resistencia anterior, eso sí, siempre que le demos un valor idéntico a la resitencia correspondiente de la otra rama. Evidentemente habrá que pensar en conectar la salida Carry out de IC4 (patilla 7), a la entrada de reloj del contador siguiente.

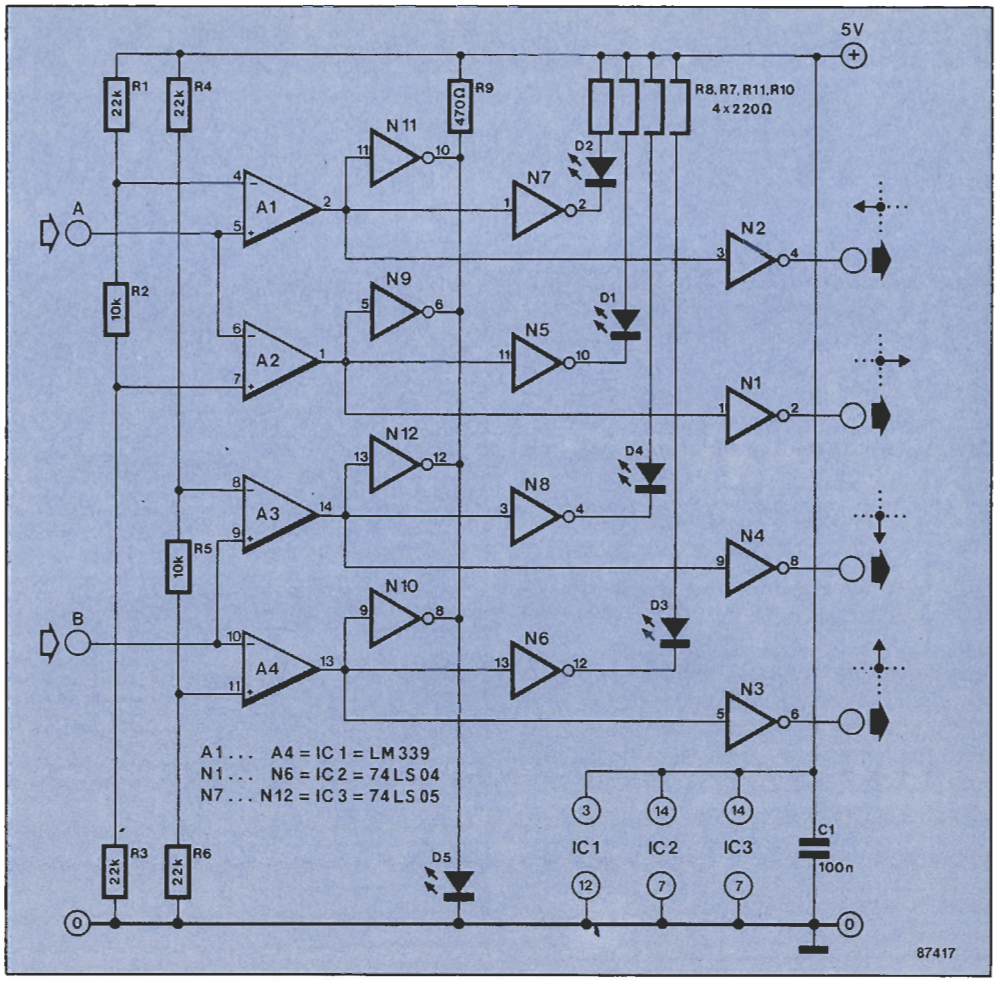


49 Joystick de lujo

Hoy en día existe una amplia gama de palancas de control para ordenadores: los hay de todas formas y colores, con sujeción de ventosas o sin ellas pero, si las destripamos, la gran mayoría de ellas están constituidos de forma semejante. Se puede encontrar uno con los conocidos contactos de membrana, que no son, en absoluto de confianza, ya que suelen perder su flexibilidad después de un número muy normal de operaciones; también nos podemos encontrar los clásicos potenciómetros. En este caso no entraremos a hablar de las nuevas versiones que incorporan pequeños microrruptores en el lugar que antes estaban los contactos de membrana antes mencionados. De cualquier forma destacaremos que los mandos que cuentan con potenciómetros tienen mucha más fiabilidad y precisión que los de contacto, sean cuales sean. Pero intentemos usar una palanca de control del tipo potenciómetro-sistema analógico, con un ordenador personal C64 de Commodore,

uno de los ordenadores domésticos más usuales y conocidos; el control analógico vía potenciómetro nos dejaría muy mal, porque no funcionará. Menos mal que aquí tenemos a la Electrónica para resolver el problema.

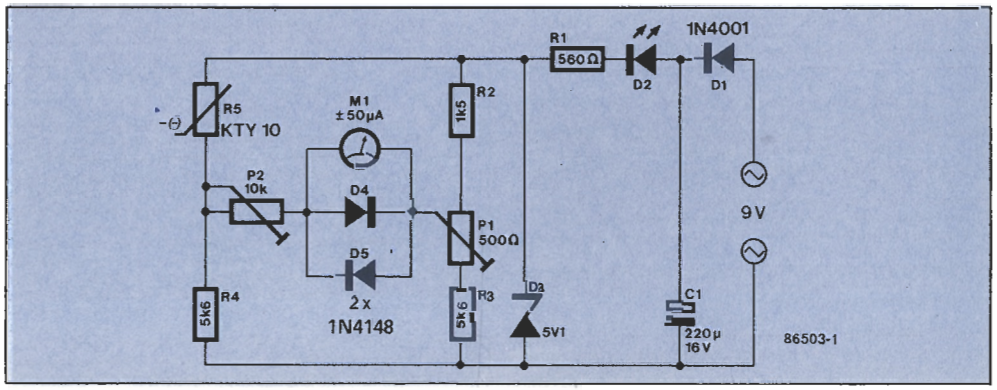
En este caso el circuito propuesto nos brinda la posibilidad de poder utilizar palancas de control de potenciómetros (de precisión), en ordenadores no preparados para ello. Los cuatro comparadores integrados en IC1 constituyen, de hecho los verdaderos interruptores que transmiten al ordenador el movimiento generado físicamente en la palanca de control. Las salidas del comparador serán conectadas al puerto de entrada que el ordenador tiene previsto para el mango de control, a través de los indispensables tampones presentes en IC2. Los dos inversores inutilizados de IC2, N5 y N6, se asociarán a un par de inversores más, estos pertenecientes a IC3, lo cual nos permitirá visualizar mediante unos LEDs, los movimientos que le imprimamos a la palanca de control. La posición media de los potenciómetros será reflejada por otro LED. Para ello, las puertas N9 y N12 serán montadas en función NOR cableada, de manera que los LEDs en cuestión sólo se podrán iluminar si las 4 salidas de los comparadores está a nivel bajo. Por otra parte, el consumo del circuito es bajísimo (25mA) teniendo en cuenta el magnífico servicio que puede ofrecer.



50 Termómetro pasivo

La temperatura es una magnitud física que el ser humano no ha sabido medir con precisión hasta hace relativamente muy poco tiempo, a pesar de la influencia que este fenómeno tiene para las personas y su entorno. Ni Celsius ni Fahrenheit son figuras de la antigüedad, no hace tanto tiempo que pasaron por aquí. Por muy desarrollado que se tengan los sentidos, no hay humano que determine con precisión la temperatura ambiente sin la ayuda de un termómetro. La necesidad de conocer con exactitud las variaciones de temperatura en cuerpos o circunstancias tan específicas, han hecho que, para casos que requieren una alta precisión, no se ha dudado en ocasiones en utilizar microprocesadores para realizar los modernos termómetros. Pero en nuestro caso no queremos forzar la situación y presentaremos en este artículo un sencillo, pero eficaz termómetro electrónico.

El elemento sensible (el transductor) será un captador de temperatura del tipo KTY10. Este componente de silicio cuya característica específica es que su resistencia varía en función de las variaciones



de temperatura, está insertado en un puente de resistencias. A una temperatura de 0 grados centígrados, deberemos actuar sobre la resistencia ajustable P1 para obtener el equilibrio del puente: en este momento, la aguja del galvanómetro deberá encontrarse exactamente en el punto central de la escala. En cuanto la temperatura cambie, se romperá el equilibrio del puente, lo cual se traducirá por un determinado movimiento de la aguja. Posteriormente realizaremos un segundo ajuste a una temperatura diferente, por ejemplo, a 20 grados, pero esta vez actuando sobre P2.

Como puede verse en el esquema, hemos optado por la más simple alimentación; la regulación de la tensión se realiza gracias a un diodo Zener (componente éste, insensible a la temperatura) de 5,1 V. Evidentemente, se puede pensar el alimentar el circuito, simplemente con pilas, en cuyo caso, para ahorrar energía, será conveniente sustituir D1... D3, R1 y C1, por un regulador integrado del tipo 78L05.

51 Distribuidor de señal de vídeo

Muy recientemente, durante nuestras investigaciones, nos hemos topado con un circuito integrado fabricado por Thomson, que nos parece interesantísimo: se trata del TEA 5114. Basta rodear este chip con algún que otro componente para convertirlo en una maravillosa joyita capaz de distribuir una señal de vídeo: la señal que le inyectemos en su entrada estará presente sin ningún desperfecto, en sus tres salidas.

Si observamos la estructura interna del TEA 5114, veremos tres interruptores electrónicos seguidos, cada uno de ellos, por su correspondiente etapa que actúa a la vez de separador y de amplificador. En principio, la ganancia del circuito es de 6 dB, lo cual corresponde a un factor 2 de amplificación. Si la señal de entrada supera 1,2 Vpp o la de salida pasa de 1,5 Vpp, se pone en funcionamiento automáticamente un circuito de conmutación de ganancia que reduce inmediatamente ésta a 0 dB (factor de amplificación=1); como puede verse, este procedimiento tiene la gran ventaja de proteger todos los circuitos que se conecten a la salida del amplificador. El valor antes citado de 1,2 Vpp viene determinado por el divisor de tensión formado por las resistencias R4 y R5, montaje resistivo que a la vez cumple la misión de resistencia terminal. Como todos sabemos dicha resistencia, en vídeo tiene un valor de 75 ohmios. Aparte de las mencionadas resistencias, el TEA 5114, para funcionar se conforma con algún que otro condensador de desacoplo. Si la impedancia de los circuitos que se conecten a las salidas, es también de 75 Ω, la relación de transferencia de señal será de 1:1. También se puede pensar en aplicar el TEA 5114 como conmutador.

En tal caso se deberá dotar a todas las entradas con una resistencia terminal propia de 75 Ω, además de desacoplar mediante un condensador las entradas que no estén conectadas. La conmutación se realiza por la aplicación de un nivel lógico diferente a las entradas 10, 12 y 15.

ATENCION: En este caso no se trata de niveles lógicos TTL, para el TEA 5114, un nivel lógico alto («1») no debe sobrepasar 2,5 V como máximo.

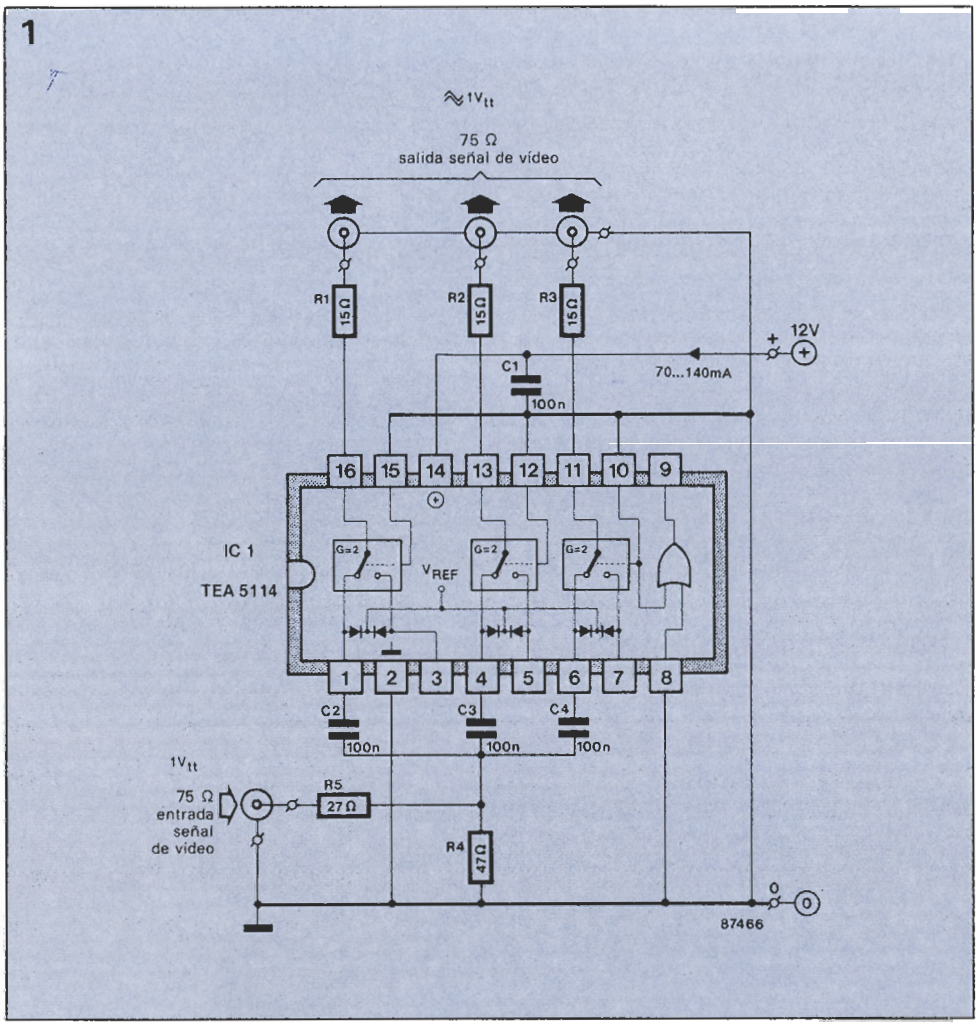
Uno de los campos de aplicación de este circuito es el de los vídeo aficionados; también se le puede utilizar para la demostración de aparatos de vídeo tales como monitores, televisores o magnetoscopios. En efecto, este montaje permite conectar un magnetoscopio o un ordenador, simultáneamente a tres televisores o monitores en color.

El montaje necesita una alimentación de 12 V y su consumo de corriente está comprendido entre los 70 y los 140 mA.

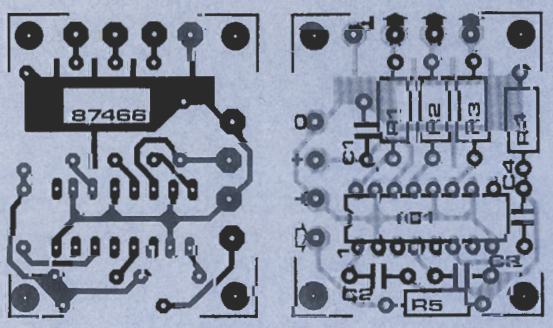
NOTA IMPORTANTE: Quizá no resulte fácil, al primer intento encontrar en el mercado, un TEA 5114, esto no debe ser motivo de desánimo, el objetivo merece la pena y conviene insistir.

En cuanto a la realización del circuito impreso, con la figura que hemos previsto a pie de artículo, será «coser y cantar»...

1



2



Lista de componentes

Resistencias:
R1...R3=15 Ω
R4=47 Ω
R5=27 Ω

Condensadores:
C1...C4=100 n

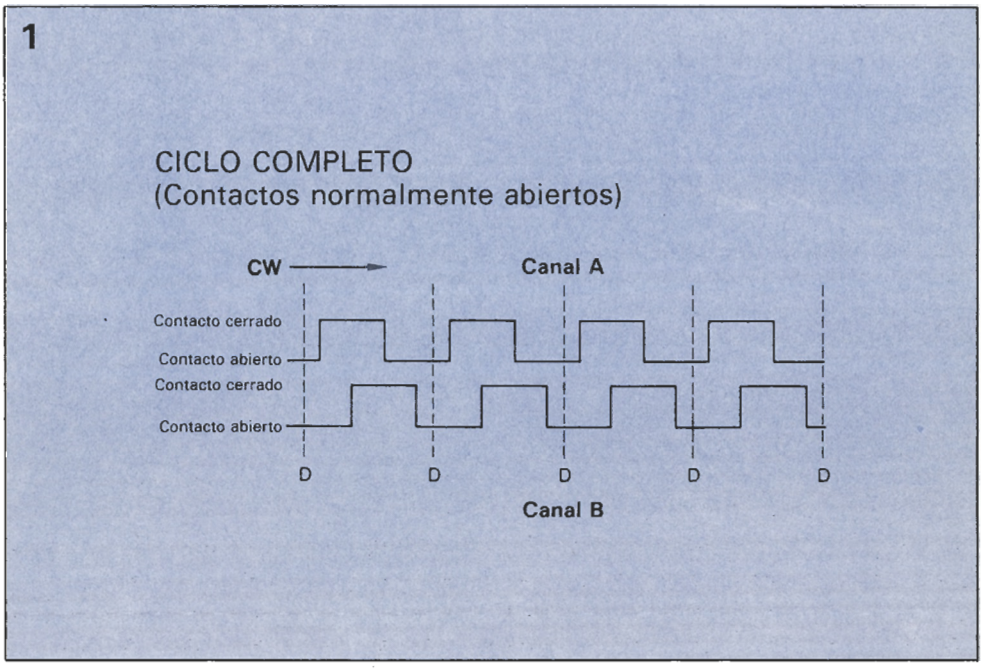
Semiconductores:
IC1=TEA 5114 (Thomson)

52 Sustitución para codificador digital

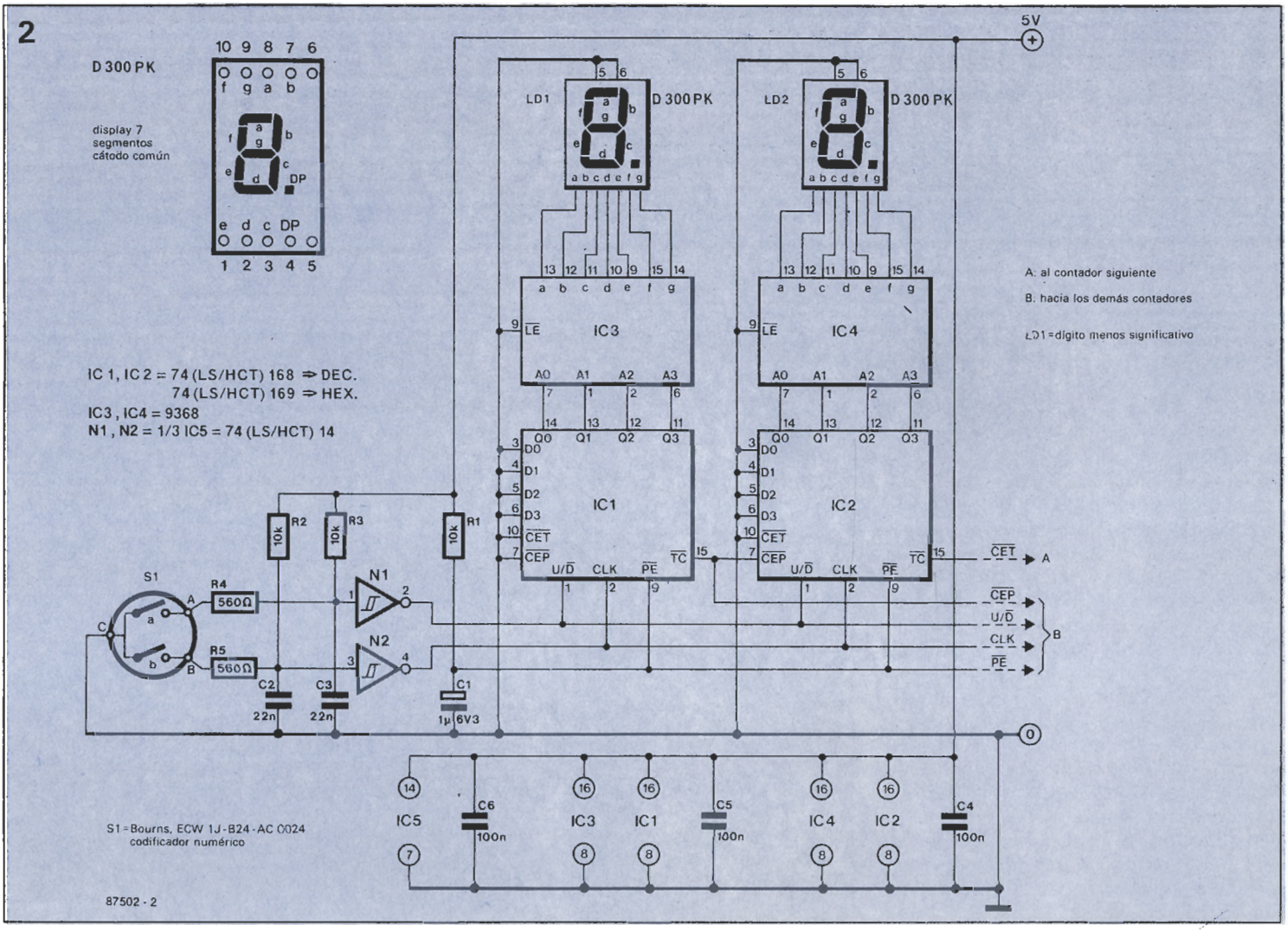
Se han intentado, en varias ocasiones, sustituir los codificadores mecánicos por codificadores electrónicos compuestos por contadores y displays con teclas para incrementar o disminuir el número codificado. También se han realizado codificadores con teclado digital, aunque resultan muy caros. Actualmente se pueden encontrar ruedas múltiples digitales codificadoras, que se presentan bajo la forma de un potenciómetro. En realidad, se trata de un eje rotativo que gobierna a dos interruptores; en reposo, los dos interruptores están abiertos. Con cada movimiento del eje, los dos interruptores se cierran brevemente, primero uno y luego el otro; el orden en que se realizan estas operaciones es el que determina el sentido de rotación.

Hasta ahora hemos visto la parte mecánica. Pasemos a la parte electrónica. Como se puede ver en el esquema del circuito, existe una red RC con un comparador Schmitt para evitar los rebotes de los

1



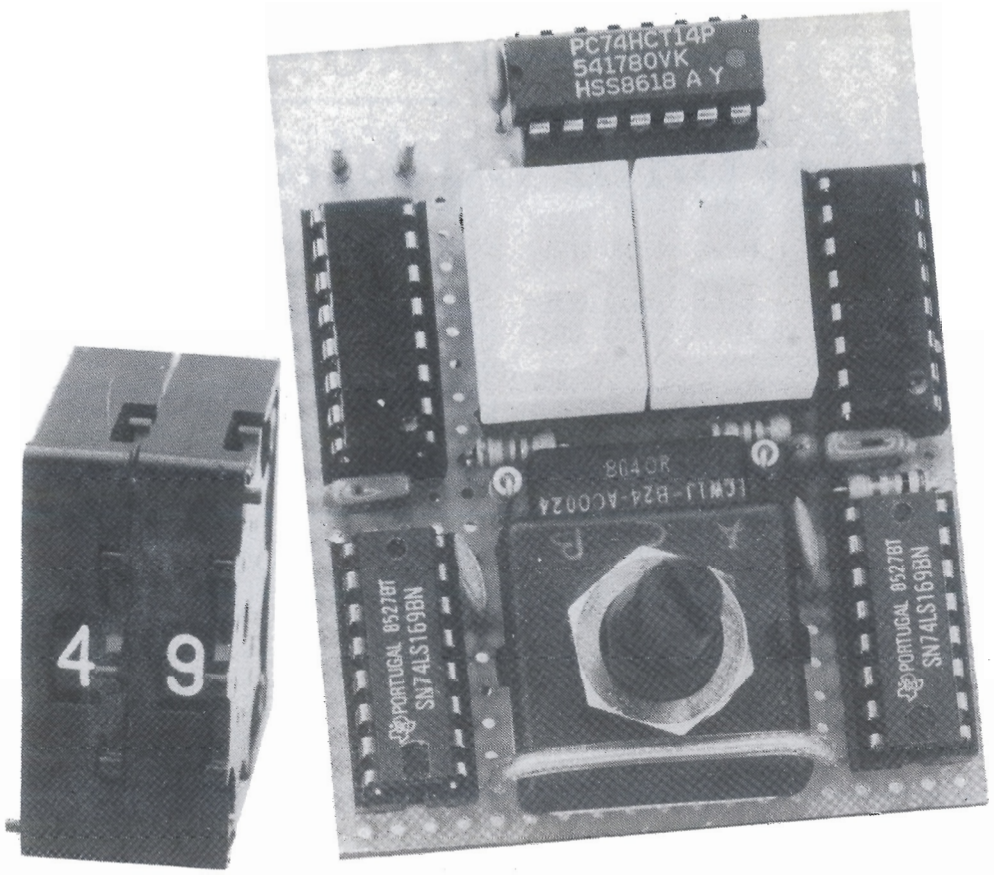
2



contactos de cada interruptor. Un contador se encarga de memorizar la posición de la rueda codificadora y les envía dicha información a un decodificador BCD/7 segmentos (9368). La puesta a cero del contador tendrá lugar cuando le llegue tensión a través de la red R1 y C1. Un pulsador en paralelo con C1 permite hacer una puesta a cero manual. Según el tipo de contador que se emplee, se obtendrá una rueda codificadora decimal (74168) o hexadecimal (74169). En principio el número de módulos que se pueden colocar en serie es ilimitado. En la práctica, para elevados números de contadores, es preferible prever una conmutación a nivel de codificadores.

Con los 9368 no es necesario colocar resistencias de limitación de corriente en las entradas de los displays de 7 segmentos. Las salidas de los contadores pueden conectarse directamente a un puerto de entrada de micro-ordenador.

El consumo máximo de un módulo de dos displays (conteo máximo=«88») será aproximadamente de 400 mA de los cuales el 90% corresponde al consumo de los LEDs indicadores.



53 Convertidor bidireccional serie-paralelo

Este interface permite hacer de la mejor manera posible una conexión a puerto serie (RS232) del ordenador. La salida serie del ordenador se convierte en formato paralelo, y los datos en formato paralelo aplicados al interface se convierten en una cadena en serie para su recepción por el ordenador.

El interface está basado en una UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter), tipo AY-5-1013 (de General Instruments) que es un estándar industrial, o la versión CMOS de la misma, el CDP1854 de RCA. Los datos serie desde el ordenador se reciben en la entrada RXD, y se invierten en el transistor T1 antes de llegar a la entrada RSI de la UART donde son convertidos en datos paralelo, disponibles en su salida RDO-RD7. El desplazamiento de los bits serie está controlado por la señal de 19.200 Hz aplicada a las entradas RCP y TCP (reloj de recepción y de transmisión, respectivamente). Esto fija la velocidad de transmisión del interface a 1.200 baudios (19.200/6). El reloj del sistema es un diseño convencional basado en un contador/divisor binario, con oscilador interno controlado por cristal en nuestro caso, y que trabaja a 2.4576 MHz. La salida paralelo de la UART se pasa al buffer IC2, lo que permite controlar 8 excitadores de relé, B1-B8. La palabra paralela aplicada en las entradas TD0-TD7 de la UART se convierte en formato serie con salida en RSI, de donde es invertida la señal y llevada a la salida TXD.

El formato de los datos serie puede ser definido mediante los puentes B-F. La tabla 1 muestra la función de cada uno de estos.

Veamos el resto del circuito, encargado de generar y controlar las señales de protocolo («handshake») necesarias en el interface. El inversor N4 automáticamente hace un reset del receptor de la UART poniendo a estado bajo la señal /RDAR («Received Data Available Reset», puesta a cero del 'dato recibido disponible') cuando RDA («Received Data Available», dato recibido disponible) se pone en estado alto para señalar que una palabra completa ha sido desplazada en el registro de recepción. Si el puente A está instalado, RDA también controla la entrada /TDS («Transmitter Data Strobe», validación de

Tabla 1

Puente	cerrado	abierto
A	sin RTS ni CTS	RST y CTS
B	sin bit de paridad	bit de paridad
C	2 bits de stop	1 bit de stop
D/E	ver debajo	
F	paridad par	paridad impar

Tabla 2

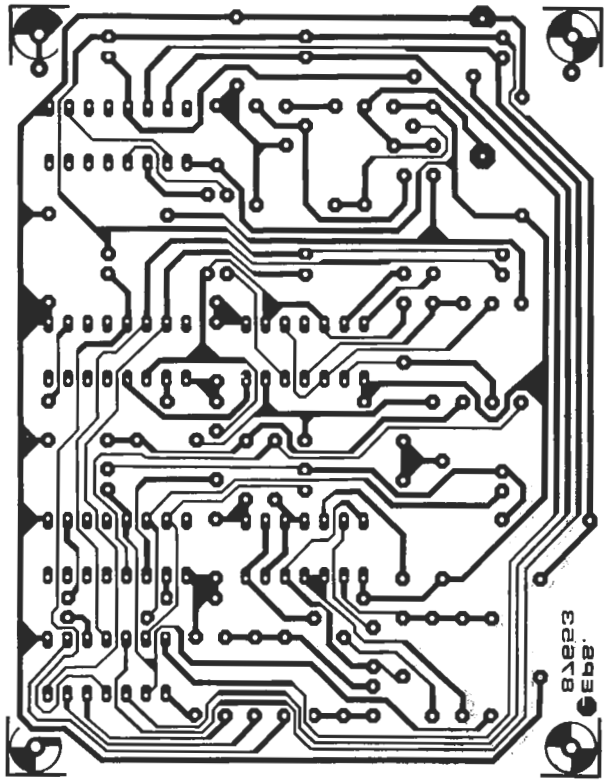
D	E	longitud de palabra
0	0	5 bits
0	1	6 bits
1	0	7 bits
1	1	8 bits

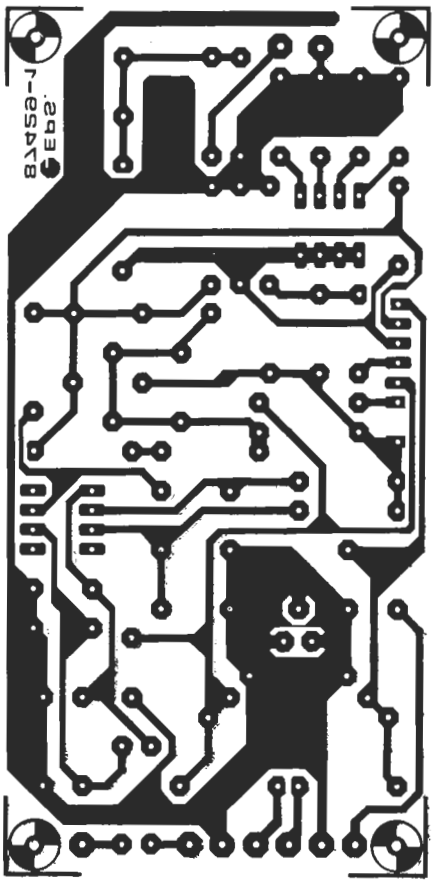
Tabla 3

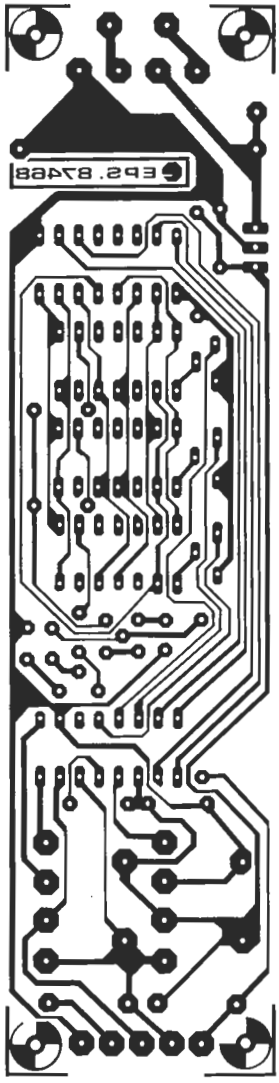
```
var n : integer;
    v : char;

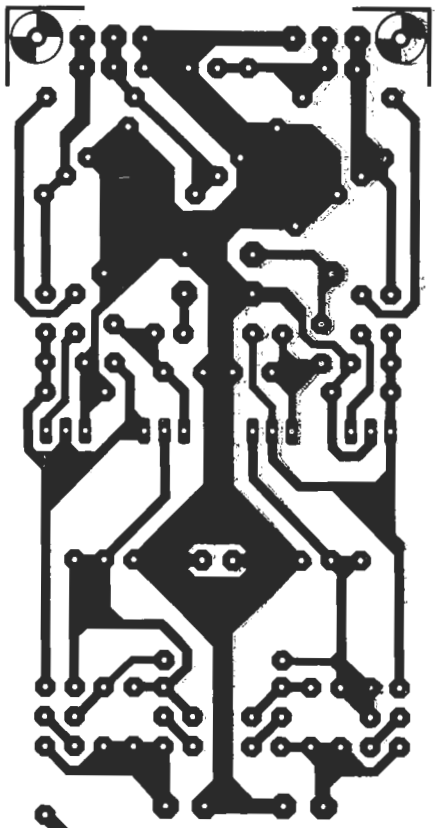
begin
 repeat
  n := 0;
  repeat
   write(aux,chr(n));
   read(aux,v);
   write(ord(v),' ');
   n := N + 1;
   DELAY (500);
  until (n = 256) or (keydepressed = true);
 until keydepressed = true
end
```

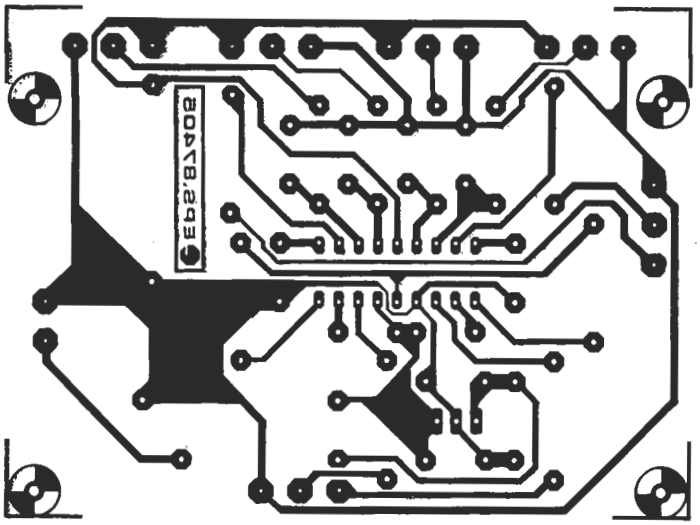
EPS

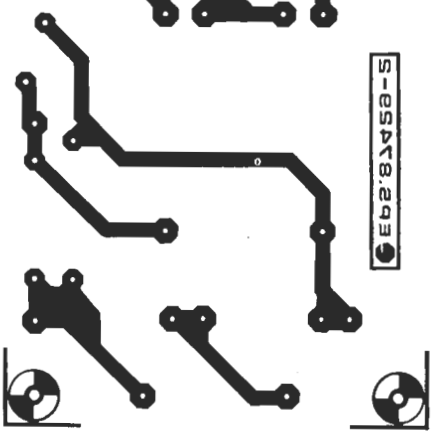


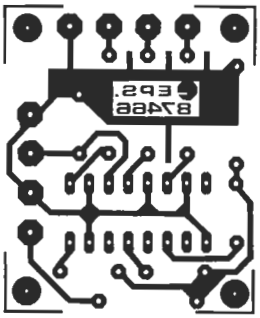


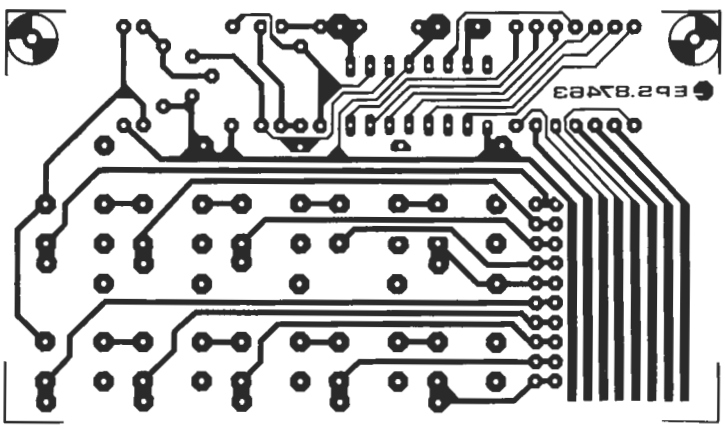






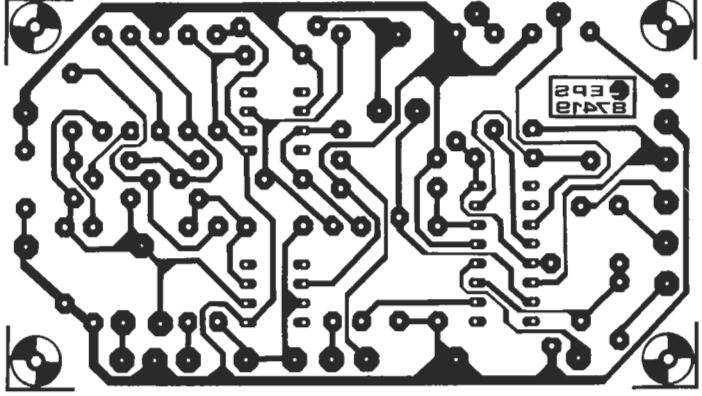


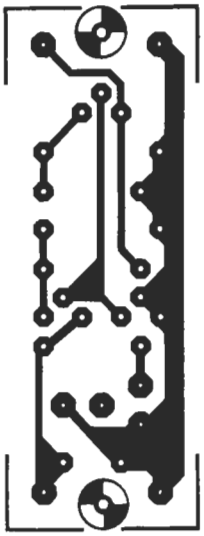


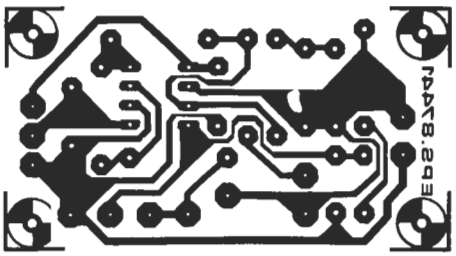


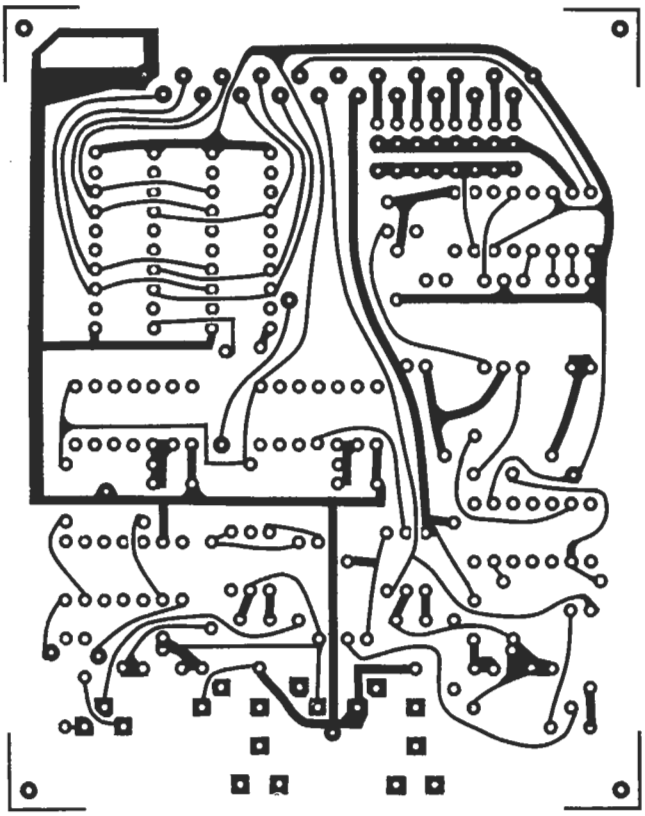
EPS

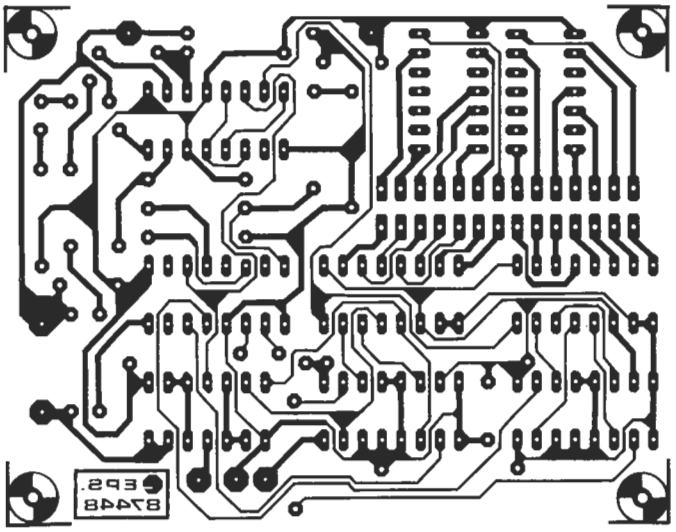
EPS

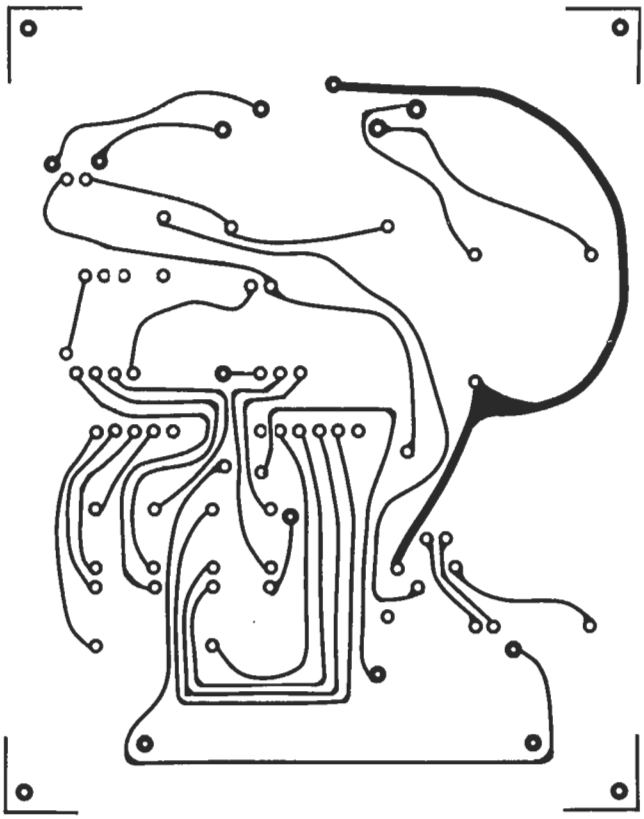


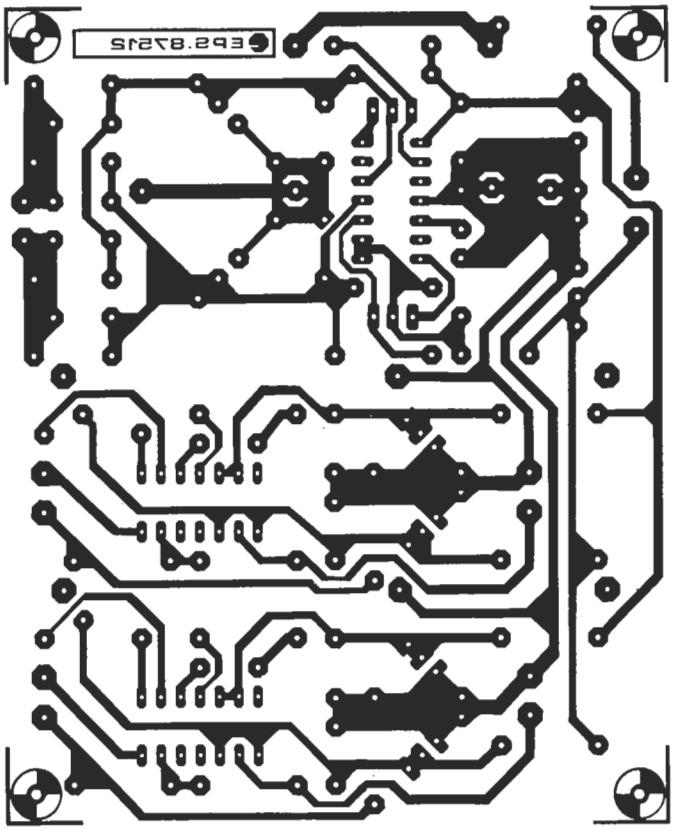




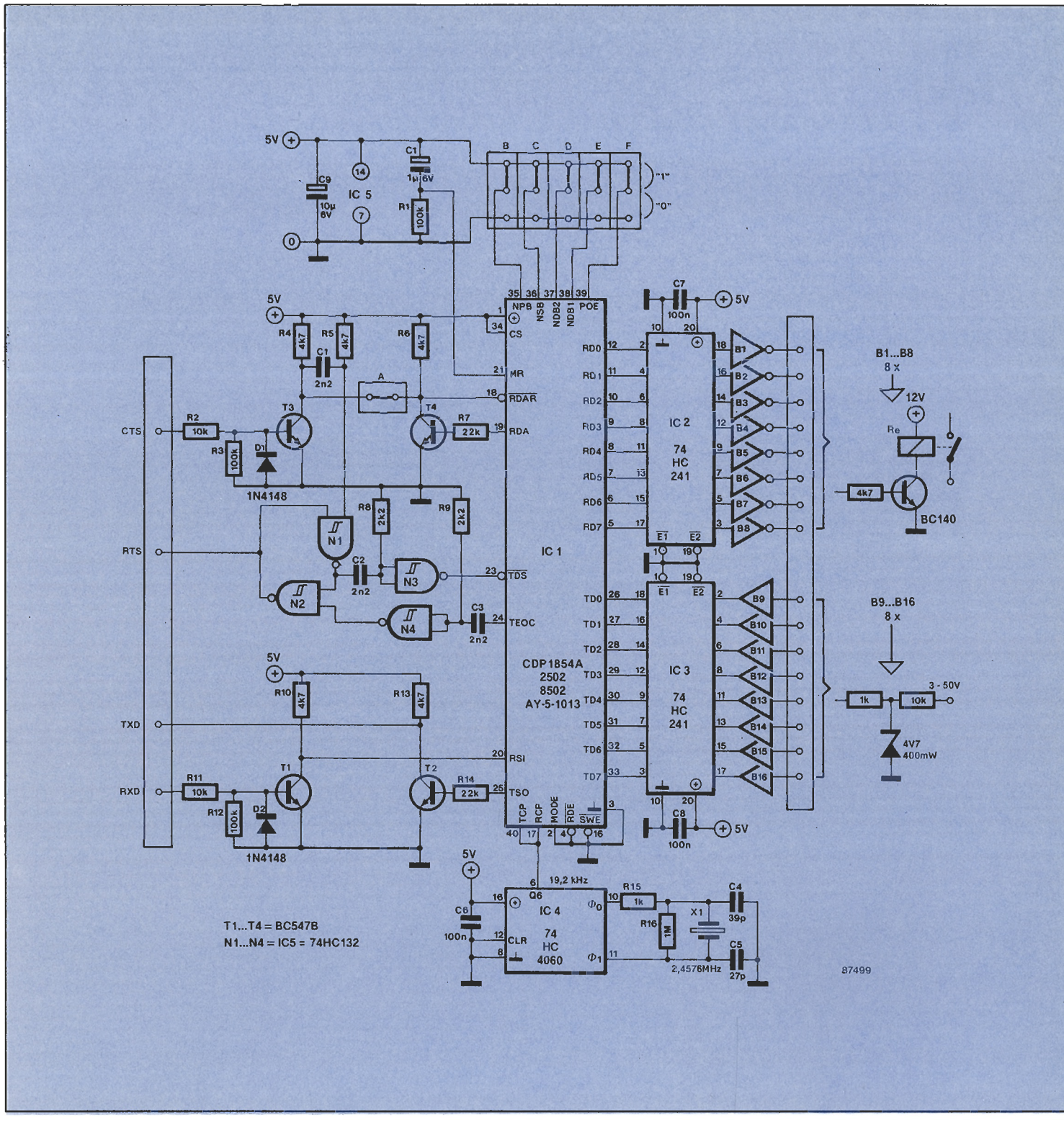








EPS



dato transmitido), de forma que un nuevo dato paralelo, TD0-TD7, se carga en el registro de almacenamiento del transmisor. Por tanto, el puente A hace posible emplear la señal de protocolo CTS («Clear To Send»). El pulso de TEOC («Transmitter End Of Caracter», final de carácter transmitido) se emplea para generar la señal de protocolo RTS, y también para controlar la entrada /TDS, junto con CTS. Esta entrada de protocolo, cuando está activa, indica a la UART que debe enviar una nueva palabra serie. El biestable S-R, formado con N1-N2, impide los conflictos entre estas señales mencionadas. La red C1-R1 asegura que la UART se pone a cero y es inicializada correctamente en el encendido. TSO y TEOC se ponen entonces a nivel alto, mientras que RDA se lleva a nivel bajo. Cuando el puente A no está realizado, la presencia del pulso invertido de TEOC en la entrada /TDS hace que el proceso de transmisión comience.

El autor ha desarrollado este circuito principalmente para permitir a dos IBM PCs comunicarse con ayuda del programa descrito en la tabla 2, realizado en Turbo Pascal. Antes de que este programa sea lanzado, el estado del port serie COM1: (AUX:) debe ser definido mediante el comando del DOS:

MODE COM1: 1.200,N,8,2 <CR>

(1.200 baudios, sin paridad, 8 bits de datos y dos bits de stop).

La patilla 6 (DSR) y 20 (DTR) del conector serie de 25 patillas deben ser interconectadas, y lo mismo se aplica a las patillas 4 (RTS) y 5 (CTS) cuando no se emplea protocolo. Cuando se vaya a utilizar un protocolo en la comunicación bidireccional, el puente A debe ser eliminado, y las patillas 4 y 5 del conector deben cablearse a los terminales CTS y RTS del interface, respectivamente.

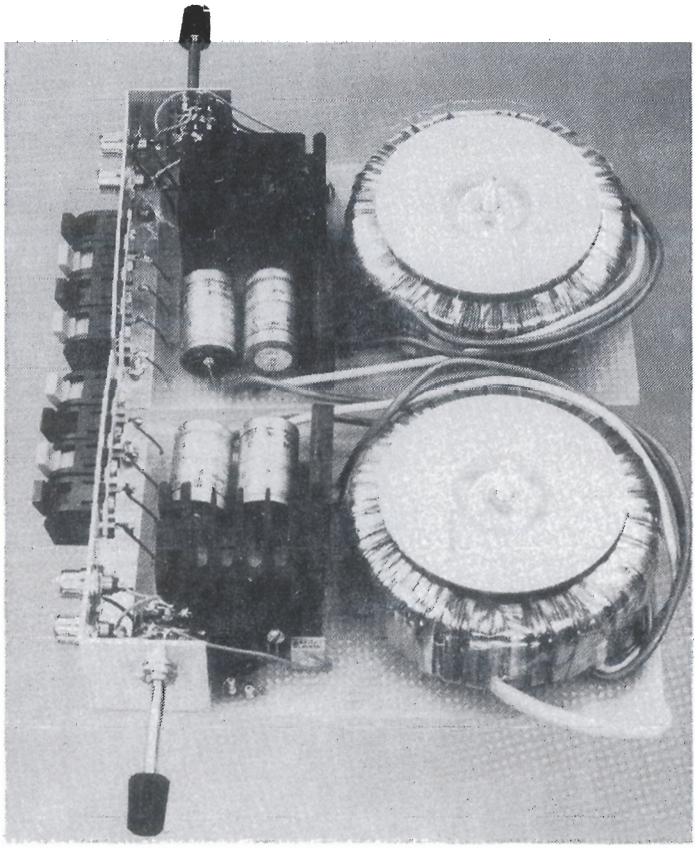
54 Amplificador estéreo integrado

El modelo TDA1521 de Valvo/Mullard es un amplificador HIFI de potencia BF integrado, diseñado para aplicaciones alimentadas desde red, como, por ejemplo, un televisor estéreo. El dispositivo trabaja óptimamente con una alimentación de ±16 voltios, y suministra una potencia máxima de 2×12 W sobre 8 Ω. La ganancia de los amplificadores está fijada internamente a 30 dB, con una diferencia entre canales máxima de 0.2 db para asegurar un equilibrio óptimo de la ganancia entre los canales.

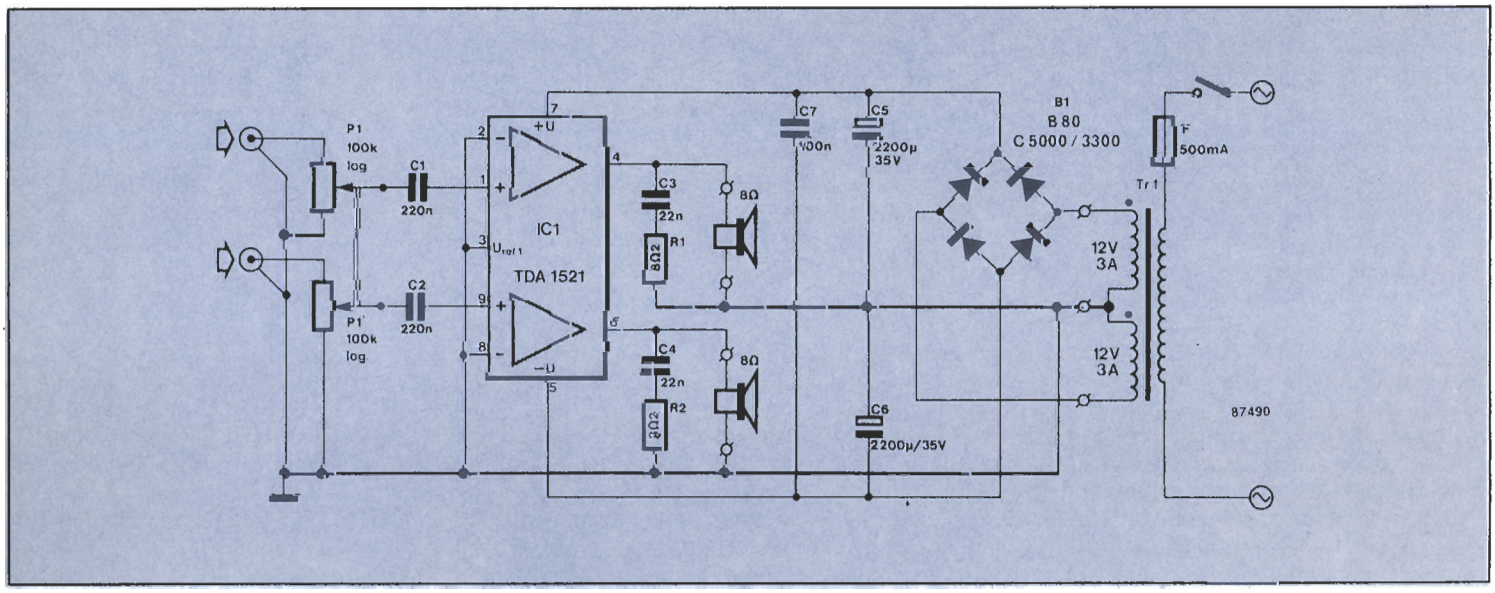
Una de las características especiales de este integrado es el circuito interno de inhibición («Mute»), que desconecta las entradas no inversoras cuando la alimentación es menor de ±6 V, un nivel al cual los amplificadores todavía están correctamente polarizados. Esta disposición asegura la ausencia de ruidos indeseados en el momento de conexión o desconexión del amplificador. El TDA1521 está protegido frente a cortocircuitos de salida y sobrecarga térmica. El encapsulado SIL 9 debe ser fijado a un disipador con una resistencia térmica menor de 3,3 K/W (R1 = 8 Ω, Vs = ±16 V, Pd = 14,6 W, Ta = 65 °C). Observe que la parte metálica del integrado está conectado a la patilla 5, -U.

La fotografía adjunta muestra que este amplificador estéreo de alta calidad tiene muy pocos componentes, y puede ser realizado fácilmente en una placa de prototipos.

Los siguientes datos técnicos están tomados de los valores típicos de la hoja de características del TDA1521 (R1 = 8 Ω, Vs = ±16 V).



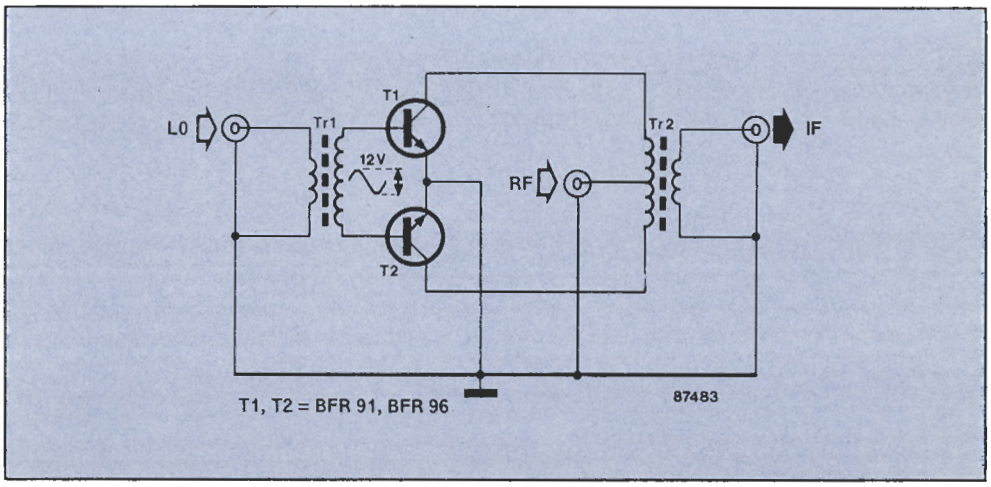
Distorsión a Po = 12 0,5%
Corriente de reposo 40 mA
Diferencia de ganancias 0,2 dB
Rechazo de rizado de alimentación 60 dB
Separación entre canales 70 dB
Tensión de offset de salida 20 mV
Ancho de banda 3 dB 20-20.000 Hz



55 Mezclador pasivo de alto nivel

El mezclador es una de las partes más importantes de cualquier receptor de onda corta de buena calidad, ya que determina en gran medida la sensibilidad y el margen dinámico. Los denominados mezcladores conmutados se emplean a menudo, ya no presentan los inconvenientes de los mezcladores activos. El mezclador conmutado más utilizado habitualmente es el denominado tipo de doble equilibrio basado en diodo («Double Balanced Mixer», o DBM), que incorpora componentes muy caros, especialmente cuando se necesita un alto punto de corte para asegurar bajos niveles de intermodulación.

La utilización de dispositivos activos, como transistores bipolares y JFET, en un mezclador pasivo es mucho menos conocida. E incluso, estos componentes permiten que el mezclador sea relativamente sencillo, ya que la señal de entrada RF puede ser tomada aislada eléctricamente de la salida del oscilador local. El presente diseño está basado en un par de conocidos transistores de UHF, sin necesidad de tensión de alimentación o circuitos de polarización.



Los transformadores de entrada y de salida están realizados sobre núcleos de ferrita con dos agujeros («Balum»). El primario de Tr2 tiene 8 espiras con toma central para la entrada de RF, y el secundario es de 4 espiras. Tr1 está realizado de forma que la amplitud indicada de LO esté disponible en el secundario (1,2 Vpp). Sólo la entrada RF o la salida FI necesitan la correcta terminación de 50 Ω, el resto de las conexiones no son críticas en absoluto. El punto de intercepción de la entrada es excelente entre 31 y 36 dBm, mientras que el ruido y las pérdidas de conversión son aceptables a unos 6 dB. El rechazo de LO es de unos 25 dB, y depende principalmente de los detalles de construcción. El mezclador es adecuado para señales de RF e IF hasta 30 y 50 MHz respectivamente.

56 Programa de comunicaciones para C64

Este programa permite a los usuarios del popular ordenador personal Commodore C64 intercambiar mensajes entre dos máquinas.

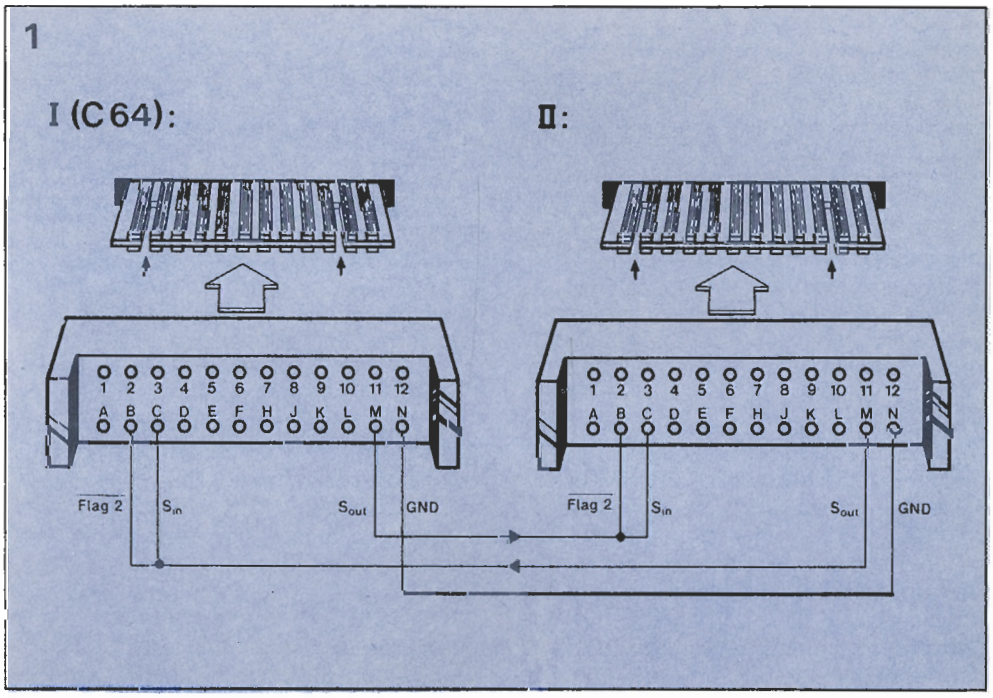
Sin necesidad de ningún hardware adicional, excepto los cables y conectores para la interconexión, se puede conseguir:

— Comunicaciones de varias decenas de metros empleando una conexión de tres hilos (ver figura 1). Mayores distancias, o comunicación sobre línea telefónica requieren, desde luego, el empleo de un modem.

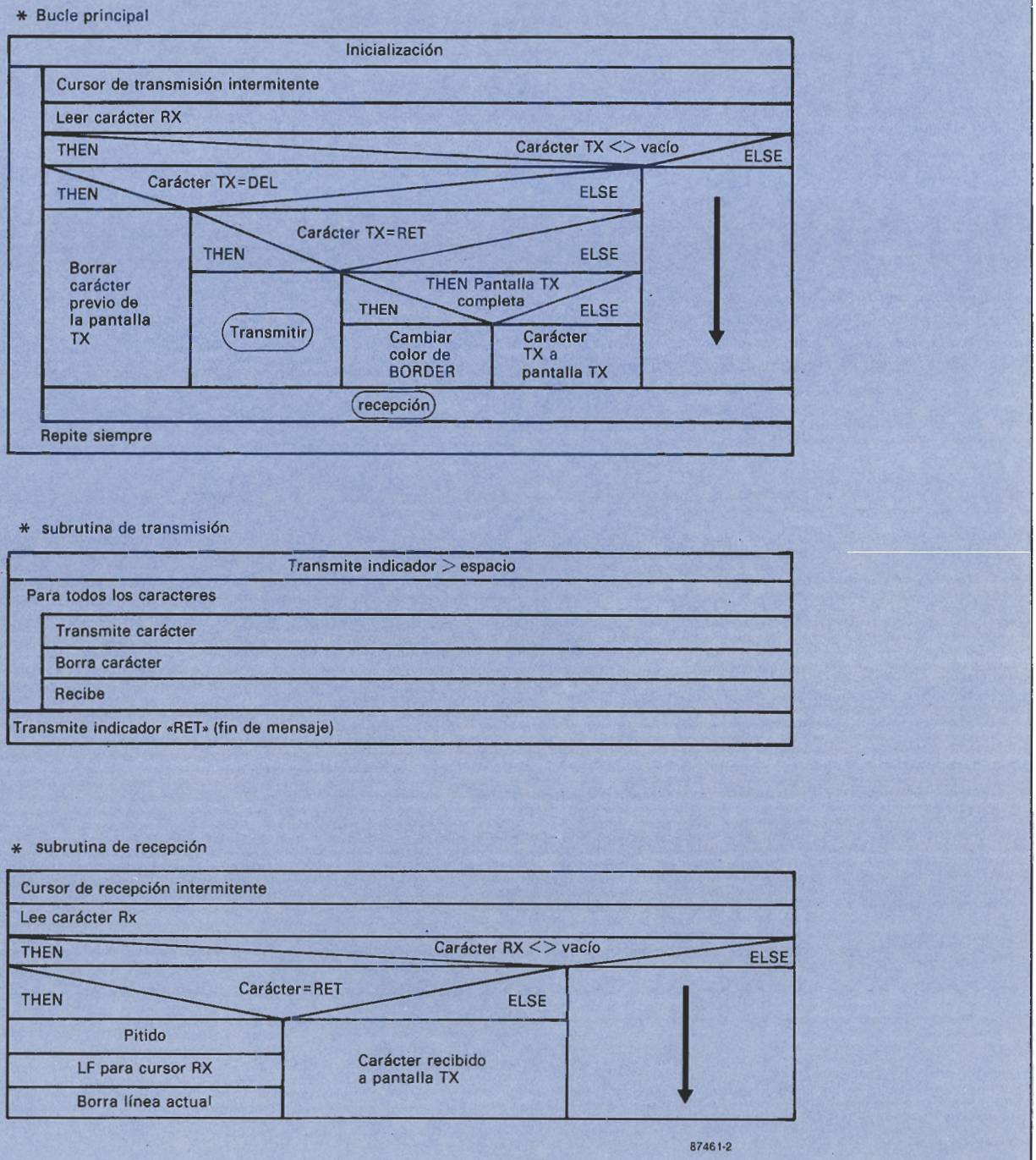
— Operación en pantalla dividida: la mitad superior de la pantalla muestra las entradas del operador (LOCAL), mientras que la mitad inferior enseña los mensajes recibidos (REMOTA).

— Comunicación full-duplex, esto es, la transmisión y recepción son procesos casi simultáneos.

El diagrama de la figura 2 ilustra la estructura del programa propuesto. **TX** es la abreviatura de transmisor, **RX** es la de re-



2



ceptor. Observe que las rutinas de actualización del puntero de pantalla no se ven en los diagramas.

Dado que, desafortunadamente, el intérprete BASIC del C64 no permite realizar una programación estructurada, la correlación entre el diagrama de flujo y el programa real de la figura 3 no resulta totalmente evidente. El texto tecleado es transmitido al ordenador remoto tan pronto como se pulsa la tecla RETURN. El color del borde (BORDER) cambia para avisar al usuario cuando la pantalla está llena. Los errores introducidos pueden ser corregidos de la forma habitual mediante la tecla de INS/DEL. Un corto pitido señaliza la recepción de un mensaje desde el ordenador remoto.

La verificación del programa es bastante sencilla, y no necesita de dos ordenadores. La figura 4 muestra las conexiones que pueden ser realizadas temporalmente en el port de usuario del ordenador. Esta conexión crea un modem nulo, y provoca que el texto LOCAL sea duplicado en la pantalla REMOTA.

Para los adeptos a los ordenadores interesados en analizar el programa BASIC, así como para los que desean reescribirlo para otros modelos de ordenador, la misión de las líneas principales puede ser resumida como sigue:

100-125: inicializa la pantalla y el generador de sonidos.

130: abre el canal serie con parámetros de 300 baudios, 8 bits de datos, 1 bit de stop, sin paridad, sin protocolo, full-duplex.

140: T es la dirección base de la pantalla de transmisión, y T0 es el índice asociado. R y R0 son variables similares para la pantalla de recepción, mientras que R1 además da el máximo número de caracteres por línea.

160: cursor intermitente y lectura del buffer de teclado.

180-200: verificación de DELETE, y borrado del carácter previo.

210-230: verificación de RETURN y transmisión del mensaje.

240-260: cambiar el color de BORDER cuando la pantalla está llena.

270: ir a la rutina de recepción.

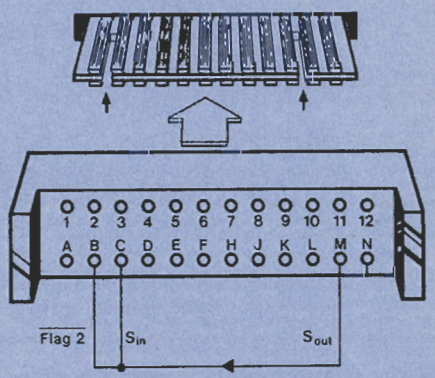
3

```
100 POKE53281,12:PRINT"":POKE53280,9:POKE53281,0:PRINT CHR$(152):POKE53272,23
110 SI=54272:POKE 24+SI,15:POKE SI,207:POKE 1+SI,34:POKE 5+SI,10
120 FOR H=1033 TO 1044: READ A: POKE H,A: NEXT H
125 FOR H=1273 TO 1283: READ A: POKE H,A: NEXT H
130 OPEN 2,2,0,CHR$(6)+CHR$(0)
140 T=1104: T0=0: R=1344: R0=0: R1=0
150 REM MAIN
160 POKE T+T0,60: POKE T+T0,32: GET T$
170 IF T$="" THEN GOTO 270
180 IF T$<>CHR$(20) THEN GOTO 210
190 IF T0>0 THEN T0=T0-1
200 POKE T+T0,32: GOTO 270
210 IF T$<>CHR$(13) THEN GOTO 240
220 GOSUB 700
230 GOTO 270
240 IF T+T0>=R-80 THEN GOTO 260
250 POKE T+T0,ASC(T$): T0=T0+1: GOTO 270
260 POKE 53280,1: FOR H=0 TO 15: NEXT H: POKE 53280,9
270 GOSUB 800
280 GOTO 150
700 REM TRANSMIT
710 PRINT#2,CHR$(62);: PRINT#2,CHR$(32);
720 FOR K=T TO T+T0-1
730 PRINT#2,CHR$(PEEK(K));: POKE K,32
740 GOSUB 800
750 NEXT K
760 PRINT#2,CHR$(13);: T0=0
770 RETURN
800 REM RECEIVE
810 POKE R+R0,60: POKE R+R0,32: GET#2,R$
820 IF R$="" THEN GOTO 930
830 IF R$<>CHR$(13) THEN GOTO 900
840 POKE 54276,0: POKE 54276,33
850 IF R1=40 OR R1=0 THEN GOTO 870
860 POKE R+R0,32: R1=R1+1: R0=R0+1: GOTO 850
870 R1=0: IF R+R0=2024 THEN R0=0
880 FOR H=R+R0 TO R+R0+39: POKE H,32: NEXT H
890 GOTO 930
900 POKE R+R0,ASC(R$): R0=R0+1: R1=R1+1
910 IF R1=40 THEN R1=0
920 IF R+R0=2024 THEN R0=0
930 RETURN
950 DATA 42,32,84,82,65,78,83,77,73,84,32,42
960 DATA 42,32,82,69,67,69,73,86,69,32,42
970 END

READY.
```

4

C64:



280: repetir el bucle anterior.

710: transmitir el indicador de «comienzo de mensaje».

720-750: transmitir y borrar todos los caracteres. Comprobar el canal de recepción para ver si hay mensaje entrante después de la recepción de cada carácter. La recepción tiene la prioridad más alta.

760: transmitir el indicador de «fin de mensaje».

810: cursor intermitente y lectura del buffer de recepción.

820: ¿buffer vacío?

830: fin de mansaje.

840: producir un pitido en el generador de sonido.

850-870: avanza cursor a la siguiente línea.

880: borrar la nueva línea.

900: muestra los caracteres recibidos en la pantalla REMOTA.

910-920: avanza el cursor a la siguiente posición.

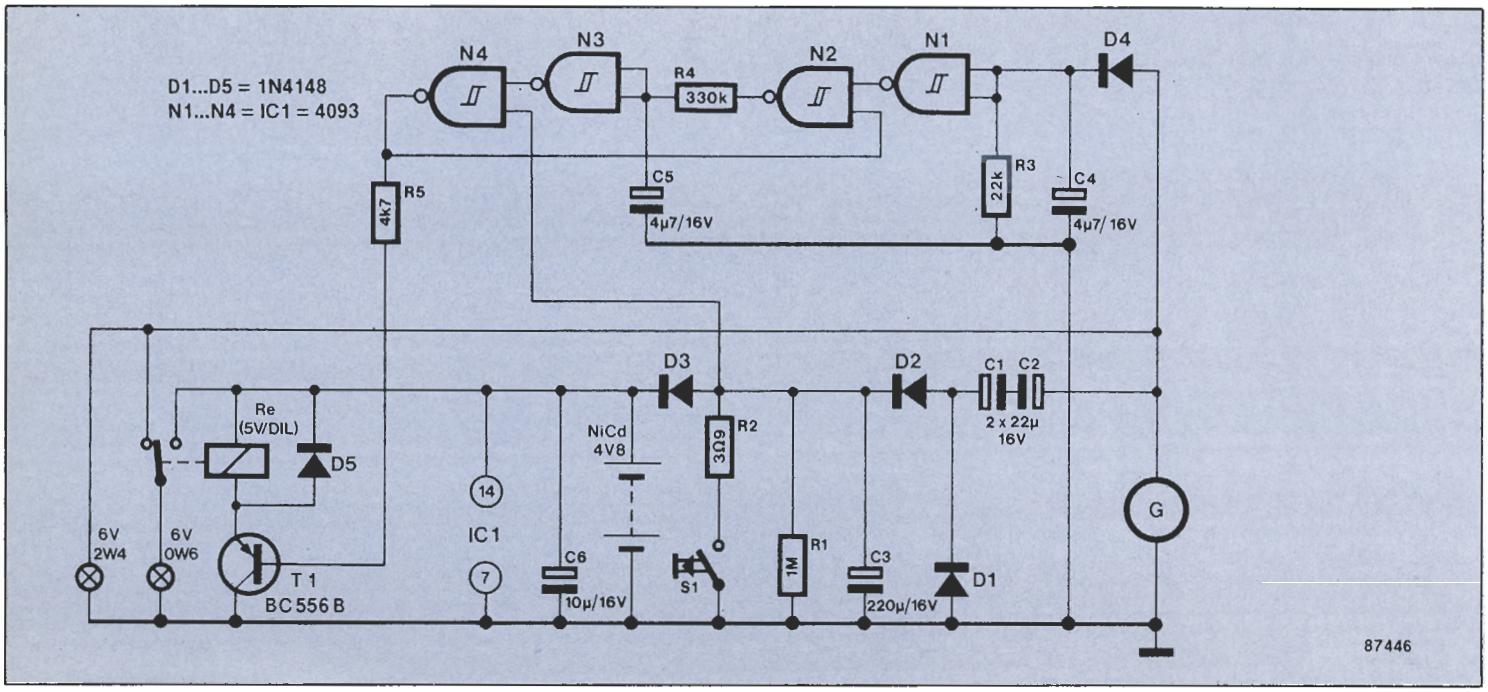
57 Luz trasera intermitente para bicicleta

Esta luz trasera para bicicleta se alimenta de una batería cargada con la corriente de la dinamo, y comienza a parpadear cuando el ciclista se para. Para evitar la descarga de la batería, la unidad se desconecta automáticamente después de 4 minutos de funcionamiento. El circuito está compuesto esencialmente por un cargador de batería y una sección lógica de conmutación. La batería NiCd se carga a través de un doblador de tensión, formado por C1-C2-D1-D2-C3, que asegura una corriente de carga de unos 20 mA cuando se circula a una velocidad suficiente. Esto hace posible disponer de una carga de unos 3 mAh en un recorrido de unos 10 minutos, lo cual es suficiente para que la luz permanezca intermitente durante 4 minutos tras la parada. Se utiliza un relé para conmutar entre el funcionamiento durante la marcha y durante la parada. Cuando la bicicleta está rodando, la tensión de la dinamo, G, asegura que N1 está activado, por lo que T1 conduce y cierra Re, con lo que se ilumina la bombilla de 6 V. Como C3 sólo es descargado ligeramente por R1, N4 permanece activado durante unos 4 minutos tras la parada. El pulsador S1 permite desconectar inmediatamente la luz trasera, ya que R2 descarga C3 en unos pocos segundos.

La puerta N1 controla la tensión de la dinamo, que es rectificada por D4-C4-R3. Cuando la tensión directa cae a aproximadamente 2 V, N1 pone en marcha el multivibrador N2-N3-N4, lo que provoca que el relé bascule a la cadencia determinada por R4-C5. El relé DIL de 5 V necesita tan sólo unos 11 mA, mientras que el

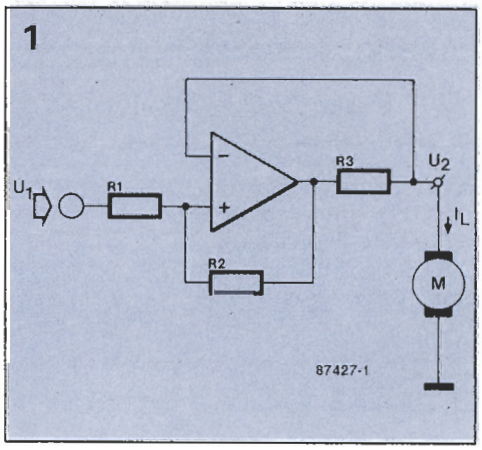
consumo de corriente del 4093 es virtualmente despreciable, alrededor de 1 μA.

Debe ser posible instalar el circuito así como la batería en cualquier bicicleta, equipado con terminales para conectar la dinamo y la luz trasera. Desde luego, se debe tener cuidado para evitar que los contactos de la batería toquen el metal de la bicicleta.



58 Control de velocidad para motores de continua

Un pequeño motor de tensión continua dotado con estátor magnético permanente se comporta de forma similar a un motor con alimentación independiente. Si nos encontramos en presencia de un motor ideal (con resistencia interna muy pequeña) esto implica dos consecuencias: por una parte un régimen (velocidad de rotación) proporcional al nivel de tensión aplicada en sus bornas, y por otro lado la ausencia de influencia de par de carga sobre el funcionamiento del motor. El motor gira a una velocidad en la cual la FCEM (Fuerza ContraElectroMotriz) es igual a la tensión aplicada. La FCEM es directamente proporcional a la potencia del campo eléctrico (constante) y al régimen. Así, teóricamente al menos, una tensión de alimentación constante debería proporcionar un régimen constante. La caída de tensión en las bornas de la resistencia interna Ri del bobinado del motor. Con carga, la corriente del motor es siempre mucho mayor, y por tanto la caída de tensión en Ri, de manera que la tensión de alimentación «eficaz» del motor baja. Este efecto puede ser contrarrestado por una compensación de Ri. Para ello, se mide la corriente consumida por el motor; conociendo, en función del motor empleado, la caída de tensión debida a la resistencia interna, se aumenta en la misma cantidad la tensión de alimentación.



De hecho, se realiza así una fuente de tensión con impedancia negativa: un aumento de la carga implica un aumento de la tensión de salida.

La figura 1 representa el diagrama básico del montaje. R3 constituye la resistencia de medida en cuyos extremos se mide la corriente del motor. La característica de transferencia de este amplificador responde a la fórmula siguiente:

$$U2 = U1 + \frac{IL \times R2 \times R3}{R1}$$

A partir de la fórmula de transferencia se encuentra la impedancia negativa de salida:

$$Rs = -\frac{R2 \times R3}{R1}$$

Hace falta dar a esta impedancia un valor (prácticamente) igual al de la resistencia interna del motor.

El esquema de la figura 2 muestra el circuito práctico, basado en un circuito amplificador de potencia L165 (SGS-Ates); este circuito es capaz de suministrar hasta 3 A, con una tensión de alimentación máxima de 36 V, lo que hace de este integrado el candidato ideal para esta aplicación. Sabiendo que la FCEM del motor está altamente plagada de parásitos, debidos a las conmutaciones sucesivas de las escobillas, hemos añadido C1 y C2. La colocación de estos componentes requiere una detallada reflexión, ya presenta sus consecuencias sobre la estabilidad del montaje. En efecto, un motor constituye una carga relativamente compleja: su rotor es inductivo, mientras que, durante el giro, un motor (ideal) presenta una capacidad importante. La toma de medidas para el antiparasitaje del motor (en forma de R4 y C3) aumenta la complejidad de esta carga y hace crecer el riesgo de inestabilidad durante la regula-

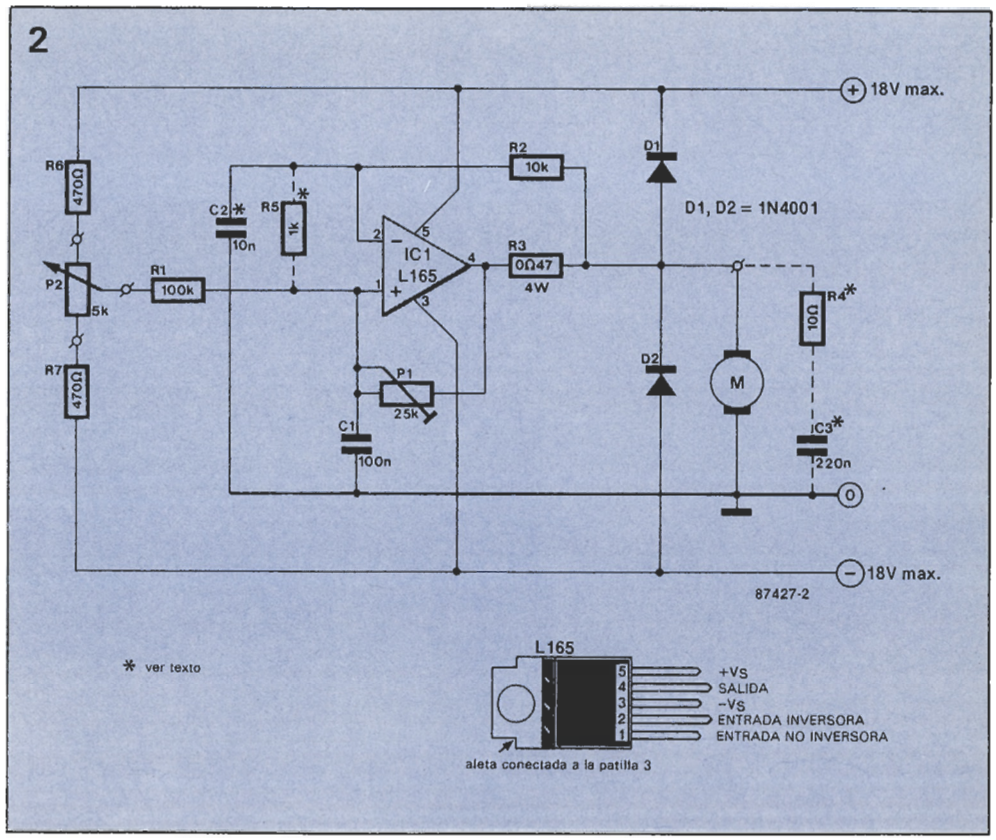
ción; inestabilidad que se manifiesta por una tendencia del motor a rotar alternativamente en un sentido u otro (oscilación a baja frecuencia) a bajas revoluciones, debido tanto a una mala respuesta a las variaciones de carga, como a una oscilación de alta frecuencia provocada por un aumento anormal de la temperatura de IC1 y/o de R4. Durante los ensayos efectuados con una mini-taladradora, la ausencia de la red R4-C3, y la colocación de C2 dió los mejores resultados. Si el motor ya lleva incorporado un condensador de antiparasitaje, se suprimirá C2. En este caso, para proteger las entradas del amplificador operacional frente a tensiones diferenciales excesivas, provocadas por los picos de conmutación, es recomendable la colocación de R5; los diodos D1 y D2 aseguran también una función de protección similar.

Mediante P1 se adapta el circuito a la características del motor. En caso de sobrecompensación, se observarán movimientos bruscos del motor en los dos sentidos; modificando la posición de P1 se buscará el punto en el que el motor alcanza adecuadamente a estabilizarse.

Este ajuste se efectuará con el motor frío, ya que la resistencia interna de un motor caliente es mucho mayor, de forma que si se ajusta en estas condiciones, el motor será inestable en frío.

Una alimentación simétrica (±18 V máx.) permite el control en dos cuadrantes (rotación en sentido horario y antihorario) que resulta muy adecuado para los motores de las locomotoras de los modelos ferroviarios, por ejemplo. Con P2 en el centro, el motor está parado. Si sólo se necesita un sentido de rotación, para un taladro miniatura por ejemplo, se unirá la línea negativa y la masa, de forma que el conjunto se alimente con una sola tensión (36 V máx.). Este sistema permite disponer para el motor de una tensión mayor, de forma que se puede intentar la regulación (dentro de unos límites) en el caso de un motor de 24 V, aunque no se consiga la parada completa del mismo. Como sistema de protección frente a calentamiento excesivo, se recomienda adoptar una tensión de alimentación tal que provoque la entrada en limitación del amplificador operacional cuando se alcance la máxima corriente admisible por el motor. Dado el elevado nivel de corriente máxima posible convendrá asegurar una aleta disipadora conveniente para IC1. El consumo de corriente en reposo es de unos 50 mA.

2

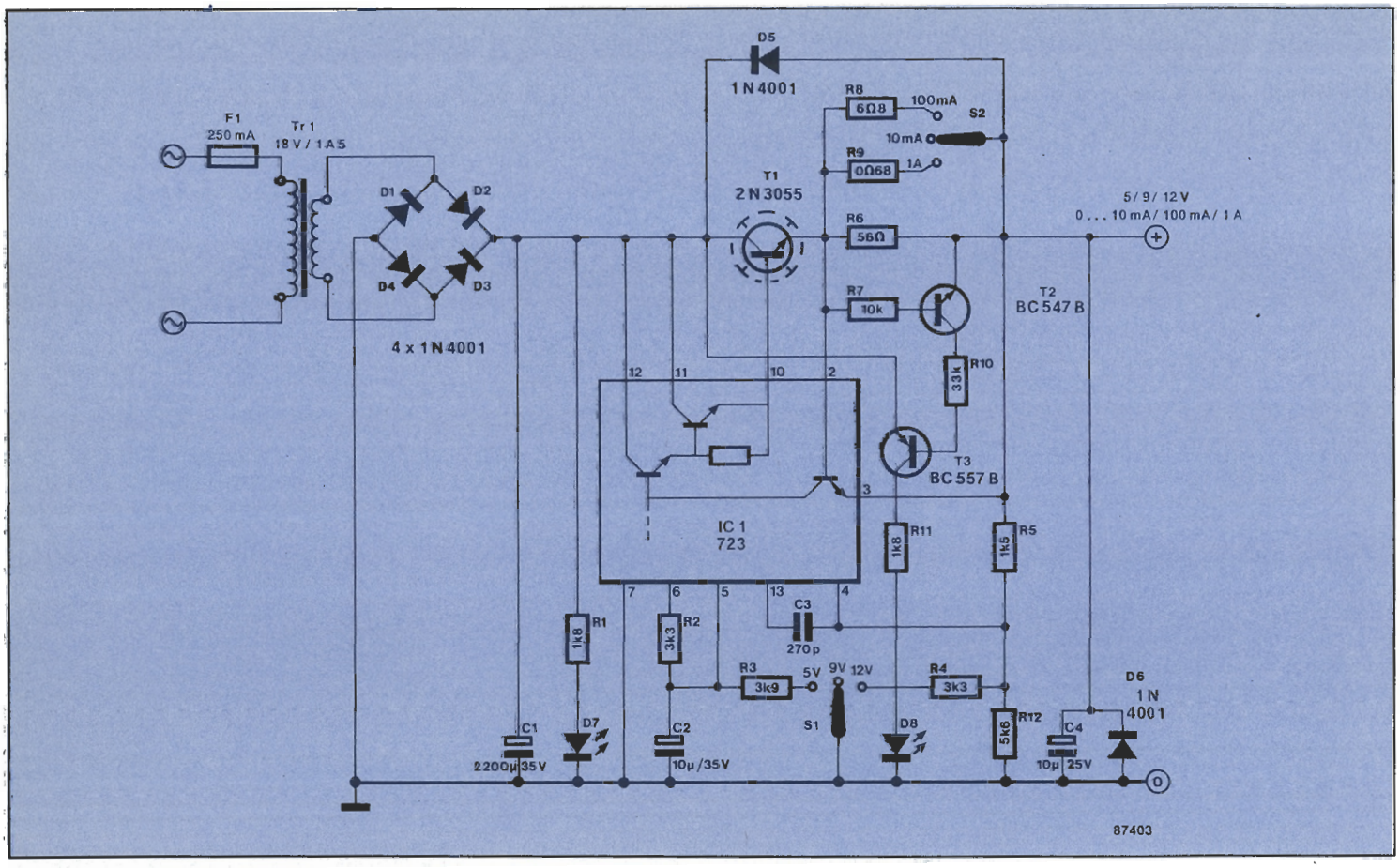


59 Indicador de corriente para 723

Aunque el regulador de tensión 723 ya lleva muchos años entre nosotros, todavía resulta un componente favorito para la realización de una fuente de alimentación sencilla y de grandes prestaciones. El 723 posee excelentes cualidades, incluyendo una salida de tensión altamente estable, corriente de cortocircuito ajustable, así como protección frente a cortocircuitos, aunque presenta la ausencia de un indicador que señale la activación del limitador interno de corriente.

El limitador interno de corriente consiste en un sólo transistor, cuya base y emisor están conectadas a las patillas 2 y 3 del integrado, respectivamente. Cuando la tensión sobre estas patillas excede de 0,5 a 0,6 voltios, el transistor se pone a conducir y corta la polarización de la etapa de excitación del transistor (externo) de potencia. En la mayoría de las aplicaciones, la caída de tensión para la unión base-emisor del transistor sensor de corriente se desarrolla sobre una resistencia externa. En la fuente propuesta aquí, se trata de R1, R6//R8 o R6//R9. La dificultad que se encuentra para conseguir una indicación de sobrecorriente consiste en conseguir un transistor externo (que se conecta en paralelo con las patillas 2 y 3) que presente las mismas características que el transistor interno. Si el transistor interno tiene una tensión B-E menor que el externo, la indicación no funcionará; si es el externo el que presenta menor tensión B-E, la indicación impedirá que funcione la limitación. Para resolver el problema, se ha empleado en este diseño un transitor externo con una resistencia de alta impedancia conectada a su base, R7, que garantiza que el limitador de corriente del 723 no sea afectado. un transistor adicional ha sido conectado, para mantener la corriente de base de T2 tan pequeña como sea posible. En estas circunstancias (baja corriente de base), la unión base-emisor de T2 presenta una característica de tipo diodo, y la caída de tensión en ella es siempre menor que la del transistor interno del 723. El conjunto T2-T3 presenta una alta ganancia, lo que permite iluminar el led manteniendo muy baja la corriente de base de T2.

Las tres tensiones de salida de esta fuente son probablemente las más empleadas habitualmente para diseños con tensión única (no simétrica): 5 voltios para circuitos TTL y CMOS, 9 voltios para equipos con batería o circuitos lógicos equipados con un regulador 7805 (que necesita al menos 8,5 voltios en la entrada), y 12 voltios para aplicaciones de tipo coche, drivers de RS232, y circuitos va-



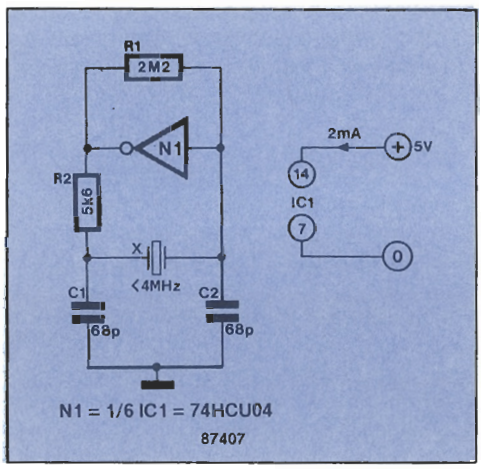
rios con operacionales o transistores. El limitador de corriente tiene tres posiciones de 10 mA, 100 mA, y 1 A, lo que permite probar de forma segura todo tipo de circuitos experimentales y prototipos. El transistor de potencia T1 debe ser colocado sobre una aleta refigeradora de al menos 10 c 10 cm. Los led D7 (verde) y D8 (rojo) son los indicadores de tensión de entrada y sobrecarga, respectivamente.

La tensión de salida puede no ser todo lo precisa que se necesita, lo cual será debido, principalmente, al empleo de resistencias de la serie E12. Una tolerancia pequeña es especialmente importante en la escala de 5 V, dado que el valor asignado a R3 da teóricamente una salida de 4,9 V. Esta tensión puede ser incrementada colocando una resistencia en paralelo con R3, hasta que la tensión de salida sea exactamente de 5,0 V. Los conmutadores S1 y S2 son, preferiblemente del tipo dos contactos tres posiciones (el común no hace contacto con los extremos en la posición media), aunque también se pueden emplear conmutadores rotativos de tres posiciones 1 circuito, dejando sin conectar la posición central.

60 Oscilador a cristal

Además de la descripción incluida en este mismo número de osciladores R-C y L-C hasta 20 MHz basados en puertas HC y HCT, el presente artículo se concentra en la descripción breve de un oscilador controlado por cristal de cuarzo, ideal para aplicaciones de equipos digitales y sistemas de microprocesador. Este tipo de oscilador sólo puede ser realizado con puertas HCU, ya que las HC y HCT disponen de buffer de salida que hacen imposible su empleo como amplificadores analógicos.

El esquema muestra un oscilador Pierce construido alrededor de una sola puerta de un integrado 74HCU04. El inversor funciona como un amplificador inversor con un desplazamiento de fase de 180°. El circuito puede ser modificado como oscilador Collpits sustituyendo el cristal de cuarzo por una bobina. Debe hacerse notar que, sin embargo, el uso de un cristal de cuarzo es mucho más apropiado, ya que asegura un menor consumo de corriente y una adecuada supresión de la frecuencia del tercer armónico. Por último, R2 debe ser sustituida por un condensador de 33 pF si el oscilador va a funcionar por encima de 4 MHz.



61 Osciladores basados en puertas HC

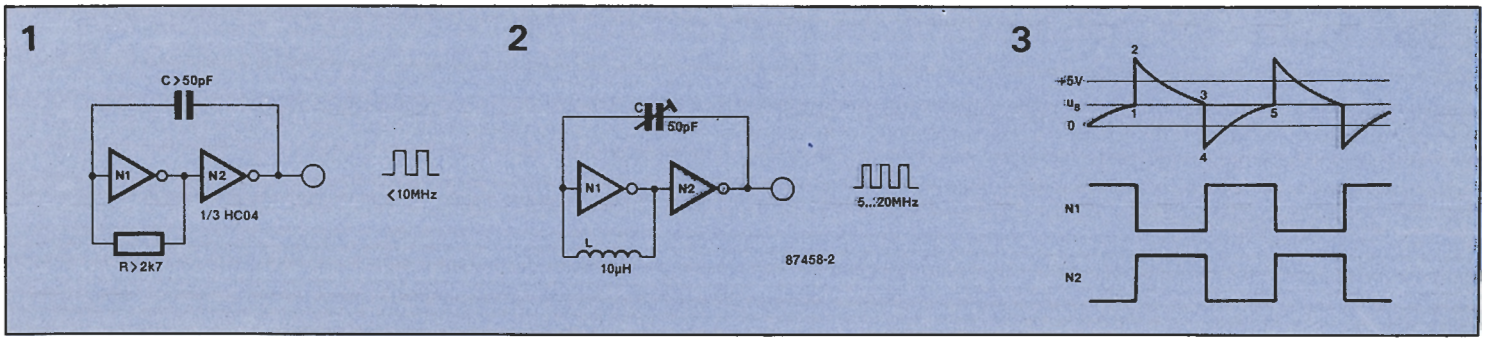
Todo lo que se necesita para construir un oscilador capaz de funcionar hasta cerca de los 10 MHz es un par de puertas inversoras HC(T), una resistencia y un condensador. El esquema, ampliamente utilizado, se muestra en la figura 1.

El empleo de dos inversores HC proporciona una excelente simetría de la señal rectangular de salida. El mismo con inversores HCT da un factor de trabajo del 25%, en lugar del 50%, ya que el punto de conmutación de un inversor HC y HCT es de 1/2 Vcc y ligeramente mayor que 2 voltios, respectivamente.

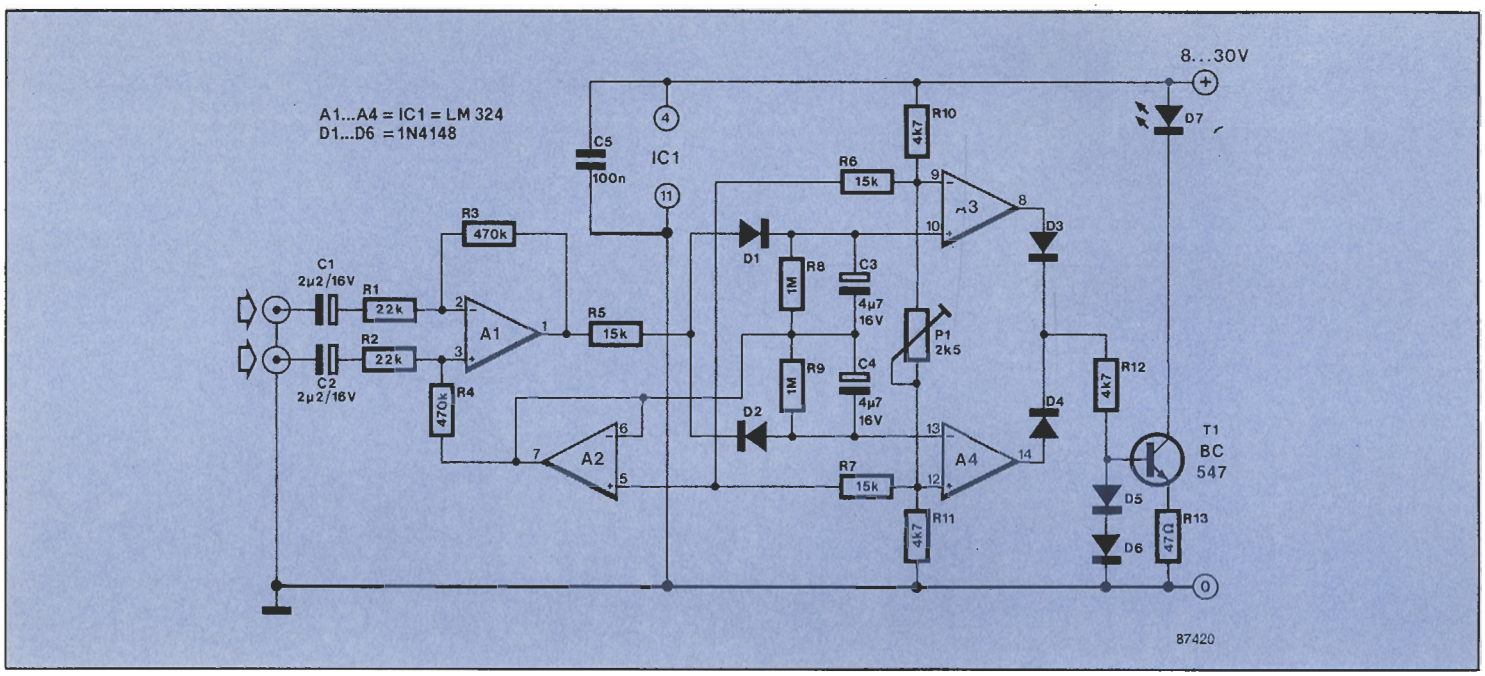
Cuando se conecta la alimentación del oscilador, el condensador C está inicialmente descargado, y la salida de N1 y entrada de N2 están al mismo nivel lógico. El condensador C se va cargando a través de R, hasta que adquiere una tensión de carga que corresponde a la tensión umbral, Us, de la puerta N1. Suponiendo que la salida de N2 estaba inicialmente baja, la forma de onda de la señal en la entrada N1 es la que se ve en la figura 2. Cuando C se ha cargado hasta el nivel 1, la salida de N2 bascula, y por tanto también la de N2. Esto hace que la tensión en la entrada N1 aumente, a través de C, hasta 1,5 Vcc, de forma que C queda cargado inversamente hasta el nivel 3. A partir de aquí la amplitud cambia de forma simétrica para alcanzar el estado inicial de nuevo (el nivel 5 es idéntico a 1), con lo que el circuito se mantiene en oscilación. En la práctica, la curva superior de la figura 2 es algo más achatada, ya que los diodos (internos) de protección de las puertas inversoras hacen que los niveles 2 y 4 sean recortados a 5 y 0, respectivamente.

Si el oscilador debe trabajar a frecuencias superiores a 10 MHz, la resistencia debe ser sustituida por una pequeña bobina, como se muestra en la figura 2b.

La frecuencia de salida del circuito de la figura 1a está definido (aproximadamente) por la ecuación $F = 1/1.8\ R\ C$, y puede hacerse variable conectando un ajustable de 100 KΩ en serie con R. La solución adoptada para el circuito de la figura 1b es mucho más simple: C es un condensador trimmer de 50 pF.



62 Indicador estéreo



En muchos sintonizadores de FM, el piloto indicador de sintonía estéreo se ilumina al detectar el tono de 19 KHz. Sin embargo, esto no implica necesariamente que el programa sea emitido en estéreo realmente, ya que el tono también puede ser transmitido durante programas con sonido mono. Una situación similar se da en los amplificadores estéreo, en los que el indicador está controlado simplemente por el interruptor mono/estéreo.

El led indicador de estéreo que describimos aquí sólo se ilumina cuando hay realmente presente una señal estéreo en sus entradas. El amplificador diferencial A1 entrega en su salida la diferencia entre las señales L y R de entrada. Cuando esta diferencia es nula, la salida de A1 permanece a la misma tensión que la salida de A2, que forma un punto de masa virtual con tensión mitad que la de alimentación. Cuando A1 detecta una diferencia entre las señales R y L, suministra una tensión positiva o negativa con respecto a la masa virtual, lo que hace que C3 se carge a través de D1 (diferencias positivas) o C4 vía D2 (negativas). Las resistencias conectadas en paralelo con estos condensadores aseguran una descarga lenta durante los períodos de silencio del programa. Los comparadores A3-A4 activan, a través de la puerta OR formada por D3 y D4, el circuito excitador del led; observe que las conexiones de estos son opuestas, de forma que la salida de A3 sube con señales positivas, mientras que A4 lo hace con señales negativas.

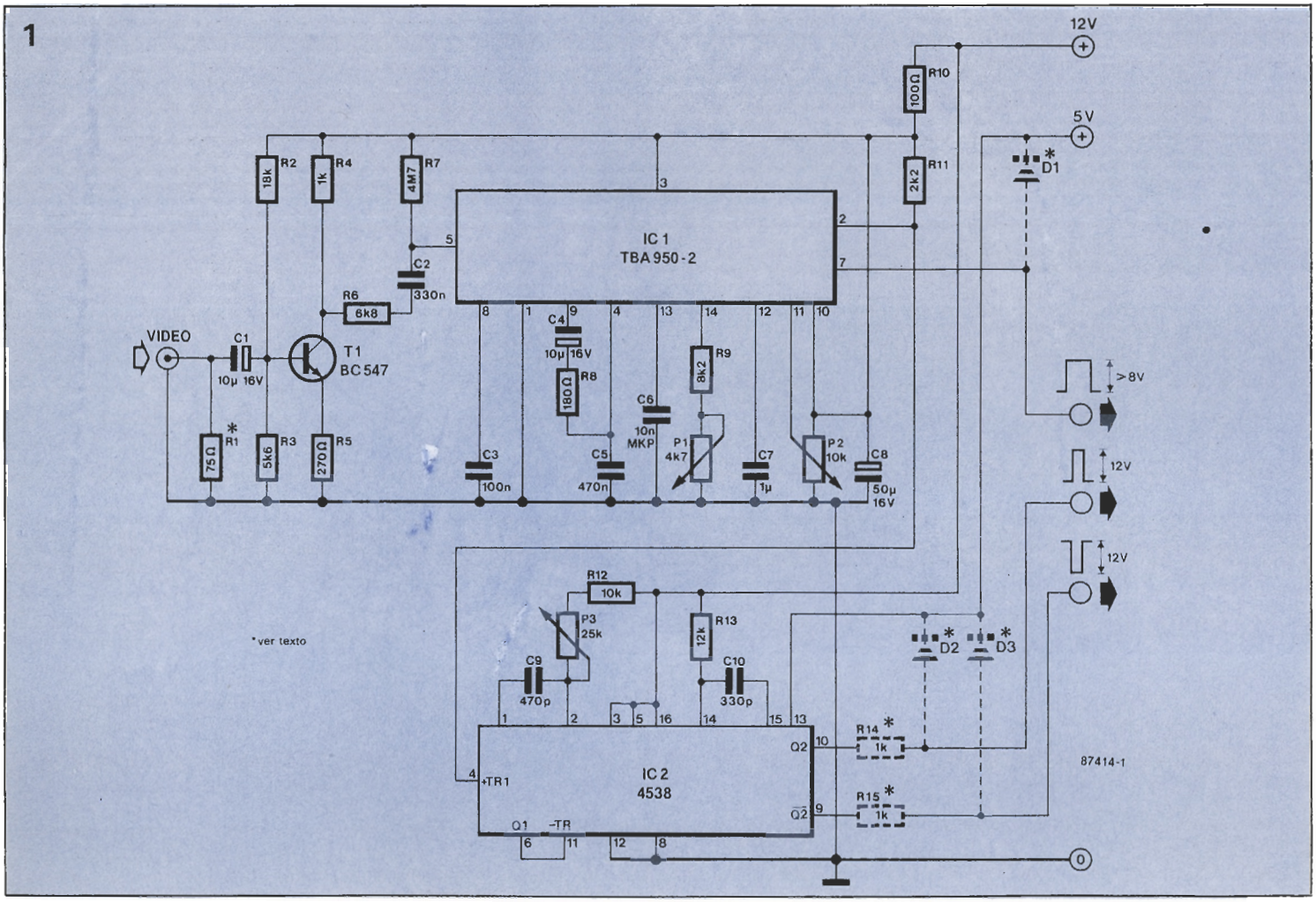
Cuando se monte el circuito en el amplificador, se debe tener cuidado para seleccionar el punto correcto a partir del cual se conectan las señales. El general, este debe estar después del volumen y control de tono, pero antes del interruptor mono estéreo. El nivel de la señal de entrada no debe ser menor de 100 mV, para compensar la caída sobre los diodos D1 o D2. Observe también que la impedancia de la toma seleccionada es relativamente baja (unos 25 KHz). El led puede encenderse cuando se recibe un programa mono, las señales de entrada son diferentes, y la sensibilidad de uno de los canales ha sido alterada. Si esto es imposible o indeseable, R3 debe ser sustituido por un ajustable conectado en serie con una resistencia. La sensibilidad del indicador estéreo se ajusta mediante P1. El consumo de corriente es menor de 7 mA con el led apagado, y de unos 20 mA cuando está encendido.

63 Separador de sincronismos

Muchos chasis de monitor ofrecidos como saldos por tiendas y desguaces tienen entradas separadas de sincronismo horizontal y vertical. Sin embargo, la mayoría de los ordenadores personales disponen de una salida de vídeo compuesto (vídeo+sincronismos), de forma que se necesita algún tipo de interface para poder conectar los unos a los otros.

El integrado TBA950-2 es un dispositivo separador de sincronismos frecuentemente utilizado en televisores. En su cir-

1

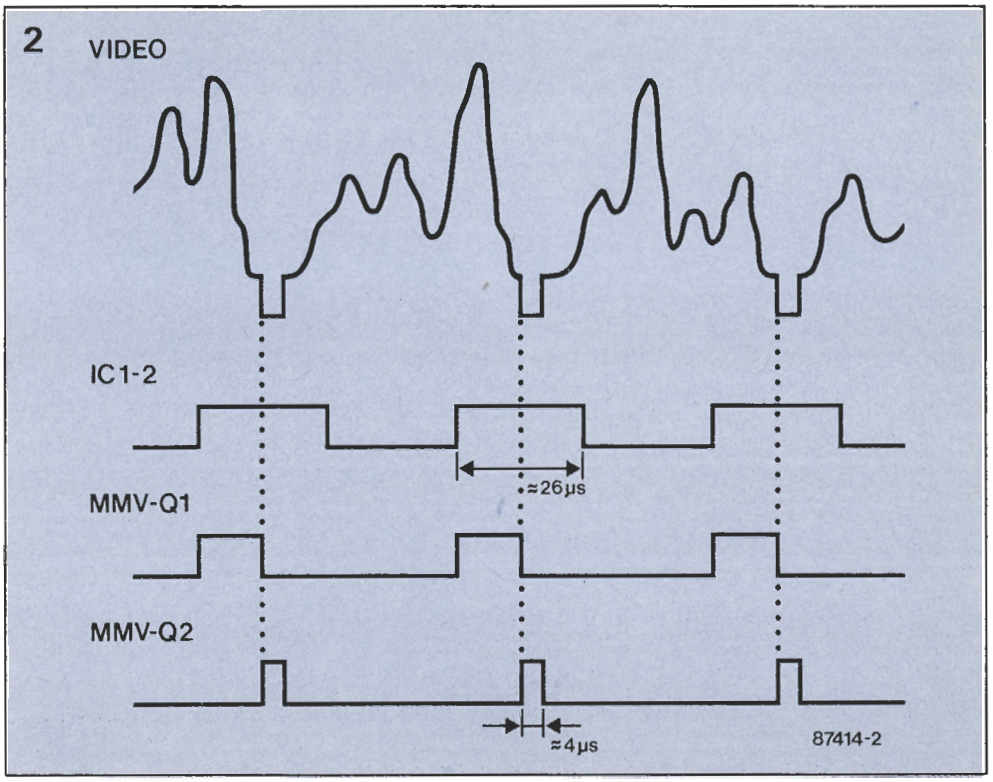


cuito estándar de aplicación, necesita ser excitado por la señal de retroceso («flyback», o retrazado) derivada de la salida del oscilador de frecuencia de línea. En ausencia de esta señal (aplicada a la patilla 10 del integrado), el pulso de sincronización se hace de manera aleatoria en cualquier punto de una línea. Para poder emplear el TBA950-2 en la presente aplicación el pulso horizontal (de línea) se retarda ligeramente con ayuda de un doble multivibrador monoestable, IC2. Este integrado proporciona un pulso en el momento preciso en que es necesario.

El funcionamiento del circuito resulta bastante sencillo con ayuda del diagrama de tiempos adjunto. El pulso de salida del TBA950 es bastante ancho (26 μs), y su flanco positivo dispara el primer monoestable (+TR1), cuya transición negativa del pulso de salida (Q1) dispara a su vez el segundo monoestable del integrado 4538. El pulso de sincronismo de línea para el monitor está disponible, en forma positiva y negativa, en las salidas Q2 y /Q2 de IC2, respectivamente.

El ajuste del circuito se realiza de la forma siguiente: coloque P2 a mitad de su recorrido, y ajuste el control de frecuencia, P1, de forma que la imagen sea estable. A continuación posicione la imagen mediante P3. Con esto termina el ajuste. Si no es posible obtener la imagen correcta, actuando sobre P3, se retocará P2 (fase) volviendo a intentar el ajuste de P3. El pulso de sincronismo vertical está disponible en la patilla 7 del TBA950-2. Finalmente, los diodos y resistencias en línea de trazos son necesarios si las entradas del monitor están diseñadas para admitir un nivel pico a pico de 5 V.

2

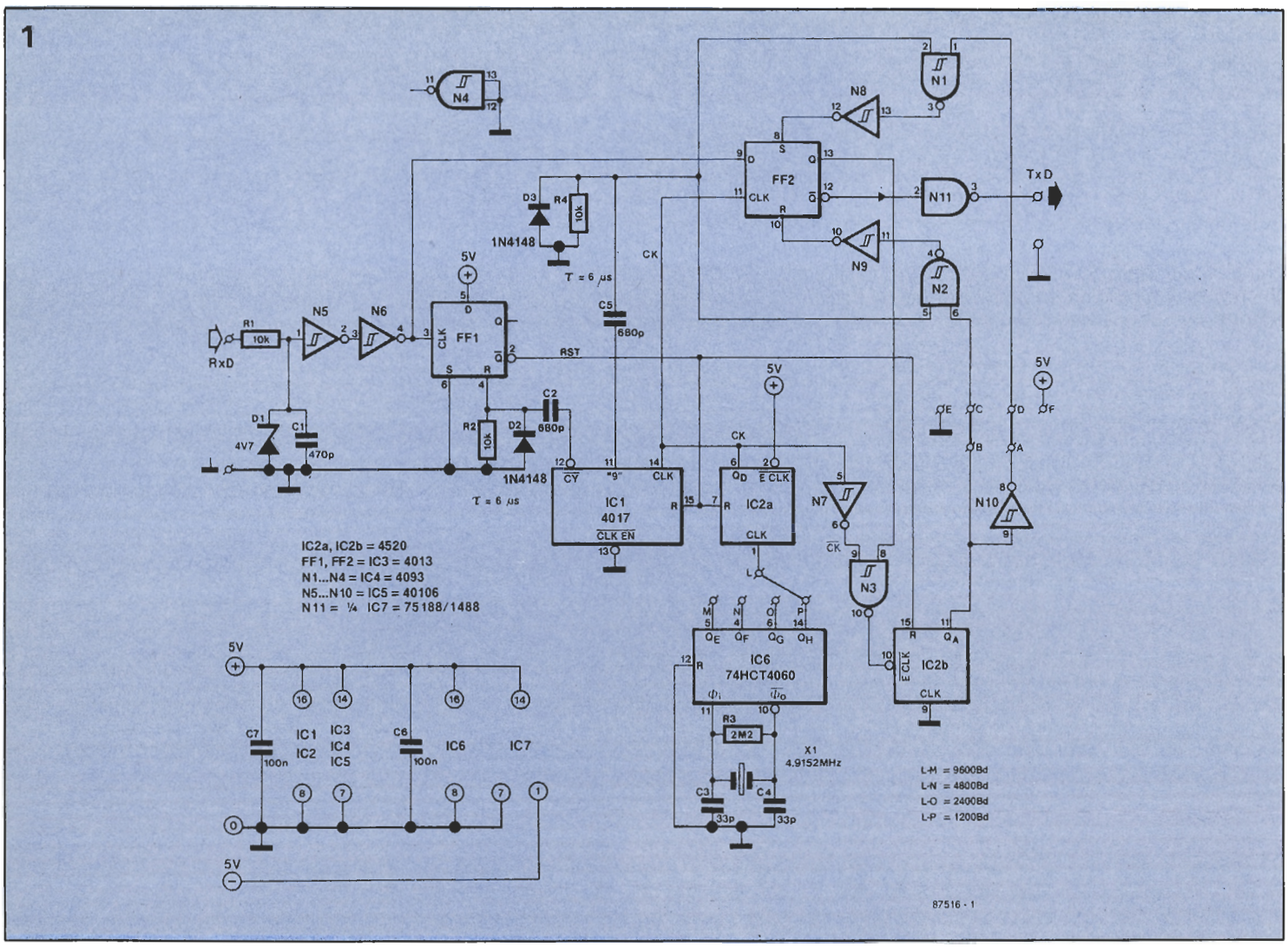


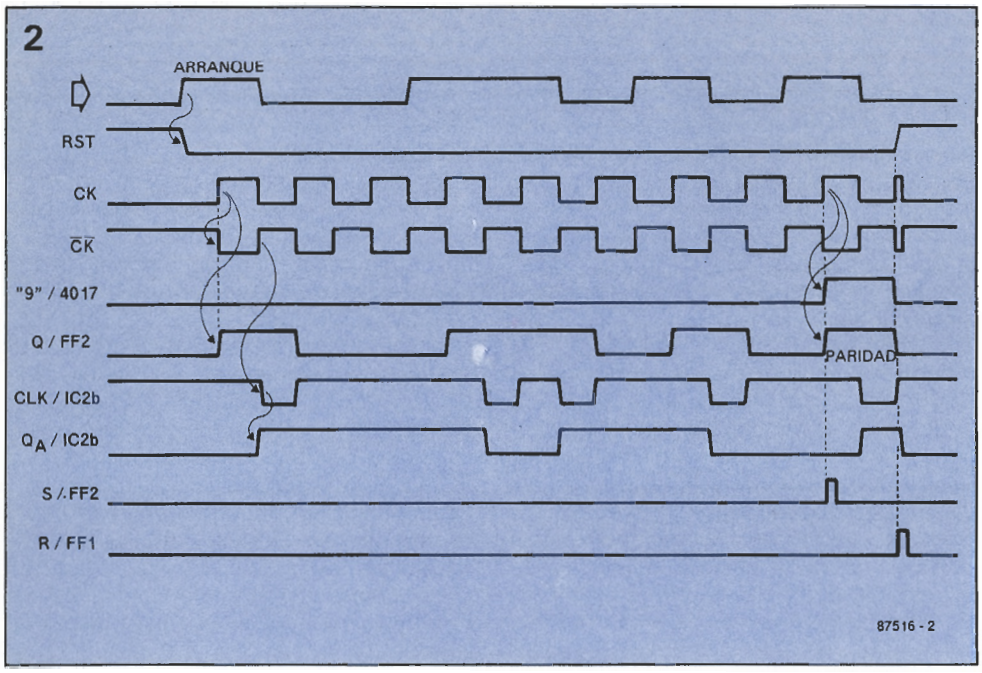
64 Convertidor de datos serie

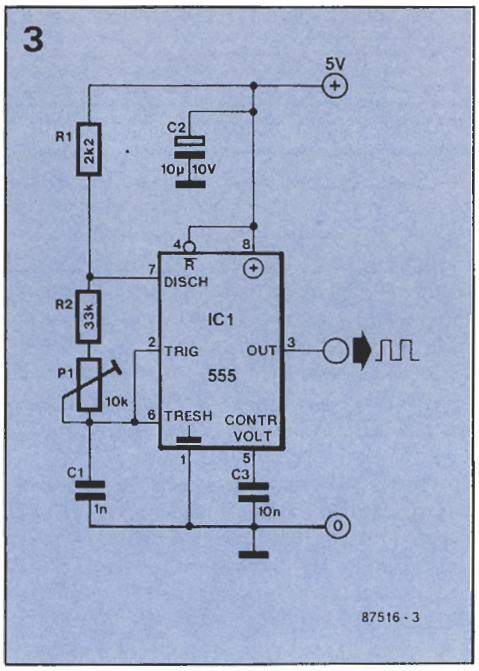
Algunos ordenadores y programas de comunicación son incapaces de sacar un dato serie compuesto de 7 bits y un bit de paridad. El presente circuito ha sido diseñado para enviar este formato cuando en su entrada se inyecta un canal serie organizado como 1 bit de arranque («start»), 8 bits de datos, sin bit de paridad, y 1 bit de parada («stop»). Este formato es ampliamente empleado para acceder a servicios de boletines, datos bancarios, etc., a través de la línea telefónica, gracias a un modem, desde la salida serie RS232 que incorporan muchos ordenadores. El convertidor tiene incorporado un generador de velocidad de transmisión, que puede ser adaptado, mediante puentes, a las velocidades indicadas en la figura 1. El circuito es capaz de generar tanto paridad par como impar, y no necesita señales de protocolo con el ordenador o el modem.

El funcionamiento básico del convertidor es el siguiente (para mayor claridad véase el diagrama de tiempos de la figura 2). El flanco de subida del bit de arranque, contenido en la palabra de 10 bits entrante, actúa sobre el reloj del biestable FF1, cuya salida /Q baja, permitiendo el funcionamiento de los contadores IC1, IC2a e IC2b, que estaban previamente bloqueados por el nivel alto de RST. El contador binario IC2a comienza a contar los pulsos del reloj suministrados por el generador de velocidad de transmisión, IC6. La frecuencia de este reloj es 16 veces la velocidad de recepción/transmisión real (en baudios). El biestable FF2 y el contador IC1 tienen su entrada de reloj controlada con la señal CK, cuyo período corresponde a la de los bits de la cadena serie. El bit de arranque recibido y los siguientes 7 datos pasan a través de FF2 mientras que IC1 toma nota del número de bits recibidos, y actúa la salida 9 durante la recepción del noveno bit (esto es, el bit de datos 7). El pulso del flanco de subida del contador es diferenciado en C5-R6 y aplicado después a las puertas NAND N1 y N2. Esto hace posible que FF2 sea puesto a uno o a cero, dependiendo del contador de paridad IC2b, que ha ido tomando en cuenta los bits altos presentes en la palabra serie aplicada al convertidor. Su salida Qa indica cuándo el número de bits altos detectados ha sido impar (Qa=1) o par (Qa=0), provocando que FF2 cambie cuando el pulso diferencial desde IC1 hace que las salidas de N8 o N9 estén altas durante un breve instante. Si Qa está bajo, el bit de paridad en Q de FF2 está alto, ya que es su entrada S (Set) la que se encuentra a nivel alto. De forma similar, el bit de paridad es bajo cuando Qa es alto, ya que la entrada R (Reset) se lleva a nivel alto. Estas dos situaciones pueden ocurrir cuando se selecciona «paridad impar» mediante los puentes A-D y B-C, como se observa en el esquema del circuito. La situación de «paridad par» se consigue realizando los puentes A-C y B-D, mientras que para «sin paridad» (paridad a cero permanentemente) se realizan los puentes C-E y D-F (hay que resaltar que un nivel bajo de paridad indica que el bit correspondiente tiene lógica alta en la convención RS232, ya que los datos en el canal de transmisión/recepción están invertidos).

Después de la transmisión del bit de paridad, el circuito es preparado para la siguiente palabra por la salida de acarreo (CY) de IC1 que suministra un nivel alto al diferenciador C2-R4. Esto pone a cero FF1, que a su vez lleva la línea RST a ni-





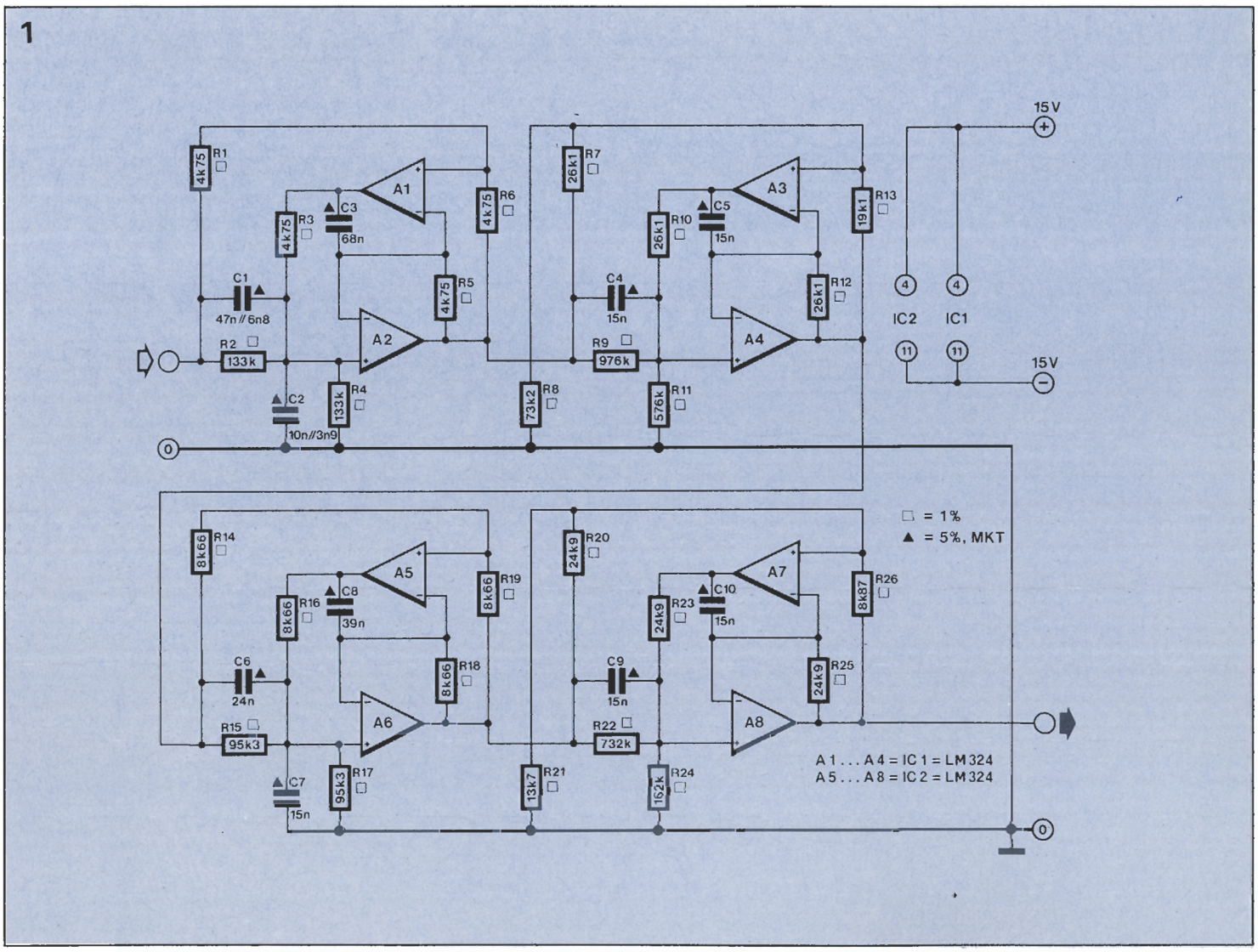


vel alto, para poner a cero los contadores.

La convención adoptada para los niveles de lógica alta y baja en los bits de datos del convertidor propuesto, obliga a que éste sea insertado en una línea de datos RS232 o RS432. El excitador de línea N11 puede ser omitido, y la señal de salida de datos puede ser tomada desde Q de FF2, si la entrada a cual se conecta esta línea puede operar con niveles de 0 a 5 V. Finalmente, la figura 3 muestra una posible alternativa para el generador controlado por cristal, que puede resultar caro para algunas aplicaciones, si el circuito debe trabajar a una velocidad fija de transmisión de 1200 baudios. El ajustable multivuelta P1 se regula para que la frecuencia de salida sea de 19,200 Hz.

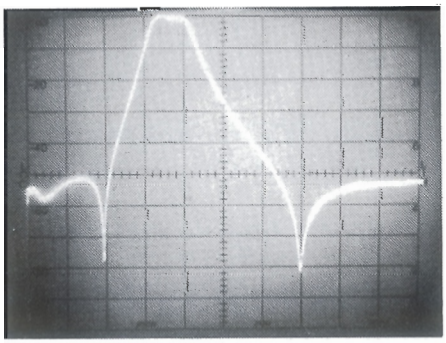
65 Filtro Morse

1

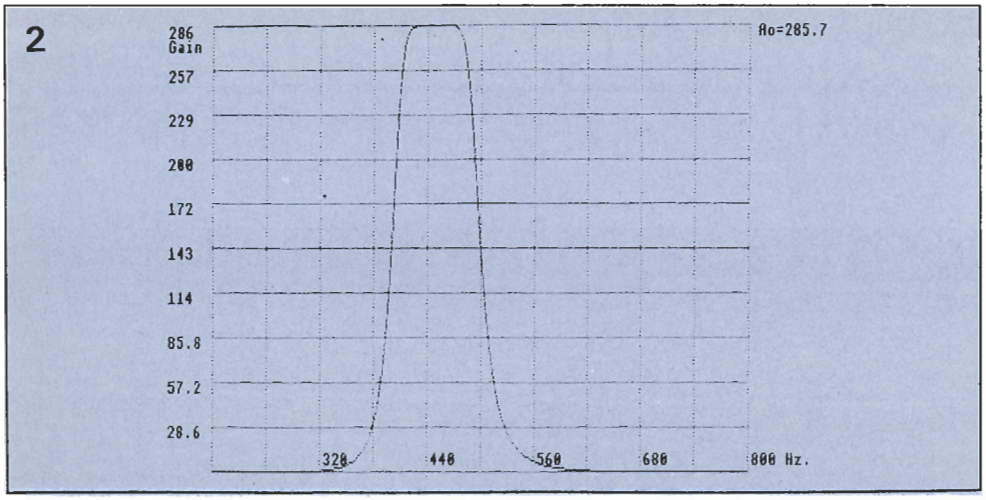


La transmisión en Morse todavía se emplea bastante gracias al hecho de que el equipo necesario es bastante sencillo, y por tanto barato, si el operador está suficientemente entrenado en la escucha de emisoras. Un ordenador para decodificación de Morse, sin embargo, necesita un adecuado filtrado de la señal de entrada, ya que el ordenador no dispone de la capacidad humana de distinguir la señal auténtica entre el (posible) ruido. Algunos receptores pueden ser mejorados con un filtro FI de 250 Hz para este propósito, pero esta expansión está normalmente bastante lejos del alcance económico de la mayoría de los aficionados. Los filtros que proponemos en este artículo trabajan en el margen audible de frecuencias, y pueden compararse favorablemente con otros modelos mucho más caros de 455 KHz. Las figuras 1 y 2 muestran el esquema del circuito y la curva típica de respuesta de un filtro inverso Chebishev de octavo orden que ha sido optimizado para los escuchas que no dispongan de ordenador. El filtro de la figura 3 es menos complejo, y diseñado para ser conectado a un ordenador. La curva de respuesta en frecuencia asociada se muestra en la figura 4. Ambos filtros han sido diseñados con **Eldesign IIe,** un programa avanzado de diseño de filtros para el ordenador BBC. La respuesta inversa de Chebishev da una banda de paso plana, mientras que la característica de sobreimpulso finaliza fuera de la banda. Esto asegura la necesaria estabilidad de fase en la banda pasante, lo que es obligado para el proceso de una señal con trenes de pulsos como es la de Morse.

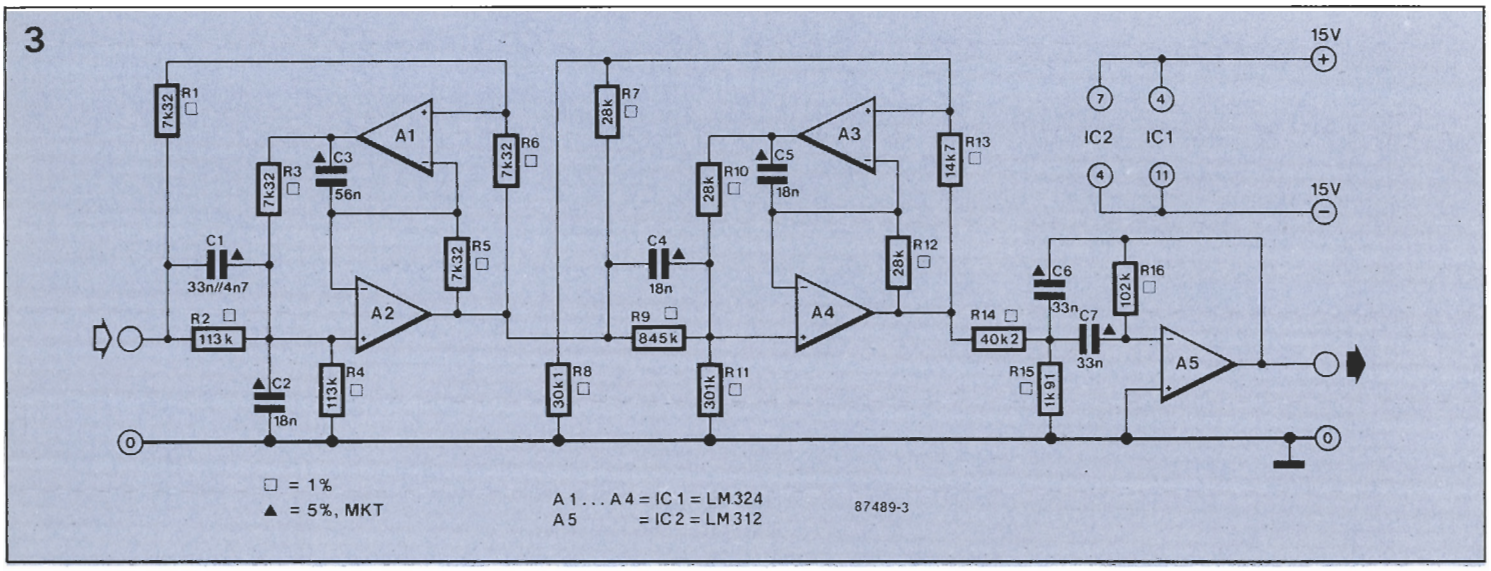
Los prototipos del filtro dieron excelentes resultados; señales que normalmente

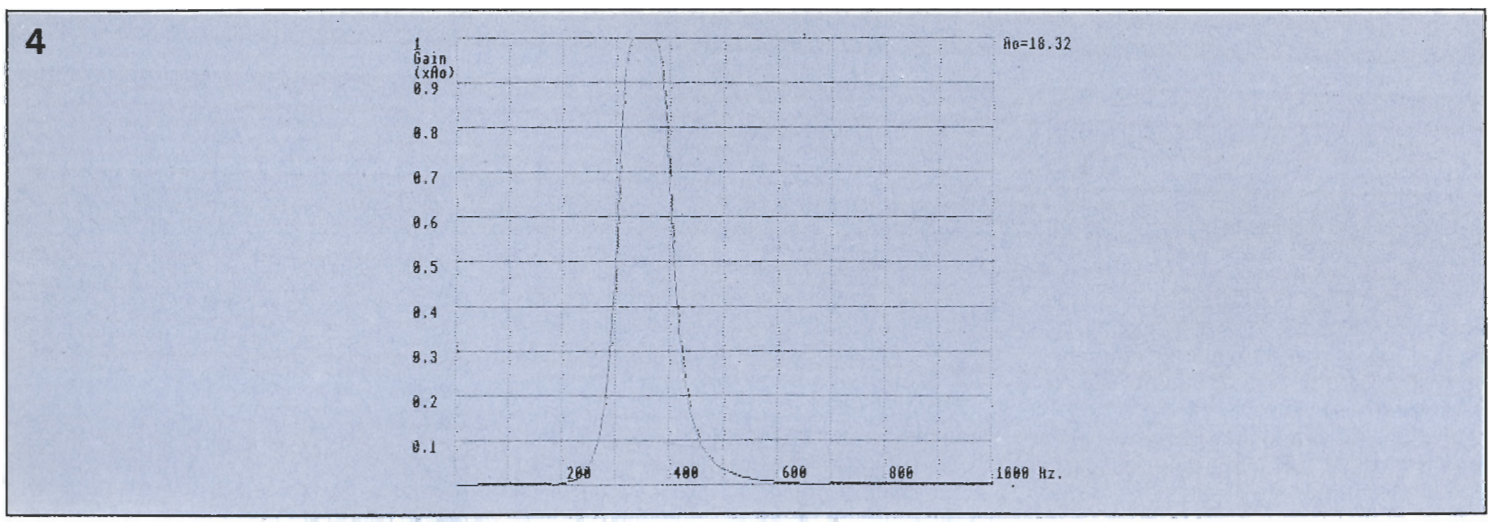


son difíciles de escuchar pueden ser convenientemente limpiadas para atacar el decodificador. La alimentación para los filtros se aplicará, preferentemente, desde una fuente simétrica de ±15 V, para asegurar un óptimo margen dinámico de la señal. No utilice otro operacional distinto del LM324, ya que modelos que tengan una frecuencia de corte superior pue-



den dar lugar a que el montaje entre en oscilación. Observe que C1 en la figura 1 y 3, así como C2 en la figura 1, están formados por una combinación en paralelo de dos condensadores de la gama E12 de valores, mientras que todas las resistencias son de la gama E96 (tolerancia 1%). Si a pesar del empleo de estos componentes el filtro persiste en oscilar, cualquiera de los operacionales con numeración par puede que necesite ser dimensionado con un punto de corte ligeramente diferente, conectando un condensador de 100 pF entre la salida y la entrada inversora, y una resistencia de 390 Ω entre la entrada inversora y el punto de unión de C3-R5 (en el caso de retocar el operacional A2, y C5-R12 en caso de A4).

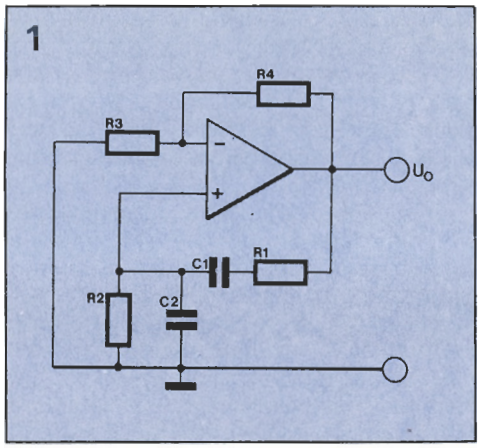


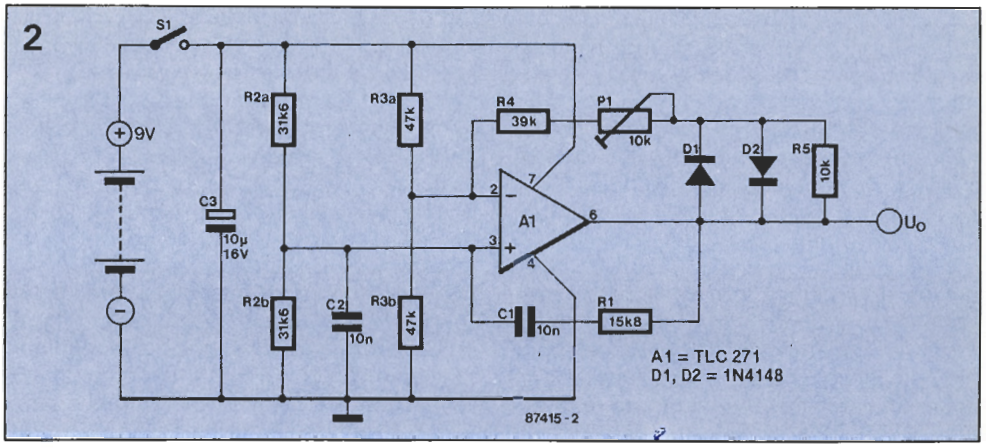


66 Oscilador en puente de Wien

Este oscilador de BF puede ser construido con solo un componente activo, y presenta un consumo tan pequeño que puede alimentarse adecuadamente con una pila de 9 V (PP3).

El esquema básico del oscilador en puente de Wien se muestra en la figura 1. El oscilador consiste en dos secciones: el operacional más las resistencias R3-R4





que determinan el factor de amplificación, y la red de realimentación positiva, R1-C1-R2-C2, que hacen que el circuito oscile. Esta red está compuesta por un filtro paso-bajo, R2//C2, y otra paso-alto, R1+C1. La diferencia de fase entre ambos es nula a la frecuencia de oscilación, cuando los filtros forman un divisor de tensión puramente óhmico con un factor de atenuación de 3. Por tanto, el operacional debe tener un factor de amplificación de 3, de forma que la ganancia global sea unitaria, y por tanto se mantenga la oscilación. La frecuencia de salida, fo, del oscilador es:

$$fo = \frac{1}{(2\pi\sqrt{R1R2C1C2})} \text{ en Hz}$$

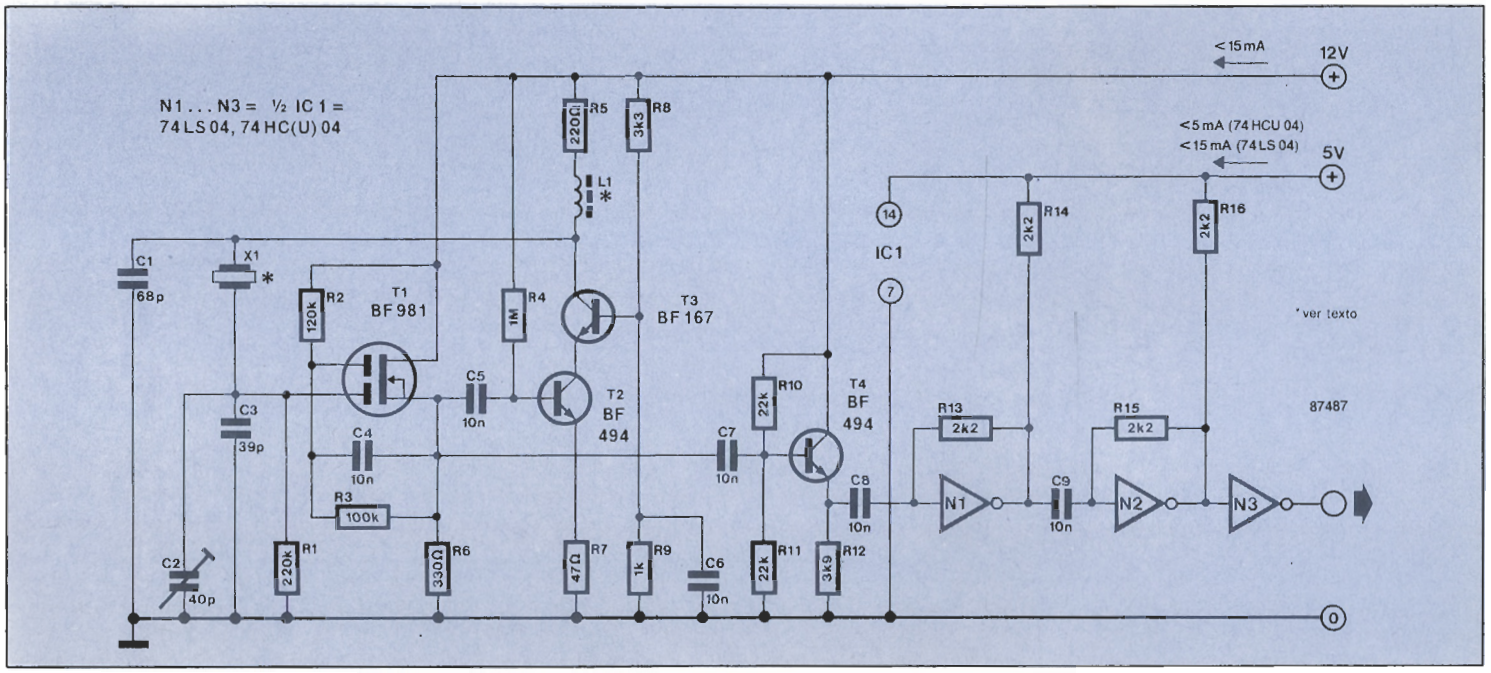
pero sólo si R1 R2 y C1 C2. En el circuito práctico mostrado en la figura 2, la frecuencia de oscilación es de unos 1000 Hz.

Tanto la entrada inversora como la no inversora del operacional de la figura 1 deben conectarse a la mitad de la tensión de alimentación, para garantizar un mínimo consumo de corriente si el oscilador se alimenta desde una pila. La figura 2 muestra una manera de conseguir esto, en la versión práctica del oscilador en puente de Wien. Aquí, las resistencias R2 y R3 de la figura 1 están marcadas como R2a-R2b y R3a-R3b, respectivamente, y conectadas como unos divisores de tensión. Esto puede ser hecho así sin problemas, ya que la fuente de tensión (pila) es una masa virtual para tensiones alternas, y, además, C3 es un desacoplo efectivo. Sin embargo, para una tensión alterna, las resistencias son combinaciones en paralelo. Evidentemente, R2a, R2b, R3a y R3b tienen, por tanto, el doble del valor calculado según la fórmula anterior para R2 y R3. La amplificación del operacional se puede ajustar con P1, que debe moverse para conseguir una oscilación adecuada y sin distorsión de la onda senoidal de salida. Cuando el oscilador está correctamente ajustado, la distorsión debe ser menor del 0.1%.

Con el empleo de un operacional CMOS tipo TLC271 se consigue un consumo de corriente de tan solo 0.32 mA a Uo=6 Vpp. También es posible emplear un operacional especial de bajo consumo como el OP-22 polarizado con una resistencia de 1 MΩ para reducir el consumo de corriente a 0.1 mA. Sin embargo, esto hace que la frecuencia de oscilación quede limitada a 1000 Hz, debido a la reducida velocidad de subida («slew rate») que presenta a bajas corrientes de polarización, lo que a su vez da lugar a un fuerte incremento del nivel de distorsión.

PMI Application Note AB11.

67 Oscilador de cristal de precisión



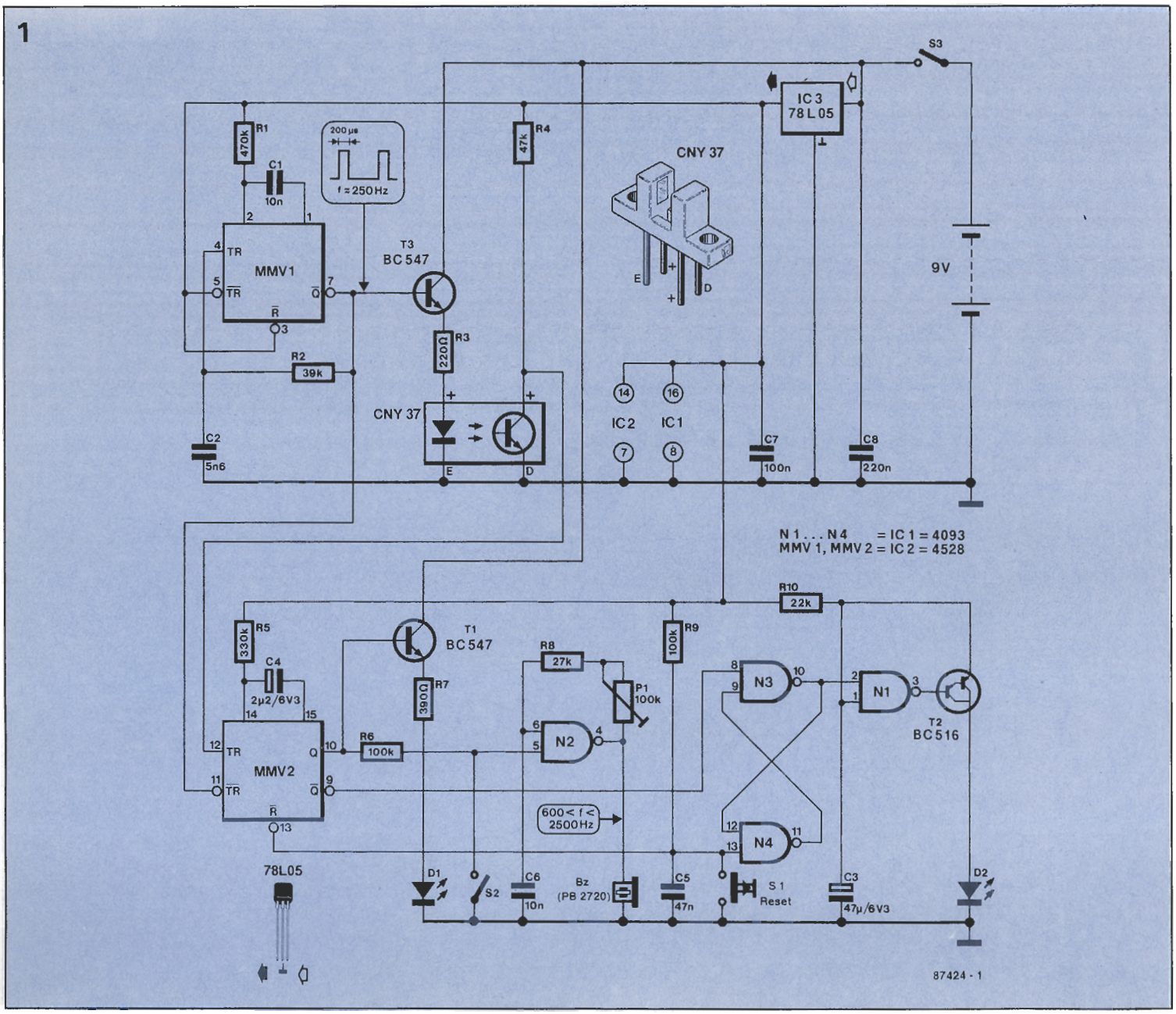
Cuando se diseña un oscilador a cristal, resulta una buena costumbre asegurar el mínimo de capacidad del (los) elemento(s) activo(s), ya que cualquier carga parásita del cristal provoca una cierta reducción de la estabilidad total. Esto forma el principio básico del diseño descrito aquí, a pesar de que también se obtienen buenos resultados cuando se conecta una carga adicional en paralelo con la capacidad parásita, pero sólo si la primera presenta un bajo factor de pérdidas y reducido coeficiente de temperatura, por ejemplo, si se trata de un condensador de muy alta calidad (y posiblemente también muy difícil de localizar).

El oscilador propuesto aquí es del tipo Pierce, en el cual el cristal funciona en modo paralelo. La entrada está formada por un seguidor de fuente reforzado, DG MOSFET T1, que tiene una capacidad parásita de tan sólo 1 pF. Los transistores de RF, T2-T3 están montados cómo amplificador cascodo. Un transistor tipo BF494 se emplea en T2 debido a su reducida capacidad B-E (0.15 pF típica), lo que garantiza una baja capacidad de salida. La señal del oscilador se toma de la fuente de T1, se pasa por el buffer T4, y se transforma en niveles lógicos mediante las puertas N1-N3. El valor óptimo para la bobina L1 es de aproximadamente L1=1/f, donde la inductancia y la frecuencia están tomadas en milihenrios y megahercios, respectivamente. Por ejemplo: para f=10 MHz, L1 debe ser de unos 100 μH. El condensador trimmer C2 sirve para ajustar con precisión la oscilación del cristal a la frecuencia deseada. Este oscilador funciona estupendamente hasta unos 20 MHz.

Finalmente, aunque la disipación del cristal no debe dar lugar a un aumento de inestabilidad, es una buena idea echar un vistazo a su amplitud de salida para evitar que los diodos (internos) de protección de T1 se activen y provoquen una inestabilidad inaceptable. Si se necesita, R7 debe ser modificada hasta que la amplitud de la señal en el emisor de T4 sea menor de 1 Vpp.

68 Indicador de captura

1



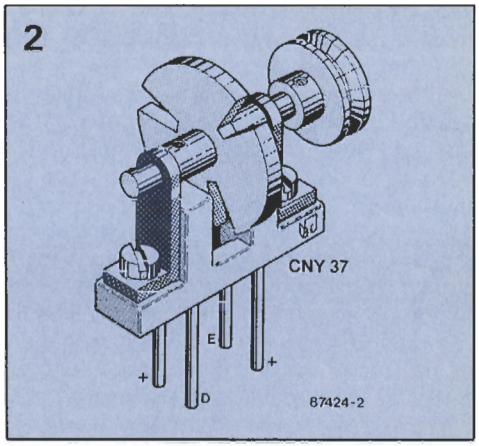
En este período de automatización de todo tipo de campos, resulta casi pecado intentar introducir en alguna de las actividades manuales de recreo o placer que nos quedan, afortunadamente según algunos, un dispositivo automático de cualquier tipo. Y, sin embargo, resulta que un lector, que además de aficionado a la electrónica, también practica la pesca como hobby, nos ha pedido que diseñemos un dispositivo automático que indique cuando un pez ha mordido el anzuelo. Dentro de las ideas o consejos que nos piden, la cosa podía haber resultado más compleja, pero en fin, nuestras cabezas pensantes se han puesto a trabajar en ello, dando como resultado este montaje.

Detectar el momento en que el pez muerde el anzuelo no resulta muy complejo, pero la electrónica se complica cuando el aparato en cuestión debe ser alimentado por una pequeña pila.

El corazón del dispositivo es un fotoacoplador de barrera, al cual se acopla una pequeña rueda dentada. La ganancia en tensión de la barrera luminosa así realizada es extremadamente baja (mín. de 0.02), lo que explica que haga falta una corriente en el led relativamente importante para obtener la menor corriente en el colector del fototransistor. Para no agotar la pila demasiado rápidamente, la corriente que circula por el led es conmutada con ayuda de MV1 durante 1/20 de la duración del impulso y a una frecuencia de 250 Hz. El multivibrador MV2 sirve para ver si los impulsos llegan o no a la parte del receptor. Cuando un pez pica en el anzuelo, tira del sedal, dando así a la pequeña rueda dentada un movimiento giratorio.

Esta situación da lugar a tres consecuencias: la iluminación del led D1 (verde), la generación de una señal en el zumbador (Bz), y la activación de la báscula constituida por N3 y N4, que produce a su vez la iluminación intermitente del led D2 (rojo) a un ritmo de 1,5 Hz. Si ocurre que el pez sólo ha mordido el cebo, pero no ha quedado enganchado en el anzuelo, el led D1 se apaga, y Bz deja de sonar, aunque D2 continúa intermitente. El circuito constituido por N1, T2 y C3 tiene como misión reducir al mínimo el consumo del dispositivo de intermitencia; el led D2 se ilumina con la energía almacenada en C3, descargándolo rápidamente. A su vez, el condensador de carga, de forma lenta, a través de la resistencia R10. Si en el momento en que el pez ha mordido, el pescador se encuentra ausente (de cuerpo o espíritu), el led D2 indica que (tal vez) se ha perdido la oportunidad de una captura memorable. El pulsador S1 permite volver a cero el circuito.

Actuando sobre P1, se puede adaptar el sonido de la señal suministrada por el zumbador; el margen de ajuste de frecuencia está comprendido entre 600 y 2500 Hz, aunque estas frecuencias pueden variar ligeramente, dependiendo del valor de C1. Si se pesca con varias cañas, se puede dar a cada una un tono diferente, de forma que se identifique la caña



donde se produce la captura. El interruptor S2 permite dejar fuera de servicio al zumbador.

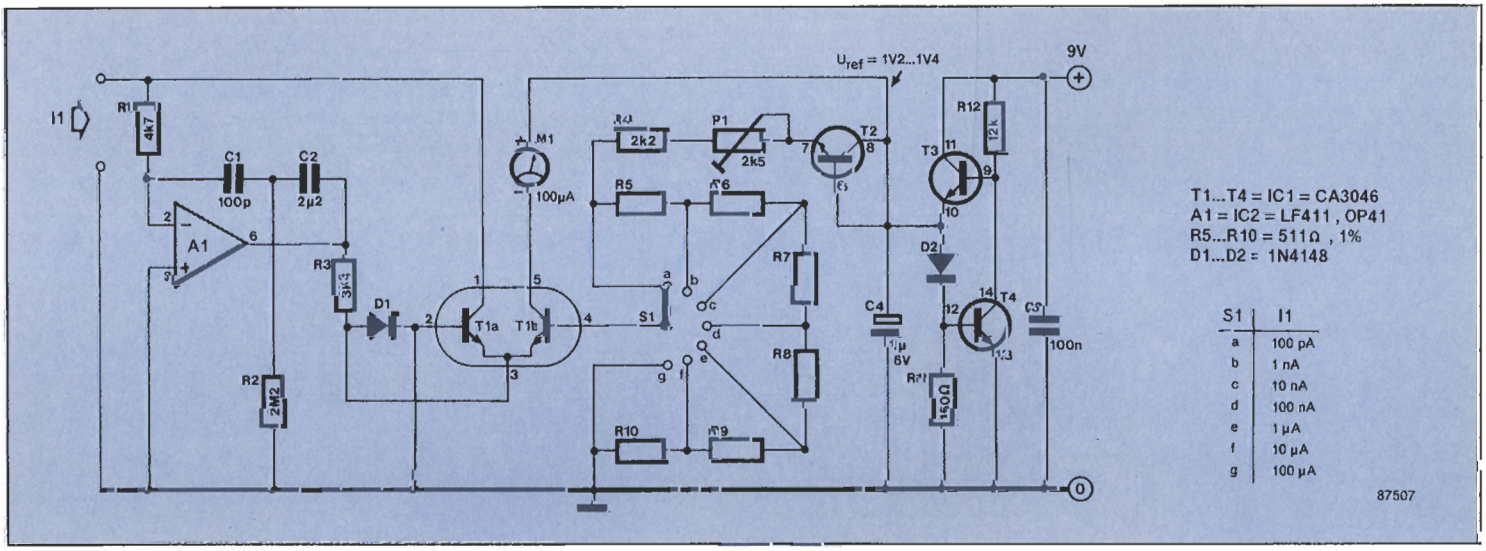
El croquis de la figura 2 muestra la realización del conjunto de detección. El eje de la rueda dentada lleva un pequeño apoyo sobre el que pasa el hilo del sedal. La anchura de las hendiduras no debe ser mayor de 1mm. El número de ventanas y su anchura determinan la sensibilidad del dispositivo. Se montará el conjunto de detección a salvo de la luz ambiente, colocándolo dentro de una caja opaca.

Gracias a las medidas de economía de energía adoptadas, el consumo en montaje en «espera» (reposo) no sobrepasa los 4 mA, de los cuales el 99% corresponde al led del captador. Durante la señalización de la captura, el consumo sube hasta unos 12 mA.

69 Pico-amperímetro

El amperímetro que les presentamos en este artículo es capaz de medir corrientes comprendidas entre 100 pA y 100 μA, sin que para ello hagan falta las resistencias de muy elevado valor habituales en los instrumentos tradicionales de medida para poder alcanzar estos niveles.

El corazón del montaje es el espejo de corriente constituido por T1a y T1b. Este par de transistores manejan la corriente de entrada de forma que circula por T1b una corriente que sea en todo momento un número de veces fijo (ajustable mediante P1) más elevada que la corriente de entrada, lo que explica la denomina-



ción de espejo de corriente. El galvanómetro, que tiene una sensibilidad de 100 μA fondo de escala, permite leer la corriente de entrada. Como la diferencia de tensión entre las entradas del amplificador operacional A1 es, prácticamente, nula, la tensión eficaz entre las bornas de medida no llega a los 500 μV.

La precisión de este instrumento de medida depende en gran parte de la tolerancia de los componentes empleados en la construcción. Esto explica que, según el grado de precisión deseado, se pueda pensar en cambiar algunos de ellos por otros de tolerancia más reducida. Así pues, se puede sustituir el LF 411 por un OP-41, un circuito cuya corriente de polarización de la entrada es 10 veces más pequeña, lo que aumenta por tanto la resolución del circuito. También se puede pensar en sustituir la pareja T1a-T1b por un transistor doble apareado, como el MAT-02. La fuente de corriente de referencia constituida por los transistores T3 y T4 puede ser reemplazada por un LM313, lo que mejora igualmente la precisión. La utilización simultánea de los diversos componentes de alta calidad mencionados anteriormente permiten alcanzar una precisión del 1% en la casi totalidad del margen de medida.

La calibración del instrumento se realiza en la gama de 1 μA. Después de colocar S1 en posición «e», se aplica a la entrada del circuito una corriente de 1 μA, y se modifica el ajustable P1 hasta que la aguja del galvanómetro indique 1 μA (desplazamiento de la aguja a fondo de escala).

Hay que añadir algunas puntualizaciones de orden práctico. En un trozo de circuito impreso de fibra de vidrio de alta calidad, en la que dos pistas de cobre, separadas por una distancia de 1,25 mm, están paralelas sobre una distancia de 2,5 cm, la resistencia de fugas alcanza 100 GΩ. En estas condiciones, una diferencia de tensión de 15 V implica la circulación de una corriente de fugas de ¡150 pA! Por tanto, es importante vigilar que la superficie del circuito impreso esté «clínicamente» impecable. La presencia de residuos de resina hace que las medidas resulten falseadas por las corrientes de fugas.

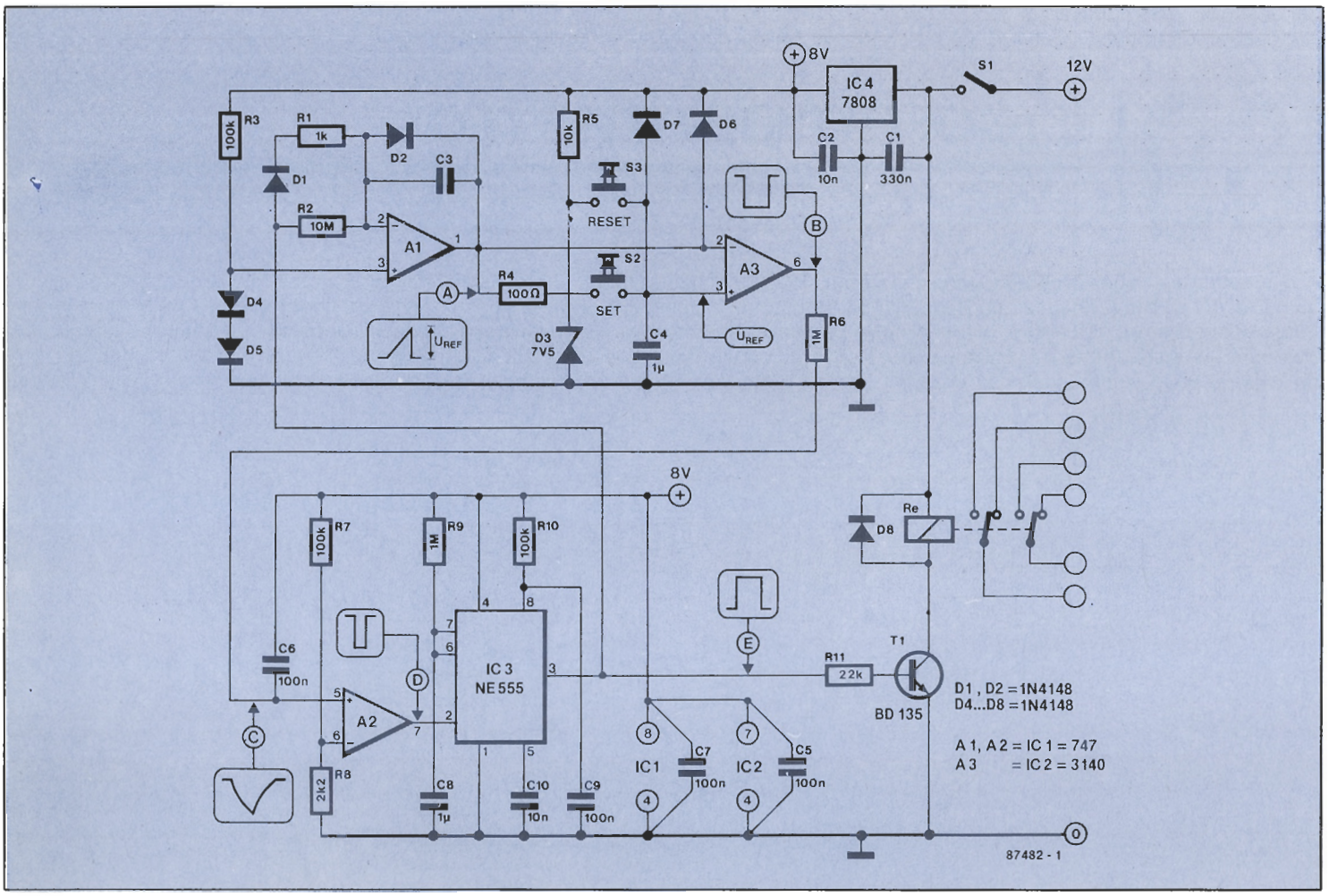
Durante la medida de corrientes inferiores de 1 pA, es más que probable que el aislamiento normal de los cables de medida resulte insuficiente. La única solución entonces es la de utilizar cables de teflón.

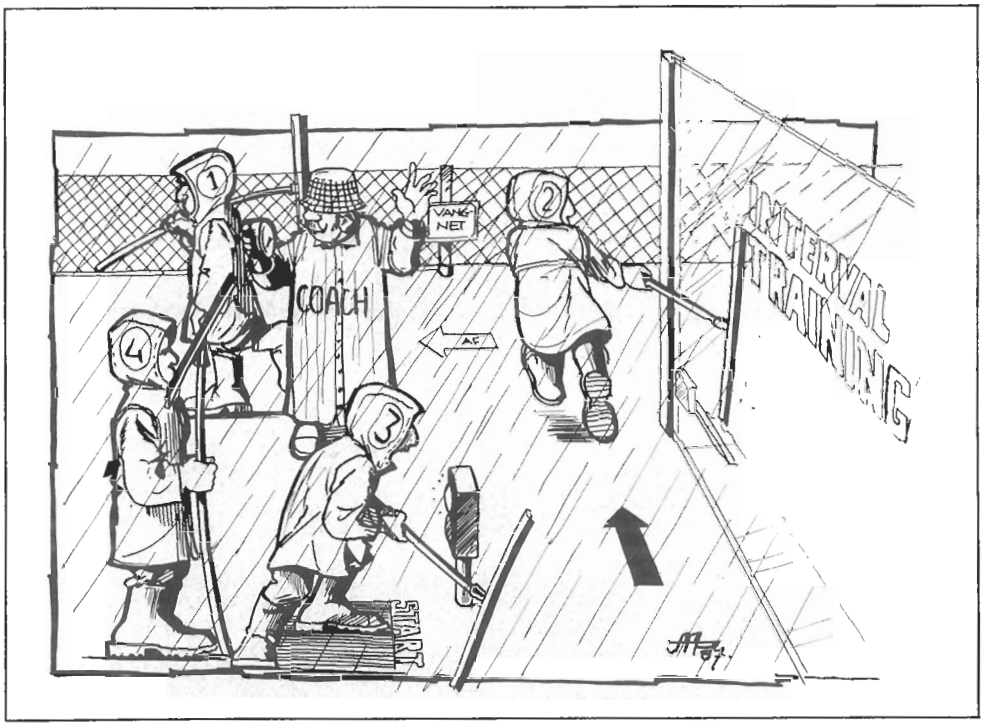
Fuente: PMI Linear And Conversion Applications.

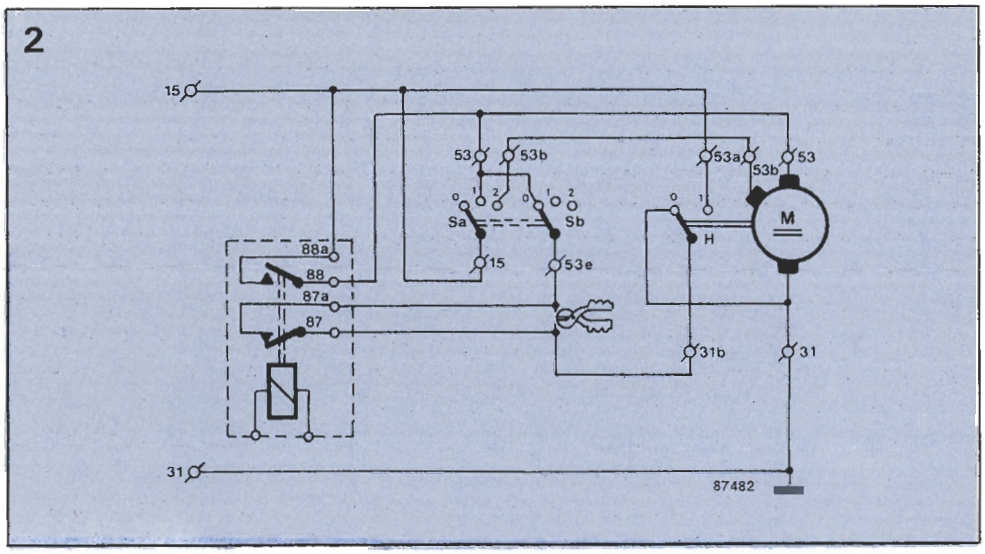
70 Temporizador para limpiaparabrisas

Las variaciones electrónicas sobre el tema de los limpiaparabrisas son innumerables. Algunos diseñadores de circuitos electrónicos consideran, sin embargo, que el tema no está agotado. He aquí un circuito que se distingue por una notable comodidad de uso: se controla con sólo dos pulsadores; uno de arranque (SET) y otro de parada (RESET). El pulsador de puesta en marcha sirve además para determinar el retardo de temporización.

El amplificador operacional A1 está montado como generador de señal triangular, y a su vez, está controlado por el multivibrador monoestable NE555. Cuan-







do la salida de IC3 se pone a nivel bajo, una tensión de pendiente creciente aparece en la salida de A1. El tiempo de subida de este diente de sierra está determinado por R2/C3. La señal en diente de sierra se envía a A3, que la compara con la tensión en bornas de C4. Mientras la tensión en diente de sierra es superior a la tensión sobre el condensador, la salida del comparador pasa de 8 V a masa. Este flanco se retarda mediante R6 y C6 antes de ser aplicado en A2, de manera que el monoestable es disparado con un cierto retardo. La salida de 555 ataca a T1 que excita el relé de control del limpiaparabrisas. En el momento en que la salida del multivibrador pasa a nivel alto, el condensador C3 se descarga rápidamente a través de R1 y D1. El diodo D2 impide que la tensión en bornas de C3 pueda llegar a ser positiva. Cuando la salida de IC3 vuelve a nivel bajo, comienza un nuevo ciclo del diente de sierra.

Durante la puesta en funcionamiento la primera vez, C4 está totalmente descargado, y la salida de A1 no está totalmente a cero (a causa de la tensión colector-emisor del transistor de salida del amplificador operacional). De manera que la salida de A3 permanece baja, al igual que la de A2, lo que permite que se pueda disparar el monoestable. El relé permanece excitado, y el limpiaparabrisas no se para. Cuando se detiene mediante el pulsador S3, la salida de A3 se pone alta, y el multivibrador se para.

El retardo introducido por A2 es necesario para impedir la descarga total de C4 cuando se activa el pulsador de arranque.

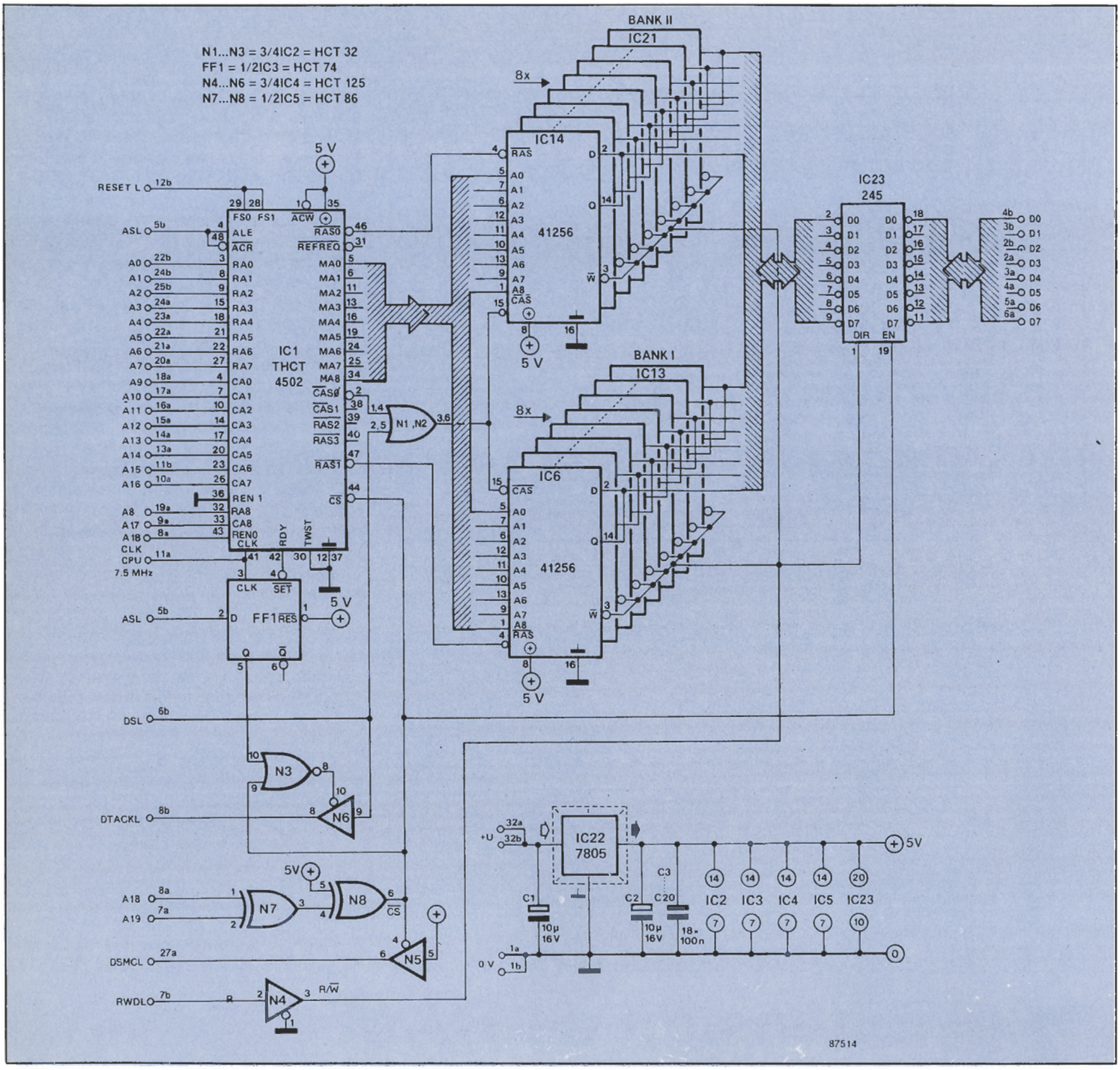
Los contactos del relé deben ser conectados de forma tal que cuando el relé está excitado, el interruptor de control original del limpiaparabrisas sea cortocircuitado y que el interruptor enclavable del motor del limpia quede abierto. Si esto no se produce, no es imposible que este interruptor cortocircuite la batería.

71 Extensión de RAM para QL

Aunque el microprocesador QL de Sinclair ya ha dejado de fabricarse, todavía hay muchos usuarios que disponen de este equipo. Si bien la falta de software abundante ha dejado arrinconado y en desuso a este ordenador, presenta el indudable interés de ser una máquina muy adecuada para los que desean iniciarse en un microprocesador de la familia 68000 de Motorola. Hay que señalar que, en este caso, habrá de disponer de un software de aplicación en código máquina como es, por ejemplo, el Toolkit II. Hace ya un par de años que publicamos, precisamente en el especial de verano, una extensión de memoria de 128 K para el QL. La extensión que presentamos ahora, tiene una capacidad de 512 K, y es muy adecuada para ejecutar programas como ICE, QUIMP, y los discos virtuales.

El corazón del circuito es un integrado especializado, el THCT4502, que se encarga del control de la RAM dinámica: refresco y multiplexado de líneas de direcciones. La decodificación de direcciones se realiza con una puerta EXNOR, N7-N8. La puerta N5 coloca la línea DSMCL a nivel alto unos 30 ns después de la selección. La salida de N5 puede estar a nivel alto (activo) o en alta impedancia cuando no se selecciona la expansión. La misión de FF1 es la de parar el procesador durante los ciclos de refresco. La báscula FF1 retarda algo la señal ASL, y DTACK no se pone activa más que una vez que la salida RDY de IC1 está estable. IC23 actúa como buffer-separador de la línea de datos.

La memoria está subdividida en dos bancos de 256 K; la línea CAS es común, pero no la línea RAS. En el QL es posible no colocar el segundo banco de memoria de 256 K, sin que por ello haya que modificar la decodificación de direcciones. QDOS (el sistema operativo del QL) se encarga él mismo de hacer una distinción entre la memoria realmente colocada y aquella que no es más que la «imagen»



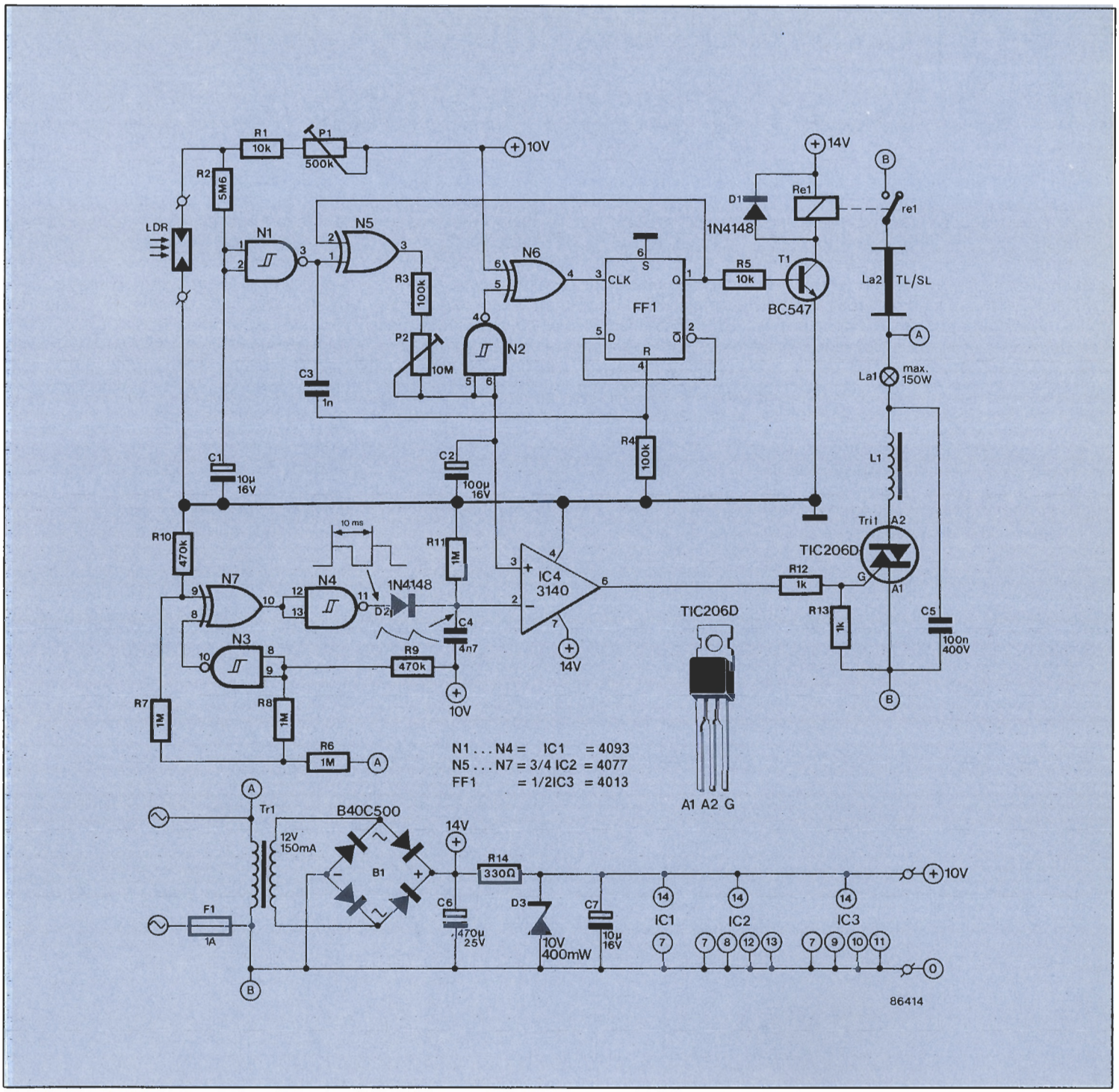
resultante de un doble direccionamiento. Añadir más RAM a un ordenador no sólo está motivado por la necesidad (o posibilidad) de memoria suplementaria; en efecto, hay que tener en cuenta que un programa se ejecuta al menos dos veces más rápido cuando ya está en memoria, en lugar de tener que cargarlo desde disco. Otro tanto, con un factor de unas 5 veces, se puede aplicar a los datos.

El tiempo de acceso de los circuitos integrados RAM debe ser de 150 ns o inferior. En reposo, el consumo de corriente es de unos 50 mA, que pasan a 150 mA cuando se direcciona. Las entradas de las puertas lógicas que sobran en los integrados necesarios para el circuito deben ser unidas a masa.

Por último, pero no menos importante, hay que señalar que IC1 (Texas Instruments) es un circuito difícil de localizar, por lo que convendrá informarse sobre su disponibilidad (y su precio) antes de abordar el montaje.

72 Iluminación artificial

La misión de este circuito es la de sincronizar la iluminación de una jaula de pájaros, acuario, etc. (situado en un lugar donde no llega bien la luz del sol) con los ciclos de iluminación diurna. El captador es una LDR, aunque posteriormente veremos otra forma diferente. Hay que hacer notar que tanto la iluminación como el apagado son progresivos, simulando la



cadencia de la luz natural. Cuando crece la luminosidad ambiente, la tensión de entrada de N1, debido a la LDR, disminuye. Una vez que esta tensión llega a cierto umbral, determinado mediante P1, la salida de N1 pasa a nivel bajo. De momento, la iluminación artificial controlada por el relé está apagada, y la patilla 2 de N5 está pues a nivel bajo. El nivel de salida de esta puerta EXOR está por tanto alta; el condensador C2 se carga poco a poco a través de R3 y P2. Esta tensión creciente es comparada por IC4 con un diente de sierra sincronizado con la red; se obtiene así una señal cuadrada que se utiliza para la modulación de la intensidad luminosa por control de fase.

Cuando la tensión creciente sobrepasa el umbral de disparo fijado por N2, la salida de esta puerta se pone baja, y la báscula FF1 recibe un pulso de reloj a través de N6. El relé se cierra, y la iluminación permanente se pone en funcionamiento. Al mismo tiempo, el nivel de salida de N5 se vuelve bajo, y C2 se descarga. La lámpara utilizada para la iluminación progresiva (alba y crepúsculo), La1, se apaga. Por la tarde, se produce el efecto inverso.

La red R2/C1 hace que el circuito sea insensible a variaciones de luz de corta duración. Para los ensayos, se recomienda poner una resistencia de 100 KΩ en paralelo con R2; también resulta aconsejable colocar P2 en la posición de resistencia mínima, de manera que el circuito reaccione de la forma más rápida posible.

Creemos que no hace falta insistir mucho sobre el hecho de que la masa del circuito está unida a uno de los polos de la red, lo que significa que se debe tener cuidado en la manipulación del equipo mientras está conectado, para evitar riesgos de electrocución (o cuando menos un molesto calambrazo).

Para finalizar, y volviendo al problema de la LDR, indicamos que es posible emplear otros tipos de captadores, como, por ejemplo, un fotoacoplador en el caso de que el circuito sea controlado desde un ordenador que prolongue o acorte artificialmente los días y/o las noches; esto puede ser particularmente interesante sobre algunas plantas.

73 Control de motor paso a paso bipolar

Para muchas aplicaciones, el control universal de motor paso a paso, publicado en junio del 87, resulta demasiado complejo. Para un sencillo control de un motor en un margen restringido de velocidades, se puede utilizar un montaje más simple (y al mismo tiempo más barato). Existen actualmente en el mercado numerosos circuitos especializados para este tipo de aplicaciones: el SAA1027, o el TEA 1012, por no citar más que dos ejemplos; desgraciadamente, estos integrados están diseñados para atacar a motores paso a paso unipolares, motores que en razón de su sencillez han gozado durante largo tiempo de un gran interés. Sin embargo, hoy día se prefieren los motores bipolares debido a sus mejores características. Esta evolución ha sido seguida por algunos fabricantes de semiconductores, gracias a lo cual ha aparecido en el mercado el MC3479P de Motorola.

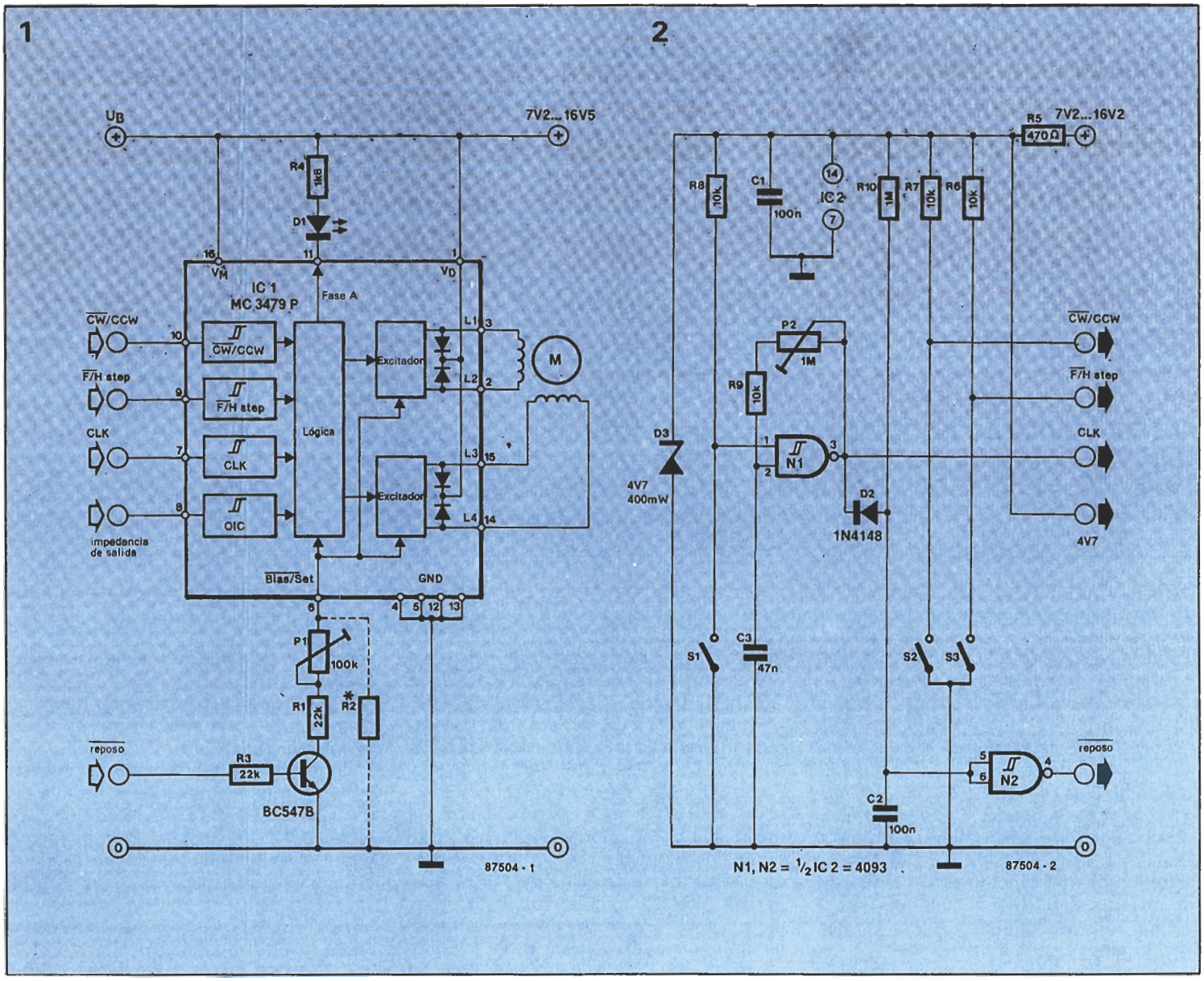
Sólo hace falta asociar algunos componentes al circuito integrado para hacerlo capaz de controlar un motor bipolar de dos fases. De hecho, no hace falta más que una resistencia conectada a la patilla 6, resistencia que permite definir la máxima corriente (estacionaria) del estátor, corriente que se calcula con ayuda de la fórmula siguiente:

$$I = \frac{Ub - 0.7}{R\ 0.86}$$

fórmula en la que R está expresado en KΩ e I en mA.

Esta ecuación no es válida más que mientras los transistores de salida no estén en saturación, fenómeno que aparece más cuanto más baja sea la tensión de alimentación, o cuanto más alta sea la resistencia del estátor (en corriente continúa). El fabricante aconseja un valor máximo de 350 mA/estátor.

La tensión de alimentación del motor (patilla 16) está determinada por la resistencia (continua) de los bobinados del estátor, y puede variar entre 7,2 y 16,5 V. Para tensiones de alimentación más elevadas, habrá que vigilar que los transistores de salida no puedan entrar en saturación, de manera que no se sobrepase la máxima corriente de estátor escogida. Este control en corriente permite al mo-



tor alcanzar una frecuencia de paso más elevada al precio de una mayor disipación del circuito integrado (en particular con el motor en modo estacionario). Se podrá refrigerar el circuito uniendo sus aletas de disipación, que también tienen la función de unión a masa, a una superficie de cobre (masa) de dimensiones adecuadas.

El circuito dispone de 4 entradas lógicas, con niveles compatibles TTL y CMOS (5,5 V máx.). Cada flanco de subida en la entrada de reloj (patilla 7) hace dar al motor un paso o un semi-paso, dependiendo del nivel aplicado a la patilla 9. La máxima frecuencia de paso es de 50 KHz, y la longitud de los impulsos debe ser de 10 μs como mínimo. La patilla 10 sirve para determinar el sentido de giro (horario o anti-horario). La patilla 9 (F/H) permite escoger entre avance por paso o por semi-paso (ver figura 3). La patilla 8 (Impedancia de salida) no es operativa mas que en modo de semi-paso. Esta patilla sirve para determinar si el estátor que tiene corriente nula en ese instante está realmente «libre» o si está conectado al polo positivo en sus extremos. En este último caso (entrada a nivel lógico alto), el amortiguamiento del motor en modo semi-paso es mejor, lo que es particularmente interesante para bajas frecuencias de paso.

La patilla 11, la salida de colector abierto (corriente máxima de 8 mA), está activa en el estado A (ver figura 3). Se puede utilizar para conectar, por ejemplo, un led que parpadeará con el ritmo de los pasos del motor.

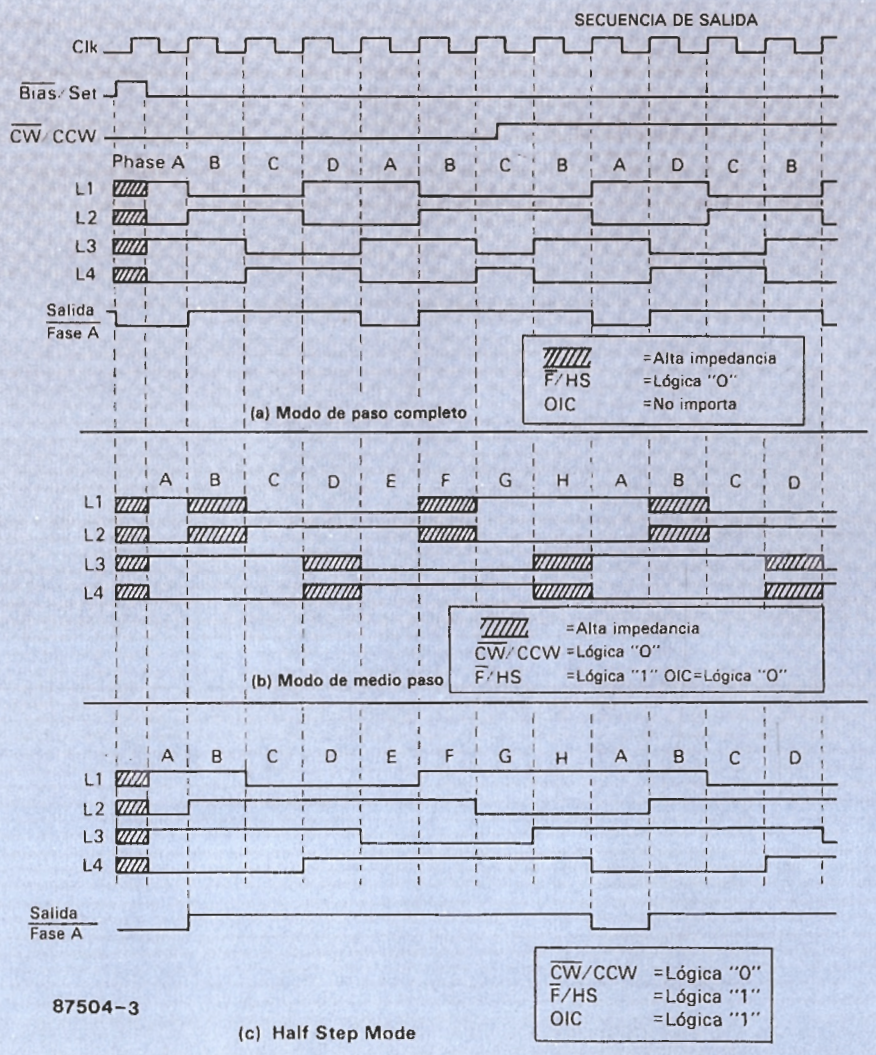
La implantación de un transitor da la posibilidad de puesta a cero (/reposo). Durante el bloqueo de este transistor, ya no circula corriente de estátor, y la lógica interna se pone a cero. La aplicación de un nivel alto sobre la entrada de puesta a cero activa el motor, partiendo de la posición A. La colocación de una resistencia suplementaria, R2, abre nuevas perspectivas. Cuando el transistor se bloquea, el circuito integrado no vuelve a cero, sino que pasa al modo de baja potencia. La corriente del estátor se reduce hasta un valor determinado por R2 (ver fórmula indicada anteriormente en el texto).

La solución más evidente consiste en controlar el circuito desde un puerto de salida de un ordenador. Para un control manual, se podrá realizar el circuito de la figura 2. Este comprende una alimentación, R5/D3, un oscilador (N1/C3/R9/P2), y un multivibrador monoestable redisparable (N2/C2/R10/D2). La apertura de S1 arranca el circuito y pone en funcionamiento al motor. P2 permite regular la frecuencia de pasos.

Mientras que llegan impulsos de reloj, el multivibrador monoestable es activado a través de D2, de manera que T1 permanece conduciendo. Mediante P1, se puede forzar el aumento de corriente del estátor (cuya polaridad es invertida constantemente) limitada por la autoinducción del estátor. Durante la parada del motor, T1 se bloquea, y la corriente estacionaria del estátor cae a un valor que es función de R2, una técnica que reduce notablemente la disipación del circuito integrado.

El consumo del conjunto está determinado prácticamente por las características del motor; la corriente de este no debe sobrepasar los 700 mA, y la del circuito no alcanza más que unos 70 mA como máximo.

3



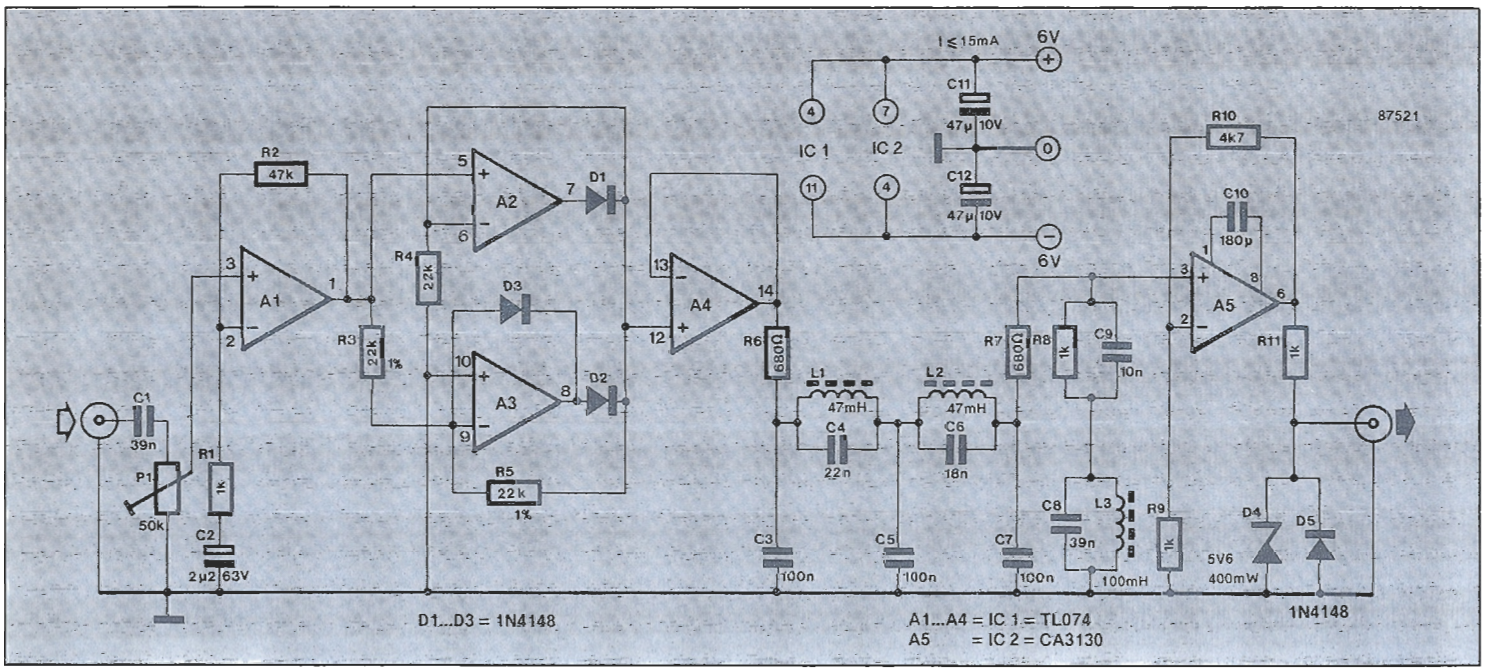
74 Interface para satélites meteorológicos

La recepción de las emisiones de los satélites meteorológicos está comenzando a extenderse. Un receptor de FM ligeramente transformado permite recibir la mayor parte de estos satélites alrededor de los 138 MHz. La información de vídeo está presente bajo la forma de una modulación de amplitud con una portadora auxiliar de 2.400 Hz. Esta señal de AM modula a su vez a la frecuencia de la portadora principal (alrededor de unos 138 MHz). El circuito que presentamos aquí es un detector para la señal de modulación de amplitud. Resulta imprescindible que el rechazo de la subportadora en el receptor sea lo más fuerte posible; cuanto mayor sea este rechazo, mejor será la calidad de la imagen recibida. El diseñador de este circuito ha tenido en cuenta el hecho de que será utilizado, en la mayoría de las ocasiones, un lector de casetes sobre el que se habrá grabado las emisiones del satélite meteorológico. Por ello, la ganancia del amplificador A1 es de 48. El rectificador de precisión de doble onda realizado con A2 y A3 no deja pasar más que un 0,2% de ondulación residual a 2.400 Hz; esto es debido a las diferencias intrínsecas entre ambos rectificadores. Con los convertidores A/D digitales de 8 bits, esta ondulación pasa desapercibida, ya que resulta inferior a 1/2 LSB.

La componente principal de la tensión residual es de 4.800 Hz, y resulta fácil eliminarla. El filtro utilizado para ello se caracteriza por una atenuación de tan sólo 3 dB a 2.500 Hz, pero de 45 dB a 4.500 Hz. Los componentes alrededor de L3 forman una red de compensación cuya misión es la de nivelar el efecto de la resistencia de la bobina. Para este filtro, se emplearán bobinas de choque miniatura con carcasa metálica. Si se utilizan otros tipos de bobinas, hará falta adaptar la red de compensación.

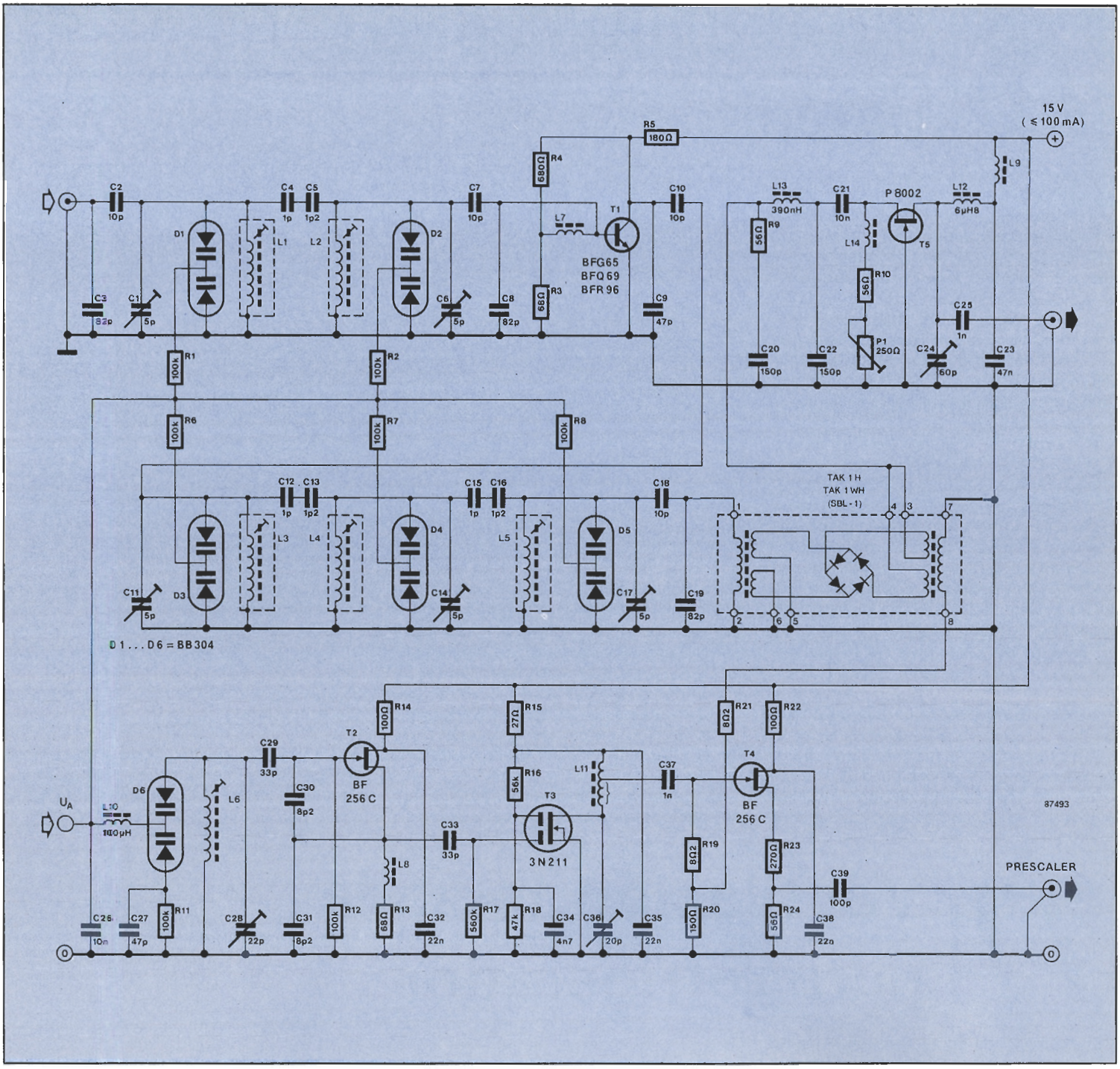
La ventaja de esta manera de proceder es que permite la adaptación del circuito a las portadoras cuya frecuencia pueda llegar hasta 4.8 KHz. Esto significa que un informe meteorológico grabado en cinta podrá ser leído por un ordenador a una velocidad de lectura de la cinta del doble de la velocidad de grabación. Lo único que se necesita es que el programa sea capaz de aceptar los datos a esta velocidad.

R11, D4 y D5 protegen al convertidor A/D frente a las sobretensiones de más de 5 V o inferiores a 0 V. El empleo de un CA3130 permite obtener una tensión de salida de 5 V, incluso si la tensión de alimentación no es más que de ±9 V. El consumo de corriente del circuito es del orden de 15 mA. Para obtener a la salida una tensión de 5 voltios hace falta aplicar en la entrada una señal mínima de 68 mVeff, nivel que cualquier tipo de casete, incluso los más económicos, debería ser capaz de suministrar.



75 Sintonizador FM de alta calidad

Los datos críticos para una cabeza sintonizadora de FM son su característica de transferencia de señal (sensibilidad) y su nivel de ruido. Se sabe que la mejora de una de estas características implica una influencia negativa sobre la otra. La elección de los componentes juega un papel importante en la búsqueda de un buen compromiso. Dado que resulta necesario una elevada sensibilidad, se emplearán componentes activos altamente selectivos. Esta precaución resulta notablemente eficaz en el mezclador, por ejemplo, que es sin duda el elemento donde se produciría la intermodulación más fuerte. En el esquema adjunto, se ve que la señal de la antena se aplica a un amplificador de RF mediante un filtro paso-banda con acoplo ligeramente sobre-crítico. También se ve un filtro UHF que asocia una buena linealidad a una muy buena carac-



terística de ruido. Esta última es muy importante, ya que la pérdida introducida por el filtro es de alrededor de unos 2 dB, lo que repercute en la característica de ruido. Gracias a las televisiones vía satélite, el tipo de transistores empleados no resultan excesivamente raros. La señal de salida de la etapa RF también es filtrada, de manera que hay en total 5 de estas redes en el mezclador. La ganancia entre la antena y la entrada del mezclador es de 12 dB (a 87 MHz). Esta se obtiene por un acoplamiento particular de las redes. El mezclador es pasivo y simétrico, ya que este tipo permite obtener los mejores resultados en VHF y UHF. Cualquier otro mezclador simétrico Schottky con un punto de corte por debajo de 15 dBm y una banda de frecuencias óptimas entre 50 y 200 MHz, podrá ser empleado. El oscilador local (T2) no produce más que un débil ruido de fase, y T3 lleva la señal a un nivel de 50 a 100 mW. La función de 3N211 es la de drenar una corriente comprendida entre 20 y 30 mA, mientras que T4 realiza el desacoplo de la salida hacia un frecuencímetro o un sintetizador. A este mezclador pasivo hay que colocarle una carga puramente óhmica de 50 Ω. Sabiendo que las pérdidas de conversión del mezclador son de unos 6 dB, un poco de ganancia no viene mal. Un transistor JFET de media potencia permite obtener una buena adaptación al mezclador; la ganancia es de alrededor de 12 dB (tras la conversión sobre 50 Ω). La corriente a través de T5 será fijada a unos 20 ó 25 mA.

A través de todos estos puntos, con este esquema se alcanzan especificaciones más que respetables: el punto de corte en la entrada es de mejor que 0 dB con una característica de ruido de 4 dB.

La potencia de la FI de este sintonizador no es débil. Sobre el prototipo hemos obtenido 10 mW. El circuito de FI debe ser por tanto capaz de manejar señales de esta potencia. Para finalizar, he aquí las características de algunas de las bobinas:

L1...L5=E526HNA10014 (Toko)

L6=E526HNA10013 (Toko)

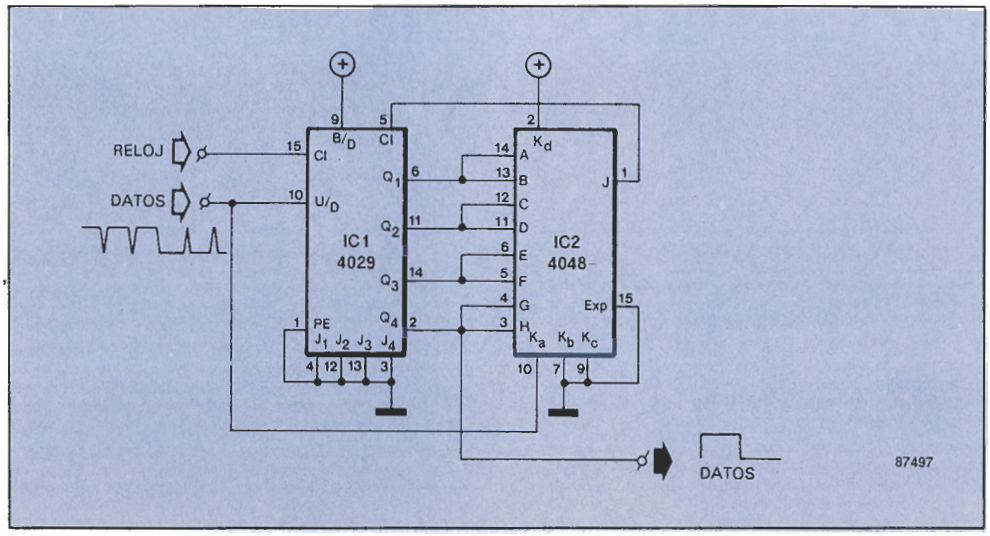
L7...L9, L14=6 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 mm sobre perla de ferrita.

L11=9 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,6 mm sobre toroide T52/12 (con toma intermedia a 3 espiras).

76 Filtro digital contra parásitos

La presencia de parásitos de muy corta duración (del orden del nanosegundo) en los circuitos digitales no resulta excepcional. De hecho, cuando un montaje está bien diseñado no debería producirse, pero siempre queda el riesgo que representa la intrusión de parásitos provenientes del exterior. El filtro que describimos a continuación está diseñado precisamente para eliminar estas inoportunas señales.

Supongamos que el contador está inicialmente a cero y que la línea de datos está alta. IC2 funciona de momento como una puerta AND. Después de 8 impulsos, la salida Q4 de IC1 se pone a estado alto, y por lo tanto la salida del filtro. Si entretanto la entrada de datos ha pasado a nivel bajo, esto no tiene otras consecuencias que las de alargar el número de impulsos de reloj. Después de una segunda serie de 8 impulsos el contador llega a 15, la configuración binaria de sus salidad es 1111 (en binario); la entrada CI de IC1 se pone por tanto alta, por lo que bloquea los impulsos del reloj. Esta situación no cambia mientras que la entrada DATOS permanezca alta. Cuando la entrada toma el nivel bajo, IC2 se convierte en una puerta NOR, de manera que los impulsos de reloj recibidos por IC1 son tenidos en cuenta por ella de nuevo; IC2 comienza a trabajar como descontador (contador descendente): después de 8 impulsos de reloj, Q4 vuelve a estado bajo, y después de otros 8 impulsos el contador está de nuevo bloqueado. Los datos filtrados son restituidos con una cadencia dividida por 8 veces la señal de reloj. Para transferencias de datos en serie, que constituyen el campo de aplicación privilegiado de este circuito, este retardo no resulta crítico.

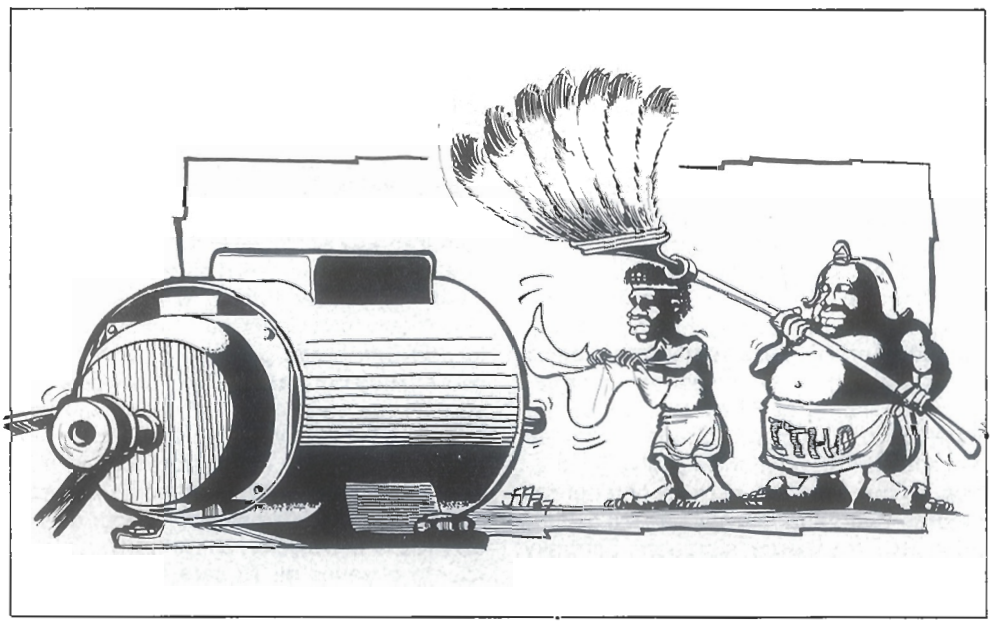


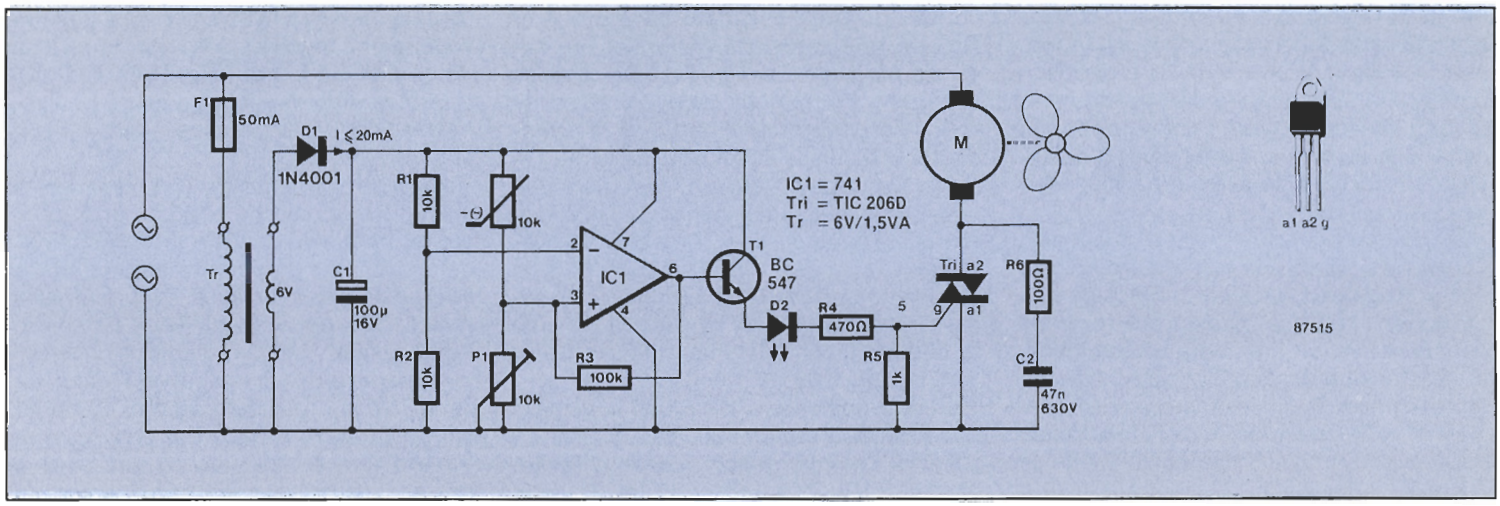
La frecuencia máxima de datos depende, evidentemente, de la frecuencia del reloj, que debe ser 16 veces superior. Como límite absoluto, la frecuencia de reloj debe ser inferior a 8 MHz. El 4048 es una puerta AND de 8 entradas (A...H) y una salida (J), con 4 entradas de control que permiten seleccionar la realización de funciones OR, NOR, AND, NAND, OR/AND, OR/NAN, AND/OR, y AND/NOR. La cuarta entrada de control (Kd) permite poner la salida en alta impedancia. La entrada «Expand» de este integrado permite combinar varios 4048.

77 Ventilación forzada para refrigerador

El principio de funcionamiento de un refrigerador consiste en extraer calorías del recinto cerrado a enfriar, y disiparlas en el exterior por medio de un radiador de aletas, lo que explica la necesidad de una correcta convección alrededor del radiador si se desea una evacuación conveniente del calor.

Con las cocinas actuales a base de modernos aparatos integrados y con un reducido espacio para colocarlos todos, esta convección está lejos de responder a las exigencias que garantizan el buen funcionamiento de la nevera, lo que provoca una disminución del rendimiento, de forma que en algunos días veraniegos el motor del compresor permanece en marcha casi constantemente. Una pequeña reforma, consistente en incorporar una ventilación forzada, permite mejorar sensiblemente el rendimiento del refrigerador. Como veremos a continuación, la explica-



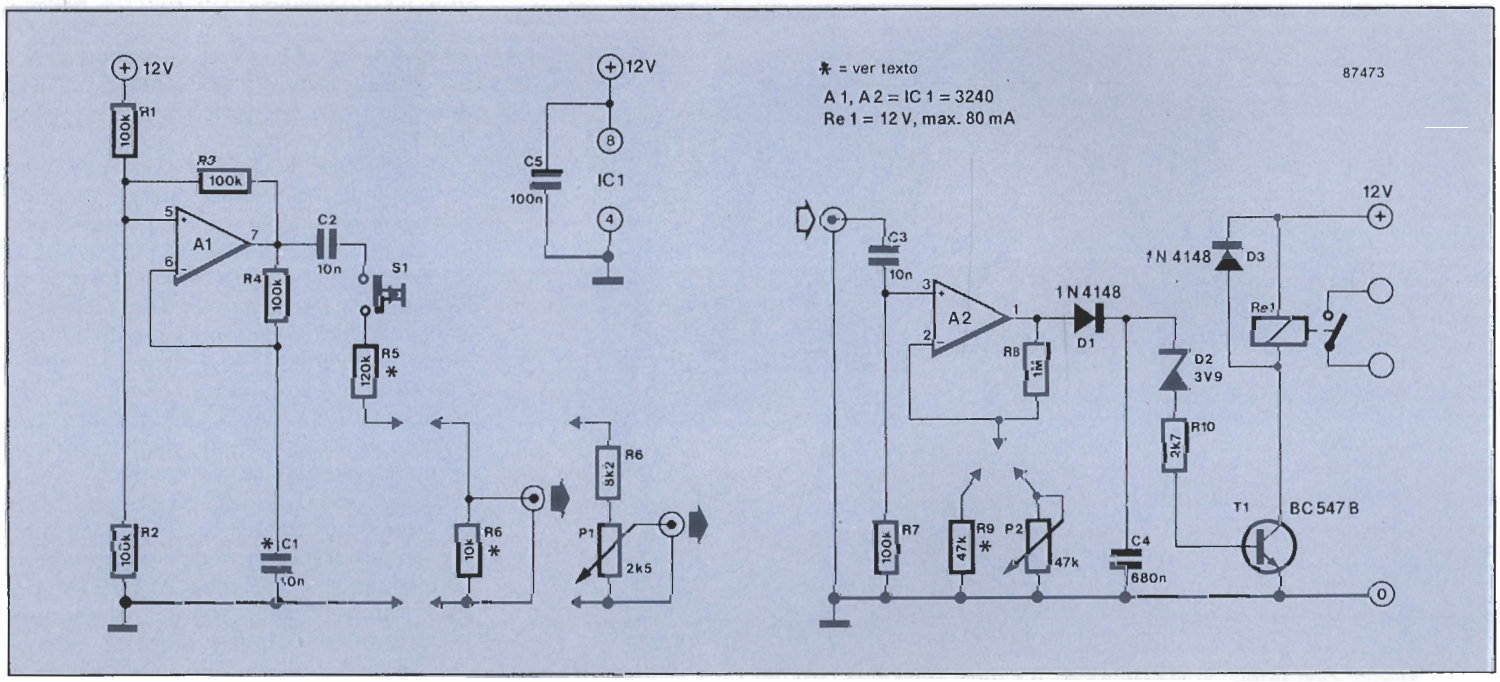


ción del funcionamiento del circuito no resulta muy larga. Con ayuda de un pequeño transformador de red se realiza una alimentación rudimentaria con rectificación de media onda. El dispositivo de medida de la temperatura es un puente compuesto por las resistencias R1 y R2, el ajustable P1, y una NTC (resistencia de coeficiente de temperatura negativo). Un amplificador, montado como comparador, trata la señal suministrada por el puente de medida, produciendo la señal de control de mando de un triac que se encarga de poner en marcha (o parar) al ventilador. R3 da al montaje una cierta histéresis, de manera que se evita un cambio continuo del estado del ventilador (paso de marcha a parada y viceversa). Para evitar problemas de disparo debidos a la característica inductiva de la carga que constituye el motor del ventilador, la corriente aplicada a la puerta del triac es una corriente continua.

La realización del montaje no debe presentar problemas si se tiene la precaución de no equivocar las patillas A1 y A2 del triac, error que se traduce en un disparo continuo del triac. Por último nos queda recordar que el montaje está unido a la tensión de red, lo que significa que se debe tener cuidado al manipular el circuito, para evitar descargas peligrosas. Si se desea economizar, todavía más, la energía consumida por el circuito en reposo, se conectará éste en paralelo con el motor del refrigerador, en lugar de directamente a la red. Busque un emplazamiento adecuado para la NTC (en las proximidades de las aletas del radiador, por ejemplo). El triac empleado no necesita radiador.

78 Sincronizador para cambio de diapositivas

En un proyector de diapositivas, la sincronización entre sonido e imagen puede ser mucho menos complicada de lo que parece a primera vista. El comentador graba el texto explicativo (acompañado eventualmente de música de fondo) en un casete estéreo mediante un micrófono; esta señal se graba sobre una de las pistas; sobre la otra se registra, en el instante requerido, un tono que servirá de señal del cambio de la diapositiva. Cada serie de diapositivas queda así acompañada



de un casete propio en el cual están registrados los tonos de cambio en el momento adecuado. Durante la proyección audiovisual, el canal de sonido se une a un amplificador de audio, mientras que el canal que lleva la señal de control se lleva al dispositivo de cambio de diapositivas.

El circuito en torno a A1 es un generador de onda cuadrada con una frecuencia de 1 KHz que produce las señales de sincronización que se aplican a la entrada del casete en un momento determinado, al apretar el pulsador S1, cuando se desea el cambio de diapositiva. Las resistencias R5 y R6 atenúan la señal de salida para evitar una sobremodulación de la entrada del grabador. En algunos casos, en particular si el casete está dotado de un TDA 1002A, no resulta extraño que el nivel de esta señal sea todavía demasiado fuerte, y que por tanto haya que proceder a una adaptación (atenuación) suplementaria de la salida. En este caso, se sustituirá R6 por un potenciómetro de 2K5 colocado en serie con una resistencia de 8K2, disposición que permitirá regular el divisor de tensión de manera que no se produzca la sobremodulación de la entrada. También puede resultar conveniente, de nuevo si el amplificador está basado en un TDA 1002A, utilizar una señal de sincronización de 100 Hz, lo cual se obtiene fácilmente aumentado el valor de C1 hasta 100 nF.

La segunda parte del circuito sirve para la conversión de las señales sonoras en señales de conmutación destinadas al proyector. Durante la lectura de la banda codificada, el circuito basado en A2 detecta la señal cuadrada grabada sobre la cinta. De nuevo, si el amplificador está basado en un TDA 1002A habrá que proceder a una modificación: sustituir R9 por un potenciómetro de igual valor (47 KΩ).

El consumo del circuito es de unos 15 mA, a los cuales hay que añadir el consumo del relé.

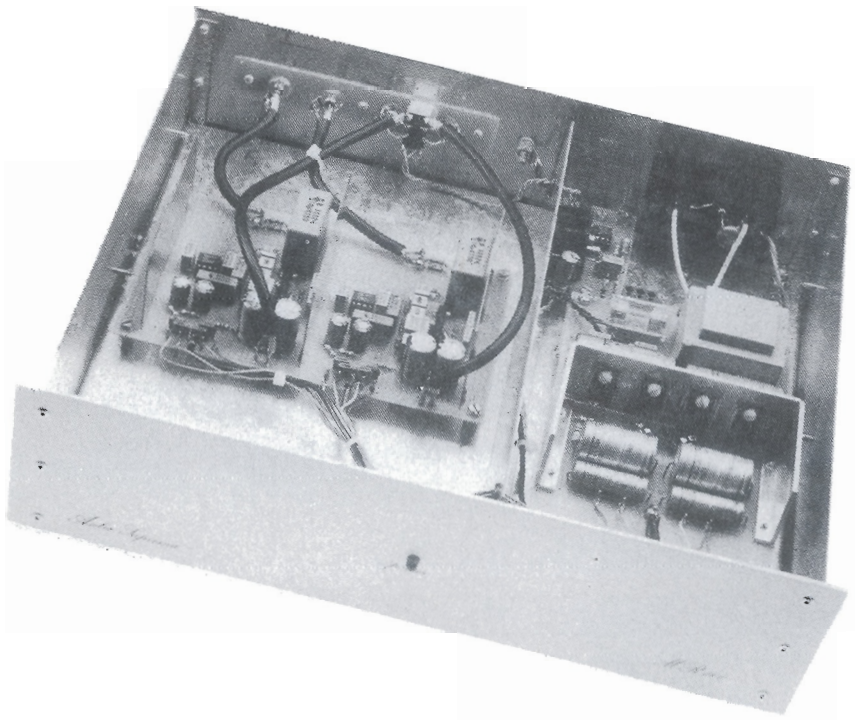
Algunos proyectores son capaces de ejecutar una marcha atrás a partir de un par de impulsos cortos y muy cercanos o de un impulso particularmente largo. Tal como está diseñado el circuito propuesto, éste será capaz de tratar este tipo de informaciones.

La conexión del relé al proyector depende de las características de este último, lo que explica que no podamos entrar en una descripción detallada de la misma. Los lectores tendrán que solucionar ésta a base de la información del proyector, o bien de realizar pruebas hasta conseguir la conexión adecuada.

79 Preamplificador RIAA integrado de alta calidad

En el corazón de numerosos amplificadores HIFI provenientes de Oriente Medio se encuentra un circuito integrado de Hitachi, el HA 12017, un amplificador integrado de audio con una baja característica de ruido. En la tabla 1 se indica una descripción de las principales características de este integrado. A la vista de éstas, rápidamente nos vino a la cabeza la idea de emplearlo para realizar un preamplificador con su corrección RIAA para tocadiscos. Si se desea que el montaje haga honor a su nombre, no hay más que respetar al pie de la letra la nota de aplicación del HA 12017, con diseño de placa incluido, suministrada por Hitachi.

El esquema de la figura 1 incorpora un dispositivo de corrección de la tensión de deriva similar al empleado en el «Preamplificador de alta calidad» (Elektor, 84, mayo 1987), dispositivo en cuyo núcleo el amplificador operacional IC2 realiza el papel de integrador. La señal de salida de IC1 atraviesa un filtro paso-bajo, R7/C9, antes de ser integrada en IC2 por medio de C8. A través de R6, la señal de error llega a la entrada inversora del amplificador de audio IC1. El nivel de esta tensión es tal que anula en todo momento la tensión de deriva presente en la salida de IC1. La corrección de la tensión de deriva tiene la ventaja de permitir una aplicación directa de la tensión de salida del preamplificador a la entrada de un amplificador o etapa de potencia.



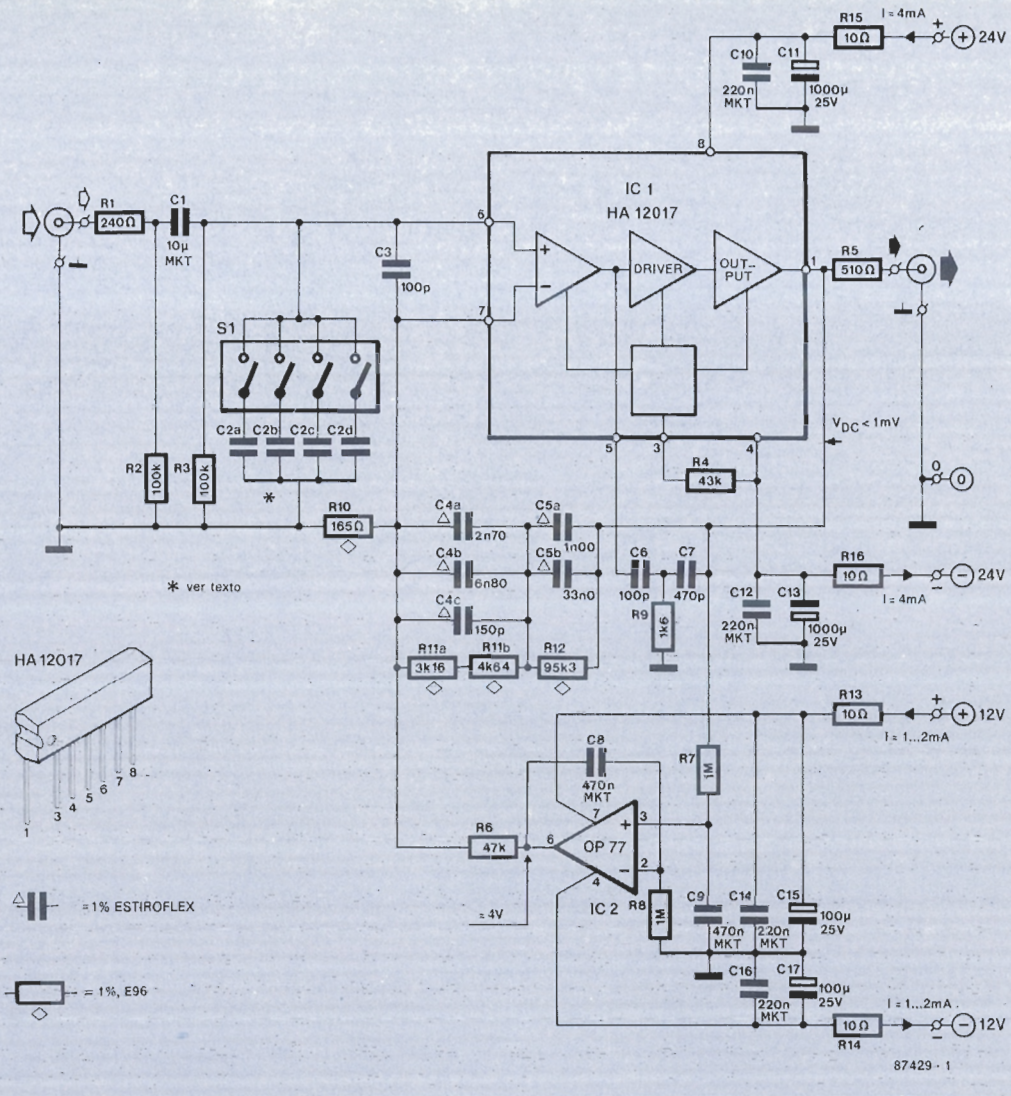
El interruptor S1 permite adaptar el circuito a la capacidad terminal (de carga) de la cápsula del tocadiscos. La resistencia de entrada está fijada a 50 KΩ (R2//R3), pero evidentemente, es posible modificarla, dando un valor diferente a las dos resistencias indicadas.

La red de corrección conectada en la línea de realimentación de IC1 presenta una cierta complejidad que le permite respetar con gran precisión la curva RIAA ideal (C4...C7, R9...R12). La resistencia de salida del circuito es de unos 510 Ω, lo que permite su conexión a cables relativamente largos.

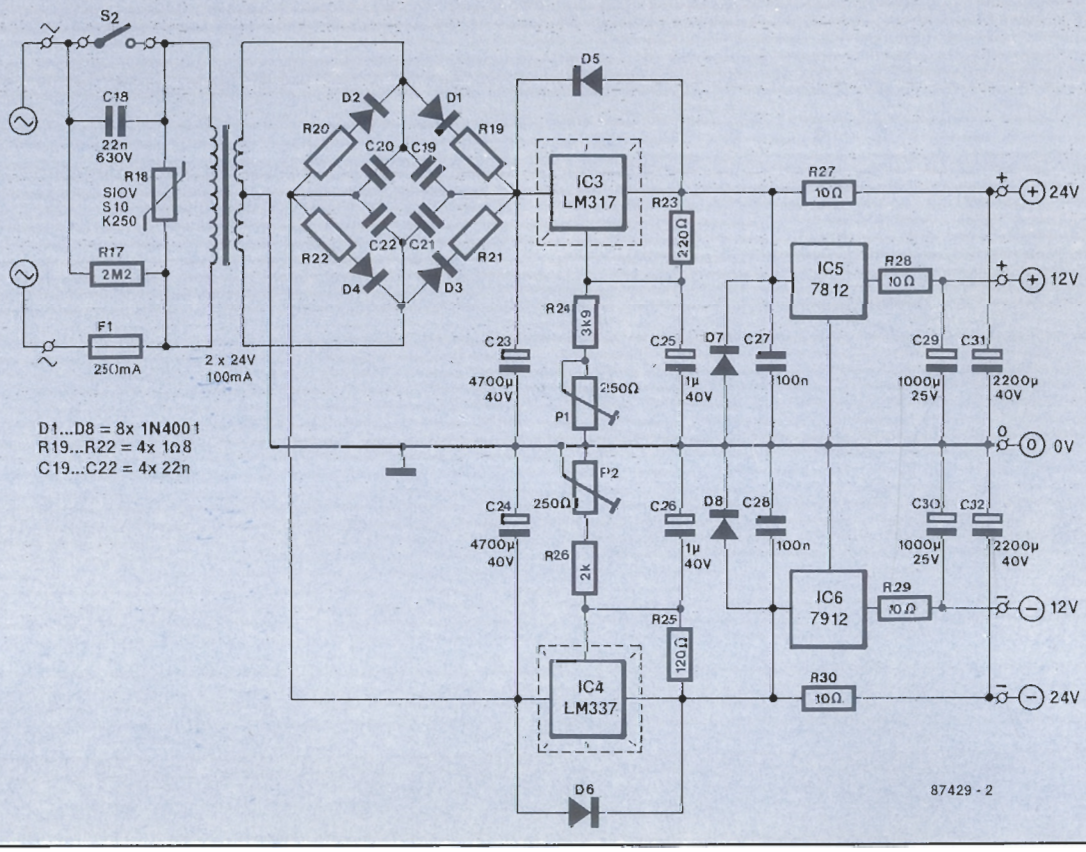
Hemos adoptado un cuidado particular en las líneas de alimentación, caracterizada por un filtraje eficaz distribuido en varios lugares: R15/C10/C11, R16/C12/C13, R13/C14/C15, R14/C16/C17. Este mismo cuidado se ha realizado también en la fuente de alimentación propiamente dicha, que se muestra en la figura 2. Impresionados por las características de la alimentación del «Preamplificador de alta calidad», hemos aprovechado el mismo concepto.

Se ve que la fuente está controlada por un interruptor simple (un solo circuito) sobre el cual está montado en paralelo un condensador antichispas, C18. El varistor R18 protege el bobinado del primario del transformador frente a picos de tensión que lleguen de la red. En la parte del se-

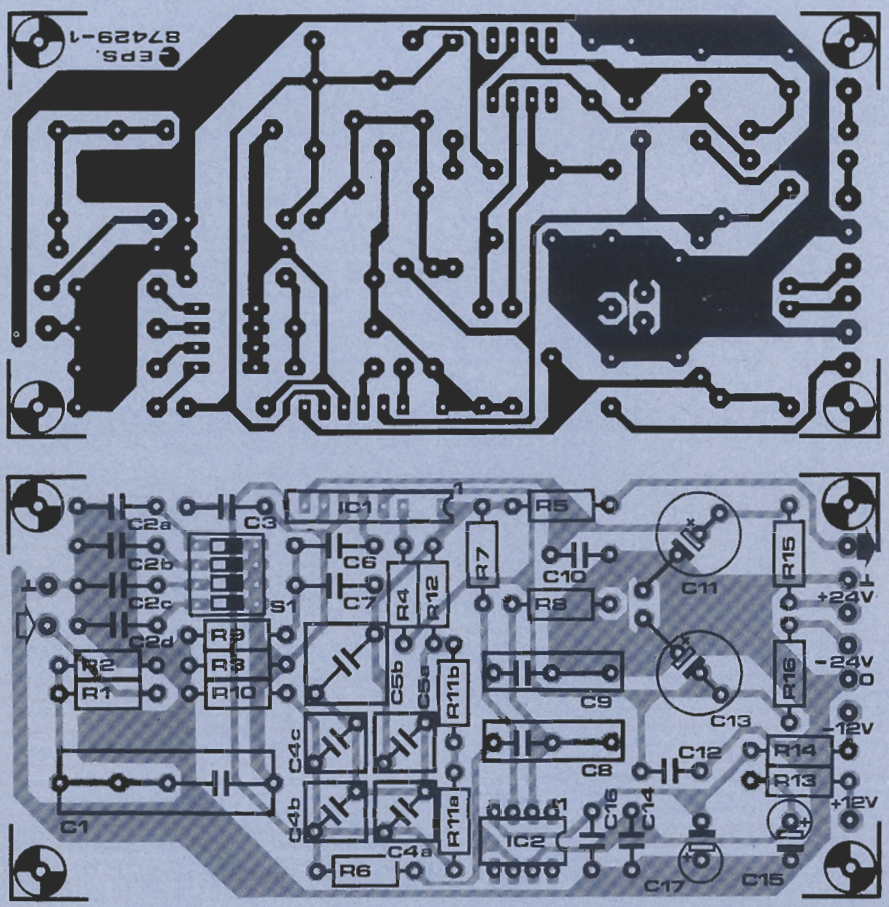
1


IC 1
HA 12017
DRIVER
OUT-PUT
S1
R1 240Ω
C1 10µ MKT
C3 100p
R2 100k
R3 100k
C2a C2b C2c C2d
R10 165Ω
R4 43k
R5 510Ω
R15 10Ω I = 4mA
C10 220n MKT
C11 1000µ 25V
24V
V_{DC} < 1mV
* ver texto
C4a 2n70
C4b 6n80
C4c 150p
C5a 1n00
C5b 33n0
C6 100p
C7 470p
R9 1k6
R11a 3k16
R11b 4k64
R12 95k3
R16 10Ω
C12 220n MKT
C13 1000µ 25V
HA 12017
R13 10Ω I = 1...2mA
12V
C8 470n MKT
R7 1M
R6 47k
OP 77
IC 2
R8 1M
≈ 4V
C9 470n MKT
C14 220n MKT
C15 100µ 25V
C16 220n MKT
C17 100µ 25V
R14 10Ω
= 1% ESTIROFLEX
= 1%, E96
87429 - 1

2


S2
C18 22n 630V
R18 SIOV S10 K250
R17 2M2
F1 250mA
2 x 24V 100mA
D1...D8 = 8x 1N4001
R19...R22 = 4x 1Ω8
C19...C22 = 4x 22n
IC3 LM317
IC4 LM337
IC5 7812
IC6 7912
R23 220Ω
R24 3k9
P1 250Ω
R26 2k
P2 250Ω
R25 120Ω
R27 10Ω
R28 10Ω
R29 10Ω
R30 10Ω
C23 4700µ 40V
C24 4700µ 40V
C25 1µ 40V
C26 1µ 40V
C27 100n
C28 100n
C29 1000µ 25V
C30 1000µ 25V
C31 2200µ 40V
C32 2200µ 40V
24V
12V
0V
12V
24V
87429 - 2

3



Lista de componentes

Resistencias:
R1=240 Ω
R2, R3=100 k
R4=43 k
R5=510 Ω
R6=47 k
R7, R8=1 M
R9=1k6
R10=165 Ω/1%
R11=3k16+4k64/1%
R12=95k3/1%
R13...R16, R27...R30=10 Ω
R17=2M2
R18=S10K250 (varistor)
R19...R22=1Ω8
R23=220 Ω
R24=3k9
R25=120 Ω
R26=2 k
P1, P2=250 Ω ajust.

Condensadores::
C1=10 µ MKT (!)
C2=en función de la cápsula empleada
C3=100 p poliestireno
C4=2n7//6n8//150 p/1%
C5=1 n//33 n/1%
C6=100 p estiroflex
C7=470 p estiroflex
C8, C9=470 n MKT
C10, C12, C14, C16=220 n MKT
C11, C13, C29, C30=1 000 µ/25 V
C15, C17=100 µ/25 V
C18=22 n/630 V
C19...C22=22 n
C23, C24=4 700 µ/40 V
C25, C26=1 µ/40 V
C27, C28=100 n
C31, C32=2 200 µ/40 V
(Condensadores electrolíticos radiales)

Semiconductores:
D1...D4=1N4001
D5...D8=1N4001
IC1=HA 12017 (Hitachi)
IC2=OP—77 (PMI)
IC3=LM317
IC4=LM337
IC5=7812
IC6=7912

Varios:
S1=cuádruple interruptor DIL
S2=interruptor de red
F1=fusible lento 100 mA con portafusibles
Tr1=transformador de red, secundario 2×24 V/250 mA radiados para IC3...IC6

cundario se encuentra el puente rectificador, D1...D4, cuyo funcionamiento resulta optimizado por la colocación de algunos componentes suplementarios (R19...R22, y C19...C22) contra el ruido, los picos de corriente en el encendido, y los parásitos de RF.

Las tensiones simétricas disponibles en los bornes de C23 y C24 son reguladas por IC3 e IC4, y llevadas a los valores de +24 y –24V con ayuda de los ajustables P1 y P2. Los reguladores integrados IC5 e IC6 aseguran la alimentación del integrador que sirve para la corrección de la tensión de deriva.

Las figuras 3 y 4 ilustran la serigrafía de la implantación de los componentes sobre los dos circuitos impresos necesarios para la realización de nuestro preamplificador para cápsula de tocadiscos.

Durante la colocación de los componentes sobre el esquema de la figura 3, se verificará la ausencia de error en la polaridad de los condensadores electrolíticos, y la correcta colocación de IC1. Los valores nominales de R11, C4 y C5 se obtienen mediante la puesta en paralelo (y en serie) de varios componentes. Los reguladores de tensión en la figura 4 pueden emplear el mismo radiador, a condición de aislar adecuadamente, eléctricamente, uno del otro.

La foto que encabeza este artículo puede servir de orientación sobre la manera práctica de realizar la mecanización de la caja y distribución de placas en la misma.

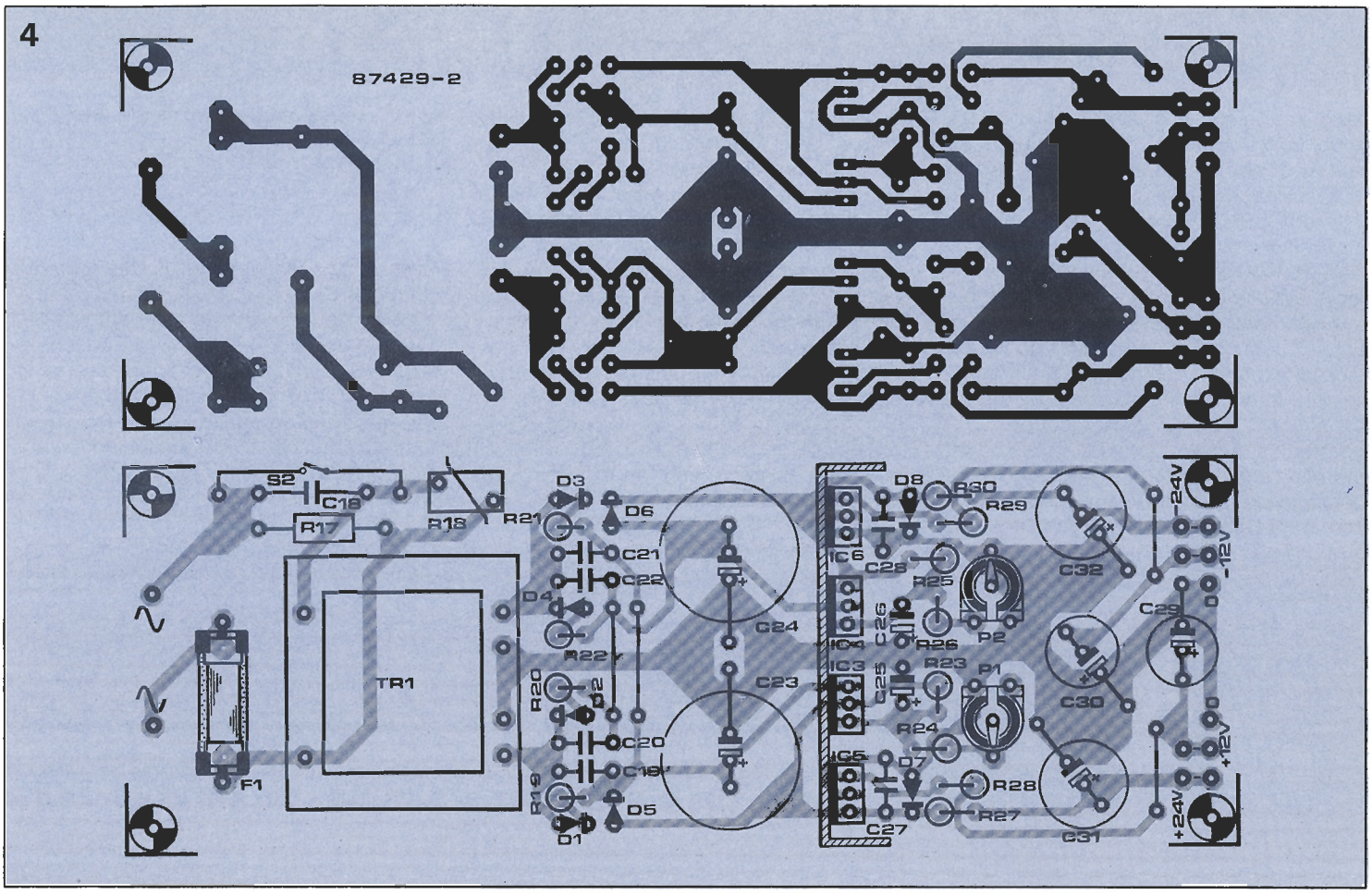
Para finalizar, algunas observaciones para los «fanáticos» del audio:

La alimentación merece ampliamente el calificativo de «alta calidad»; evidentemente puede ser empleada para otro tipo de aplicaciones diferentes en las que sea

Tabla 1. Características técnicas del HA 12017.

Tensión equivalente de ruido de entrada (Medida con red IRF-A, Rg=43 Ω, y corrección RIAA en la línea de realimentación)	1,85 µV
Tensión de entrada máxima (Tensión de alimentación=±24 V, f=1 KHz, factor de distorsión 0,1%, ganancia=35,9 dB)	235 mVeff
Distorsión armónica (Sobre el prototipo hemos medido 0,0003%)	0,002%
Ancho de banda (Tensión de salida=10 Veff, con corrección RIAA)	20...20 KHz
Rechazo de ruido de alimentación:	
tensión positiva	56 dB
tensión negativa (f=100 Hz, Rg=43 Ω)	45 dB
Tensión de alimentación	±25,6 V máx.
Disipación máxima	500 mW

4



deseable (o imperativo) conseguir una alimentación perfecta en la que brillen por su ausencia los ruidos, zumbidos, y otros parásitos indeseables.

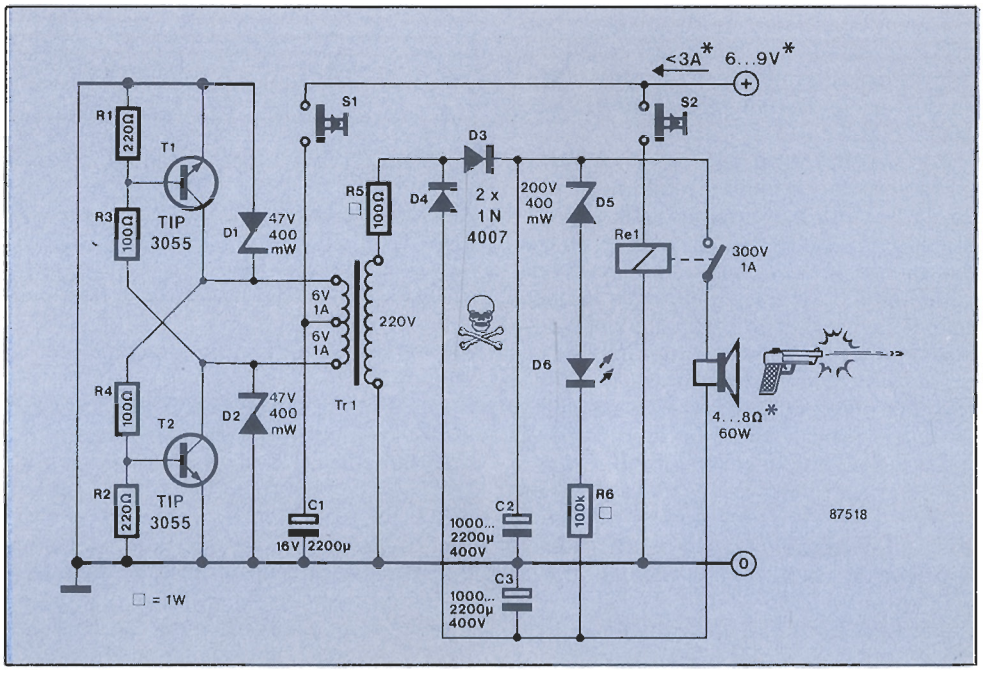
Para la conmutación de las diversas señales de entrada de alto nivel resulta preferible un conmutador rotativo o el circuito de conmutación mediante relés diseñado para el «Preamplificador de alta calidad» o el de «Preamplificador a válvulas», publicado en la revista Elektor 90, noviembre 87.

80 Simulador de disparos

Si en el centenar largo de artículos publicados en este especial de verano hay algunos que no dejarán de llamar su atención, este es uno que le hará saltar, incluso si no lo desea. Como su título indica, este circuito simula un disparo o un petardazo con un realismo ... estruendoso. ¡Atención a sus oidos!

Para realizar este simulador, hace falta un (o varios) altavoz viejo, que se escogerá en función de su tamaño, más que atendiendo a sus cualidades de alta fidelidad. Teniendo en cuenta el tratamiento a que será sometido, no hay que esperar poder reutilizar en otro montaje un altavoz que haya trabajado en el simulador de disparos. Como se verá por la descripción del circuito, el altavoz será sometido a un fuerte «estrés». El efecto sonoro de ruido seco se obtiene mediante la descarga brutal de varios condensadores (del tipo empleado en los flash electrónicos) a través del altavoz.

El circuito es de una sencillez ejemplar.



Un ondulador formado por T1, T2 y Tr1 transforma la tensión de 6 voltios en unos, aproximadamente, 220 V. Los diodos D1 y D2 protegen los dos transistores frente a los picos de tensión. La frecuencia de este ondulador depende del núcleo del transformador y de la carga en el secundario. En esta aplicación, la frecuencia puede alcanzar fácilmente el margen de los KHz. A medida que la tensión en los bornes de los condensadores electrolíticos aumenta, la frecuencia disminuye hasta alrededor de unos 50 Hz. En el secundario del transformador hemos colocado un doblador de tensión que lleva la tensión en los bornes de los condensadores C2 y C3 a unos cuantos centenares de voltios. La resistencia R5 limita la corriente de carga. Cuando los condensadores están suficientemente cargados, el LED D6 se ilumina, indicando así que el arma está «cargada».

La carga de los condensadores comienza cuando se aprieta el pulsador S1, que hay que mantener apretado hasta que el led indique el final de carga. A continuación basta con pulsar S2 para «disparar»: el cierre de los contactos del relé permite que circule una corriente de 50 a 100 A (durante un breve instante) a través del altavoz. Si el altavoz elegido no es capaz de digerir corrientes de pico elevadas, es bastante probable que tenga que buscar el cono del mismo en el extremo opuesto de la habitación (este tipo de aplicación como proyectil de un solo uso está prevista en el diseño, principalmente por motivos de coste ... y de seguridad). Si, por el contrario, el altavoz es capaz de soportar el golpe, se observará (más bien se oirá) que el efecto está altamente logrado y la potencia es inaudita.

Al comienzo de la carga la corriente consumida es de alrededor de unos 3 A, aunque rápidamente desciende a unos 0,5...0,8 A. Para obtener un efecto todavía más atronador, se puede emplear una alimentación de 12 V (valor máximo). En este caso, es necesario que el altavoz sea capaz de encajar una potencia de pico de unos 1.000 W.

Durante los ensayos, y para comenzar, utilice una tensión de alimentación de tan sólo 3 V. Así, incluso si las cosas van mal, no tendrá consecuencias graves sobre los componentes.

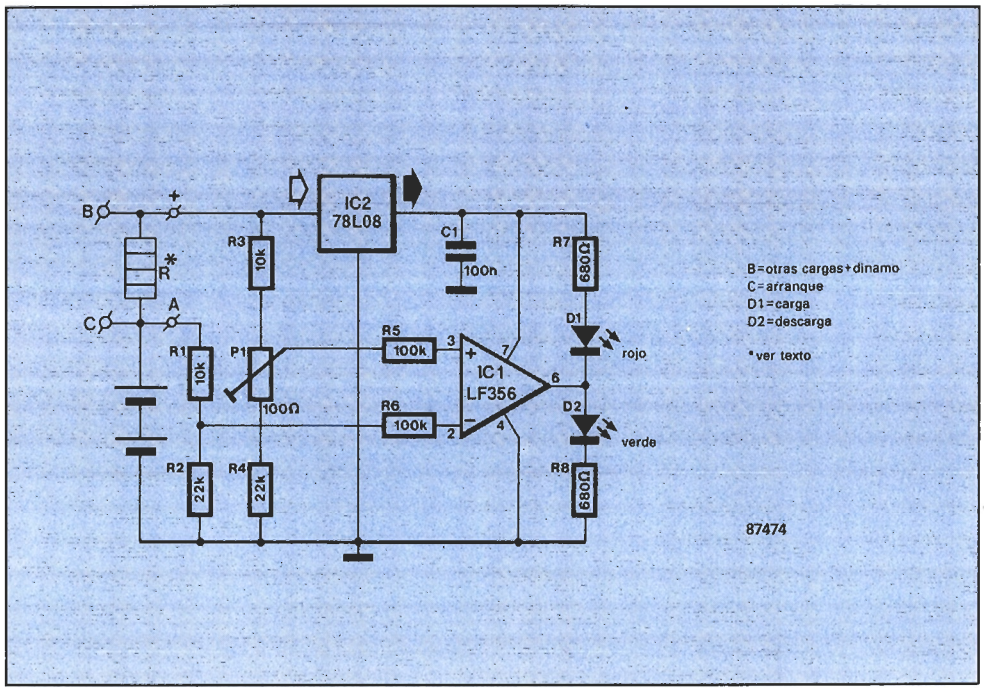
No hay que perder de vista el hecho de que al manipular el circuito simulador de disparos se corre el riesgo de entrar en contacto con tensiones continuas elevadas que pueden ser mortales. Por tanto, resulta indispensable aislar adecuadamente toda la parte de alta tensión del circuito.

Por último, y no menos importante, tenga cuidado con sus oidos.

81 Indicador de carga/descarga para batería

Pocos son los vehículos, coches o motos, en cuyo tablero se pueda encontrar un voltímetro que indique el valor de la tensión de la red de a bordo. La mayor parte de los vehículos sólo disponen de un indicador que se ilumina cuando las cosas van verdaderamente mal. Resulta por tanto imposible comprobar que la tensión que apenas llega a 12 V con el motor parado sube alegremente a unos 14 V cuando el motor está en marcha. De hecho, esta tensión no es representativa del estado de la batería, ya que no nos indica para nada el estado (carga o descarga) en que se encuentra la batería. En estas condiciones, cuando el voltímetro de a bordo nos indica que hay una caída de tensión, es que las cosas han llegado (demasiado) lejos.

Con las motos en particular, es importante verificar permanentemente el estado de la batería. Tomemos, por ejemplo, el caso de una BMW 15, dotada de una dinamo de 150 W. A poco que se hayan conectado un cierto número de accesorios, la capacidad de carga y la batería se equilibran, lo que no resulta fácil de controlar con un amperímetro. El amperímetro más pequeño que se puede emplear para esta función tiene un margen de 30 A, lo que resulta bastante grande, ya que para la mayor parte de las motos, una escala de 10 A será más que suficiente. Si además se tiene en cuenta el precio de dicho instrumento y de los problemas que trae su colocación ... no se tarda en intentar encontrar otra solución; como puede ser, por ejemplo, nuestro indicador, que no presenta ninguno de estos inconvenientes.



Mediante la resistencia R*, la corriente a medir se convierte en una tensión. R* está constituido por dos resistencias de 0,1 Ω/5 W y un fusible (o bien unas pocas espiras de hilo de cobre suficientemente grueso). El sentido de la corriente que circula por R* es detectado mediante el comparador IC1, que indica si la batería está siendo cargada o descargada. Los led D1 y D2 visualizan la situación actual. El ajustable P1 permite modificar ligeramente el nivel en que la visualización cambia.

La mejor solución consiste en conectar el punto «+» del circuito tras la llave de contacto; evidentemente, nada impide dotar al circuito de su propio interruptor de encendido/apagado.

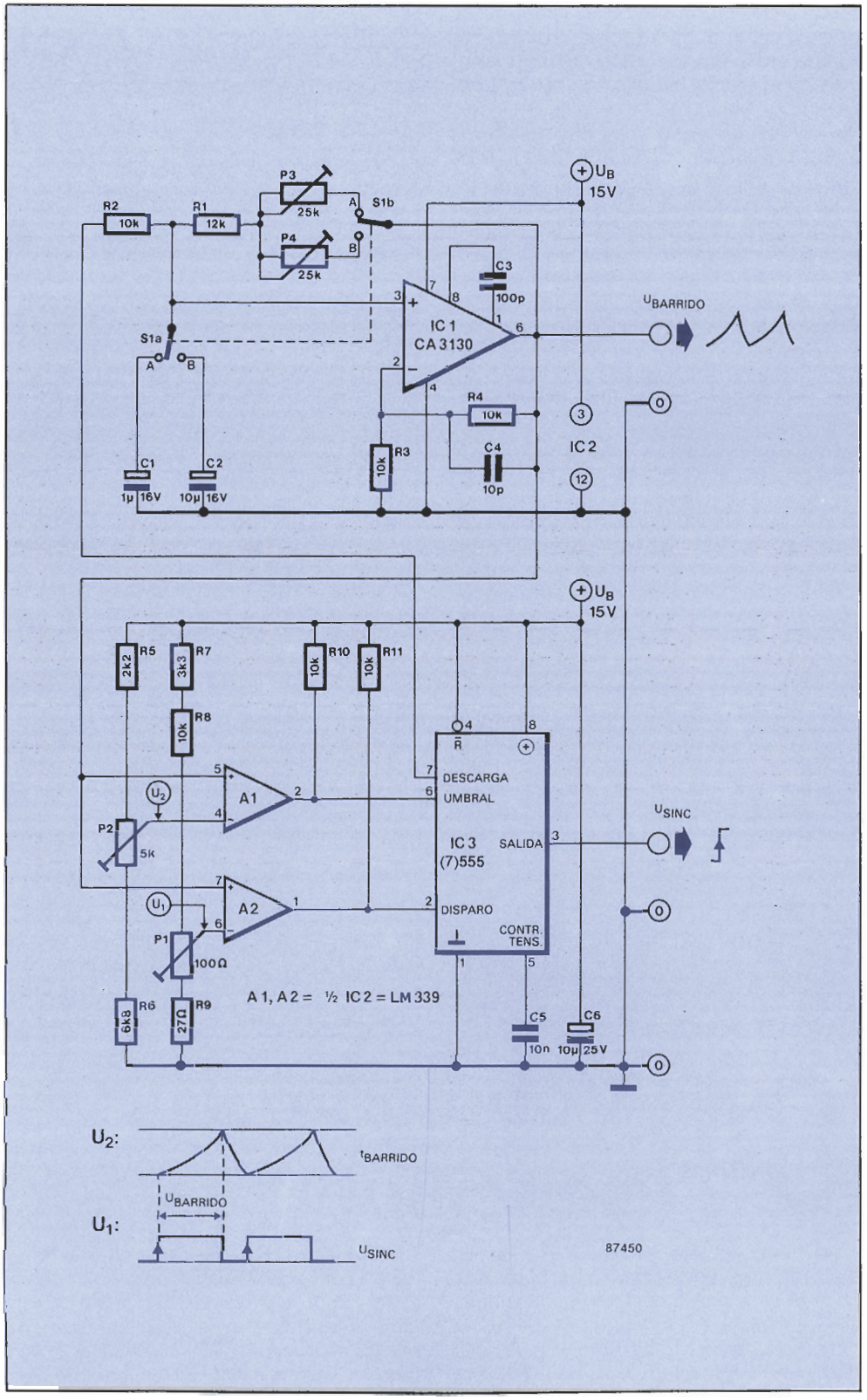
Este montaje está diseñado exclusivamente para vehículos o motos cuya tensión de alimentación sea de 12 voltios.

82 Barrido logarítmico

He aquí un circuito bastante sencillo que permite crear una tensión con curva exponencial, sin necesidad de emplear la característica logarítmica de la unión B-E de un transistor. Aunque ha sido diseñado inicialmente para el generador de funciones de Elektor, podrá ser empleado con cualquier tipo de generador dotado con un VCO.

La tensión de la curva exponencial se aplica a la entrada del VCO del generador. La salida de sincronización del montaje se une a la entrada de disparo («trigger») de un osciloscopio (disparo por flanco positivo). La base de tiempos del osciloscopio se utiliza aquí para la desviación horizontal (al contrario que en el caso del vobulador descrito en Elektor 70, marzo 86). El eje horizontal (de frecuencias) presenta así una característica logarítmica. La relación de vobulación es de 100:1 (Uvco=0,1...10 V). La tensión logarítmica se genera con ayuda de una red RC y de un amplificador operacional, IC1. La ganancia de este circuito integrado se fija en 2 (R3/R4), con un bucle de realimentación formado por P4/P3 y R1-C1/C2. que dan lugar a la tensión exponencial Ubarrido. Cuando esta tensión alcanza el nivel U2, la báscula del 555 se pone a cero; el condensador C1 (o C2) se descarga a través de R2 desde la patilla «descarga» del 555, hasta que el nivel de Ubarrido alcanza U1. En este instante, el 555 libera la descarga, y comienza un nuevo ciclo de barrido. La salida del 555 suministra la señal de disparo para el osciloscopio.

Para el ajuste se seguirán los pasos siguientes: Poner el generador de funciones en escala de 100 Hz, y en modo «frecuencia exterior». Una la entrada del VCO al cursor de P1, estableciendo también una conexión entre las masas de los dos aparatos, y regule la frecuencia de salida del generador a 100 Hz con P1. Unir la entrada del generador al cursor de P2 y ajustar P2 para obtener una frecuencia de 10 KHz en la salida del generador de funciones. Unir a continuación la entrada Y del osciloscopio a la salida Ubarrido, después de haber colocado la sensibilidad de entrada en 10 ms/div y puesto el osciloscopio en modo «disparo exterior». Ajuste ahora la sensibilidad de entrada de manera que la máxima tensión de vobulación llegue hasta lo alto de la pantalla del osciloscopio. Coloque S1 en posición A (barrido de 0,1 s) y regule P3 de manera que la tensión exponencial alcance su valor máximo en la esquina derecha superior de la pantalla. Realice la misma operación con S1 en posición B (barrido de 1 s) y el osciloscopio en posición 100 ms/div, ajustando esta vez P4. Y con esto se termina el ajuste. No queda más que unir Ubarrido a la entrada del VCO, y el circuito está listo para su utilización.



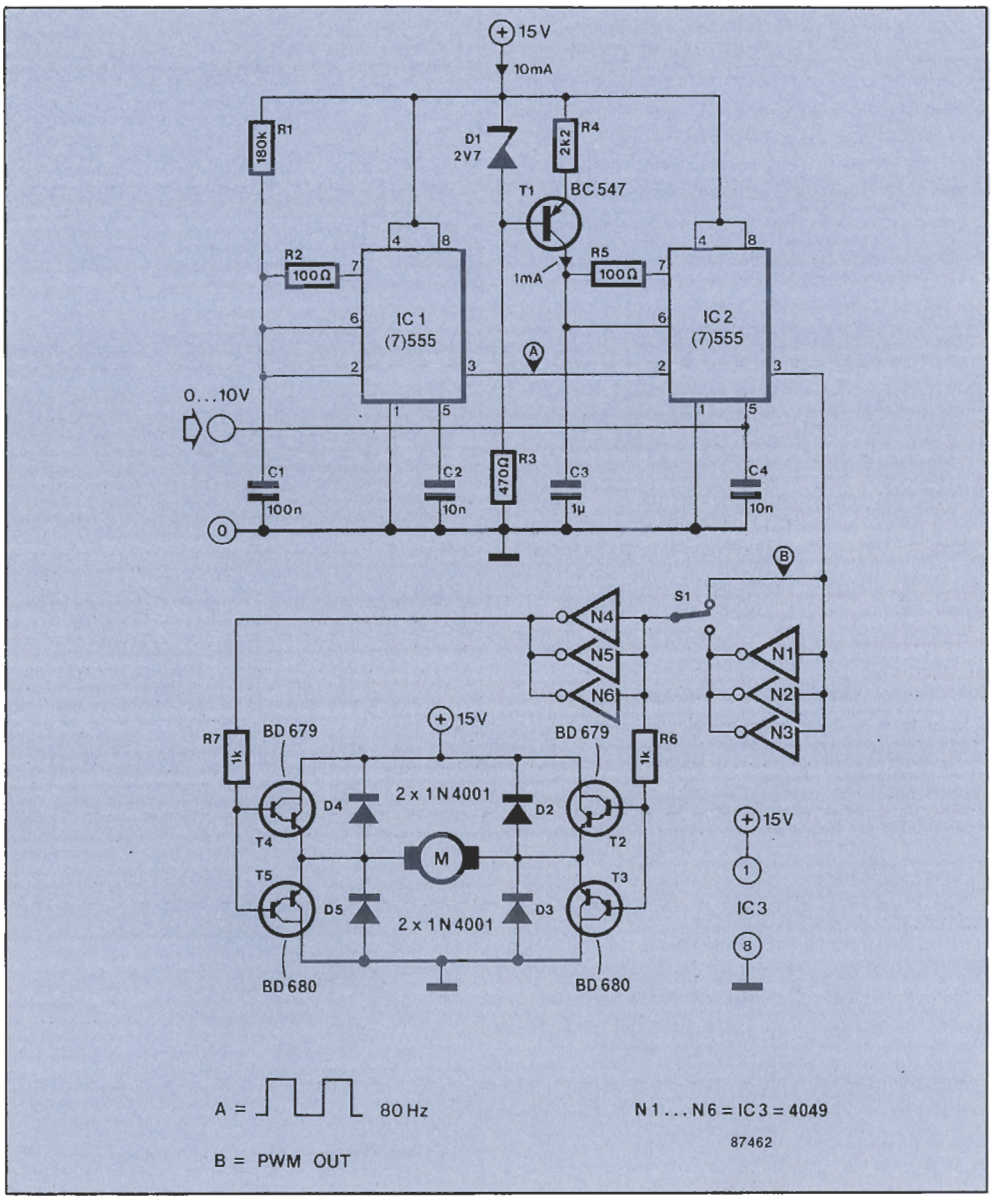
El consumo del circuito es inferior a 25 mA empleando un 555, y de menos de 15 mA si se emplea la versión CMOS del mismo, el 7555.

83 Control de motor CC por PWM

Los motores de corriente continua se utilizan habitualmente por multitud de razones, entre las que cabe destacar principalmente su facilidad para ajustar la velocidad de rotación. En el caso de motores de alimentación separada, como los empleados en los juguetes a base de imanes permanentes, existe en principio una relación lineal entre el número de revoluciones y la tensión aplicada a los extremos del motor. En este circuito, la variación de esta tensión se efectúa mediante la modulación del ancho de pulso («Pulse With Modulation», PWM). Algunas de las principales ventajas de esta técnica son un rendimiento elevado y una mejor capacidad de carga en bajo régimen de trabajo.

Con ayuda de una tensión que va de 0 a 10 voltios, es posible pasar de la máxima velocidad de rotación en un sentido a la máxima velocidad en sentido contrario, pasando evidentemente por cero. El multivibrador estable IC1 genera unos impulsos con una frecuencia de 80 Hz; este integrado determina la frecuencia de repetición del PWM. La fuente de corriente T1 asegura la carga de C3. La tensión en diente de sierra presente en las bornas de C3 se compara con la tensión de entrada en el comparador IC2. De esta manera se genera la señal PWM disponible en la patilla 3 de IC2.

El puente de transistores Darlington es capaz de excitar un motor cuyo consumo sea igual o inferior a unos 4 A, a condición de que su corriente de arranque no sobrepase los 6 A, y de que los transistores sean refrigerados adecuadamente. Los diodos D2...D5 protegen a los transistores T2...T5 frente a la característica inductiva del motor. S1 permite invertir el sentido de rotación del motor.



84 Vobulador sencillo

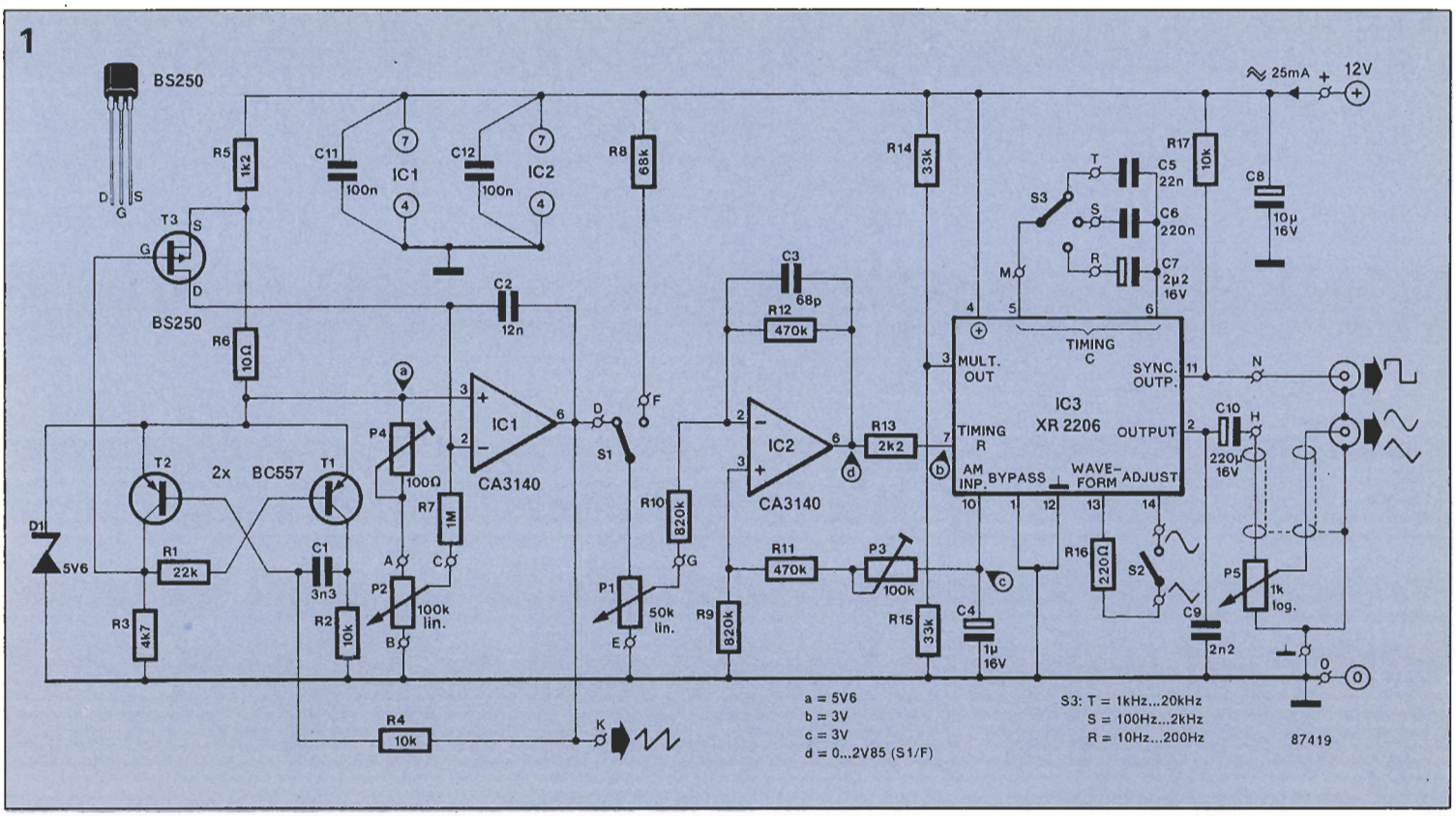
En audio, el vobulador es uno de los instrumentos de medida más apreciado cuando se tiene necesidad, por ejemplo, de determinar rápidamente la curva de respuesta de un amplificador o cualquier otra característica de este tipo. Aunque han sido muchos los lectores que han construido el «vobulador de audio» (Elektor, marzo 1986) son todavía más, quizá, a los que les hubiera gustado realizarlo, pero que no han podido hacerlo por falta de medios. Para esta categoría de lectores hemos sacado del cajón de materiales el conocido XR2206 empleado en el «generador de funciones» (Elektor 59, abril 1985) para hacer, asociándolo a un par de operacionales, una especie de vobulador que, a pesar de su sencillez, resulta muy funcional.

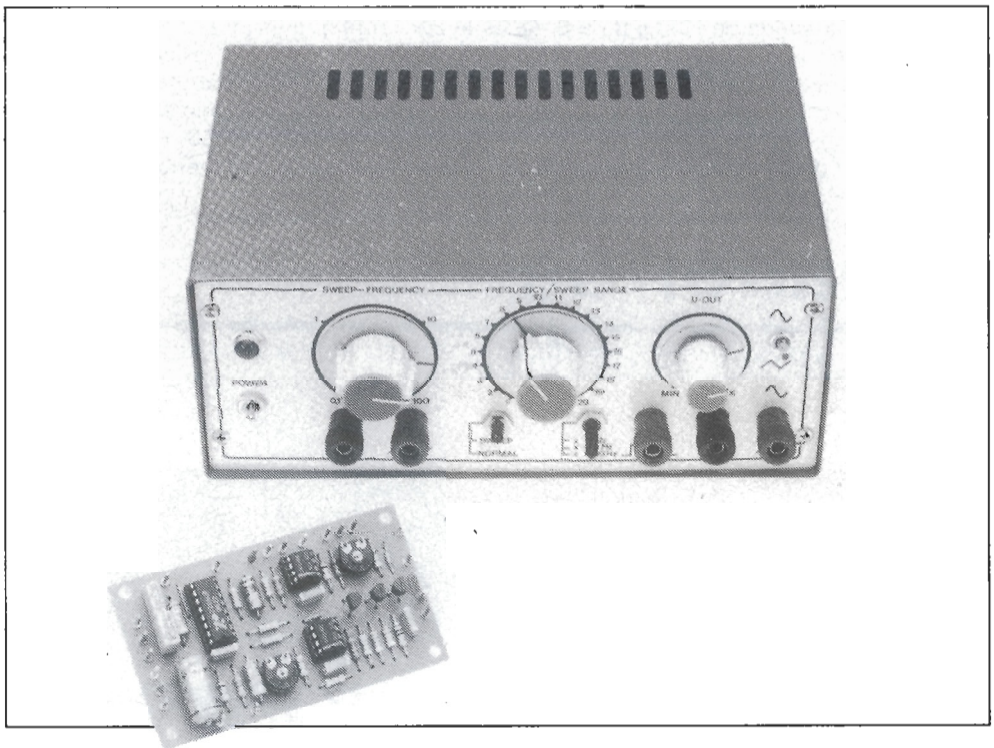
El esquema se subdivide en dos etapas funcionales: el generador de funciones propiamente dicho (en la parte derecha del esquema) que es de hecho la aplicación optimizada de un circuito especializado, el XR2206, dotado además de tres condensadores seleccionables que permiten elegir 3 márgenes de frecuencia diferentes, y un potenciómetro, P5, para ajustar la amplitud de la señal de salida. La frecuencia de la señal de salida depende de la corriente drenada de la patilla 7 de IC3, determinada por la fórmula:

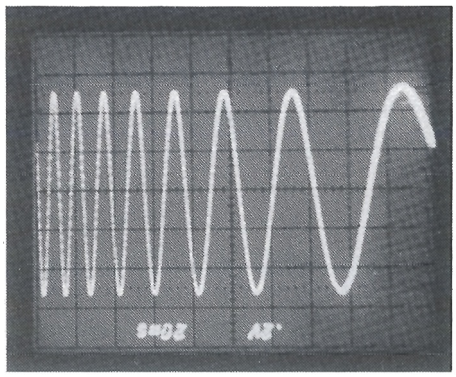
$$Fsal = 320\ I/C$$

en la cual I está expresado en mA, C en

1







µF, y la frecuencia en Hz. Resulta interesante recordar (o saber) que la electrónica interna de IC3 mantiene su patilla 7 a una tensión de referencia de 3 voltios, tensión que está igualmente disponible en la patilla 10 del integrado.

La parte izquierda del esquema incorpora un generador en diente de sierra, IC1, y una etapa de adaptación, IC2, para el XR2206. IC1 está montado como integrador. La duración del proceso de integración (tiempo de barrido) está determinada por el nivel de tensión presente en el punto C; el potenciómetro P2 permite hacer variar este tiempo entre 0,01 y 10 segundos (máximo definido por la posición del ajustable P4). La tensión en diente de sierra presente en la patilla 6 de IC1, con una amplitud de 5 voltios, está disponible en el punto K; se puede utilizar esta tensión, por ejemplo, para atacar la entrada X de un osciloscopio. La amplitud del diente de sierra depende del valor obtenido por sustracción de la tensión base-emisor de T2 de la tensión zéner. Cuando el nivel en la salida de IC1 tiende a sobrepasar los 5 V, T2 se bloquea durante un breve instante.

El colector de T2 se pone a masa mediante R3, lo que hace que entre en conducción T1. La puesta a cero del integrador se realiza mediante la aplicación a la entrada inversora de IC1 de un nivel más positivo que el que tiene en la entrada no inversora, nivel positivo que se obtiene mediante T3, R5 y R6. C1 sirve para mantener el bloqueo de T2 durante un tiempo suficiente, de manera que permita a T1 y T3 permanecer en conducción un tiempo adecuadamente largo para que la tensión en diente de sierra tenga tiempo de volver a cero. P1 permite ajustar la tensión en diente de sierra, y por tanto el rango de barrido (vobulación). Con el interruptor S1 en posición F, el generador se encuentra en modo normal (sin vobulación). El amplificador operacional IC2 forma una etapa de adaptación encargada de atenuar e invertir la tensión en diente de

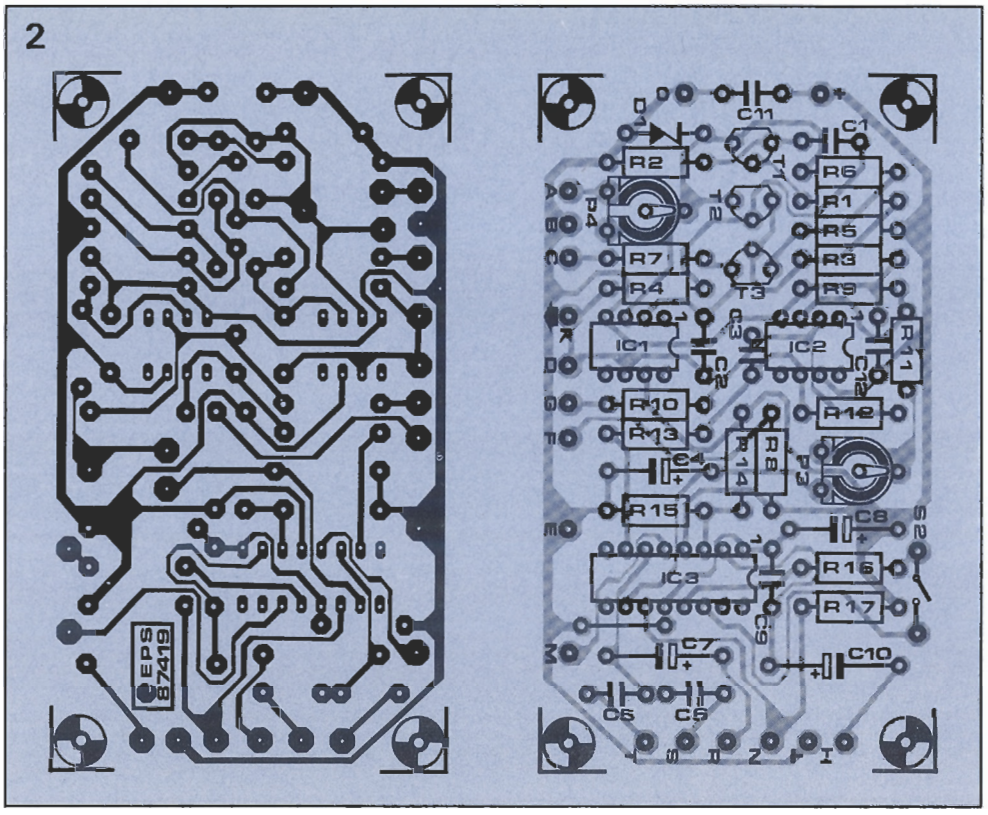
Lista de componentes

Resistencias:
R1=22 k
R2, R4, R17=10 k
R3=4k7
R5=1k2
R6=10 Ω
R7=1 M
R8=68 k
R9, R10=820 k
R11, R12=470 k
R13=2k2
R14, R15=33 k
R16=220 Ω
P1=50 k lin.
P2=100 k lin.
P3=100 k ajustable
P4=100 Ω ajustable
P5=1 k log.

Condensadores:
C1=3n3
C2=12 n
C3=68 p
C4=1 µ/16 V
C5=22 n
C6=220 n
C7=2µ2/16 V
C8=10 µ/16 V
C9=2n2
C10=220 µ/16 V
C11, C12=100 n

Semiconductores:
D1=diodo zener 5V6/400 mW
T1, T2=BC 557
T3=BS 250
IC1, IC2=CA 3140
IC3=XR2206 (Exar)

Varios:
S1=inversor
S2=interruptor
S3=conmutador rotativo 1 circuito, 3 posiciones



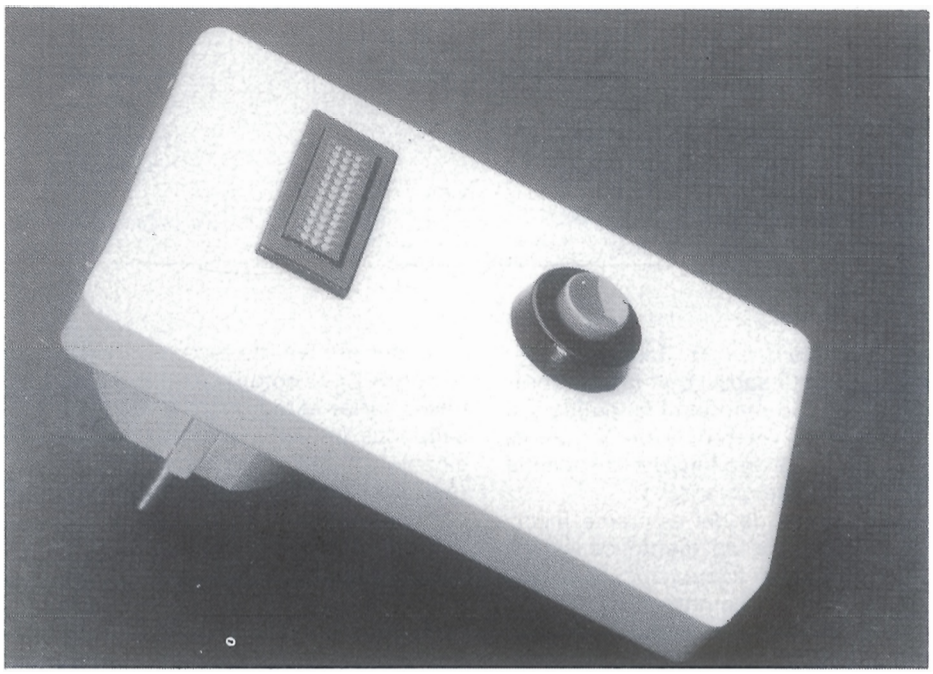
sierra, y además añadirle una tensión continua. A la salida de IC2, patilla 6, se dispone así de una tensión en diente de sierra cuyo nivel se puede regular entre 2,85 y 0 voltios.

Teniendo en cuenta la tensión de referencia de 3 V disponible en la patilla 7 de IC3, es posible obtener una variación de la corriente que atraviesa R13 (y por tanto una variación de la frecuencia) según un factor de 30. Con este factor se define la excursión de frecuencias en cada escala seleccionada por S3. P3 permite calibrar la escala de frecuencias.

85 Comprobador de diferencial

Resulta necesario verificar periódicamente el buen funcionamiento de los interruptores diferenciales. Normalmente, estos están provistos de un pequeño botón de disparo que sirve para esta prueba. El inconveniente de este sistema estriba en que no proporciona más que una información de carácter local, mientras que el comprobador propuesto por Elektor permite verificar el funcionamiento diferencial a partir de las tomas de corriente que se trata de controlar.

El inversor S1 permite identificar la fase (vivo) sobre la toma en que se realiza la prueba. Si el piloto neón no se ilumina ni en una dirección ni en la otra, esto indica una interrupción bien sea de la línea de fase bien de la línea de tierra. Si por el contrario el piloto se enciende, no queda más que apretar el pulsador S2. El interruptor diferencial debe «saltar» rápidamente. Si no hace esto, hay dos causas posibles: el interruptor diferencial está defectuoso (lo que se puede compro-

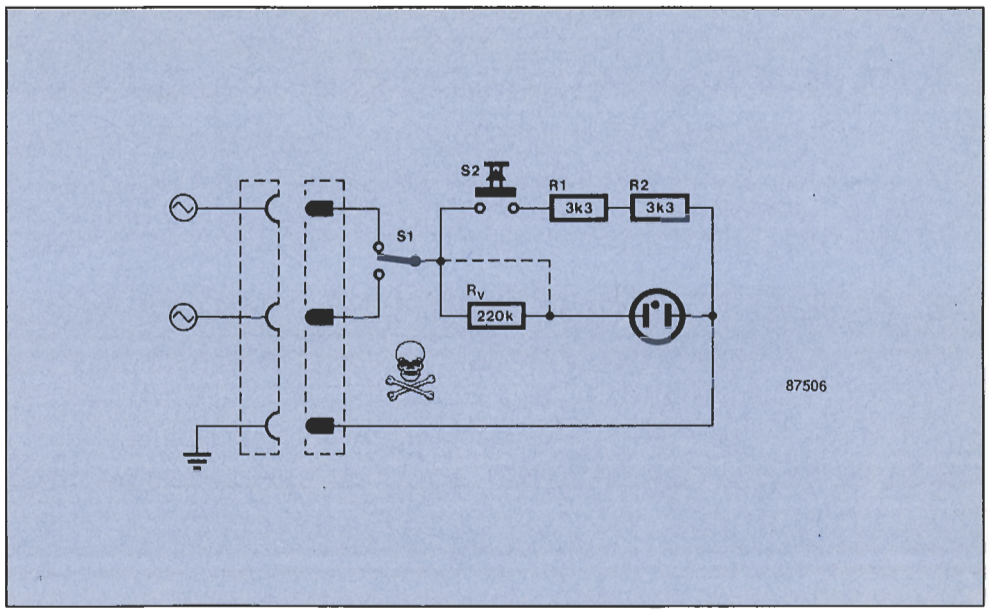


bar pulsando el botón de prueba incorporado en el mismo), o la línea de tierra presenta una resistencia demasiado elevada.

La foto adjunta muestra cómo hemos realizado el prototipo del comprobador, empleando una caja de plástico con conector de red incorporado. Cualquiera que sea la caja empleada, evite tajantemente las que no sean de plástico.

La resistencia serie de 220 K no es necesaria más que si la ampolla de neón no la lleva ya incorporada. Las resistencias R1 y R2 pueden ser de tipo normal, 1/4 de W, a condición de que no se mantenga apretado S2 más de 1 segundo (en caso de que no salte correctamente el diferencial). Su valor depende de la corriente de fugas que sea capaz de detectar el diferencial, y que se calcula con la fórmula:

$R1 = R2 = 220/(2 \times I_{fugas})$.

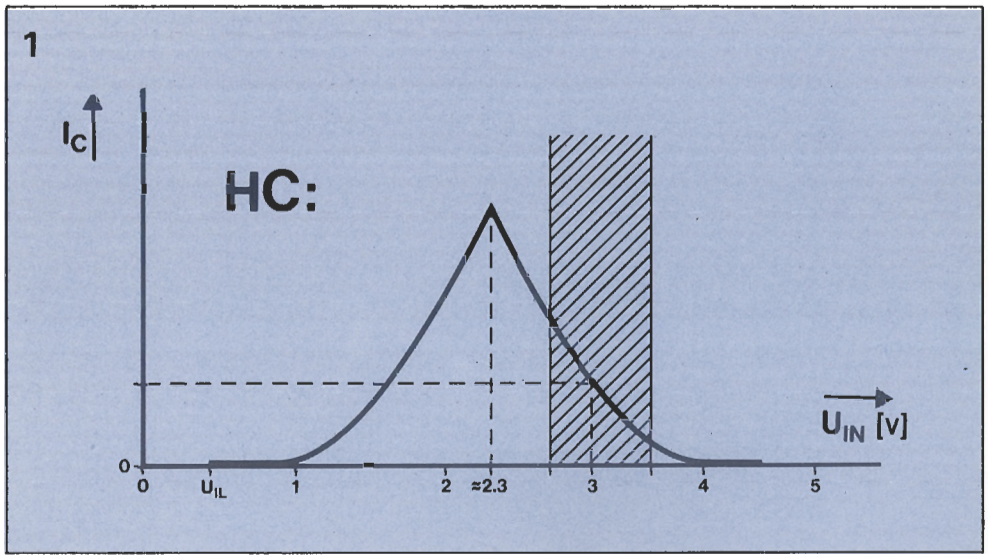


86 Familias lógicas TTL/LS/HC/HCT

Hasta no hace mucho tiempo, los circuitos lógicos eran «binarios»; por un lado estaban los cicuitos TTL, y por otro los CMOS. Incluso si no se comprendía perfectamente la diferencia entre unos y otros, siempre quedaba la solución de escoger por eliminación: si la corriente de alimentación de unos era elevada, la de los otros era reducida; si unos eran rápidos, los otros eran lentos. Actualmente, las cosas ya no son tan sencillas. Del acoplamiento de las familias TTL y CMOS han nacido otros tipos de circuitos lógicos a los que ya hemos consagrado algunas páginas en nuestra revista, pero con los cuales la mayor parte de los aficionados electrónicos no están familiarizados verdaderamente. Hagamos un resumen.

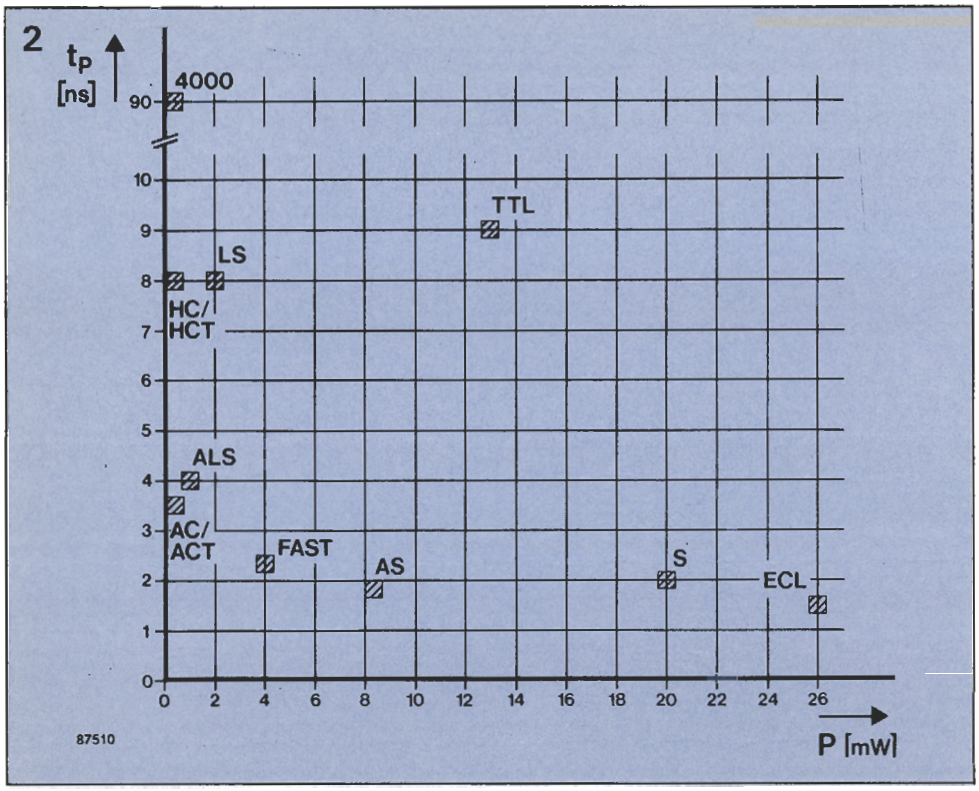
Resultan bastantes conocidas la familia de los CMOS 4xxx, la familia TTL 74xx y la familia TTL de baja potencia («Low Power Schotky») 74LSxx. Los circuitos de las familias TTL y LS son intercambiables, pero para una velocidad de conmutación determinada, el consumo de los TTL es bastante superior al de los LS. Los circuitos CMOS 4xxxx son unas 10 veces más lentos que los TTL, pero presentan la ventaja de consumir muchísima menos corriente. Hoy día, los circuitos TTL (TTL normal) han caído en desuso, habiendo sido sustituidos por los LS.

Las nuevas familias CMOS (HC y HCT) son tan rápidas como los TTL o los LS, pero el consumo de corriente permanece similar a la familia CMOS. Los circuitos HCT pueden sustituir directamente a los LS en cualquier aplicación. Los niveles de conmutación de los HC son diferentes, y



no es posible controlar estos desde circuitos TTL o LS. En cambio sí es posible excitar los circuitos HC a partir de los HCT. Teniendo en cuenta esta particularidad, los circuitos HC pueden sustituir a los LS. El principal interés de los circuitos de la familia HC radica en su elevada inmunidad al ruido (mucho mayor que cualquier otra de las familias mencionadas). En la figura 1 aparece la relación entre el consumo de una puerta HC-MOS y su tensión de alimentación. La zona sombreada corresponde a la tensión de salida de un circuito LS para un nivel de salida alto. En esta figura se aprecia que el margen de ruido es muy estrecho, ya que la puerta HC interpreta solamente un nivel de 2,7 V como «1» lógico, y por otra parte el margen de ruido es muy estrecho, ya que la puerta HC interpreta solamente un nivel de 2,7 V como «1» lógico, y por otra parte el consumo de corriente de la puerta es unos cuantos mA más elevado de lo necesario. Aunque en la práctica esta combinación puede ser utilizable, no resulta aconsejable.

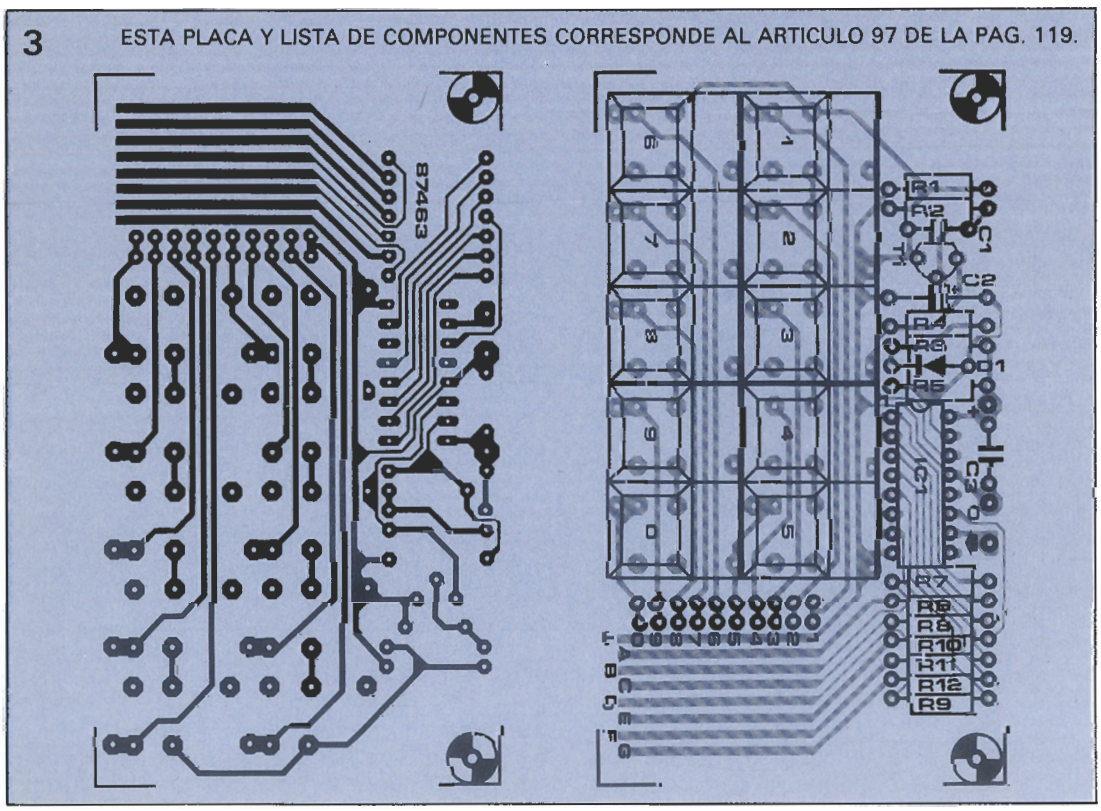
La familia lógica más reciente es denominada FACT por Fairchild («Fairchild Avanced CMOS Technology»), y ACT («Avanced CMOS Technology») por el resto de los fabricantes. Esta familia se divide a su vez en dos grupos: AC y ACT. Los circuitos ACT son, de forma similar a los HCT, perfectamente compatibles con los LS. Los circuitos AC presentan el mismo inconveniente que los HC. La caracterís-



tica más notable de la familia AC/ACT es su rapidez, de dos a tres veces superior a la de las familias LS y HC/HCT.

La figura 2 muestra la relación entre la rapidez y la disipación de potencia de las diferentes familias lógicas. Resulta chocante constatar que las modernas familias CMOS igualan en velocidad a las familias ECL-F y ECL-AS, bastante conocidas por su alta velocidad. Este desarrollo de la tecnología CMOS anuncia la desaparición progresiva de la lógica bipolar.

Cuando se intente sustituir circuitos bipolares por circuitos CMOS a fin de reducir el consumo de un montaje, no hay que olvidar nunca que esta medida no tiene sentido verdaderamente más que cuando los circuitos en cuestión se hacen trabajar a frecuencias relativamente bajas (por debajo de unos pocos MHz). Tampoco hay que olvidar que un circuito HCT siempre puede sustituir a un circuito LS, pero que un circuito HC no debería reemplazar a un circuito LS más que cuando está a su vez controlado por otros circuitos LS.



Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R_1; R_3=10K
R_2=220K
R_4=100R
R_5=1M0
R_6...R_{12} incl.=4K7

Condensadores:
C_1; C_3=100n
C_2=4μ7; 16 V; axial

Semiconductores:
D_1=1N4148
IC_1=4022
T_1=BS170

Varios:
S_0...S_9 incl.=Pulsador (Digitast modelos SE o S, SIE, Schadow)

87 Tragaperras

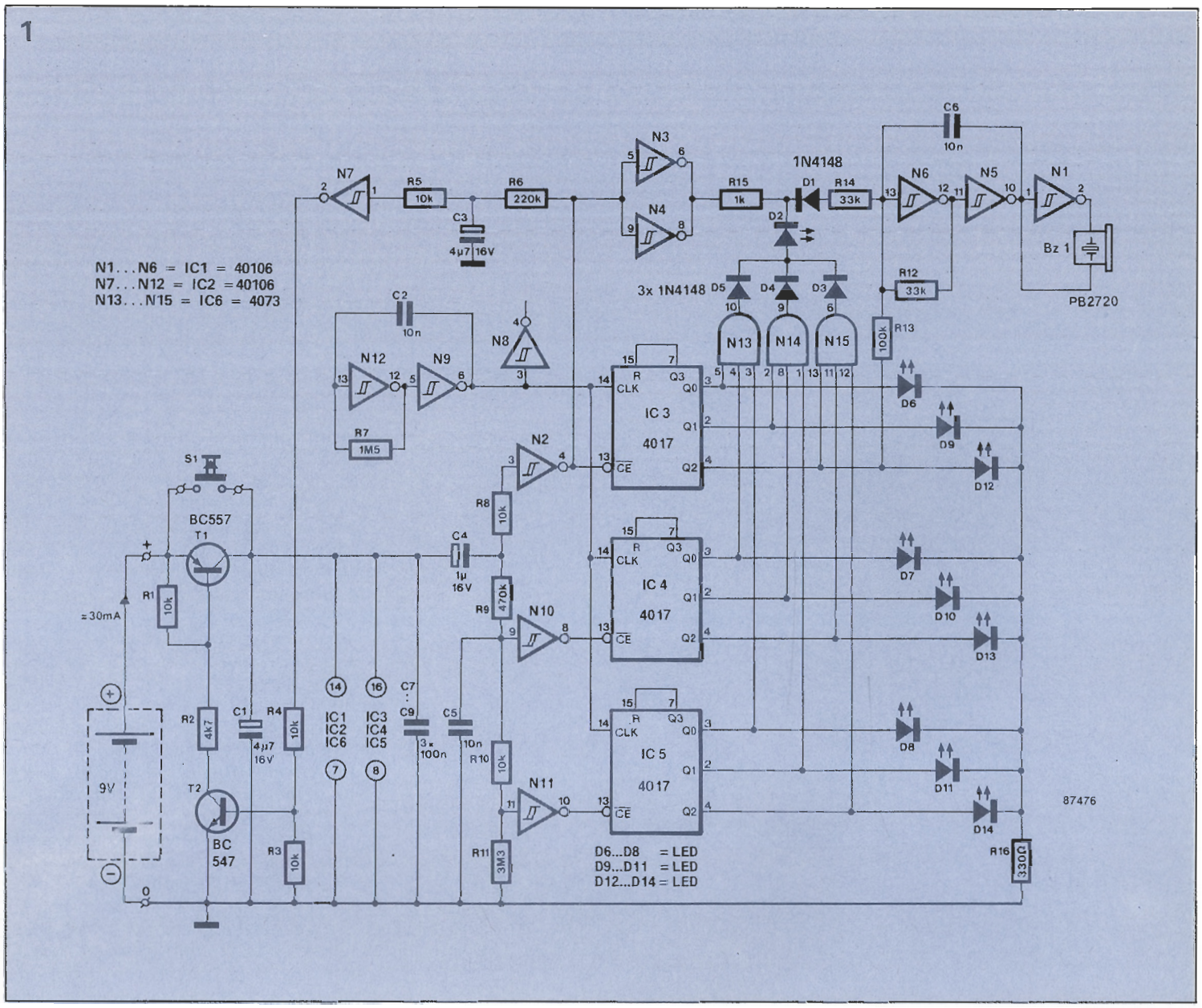
Los americanos bautizaron coloquialmente a las primeras máquinas tragaperras con el descriptivo nombre de «one arm bandit», que significa literalmente «bandido manco»; apelativo que hacía referencia tanto a la existencia de una sola palanca para poner en marcha la máquina, como al hecho de que habitualmente se quedaba indefectiblemente con el dinero de su «contrincante» humano. Incluso en nuestro idioma el nombre de «tragaperras» (aunque actualmente ya no

sean reales sino duros los que traga golosamente) indica su costumbre de «tragar» con mucha mayor facilidad que la de «devolver». Resulta bastante conocido, a pesar de lo que intenten hacernos creer algunos, que los únicos que se enriquecen a costa de estos artefactos son los fabricantes y explotadores (y nunca mejor dicho) de los mismos. Para aquellos que padecen la adición al juego con estas máquinas, pero que no pueden soportar el alto coste del mismo, Elektor les ofrece la posibilidad de hacerlo cómoda y módicamente.

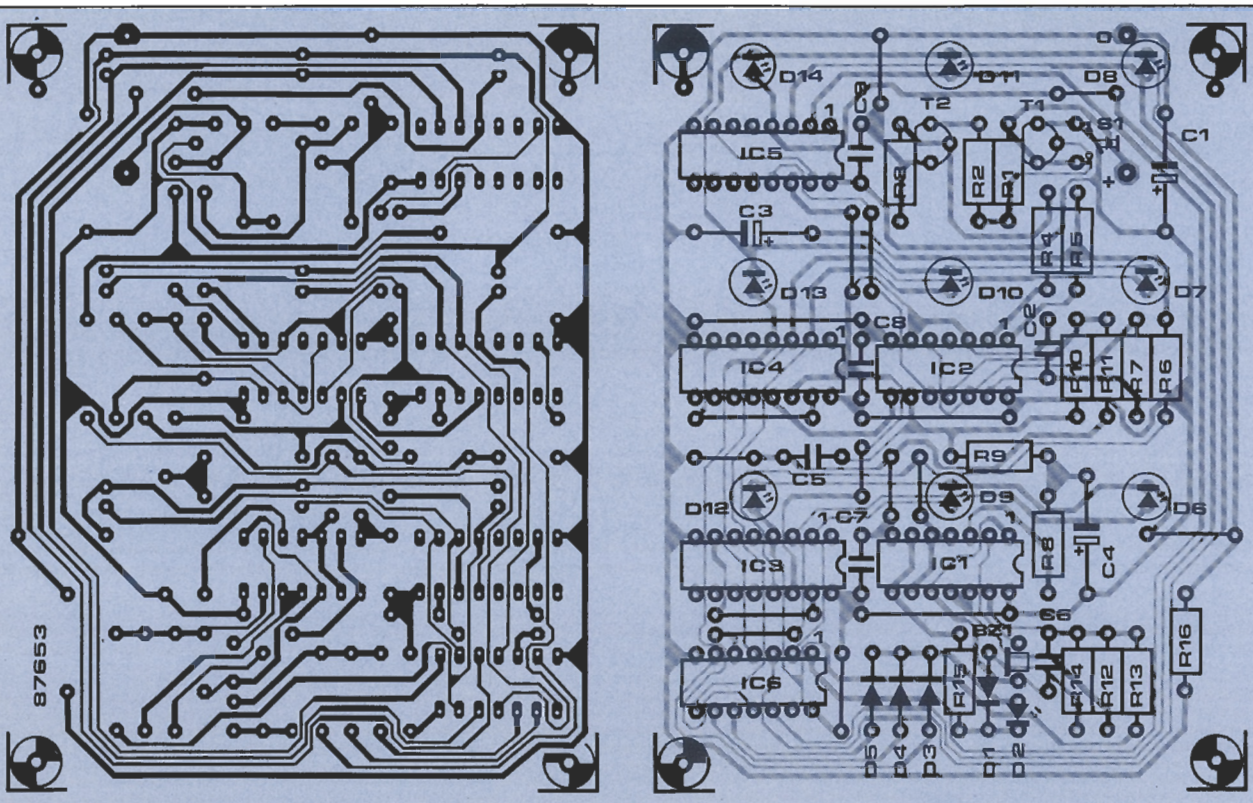
El juego comienza al apretar el pulsador S1, que da tensión al circuito; T1, que a su vez está controlado por T2, N2 y N7, entra en saturación y permite que el circuito continúe con alimentación una vez que se suelta S1. Una tras otra, las salidas de las puertas N2, N10 y N11 pasan a nivel alto y bloquean así los contadores IC3, IC4 e IC5. Estos, mientras están contando los impulsos de reloj enviados por el oscilador N12/N9, son puestos a cero



1



2



Lista de componentes

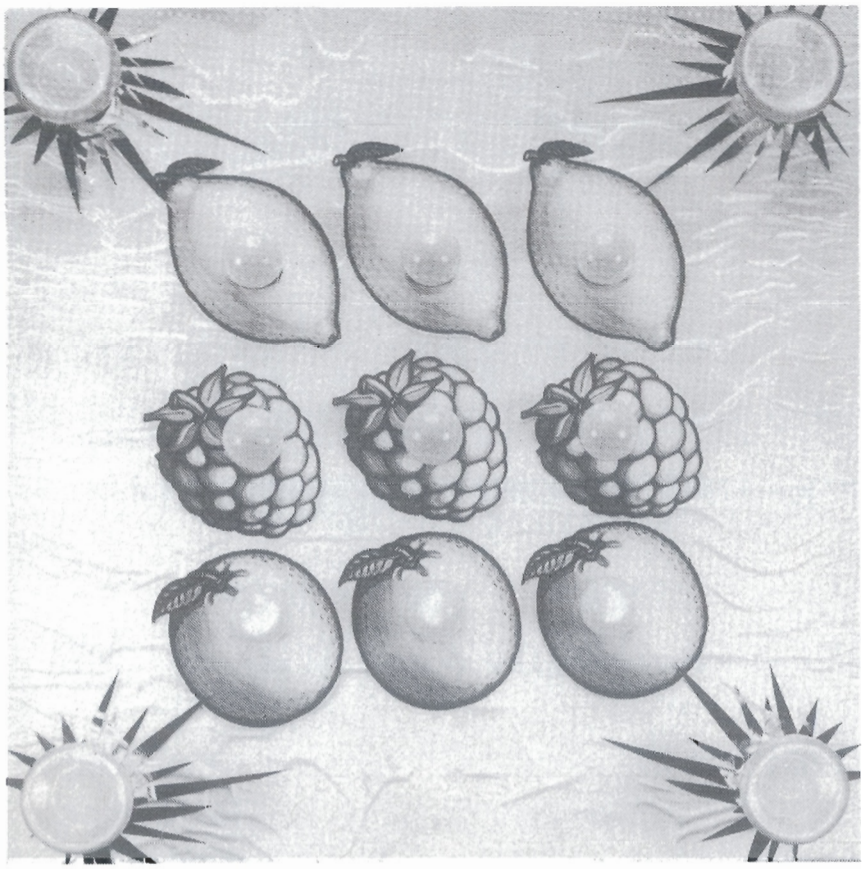
Resistencias:
R1, R3...R5, R8, R10=10 k
R2=4k7
R6=220 k
R7=1M5
R9=470 k
R11=3M3
R12, R14=33 k
R13=100 k
R15=1 k
R16=330 Ω

Condensadores:
C1, C3=4μ7/16 V
C2, C5, C6=10 n
C4=1 μ/16 V
C7...C9=100 n

Semiconductores:
D1, D3...D5=1N4148
D2, D6...D8=LED (rojo)
D9...D11=LED (naranja)
D12...D14=LED (verde)
T1=BC557
T2=BC547
IC1, IC2=40106
IC3...IC5=4017
IC6=4073

Varios:
S1=pulsador
BZ=resonador piezoeléctrico

3



periódicamente por su propia salida Q3, de manera que los led conectados en sus tres salidas se iluminan cíclicamente uno tras otro. En el momento del bloqueo de los contadores, uno de los tres led, en cada uno de los contadores, queda encendido; el retardo entre las paradas de los contadores hace que la combinación final seda impredecible y aleatoria. Las puertas AND N13, N14 y N15 detectan las configuraciones ganadoras, es decir, cuando las tres salidas idénticas son activadas (por ejemplo, D9, D10 y D11 iluminados). Las salidas de estas puertas están conectadas a los diodos D3, D4 y D5, que funcionan como puerta OR, y que a su vez encienden el led de «premio», D2, y ponen en marcha el oscilador N5/N6 que, a través del zumbador Bz, da la indicación sonora. Mientras los «rodillos» están «girando» (desplazamiento rápido de los led), la salida Q2 de IC3 controla la señal sonora en plan interminable.

Una vez que finaliza la jugada, el circuito permanece bajo tensión durante un corto intervalo, hasta que la tensión en bornas de C3, a través de la carga aportada por R6, llega a un nivel que hace que la salida de N7 baje, con lo que T2 pasa al corte, y por tanto T1, y el circuito pierde la alimentación. En estas condiciones, el consumo del circuito, debido a las corrientes de fuga, es de uno o dos microamperios, por lo que se puede prescin-

dir de un interruptor general de apagado/encendido.

La elección de los montajes para los cuales realizamos el diseño de circuito impreso en el número especial de verano no resulta fácil; en el caso de la «tragaperras» la decisión, impulsada por un vicioso redactor, ha sido el diseño que aparece en la figura 2. El tamaño escogido permite la realización de una «tragaperras de bolsillo», muy útil en los atascos, esperas de medios de locomoción diversos, etc, alimentada por una pila de 9 voltios. La figura 3 muestra la carátula realizada, a tamaño natural, para nuestro prototipo.

88 8 entradas/salidas paralelo para C64

A menudo se habla de las entradas/salidas que incorpora un ordenador. Se trata habitualmente de líneas de comunicación de la máquina con el exterior, que presentan la notable propiedad de ser utilizables bien como entradas o como salidas. Por definición, una línea no puede ser a la vez entrada y salida. Aunque a veces esto no es cierto, como pasamos a demostrar a continuación. Mediante una operación de desdoblamiento, se conecta una entrada y una salida a cada línea de comunicación, controladas por la señal PA2 para indicar el sentido de la transferencia. Las líneas del port PBO...PB7 son memorizadas por dos 8212, de los cuales el primero se encarga de la transferencia de los datos de salida, y el segundo de los datos de entrada. El ordenador, cuando desea leer estos datos de entrada, coloca la línea PA2 a nivel alto para acceder a IC2. Para escribir en IC1, forzará el nivel de PA2 a «0». El modo de funcionamiento en un momento determinado es indicado por los led D1 (salida activada) y D2 (entrada activada).

Las entradas son polarizadas por las resistencias R3...R10, conectadas a un contacto común del conmutador S1, que las pone a masa o a positivo según convenga, de manera que las entradas sean activas a nivel alto o bajo, respectivamente.

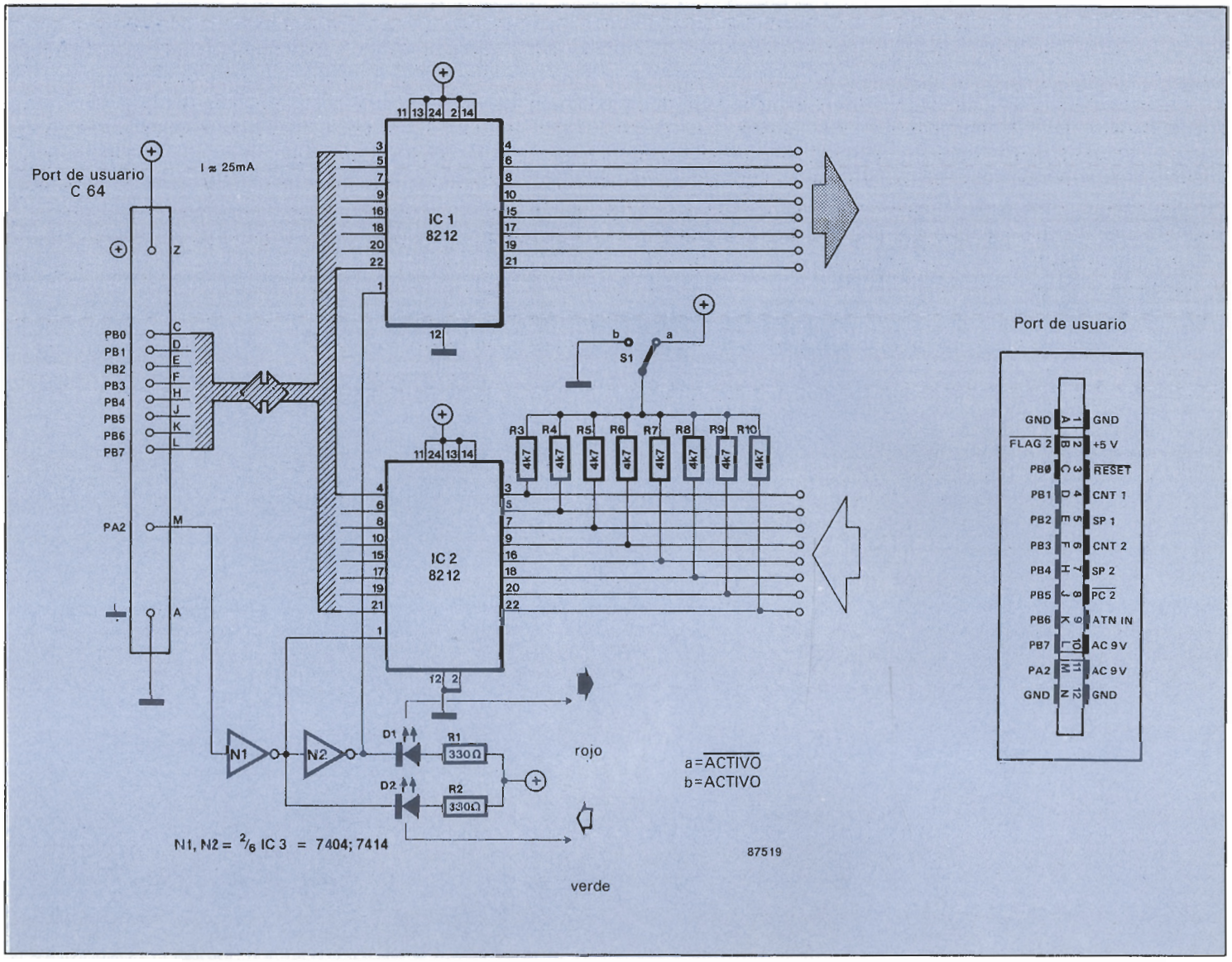
Por último mostramos las instrucciones de acceso a las entradas y salidas.

Entradas:

```
POKE 56579,0
POKE 56576,255
A=PEEK(56577)
```

Salidas:

```
POKE 56579,255
POKE 56576,251
```



```
INPUT B
POKE 56577,B

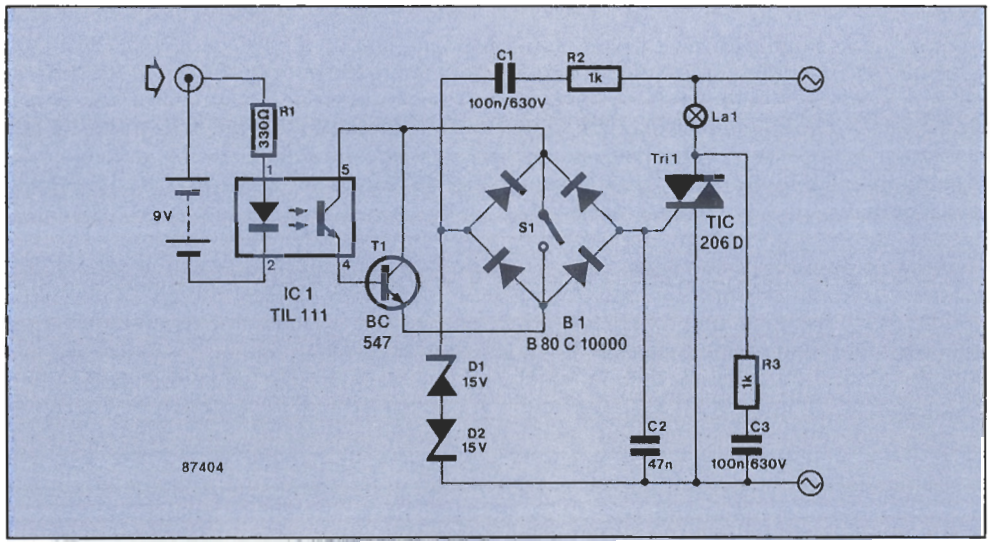
Y para una comunicación interactiva:
10 POKE 56576,255
20 POKE 56579,0
30 A=255-PEEK(56577)
110 IF A=1 THEN B=64
120 IF A=2 THEN B=128
130 IF A=4 THEN B=192
140 IF A<1 THEN B=32
200 POKE 56577,B
210 POKE 56579,255
220 POKE 56576,251
230 GOTO 10
```

89 Control de potencia desde un ordenador

Este montaje está destinado, por ejemplo, a los lectores que dispongan de una ampliadora que no tiene temporizador, o que, disponiendo ya de uno, no estén satisfechos con su funcionamiento, y que además dispongan de un ordenador dotado de una salida de control de casete. El diseñador del circuito es un apasionado del MSX, a partir del cual ha realizado el montaje.

Cuando un ordenador MSX recibe el comando «MOTOR ON», activa el relé cuyos contactos cierran la entrada de «control remoto» del casete. En este esquema, este cierre se aprovecha para iluminar el led de un fotoacoplador; al ser excitado el fotoacoplador, el transistor se pone a conducir, lo que produce el disparo del triac. La bombilla de la ampliadora (o cualquier aparato conectado como carga) se enciende, y permanece así hasta que el ordenador reciba el comando de «motor off».

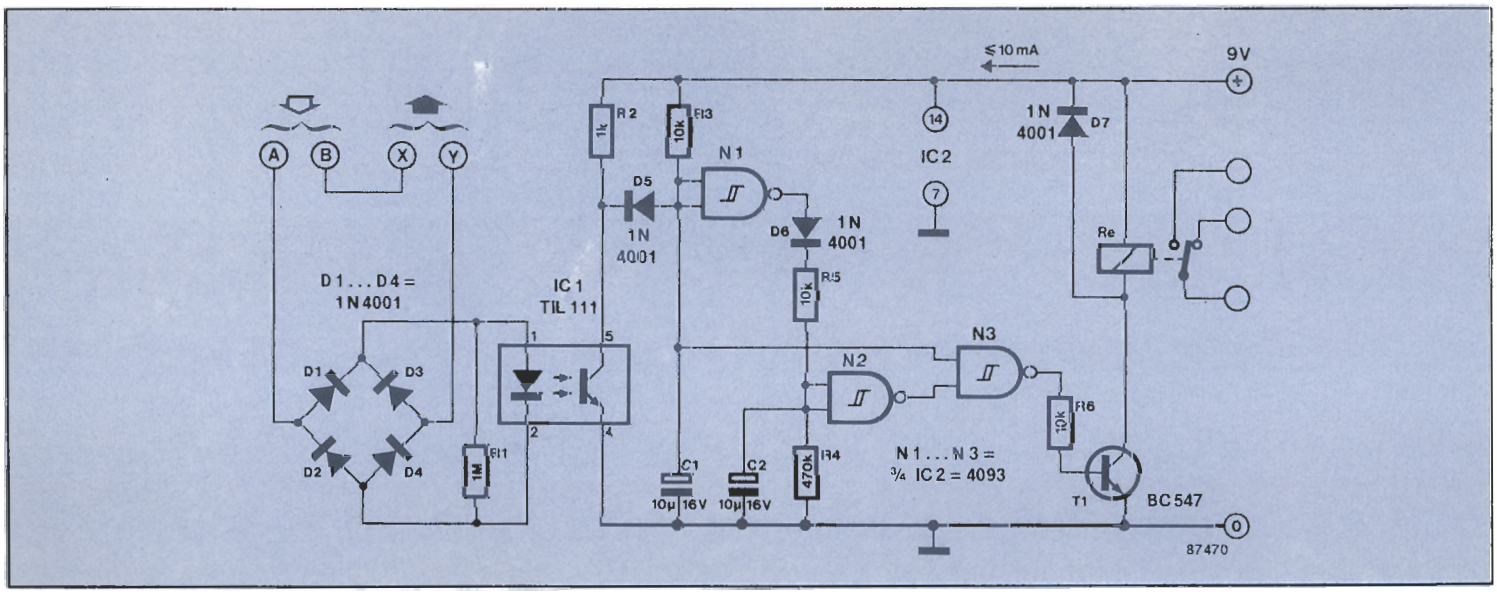
Los diodos D1 y D2 protegen T1 frente a tensiones demasiado elevadas. El interruptor S1 permite la conexión manual de la carga.



Sólo queda montar el circuito en una caja adecuada (preferentemente de tipo plástico) con un conector hembra, y escribir un pequeño programa para el control de la carga mediante las instrucciones «MOTOR ON» y «MOTOR OFF».

90 Telemando de una bombilla por teléfono

Aunque el principal objetivo de este diseño era controlar el encendido (y apagado) de una bombilla, a través de una señal generada por el teléfono, también se puede emplear para otro tipo de aplicaciones de control. El relé se cierra cuando detecta la señal de llamada y/o se descuelga el teléfono. Una vez que la conversación termina, o después de la desaparición de la señal de llamada, el relé permanece cerrado durante un corto intervalo.



Para evitar todos los problemas que podrían aparecer debidos a los elevados niveles de tensión presentes en la línea telefónica durante la generación de la señal de llamada, el montaje está unido a la línea por medio de un fotoacoplador. Durante la señal del timbre y/o a lo largo de la conversación, circula por el led del fotoacoplador una corriente rectificada por el puente D1...D4, que provoca su iluminación. La luz generada por el led descarga el condensador C1, y la puerta N3 cambia de estado. Como resultado final, el transistor T1 entra en conducción, activando el relé. Al mismo tiempo, la puerta N1 permite que C2 se cargue a través de D6/R5. Al final de la conversación, o cuando el timbre deja de sonar, C2 se va descargando a través de R4, de manera que la bombilla permanece iluminada durante algunos segundos más.

En reposo, el consumo del montaje no sobrepasa los 10 mA. El relé deberá escogerse de forma que la tensión de la bobina sea igual a la tensión de alimentación.

No hace falta recordar a los lectores, la prohibición que existe de conectar a la línea telefónica cualquier aparato que no este homologado por Telefónica; esto explica que el montaje que acabamos de describir haya sido concebido especialmente para su empleo en centrales telefónicas domésticas.

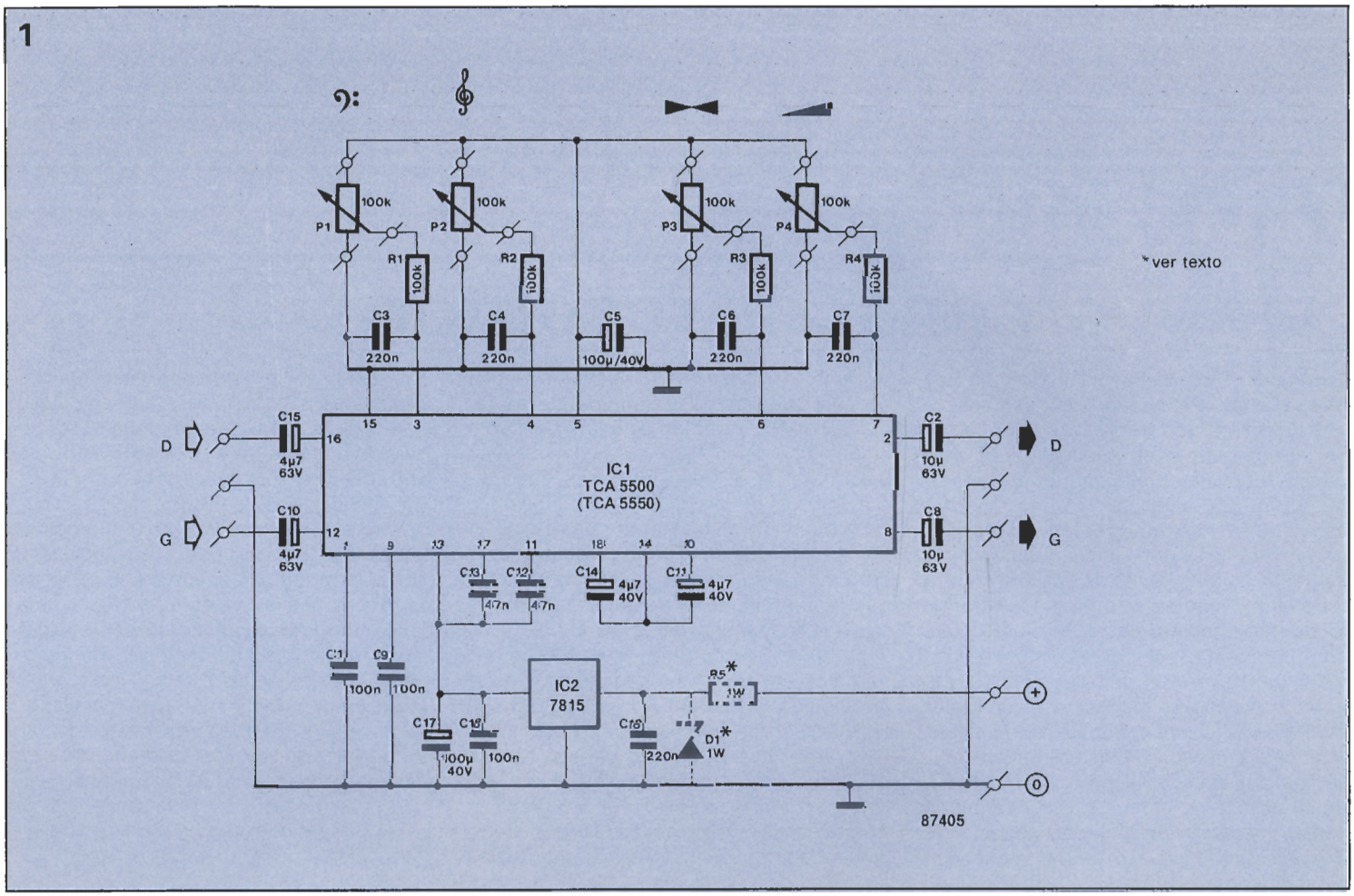
91 Amplificador corrector de tonos monochip

A lo largo de los años, hemos publicado en Elektor numerosos esquemas de amplificadores; dentro de este campo, sin embargo, faltaba un amplificador corrector de tonos sin trompetas ni fanfarrias. Como la integración ayuda, he aquí el circuito.

Este amplificador corrector estéreo es fácil de realizar (debido al reducido número de componentes que incorpora), barato, y no ocupa más que un reducido espacio, lo que facilitará su ulterior implantación en cualquier amplificador (que no disponga de control integrado de tonos) existente. El montaje está basado en un circuito integrado relativamente reciente, el TCA 5550, un dispositivo que asegura tanto el control de graves y agudos como el ajuste de volumen y balance. El punto de frecuencia de corte de graves y agudos se define cada uno mediante un condensador (C3 y C4 respectivamente). Para dar al conjunto una cierta rigidez que evite cualquier eventual problema mecánico, es preferible colocar los potenciómetros (mono) sobre el circuito impreso donde se aloja el integrado.

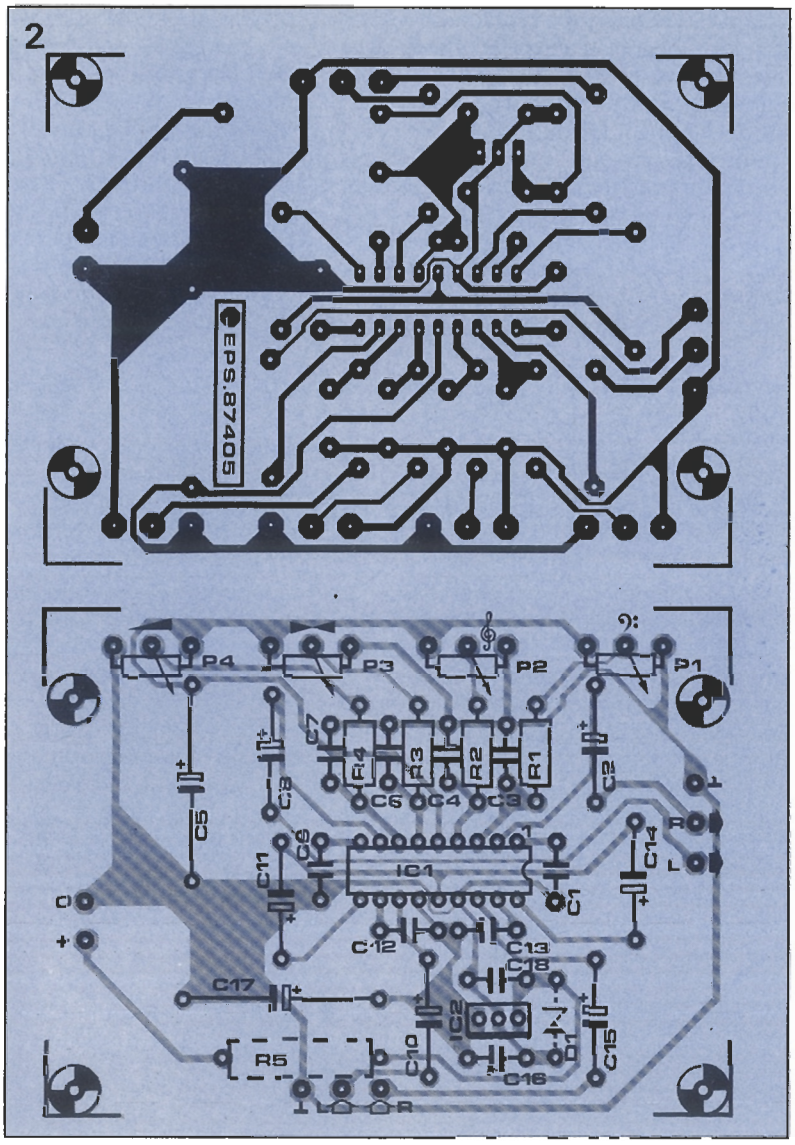
El consumo del circuito es de unos 35 mA (de los cuales 5 corresponden al regulador). La incorporación de un regulador de tres patillas permite emplear como tensión de alimentación cualquier disponible en el amplificador o equipo donde se incorpore este circuito. Si el nivel de esta tensión resulta demasiado elevado, habrá que colocar una resistencia de limitación, R5, asociada a un diodo zéner (27 V/1W).

1



Características técnicas:

Distorsión: inferior a 0,1%, al nivel de salida normal
Diafonía entre canales: superior a 45 dB
Tensión de alimentación: 8,8...18 V
Margen de correción de tonos: 14 dB
Margen de control de volumen: superior a 75 dB
Tensión de entrada máxima: 100 mV
Ganancia: ×10
Impedancia de salida: débil



Lista de componentes

Resistencias:
R1...R4=100 k
R5=ver texto
P1...P4=100 k lin.

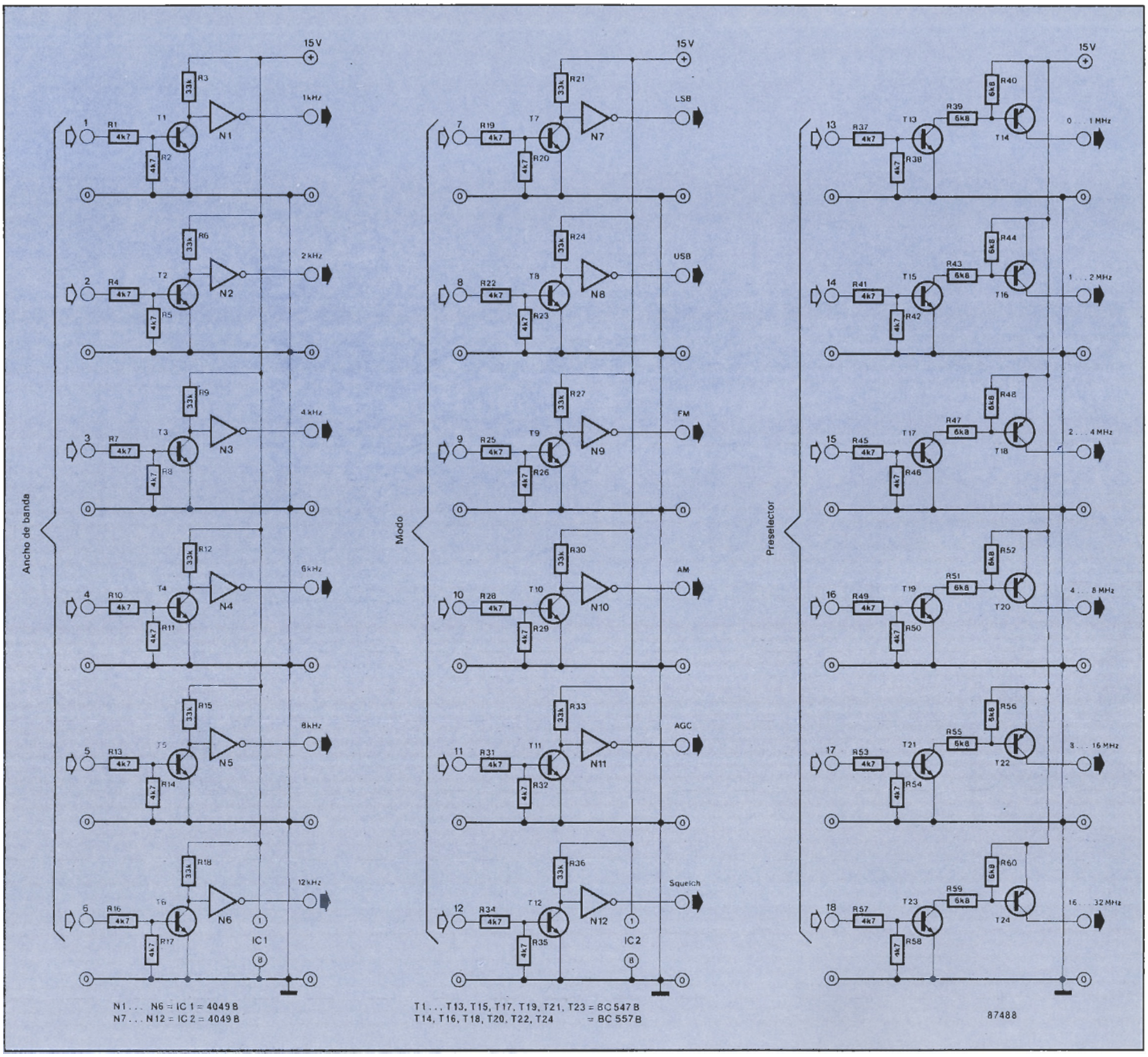
Condensadores:
C1, C9, C16=100 n MKT
C2, C8=10 µ/63 V
C3, C4, C6, C7, C18=220 n MKT
C5, C17=100 µ/40 V
C10, C15=4µ7/63 V
C11, C14=4µ7/40 V
C12, C13=47 n MKT

Semiconductores:
D1=diodo zener 27 V/1 W (ver texto)
IC1=TCA 5500 o TCA 5550
IC2=7815

92 Interface ordenador-receptor OC

En este número especial de verano hay una serie de circuitos que, conectados todos juntos, permiten realizar un receptor de OC completo y ultramoderno. Revisando los diferentes módulos que componen la sección de recepción, se habrá observado que sus funciones están controladas en tensión. En estas condiciones, se puede llegar a controlar el receptor desde un ordenador, mediante un sencillo interface que es el objeto de este artículo. Esto permite además colocar el receptor en un lugar que favorezca la recepción, ya que no hay que tenerlo cerca para manipular sus controles. Este supuesto permite además otra apariencia física (es decir, mecánica) a la caja del receptor, ya que la estética carece de importancia, y se puede centrar la atención en, por ejemplo, la convección del circuito (lo que favorece la estabilidad del montaje), y, dependiendo de las circunstancias, colocar el equipo en una caja totalmente blindada a las radiaciones RF. También se podrá buscar la disposición óptima de los subconjuntos para obtener el mejor blindaje, y la menor interacción entre ellos. La mecánica se simplifica notablemente puesto que no hay problemas de taladrado de agujeros para los conmutadores e interruptores, ya que la pantalla del ordenador se convierte en el «panel frontal» del equipo.

El interface incorpora 18 convertidores de nivel, encargados de adaptar los niveles lógicos del ordenador (TTL, CMOS, o HCMOS) a los del receptor (15V). Hace falta además tres salidas para el control del sintetizador, lo que implica que el ordenador debe disponer de 3 ports de 8 bits en salida paralelo, realizados, por ejemplo, mediante 74HCT374. Cuando un bit se coloca a «1», el elemento correspondiente se activa, así para colocar «la banda pasante a 4 KHz», el punto 4 (en la parte izquierda del esquema) debe ponerse a nivel lógico alto, mientras que las otras 5 entradas (del interface) deben ponerse a «0». El algoritmo de programación es sencillo: comience por activar el silenciador («squelch»), ponga a cero todos los bits del bloque a modificar, coloque a «1» el bit deseado, y desactive el silenciador. Este procedimiento es suficientemente seguro para que incluso los lectores menos experimentados en RF puedan trastear con el receptor OC sin dar lugar a sonidos monstruosos. Resulta imperativo, no hace falta indicarlo, colocar la etapa de audio del receptor (con su correspondiente altavoz) en una caja propia, separada del resto de la electrónica.



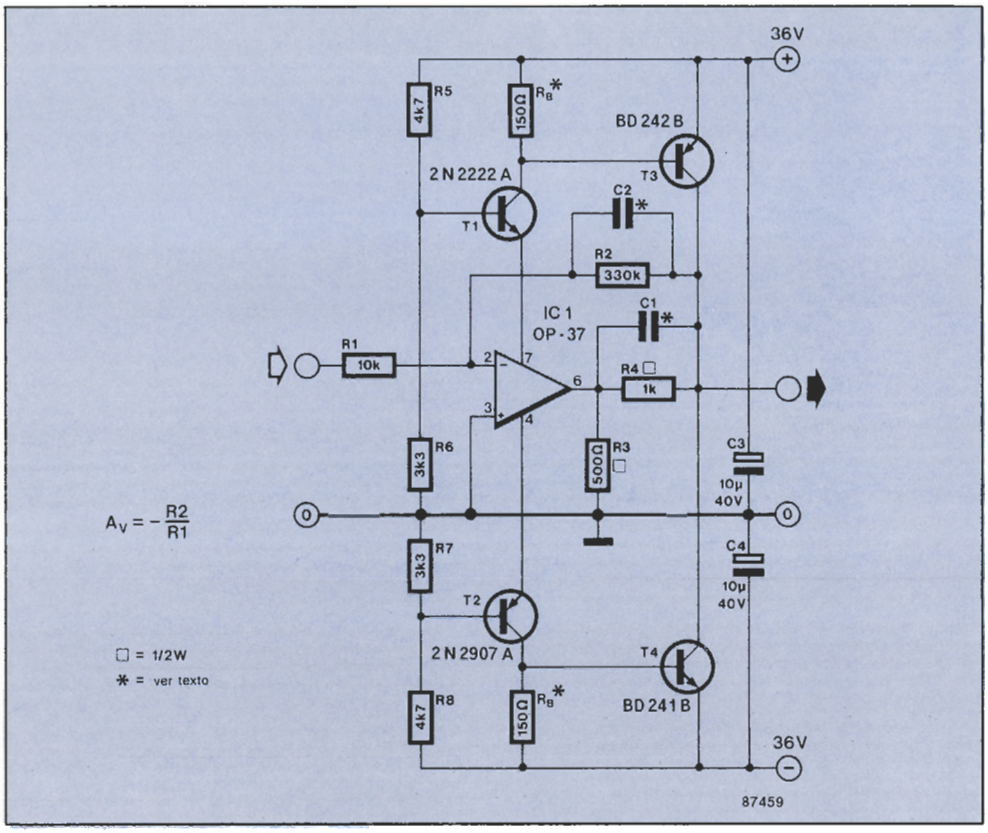
93 Operacional de potencia

Para algunas aplicaciones, la elección de un determinado tipo de amplificador operacional está subordinada al valor máximo de la tensión de alimentación que es capaz de soportar. Esto es particularmente cierto cuando se va a trabajar con tensiones importantes (>10 Veff) sobre impedancias relativamente bajas (entre 50 y 600 Ω). Este montaje podría ser empleado, por ejemplo, en una instalación de audio profesional, como amplificador de línea, o de forma más simple como amplificador con alto margen dinámico.

El OP-37 se utiliza aquí como etapa de entrada por su débil ruido, y el circuito completo presenta una capacidad de corriente de salida de al menos 400 mApp a una tensión de 70 Vpp. La distorsión con salida de 10 Veff sobre una carga de 50 Ω es inferior al 0,01%, con una relación señal/ruido de más de 90 dB. Aunque es posible el empleo de otro tipo de amplificadores operaciones, esto conlleva una disminución de las prestaciones que acabamos de mencionar.

El principio de funcionamiento del circuito es bastante sencillo: T1 y T2 trabajan como reguladores serie encargados de bajar a ± 15 V la tensión de alimentación aplicada al operacional. T3 y T4 son los transistores de potencia, encargados de manejar la corriente de salida. El circuito de realimentación es del tipo tradicional, realizado a base de dos resistencias, R1/R2 (ganancia=-R2/R1). Un circuito de realimentación local (R3/R4) mantiene la tensión de salida del operacional dentro de límites aceptables. Los condensadores C1 y C2 sirven para mejo-

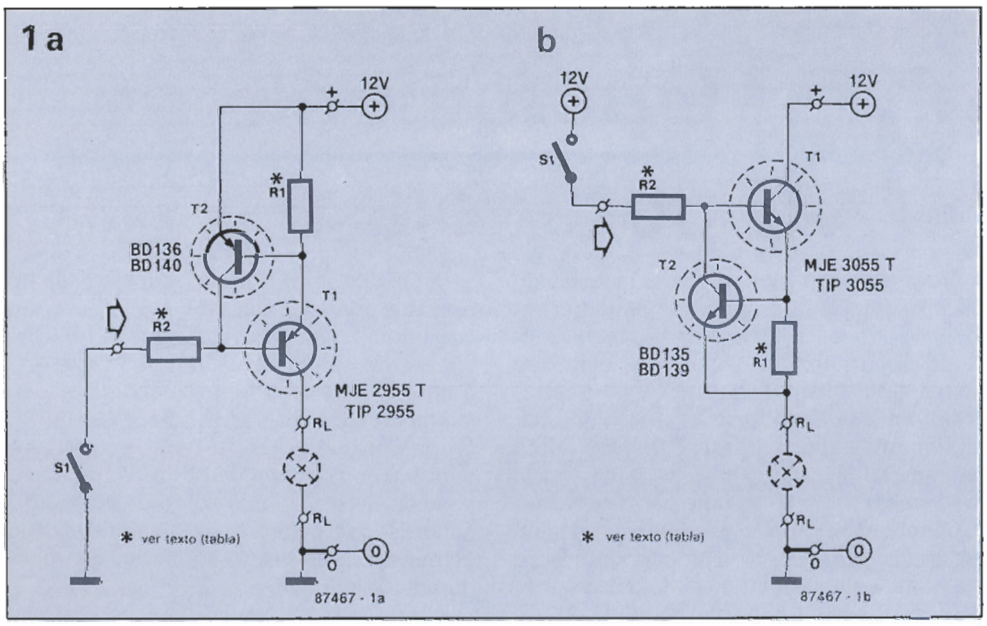
rar la estabilidad del circuito; los valores más generalizados para estos condensadores son de 680 y 22 pF, respectivamente, aunque el valor exacto está en función de la realización práctica del montaje, ya que hay que tener en cuenta las capacidades parásitas. Durante las pruebas, uno de los prototipos podía funcionar perfectamente sin los dos condensadores, lo que no impedía que su curva de respuesta en frecuencia se mantuviera dentro del margen de 1 dB hasta más allá de los 100 KHz. El único ajuste exigido por este montaje es el de la corriente de reposo de la etapa de potencia. La corriente de reposo de IC1, alrededor de unos 3 mA, debe proporcionar una caída de tensión sobre las resistencias Rb (valor típico de 150 Ω) suficiente para que T3 y T4 entren apenas en conducción (funcionamiento en clase AB). La corriente de reposo de la etapa de salida debe estar comprendida entre los 20 y 25 mA. Cuanto mayor sea el valor de Rb, mayor será la corriente de reposo, y por tanto la disipación de la etapa de salida, así como será la distorsión del conjunto. La etapa de salida no está protegida contra temperaturas extremas, por lo que el aumento de la corriente de reposo debe hacerse muy progresivamente.



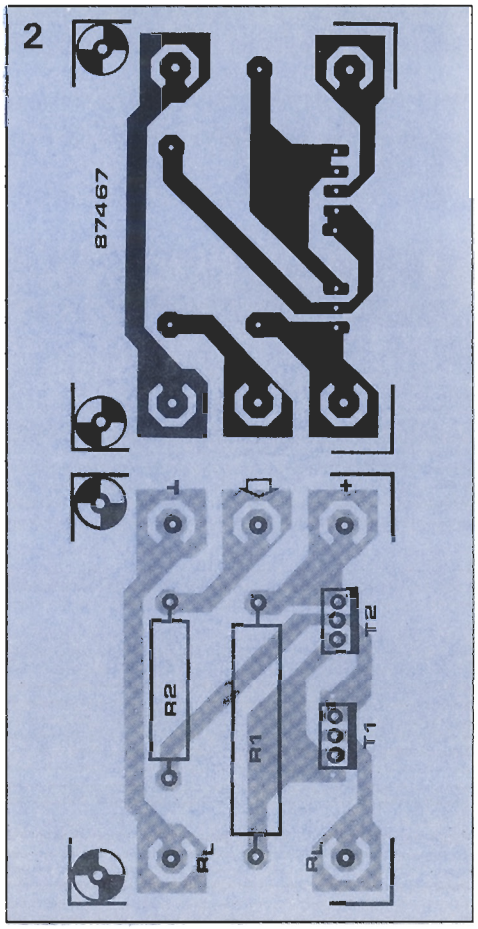
94 Interruptor electrónico para coche

A lo largo de los últimos años, la electrónica se ha introducido de manera notable en el mundo del automóvil. Lo que hace una decena de años parecía un campo reservado exclusivamente a los mecánicos con mono azul, se ha convertido actualmente en un campo privilegiado de ingenieros de bata blanca manejando exóticos instrumentos. El mundo del automóvil ya no es lo que era, según puede confirmar cualquier mecánico. Algunos fabricantes de automóviles, particularmente la firma Renault, se han lanzado a «tumba abierta» en la «electronificación» de su producción, no sólo en la fase de producción (robots que realizan diversas tareas en la fabricación del coche) sino en el interior del mismo; buena prueba de ello son las versiones TXE de los R9, R11 y varios modelos del R21. Algunos fabricantes, más tímidos aparentemente, sólo recientemente empiezan a incorporar la electrónica en circuitos difícilmente realizables por medios mecánicos, principalmente sistemas ABS. ¿Por qué ésta limitada incorporación de electrónica? ¿Acaso no aprecian las ventajas que puede aportar? Lejos de ello, la respuesta es simplemente que dudan de la fiabilidad de la misma a largo plazo. A pesar de su precio, el coche es un bien de consumo, cuyo mantenimiento está realizado por un personal bastante inexperto desde el punto de vista de conocimientos electrónicos. En caso de avería, los instrumentos más empleados son el destornillador... y el martillo. Esto explica que resulte indispensable que la electrónica que se incorpora en el coche sea muy robusta.

El circuito propuesto aquí está diridigo a las personas más expertas en electrónica que en electricidad del automóvil: se trata de un interruptor electrónico para coche virtualmente indestructible. Este interruptor tiene múltiples usos y numerosas ventajas. Por ejemplo, cuando una luz se va, en muchas ocasiones funde



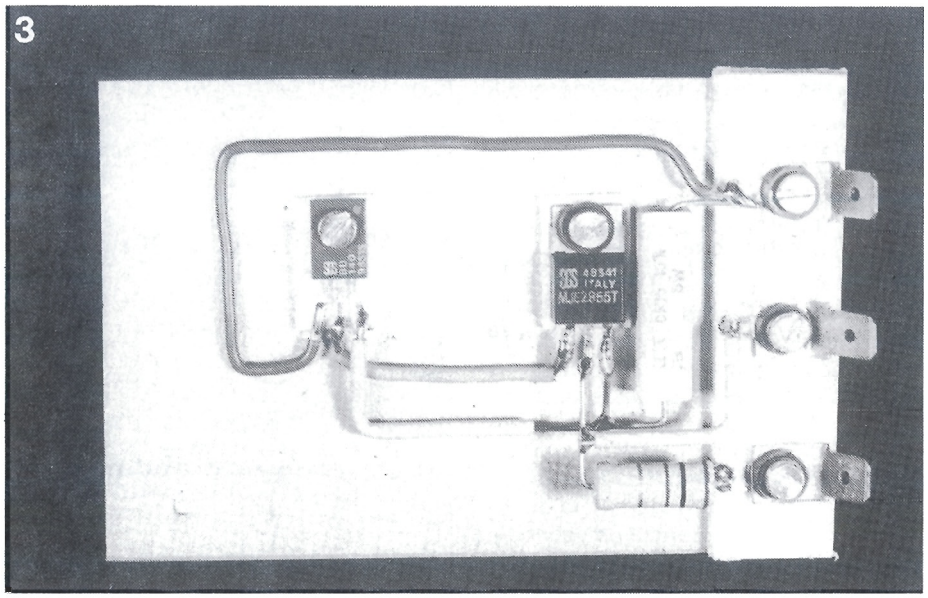
2



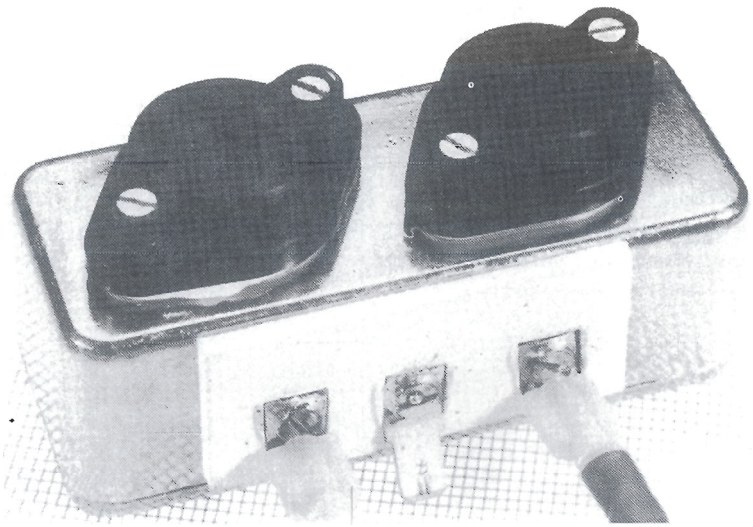
Tabla

Aplicación	Potencia R1 (W)	Corriente (A)	R1 (Ω)	R2 (Ω)	Radiador
Luces del tablero	1	0,08	5Ω6	3K3	No
Iluminación interior	2	0,17	2Ω7	1K5	No
Luces traseras/Luces de posición	5	0,42	1Ω2	680	5×15 cm
Luces de freno	18	1,5	0Ω33/5W	180/1W	15×15 cm
Luces marcha atrás/ intermitentes	21	1,75	0Ω27/5W	150/1W	15×15 cm

3



4



Lista de componentes

Resistencias:
R1, R2=ver texto

Semiconductores:
T1=MJE2955T o TIP2955 (versión 1a)
T1=MJE3055T o TIP3055 (versión 1b)
T2=BD136 o BD140

Varios:
S1=interruptor (ver texto)

también, por haber producido un corto, el fusible correspondiente. Tras sustituir la bombilla, y comprobar que sigue sin encenderse, hay que repasar las cajas de fusibles (situada en los sitios más inverosímiles y en ocasiones inaccesibles del coche) hasta localizar el correspondiente a la luz. Con nuestro circuito esto no ocurre, ya que su protección interna limita la corriente a un determinado valor, impidiendo que se vaya el fusible. El montaje consta en realidad de dos versiones. Ambas se componen de un transistor de potencia, T1, que es el verdadero interruptor, y un segundo transistor, T2, encargado de proteger al anterior frente a corrientes demasiado elevadas. Se dispone así de un conjunto verdaderamente indestructible y, a condición de asegurar una refrigeración eficaz de T1, de un dispositivo capaz de soportar un cortocircuito de larga duración. Nosotros nos inclinamos por el circuito de la figura 1a, ya que la caida utilizará si no se dispone de un 2N2955 con encapsulado plástico TO-3P, encapsulado que simplifica notablemente el montaje (ver foto 3). También se puede emplear una caja metálica (como ilustra la foto 4). Hay que explicar que se trata del montaje de un doble interruptor, y que las tomas del segundo están por la otra cara de la caja, por lo que no se ven en la foto. Resulta muy importante verificar el aislamiento perfecto entre los transistores, y entre estos y la caja, para evitar cortocircuitos entre el colector y la masa del automóvil. El interruptor que activa el circuito, S1, puede ser el originalmente existente en el coche, o bien ser sustituido por un interruptor adecuado a las exigencias de la aplicación requerida. Se observa que, en el circuito 1a se cierra el interruptor hacia masa, mientras que por el contrario, en el 1b el interruptor está conectado a positivo. La tabla adjunta indica los valores de R1 y R2 en función de la potencia y corriente necesarias para la aplicación, así como la necesidad o no de dotar a los transistores con un radiador.

Por último nos queda recalcar que en caso de utilización del circuito impreso mostrado en la figura 2 T1 debe ser un MJE2955T o un TIP 2955, pero no un MJE 2955, ya que este último tiene un patillaje que está invertido 180° respecto a los otros (y por tanto respecto a la indicación de la parte metálica en el circuito impreso).

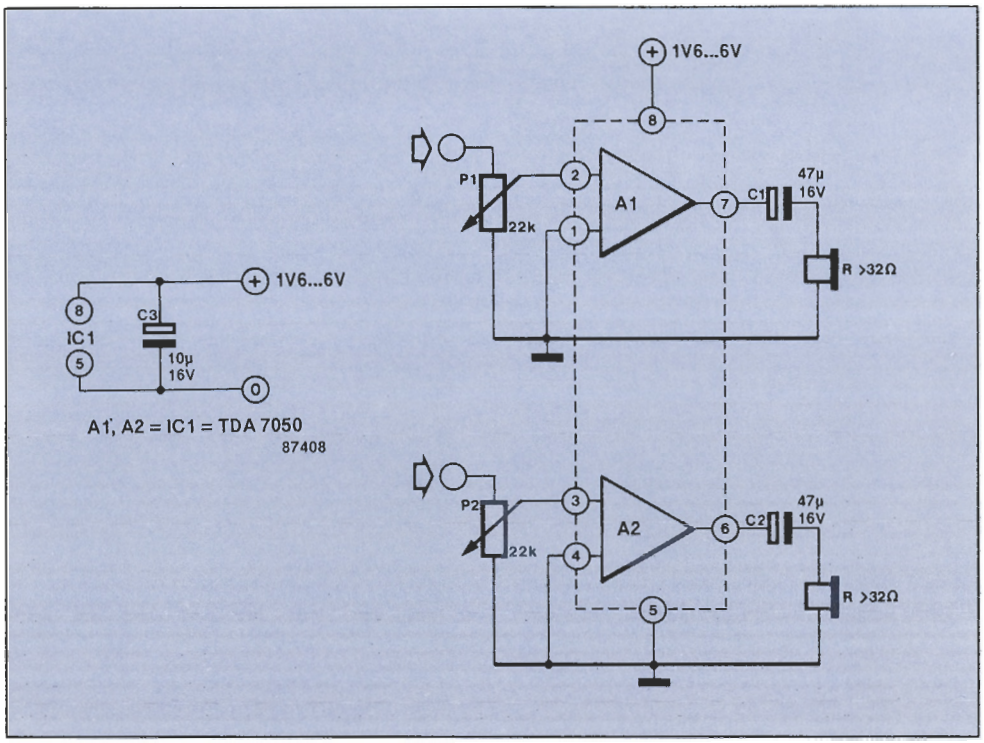
95 Amplificador CMS estéreo para auriculares

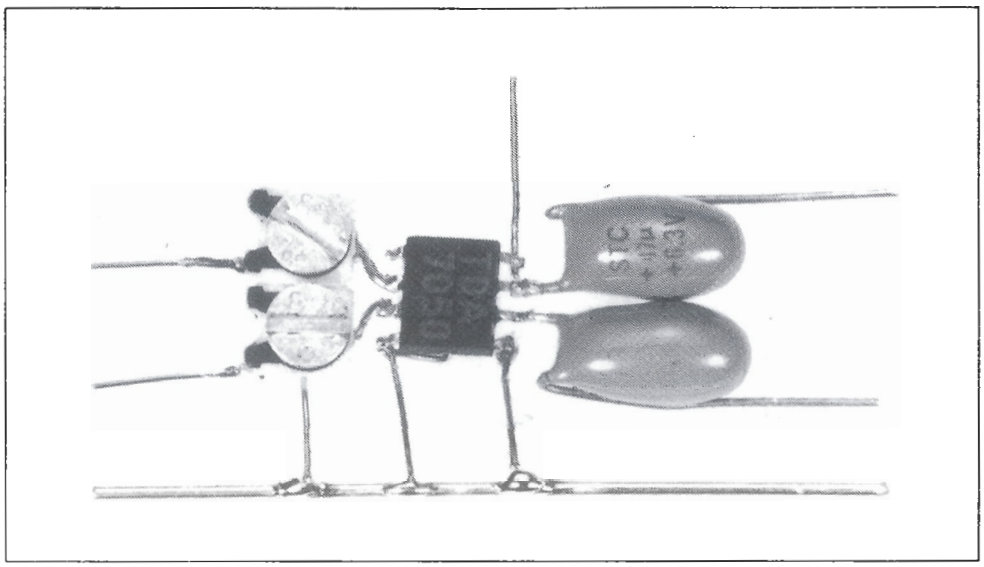
Cada semana aparecen nuevos componentes en formato CMS. Como si de una irresistible marea se tratara, este tipo de encapsulado va ganando terreno día a día, llevando incluso a la desaparición progresiva de la versión DIL de algunos de ellos. En ocasiones, algunos dispositivos no son fabricados más que en formato CMS. No hay que echarse las manos a la cabeza, la mayoría de estos son integrados especiales de 64 plantillas, con cápsula cuadrada. Sin embargo, algunos nuevos modelos sólo disponibles en CMS son para aplicaciones generales, como el TDA7050 en el que basaremos nuestro montaje. Aunque al aficionado le parezca que es prácticamente imposible utilizar este tipo de componentes, la realidad es que, con algunas precauciones elementales, la soldadura de este tipo de encapsulado es perfectamente realizable.

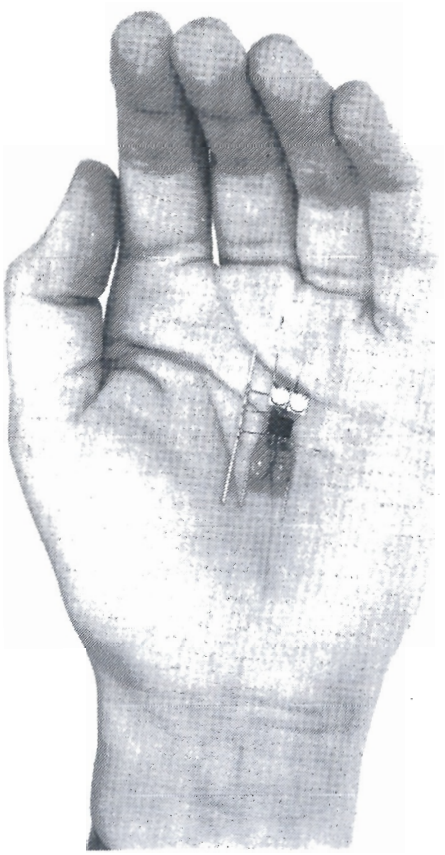
El TDA7050 es un amplificador estéreo completo, dotado de una ganancia de 26 dB, y que tiene una potencia de salida de 2×75 mW. Como se puede apreciar en el esquema, hemos incorporado en sus salidas dos pequeños condensadores electrolíticos (o de tántalo), encargados de aislar los altavoces de la tensión continua de salida de los amplificadores. Con este dispositivo se puede realizar también un montaje monofónico en puente, en cuyo caso la potencia de salida alcanza hasta 150 mW; en este caso, los condensadores son superfluos, lo que permite reducir el tamaño del montaje. Las patillas 2 y 4 se unen a masa, y la entrada de señal se realiza por las patillas 1 y 3, mientras que las salidas se toman de las patillas 6 y 7.

Si en reposo el consumo no llega a los 5 mA, a plena potencia sube hasta los 100 o 150 mA. La resistencia de la carga debe ser superior a 32 Ω, que es lo normal en el caso de la mayoría de los auriculares miniatura.

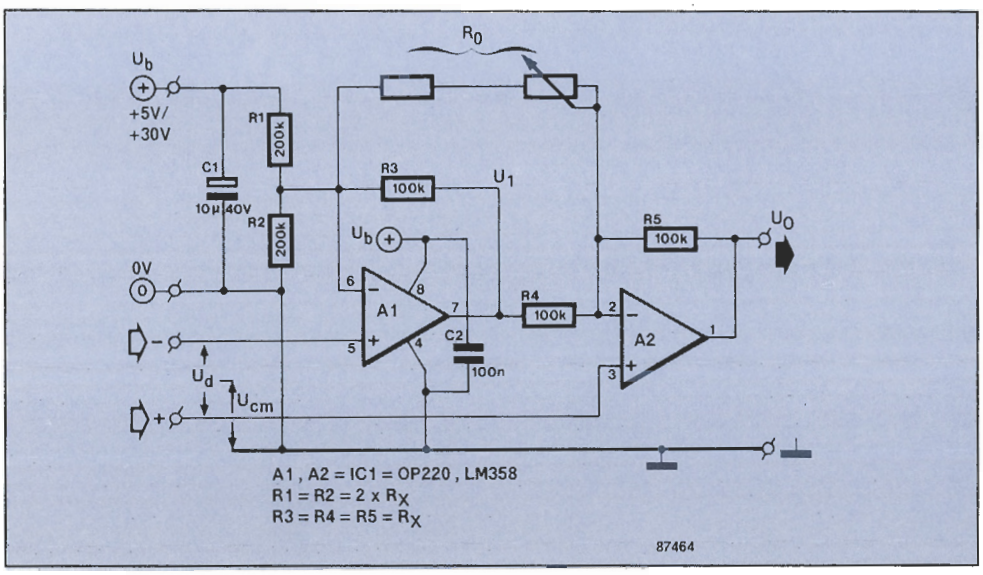
La tensión de alimentación estándar del montaje es de 4,5 V; en reposo las patillas 6 y 7 presentarán una tensión igual a la mitad de la tensión de alimentación.







96 Amplificador de instrumentación



El amplificador de instrumentación aquí propuesto ha sido diseñado inicialmente para el convertidor remoto descrito en junio 87 (Elektor 85); las características de este circuito permiten su utilización para otras aplicaciones.

Los lectores que hayan realizado el convertidor remoto anteriormente mencionado no tendrán problema para apreciar la utilidad de este circuito: permite unir todo tipo de captadores al convertidor, sin tener que preocuparse de la longitud de los cables de unión que, por regla general, son fuente de parásitos que falsean las medidas. El funcionamimento propio del circuito es relativamente complejo y se sale de los fines de este artículo. Sin embargo para los más insaciables de nuestros lectores, añadimos un recuadro en el que hemos concentrado las fórmulas más interesantes, fórmulas que explican como elimina este circuito una señal la modo común (parásita).

Este circuito evidentemente tiene sus limitaciones, debidas principalmente al pequeño rango de modulación de las entradas y salidas de los amplificadores operacionales utilizados. Los dos tipos de circuitos indicados tienen transistores PNP de entrada, capaces de tratar toda señal comprendida entre O V y la tensión de alimentación –1,5 V. La salida del OP 220 puede generar una tensión comprendida entre 0,8 V y la tensión de alimentación –1 V. El rango disponible a la salida del LM 358 se extiende de 0,5 V a la tensión de alimentación –1,5 V.

El consumo de corriente de estos dos tipos de circuitos es extremadamente pequeño, se sitúa a unos 150 μA para el OP220 y no sobrepasan 1 mA para el LM 358. El pequeño consumo del OP220 se paga con una velocidad de subida más pequeña, su «slew rate» alcanza 0,04V/μs, mientras que el del LM358 es 10 veces superior (0,4 Vμs).

Para alcanzar la precisión máxima es recomendable utilizar para R1...R5 resistencias de tolerancia de 1%.

Si se supone la presencia de una tensión Ucm=½Ud en la entrada invertida, lo que corresponde a una tensión de entrada común Ucm, y de una entrada diferencial de Ud se pueden sumar las corrientes que circulan por las entradas invertidas de los dos amplificadores operacionales; se obtiene así dos ecuaciones:

$$(U_b - U_{cm} + \frac{1}{2}U_d)\frac{1}{R_1} + \frac{U_d}{R_0} + (U_1 - U_{cm} + \frac{1}{2}U_d)\frac{1}{R_3} = (U_{cm} - \frac{1}{R_2} \quad (A_1)$$

$$(U_1 - U_{cm} + \frac{1}{2}U_d)\frac{1}{R_4} + (U_0 - cm - \frac{1}{2}U_d)\frac{1}{R_5} = \frac{U_d}{R_0} \quad (A_2)$$

Si R1=R2=2R3=2R4=2R5=2Rx

Se pueden combinar las dos ecuaciones que nos da la fórmula:

$$U_0 = 2(1 + \frac{R_x}{R_0}U_d + \frac{1}{2}U_b$$

Se constata la desaparición del término Ucm de la señal de salida. La ganancia total del circuito alcanza:

$$A_x = 2 + \frac{2R_x}{R_0}$$

de forma que para la elección racional de R_0 se puede fijar cualquier valor comprendido entre 1 y 1.000.

97 Cerradura codificada con 7 cifras

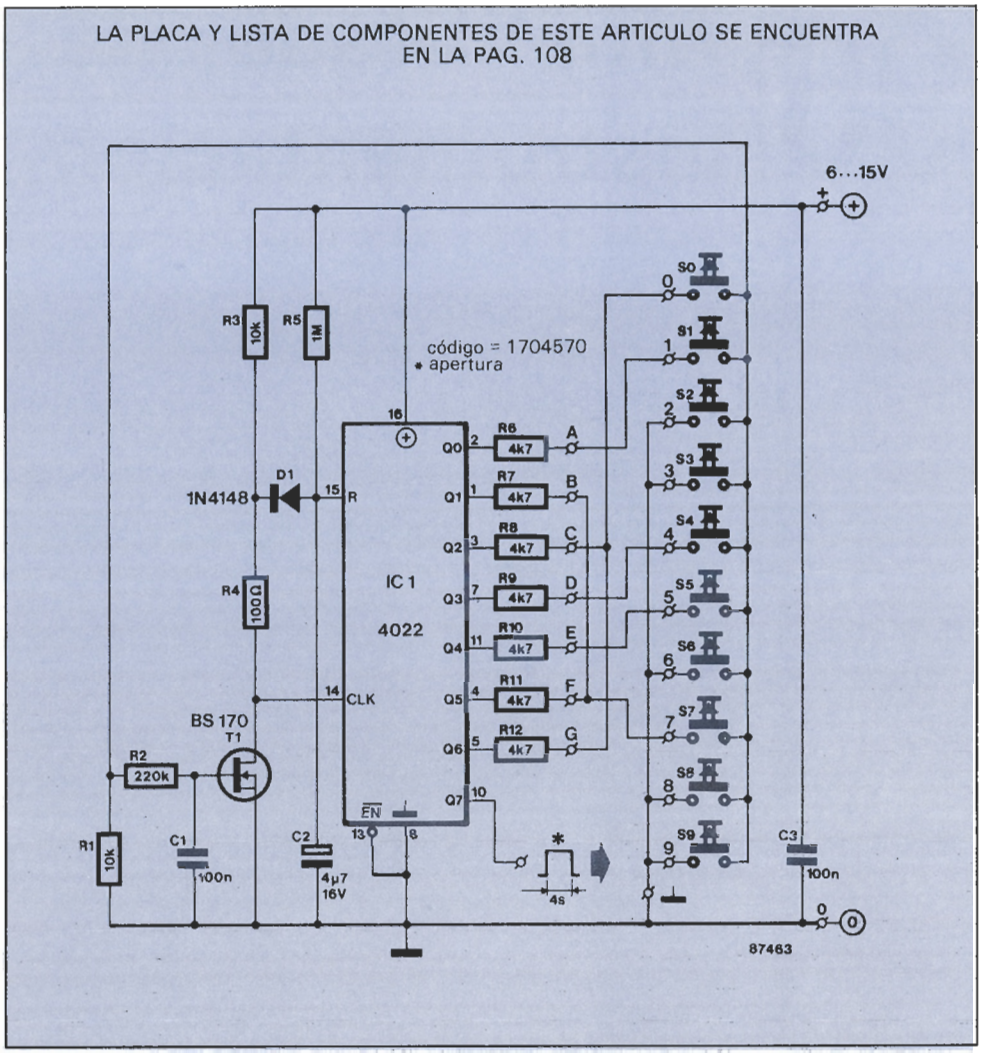
Aparentemente es muy simple, pero esta cerradura electrónica tiene una gran fiabilidad. El único circuito integrado utilizado es un contador octal del tipo 4022. Cuando el circuito está inactivo, C2 se carga a través de R5 y la entrada R del circuito se mantiene en el nivel lógico alto. la salida Qo está activa mientras que las demás salidas están en el nivel lógico

bajo. Cuando se actúa sobre S1, el transistor T1 se activa a través de la red anti-rebotes R2-C1, IC1 recibe un impulso de reloj. Al mismo tiempo C2 se descarga a través de R4 y C1 lo que pone fin a la puesta a cero del contador. El tiempo que transcurre antes de que C2 se descargue a través de R5 permite pulsar otra tecla. El ciclo que acabamos de describir se repetirá si S7 (unida a la salida Q1) se acciona antes del fin de la carga de C2. Después de este segundo ciclo, la salida Q2 de IC1 estará alta, todas las demás bajas: habrá que pulsar So antes del fin de carga de C2 y la puesta a cero de IC1. La secuencia de cerrojo continúa así hasta que la salida Q7 acabe por pasar al nivel lógico alto durante 4s, activando el circuito del cerrojo que no está representado aquí (relé, cerradura eléctrica...). El código utilizado aquí es «1704570» pero este no es más que un ejemplo como otro cualquiera. Basta con cambiar las conexiones de las salidas Qo...Q6 y los interruptores So...S9 para obtener otras combinaciones. Hay que señalar que el número de botones es más importante que el de salidas del contador: se trata evidentemente de engañar al enemigo.

Si estima que el código de 7 cifras es demasiado fácil de descifrar puede sustituir el 4022 por el 4017 que tiene dos salidas más: el número de combinaciones posibles pasa de 10^7 a 10^9.

El consumo es de 0,5 MA con lo que la alimentación puede ser una pila. La tensión de alimentación debe estar comprendida entre 6 y 15 V.

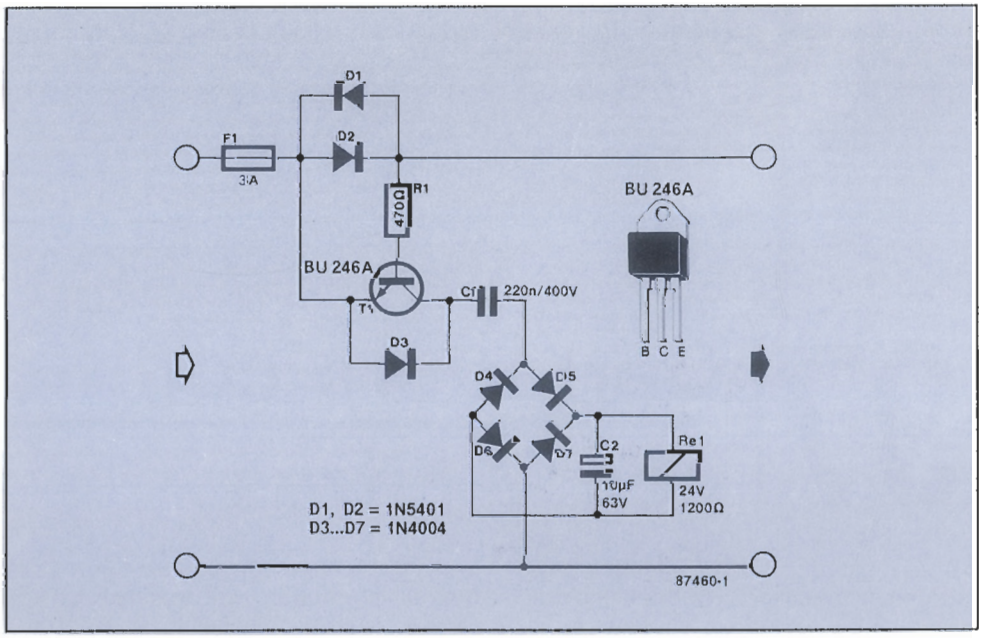
LA PLACA Y LISTA DE COMPONENTES DE ESTE ARTICULO SE ENCUENTRA EN LA PAG. 108



98 Detector de corriente

La función de este circuito es la de vigilar los cables de alimentación de un aparato y activar un dispositivo cualquiera cuando el aparato a vigilar es puesto en marcha.

Imaginemos que circula una pequeña corriente a través de los diodos D1 y D2: el transistor T1 se vuelve conductor y el relé se excita a través de puente rectificador (D4...D7). Para la elección de este relé hay que tener en cuenta las circunstancias un poco peculiares en las cuales será utilizado: la tensión de excitación debe ser bastante elevada y la resistencia de su bobina también. Para obtener un cierre estable del relé, a veces es necesario añadir uno o varios condensadores en paralelo con C1. Hay que señalar que el rectificador no se alimenta más que cuando el transistor conduce. Y si se utiliza este detector con una tensión de alimentación de 220 V no se olvide pararse a pensar antes de ponerse a manipular.

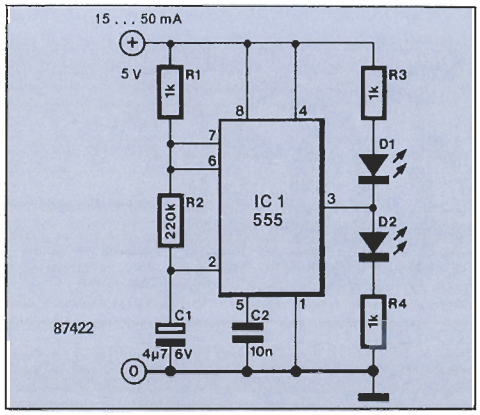


99 Intermitente para modelismo

Esta aplicación del bien conocido temporizador 555 está pensada para entusiastas de maquetas de trenes que quieran montar una baliza con dos luces intermitentes, mediante un mínimo de componentes.

Con respecto al esquema eléctrico, puede verse que el número de LEDs tiene que estar restringido a 2: pueden conectarse varios en paralelo para conseguir más luz, pero debe limitarse el consumo total a 200 mA para que no se queme el 555. Cada LED que se añade debe tener su propia resistencia de limitación de corriente, similar a D1-R3 ó D2-R4.

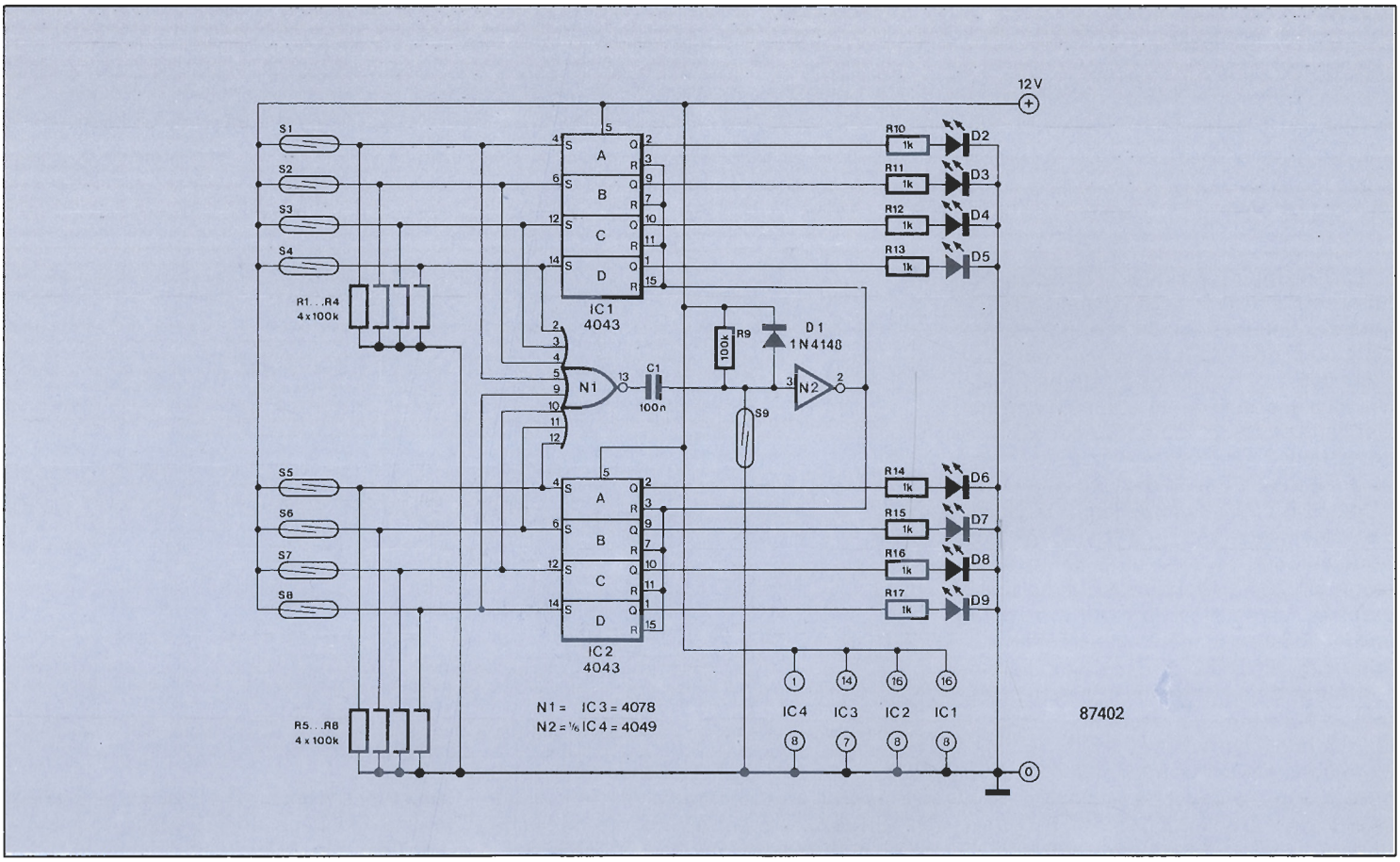
El ritmo de intermitencia se define mediante C1. El valor indicado en el esquema eléctrico parece ser el óptimo para aplicaciones de señalización de maquetas de trenes. La alimentación del circuito no es crítica, pero debe estar comprendida entre 5 V y 10 V. Con dos LEDs conectados al circuito y una alimentación de 5 V el montaje debe consumir menos de 50 mA. La intensidad de iluminación de los LEDs puede adaptarse a las preferencias personales modificando los valores de R3 y R4, pero debe limitarse el mínimo valor de resistencia para que no se quemen los LEDs.



100 Indicador de sección para trenes miniatura

El sistema de indicación de sección puede ser el complemento que el lector haya echado en falta cuando, dentro de su complejo sistema ferroviario de modelismo, disponga de túneles y vías a distintos niveles, y en un momento determinado haya perdido la pista de un tren en particular.

Este circuito emplea LED para indicar la posición del tren. Cada bloque de vías se divide en 8 secciones, cuyos puntos de comienzo se marcan por medio de relés



Reed (S1-S8). Un noveno relé se sitúa al final del bloque para permitir la desconexión de la indicación para el tramo de vía correspondiente.

El circuito se compone de 8 biestables RS, los cuales atacan a cada uno de los LED. Todas las entradas S se combinan en una puerta NOR (N1) para obtener en su salida una señal que ataque a un circuito conformador de pulsos y a un buffer que sirve para borrar (RESET) los biestables por medio de un pulso adecuado que asegure que tan sólo el LED de la última sección de vía atravesada se encienda.

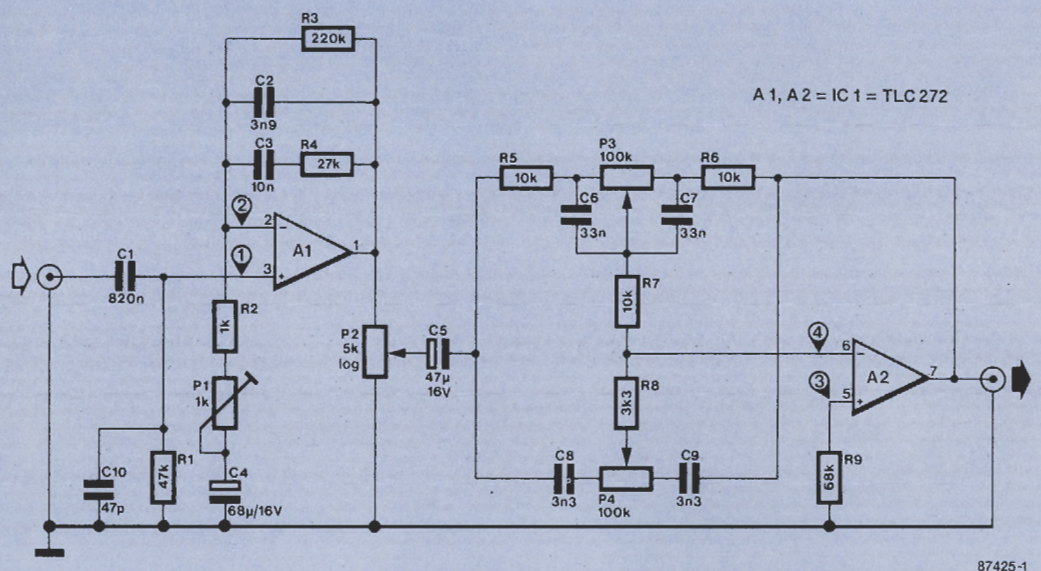
Los contactos del relé Reed se activan con la ayuda de un pequeño imán fijado debajo de la máquina locomotora. Dependiendo de la situación de los imanes, los relés se sitúan entre las vías o a lo largo del carril derecho de la vía.

Se pueden emplear varios de estos sistemas de indicación de sección en serie para permitir realizar un sofisticado panel de control que incorpore muchas luces para indicar la posición de cada tren.

Respetando la dirección de marcha de los trenes, se pueden enlazar secciones por medio de S9 (final de la sección anterior) y S1 (comienzo de sección) situados próximos entre sí.

101 Preamplificador sencillo

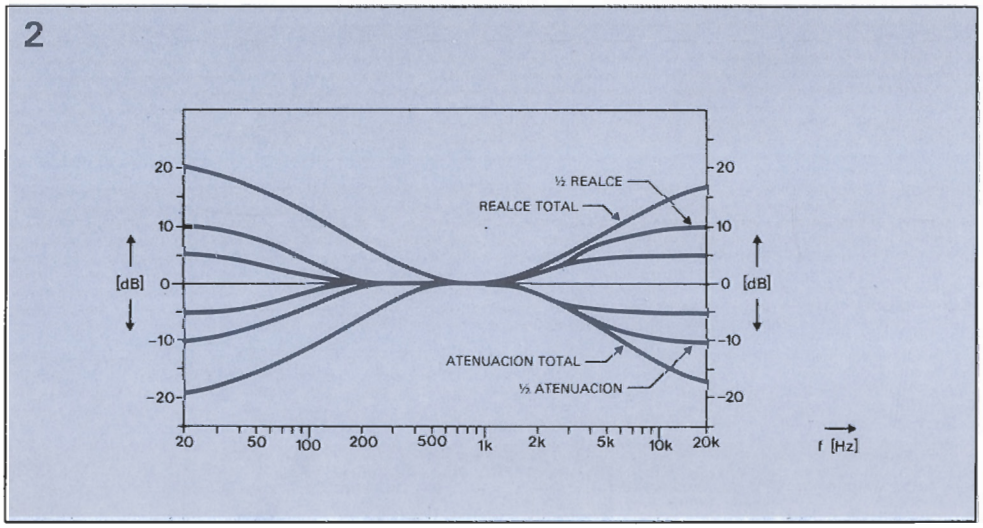
1



Este diseño responde a la necesidad de un preamplificador poco costoso, pero de buena calidad, equipado con una sección de control de tono.

La figura 1 muestra el esquema eléctrico. La ganancia de la etapa de entrada, diseñada alrededor de A1, puede variarse entre 10 y 20 mediante el potenciómetro de ajuste P1. El nivel de 0 dB a la entrada es de 50 mV. La impedancia y capacidad de entrada son 47 kΩ y 47 pF, respectivamente, para permitir conectar directamente la mayoría de los giradiscos y casettes. La sección de control de tonos es una de tipo Baxandall estándar. Los potenciómetros P3 y P4 sirven para el control de bajos y agudos respectivamente. Las curvas de ganancia en función de la frecuencia para distintas posiciones de los potenciómetros puede verse en la figura 2. Aquí, el nivel de 0 dB corresponde a 1 V.

2



El consumo de corriente del preamplificador es modesto (unos 5 mA). Cuando el circuito esté correctamente balanceado los puntos de medida deben estar a una tensión cercana a la de masa. Por supuesto es necesario duplicar el circuito para un preamplificador estéreo.

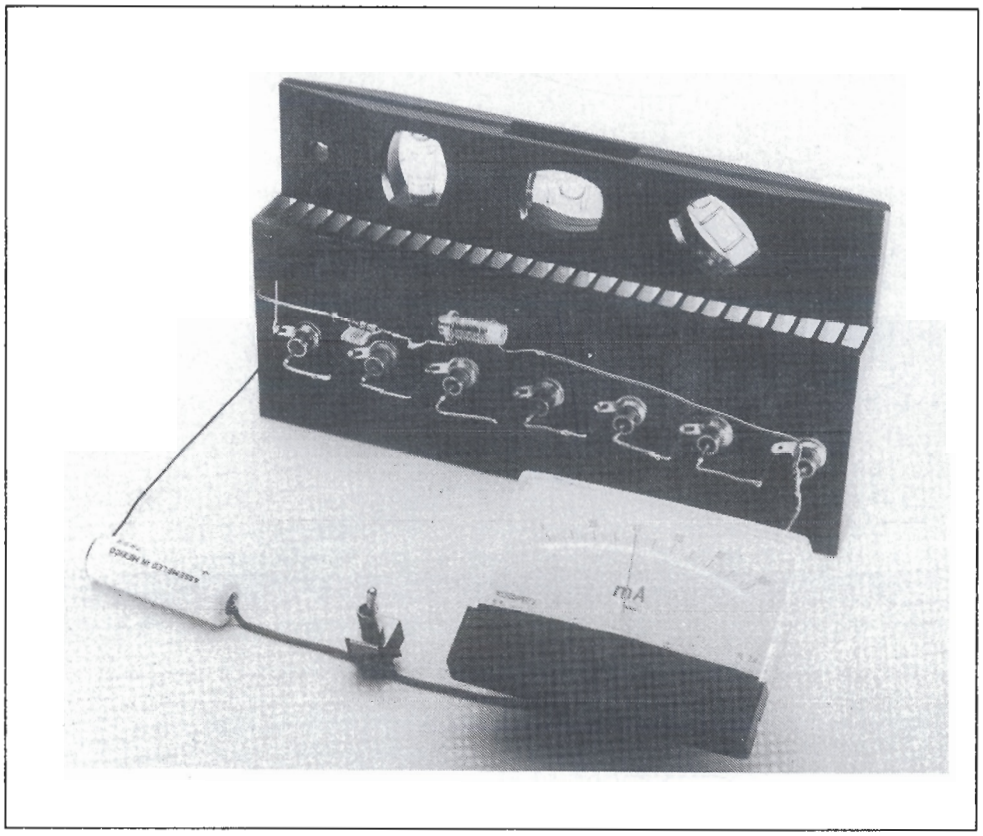
102 Cargador de batería con diodos túnel

Tras una larga ausencia de la escena de los semiconductores, el diodo túnel, también llamado diodo Esaki por el nombre de su inventor japonés, ha sido re-introducido gracias al hecho de que puede ser empleado para ahorrar energía. En los años 95 y 96, los diodos túnel encontraron su campo de aplicación en muchos circuitos, principalmente en RF, donde sus propiedades especiales fueron explotadas para la realización de detectores rápidos de nivel, osciladores, mezcladores y similares. Comparado con un diodo normal, el diodo túnel utiliza un material semiconductor con un extremadamente alto nivel de dopaje, lo que provoca que la capa de deflexión entre las zonas p-n sea unas cien veces más estrecha que en los diodos normales de silicio, incluso los más rápidos. Cuando se polariza en forma directa un diodo túnel, se provoca que el flujo de electrones pase por un «túnel» la unión p-n. Esta forma de atravesar la unión es un fenómeno no explicable fácilmente a través de la teoría atómica tradicional, y que no es posible explicar en este breve artículo.

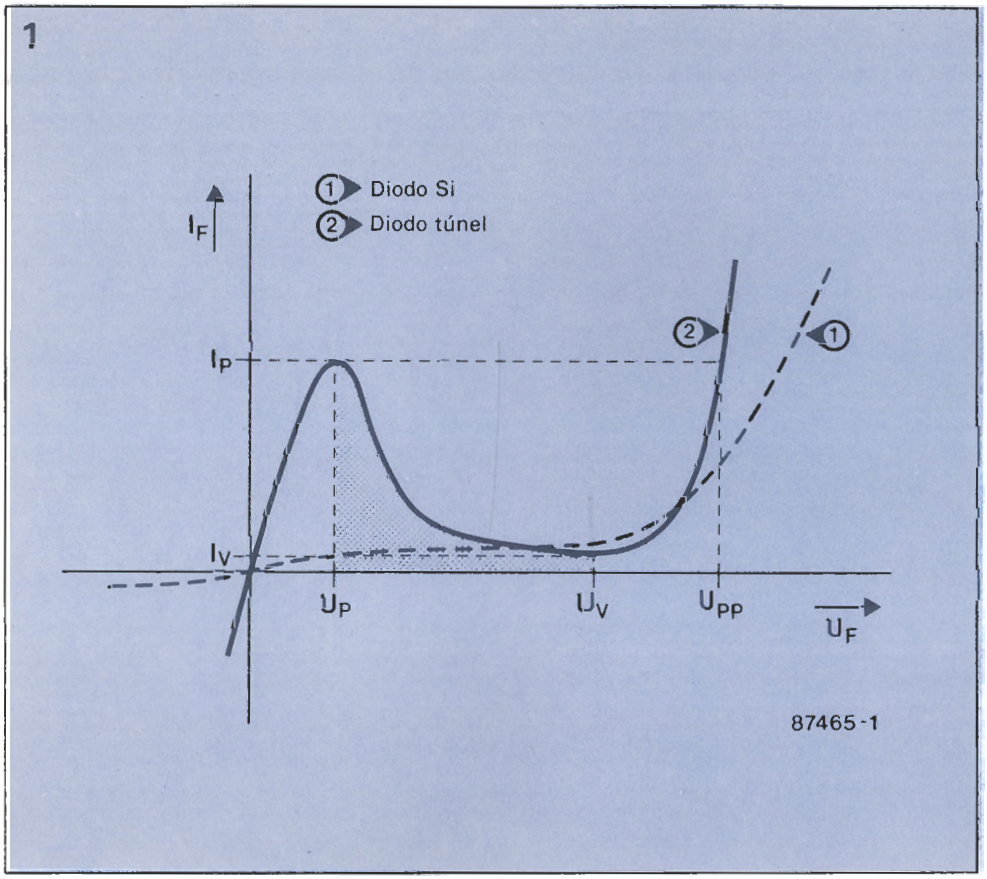
Cuando se mide la relación entre tensión directa, Uf, y corriente, If, en un diodo túnel, se encuentra con sorpresa que el dispositivo presenta una característica resistencia negativa entre la tensión de pico, Up, y la tensión de valle, Uv, tal como se muestra en la figura 1. Por lo tanto, si el diodo se hace trabajar en la zona sombreada de la curva, la corriente directa cae al aumentar la tensión. La resistencia del diodo es incuestionablemente negativa, y está indicada habitualmente como -Rd.

El presente diseño hace uso de esta propiedad de los diodos túnel a base de conectar una serie de estos dispositivos para cargar una batería con ayuda de la energía solar. Como se ve en la figura 2, se conectan en serie 7 o más diodos túnel de Galio-Indio-Antimonio (GISp) colocados sobre una aleta dispadora, que en este caso no sirve para bajar la temperatura de los semiconductores (los diodos túnel se ponen más calientes con el aumento de Uf), sino más bien al contrario para acumular la energía solar (calor) que se convierte en la fuente necesaria para la carga de la batería.

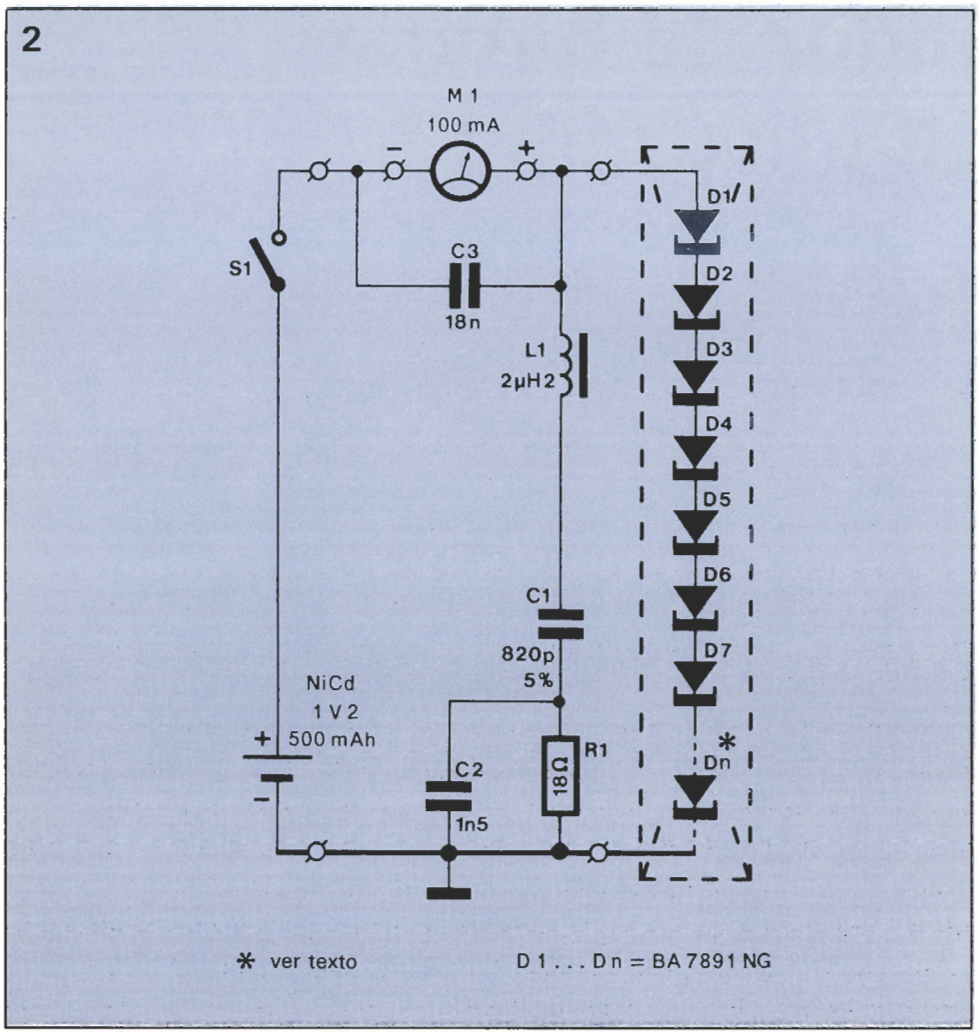
El principio de funcionamiento de este diseño único es extremadamente sencillo. Si una resistencia normal, R, descarga la batería con una corriente I=V/R, una resistencia negativa carga la misma batería, ya que el signo de I se invierte: -I=V/-R. De forma análoga, si una resistencia «disipa» $P=I^2R$ vatios, una resisten-



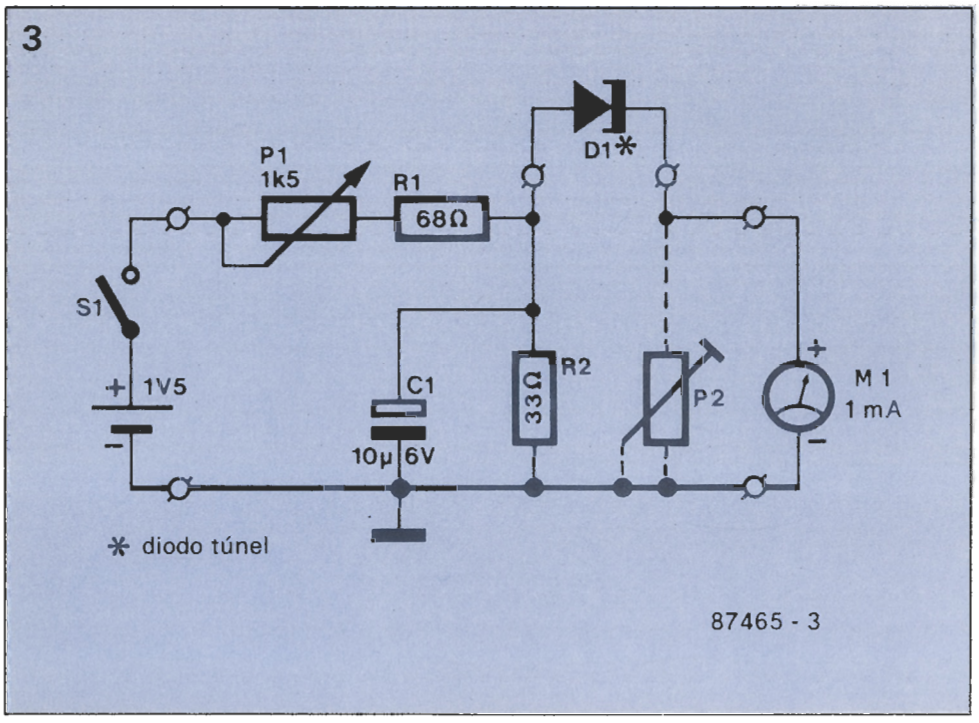
1



2



3



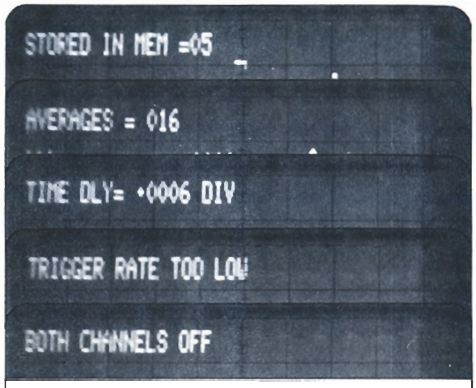
cia negativa «entrega» esta potencia a una carga: $P = -I^2 - R$. Cuando la carga es una fuente de tensión, como es el caso de una batería, con una pequeña resistencia interna, la resistencia negativa debe, desde luego, entregar una tensión más alta para que fluya la corriente, Ic:

$Ic = \delta[\ (Uf) - Ubat] /\ (Rd) + Rbat$

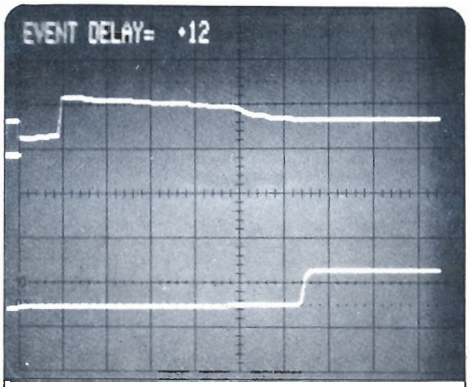
Del término (Rd) se puede ver inmediatamente que todos los diodos de la cadena serie deben trabajar en la zona de resistencia negativa, ya que cualquier diodo que presente resistencia positiva cancelará el efecto deseado. Para asegurar que todos los diodos presentan una resitencia negativa, se puede realizar un sencillo circuito de medida como el de la figura 3. Observe que el amperímetro debe ser capaz de indicar corriente en ambos sentidos (un galvanómetro con cero central resulta apropiado), ya que se puede dar el caso de que un diodo en particular tenga una elevada relación Ip:Iv (pendiente túnel) que la batería sea ininteńcionadamente cargada al aplicar una pequeña corriente directa. La medida debe ser realizada a 7 °C (utilice el refrigerador) y la curva Uf-If debe ser anotada individualmente para cada diodo, escogiendo cuidadosamente la polarización directa, que se medirá con un voltímetro digital, mediante el potenciómetro, y anotando los valores resultantes de If. Durante la medida coloque una radio de FM para asegurarse de que el diodo bajo prueba no oscila a 94,76284 MHz (Fres para los GISp con nivel de dopaje de 10-7). En caso de que esta oscilación se produzca, y a pesar de que presente la deseada característica de resistencia negativa, deberá deshechar este diodo. Una vez conseguidos al menos 7 diodos con resistencia negativa, y en función de las medidas realizadas, establezca el margen de Uf que garantiza la existencia de -Rd para todos los diodos. Dependiendo de la tolerancia de fabricación de los diodos en el lote disponible, el margen puede estar restringido entre, por ejemplo, 180 y 230 mV. Calcule el número de diodos necesario para la carga de la batería a su corriente nominal; para el margen señalada anteriormente de Uf, al menos 7 diodos conectados en serie son necesarios para entregar una carga de unos 45 mA, cuando los diodos son calentados a una temperatura de [- (Rd) If] [δ(Rth-j)-RØ] (Td+Ta) °C, o, lo que es lo mismo, unos 35 °C, si la resistencia térmica del disipador es menor de 3.5 K/W, y está colocado bajo un sol brillante (Ta 26 °C).

Para obtener la eficiencia más alta posible de este cargador de NiCd, la aleta debe ser negra, para facilitar una óptima transferencia a los diodos, y no debe ser magnética, ya que cualquier campo, inducido o magnético exterior produce una agitación desigual de la carga conducida por el túnel, con lo que se puede producir el denominado «efecto botella»; los electrones tienden entonces a ser desalojados de la unión p-n y depositarse sobre el sustrato, y se acumulan consecuentemente en los terminales, lo que da origen a un posible potencial peligroso con respecto al encapsulado metálico. Algunos diodos túnel del tipo BA7891NG son, desafortunadamente bastante sensibles a los campos externos, y la práctica ha demostrado que deben ser colocados horizontales con respecto a la superficie terrestre para evitar el «efecto botella» cuando se aplica una polarización directa.

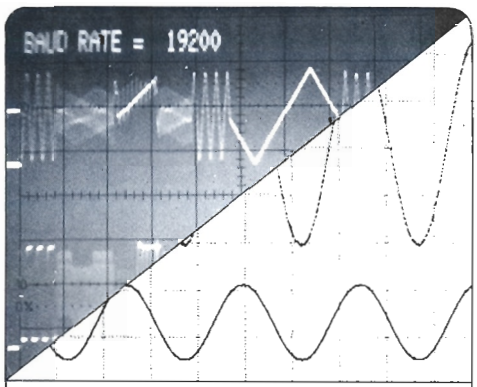
DIGITALIZADOR PARA OSCILOSCOPIO, Thurlby DSA-524



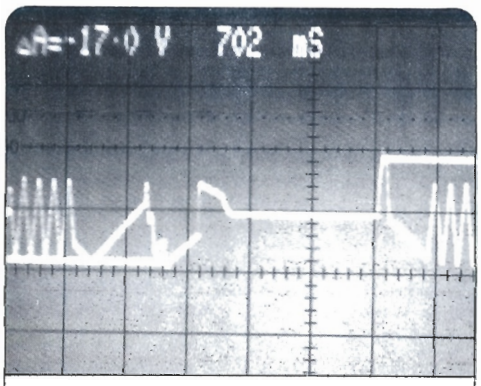
Mensajes en pantalla con información de datos y estado del equipo.



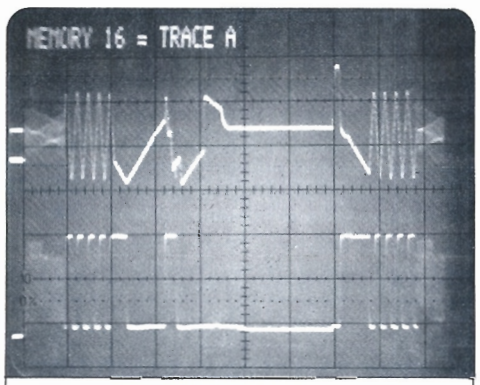
Retardos programables en tiempo y sucesos.



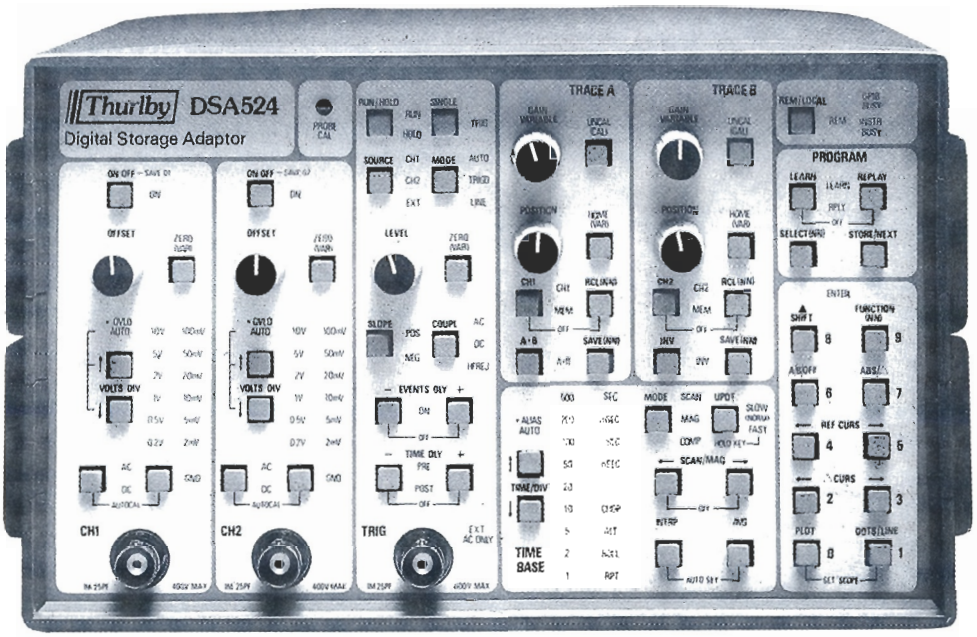
Salida a plotter e impresora a través de RS-232 e IEEE-488



Cursores en pantalla para medición de tensiones y tiempos.



Memoria alimentada por batería para almacenar hasta 16 señales.



Si ya tiene un osciloscopio analógico, no se moleste en comprar otro digital. Lea detenidamente las características básicas del DSA-524. Sabemos que le van a impresionar. El DSA-524 hará de su osciloscopio convencional, un potente osciloscopio digital.

- **20 Megamuestras/segundo y 35 MHz de ancho de banda.**
- **8 bits de resolución vertical × 4.096 palabras.**
- **AUTOSET y AUTOCAL (sensibilidad auto-rango).**
- **Retardo de disparo en tiempo y sucesos.**
- **Generación de cursores para medida de tensión y tiempo.**
- **16 memorias para almacenamiento de señales.**
- **Operaciones matemáticas en firmware.**
- **Interfaces RS-232, salida registrador, e IEEE-488 (opcional).**
- **Control automático a través de bus o teclado.**
- **Software para trabajo en PC (en preparación).**

No dude en comprobarlo. Llámenos para una demostración.

MOLHER electrónica s.a.
Parque Eugenia Montijo, 94
Tels.: 462 78 42 - 462 25 62
Fax: 465 53 82
28047 MADRID

jm digital microsistemas, s.a.
Tres señoras, 1-3-5
08024 Barcelona
Tel.: 210 52 61
Fax: 214 64 69

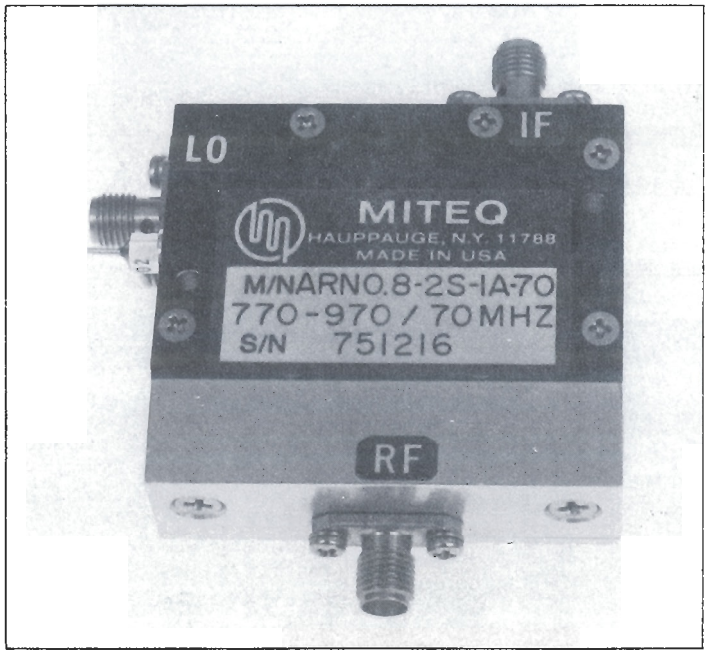
Nuevos amplificadores de R.F. de banda estrecha

Miteq ha lanzado al mercado una nueva serie de amplificadores de R.F. de banda estrecha y bajo nivel de ruido. El sistema consiste en un preamplificador en miniatura de bajo ruido, un mezclador de rechazo de imagen y un amplificador de FI opcional.

Disponible en el rango de frecuencias de 0,6 a 10 GHz, con figuras de ruido tan bajas como 1 dB a 0,6 GHz y de 2,5 dB a 10 GHz, siendo el rechazo de frecuencia de imagen típico de 20 dB.

El rango de frecuencias intermedias abarca desde 2 MHz hasta 400 MHz, en octavas de banda. Las dimensiones del encapsulado son de 45,72×49,53×15,24 mm, con conectores SMA.

AMITRON, S.A.
Avda. de Valladolid, 47A.
28008 Madrid.
Teléf.: (91) 241 54 02.
Violante de Hungria, 111, B, pral. 3.
08028 Barcelona.
Teléf. (93) 330 29 08.



Amplificador Miteq RF de banda estrecha.

Programa para supervisión de procesos industriales

La compañía francesa ARC Informatique ofrece con su gama de software PCVUE (PCVUE, PCLOG, PCVUE-JUNIOR) una herramienta para la supervisión de procesos industriales, de altas prestaciones pero de uso muy sencillo.

Formado por 4 módulos operativos alrededor de una base de datos, el software PCVUE ofrece una solución integral y económica para mocroordenador. Como software configurable, permite desarrollar e instalar con gran rapidez una aplicación de supervisión gracias a sus ergonómicos editores gráficos y de texto, que ofrecen grandes posibilidades de interacción con el usuario. Para que el usuario pueda adaptar estos programas a cualquier aplicación particular, probarlos en distintas circunstancias, hacer sus propios cálculos, y emprender acciones necesarias, PCVUE ofrece la posibilidad de escribir programas en un lenguaje cercano al BASIC. Estos programas pueden acceder, en lectura o escritura, a todas las variables de la base de datos.

El sistema puede cargarse en la mayoría de los microordenadores, y se desarrolla en una sola pantalla para gráficos o dos pantallas, pudiendo ser la segunda pantalla de tipo monocroma.

El PCVUE se puede comunicar con los autómatas programables GOULD MODICOM (y todos los sistemas con protocolo MODBUS), autómatas APRIL (y todos los sistemas con protocolo JBUS), OMROM y SIEMENS. A través de redes locales industriales como LAC o FACTOR, se puede crear un entorno de supervisión compartida por parte de varios PCVUE, ya sea de forma independiente o redundante.

Informática y Robótica In dustrial, S.A.
Tres Torres, 53-57, esc. A 3.º, 1A.
08017 Barcelona.
Teléf. (93) 201 59 01.

KM 1201, nueva impresora con salida de temperatura y milivoltios

La firma inglesa Kane-May diseña y fabrica instrumentos electrónicos para mediciones industriales. Su último instrumento, el KM 1201, mide e imprime temperaturas de −100 °C a 1.200 °C a intervalos preseleccionados de 3 segundos a 60 minutos, pudiendo conmutarse a escala Farenheit (−150 ° a 2.400 °F).

Al conectarlo, el KM 1201 imprime automáticamente la fecha y hora, así como el último intervalo seleccionado. Este instrumento no necesita supervisión, por lo que puede dejarse en un lugar determinado para que se vaya imprimiendo mediciones de temperatura durante el tiempo que se desee, de día o de noche, permitiendo así que el personal pueda dedicarse a otras tareas. Las impresiones de temperatura también muestran la hora (hora + minutos) a las que fueron realizados, resultando muy útiles para acompañar informes o solucionar problemas de medio ambiente.

El KM 1201 también tiene una entrada auxiliar de milivoltios de 0,1 mV, que puede conectarse mediante salida auxiliar a cualquier instrumento, como la gama Kane-May de termómetros por infra-rojos (sin contacto) Infratrace.

Lana Sarrate, S.A.
P.º Manuel Girona, 2.
08034 Barcelona.
Teléf. (93) 204 44 50.

Un potenciómetro con 4 posibilidades de ajuste

El potenciómetro Cermet VA05 de Bourns puede ajustarse por delante, por detrás, desde arriba o desde abajo. Es totalmente compatible con los procesos actuales de producción automática. El VA05 se produce en la fábrica de Escocia mediante una producción automatizada que garantiza un nivel superior de calidad. Este potenciómetro posee un cursor con ranura cruzada, lo que facilita su manejo en ensamblaje automático.

Algunas de las características del VA05 son:

Resistencia 20 Ω...2,2 MΩ (±20%).

Potencia 0,5 W/70 °C.

Vida mecánica 500 ciclos mínimo.

Variación a la resistencia de contacto 2% ó 3 Ω.

Coeficiente de temperatura ±100 ppm/°C.

Versiones 2: horizontal y vertical.

SELCO, S.A.
P.º de la Habana, 190.
28036 Madrid.
Teléf. (91) 405 42 13.
Avda. Mediterráneo, 11, 1.º C.

28007 Madrid.
Teléf. (91) 551 28 05.

Avanzados osciloscopios portátiles con selección interactiva

La serie de osciloscopios COM3000 de Kikusui permite tres modos de alimentación (AC, CC externa, y batería) y otros refinamientos, incluyendo selecciones interactivas, que hacen de estos osciloscopios unos componentes versátiles para su empleo en sistemas de prueba y medida avanzados. Esta serie está formada por 4 modelos: COM3050, COM3051, COM3101. Los dos primeros tienen un ancho de banda de 50 MHz, y los dos últimos de 100 MHz; el segundo y cuarto modelos, acabados en 1, disponen además de memoria digital de almacenamiento de datos.

Algunas de las características más relevantes de esta serie son:

— Pantalla de 3,5 pulgadas, con un amplio ángulo de visualización, y 12 KV de aceleración. Las formas de onda en tiempo real y las memorizadas se presentan con retículas internas; también se muestra el valor del cursor y los parámetros medidos, así como los valores medidos por el DVM (sólo en canal 1) y el contador de frecuencias en el modo de tiempo real.

— Sistema de selección interactivo. Un sistema de menús asegura una operación fácil y sencilla. El modo y la función deseados se seleccionan mediante las teclas X e Y, y la escala, las variables, etc., mediante el mando rotativo.

— Funciones de búsqueda automáticas. En modo automático, una vez seleccionadas las condiciones necesarias (eje vertical: HA o FULL, eje horizontal: 2-10 ciclos, trigger: LOW, CNT o UP), el propio osciloscopio selecciona la escala adecuada en función de la señal de entrada.

— Cuatro memorias de set-up para almacenar las condiciones seleccionadas sobre el panel. Estos valores pueden ser recuperados en cualquier momento con una única operación para poder realizar medidas repetitivas con total comodidad. Se pueden almacenar hasta 100 pasos utilizando la unidad de interface opcional.

— Tres modos de alimentación: AC, CC externa y batería. En AC se puede alimentar con tensiones entre 90 y 250 Vac sin necesidad de efectuar conmutaciones. Con batería, un osciloscopio de la serie COM3000 se convierte en un instrumento portátil.

— Interface RS-2332 o GPIB opcional. Con el primero se puede incluso realizar una transferencia de datos a través de línea telefónica (por medio de un modem); con el segundo se puede conectar a un ordenador y convertir a la serie COM3000 en un osciloscopio programable, a partir del cual se puede construir fácilmente un sistema de medición automático.

— Equipos pequeños y manejables.

Los modelos COM 3101 y COM3051, con memoria digital, disponen además de las siguientes prestaciones:

— Mediciones simultáneas en los dos canales a 20 MS/s.

— Ancho de banda efectivo: con disparo único 8 MHz y repetitivo 100 MHz (COM3051=50 MHz).

Funciones aritméticas y de promedio.

— Modos de trabajo: envolvente, pretrigger, refresco de pantalla, roll.

— Función de interpolación.

TEMPEL, S.A.
Villadomat, 140 bis.
08015 Barcelona.
Teléf. (93) 323 42 78.
Ronda de Segovia, 11.
28005 Madrid.
Teléf. (91) 265 74 14.

Modems V.22 Ecsa PL 1.2 y CJ 1.2

Eurocomsa presenta los modems para PC modelos PL 1.2 (interno) y CJ 1.2 (externo), conforme a las normas CCITT V.22, para transmisión asíncrona de datos a 300 ó 1200 bps, a través de la red telefónica conmutada o enlaces punto a punto.

Ambos modems son completamente compatibles con el juego de comandos AT de Hayes, soportando los paquetes software de comunicación más usuales. Se incluye *diskette* con software de comunicaciones ECSACOM y manual de instrucciones en castellano. Los modems ECSA, compatibles con las normas CCITT V21/V22 y BELL 103/212A, permiten el acceso a las diversas bases de datos y el intercambio de información entre oficinas, delegaciones, y usuarios particulares a través de la red telefónica de forma automática. Disponen de llamada y respuesta, así como selección de velocidad, automáticas.

El modelo PL 1.2 permite la conexión directa a un slot de cualquier ordenador compatible IBM PC/XT/AT, mientras que el CJ 1.2 (versión externa) es conectable a cualquier equipo o terminal a través de un interface RS232C (V24), tomando la alimentación de la red de 220 V.

CIOCE, S.A.
Numancia 17-121, pta 1.ª, local 1.º y 2.º.
08029 Barcelona.
Teléf. (93) 322 80 52.



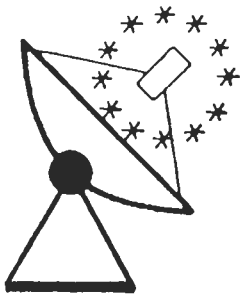
GUIA DE COMPRAS

ELECTRONIC S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS
INDUSTRIALES
PROFESIONALES
CONSUMO
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS

C/ Santa Cruz de Marcenado, 11-28015 MADRID
Teléfs. 542 70 37 TELEX-43297
542 72 28-247 69 96 FAX: 241 48 65

TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-



INFO-COM EUROPA

Informática y Comunicación. TV vía Satélite
Ctra. de Málaga, 56 AGUADULCE - ALMERIA

Tefno. 951-34 22 04

ESPECIALISTAS EN TV-SAT:
— Conversores BOSCH 1,4 db Tip
— Decodificadores todos programas
— Receptores BOSCH domésticos y profesionales
— Kits para instalaciones individuales y comunitarias

TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-



LA CASA DE LOS
ALTAVOCES
TODO PARA EL SONIDO

TODO EL MUNDO DEL ALTAVOZ Y SUS COMPLEMENTOS

Gravina, 21 - 28004 Madrid
Teléfono: 521 31 75

HERRAMIENTAS INDUSTRIALES

• CIRCUITOS IMPRESOS
— PASIVOS.
— KITS DE MONTAJES

C/ PLAZA DE ZARAGOZA, 45
28028 MADRID
TLFS. 246 40 10 - 246 46 03



DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS

PUERTO DE MASPALOMAS, 4
(POSTERIOR) TELS. 730 44 11 730 46 44.
28029 MADRID



ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

C/ LINNEO, 21 (Junto Puente Segovia)
TELEFS. 2658621 - 2658623
28005 MADRID

SERVIMOS A DOMICILIO Y A PROVINCIAS, EN EL DIA. PRECIOS ESPECIALES PARA TALLERES, ESCUELAS Y PROFESIONALES

Radio Electra

COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS

Esteban Collantes, 37
Teléfs 4072952-4079446
28017 MADRID

Hortaleza, 9
Telefs. 521 60 51 - 521 14 99
28004 MADRID

PALCO

COMPONENTES ELECTRONICOS

Gran surtido en semiconductores

José del Hierro, 44
Tel. 2671690
28027-MADRID

Envíos rápidos a provincias

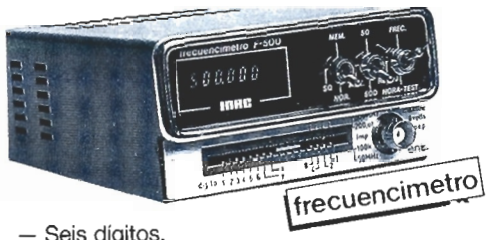
GUIA DE COMPRAS

ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TELS. 431 14 80* - 276 75 26
TELEX. 49933



— Seis dígitos.
— Dos escalas. 50 Mc/s. y 500 Mc/s.
— Dos tiempos de puesta.
— Alimentación a 220 voltios de C.A. (red), 12 voltios exterior o pilas o baterías interiores.
— Alta sensibilidad, 10 mV. y 20 mV. según escala
— Peso aprox. 450 g.

Tel. (976) 27 05 40 — Apartado 3101
50080 ZARAGOZA

SOLDADOR DE BOLSILLO
«PORTASOL»



Soldador a gas enteramente portátil
Sin cables sin pilas ni botellas de gas
Uso intensivo temperatura en tobera hasta 400 °C
Potencia graduable equivalente a 10-60 watios
Acciondo por gas corriente para encendedores

DISTRIBUYE EN EXCLUSIVA
EGAR, S. L.
Sánchez Pacheco, 19
Tel. 416 12 35 - 28002 MADRID
DELEGACION NORTE
MAHEGAR
José M.ª Ugarteburu, 22
Tel. 446 40 08 - 48007 BILBAO

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- **COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS**
- **KITS DE MONTAJES**

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
472 28 29*
472 92 74

ANUNCIESE POR MODULOS

INFORMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TELEF. (91) 457 69 23



GOTO-55
ORDENADORES PERSONALES Y DE GESTION
Muntaner, 55 08011 Barcelona
Tel. 253 26 18

DISTRIBUIDOR OFICIAL
DE

UNITRON PC
AMSTRAD
MICROSOFT.

Programas a medida.

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	Anunciantes	Pág.
210	Ado Electronic	77
263	Circuitrónica	29
208	Digital	43
211	Digitrón	29
236	Egar	28
212	Elecson	28
258	Electrónica Puente	29
215	Electrosón Madrid	28
261	Fimed	131
267	La Casa de los altavoces	29
271	Goto-55	28
201	Hameg	21
264	Industria Aragonesa de C	28
244	Info-com Europa	29
238	Leister	9
217	Mailing Electrónica	11
262	Microgayma	9
237	Molher	125
225	M.R.E. Astra	127
250	Palco	29
254	Promax	7
218	Radio Electra	29
242	Tempel	2
268	Tron Electronic	29

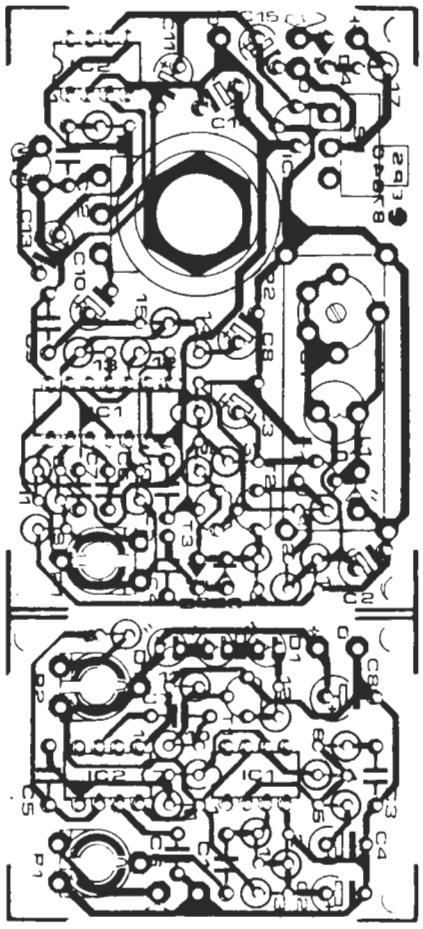
EN SEPTIEMBRE ELEKTOR CUMPLE

100 NUMEROS

y para celebrarlo vamos
a incluir en la revista
y totalmente

GRATIS

esta placa de circuito
impreso



N.º 100 DE ELEKTOR

A LA VENTA EL DIA UNO DE SEPTIEMBRE

Reserve ya su ejemplar

POR SUPUESTO LOS SUSCRIPTORES TAMBIEN RECIBIRAN LA REVISTA CON LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO GRATIS

fimed 88



1ª FERIA MONOGRAFICA
DE INSTRUMENTACION
Y EQUIPOS DE MEDIDA

2-3-4 noviembre 1988
HOTEL CONVENCION
Salón Convenciones
O'Donnell, 53
MADRID

Organiza: Extra Comunicación, S. L.

Alcalá, 295 Pje. 6. 28027 MADRID Tel. y Fax.: (91) 405 31 00/404 18 07

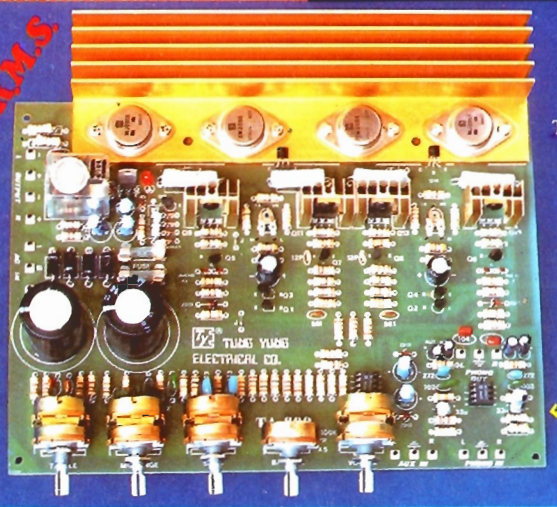
22 DISEÑO

ADO

ADO ELECTRONIC ESPAÑA,S.A.
Representante exclusivo de las empresas SOUND MASTER ELECTRONICS LTD, y TUNG YUNG ELECTRICAL CO,LTD (Hong-Kong)

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

2x80W R.M.S.



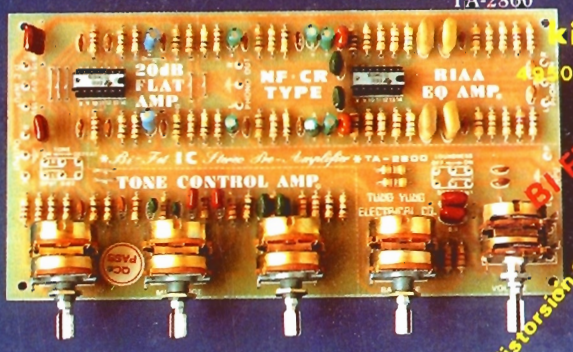
TA-800

KIT AMPLIFICADOR ESTEREO DE 160W "HI-FI"

Incluye: Etapa 2 x 80 W - Controles de GRAVES, MEDIOS, AGUDOS - Previo P.U.RIAA - Protector de altavoces y fuente de alimentación (TODOS EN UNA PLACA). 13.900 ptas.

TA-2800

kit 4950pts



BI FET

distorsion 0,005

PREAMPLIFICADOR estéreo profesional de alta calidad y controles de graves, medios, agudos, LOUDNESS, TONE DEFEAT, BALANCE y previo P.U.RIAA.

240w mos fet' ETAPA DE POTENCIA

TA-477

kit 10700pts



HIGH POWER SOUND TECNOLOGY mos fet

DISTORSION ARMONICA: 0001

MOS-FET: Etapa de 240 W/4 Ohm con 13 transistores y dos radiadores grandes.

FUENTE

TR-503



0_ 50V

0'5 a 3A

kit 3400pts

ESTABILIZADA, REGULADA

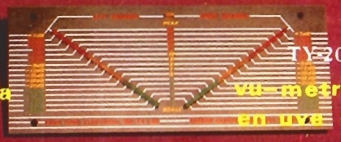
TY-13



vu-metro estéreo en arco 2900pts

todos los vu-metro incluyen pantalla serigrafiada en color

TY-20



VU-metro estéreo en LINEA 3300pts



VU-metro estéreo de 40 LEDs y dos programas. 5.500 ptas.

excelentes precios

DISTRIBUIDOR OFICIAL:

Molgar Electrónica

NIERENBERG, 29 TEL.: 413 80 24
28002 MADRID TELEX: 49478 GMGM

SOLICITE CATALOGO EN TODAS LAS TIENDAS A NIVEL NACIONAL o: Por Tlf.(91) 593 28 81 ó por correos al Aptado. 721. MADRID 28080.

ADO·kit

KITS ELECTRONICOS DE EXCELENTE CALIDAD Y DE FACIL MONTAJE

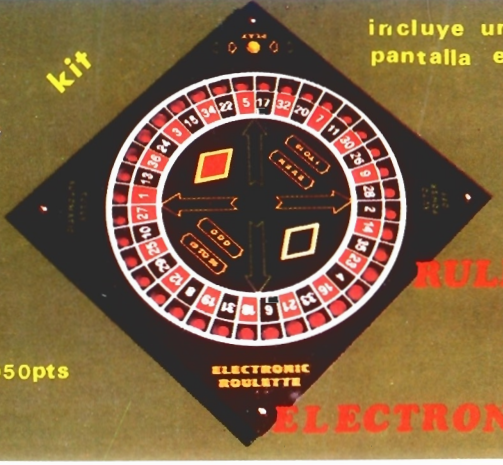
Ref.		P.V.P.
TY101	ECO ELECTRONICO 20 a 200 Mseg. con 4 C.I. JAPONESES	7.700
TA50 A/C	Timbre musical 8 a 10 melodías.	
	8 melodías	2.200
	10 melodías	2.350
TY41	Mando por infrarrojos, 10 metros EMISOR con caja	2.600
	RECEPTOR con RELE	2.800
TY42	VU-METRO ESTEREO con 20 LEDs y dos C.I. y dos programas	3.950
TY36	AC/DC Reloj despertador con LEDs de 13 mm y osc. cuarzo	2.950
TA06	IC Amplificador de 6 W	1.150
TA07	WALKMAN amplificador estéreo de 12 W. RMS (alimen. 4-16 Vdc)	2.300
TA322	Amplificador estéreo con HYBRIDO SANYO, incluye: Etapa 2x30 W - Previo de tonalidad y RIAA/VU-METRO de 6 LEDs y fuente alimen.	7.900
TY35	Emisora de FM 88-108 MHz con una caja muy elegante	1.800
	Sin caja	1.400
TY-25	Protector de altavoces con relé	1.950
TY-1A	Convertidor CC/CA para luz fluorescente 8 a 40 W	1.150
TA-10A	Preamplificador estéreo para plato y micrófono	1.150

LOS PRECIOS NO INCLUYEN I.V.A. «12%»

TY-47

kit

incluye una pantalla en color



RULETA ELECTRONICA

3950pts