elektor

electrónica: técnica y ocio

Nº 74/75
1986

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

CIRCUITOS DEL VERANO 1986



NUMERO EXTRA
MAS DE 100
CIRCUITOS

EDICIONES
INGELEK

EN LINEA CON LA MEJOR CALIDAD OFRECIDA EN EUROPA

NBC

ELECTRONICA S.A.

FOTOPLACAS Y ACCESORIOS PARA SU PROCESADO

TARJETAS PREFORMADAS:

12 modelos standard y 9 para microprocesador. Ideales para la construcción de prototipos.

FABRICACION DE GRANDES Y PEQUEÑAS SERIES DE CIRCUITOS

CIRCUITOS MONOCARA:

Fabricados mediante la técnica hasta ahora reservada a los CIRCUITOS PROFESIONALES, obteniendo así la misma calidad en cuanto a definición, en los mencionados. Acabados en Aleación Sn Pb, Solder Mask, Mascarilla de componentes, o simplemente barniz soldable.

CIRCUITOS PROFESIONALES:

A doble cara, con taladros metalizados. Unimos a la calidad que nos caracteriza (fruto del empleo de los más avanzados procesos tecnológicos), la garantía del control NBC, que incluye equipos de roentgenfluorescencia y medición de parámetros físicos y el TEST final de circuito abierto / corto circuito.

Admón.: C/ Puig Campana, 14

Fábrica: C/ Montgó, 9

Tel.: 52 34 61 ó 52 34 97

Télex: 66437 NBC E

ALCOY

Of. Cial.: C/ San Pablo, 63

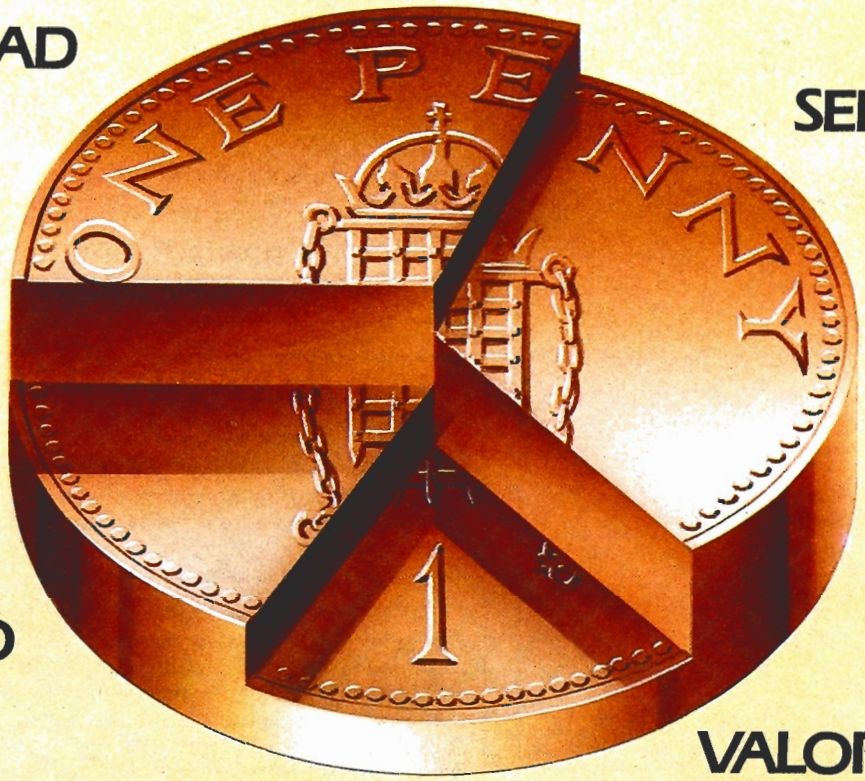
Tel.: 25 55 39 ó 24 19 96

03012 ALICANTE

...EN LINEA CON EUROPA

CALIDAD

SERVICIO



RANGO

VALOR

CONFIE EN C&K. ES UN COSTO MUY PEQUEÑO POR SU TRANQUILIDAD.

Cuando Vd. elige un conmutador C y K, sepa que está comprando casi 30 años de experiencia en el diseño y fabricación de interruptores.

Profesionales que ofrecen una elección iniqualable, calidad y servicio.

Todo esto a un precio, que permite a C y K dar el mayor valor a su dinero.

Haga la prueba de como C y K puede aumentar su tranquilidad. Contacte a su representante en España en las siguientes direcciones:

Plaza de España, 18 P1.9
Telf. 242 52 04 – 448 01 62
28008 – Madrid

Infanta Carlota, 80 - 82
Telf. 239 27 68 – 239 26 55
08029 – Barcelona



unitronics

C&K Switches Ltd,
Cunliffe Drive,
Northfield Avenue,
Kettering,
Northamptonshire
NN16 8LF U.K.
Tel: Kettering (0536)
521147 Telex: 34672

C&K SWITCHES IS A WHOLLY OWNED SUBSIDIARY OF C&K COMPONENTS INC.

C&K

THE PRIMARY SOURCE WORLDWIDE...

elektor claves

año 7, núm. 74 julio 1986

Redacción, Administración y Suscripciones:
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º-A y B.
28016 MADRID. Tel. 2505820.
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:
JESUS ARRIAGA, JOSE EDREIRA, IGNACIO GARRIDO,
ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS,
ANGEL SEGADO e INMACULADA de la TORRE.

Maquetación:
CARLOS GONZALEZ-AMEZUA
CARLOS TALLANTE

Producción:
VICENTE ROBLES

Publicidad:
CARMINA FERRER
Pza. República del Ecuador, 2. 1.º
28016 MADRID. Tel. 4576923
ISIDRO A. IGLESIAS
Gran V. Corts Catalanes, 1010
08020 BARCELONA. Tel. 3071113

Contabilidad:
MARIA ANTONIA BUITRAGO

Distribución:
SANTIAGO FERRER

Suscripciones:
MARIA GONZALEZ-AMEZUA

Revistas atrasadas:
MARIA ANTONIA GOMEZ

Distribución España:
COEDIS, S.A
C/ Valencia, 245 - Tel. 2157097
08007 BARCELONA
Almacén: C/ Nacional II - Km. 609,4 MOLINS DE REI
Delegación en Madrid:
C/ Serrano, 165 - Tel. 4111148
Almacén: Laforja, 19-21 - esq. C/ Hierro
Pol. Industrial Loeches TORREJON DE ARDOZ

Distribución Argentina:
Cia. Americana de Ediciones SRL.
Sud América, 1532. 1290. BUENOS AIRES
Tel. 212464

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

IMPORTANTE

Comunicamos a nuestros lectores que nuestro nuevo domicilio es:

PLAZA REPUBLICA DEL ECUADOR, 2-1.º
28016 MADRID. TEL.: 2505820

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.

EL DUENDE DE ELEKTOR
Toda modificación importante, corrección, mejora, etc., de las realizaciones de Elektor se incluirá en este apartado.

CAMBIO DE DIRECCION
Cualquier variación en los datos personales del suscriptor deberá comunicarse con seis semanas de antelación.

TARIFA PUBLICITARIA
(nacional o internacional).
Puede obtenerse mediante petición, al departamento de publicidad, en el teléfono (91)4576923

LISTA DE PRECIOS:

VENTA PUBLICO (incluido I.V.A.)
Número sencillo: 325 ptas. Número doble: 650 ptas.
Suscripción anual (11 números): España 3.300 ptas.
Europa (correo aéreo) 4.500 ptas.; América (correo aéreo) 7.800 ptas. o 56 $.
Derechos envío certificado:
España 330 ptas.
Extranjero 880 ptas.

PRECIO de ESTE EJEMPLAR (sin I.V.A.) 307 ptas.
P.V.P. PARA CANARIAS, CEUTA Y MELILLA: 310 PTAS.

Copyright © 1986. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1986. 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 DIFUSION

asociación española de prensa técnica

Federación Internacional de la Prensa Periódica

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.

sumario

Fuente de alimentación con regulación en primario (001) 7-14
(re)carga de baterías (002) 7-14
Amplificador de vídeo (003) 7-15
Preamplificador micrónico con conmutador silenciador (004) . 7-16
Convertidor CC/CC (005) 7-18
Dispositivo disuasorio de ladrones (006) 7-18
Perro electrónico (007) 7-19
Sirena (008) 7-21
Luces deslizantes miniatura (009) 7-21
Excitador y receptor de línea serie (010) 7-22
Detector de conductos metálicos (011) 7-23
Sensor de temperatura (012) 7-23
Cargador de baterías con fuente de 12 V (013) 7-24
Luces y alarma de bicicleta (014) 7-25
Mezclador de audio (015) 7-26
Diente de sierra melódico (016) 7-30
Convertidor-generador de tensión negativa (017) 7-30
Protección de altavoces (018) 7-31
Optoacoplador rápido (019) 7-32
Sencillo medidor de campo (020) 7-33
Rectificador activo sin diodos (021) 7-33
Trazador para 6502 (022) 7-34
Teclado hexadecimal (023) 7-35
Wah-wah para guitarra (024) 7-36
Display gigante (025) 7-37
Separador de sincronismos (026) 7-43
Mini-amplificador (027) 7-43
Fuente variable de 3 amperios (028) 7-44
Doblador de tensión continua (029) 7-45
Intermitencia fotosensible (030) 7-45
Monitor para radiadores (031) 7-46
Panel de control para trenes miniatura (032) 7-47
Indicador de tendencia (033) 7-48
Amplificador de potencia con MOSFET (034) 7-49
En antena (035) 7-50
Doble regulador luminoso (036) 7-50
Detector electrónico de monedas (037) 7-52
Pulsadores múltiples en paralelo (038) 7-53
Atenuador de luces de cuatro posiciones (039) 7-53
Inversor de vídeo para ZX81 (040) 7-54
Generador de señal cuadrada (041) 7-54
Extensión de RAM para el QL (042) 7-56
Entrenador de Morse con el Junior Computer (043) 7-57
Convertidor VLF (044) 7-58
Monitor para aeromodelismo (045) 7-58
Apagado automático (046) 7-59
Detector de cables (047) 7-60
Secuencia de alimentación para operacionales (048) 7-60
Cargador de baterías de plomo (049) 7-61
Monitor de tensión de red (050) 7-62
Timbre doble (051) 7-71
Oscilador doble (052) 7-71
Generador de ruido (053) 7-72
Monitor para luces de freno (054) 7-72
Voltímetro de medida directa para μP (055) 7-73
Led indicador de dirección (056) 7-75
Fotoacoplador rápido (057) 7-75
Amplificador para televisor B/N (058) 7-76
Prolongador de tiempo (059) 7-76
Alarma automática para coche (060) 7-77
Ayuda para aparcamiento (061) 7-77
Doble teclado para Apple II (062) 7-78
Sintetizador electroneumático (063) 7-79
Alarma para el congelador (064) 7-80
Téster de audio (065) 7-81
Detector de paso por cero (066) 7-82
Diseño de amplificador de bajo ruido (067) 7-83
Inversor de sincronismos para el QL (068) 7-83
Bucle de corriente para modem (069) 7-84
Comprobador de amplificadores operacionales (070) 7-84
Selector de vídeo (071) 7-85
Detector de metales universal (072) 7-86
Comparador binario simplificado (073) 7-87
Filtro TTY/CW (074) 7-88
Temporizador tomavistas (075) 7-88
Indicador de la carga de baterías para aeromodelismo (076) .. 7-89
Barrera I.R. (077) 7-89
Detector de humo y gas (078) 7-91
Distribuidor de vídeo de banda ancha (079) 7-92
Receptor de señales marítimas (080) 7-93
Reloj de dos frecuencias (081) 7-94
Combinando circuitos digitales (082) 7-94
Pedal de control (083) 7-95
Interface RS-232 con niveles TTL (084) 7-96
Amplificador Hi-Fi para auriculares (085) 7-98
Interface para joystick digital (086) 7-98
Verificador de cuarzos (087) 7-99
Identificador de emisión/recepción (088) 7-100
Abrete Sésamo (089) 7-100
Control de la caldera de calefacción central (090) 7-102
Vúmetro para discoteca (091) 7-103
Protección para taladro (092) 7-106
Indicador de humedad (093) 7-106
Indicador de sintonía RTTY (094) 7-107
Sonda lógica para microprocesadores (095) 7-107
Generador de velocidad de transmisión programable (096) 7-108
Receptor NAVTEX (097) 7-109
Centrado de discos flexibles (098) 7-110
Mediciones con un microordenador (099) 7-111
Sensor de red (100) 7-112
Termorregulador con conmutador de cruce por cero (101) 7-112
Conmutador electrónico de aparatos de medida (102) 7-113
Multiled de bajo consumo (103) 7-113
Alimentación económica con regulación por tiristores (104) .. 7-114
Ecualizador de transferencia de señales audio (105) 7-115
Conmutador de antena con diodos PIN (106) 7-115
Amplificador de instrumentación (107) 7-116



¡Lo imposible hecho realidad por HAMEG!

HM 205 un nuevo osciloscopio-universal, con memoria digital

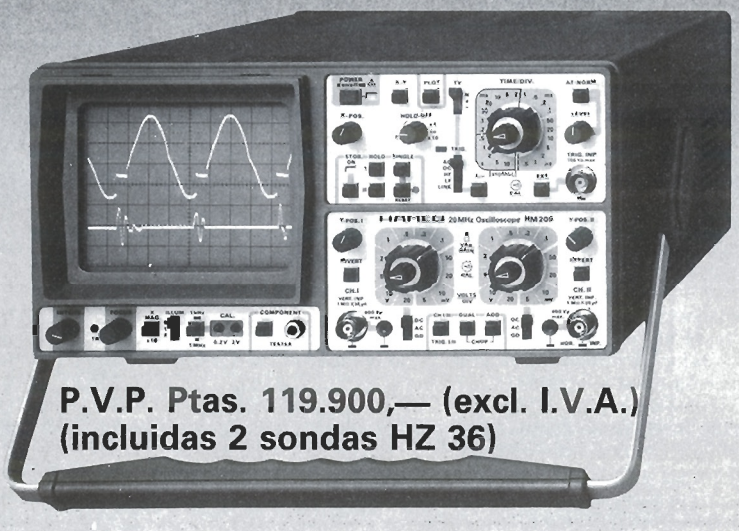
Memoria digital:

Frecuencia de muestreo máx.: 100 kHz
Modos: Single y Refresh
Memoria: 8 Bit × 2048 puntos
Base de tiempos: 5s - 0,1 ms/cm

Tubo: 8×10 cm; retícula interna, 2 kV
Opción muestreo en tiempo equivalente (sampling) 20 MHz

Tiempo real:

2 canales DC - 20 MHz
Sensibilidad máx.: 2mV/cm
Base de tiempos: 0,2 s 20ns/cm
Disparo: DC - 35 MHz (0,5 cm)
Comprobador de componentes
Calibrador 1 kHz / 1 MHz (3ns)
Filtro separador de TV



P.V.P. Ptas. 119.900,— (excl. I.V.A.)
(incluidas 2 sondas HZ 36)

HM 208 el osciloscopio de memoria con alta tecnología de 20 MHz de frecuencia de muestreo

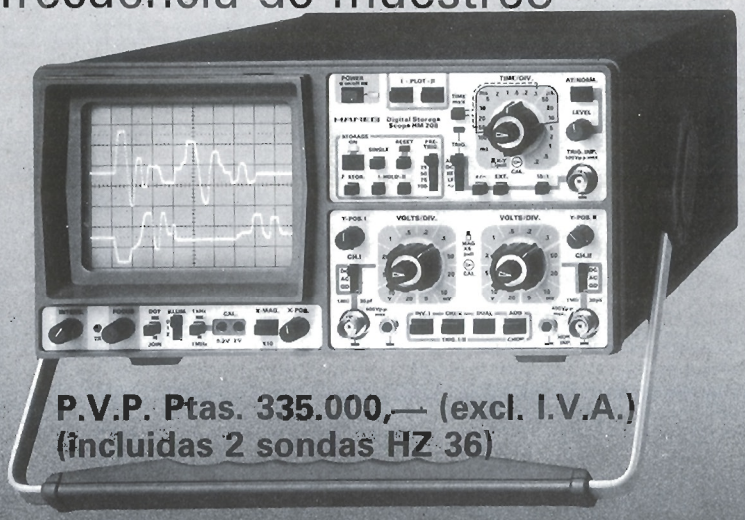
Memoria digital:

Frecuencia de muestreo 20 MHz
Modos: Roll, Refresh, Single, XY
Memoria: 8 Bit × 4096 puntos
Base de tiempos: 50s - 1μs/cm
Predisparo: 0-25-50-75-100 %

Tubo: 8×10 cm; retícula interna, 14 kV
Opción interface IEEE-488

Tiempo real:

2 canales DC - 20 MHz
Sensibilidad máx.: 1mV/cm
Base de tiempos: 0,1 s 20ns/cm
Disparo: DC - 40 MHz (0,5 cm)



P.V.P. Ptas. 335.000,— (excl. I.V.A.)
(incluidas 2 sondas HZ 36)

2 años de garantía

Infórmese en:

HAMEG, S.A.

Villarroel, 172-174 - 08036 BARCELONA - Tels. (93) 230 15 97 - 230 11 00

servicio-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

E18: NOVIEMBRE 1981

Analizador lógico:		
Circuito principal	81094-1	2.790
Circuito de entrada	81094-2	750
Tarjeta de memoria	81094-3	715
Cursor	81094-4	1.080
Visualizador	81094-5	485
Fuente de alimentación	80089-3	1.010

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Voltímetro digital universal	81575	1.130
Sirena holofónica	81525	705

E32: ENERO 1983

Foto Computer:		
Procesador	81170-1	1.620
Teclado	82141-1	1.485
Interface teclado	82141-2	790
Display	82141-3	885

E33: FEBRERO 1983

Foto Computer (2.ª parte):		
Fotómetro	82142-1	610
Termómetro	82142-2	565
Temporizador programable	82142-3	695
Crescendo	82180	1.615

E34: MARZO 1983

Termómetro a LCD	82156	760
Accesorios para el crescendo	83008	1.060
Alimentación de 3A para OP	83002	645
Cancerbero	82172	815
Curtis/VCO	82027	1.620

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695
Módulo combinado VCF/VCA	82031	1.550

E36: MAYO 1983

Módulos LFO/NOISE y doble ADSR:		
Doble ADSR	82032	
LFO/NOISE	82033	1.545
Super-eco	82175	1.430
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
Curtis/Módulo COM	9729-1	1.295
Curtis/Alimentación	82078	1.345
Protector de fusibles	83010	572
Regulador para faros	83028	540

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Generador efectos sonoros	82543	785
Super-fuente de 5V	82570	725
Previo para lectores casetes	82539	585
Flash-esclavo	82549	485

E40: SEPTIEMBRE 1983

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

E41: OCTUBRE 1983

Modem acústico	83011	2.040
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
Vatímetro	83052	1.130
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	82107	1.875
Desplazador de sintonía	82108	1.100

E43: DICIEMBRE 1983

Personal FM	83087	735
Iluminación para tren eléctrico	82157	1.450
Maestro:		
Transmisor	83051-1	740
Carátula adhesiva	83051-F	1.330

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565
Anemómetro:		
Tarjeta memoria	83103-1	1.440
Circuito de medida	83103-2	590

E45: FEBRERO 1984

Poli-bus	82110	1.165
Elektrómetro	83067	905
Decodificador RTTY	83044	670

E46: MARZO 1984

Tarjeta CPU universal:		
Tarjeta principal	83108-1	2.760
Tarjeta de comunicaciones	83108-2	1.715
Pseudo-estéreo	83114	670

E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico:		
Unidad de salida	82111	1.855
Convertidor D/A	82112	775
Omnibus	83102	3.085
Vídeo-amplificador	83113	725

E48: MAYO 1984

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

E49: JUNIO 1984

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

E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Amplificador PDM 10W	83584	965
Termómetro para disipadores	83410	1.005
Amplif. micróf. con ajuste de tonalidad	83562	735
Generador de miras B/N	83551	685
Convertidor D/A	83558	630

E52: SEPTIEMBRE 1984

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

E53: OCTUBRE 1984

Videocombinador	84018	790
Analizador en tiempo real:		
Placa de filtros	84024-1	1.580
Circuitos de entrada y alimentación	84024-2	1.285
Interface de potencia	84019	1.800

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
Lanzadestellos portátil	84048	1.000
Interface para máquinas de escribir electrónicos	84055	1.560

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
Micrófono sin hilos	84063	1.365

E57: FEBRERO 1985

Inversor de vídeo	84084	1.245
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

Adaptador SCART	84072	1.090
Harpagón. Versión 1	84073	785
Harpagón. Versión 2	84083	730
Falsa alarma	84088	825
Mini-impresora	84106	2.075
Generador de funciones:		
Placa principal	84111	2.505
Placa frontal	84111-F	1.395
Controlador de mini-car	84130	1.085

E60: MAYO 1985

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

E61: JUNIO 1985

Selector de EPROMs	85007	1.030
Autodim	84096	785
Alimentación alterna	84035	845
Fundido de diapositivas controlado por ordenador:		
Placa de control	84115-1	3.385
Placa de potencia	84115-2	2.079
Etapa de entrada a 1,2 GHz	85006	1.385
Amplificador híbrido de 30W	85001	1.045

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación	84408	745
Control económico de motor	84427	775
Frecuencímetro	84462	1.665
Alimentación para microordenador	84477	1.815

servicio-eps

E64: SEPTIEMBRE 1985

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

E65: OCTUBRE 1985

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

E66: NOVIEMBRE 1985

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

E67: DICIEMBRE 1985

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

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

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

E70: MARZO 1986

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

E71: ABRIL 1986

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

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

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

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
Tarjeta de adaptación	81033-3	430
Programador de EPROM	82010	1.562
Tarjeta de RAM dinámica	82017	1.815
Minitarjeta de EPROM	82093	595
Teclado ASCII	83058	6.565
Tarjeta VDU	83082	2.685
Tarjeta de memoria universal	83014	2.595

software

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

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.

Este mes...

Elektor núm. 74/75 julio/agosto 1986

	Referencia	P.V.P.
Display gigante «8»	EPS 85413-1	3.180
Display gigante «1»	EPS 85413-2	1.337
Display gigante «:»	EPS 85413-3	980
Medidor de audio	EPS 85423	975
Amplificador HI-FI para auriculares	EPS 85431	913
Cargador pequeñas baterías	EPS 85446	754
Sonda lógica para uP	EPS 85447	686
Barrera infra-roja	EPS 85449	1.095
Preamp. microfónico con silenciador		
versión simétrica	EPS 85450-1	630
versión asimétrica	EPS 85450-2	807
Mezclador de audio	EPS 85463	3.150
Trazador 6502	EPS 85466	787
Vúmetro para discoteca/C.P.	EPS 85470-1	980
Vúmetro para discoteca/Visualizador	EPS 85470-2	1.607
Atenuador doble para luces	EPS 85480	754
Monitor maqueta trenes	EPS 85493	975

OFERTA: AHORA 20% MENOS, STOCK LIMITADO

REFERENCIA	DESCRIPCION	P.V.P.	ELEKTOR
EPS 1471	Silbato tren de vapor	400	500 E-1
EPS 1473	Tren de vapor	425	535 E-1
EPS 9465	Fuente alimentación estabilizada	575	720 E-2
EPS 9797	Exposímetro logarítmico	430	540 E-2
EPS 9860	Medidor de valores de pico	515	650 E-2
EPS 9950-1	Sist. centralizado alarma/C.P.	625	780 E-6
EPS 9950-2	Sist. centralizado alarma/E. sec.	550	685 E-6
EPS 9968-5	Fuente alimentación mini-órgano	330	415 E-23
EPS 9987-1	Amplificador telefónico/C.P.	425	530 E-7
EPS 9987-2	Amplificador telefónico/C.C.	325	405 E-7

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.

LA TIENDA ELECTRONICA DE VANGUARDIA

GRAN VARIEDAD AMPLIO SURTIDO

- COMPONENTES ACTIVOS
- COMPONENTES PASIVOS
- CIRCUITOS INTEGRADOS
- MICRO-CIRCUITOS
- KITS
- INSTRUMENTACION
- HERRAMIENTAS
- BIBLIOTECA TECNICA
- ETCETERA

digital s.a.

C/ PILAR DE ZARAGOZA, 45. TELEFONOS 2464990 y 2465663.
28028 MADRID

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

LA FORMA MAS COMODA Y SEGURA DE RECIBIR EN SU PROPIA CASA TODO LO QUE NECESITE EN ELECTRONICA.

MAS DE 50.000 PEDIDOS SUMINISTRADOS NOS AVALAN.

elektor kits

262	INTERFACE RS232/C	5.550
263	Tarjeta gráfica alta resolución	31.230
264	Filtro activo para DX (sin fuente)	9.292
265	Amplificador HI-FI para auriculares	1.809
266	Preamplificador microfónico con silenciador (versión simétrica)	2.192
267	Preamplificador microfónico con silenciador (versión asimétrica)	2.166
268	Trazador 6502	2.469
269	Vúmetro para discoteca (sin alimentación)	5.987
270	Atenuador doble para luces	3.445

Rápidamente ponemos en cualquier punto de España el material que necesite, pagándolo cómodamente contra reembolso, talón o giro anticipado incluso con cargo a su tarjeta de crédito.

VISA MasterCard EUROCARD Access



YA TENEMOS DISPONIBLE

LA NUEVA EDICION DEL

CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA

PARA VENTA POR CORREO, DE MAYOR DIFUSION EN ESPAÑA

SOLICITELO HOY MISMO

IMPRESCINDIBLE PARA EL AFICIONADO Y UTIL HERRAMIENTA PARA EL PROFESIONAL

Deseo recibir en mi domicilio, sin ningún compromiso el Catálogo General para lo cual adjunto 250 ptas. en sellos nuevos de correos.

NOMBRE _____ EDAD _____
APELLIDOS _____
DOMICILIO _____
CIUDAD _____ PROVINCIA _____
C. POSTAL _____ TELEFONO _____ PROFESION _____

CUPON DE PEDIDO DE CATALOGO
SOLICITELO A

digital s.a.

APDO. CORREOS 61.282
28080 MADRID

Nuevo regulador conmutado

Con una amplia gama de tensiones de entrada, y un elevado número de configuraciones, Linear Technologies presenta un nuevo regulador conmutado de 5 amperios. El LT1070 es un regulador monolítico, con arquitectura de «modo corriente», que resuelve de manera sencilla los problemas que se presentan en los reguladores tradicionales. El integrado acepta tensiones de entrada entre 3 y 60 voltios, con un consumo interno de tan solo 6 mA. Con el LT1070 se reduce considerablemente la necesidad de espacio en la tarjeta de circuito impreso, ya que incorpora en un solo chip todas las funciones de conmutación, protección, y control, incluyendo el transistor de potencia. La seguridad se ve incrementada por la inclusión del driver e interruptor de potencia; un circuito antisaturación permite una eficiencia muy alta, y unos tiempos de conmutación muy rápidos. No es necesaria ninguna circuitería adicional, para la protección de la etapa final. El circuito incorpora también un control de limitación de corriente, y arranque gradual («soft-start»). El consumo en reposo es de tan sólo 200 microamperios.

Linear Technologies, representada en España por Amitron S. A., considera que este regulador será en fuentes conmutadas lo que los reguladores serie, tipo 78XX y 79XX, son a las fuentes de regulación serie. El LT1070 permitirá sin duda que muchos diseñadores se lancen al diseño de sus propias fuentes conmutadas, evitando tener que adaptarse a los modelos estándar del mercado.

La versatilidad de este circuito lo hacen apropiado para un elevado número de aplicaciones como: reguladores «step-down» y «step-up», inversores, flyback o convertidores con salidas aisladas.

Westcode representada por Inelec, S.A.

Inelec refuerza su línea de productos de gran potencia con la representación en exclusiva de la compañía británica WESTCODE.

WESTCODE SEMICONDUCTORS es parte de WESTINGHOUSE BRAKE y de SIGNAL CO. LTD., siendo líder mundial en la fabricación de semiconductores y montajes de gran potencia.

WESTCODE disfruta de un merecido reconocimiento internacional de todos sus componentes electrónicos, caracterizándose por su aplicación en todos aquellos diseños donde las altas prestaciones eléctricas y fiabilidad sean de vital importancia.

La línea de productos fabricados por WESTCODE es la siguiente:

- DIODOS
  - — Rectificadores
  - — De alta recuperación
- TIRISTORES
  - — De puerta distribuida para aplicaciones en alta frecuencia.
  - — De rápido apagado.
  - — De control de fase.
- TRANSISTORES
- MONTAJES
  - — Puentes de diodos, puentes de tiristores, puentes semicontrolados en configuraciones monofásicas y trifásicas.
  - — Configuraciones de 6 diodos o tiristores en un sentido.
  - — Reguladores AC (monofásicos y trifásicos).
  - — Montajes refrigerados por agua.

Entre las numerosas aplicaciones de los componentes relacionados, podemos destacar las de calentamiento por inducción, inversores, troceadores, fuentes de alimentación, sistemas de alimentación ininterrumpida, etc.

Kodak entra en el mercado de las pilas

Eastman Kodak Company anunció la entrada en el mercado de pilas de consumo, un mercado de 750.000 millones de pesetas, con la introducción de una gama completa de pilas; la primera de esta gama es una pila de 9 voltios, que incorpora una serie de avances en la tecnología de las pilas.

Para fabricar con éxito la primera pila de lítio de consumo masivo, los ingenieros de Ultra Technologies, filial de Kodak, han realizado un rediseño completo de la tradicional pila de 9 voltios. En lugar de emplear seis células cilíndricas de 1.5 V., lo que supone un desperdicio del espacio cuadrado que las contiene, dividieron la pila en tres compartimentos rectangulares, cada uno de los cuales contiene un elemento de 3 voltios. Para el envase, y la división en compartimentos, se ha empleado plástico de polipropileno moldeado en lugar del tradicional de acero, con la consiguiente reducción de peso. El envase plástico, soldado por ultrasonidos, proporciona, además, un sellado totalmente hermético, lo que permite que tras 10 años sin ser utilizada conserve la mayor parte de la carga nominal. Las pilas alcalinas clásicas tienen, en comparación, 3 años de periodo de almacenamiento.

Los ingenieros inventaron un tipo completamente nuevo de electrodos. Se trata de un elemento extremadamente delgado que incorpora un cátodo de dióxido de manganeso y carbón, y un ánodo de lítio metálico y una capa separadora de polipropileno. Este elemento de tres capas se pliega sobre sí mismo, en una configuración especial denominada pliegue en W, que llena cui-

dadosamente cada uno de los contenedores de las células. Se emplea oro en los contactos positivos, lo que proporciona una mayor conductividad y resistencia a la corrosión que los materiales convencionales.

Parte de la capa separadora es una malla no trenzada de polipropileno cubierta con una substancia parecida a la cera. En caso de cortocircuito en la pila, si la temperatura interior supera los 90 °C, la cera se funde llenando los intersticios de la malla, lo cual detiene el flujo de iones que generan la electricidad y desconecta la pila.

Las nuevas pilas Ultralife forman la primera etapa de la incursión de Kodak en este campo, ya que está prevista la fabricación de una gama completa de pilas alcalinas de primera calidad, que llevarán el nombre de Supralife. Las pilas Supralife con contactos de oro comenzarán a venderse durante este mes en Estados Unidos, a un precio competitivo con el de las restantes pilas alcalinas. Próximamente se dispondrá de los formatos más populares, AA, AAA, C y D, así como pilas tipo botón, utilizadas principalmente en las cámaras fotográficas y aparatos electrónicos.

Las pilas Supralife serán fabricadas por Matsushita Battery Industrial Co., en Japón, de acuerdo con las especificaciones de Kodak, siendo envasadas en la fábrica de Kodak en Newark, Nueva York.

Ampliación de la familia Transputer de Inmos

La gama de circuitos de la familia Transputer acaba de ampliarse con dos nuevos productos: el IMS T212 de 16 bits, y el IMS M212 procesador de disco. El transputer de 16 bits es más rápido que su hermano T414, conservando sus características de 2 Kbytes de RAM estática y 4 líneas de comunicación, aportando las mayores prestaciones de proceso al mercado de microprocesadores de 16 bites. El IMS M212 es un procesador programable de disco, diseñado para manejar, con un mínimo soporte lógico, un disco Winchester «softsector», de 5.25 o 3.5 pulgadas, o también un disco flexible. Contiene en su interior un transputer de 16 bits integrado, el cual puede suministrar un sistema de archivo.

Los adaptadores de comunicación, IMS CO11 e IMS CO12, mejoran las prestaciones de los existentes IMS COO1 e IMS COO2, doblando la capacidad de comunicación a 20 Mbytes/segundo. Estos adaptadores permiten una fácil conexión de los transputer a los microprocesadores de 8 bits.

Dentro de la gama de tarjetas, y debido a la gran demanda, se han presentado tres nuevos productos, dos de los cuales tienen múltiples transputer. La tarjeta IMS B003 tiene 4 transputer de 32 bits conectados en matriz; cada transputer dispone de 256 Kbytes de memoria, siendo controlados por un único reloj de 5 MHz. La IMS B006 está prevista para poder conectar 9 transputer de 16 bits y 56 K de memoria, y ofrece una velocidad de proceso de 90 MIPS (millones de instrucciones por segundo) en una sola tarjeta. La IMS B007 incorpora un transputer de 32 bits, trabajando conjuntamente con una RAM con dos salidas de vídeo, configurando así una tarjeta para evaluación de gráficos.

Los lenguajes de computador disponibles se han ampliado con mejoras para acomodar el OCCAM 2 a los actuales sistemas de desarrollo. Además Inmos introduce un compilador C para el transputer, lo que permitirá rodar programas escritos inicialmente para otros ordenadores en este lenguaje.

Monitor de tensión de alimentación

El Sentinel es un supervisor portátil de tensión, controlado por microprocesador, ideal para el control de los parámetros de red en industrias u otro tipo de aplicaciones donde sea vital un adecuado suministro energético. El equipo supervisa las variaciones de la tensión, promediando los cambios aparecidos en un periodo de 15 minutos, y almacenando el resultado en su memoria; de esta forma al cabo de 24 horas se puede obtener un perfil bastante exacto de las variaciones. El sistema puede utilizarse en periodos de una semana o más, incluyendo los fines de semana. Las variaciones de tensión se dividen en bandas, cada una a 1 1/2 del valor la tensión nominal. El Sentinel registra los tiempos gastados en estas bandas y los suma; el espectro de tensión del 6% del valor nominal está dividido en 8 bandas. El tiempo, duración y valor de cualquier variación superior al 6% de la tensión nominal se registra por separado.

La presentación de los datos se realiza en display de matriz de puntos, con opciones para casete e impresora. La información, fecha, hora, tensión nominal y resto de los parámetros se introduce de forma sencilla a través del teclado del equipo. Está previsto para baterías internas recargables, asegurando un funcionamiento continuo incluso en los casos de fallo de red.

El Sentinel, distribuido por Unitronics, supervisa tensiones entre 90 y 460 V. ca, soportando picos de 6 KV durante 10 ns, con frecuencias entre 40 y 60 Hz. La medida tiene una precisión de ±0.1% (±2 dígitos). Las reducidas dimensiones, 344 × 245 × 158, y peso, 4 Kg, permiten trasladar este equipo para supervisión en diferentes puntos; la captura de datos automatizada posibilita el empleo en puntos remotos, sin necesidad de atención.

DATABOOK ACTUAL de circuitos integrados

"Manual práctico, indispensable para montajes o reparaciones". Ideal para desarrollar con toda seguridad nuevos aparatos eléctricos o conexiones electrónicas.

La más eficaz herramienta para:

A. Reparar con seguridad

Localice en el índice numérico el número de denominación tipo y conocerá al instante la función de este circuito integrado.
El DATABOOK le señalará en el índice numérico una breve descripción técnica del circuito y además todos los posibles circuitos equivalentes, digitales o lineales, para una posible sustitución.
Le informará de los fabricantes y más importantes proveedores.

B. Construir aparatos con facilidad

El índice de funciones para nuevos desarrollos le permite localizar dentro de todos los posibles circuitos integrados el más idóneo para cada función electrónica. Una breve descripción técnica de cada elemento le orientará para su aplicación correcta.

C. Conocer en detalle las características técnicas de los circuitos

En amplios cuadros sinópticos el DATABOOK explica el funcionamiento de cada circuito exponiendo:

- Esquemas de bloques con información sobre los terminales.
- Retardo de propagación.
- Absorción de potencia.
- Impedancia de entrada
- Carga máxima de salida
- Margen de temperaturas.
- Nivel de conmutación
- Tablas de equivalencias
- Fabricantes y proveedores más importantes.

Y con los componentes de ordenadores facilitamos más información especial:

- Aplicaciones de conexión y conexiones de test.
- Mandos completos para microprocesadores.
- Frecuencia máxima de reloj.
- Referencias a tipos equivalentes.
- Areas de aplicación práctica.

Elementos de memoria

- Información sobre el tiempo de acceso.
- Información sobre el procedimiento de programación.

Ventajas especiales:

1. Circuitos integrados son componentes delicados:

El DATABOOK lo tiene en cuenta y le ofrece ejemplos concretos de aplicaciones, con planos de conexión y las bases de cálculo para el modo exterior de conexión. Asi puede adaptar de manera óptima su circuito al tipo de conexión especial que Ud. necesita.

2. Sistema de actualizaciones

DATABOOK le ofrece en sus hojas cambiables el soporte más dinámico de actualización.
El rápido movimiento en el mercado de la electrónica se refleja en el acto en las nuevas páginas de DATABOOK. Pidalas para estar siempre al dia!

Algunos componentes que explicamos en el DATABOOK

Circuitos integrados digitales

- Circuitos TTL, CMOS,
- Elementos de ordenadores,
- Circuitos ultraintegrados.

Circuitos lineales

- Reguladores de tensión, Amplificadores operacionales, Reguladores de motores, Circuitos para fuentes de alimentación, sensores, generadores de funciones.

La herramienta manejable de trabajo que satisface tanto al profesional como al aficionado.

TODAVIA HOY por sólo 6.800,– ptas. IVA incluido

Ficha técnica

- *Manual de hojas cambiables*
- *Cubiertas plastificadas impresas en serigrafia.*
- *Mecanismo archivador.*
- *Formato página: 21,5 x 29'7 (DIN A-4).*
- *Páginas: 400 aprox.*
- *Nº de pedido: 3.200*



E 3A

CUPON DE PEDIDO

EDITORIAL WEKA
Entenza, 332 - 7º, 7ª ● 08029 Barcelona
Tel. (93) 250 44 40

Sí, deseo que me remitan a la mayor brevedad para disfrutar de mi hobby,
☐ Hobbypráctic: DATABOOK ACTUAL

FORMA DE PAGO ELEGIDA:

☐ Contra reembolso (sin recargos) al recibir el envio.
☐ Mediante talón adjunto a favor de WEKA, S.A.
En ambos casos por importe de 6.800 pesetas, IVA incluido.

Firma:

Fecha: ..... Edad ....
Mis datos son:
Nombre .....
Profesión .....
Domicilio .....
C. Postal ..... Población .....
Provincia .....
Teléfono ( ) .....

DA

WEKA EN EUROPA: LONDRES-PARIS-MILAN
KISSING/AUGSBURG-ZURICH-VIENA
BARCELONA 08029 ● C/ Entenza, 332 - 7º, 7ª ● Tel. (93) 322 53 02

Construya o repare usted mismo sus aparatos electrónicos

Las soluciones a la electrónica de vanguardia, en este Manual.

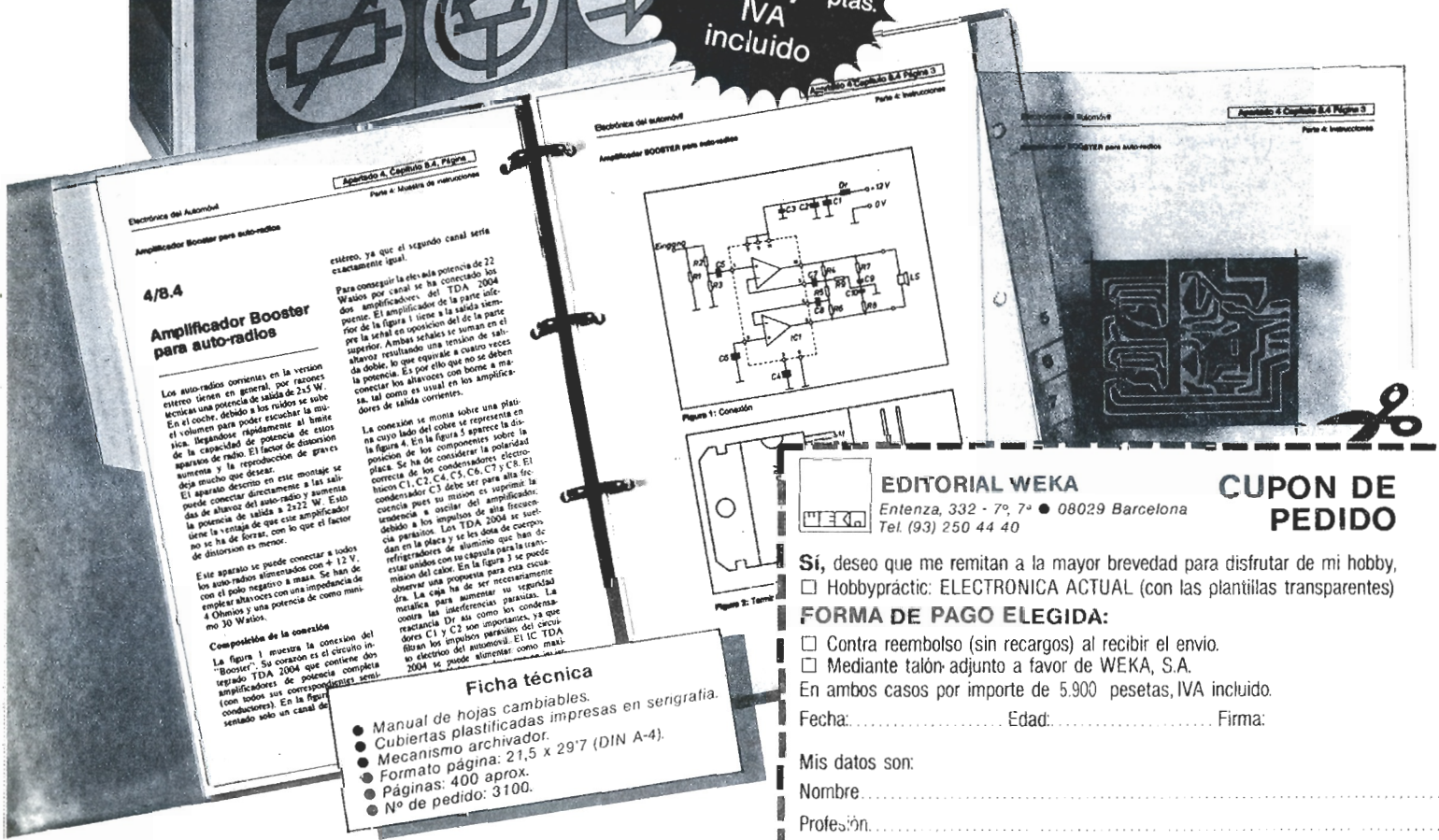


El Manual Práctico: "ELECTRONICA ACTUAL" le ofrece todo lo que usted necesita para practicar un hobby moderno y exigente:

- **Esquemas de montajes completos incluyendo plantillas transparentes con el diseño de los circuitos impresos requeridos para:**
  - El microordenador MPS 65 - Fuentes de alimentación
  - Medios de nivel para alta fidelidad - Alarmas de coche con circuitos CMOS - Amplificadores BOOSTER para auto-radios, etc.
- **Esquemas detallados para reparaciones:**
  - Vídeos - TV b/n y TV color - Cassettes - Magnetófonos...
- **Cuadros sinópticos con todas las características técnicas para:**
  - Transistores - (con tablas de equivalencias internacionales USA-EUROPA-JAPON) -Diodos - Trisistores - Triacs - Circuitos integrados - Conexiones...
- **Un equipo de expertos:** colabora en la actualización permanente del Manual y atiende las cartas de nuestros clientes.

Y ADEMAS:
Seguridad legal en el uso de frecuencias en radio telefonía - Diccionario técnico - Información de: Fuentes de aprovisionamiento y de la situación actual del Mercado.

TODAVIA HOY por sólo 5.900,- ptas. IVA incluido



Ficha técnica

- Manual de hojas cambiables.
- Cubiertas plastificadas impresas en serigrafía.
- Mecanismo archivador.
- Formato página: 21,5 x 29'7 (DIN A-4).
- Páginas: 400 aprox.
- Nº de pedido: 3100.

WEKA INTERNACIONAL: LONDRES-PARIS-MILAN
KISSING/AUGSBURG-ZURICH-VIENA
BARCELONA 08029 • C/ Entenza, 332 - 7º,7ª • Tel. (93) 250 44 40

EDITORIAL WEKA
Entenza, 332 - 7º, 7ª • 08029 Barcelona
Tel. (93) 250 44 40

CUPON DE PEDIDO

E 3B

Sí, deseo que me remitan a la mayor brevedad para disfrutar de mi hobby,
☐ Hobbypráctic: ELECTRONICA ACTUAL (con las plantillas transparentes)

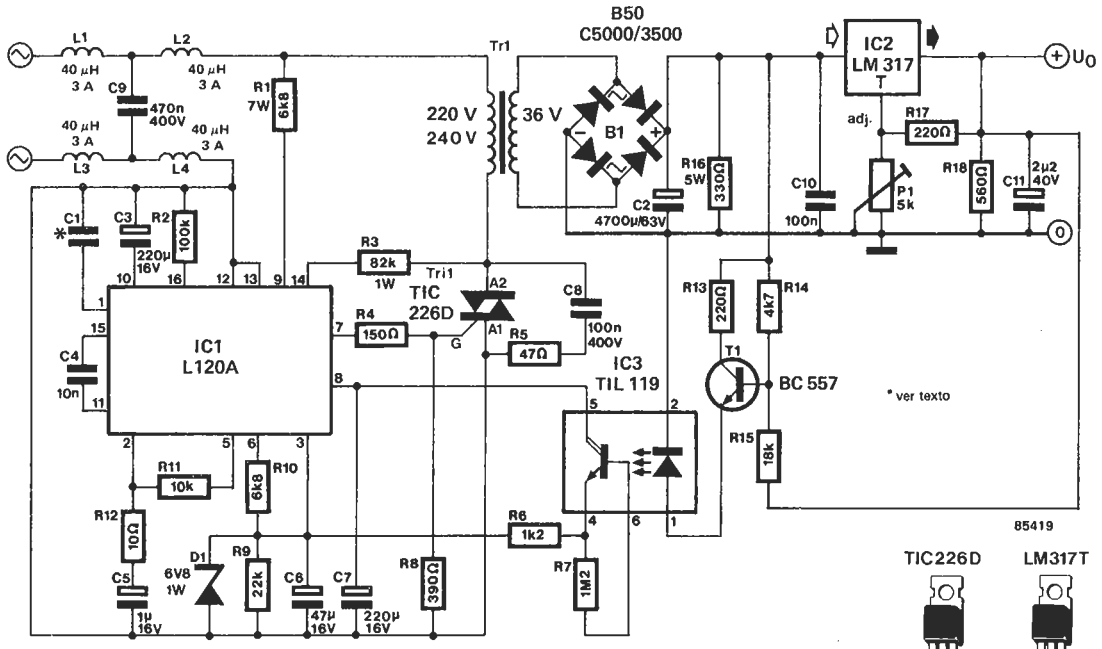
FORMA DE PAGO ELEGIDA:

☐ Contra reembolso (sin recargos) al recibir el envío.
☐ Mediante talón adjunto a favor de WEKA, S.A.
En ambos casos por importe de 5.900 pesetas, IVA incluido.

Fecha:..... Edad:..... Firma:

Mis datos son:
Nombre.....
Profesión.....
Domicilio.....
C. Postal..... Población.....
Provincia..... Teléfono ( ).....

001 ALIMENTACION CON REGULACION EN EL PRIMARIO



El circuito de esta alimentación no es habitual y tiene un elevado rendimiento, que no es precisamente la característica de las fuentes con regulación serie. El fabricante del L120, SGS, afirma que para una tensión de salida de 3 V, y una corriente de salida de 2 A, el rendimiento será del 37%. Con la regulación en el secundario tradicional, un rendimiento de un 8% habría sido lo normal. La tensión de salida puede variarse en la gama de 1,2 a 25 V y la corriente de salida puede ser de 1,5 A para cualquiera de estas tensiones, a condición de que IC2 esté montado en un radiador adecuado.

Otra ventaja evidente de la regulación primaria es que la alimentación está protegida contra las variaciones en la tensión de la red. En los circuitos tradicionales sin regulación en el primario, se suele ignorar estas variaciones porque se puede considerar que no tienen efecto sobre la regulación al nivel del secundario. Este circuito es, pues, de especial importancia para su empleo en donde la alimentación de la red esté sometida a grandes variaciones.

La regulación consiste en mantener constante la caída de tensión a través del regulador, regulando el nivel del secundario. Esta caída de tensión se convierte en corriente mediante T1, que controla el diodo de un optoacoplador. Cuando disminuye la caída de tensión será menos intensa la corriente que circula a través del diodo LED. El transistor de este optoacoplador es, pues, menos conductor y disminuye la tensión en el terminal 3 de IC1. Este circuito puede compensar la regulación del nivel del primario del transformador. En efecto, un L120 contiene todo lo que se precisa para realizar un control de fase con la ayuda de un triac como Tril. El ángulo de disparo de este triac depende de la comparación entre la tensión continua en el terminal 3 y una señal, en diente de sierra, de 100 Hz generada por el propio circuito integrado (la frecuencia viene determinada por C1=100 nF). En nuestro circuito, el triac conmuta la tensión de la red de modo que el condensador de filtro C2 reciba más energía.

El ruido producido por el circuito de control de fase no debe reinyectarse en la red y de aquí la existencia de un filtro antiparasitario instalado a la entrada del montaje.

002 (RE)CARGA DE BATERIAS

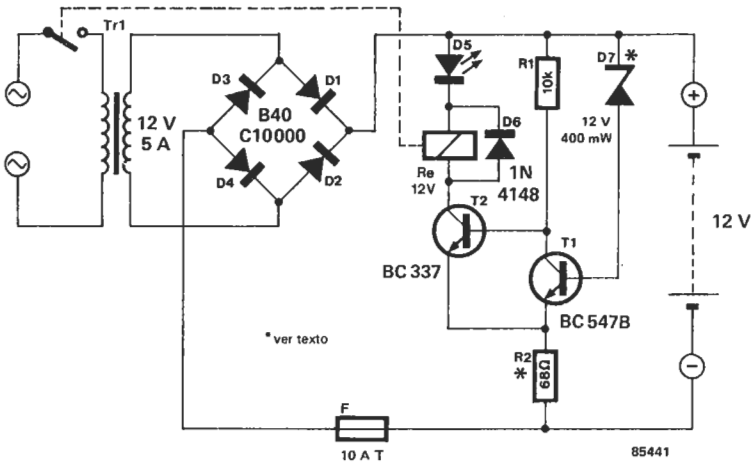
Este circuito está concebido principalmente para mantener las baterías de los vehículos, que no suelen utilizarse durante largos períodos de tiempo, en buen estado de servicio. Carga la batería que, después de esta operación, se descagará lentamente a través de su resistencia interna y de este circuito. Cuando el estado de carga alcance un nivel predeterminado, el cargador se vuelve a activar, se carga la batería y así sucesivamente, repitiéndose el ciclo.

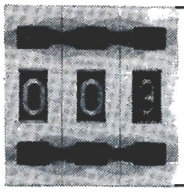
El circuito está basado en el disparador de Schmitt T1/T2, realizado con los transistores T1 y T2. El diodo Zener D7 determina el estado de carga en el que se desconectará el cargador, o lo que es lo mismo, el umbral de la puerta de fuera de servicio. La resistencia R2 proporciona la histéresis requerida. Como las características pueden variar de un diodo Zener se 12 V a otro, será preciso calibrar, de forma experimental, este umbral aplicando una tensión a los bornes destinados a la batería (con el transformador del montaje no conectado y sin alimentación de batería). A una tensión

de 13,6 voltios, el relé debe desengancharse (con lo que se pondrá fuera de servicio el cargador). Se podrá desplazar este umbral instalando uno o varios diodos Zener en serie (en el sentido inverso) y diodos ordinarios (1N4148, en sentido directo). Se procederá de una forma similar con respecto a la histéresis. En condiciones de medida idénticas se sustituirá, si fuera necesario, R2 por un potenciómetro ajustable de 100 ohmios y se buscará una posición tal que el relé sea activado a una tensión inferior en aproximadamente un voltio al umbral de desactivación. Además, se puede, sin riesgo alguno, sustituir la combinación de transformador+puente rectificador por un cargador para baterías, en cuyo caso el circuito descrito se instalará directamente en el interior del cargador.

Resulta imposible conectar una batería completamente descargada a este montaje, puesto que no se activaría el relé. Es preciso comenzar por cargar primero la batería hasta una tensión de unos 10 voltios; otra solución consiste en puentear el relé con la ayuda de un inversor.

El mantenimiento en carga simultánea de un par de baterías no plantea problema alguno a condición de doblar la tensión suministrada por el transformador, la tensión Zener de D7, la histéresis, la tensión de trabajo del relé (24 V) y de conectar las baterías en serie. La existencia del fusible F1 es indispensable puesto que constituye la única protección del montaje contra un cortocircuito. Los «inquietos» podrán instalar un fusible de 1 A (de tipo lento) en el primario del transformador. No es necesario dotar al circuito de una etapa de filtro capacitivo destinado a «alisar» la tensión proporcionada por el rectificador, porque dicha función la desempeña la propia batería.

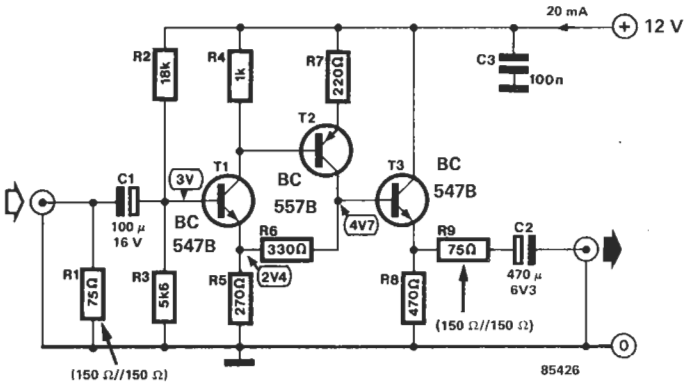




AMPLIFICADOR DE VIDEO

Sería más exacto hablar aquí de un «relé» de vídeo en vez de un simple amplificador. En efecto, se trata de un amplificador universal concebido precisamente para reforzar las señales debilitadas en su recorrido por largos cables y trayectos un tanto «estrafalarios». Puede considerarse como un amplificador separador/repetidor para mantener la señal en un cable coaxial a un nivel razonable, con una ganancia aproximada de 6 dB. Sus componentes son fácilmente disponibles ya que se trata de algunos transistores y unos pocos elementos asociados.

El circuito está constituido por un amplificador de dos etapas (T1 y T2) complementado con un adaptador de impedancias (T3 montado como seguidor de emisor). Su banda de paso a-3 dB no es menor que 20 MHz. El consumo de corriente apenas supera la magnitud de 20 mA, cuando se alimenta con una tensión de 12 voltios. La fuente de alimentación ha de regularse para evitar la aparición de líneas y otros parásitos en la imagen en la pantalla.



Este montaje se presta especialmente bien a una combinación con el conmutador de vídeo presentado en este mismo número de Elektor. En este caso, se omitirá R1 y se utilizará este circuito como un buffer a la salida del conmutador antes citado. Su impedancia de entrada será, entonces, de unos 4 kilohmios.

PREAMPLIFICADOR MICROFONICO CON CONMUTADOR SILENCIADOR

Lamentablemente, los micrófonos sólo producen una señal débil y, por consiguiente, necesitan un preamplificador especial para reforzar su salida. Habida cuenta de que se trabaja con señales pequeñas, la relación señal/ruido del preamplificador es un factor muy importante.

Presentamos dos circuitos para un preamplificador adecuado para prácticamente todas las circunstancias, uno de ellos simétrico y el otro asimétrico. Hemos incorporado un conmutador silenciador, que los locutores pueden utilizar cuando quieran «aclarar su garganta». Puesto que hay varios amplificadores operacionales de bajo nivel de ruido disponibles en el mercado actual, el coste de estos preamplificadores es relativamente bajo.

La versión asimétrica se muestra en la figura 1. La conmutación entre la adaptación de impedancias altas y bajas se posibilita con el conmutador S2. El amplificador operacional A1 está dispuesto como un amplificador c.a. con una ganancia de unos 27 dB. Esta etapa puede emplearse también como un amplificador de corriente continua. Para ello se suprimen R3 y C1 y el valor de R2 se disminuye a 22k. El condensador C2 limita el ancho de banda del amplificador para conseguir un funcionamiento estable.

Haciendo caso omiso de que A1 funcione como un amplificador de corriente continua o como un amplificador de

1

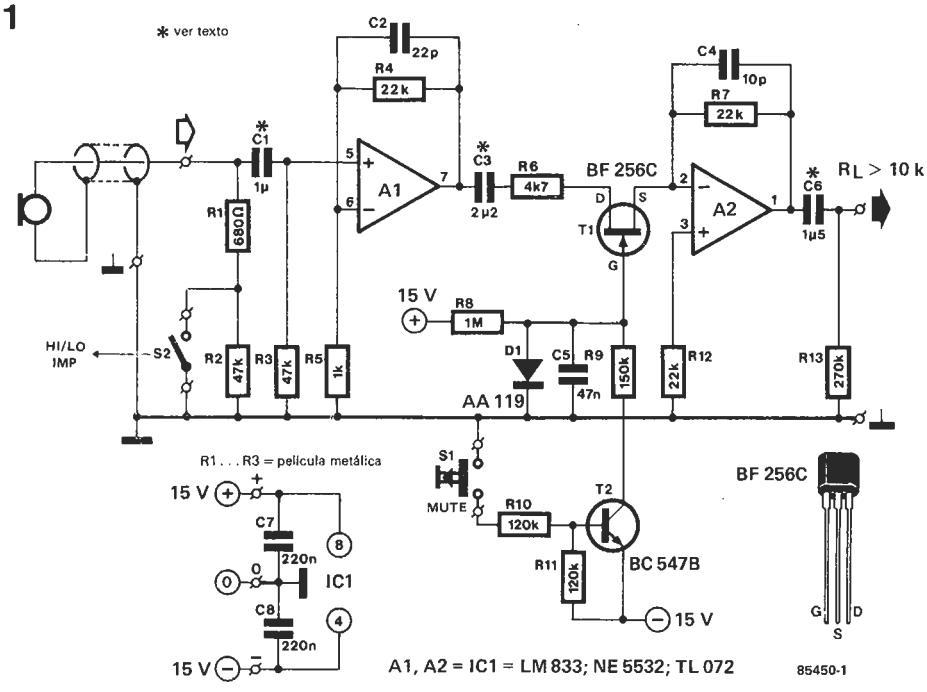


Figura 1. Circuito del preamplificador con entrada asimétrica.

2

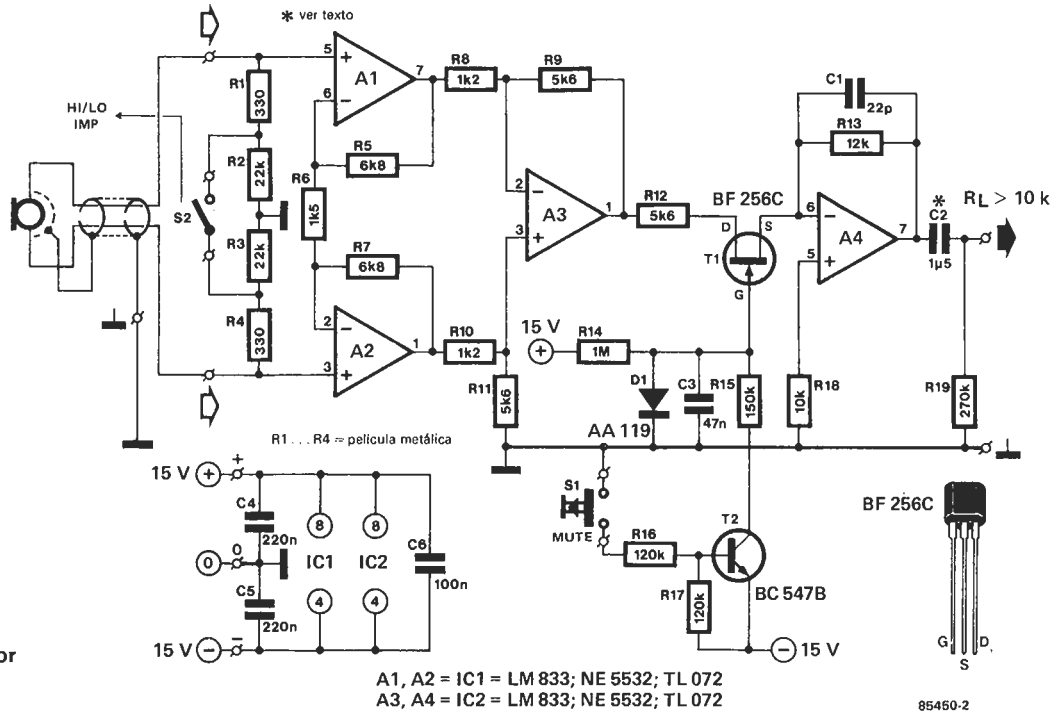
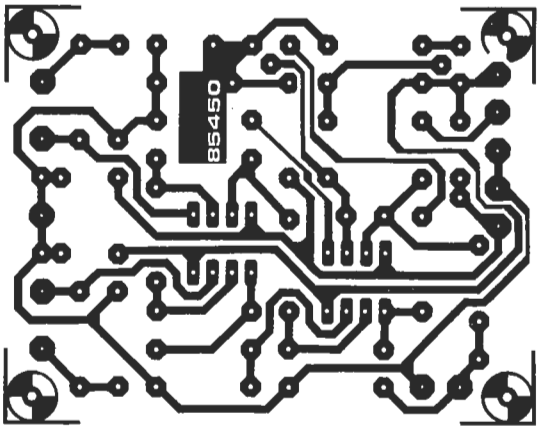


Figura 2. Circuito del preamplificador con entrada simétrica.

corriente alterna, la componente de c.c. en su salida se bloquea por C3. La señal de c.a. amplificada se aplica a la etapa silenciadora constituida por el transistor T1. Este último es un transistor de efecto de campo (FET) que conduce en condiciones normales y la salida de A1 se amplifica luego en A2 en un factor aproximado de 5. Por último, la señal se lleva al terminal de salida a través del filtro de paso alto R13-C6. La carga debe ser mayor de 10 kilohmios.

Cuando se pulsa el conmutador de silenciamiento S1, el transistor FET recibe una tensión negativa en su puerta y se pone al corte. El condensador C5 determina la velocidad con la que se produce el silenciamiento dentro de ciertos límites. Los condensadores C1, C3 y C6 pueden ser electrolíticos, en cuyo caso habrá que medir el nivel de c.c. en ambos terminales para determinar en qué forma deben conectarse.

La versión simétrica del preamplificador se muestra en la figura 2. La única diferencia entre los dos circuitos de las figuras 1 y 2 es que la etapa está constituida ahora por A1, A2 y A3 para obtener la simetría. Los amplificadores operacionales A1 y A2 proporcionan una ganancia total de unos 20 dB. El amplificador operacional A3 funciona como un amplificador diferencial para asegurar que se suprima, de forma efectiva, las interferencias y el ruido en el modo común.



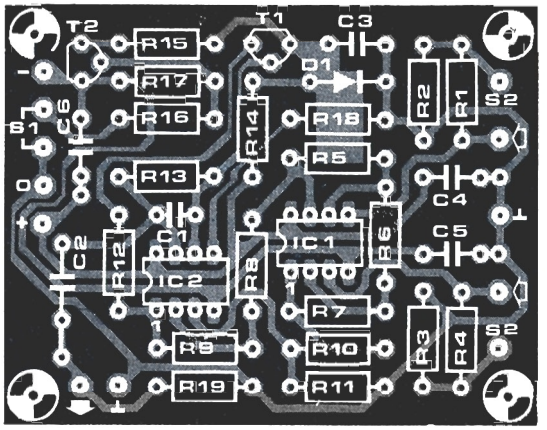


Figura 3. Placa de circuito impreso para el amplificador asimétrico.

Resistencias:

R1 = 680 Ω, de película metálica
R2,R3 = 47 k, de película metálica
R4,R7,R12 = 22 k
R5 = 1 k
R6 = 4k7
R8 = 1 M
R9 = 150 k
R10,R11 = 120 k
R13 = 270 k

Condensadores:

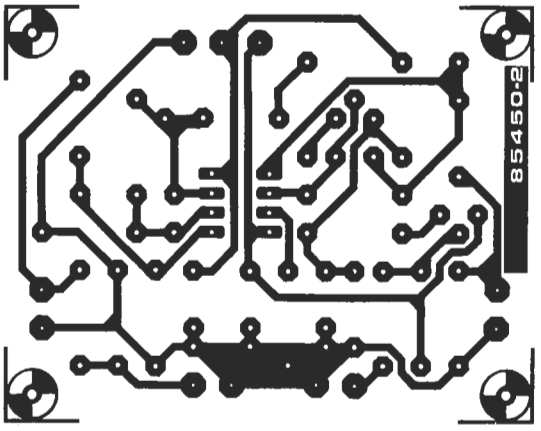
C1 = 1 µ/16 V MKT (ver texto)
C2 = 22 p
C3 = 2µ2 MKT (ver texto)
C4 = 10 p
C5 = 47 p
C6 = 1µ5 MKT (ver texto)
C7,C8 = 220 n

Semiconductores:

D1 = AA119
T1 = BF256C
T2 = BC547B
IC1 = LM883; NE5532; TL072

Varios:

S1 = Conmutador tipo «pulsar para funcionar»
S2 = Conmutador un circuito miniatura



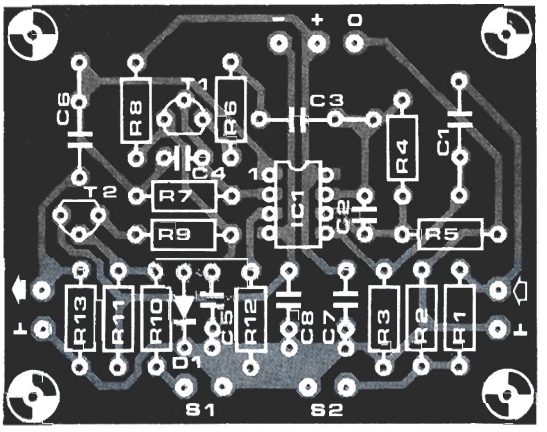


Figura 4. Placa de circuito impreso para el preamplificador simétrico.

Resistencias:

R1,R4 = 330 Ω, de película metálica
R2,R3 = 22 k, de película metálica
R5,R7 = 6k8
R6 = 1k5
R8,R10 = 1k2
R9,R11,R12 = 5k6
R13 = 12 k
R14 = 1 M
R15 = 150 k
R16,R17 = 120 k
R18 = 10 k
R19 = 270 k

Condensadores:

C1 = 22 p
C2 = 1µ5 MKT*
C3 = 47 n
C4,C5 = 220 n
C6 = 100 n

Semiconductores:

D1 = AA119
T1 = BF256C
T2 = BC547B
IC1,IC2 = LM833; NE5532; TL072

Varios:

S1 = Conmutador tipo «pulsar para funcionar»
S2 = Conmutador un circuito miniatura
PCB 85450-1

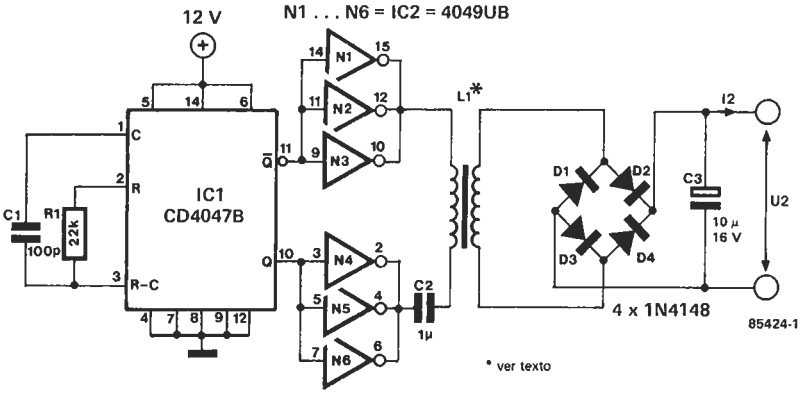
*MKT = hoja de politereftalato metalizada

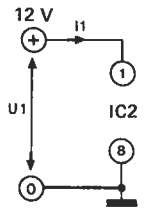
CONVERTIDOR C.C./C.C.

Cuando sea preciso asegurar la separación galvánica de dos tensiones de alimentación (continuas), el componente más utilizado es el optoacoplador. Lamentablemente, estos dispositivos requieren dos fuentes de alimentación: una para el emisor y otra para el receptor. La solución adoptada por los profesionales consiste en instalar un convertidor c.c./c.c. de diseño especial para este cometido. Como se trata de componentes grandes y muy caros, no son «santos de la devoción» de los constructores de montajes de nivel económico más bien débil.

El circuito aquí descrito constituye una alternativa simple (y por consiguiente barata) a este tipo de dispositivo. Nuestro convertidor c.c./c.c. tiene, en el lado del primario, un oscilador (IC1), un circuito de mando (excitador IC2) y en el secundario un puente de rectificación asociado a un condensador de filtro.

Con un rendimiento del 74% y una tensión de alimentación de 12 V en el lado del primario, hemos medido los valores siguientes: tensión de salida en el secundario de 10,64 V y corriente de salida de 9 mA en el secundario para una corriente de 10,8 mA en el primario. La corriente máxima que se puede exigir al circuito no ha de ser superior a 10 mA, so pena de hacer caer la tensión de salida por debajo de 10 V y ver disminuir el rendimiento. Lo anterior se aplica también a las condiciones de baja carga; cuando el secundario está en circuito abierto, la tensión de salida es 14 voltios pero el rendimiento es, por supuesto, del 0% (!). Dicho de otro modo, el circuito trabaja de forma óptima con una corriente de carga en el secundario de 9 mA.





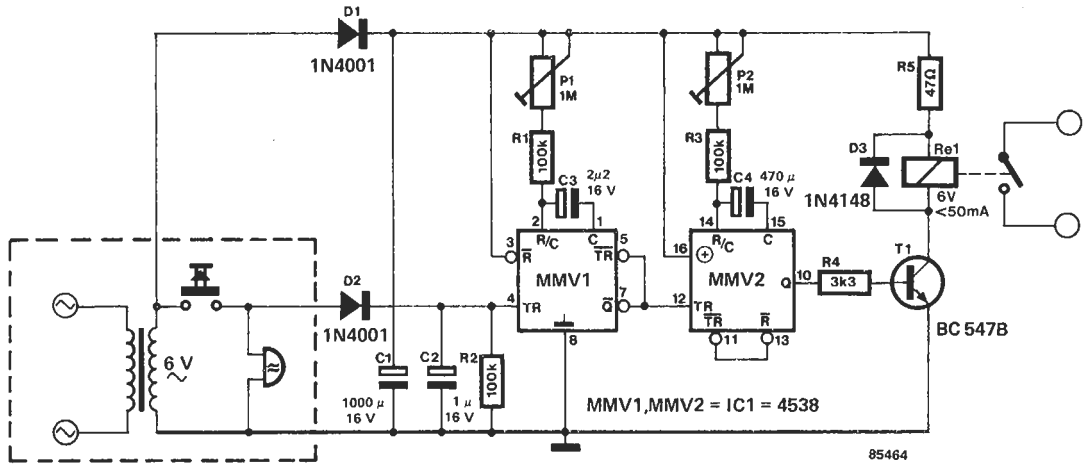
El oscilador IC1 trabaja a una frecuencia aproximada de 100 KHz. Las dos señales de salida proporcionadas por el oscilador, son amplificadas por dos conjuntos, compuestos por tres buffers conectados en paralelo (IC2), antes de aplicarse al primario del transformador de separación por intermedio de un condensador de desacoplo. En el secundario la tensión se rectifica y filtra (alisa) por un condensador electrolítico cuya capacidad indicada es más que suficiente debido a la frecuencia próxima a 200 kHz existente en el secundario.

La realización del transformador de aislamiento es relativamente sencilla: 80 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,35 mm de sección en el primario y otras tantas espiras en el secundario, todas ellas alrededor de un núcleo de ferrita de 22 mm de sección y de 13 mm de altura (material N 48, XXX_L con una inductancia específica A_L de 400 nH, sin entrehierro). Se intercala una película aislante entre los dos arrollamientos para alcanzar el nivel de tensión disruptiva buscado (4 kV); ocasionalmente, se puede utilizar una carcasa de ferrita con (dos) bobinados separados.

DISPOSITIVO DISUASORIO DE LADRONES

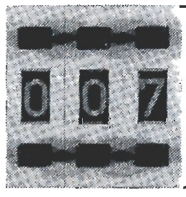
La mayoría de estos sistemas están basados en el mismo principio y que no es otro que una vez detectada la presencia de un individuo sospechoso o indeseable (por medios electrónicos o de otra naturaleza) se produce alguna acción que avisa a los transeúntes, o a los vecinos, que algo anormal está sucediendo. Se suele pasar por alto el hecho de que el «visitante» tendrá que averiguar primero que no hay nadie en casa. La mayoría de los ladrones que «trabajan» a la luz del día se limitan a accionar el timbre. Una vez que llamaron repetidamente sin obtener respuesta alguna, proceden a sus nefastas acciones. Cuando han penetrado ya en la vivienda, pueden activar una alarma, pero suele ser demasiado tarde. El circuito que presentamos se diseñó para evitar que los ladrones entren en la casa al disuadirles con una acción que puede ser un «ladrido terrorífico» o simplemente una voz que exprese la no intención de abrir la puerta a desconocidos. Si así lo quiere, puede producirse un sonido de «rugido de león», pero hay el riesgo de que le denuncien por tenencia de animales peligrosos. Con una grabadora adecuada, la gama de efectos es ilimitada.

El circuito consiste fundamentalmente en dos monoestables. El retardo entre el sonido del timbre y el funcionamiento de la grabadora se preajusta con el potenciómetro P1 entre 0,22 y 2,4 segundos. El tiempo de duración del funcionamiento de la grabadora se ajusta mediante P2 entre 47 gundos y 8 minu-



tos y 37 segundos exactamente. La grabadora se pone en funcionamiento mediante los contactos del relé.

El circuito se alimenta por el propio transformador del timbre. En el circuito mostrado se supone que es del tipo de 6 voltios y el relé es, pues, también de 6 V (con un consumo de 50 mA). Sería sencillo cambiarlo en caso de necesidad. ¡Y no olvide que la seguridad no tiene precio!



PERRO ELECTRONICO

Para obtener una reproducción fiel a la voz del mejor amigo del hombre hemos tomado prestadas varias ideas de nuestro sintetizador de música. Cuando se acciona el pulsador S2, la frecuencia del oscilador controlado en tensión VCO, basado en A1 y A2, cambia, en 1/8 de segundo, desde casi 0 Hz a un valor preajustable de 100 a 1.000 Hz. Esta señal se aplica a un filtro pasabanda A5-A6, cuya frecuencia central está en correspondencia con la más alta frecuencia del VCO. Cuando se libera el pulsador, un amplificador controlado en tensión (VCA) atenúa la señal de tal manera que no se oye los impulsos de muy baja frecuencia del VCO no activado. ¡Y ya tenemos el ladrido! Sólo nos queda pulirlo un poco para que sea más real.

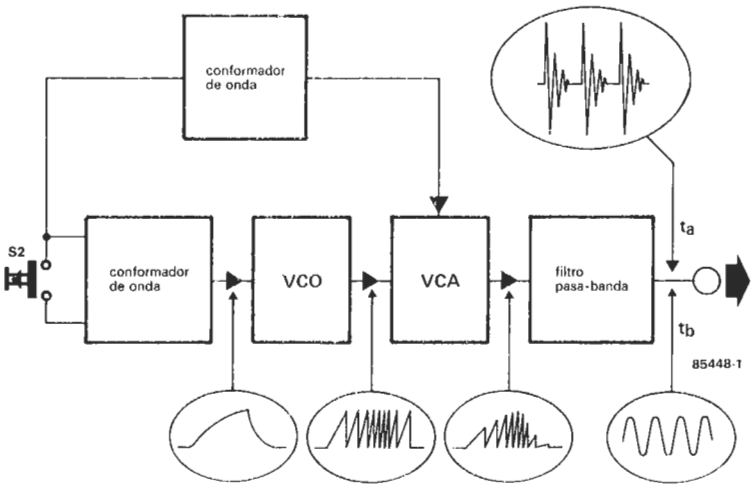
Las puertas N1 y N2 constituyen un multivibrador monoestable (oscilador de relajación) que suministra un impulso de corta duración para cargar C2 a través de R3. Dicho impulso se obtiene a la salida de N2 al cerrar S2. La acción de R3 modela el impulso tal como se ilustra en la figura 1. Dicho impulso controla la frecuencia de salida del VCO en la forma indicada también en la figura 1. Se trata de una curva envolvente que controla la excursión en frecuencia del oscilador de señal triangular. El potenciómetro P1 determina la frecuencia más alta y su ajuste depende de la raza de perro que quiera imitar, desde un caniche cascarrabias hasta un apabullante bóxer. ¡Todo es cuestión de frecuencia!

La función de C4 es similar a la de C2, pero se consagra a la modelación del impulso aplicado al VCA, constituido por T1 y R7. El transistor T1 se comporta como un potenciómetro electrónico; es decir, actúa como una resistencia controlada por la tensión. El potenciómetro de ajuste influye sobre la manera en que el tono se extingue después de liberarse el pulsador. La extinción instantánea del sonido sería tan irreal como su persistencia desmesurada. Con un poco de práctica y cuidado podrá conseguir una amplia gama de dialectos caninos.

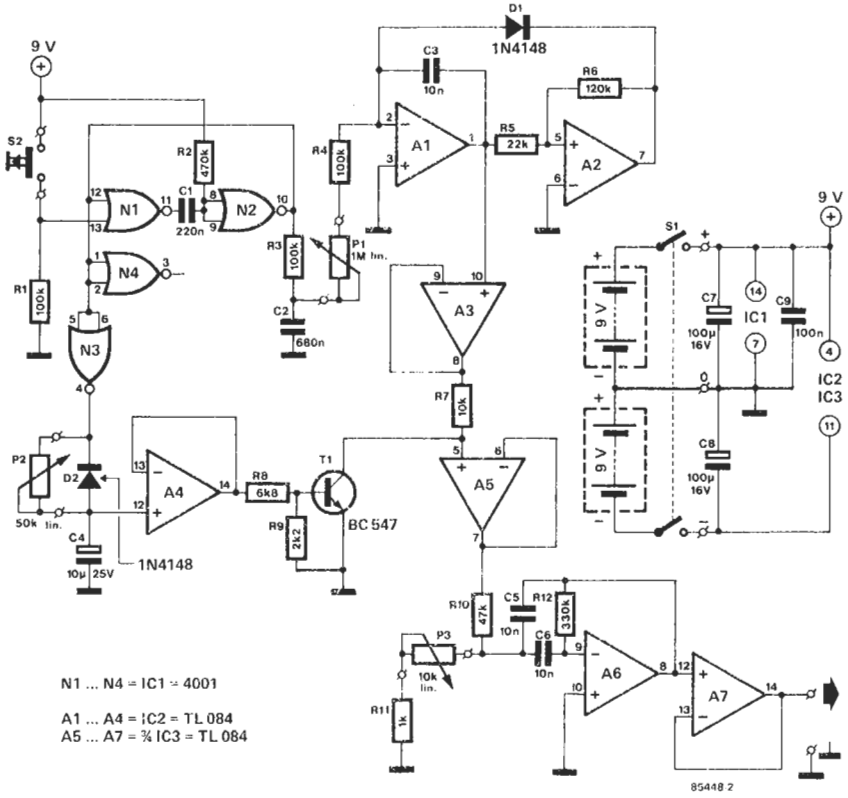


La frecuencia central del filtro de pasabanda, basado en A5 y A6, se ajusta con P3. Este ajuste es importante, pero también en este caso el procedimiento del tanteo y del oído es el más conveniente.

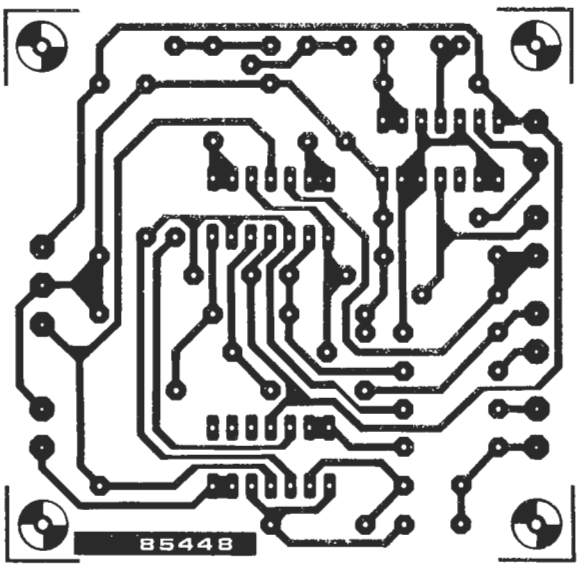
1

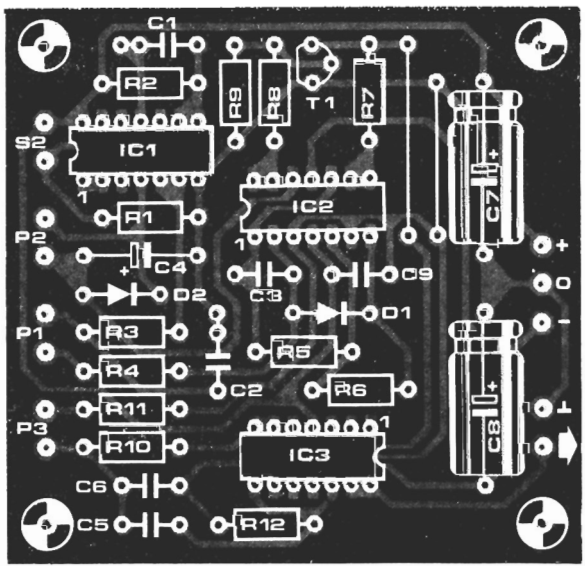


2



3





Con la salida conectada a un amplificador de potencia, la combinación puede utilizarse como una instalación de alarma. Incluso los ladrones «más cualificados» se lo pensarán dos veces antes de correr el riesgo de penetrar en una casa guardada por nuestro perro electrónico de una fiereza sin parangón y no fácil de engañar. Además, come poco y sólo ladra en el momento oportuno. ¡Qué más puede pedirse!

Resistencias:

R1,R3,R4 = 100 k
R2 = 470 k
R5 = 22 k
R6 = 120 k
R7 = 10 k
R8 = 6k8
R9 = 2k2
R10 = 47 k
R11 = 1 k
R12 = 330 k
P1 = 1 M lineal
P2 = 50 k lineal
P3 = 10 k lineal

Condensadores:

C1 = 220 n
C2 = 680 n
C3,C5,C6 = 10 n
C4 = 10 µ/25 V
C7,C8 = 100 µ/16 V
C9 = 100 n

Semiconductores:

T1 = BC547
D1,D2 = 1N4148
IC1 = 4001
IC2,IC3 = TL084

Varios:

S1 = Conmutador de encendido/apagado dos circuitos unidireccional
S2 = Conmutador del tipo «pulsar para funcionar»

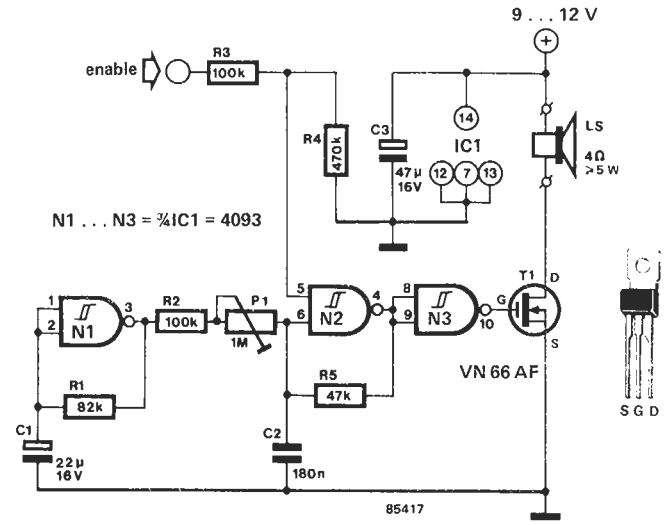
008 SIRENA

A pesar de su modesto aspecto, esta sirena puede producir mucho ruido. El truco radica en la utilización de un transistor MOSFET de canal N que excita el altavoz.

¿Para qué sirve este sofisticado componente? Por la tecnología utilizada es posible excitarlo directamente desde lógica tipo CMOS. El modelo que hemos elegido tiene una resistencia de salida (drenador-fuente) de solamente 3 ohmios y puede soportar una corriente máxima de 1,7 A en modo continuo, con una tensión drenador-fuente máxima admisible de unos 40 voltios. Además, estas características son independientes de la polaridad de la tensión aplicada, puesto que el dispositivo tiene protección interna de diodos.

Al ser casi indestructible, no hay el menor riesgo al exigir a este FET que excite un altavoz, que responda a las características dadas en el esquema. No hay prácticamente ningún peligro de provocar su destrucción.

Es el momento de interesarnos por el montaje. Lo que salta inmediatamente a la vista es su sencillez. Un solo circuito integrado asociado a algunos componentes externos, con la posibilidad de que el conjunto sea directamente controlado por una línea de salida de un ordenador o un interruptor. La comprensión del funcionamiento no exige largas explicaciones. N1 produce la puesta en oscilación de N2, mientras que N3 sirve para «bufferear» la señal antes de que se aplique al MOSFET. Cuando el oscilador no está en funcionamiento, no circulará corriente alguna a través de la carga. El potenciómetro P1 sirve para ajustar la magnitud deseada de la frecuencia de oscilación de N2.



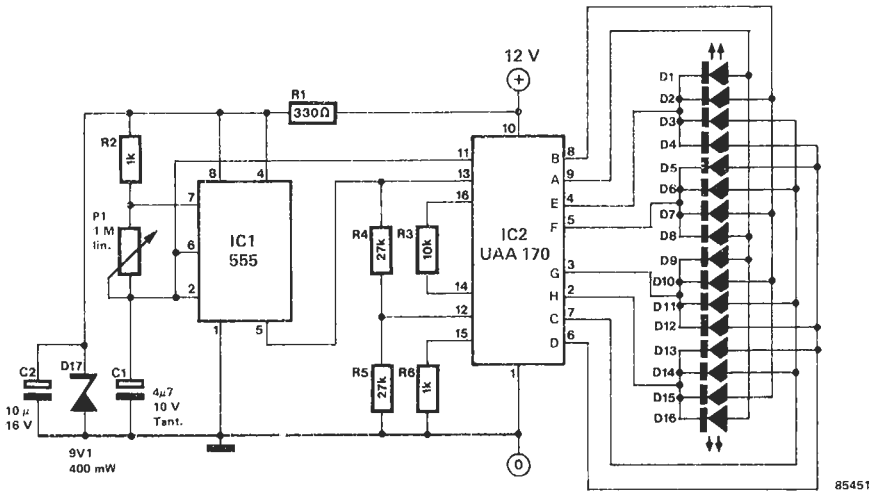
Si se quiere controlar esta sirena mediante un ordenador, bastará conectar una de las líneas de control de este último a la entrada ENABLE del montaje. El paso al nivel lógico alto de esta entrada da lugar al cebado del oscilador. A falta de ordenador es preciso, para poner en funcionamiento la sirena, hacer pasar la línea ENABLE al nivel lógico alto, con la ayuda de un inversor, por ejemplo.

Esta sirena, realizada con muy pocos gastos, puede utilizarse perfectamente con un sistema de alarma.

009 LUCES DESLIZANTES MINIATURA

No hay nada que llame más la atención que unas luces que se deslizan, y podemos obtenerlas con un dispositivo miniatura basado en el circuito integrado UAA170. Este circuito que suele emplearse para excitar 16 diodos LED sirve también para esta atractiva aplicación. Uno de los diodos LED se ilumina e indica por su posición en la escala cuál es la amplitud de la señal de entrada. Al variar esta última de forma periódica se obtendrá el efecto buscado de deslizamiento luminoso.

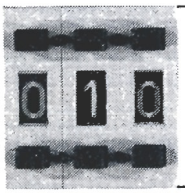
Para generar la señal periódica se recurre a un circuito integrado 555 que actúa como un multivibrador estable, pero observe que su salida no está conectada al UAA170. Por el contrario, este último circuito se alimenta, desde



el punto de unión de una red R-C, con una onda triangular cuyo período se ajusta por medio de P1. Es recomendable, aunque no imprescindible, utilizar un condensador de tántalo para C1 para mantener a nivel bajo las corrientes de fuga.

La tensión a la entrada de IC2 no ha de ser superior a 6 voltios. Para asegurarse de que se mantenga la tensión triangular por debajo de dicho valor, la alimentación de IC1 debe estar limitada a 9,1 V por medio de D17. Si fuera necesario, este diodo Zener puede sustituirse por un tipo de 8,2 V o incluso de 6,8 V. Las tensiones en las patillas 12 y 13 determinan el margen de tensión «barrido» por los diodos LED. La tensión de referencia para D16 se proporciona a través de la patilla 5 de IC1 y que corresponde a unos 2/3 de la tensión de alimentación del circuito integrado. La tensión de referencia para D1 viene determinada por el potencial de la unión de R4 y R5 (patilla 12 de IC2) que, con los valores indicados, llega a ser de 3 voltios.

El consumo de dicho circuito no es despreciable (unos 30 mA), por lo que la alimentación a pilas sólo es posible con dos pilas tipo PP3 en serie y un regulador de tensión de 12 V, del tipo 78L12.



EXCITADOR Y RECEPTOR DE LINEA SERIE

Este circuito debe su existencia a la necesidad de una comunicación de datos a través de distancias relativamente largas (hasta un máximo de 100 metros) con un sistema fiable, barato y adecuado para velocidades de hasta 2.400 baudios. A las distancias consideradas, el gasto principal suele ser el cable y, por ello, se utiliza un cable coaxial de 60 ohmios fácilmente disponible.

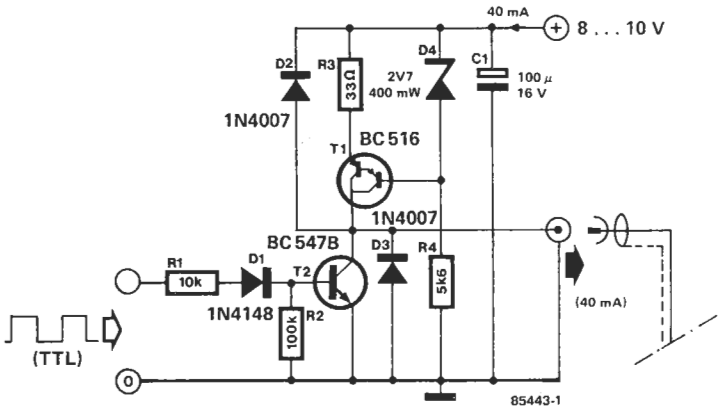
Para garantizar una mejor inmunidad al ruido se optó por un mando en corriente. En el lado del emisor tenemos una fuente de corriente de 40 mA basada en T1, D4, R3 y R4. Puede alimentarse directamente a partir de una fuente no estabilizada de 8 a 10 voltios. Observe de paso que T1 está provisto de un radiador.

La magnitud de la corriente de 40 mA se ha mantenido para dar «fuerza» a la señal a su llegada al receptor. T2 es un conmutador de corriente que, para un nivel lógico TTL alto («1»), cortocircuita la fuente de corriente y el cable de conexión a masa. Es el nivel TTL bajo («0») quien produce la aparición de la corriente de 40 mA a través del enlace. D2 y D3 protegen al emisor contra los parásitos procedentes del cable, mientras que Cl desacopla la alimentación.

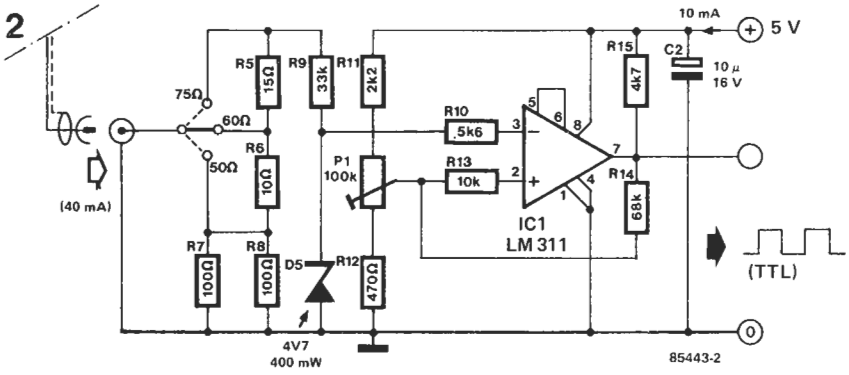
El receptor de línea está basado en un comparador tipo LM 311. La adaptación de la entrada se efectúa mediante un puente de hilo en una toma adecuada del divisor resistivo R5-R6-R7/R8 (en nuestro caso, 60 ohmios). Las resistencias R9 y R10 y el diodo D5 protegen al circuito LM 311 contra el ruido procedente del cable. La sensibilidad del receptor se ajusta con P1 y la resistencia R14 proporciona la histéresis. La resistencia de polarización R15 permite obtener a la salida del receptor una señal TTL, perfectamente en fase con la señal a la entrada del emisor (excitador de línea).

Para la calibración del circuito es conveniente disponer de un osciloscopio en el momento de la instalación definitiva. La tensión de entrada del receptor (obtenida en el puente de cableado, con la masa como referencia) es objeto de comparación con la tensión en el cursor de P1. El ajuste óptimo de P1 será aquel en el que la tensión de su cursor (forma de onda A en la figura 3) sea igual a la mitad de la tensión de entrada (forma de onda B en la figura 3). El mayor defecto de este circuito es el de funcionar perfectamente, pero no responder a ninguna de las normas conocidas.

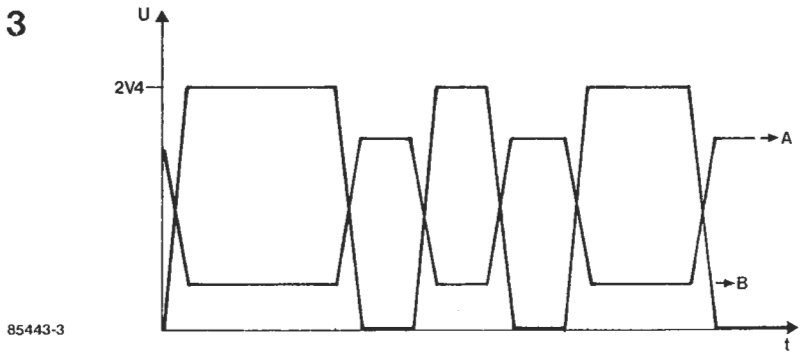
1



2



3



011 DETECTOR DE CONDUCTOS METALICOS

Las tuberías de agua y de gas, así como los conductos eléctricos, empotrados en las paredes no son fáciles de localizar, aunque ello sea fundamental cuando haya de realizarse un trabajo en la pared con una taladradora. Este detector sería de gran ayuda en tales circunstancias.

El principio del detector está basado en la propiedad de los metales de absorber energía magnética cuando se introducen en un campo magnético.

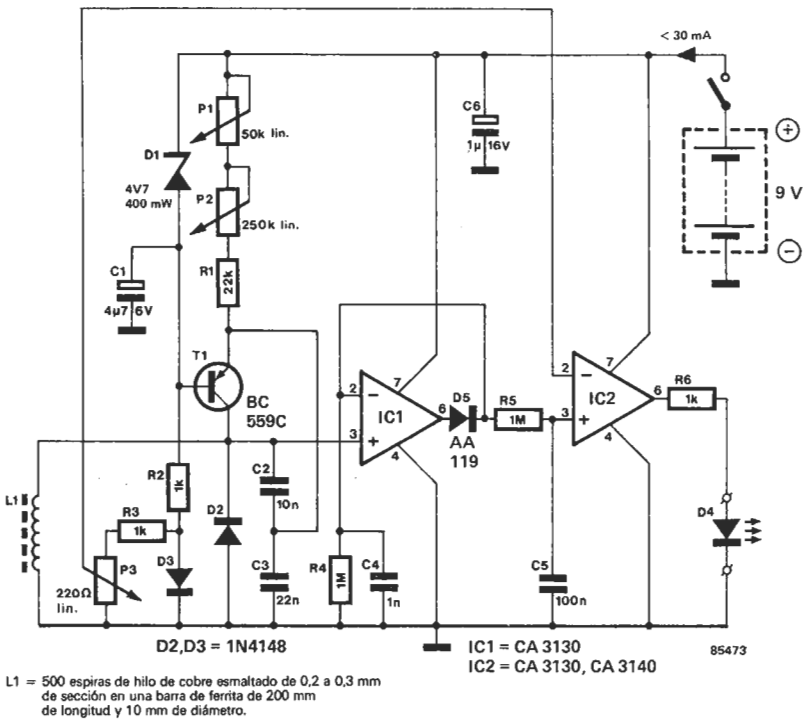
El transistor T1, en la figura 1, está montado como un oscilador L-C muy simple, cuya bobina L no es otra cosa que la bobina de detección. Su frecuencia es de unos 15 KHz. Cuando se absorbe energía del campo magnético alrededor de L1 por un objeto metálico, disminuirá la tensión alterna a través del circuito L-C. Una vez rectificada por IC1, esta tensión se aplica, después de haber atravesado el filtro R5/C5, a un comparador de umbral ajustable. A la salida del comparador se dispone entonces de una indicación de «todo/nada», en la forma de un diodo LED que se enciende o apaga. Cuando L1 se encuentra en la proximidad de una masa metálica, se apagará D4.

La sensibilidad del detector se ajusta, por una parte, con la ayuda de P1 en lo que respecta a la amplitud y de P3 para el umbral de disparo. El conjunto se alimenta mediante una pila de 9 voltios.

Para calibrar el detector, hay que poner P1 en la posición de resistencia máxima (el cursor en la posición extrema del lado de 9 V) y conectar un osciloscopio al colector de T1. A continuación, hay que reducir la amplitud de la señal del oscilador a un valor tal que la oscilación esté en el límite del sostenimiento. Hay que ajustar P3 para que el diodo LED esté en el límite de la extinción.

Si, en este momento, se coloca una moneda en las proximidades de la barra de ferrita, el diodo LED debe apagarse y ello indicará que el oscilador ha dejado de funcionar.

Al comienzo de la búsqueda, tiene que utilizar el valor más pequeño de la señal del oscilador (con P1 en la posición de resistencia máxima) conservando siempre el nivel de disparo más bajo (con el cursor de P3 puesto a masa). Una vez localizadas las tuberías de forma aproximada, el valor máximo de la señal del oscilador y el nivel de disparo pueden incrementarse hasta que se obtenga la exactitud requerida.



L1 = 500 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,2 a 0,3 mm de sección en una barra de ferrita de 200 mm de longitud y 10 mm de diámetro.

012 SENSOR DE TEMPERATURA

En lo que respecta a este circuito hay algo de lo que estamos seguros, y es que se trata del montaje más pequeño descrito en este número.

El circuito integrado LM35 es un sensor de temperatura cuyo nivel de tensión de salida es directamente proporcional a la temperatura medida (en °C). Esto significa que si la temperatura es de 0 °C, la tensión de salida será de 0 voltios. Un aumento de la temperatura en un grado centígrado hace crecer la tensión de salida en 10 mV. Así, a una temperatura medida de 19,8 °C, corresponde una tensión de salida de 0,198 V.

Se trata de una ventaja importante con respecto a otros sensores de la temperatura que están calibrados en grados Kelvin (°K). Si se utiliza un sensor de este tipo para medir una temperatura en °C, es indispensable disponer (de alguna manera) de una tensión de referencia muy estable.

Otra ventaja del LM35 es su consumo de corriente, muy bajo inferior a 60µ A. Esto significa una larga duración de la pila y una pequeña disipación de potencia interna, por lo que serán mínimos los errores producidos por el calor interno (inferior a 1 °C para una tensión de alimentación de 4 V).

Este sensor puede conectarse directamente a un polímetro digital o analógico.

El tratamiento mediante ordenador de las medidas efectuadas con la ayuda de

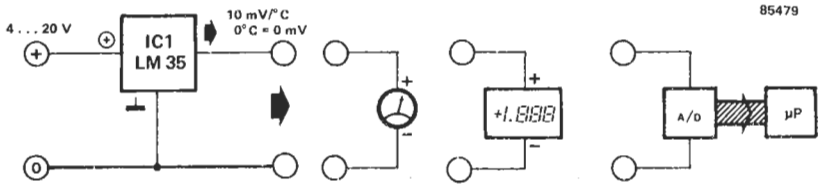
este sensor constituye, por supuesto, otra vía muy interesante. Para ello basta conectar el sensor a la entrada analógica del ordenador, que podrá realizar directamente las operaciones de proceso y de almacenamiento de las informaciones recogidas.

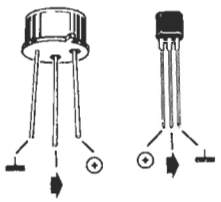
Una entrada analógica de este género (concebida para el Junior Computer), adecuada para nuestros propósitos, se describe en este mismo número y se podrá conectar directamente el sensor a los bornes de entrada de dicho montaje.

La precisión del LM35/LM35C suele ser de 0,4 °C para una temperatura de 25 °C.

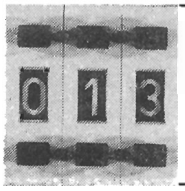
Antes de concluir, añadamos algunas observaciones importantes respecto a la puesta en funcionamiento del LM35.

— La resistencia de carga no ha de ser inferior a 5 kΩ (para hacer mínimo el autocaldeo del circuito integrado).



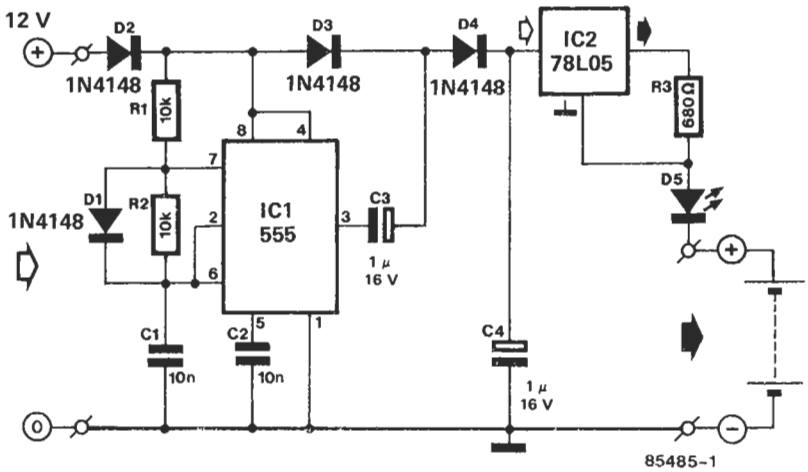


— En caso de utilización de una importante longitud de cable (blindado) para efectuar una conexión entre el sensor y el indicador, será preciso instalar, en la proximidad inmediata del sensor, una red R-C entre la salida y la masa (más concretamente, una resistencia de 10 ohmios en serie con un condensador de 1 µF) con el fin de eliminar toda «tentación» de entrada en oscilación del circuito.



CARGADOR DE BATERIAS CON FUENTE DE 12 V

1



Si tuvo ya la tentación de cargar una batería de níquel-cadmio de 12 voltios a partir de otra batería idéntica, habrá comprobado, sin duda alguna, que era imposible de conseguir a pesar de que las tensiones nominales de los dos «depósitos» sean idénticas. La razón es bien sencilla: contrariamente a lo que podía pensarse por el valor de su tensión nominal, fijada en 1,2 V, un elemento de batería exige una tensión de carga más elevada, próxima a 1,4 V por elemento. Por consiguiente, para poder cargarse de forma correcta, una batería de 12 V, constituída por 10 células, exige una tensión aproximada de 14 voltios.

Este es el motivo del empleo de un doblador de tensión, basado en el, viejo conocido, circuito integrado 555. Este circuito oscila y ello significa que la salida 3 está conectada de forma alternativa (e interna) con la masa o con la tensión de alimentación de + 12 voltios.

Cuando la patilla 3 está a nivel lógico bajo (conectada a masa), C3 se carga a través de D2 y de D3 hasta que la tensión en sus bornes sea de una magnitud próxima a 12 V. Si, por el contrario, la patilla 3 está a nivel lógico alto (conectada a la tensión de alimentación), la tensión en el punto de unión de C3/D3 pasará a un valor dos veces más grande, puesto que el polo negativo de C3 está ya a 12 voltios y la tensión en los bornes de este condensador cargado es también de 12 voltios. Entonces, el diodo D3 está polarizado en sentido inverso y se bloquea, mientras que D4 estará en estado de conducción. En estas condiciones, C4 se cargará hasta que la tensión teórica en sus bornes sea de 24 V. En la práctica, la carga de C4 apenas sobrepasa la tensión de 20 V, que es una magnitud más que suficiente para nuestros propósitos.

A la salida del doblador de tensión nos encontramos un pequeño circuito que tiene como base un regulador de tensión integrado, IC2, que funciona realmente como una fuente de corriente. Este circuito, 78L05, trata de mantener, en la medida de sus medios, el nivel de salida a una tensión de 5 voltios. Esta tensión se aplica a los bornes de R3 y, conociendo el valor de esta última, es fácil calcular la corriente de salida: 5 V/680 ohmios nos da una corriente de 7,4 mA.

El propio circuito integrado 78L05 consume también corriente; por su patilla central (que suele estar a masa) circula una corriente de unos 3 mA. La corriente de carga total es, pues, del orden de magnitud de 10 mA, que es un valor idóneo cuando se quiere cargar de forma continua una batería de NiCd. El diodo LED, D5, se ha incorporado para indicar que el proceso está en curso.

En la figura 2 se muestra que el comportamiento del circuito no es ideal. La carga de una batería de 12 voltios se hará, en la práctica, con una intensidad de corriente de 5 mA y esta reducción de la corriente se debe a diversas causas tales como:

■ la tensión de salida del 555 disminuye a medida que aumenta la corriente;

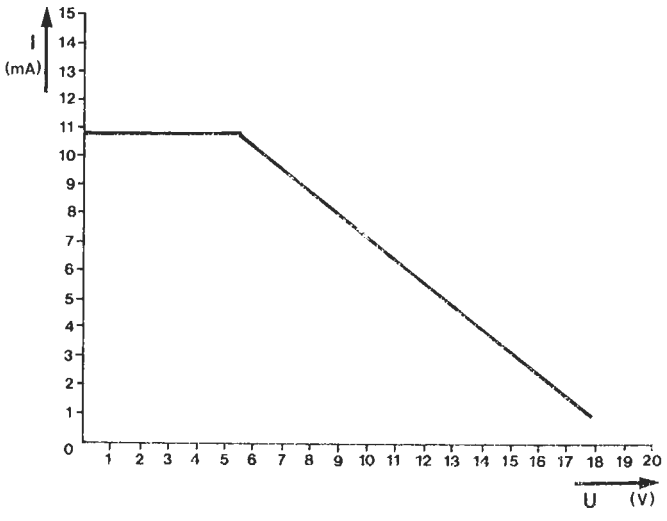
■ la caída de tensión a través del 78L05 es de unos 5 V, a la que ha de añadirse los 2,5 voltios que el circuito integrado precisa para funcionar de forma correcta;

■ existe una caída de tensión de unos 1,5 V a través del diodo LED.

En conjunto, estos factores explican un comportamiento que no se puede calificar de ideal.

Ni que decir tiene que una batería de NiCd de 12 V, con una capacidad nominal de 500 mA-h puede cargarse de forma continua con una corriente de 5 mA, lo que supone un 1% de su capacidad.

2



85485-2

014

LUCES Y ALARMA DE BICICLETA

Como todos sabemos, una bicicleta debe estar provista de luces delanteras y traseras. El aspecto más notable del circuito de las luces que presentamos es que proporciona también una alarma visible, que está concebido primariamente para usuarios de la carretera inválidos. Cuando dichas personas impedidas precisan asistencia durante el día, esta circunstancia se descubre rápidamente por los transeúntes. Por la noche, no sucede lamentablemente lo mismo y de aquí la necesidad de este circuito.

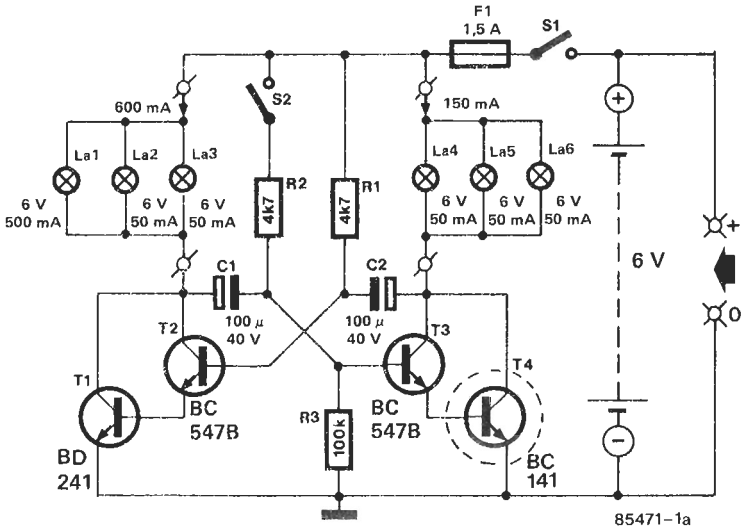
La batería o dinamo habitual se sustituye por una batería recargable de 6 voltios, que asegura que las luces de la bicicleta estén en condiciones de funcionar aún cuando la bicicleta no esté en movimiento. Cuando la persona que monta la bicicleta precisa asistencia, puede activarse la alarma; además de las luces normales, centelleará una señal de aviso con la palabra «HELP», «SOS» o cualquier otra que se escoja. Dicha señal de solicitud de ayuda no pasará por alto.

El circuito está basado en un multivibrador astable que no funcionará cuando el conmutador de alarma S2 esté abierto. Sin embargo, a condición de que esté cerrado S1, estarán encendidas las luces delanteras y traseras.

Cuando está cerrado el conmutador de alarma S2, se pondrá en funcionamiento el multivibrador, lo que hará que centelleen de manera alternada las luces normales y las de «HELP».

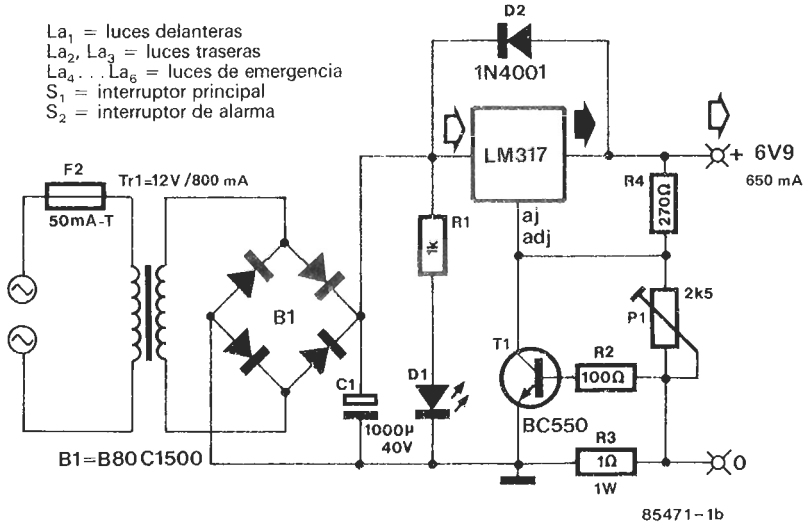
El circuito se alimenta por una batería de 6 voltios y 1,8 amperios-hora que, cuando está adecuadamente cargada, es suficiente para mantener encendidas las luces durante unas tres horas.

1a

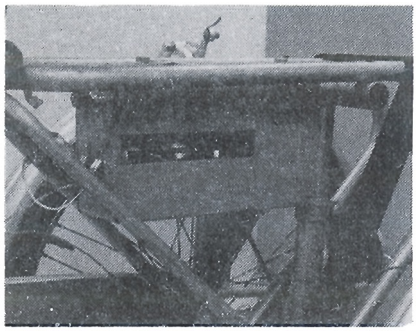


85471-1a

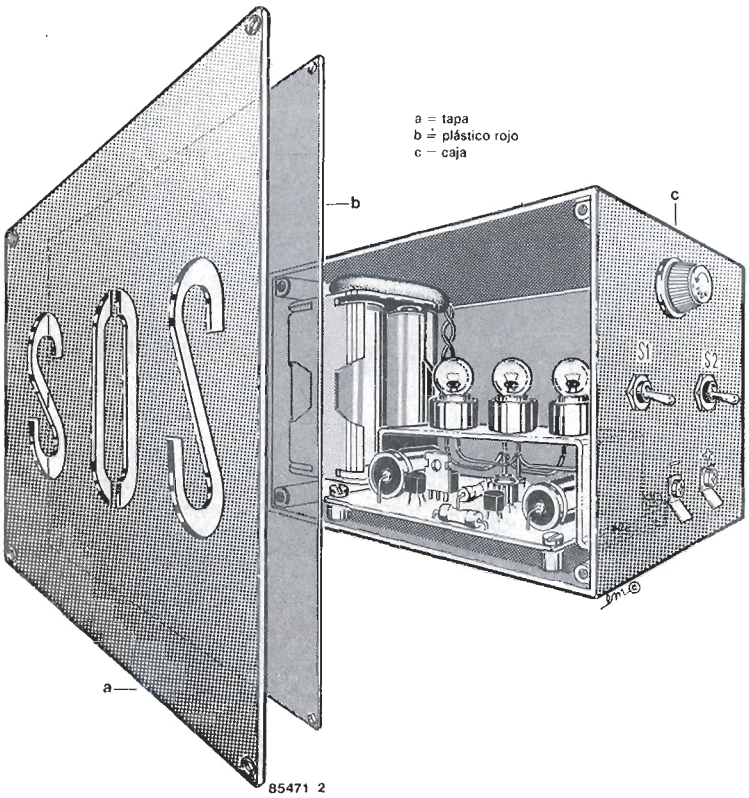
1b



85471-1b

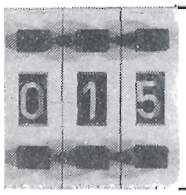


2



El circuito puede montarse en una pequeña caja preferiblemente impermeable. Las lámparas La4... La6 iluminan las letras «HELP» que se han recortado en la tapa. El transistor BC141 debe estar provisto de un pequeño radiador de calor.

Debido a la necesidad de cargar periódicamente la batería, la caja ha de montarse en el vehículo de una manera que permita su fácil retirada y conexión. Un circuito para un cargador adecuado se da en la figura 1b. Dicho circuito proporciona una tensión de carga constante de 6,9 V (preajustada con P1), mientras que la corriente de carga está limitada a unos 650 mA. Esto permite que la batería se cargue por completo en unas 3 horas. La tensión de carga debe ajustarse con cuidado puesto que, de no ser así, la batería no se cargará de forma correcta.



MEZCLADOR DE AUDIO

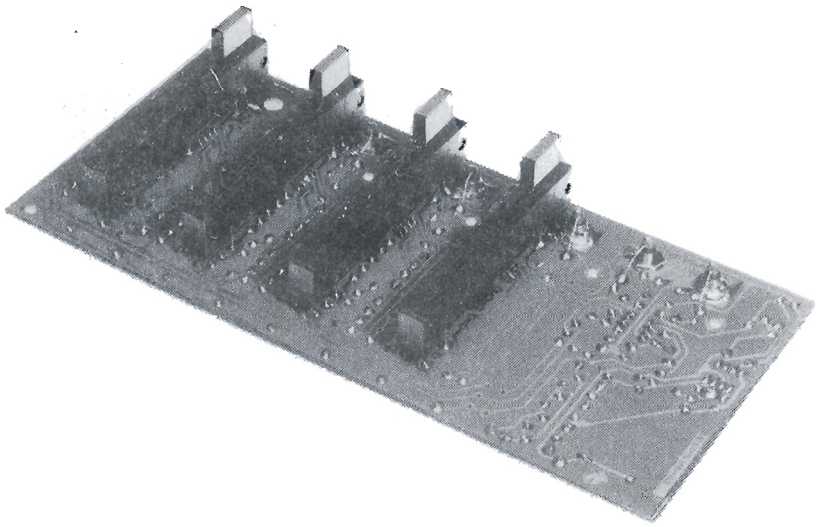
Este mezclador es un ejemplo típico de cómo los modernos componentes electrónicos pueden ayudar y simplificar la realización de circuitos de audio de buena calidad. El circuito que presentamos es especialmente idóneo para aplicarlo como mesa mezcladora de una discoteca, pero el número de entradas puede aumentarse fácilmente.

Como puede verse en la figura 1, el circuito básico está compuesto por cuatro canales de entrada. Estos podrían utilizarse, por ejemplo, como entradas para: un micrófono, un plato estéreo, una pletina o un reproductor de cintas.

La fuente de alimentación se ha hecho lo más sencilla posible; si se tuviera dificultades en encontrar el integrado regulador XR4195 podría sustituirse por un par de 78L15/79L15. El transformador debe ser, preferiblemente, de tipo de circuito impreso para mantener el mezclador lo más compacto posible.

El valor de C1 y R1 depende del tipo de micrófono que se piense utilizar. Si es de alta impedancia de entrada deberán utilizarse 470 nF y 22 KOhm respectivamente. Si por el contrario es de baja impedancia de entrada, los valores necesarios pasarán a ser 10 μF y 680 Ohm.

Desgraciadamente los condensadores bipolares electrolíticos miniatura (C1, C1', C9 y C9') no se encuentran en todas partes y eso que son indispensables

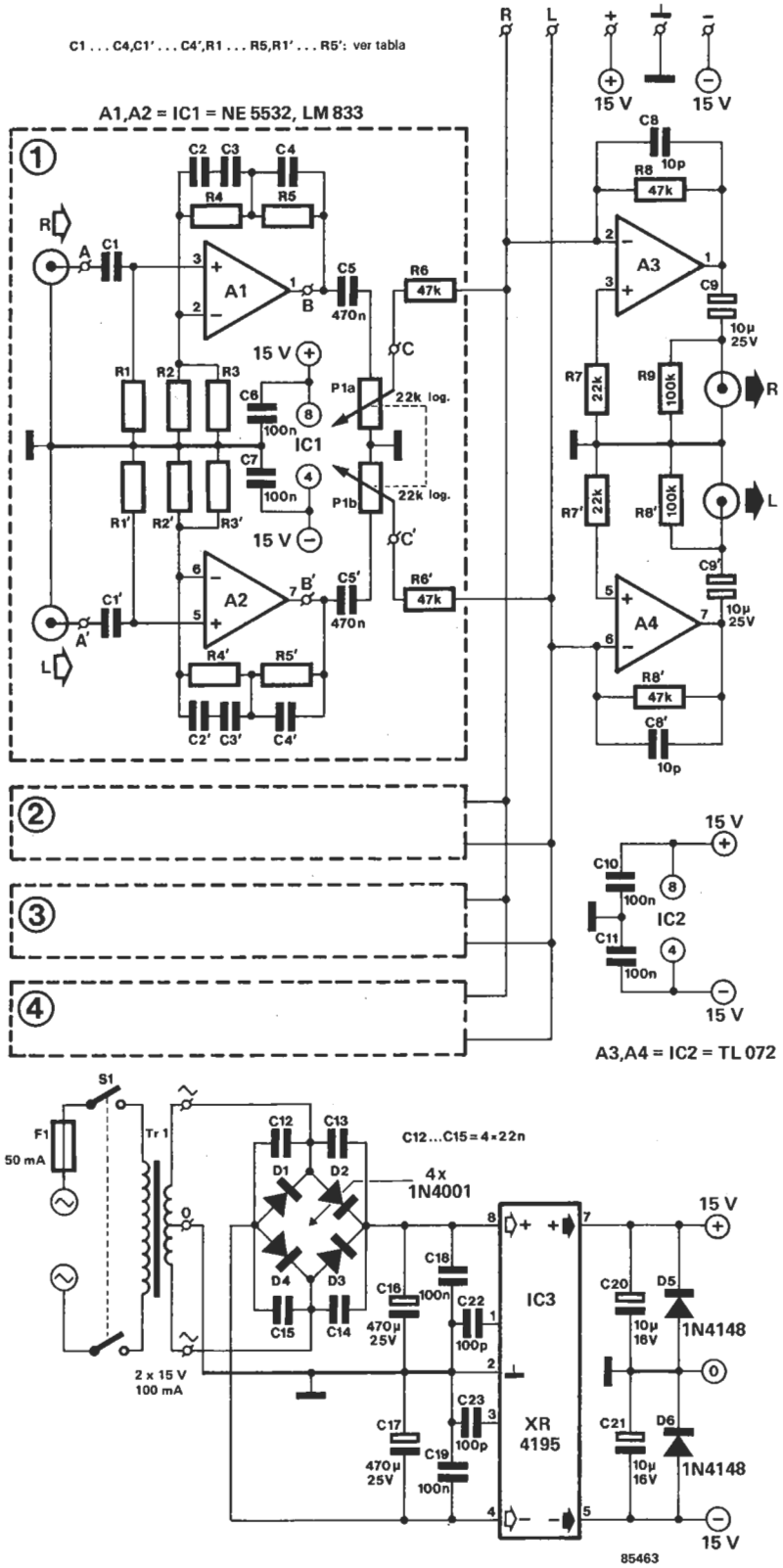


para aplicaciones de este tipo. Podrían sustituirse por condensadores electrolíticos estándar, con una tensión inversa máxima de 1V, pero introducen distorsión y flancos prematuros (debido a la polaridad inversa).

La placa de circuito impreso se ha previsto para cuatro entradas. Pueden conectarse entre sí más placas, en cuyo caso deberá eliminarse la fuente de alimentación y la etapa de salida de todas las placas excepto de la primera.

El consumo de corriente es de 10 mA por canal.

1



2

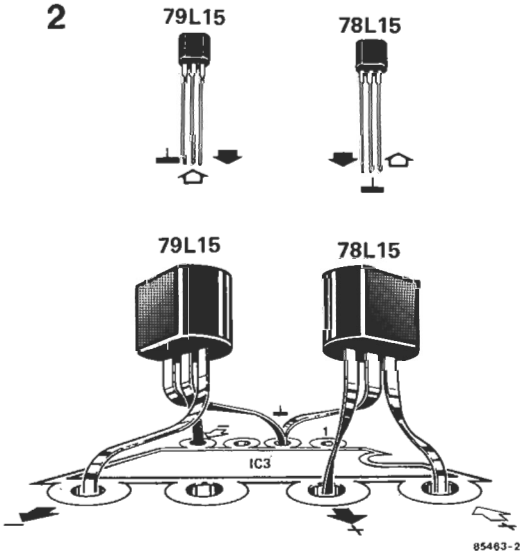


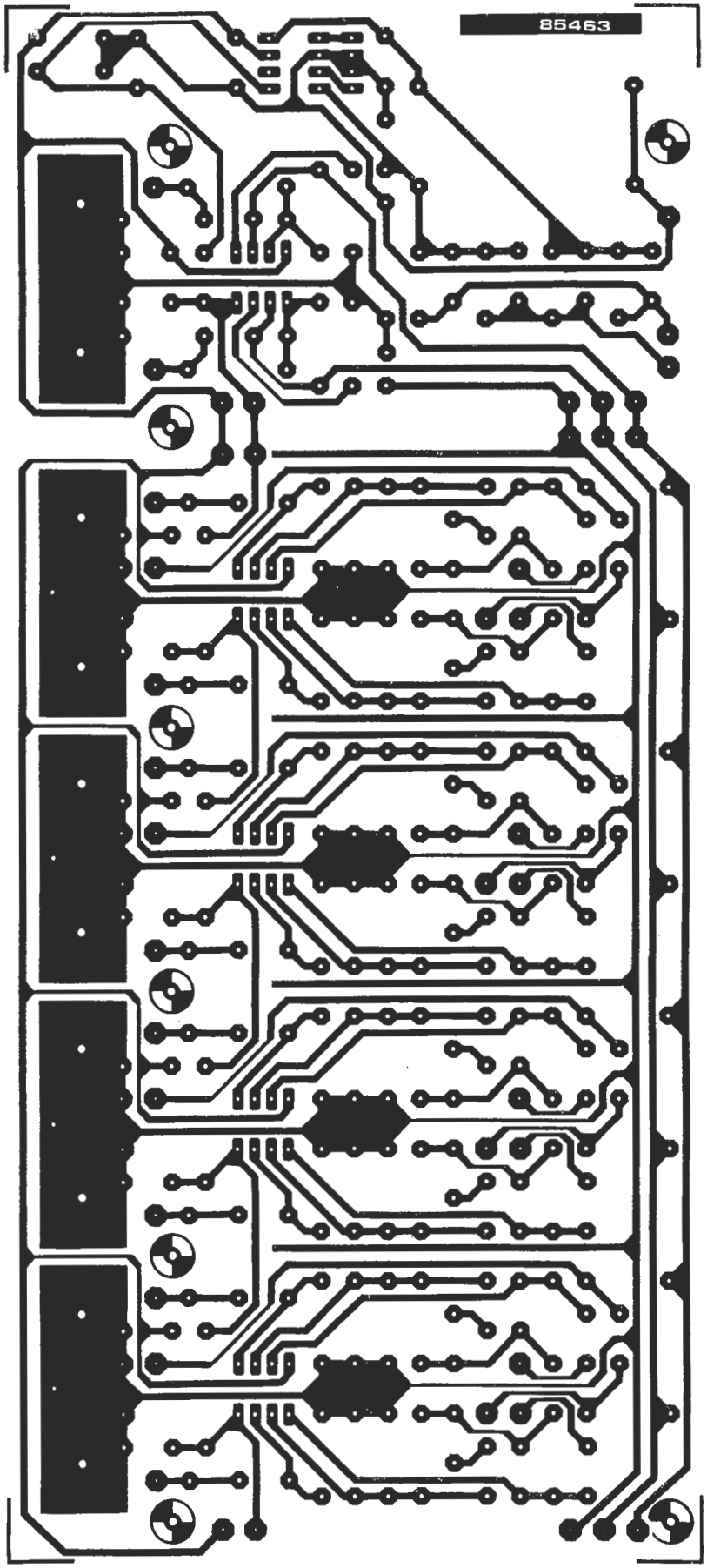
Tabla 1

	C_1 $C_{1'}$	C_2 $C_{2'}$	C_3 $C_{3'}$	C_4 $C_{4'}$	R_1 $R_{1'}$	R_2 $R_{2'}$	R_3 $R_{3'}$	R_4 $R_{4'}$	R_5 $R_{5'}$	
plato	220 n	1n5	1n5	3n3	47 k	2k2	2k2	100 k	1 M	
cinta-casete	•••	•••	•••	•••	•••	•••	•••	•••	•••	ver Nota 1
micrófono (alta impedancia)	470 n	•••	•••	10 p	22 k	1 k	•••	o—o	100 k	ver Nota 2
micrófono (baja impedancia)	10 µ/ 25 V	•••	•••	10 p	680 Ω	1 k	•••	o—o	100 k	ver Nota 3

o—o: puente
•••: no necesarios

Nota 1: Puentes entre A — B y entre A' — B' necesarios; IC_1, C_6 y C_7 no necesarios.

Nota 2: Con micrófonos mono use la entrada 'R' (canal derecho); no conecte P_{1b}; coloque el puente C — C'. Los componentes con la (') no son necesarios.



Lista de componentes

Resistencias:

R_1*...R_5*, R_1,*...R_5,* = ver tabla
R_6*, R_6,*, R_8, R_8, = 47 k
R_7, R_7,* = 22 k
R_9*, R_9,* = 100 k
P_{1a}*, P_{1b}* = 22 k potenciómetro deslizante logarítmico, estéreo

Condensadores:

C_1*...C_4*, C_1,*...C_4,* = ver tabla
C_5*, C_5,* = 470 n
C_6*, C_7*, C_{10}, C_{11}, C_{18}, C_{19} = 100 n
C_8, C_8, = 10 p
C_9, C_9, = 10 µ/25 V
C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{15} = 22 n
C_{16}, C_{17} = 470 µ/25 V
C_{20}, C_{21} = 10 µ/16 V
C_{22}, C_{23} = 100 p

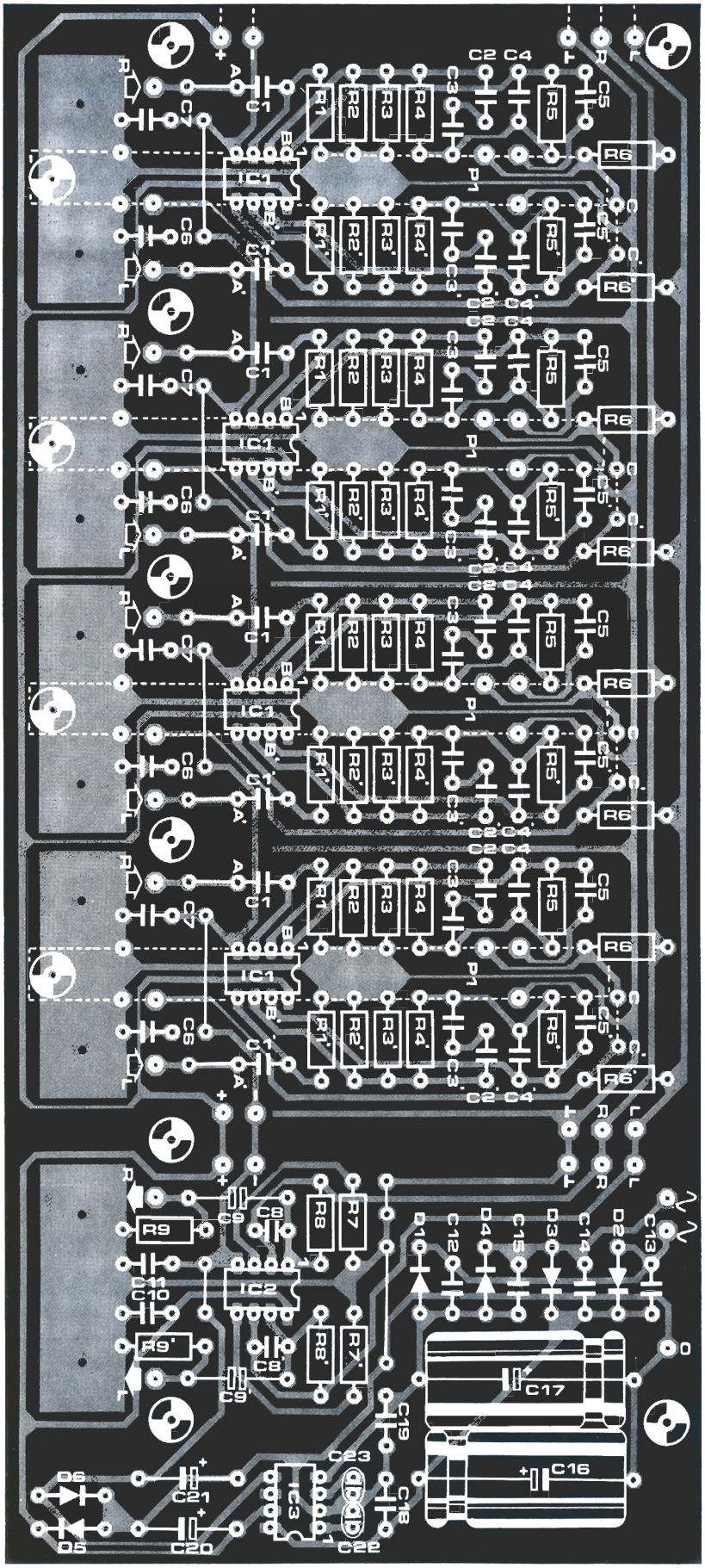
Semiconductores:

D_1...D_4 = 1N4001
D_5, D_6 = 1N4148
IC_1* = NE5532 o LM833
IC_2 = TL072
IC_3 = XR4195

Varios:

Tr_1 = transformador de red, secundario 2 × 15 V/100 mA
F_1 = fusible, 50 mA
S_1 = interruptor conector tipo RCA, dos por canal

* Uno para cada canal


C1
C2 C4
C3
C5
R1
R2
R3
R4
R5
R6
P1
IC1
C6
C7
C8
C9
R7
R8
R9
C10
C11
IC2
C12
C13
C14
C15
C16
C17
C18
C19
C20
C21
C22
C23
IC3
D1
D2
D3
D4
D5
D6

016 DIENTE DE SIERRA MELODICO

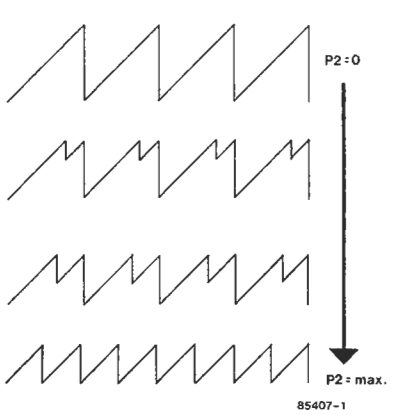
El hecho de que los sintetizadores polifónicos programables sean unos ejecutores perfectos de la música no quiere decir que se tenga que abandonar los instrumentos de teclado monofónico o analógicos. Muchos poseedores de un FORMANT, por ejemplo, siguen estando orgullosos de su, quizás, pionero entre los sintetizadores de construcción casera y todavía buscan nuevos circuitos para la generación de sonidos exóticos. A estos contumaces les proponemos un circuito de fácil montaje que puede convertir una señal en diente de sierra, a su entrada, en una salida de doble frecuencia y amplitud mitad que las que tiene la señal de entrada (figura 1). Esta transformación no se realiza «de golpe» sino a través de formas de onda más o menos ortodoxas.

IC1 está montado como comparador y convierte la señal en diente de sierra en una señal de onda cuadrada (vea figura 2). El circuito sumador IC2 combina, por superposición, la señal de entrada original y la señal de onda cuadrada modificada. Si se aplica, además, la señal procedente de un LFO (oscilador de baja frecuencia) a la entrada no inversora de IC1, se obtendrá una modulación en anchura de impulso de la señal de onda cuadrada, lo que produce un efecto muy «beneficioso» sobre la señal de salida.

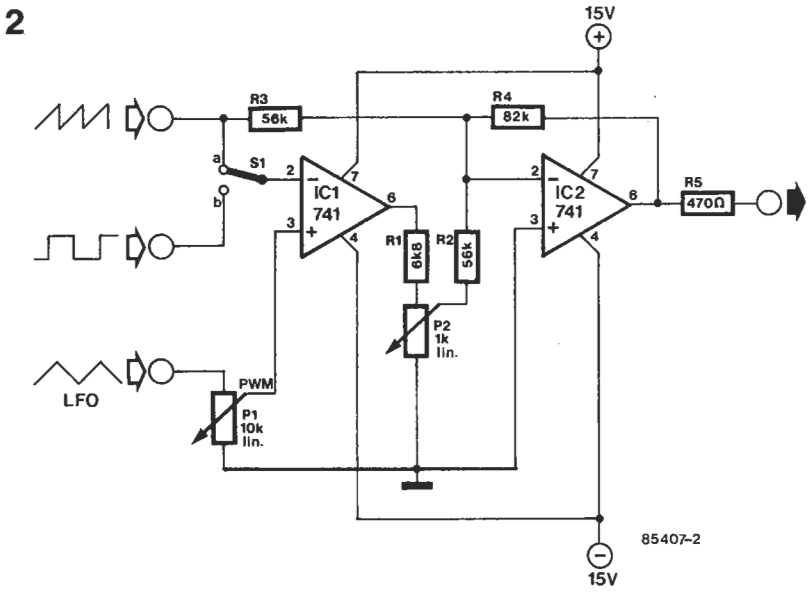
Al poner S1 en la posición «b», se tiene la posibilidad de aplicar al comparador una señal cuadrada de frecuencia diferente a la que tiene la señal en diente de sierra. Ello proporciona efectos interesantes... pero difíciles de describir.

Al ser tan sencillo el circuito ¡por qué no probarlo! La alimentación puede proporcionarse por cualquier fuente simétrica de ± 15 V con un consumo de corriente de 10 mA, que se puede extraer de cualquier sintetizador de «buena familia» (FORMANT entre ellas).

1



2



017 CONVERTIDOR-GENERADOR DE TENSION NEGATIVA

En el mundo de la microinformática se tiene necesidad, a veces, de una tensión auxiliar negativa cuando sólo se dispone de una fuente de alimentación positiva «por una maldita fatalidad». Un problema similar se le puede plantear con algún montaje alimentado por pilas. Como suele ocurrir en estos casos, la carga aplicada a esta tensión es muy débil y la utilización de un circuito integrado especializado para obtener la tensión buscada constituye la solución más obvia para alcanzar la meta establecida, que no es otra sino disponer de una tensión negativa a partir de una alimentación de tensión positiva. Uno de los circuitos actualmente disponibles para esta clase de conversión es el TL 497A de Texas Instruments, un circuito regulador que puede servir tanto de «transformador» elevador o reductor de la tensión como de inversor de polaridad (ahorrando un transformador, un rectificador y un condensador de filtrado).

En virtud de las leyes que rigen la inducción, este circuito permite convertir una tensión de entrada positiva en una tensión de salida negativa.

Cuando el transistor, dentro del chip, está bloqueado aparecerá, por inducción, un potencial negativo en el emisor del mismo. Entonces, el diodo conducirá y ello permitirá al condensador C_F

cargarse de forma negativa. La tensión de salida U_s se determina por:

$$U_s = t_i/t_o\ U_e$$

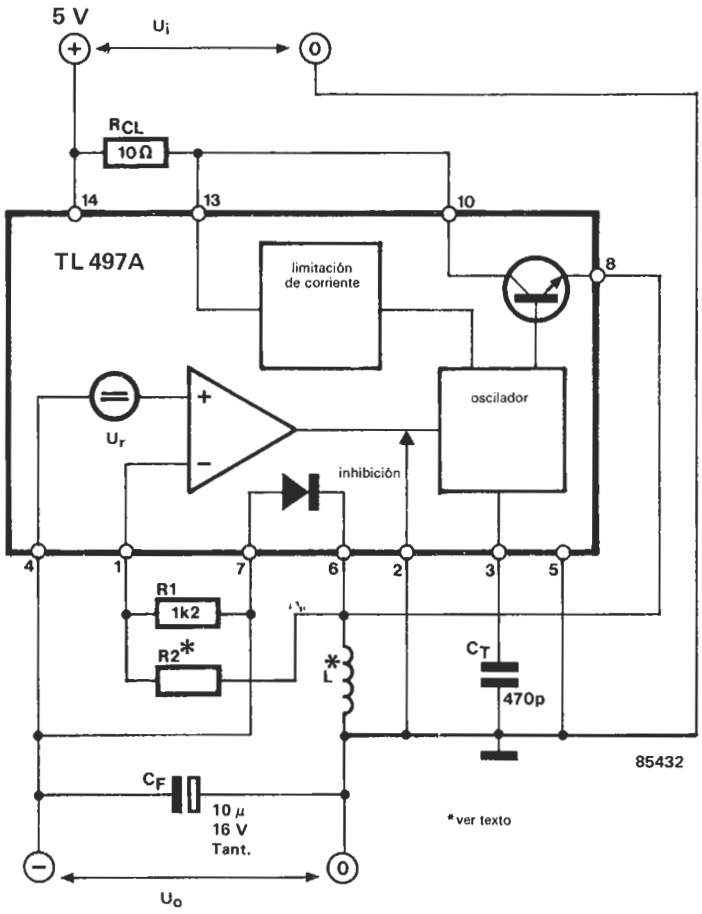
en donde U_e es la tensión de alimentación y t_i y t_o son los tiempos de conducción y de bloqueo del transistor respectivamente. El primer valor, t_i, viene determinado por el valor dado al condensador C_T.

La tensión de salida se lleva, a través del divisor R1/R2, al valor de la tensión de referencia interna (U_{ref} = 1,2 V). Esta parte de la tensión es comparada con la tensión U_{ref}. Si el valor instantáneo de la tensión de salida supera el valor deseado, el comparador ceba el oscilador que, a su vez, excita al transistor.

Este circuito integrado, TL 497A, contiene también un circuito limitador de la corriente destinado a evitar una saturación de la bobina y la destrucción del transistor por sobretensiones.

Para la bobina L se podrá utilizar una bobina de inductancia fija, con un valor comprendido entre 100 y 500 μH. La tensión de salida se obtiene a partir de la fórmula U_o = - N + 1,2 V en donde N es el valor de R2 en kilohmios.

La corriente de salida no ha de ser superior a 50 mA.



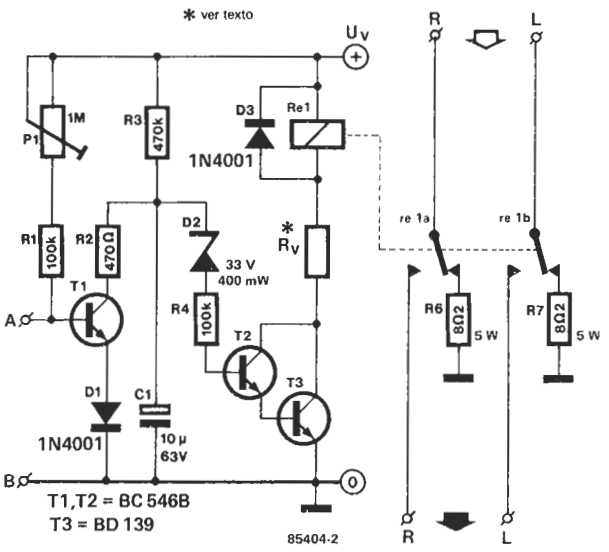


PROTECCION DE ALTAVOCES

Existen muchas formas de proteger a los altavoces frente al «pop» de encendido. La mayoría de ellos se basan en un circuito que mantiene la entrada de la etapa de potencia cortocircuitada (a 0V) durante unos segundos en el momento de encender el amplificador. Otros, tales como el que presentamos aquí, utilizan un relé a la salida de la etapa de potencia que desconectan momentáneamente los altavoces.

Los puntos A y B de nuestro circuito (figura 2) se conectan a alguno de los circuitos sensores de la figura 1 (1a..1f), de los cuales se discutirá brevemente los pros y contras. Independientemente del circuito utilizado el hecho es que la entrada del transistor T1 se cortocircuita a masa instantáneamente en el momento de encender el equipo. Con ello empieza a cargarse C1. Al cabo de unos segundos la tensión en el terminal positivo de C1 llega a un valor suficiente para que el diodo zener D2 sobrepase su tensión de zener y entre en conducción. T2 y T3 entran en conducción y se excita el relé, con lo cual se conectan los altavoces a la salida de la etapa de

2



potencia. Cuando se desconecta la alimentación, empieza a conducir T1, con lo cual se descarga C1 rápidamente. La tensión de C1 cae en seguida por debajo de la tensión de zener de D2, por lo cual éste deja de conducir. T2 y T3 pasan al corte y el relé se desexcita, desconectando así los altavoces.

El circuito de entrada de la figura 1a se basa en una LDR (resistencia controlada por luz). Una pequeña bombilla se conecta directamente a la alimentación de la red, y, cuando se enciende el amplificador, se iluminará ésta, haciendo que la LDR baje su valor resistivo de forma importante, con lo cual unen virtualmente los puntos A y B entre sí.

El circuito de la figura 1b se basa en un «relé reed» excitado con una bobina del secundario del transformador. En el momento de encender el equipo se cierran los contactos del relé.

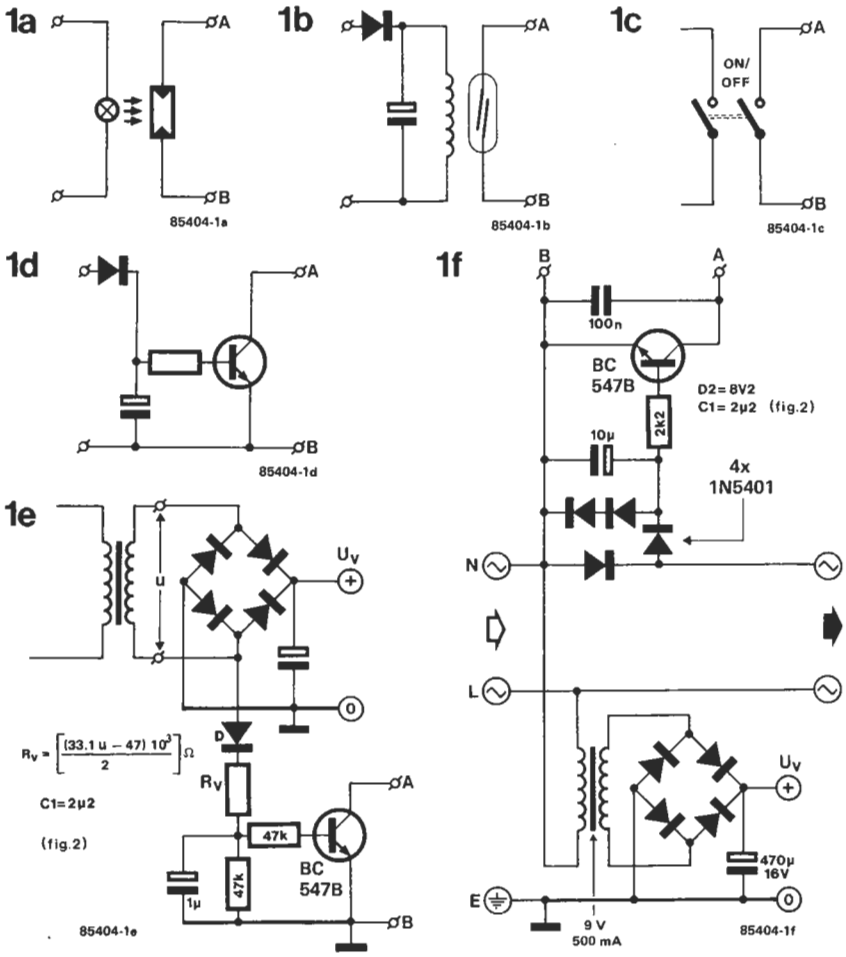
La tercera posibilidad es la que se muestra en la figura 1c: en este caso es necesario que el interruptor de entrada disponga de un contacto adicional que se conectará directamente entre los puntos A y B.

Otra opción es la ilustrada en la figura 1d. En este caso se conecta un transistor al secundario del transformador de alimentación, a través de un diodo y una resistencia. El transistor conducirá cuando se encienda el equipo.

Los circuitos de las figuras 1e y 1f alimentan a su vez al circuito protector de altavoces. El de la figura 1e tiene conectado un puente adicional en uno de los secundarios del transformador de alimentación. Cuando se conecta la alimentación conducirá el BC547 y cortocircuitará los puntos A y B.

Finalmente el circuito de la figura 1f se conecta directamente a la tensión de red. Aquí también se pondrá a conducir el BC547 en el momento de conectar la alimentación.

El circuito de entrada que se utilice depende de las circunstancias y/o de las preferencias individuales. Si se utiliza alguno de los cuatro primeros circuitos será necesario alimentar al circuito protector de altavoces con alguna



fuente adicional. En el circuito mostrado la tensión de alimentación, Uv, debe estar comprendida entre 40 y 60 Vcc. Para tensiones de alimentación distintas deberá modificarse consecuentemente la tensión zener de D2.

La resistencia Rv se calcula teniendo en cuenta la tensión del relé seleccionado según la fórmula:

$$Rv = (Uv - Ur - 2.5)/Ir \text{ [Ohm]}$$

Donde Ur e Ir son respectivamente la tensión (en voltios) y la corriente (en amperios) del relé.

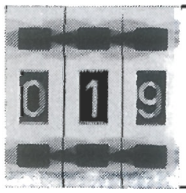
Los contactos del relé deben ser capaces de conducir una corriente elevada: picos de corriente de 10 A son bastante usuales en amplificadores.

La potencia de Rv puede calcularse a partir de:

$$P = Ur * Ir \text{ [W]}$$

Rv

Si sigue escuchándose el «pop» incremente el valor de R3.



OPTO-ACOPLADOR RAPIDO

Un opto-acoplador, usando el fototransistor en el circuito habitual de emisor común, es demasiado lento para el uso en transmisión de datos. La gran ventaja sin embargo es que ofrece un perfecto aislamiento entre transmisor y receptor.

Para mejorar la velocidad se ha dispuesto el circuito del fototransistor en un circuito cascodo como se ve en la figura 1. La fotografía muestra una transmisión de datos de 30 KHz en un circuito convencional (parte superior) y usando nuestro circuito cascodo (parte inferior).

La razón de que un circuito cascodo sea más amplio se basa en que la capacidad interna del colector del transistor (capacidad Miller) no influye, ya que la tensión del colector se mantiene prácticamente constante. El resultado es un transistor más rápido. La base de T2 se polariza a una tensión de 1.5 V por medio del divisor de tensión R1/R2. El condensador C1 asegura que se mantenga esta tensión estable incluso con fluctuaciones rápidas de corriente. Si se

considera T2 como un seguidor de emisor, es evidente ver que la tensión del colector de T1 está siempre a una tensión constante (continua) lo cual hace que la capacidad de Miller (capacidad de colector-base) no tenga ningún efecto (o al menos muy pequeño, ya que la tensión de base sí varía ligeramente).

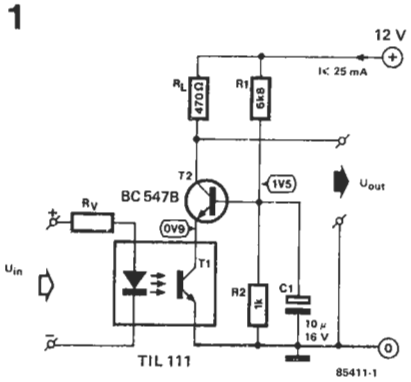
Una desventaja de esta configuración es que la tensión de salida nunca puede llegar a 0 V sino como mínimo a 1 V.

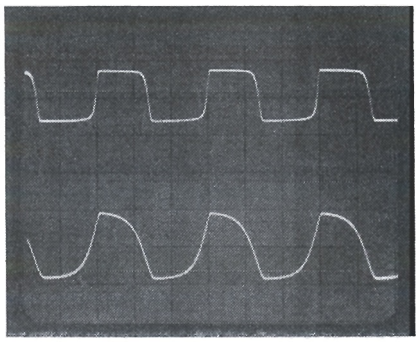
A los circuitos TTL les gusta esto tan poco, como el hecho de que además es necesario alimentar este circuito con 12 V. Básicamente el circuito puede trabajar con 5 V variando adecuadamente el valor de R1, pero es mejor utilizarlo con circuitos CMOS. Tenga cuidado durante las pruebas de no exceder la intensidad máxima del LED (dentro del TL111), que es de 100 mA (esto es la razón de añadir la resistencia Rv). El valor de Rv puede calcularse a partir de la fórmula:

$$Rv = (Uin - 1.5)/I_{LED}\ [Ohm]$$

donde Uin está en voltios e I_{LED} en amperios

1

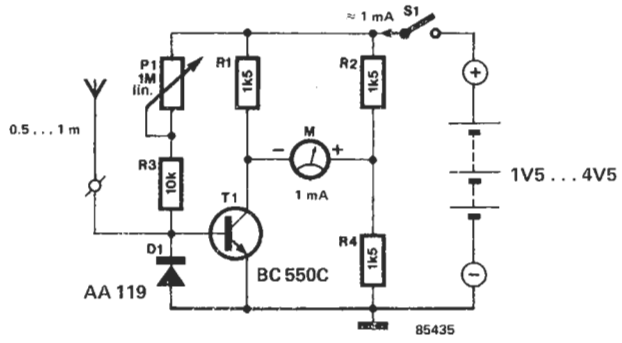




020 SENCILLO MEDIDOR DE CAMPO

Un sencillo y pequeño circuito como este, nos permitirá determinar el buen funcionamiento de un emisor. Cualquier duda acerca de si el fallo está en el emisor o el receptor será determinada rápidamente.

El único elemento activo del circuito es un transistor, empleado como resistencia variable en una de las ramas de un puente de medida. La tensión de RF captada por la antena produce el desequilibrio del mismo. Una corriente fluye por tanto a través de R2, el miliamperímetro y la unión colector-emisor del transistor. El instrumento puede ser ajustado a cero con P1 antes de encender el transmisor.

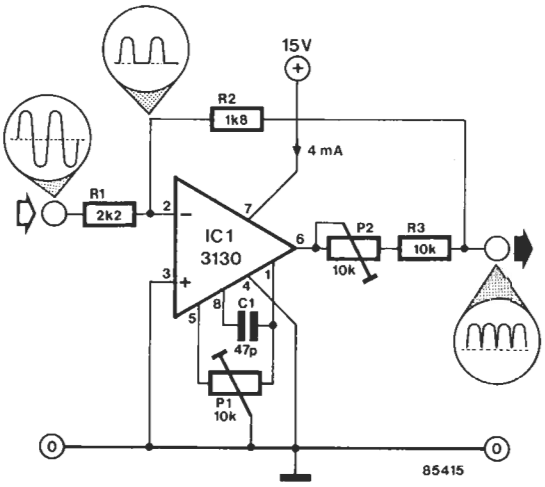


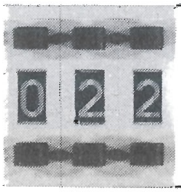
021 RECTIFICADOR ACTIVO SIN DIODOS

El rectificador activo que presentamos se basa en la propiedad de que un amplificador operacional alimentado con tensión asimétrica no puede tener en su salida una tensión negativa. Hemos usado un operacional de la casa RCA tipo CA3130 que se adapta perfectamente a nuestras necesidades, ya que puede trabajar con tensiones de entrada hasta 0 V y posee una salida CMOS que puede trabajar también hasta 0 V. Con una tensión de alimentación de 15 V, la máxima tensión de entrada es de 1.2 Vrms. La banda de respuesta, para menos de 1 dB de cambio, es de 0 a 25 Khz. Los impulsos negativos de la entrada se invierten y se amplifican por un factor que viene definido por R2/R1. Las semiondas positivas también se invierten, pero como se ha dicho anteriormente la salida no puede bajar de 0 V, por lo cual no aparecen en la salida, manteniéndose ésta a 0 V. Las semiondas positivas también se aplican a la salida a través de la red resistitiva R1-R2-R3-P2. El resultado de todo esto es que en la salida sólo aparecen semiondas positivas, exactamente igual que si hubiéramos metido un rectificador de doble onda. Si se ajusta la asimetría de la alimentación correctamente mediante P2, puede conseguirse que la tensión de pico de la semionda de entrada negativa (que a la salida es positiva) sea igual al de la semionda positiva.

P1 deberá ajustarse de forma que entregue tensión cero a la salida cuando la entrada se conecta a masa.

El rectificador tiene una baja impedancia de entrada (la impedancia de la fuente de señal no debe ser superior a 100 Ohm) y una elevada impedancia de salida (la impedancia de la carga no deberá de ser inferior a 1 MOhm). Si no pueden mantenerse estos requisitos deberá modificarse el valor de R1 y/o R3. La impedancia del conjunto de entrada (R2 + la impedancia de salida de la señal de entrada) deberá ser del orden de 2,2 KOhm, mientras que el paralelo entre R3 y la impedancia de entrada a la carga debe ser de 10 KOhm.





TRAZADOR PARA 6502

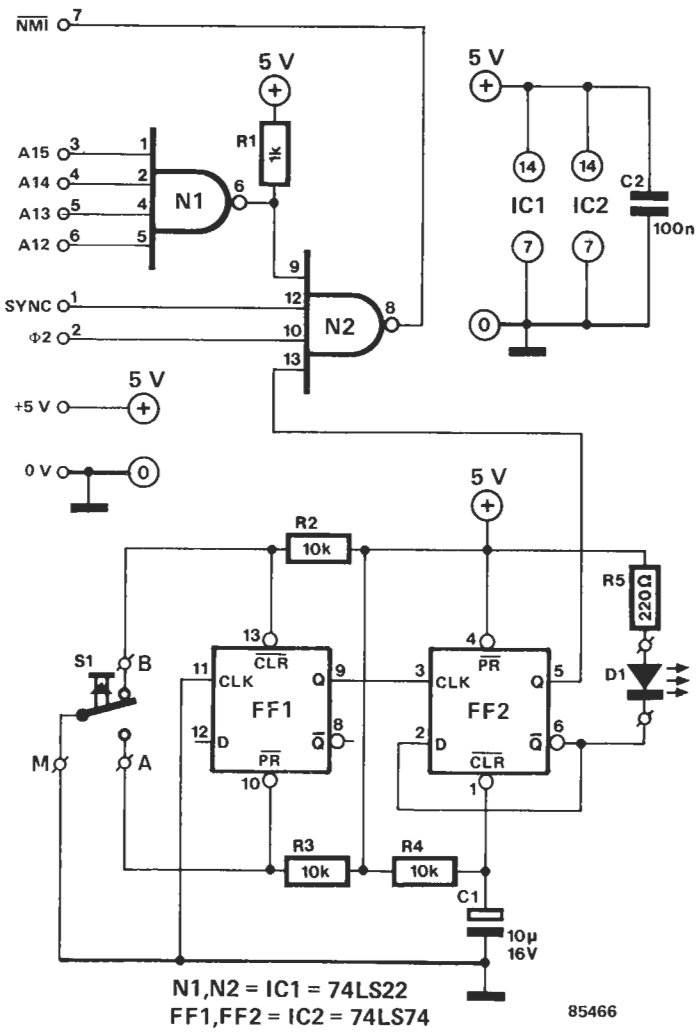
Los programas escritos directamente en código máquina, incluso a través de un ensamblador, rara vez funcionan a la primera sin errores. Habitualmente se producen olvidos y fallos diversos; en ocasiones el resultado es tan desastroso que la única solución es interrumpir el programa pulsando el «reset».

Para descubrir qué es lo que falla de forma sencilla puede emplear el trazador que aquí le proponemos. El esquema del circuito se ve en la figura 1. La puerta N1 es un decodificador de direcciones que responde en el margen $F000...$FFFF, con un nivel bajo en su salida. La puerta NAND N2 recibe las señales SYNC y O2 del 6502, la señal del decodificador, y la báscula FF2. El decodificador de direcciones inhibe la salida de N2 cuando se accede a la EPROM del monitor. Esto impide que la señal SYNC (activa a 1 cuando el 6502 apunta al código de una instrucción) provoque una interrupción no enmascarable (NMI). Sin embargo cuando el programa que se ejecuta está en RAM, o más genéricamente fuera del monitor, N2 provoca la interrupción, tan pronto como el microprocesador ejecuta una instrucción. La NMI se ejecuta cuando se completa esta instrucción, tras lo cual todos los registros de la UCP son salvados por el programa de la interrupción, y mostrados en el display. Al mismo tiempo el microprocesador desensambla la próxima instrucción del programa. El programador puede por tanto ver el estado de todos los registros antes de que se ejecute la instrucción, y verificar los pasos sucesivos del programa. Dado que el registro de estado y todos los flags son visualizados en la pantalla, el operador puede comprobar cuando se ha puesto, o borrado, alguno incorrectamente.

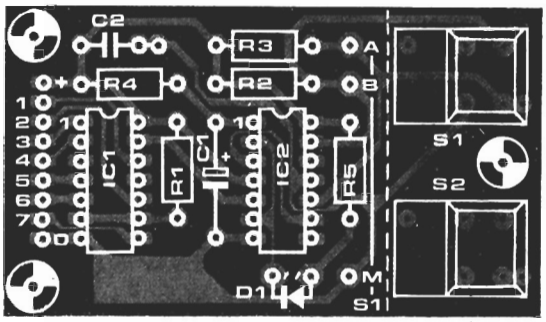
La báscula FF1 sirve como antirrebote del pulsador S1. FF2 cambia de estado con el flanco descendente de la salida de FF1, esto es, cada vez que S1 es pulsado. Cuando el trazador está activado, el diodo Led D1 se enciende. La resistencia R4 y el condensador C1 forman un circuito de puesta a cero automático al encender la alimentación, desactivando el trazador en el arranque.

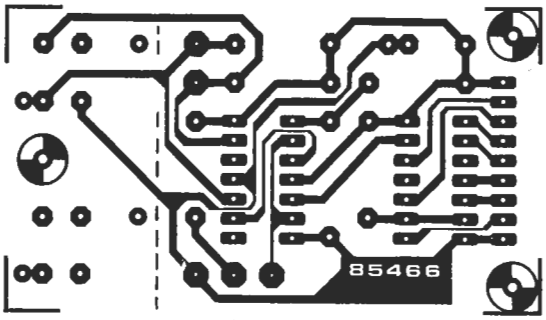
El circuito impreso para el trazador se

1



2





muestra en la figura 2. Si desea incorporar el trazador en la caja del ordenador se puede cortar el circuito impreso, por la línea de puntos, de forma que la zona de los pulsadores pueda ser colocada en el frontal de la caja. El pulsador S1 se cableará al circuito trazador, mientras que S2 puede ser conectado a la línea de RESET del sistema.

Una mayor información sobre el software del trazador se encontrará en los libros del Junior Computer.

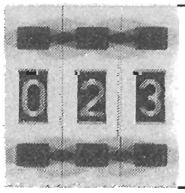
Lista de componentes

Resistencias:
R1 = 1 k
R2...R4 = 10 k
R5 = 220 Ω

Condensadores:
C1 = 10 µ/16 V
C2 = 100 n

Semiconductores:
D1 = LED (rojo)
IC1 = 74LS22
IC2 = 74LS74

Varios:
S1 = pulsador de circuito impreso
S2 = pulsador de circuito impreso (ver texto)



TECLADO HEXADECIMAL

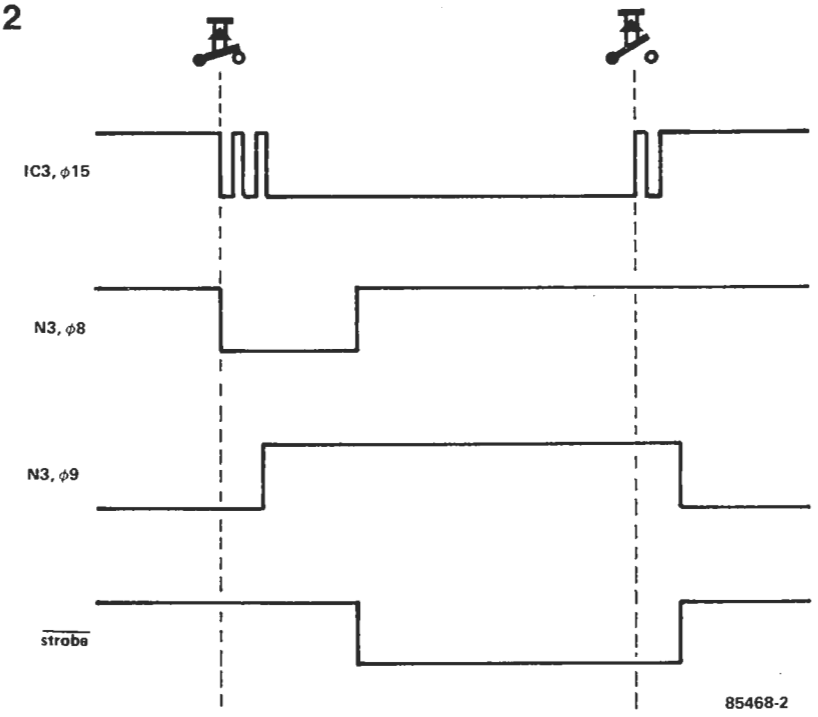
Hay muchas maneras de crear un teclado hexadecimal. Normalmente el teclado está dispuesto en forma de matriz, pero es mucho más simple el método que empleamos aquí: los 16 contactos de las teclas (0...F) tienen un extremo común a la línea positiva. Este tipo de teclados está disponible comercialmente.

La conversión de código se realiza por dos codificadores prioritarios, IC3 e IC4. Cuando una de las entradas I0...I7 recibe un nivel alto, debido al cierre de la tecla correspondiente, el código binario asociado aparece en las salidas Q0...Q2, donde Q0 es el bit menos significativo (LSB). Como se han conectado dos codificadores en cascada, se dispone de 16 entradas.

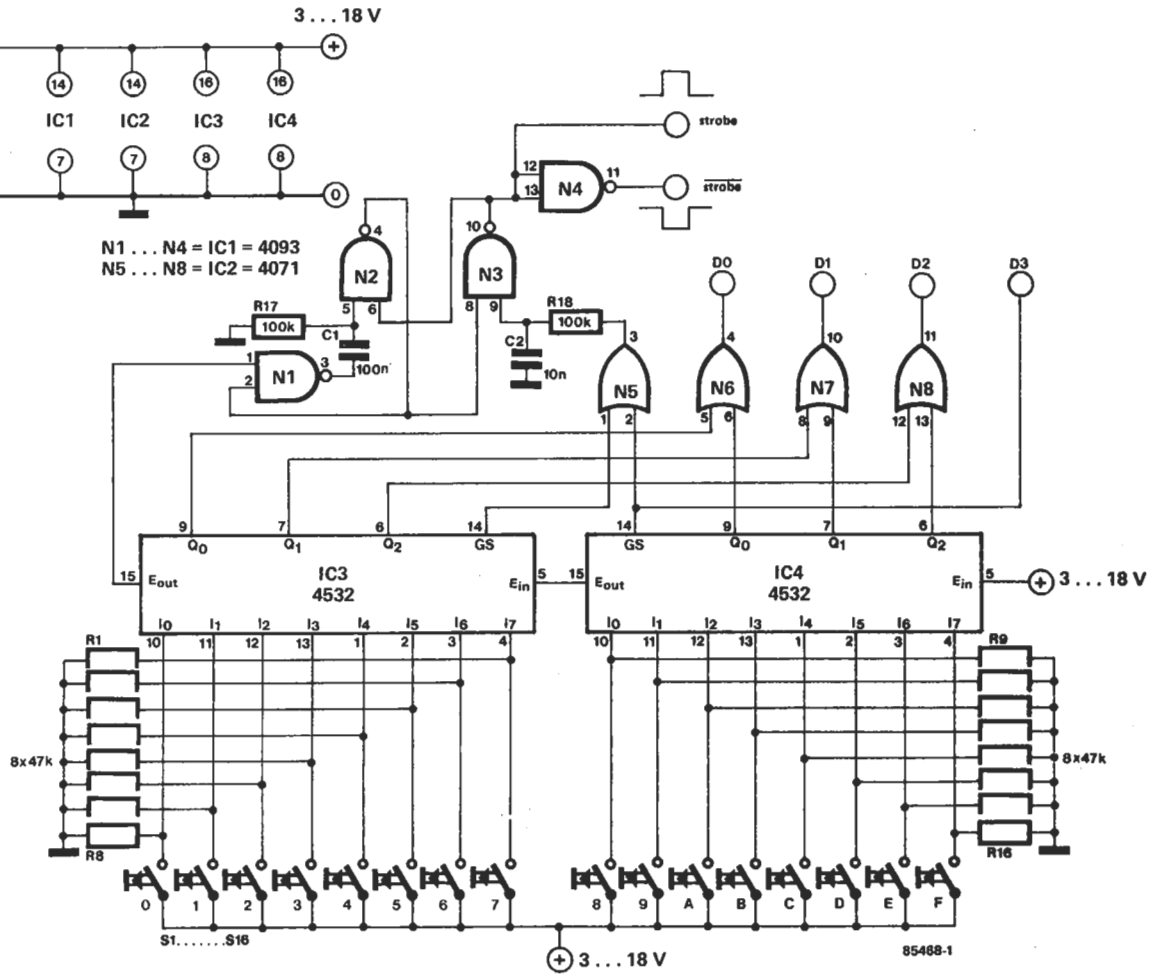
Las salidas correspodientes de los codificadores son combinadas en unas puertas OR, N5 a N8, para formar los tres bits menos significativos. El cuarto bit se toma de la salida GS («Group Select», selección de grupo) de IC4. Esta salida está a nivel alto cuando se pulsa uno de los contactos S9...S16 (teclas 8...F).

Cuando una tecla es pulsada, la correspondiente salida GS del integrado se pone a nivel lógico alto, y, a través de la puerta N5, se transmite un «1» a la entrada de N3, retardado por R18/C2. Al mismo tiempo la señal de la patilla 15 de IC3 dispara el monoestable N1-N2; durante la temporización del mismo, unos 10 ms, la patilla 8 de N3 permanece en estado bajo, independientemente de la señal retardada de la patilla 9. Si la patilla 9 de N3 continúa en estado alto cuando el pulso comienza a descender, la salida de N3 permanece baja hasta que la patilla 9 se haga 0 de nuevo. Durante este período, la patilla 6 de N2 permanece a 0, por lo que el monoestable no puede ser redisparado erróneamente. El diagrama de tiempos de la figura 2 describe claramente

2

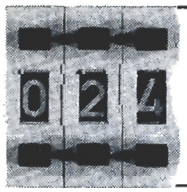


1



esta operación, que proporciona un pulso de validación (Strobe o Strobe) libre de rebotes.

Si se pulsa más de una tecla, la mayor (código más alto) se selecciona, como cabría esperar de un codificador prioritario. El circuito consume menos de 10 mA, pudiendo ser alimentado desde 3 a 18 voltios.

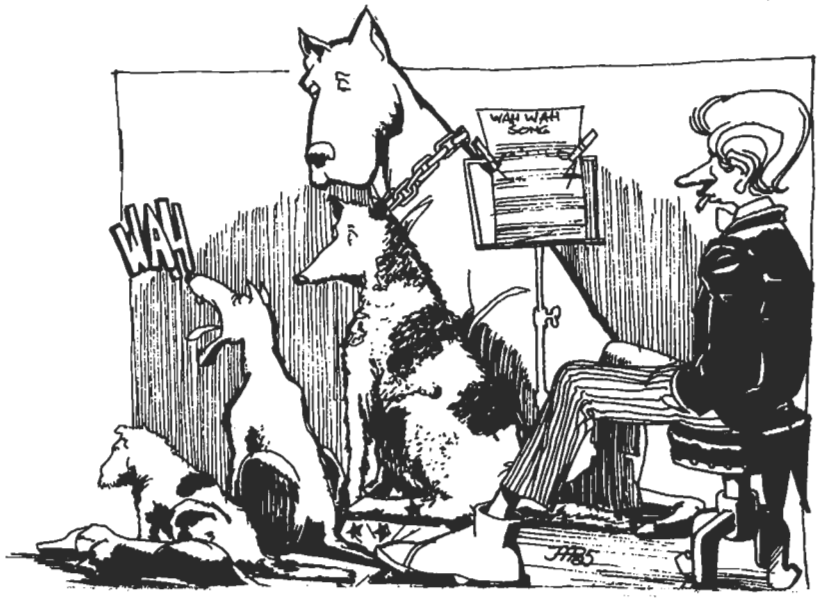


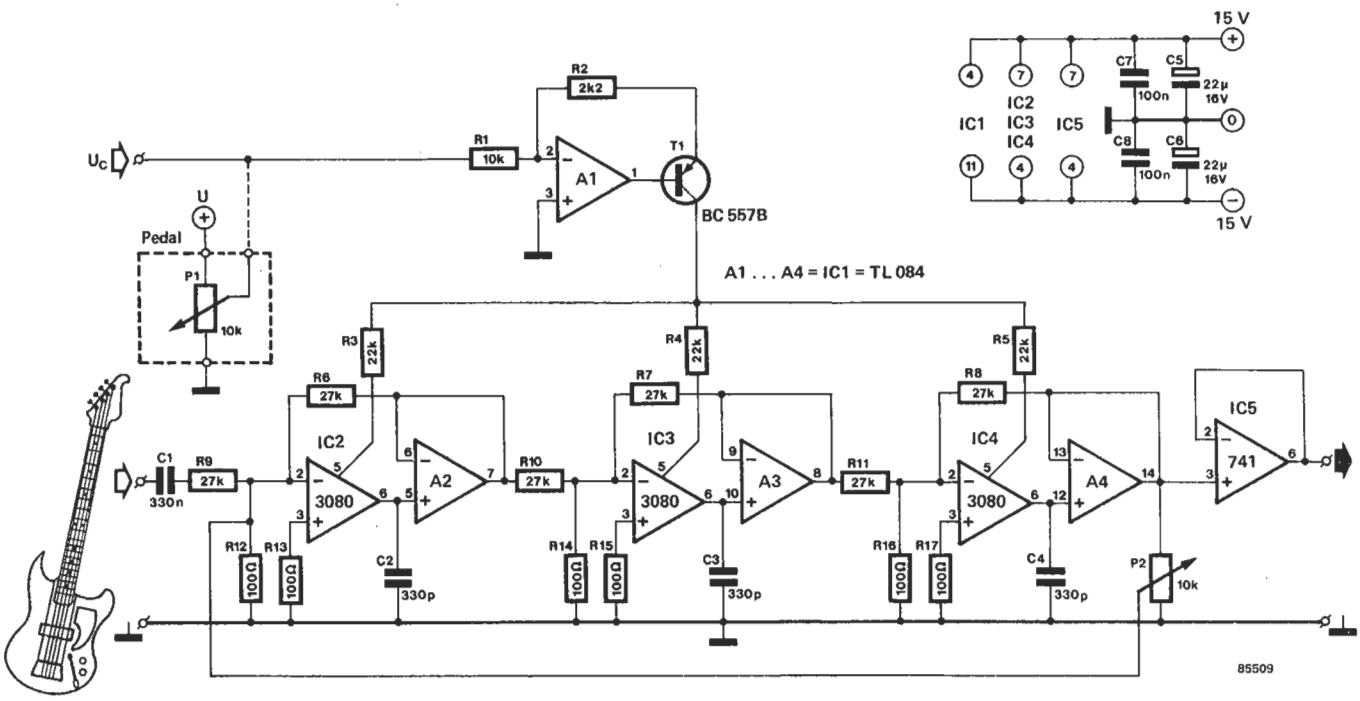
WAH-WAH PARA GUITARRA

En esta época tan electrónica, la caja de WAH-WAH para guitarra se ha convertido en un accesorio musical muy popular. Esta caja, que es básicamente un filtro paso-bajo o pasa-banda con un elevado Q, puede ser diseñada de varias formas. Los primeros diseños estaban realizados con filtros activos en doble T, a base de transistores.

El presente circuito, que emplea operacionales y amplificadores operacionales de transconductancia (OTA), es más complejo pero también más eficaz.

Tres pares de operacionales, cada uno consistente en un OTA y una etapa de seguidor, en unión con los condensadores C2, C3, y C4, forman un filtro paso-bajo. Dado que las típicas resistencias

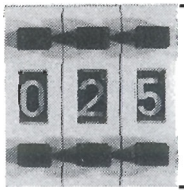




serie han sido reemplazadas por fuentes de corriente controladas por tensión (OTA), la frecuencia de corte del filtro se determina por la corriente que llega a las patillas 5 de los 3080. Esta corriente, a su vez, es proporcional a la entrada de tensión Uc, siendo realizada la conversión por A1 y T1. La tensión Uc, suministrada por ejemplo a través de un pedal, puede tener un valor entre 0 y 12 V.

La realimentación negativa desde la salida a la entrada permite que P2 ajuste el Q del circuito. El pedal de expresión puede ser del tipo descrito en otro artículo de este mismo número; en tal caso ambos circuitos se colocarán en la misma caja. El circuito no necesita ajustes: o funciona o no funciona.

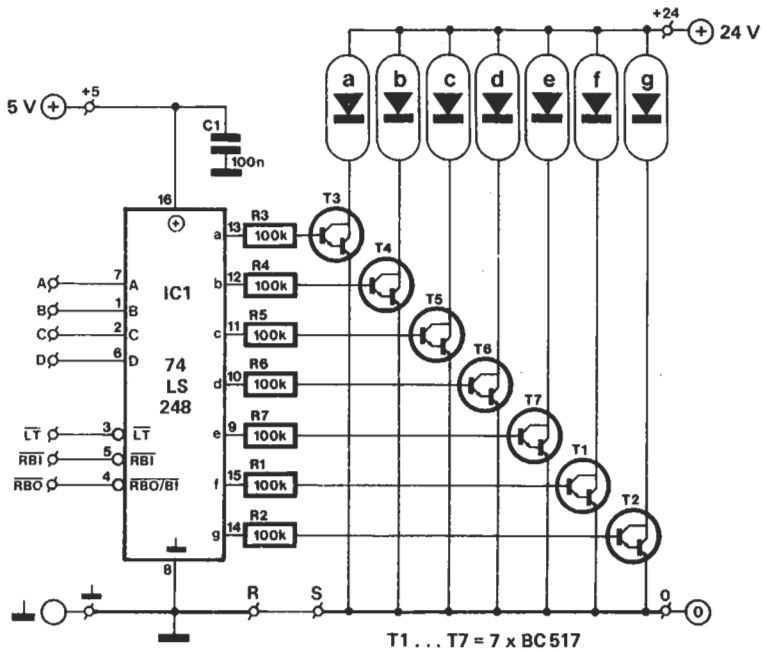
Como es difícil describir el sonido de este montaje, estamos seguros que los aficionados a la guitarra electrónica realizarán sus propias experiencias. En un caso tan «artístico» preferimos no formular una opinión particular.

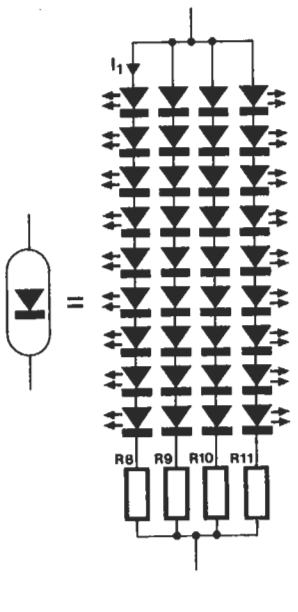


DISPLAY GIGANTE

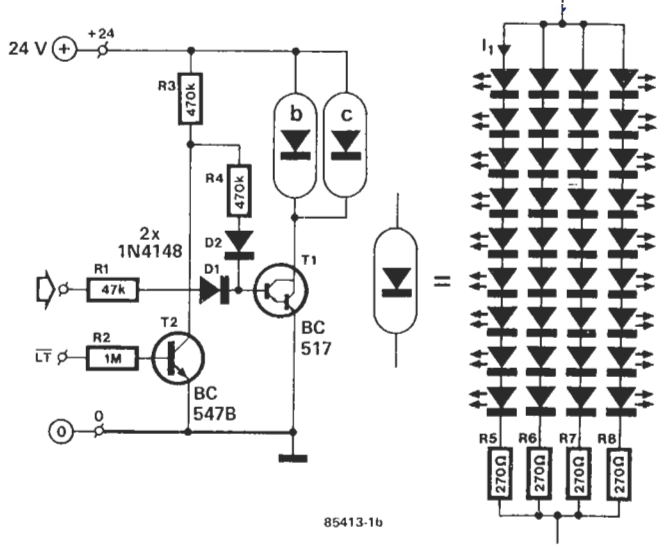
Aunque este montaje puede no interesar a todo el mundo, tiene un amplio campo de aplicaciones. El título responde a las respetables dimensiones del «display de siete segmentos», que son de: 280 × 140 mm. Este tamaño indica

1a





1b



1c



Figura 1. Circuitos para control de: a) display de siete segmentos; b) display con «1»; c) display con «:».

2



Figura 2. Visualización de salida del 74LS248, decodificador de siete segmentos, por los diversos códigos de entrada.

inmediatamente que el display es apto para mostrar información alfanumérica (letras y números) legible a gran distancia. Este es el caso de marcadores deportivos, relojes, termómetros, y un amplio etcétera.

Este tipo de display presenta numerosas ventajas:

— Está realizado sin componentes móviles, en tecnología de estado sólido; la vida efectiva de los segmentos con led es muy superior a la de las bombillas.

— No necesita un reflector complejo.

— La información permanece legible aunque falle un solo led, debido a la especial construcción de los segmentos.

— Se puede elegir el color de la presentación; se encuentran disponibles led en color rojo, verde, naranja, amarillo, azul.

— Funciona con 24 voltios con una, relativamente, alta eficiencia, lo que significa que la disipación es baja.

Algunos opinarán que el elevado número de led empleados es una desventaja, pero en nuestra opinión este hecho queda ampliamente compensado por otros factores.

El display de 7 segmentos, que se ve en la figura 1, está basado en un decodificador TTL, 74LS248, de características similares a los conocidos 74LS47/247, pero con resistencias internas (pull-up) y salida inversora; esto permite acoplar fácilmente los transistores externos encargados de controlar la elevada corriente necesaria para los segmentos. La representación de los diferentes códigos de entrada, se ve en la figura 2.

Las diferentes entradas y salidas de control son conectadas al exterior, de la misma forma que un display normal. Los puentes R-S sirven para unir las masas de los + 5 y + 24 voltios.

En las salidas de cada decodificador están los transistores de conmutación encargados de encender, y apagar, los diferentes segmentos.

Cada segmento consiste en cuatro grupos, en paralelo, de 8 o 9 diodos en serie con una resistencia de limitación. Los segmentos pueden alimentarse con una tensión no estabilizada de entre 20...24 voltios. La corriente por segmento oscila entre 50 y 100 mA.

Las figuras 1b y 1c dan los esquemas para los display que forman el «1» y el «:», respectivamente. Ambos pueden ser empleados para un reloj de 12 horas. El display correspondiente al «1» tiene previsto la conexión de prueba de lámpara (lamp test, LT); con la entrada abierta, sin conexión, está activo, es decir encendido. Esta entrada es diferente del resto, que toman el estado de no conexión como inactivo, lógica alta.

Como se mencionó anteriormente, se puede realizar cualquier configuración de display, a base de emplear las placas necesarias, segun la aplicación, una al lado de otra. El conjunto puede ser protegido con un panel de metacrilato, del mismo color que los led empleados, para favorecer el contraste y mejorar la visibilidad.

Dado el elevado número de diodos empleados, estamos seguros que puede obtener un sustancial descuento por cantidades al realizar la compra de los mismos. La uniformidad del tipo de led no es importante, ya que a las distancias para las que se puede leer el panel las diferencias de brillo no son apreciables.

Lista de componentes

Display 7 segmentos:

R1...R7 = 100 k
R8...R11 (7X) =
= 270 Ω (con 9 LEDs)
R8...R11 (7X) =
= 330 Ω (con 8 LEDs rojos)
R8...R11 (7X) =
= 390 Ω (con 8 LEDs verdes)
IC1 = 74LS248
T1...T7 = BC517
C1 = 100 n
232 LEDs, 5 mm, color a elegir

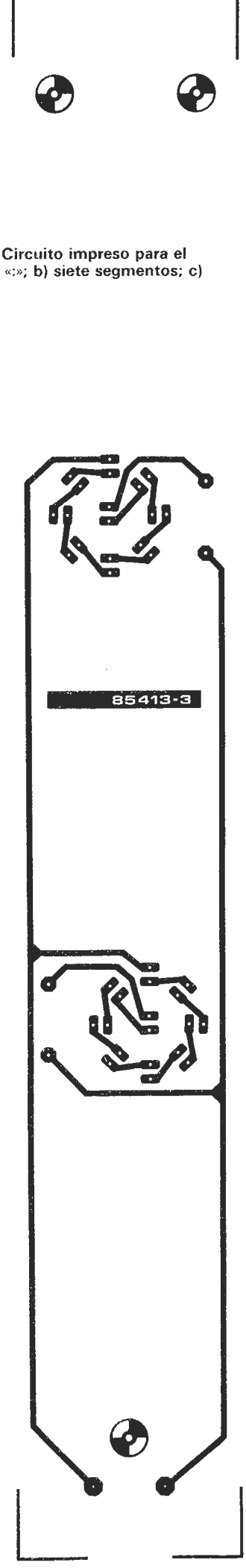
Display «1»:

R1 = 47 k
R2 = 1 M
R3,R4 = 470 k
R5...R8 (2X) =
= 270 Ω
D1,D2 = 1N4148
T1 = BC517
T2 = BC547B
72 LEDs, 5 mm, color a elegir

Display «:»:

R1,R2 = 270 Ω
18 LEDs, 5 mm, color a elegir

3a



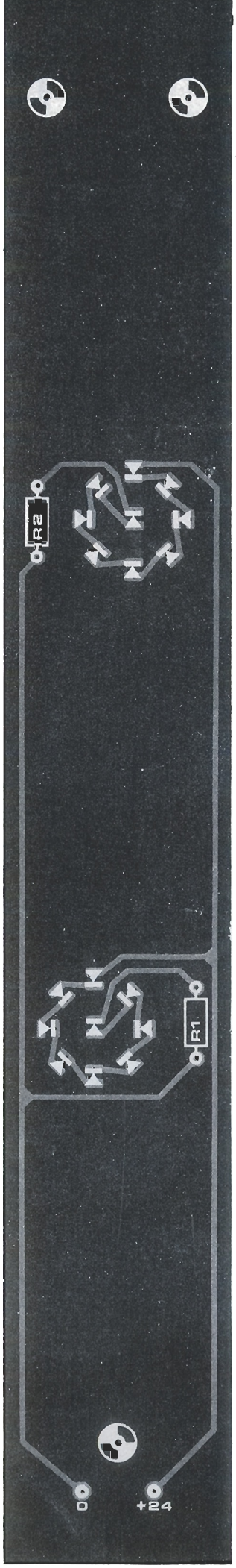
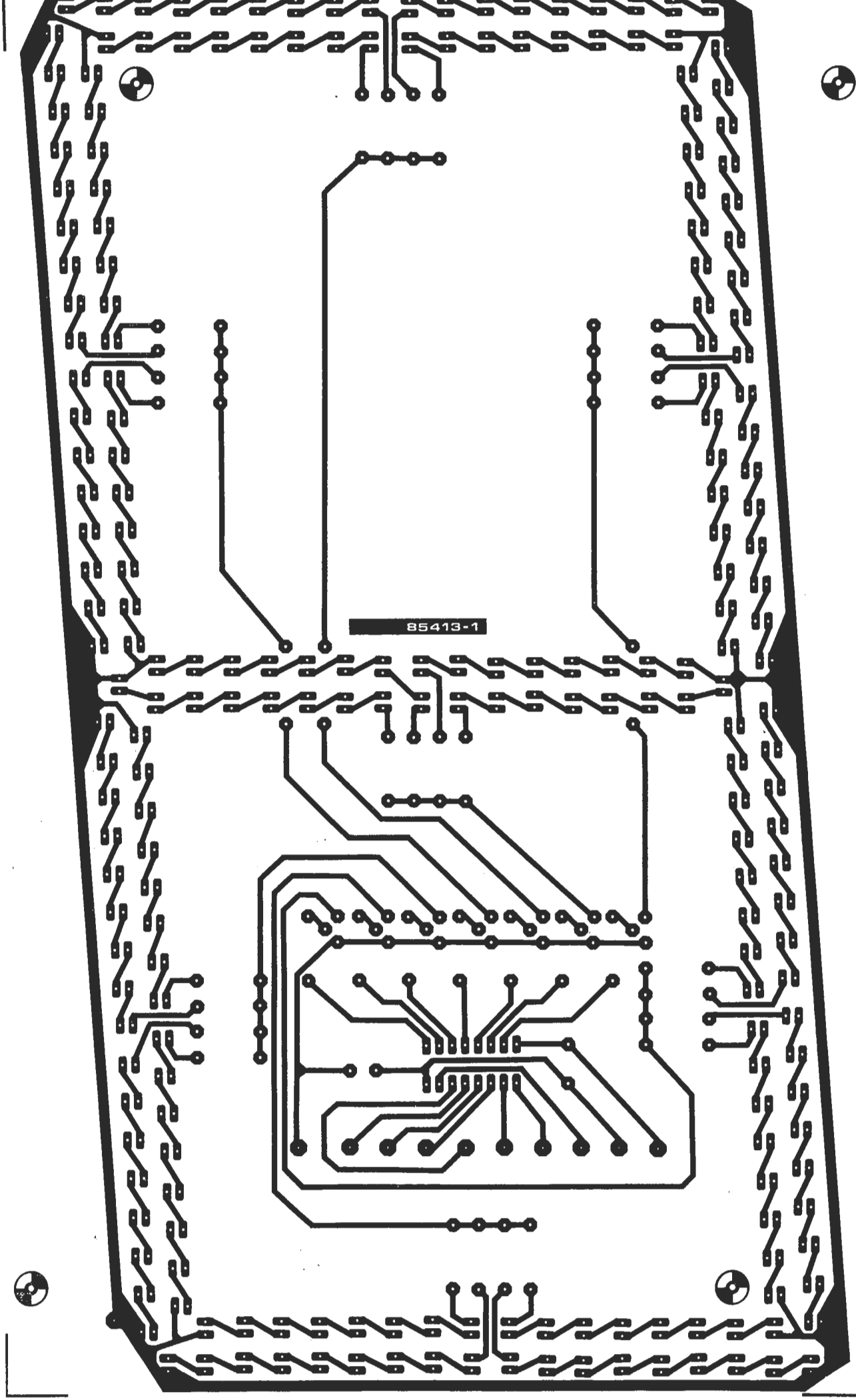
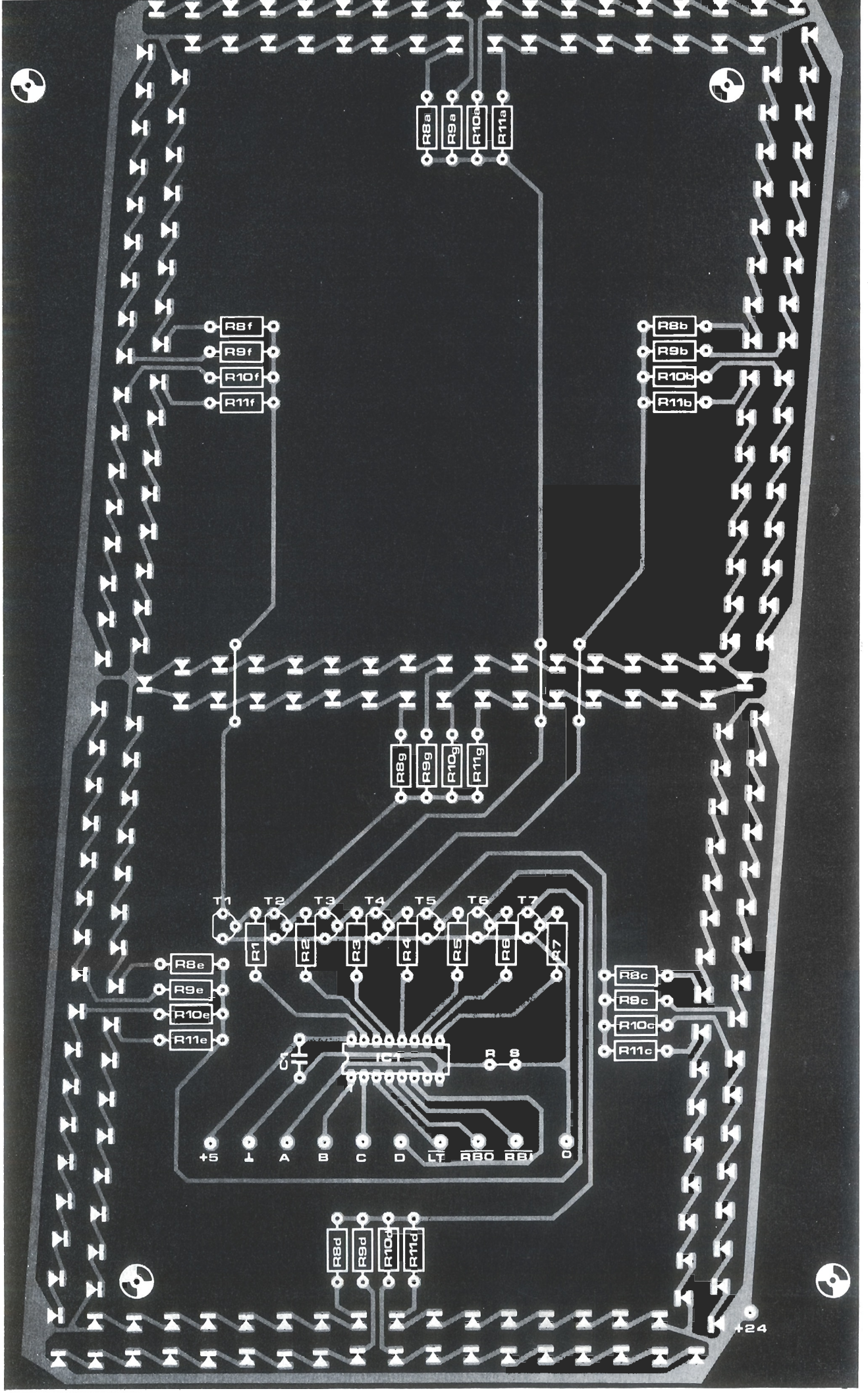


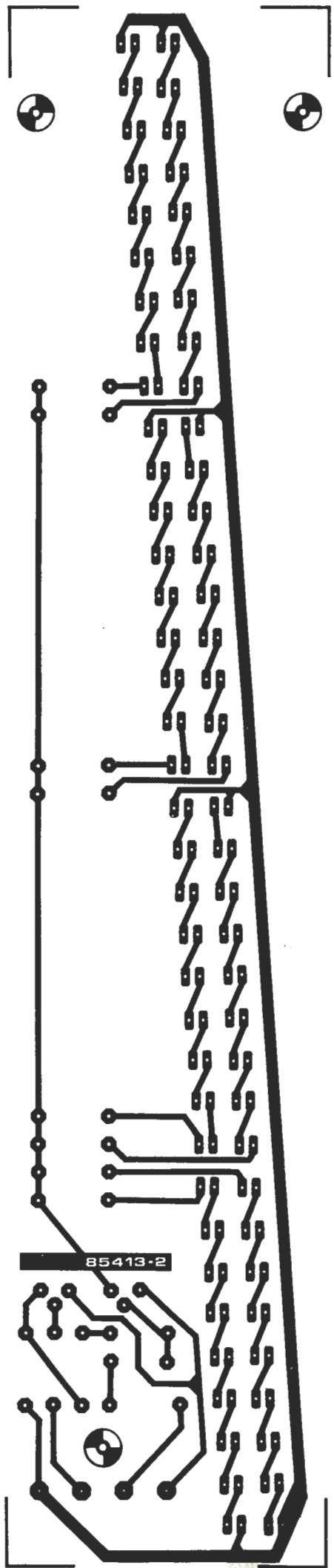
Figura 3. Circuito impreso para el display: a) «:»; b) siete segmentos; c) «1».

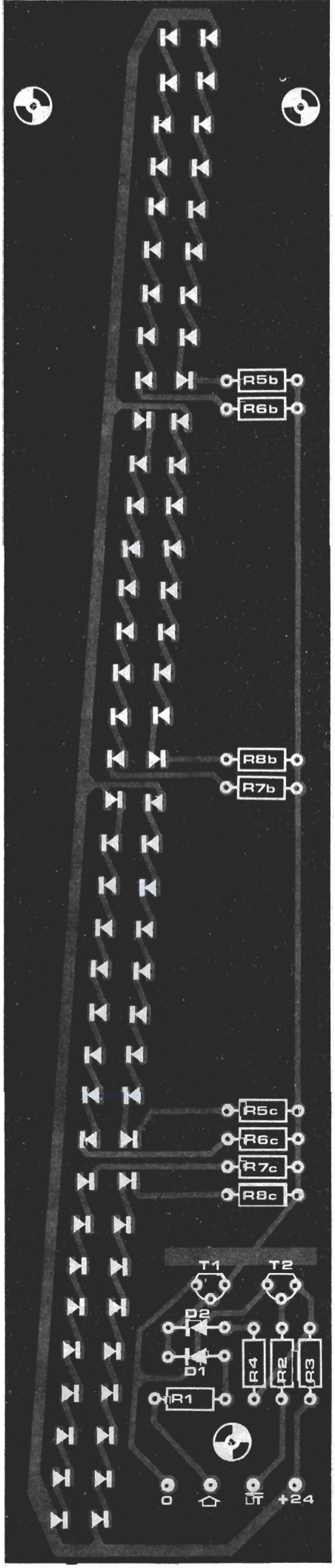
3b




R8a
R9a
R10a
R11a
R8f
R9f
R10f
R11f
R8b
R9b
R10b
R11b
R8g
R9g
R10g
R11g
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8e
R9e
R10e
R11e
R8c
R9c
R10c
R11c
C
IC1
R
S
+5
⊥
A
B
C
D
LT
RBO
RBI
O
R8d
R9d
R10d
R11d
+24

3c


85413-2

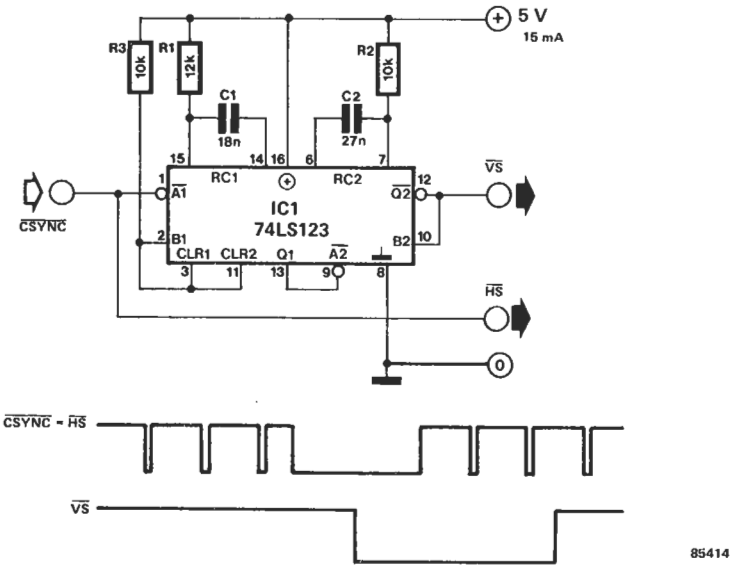

R5b
R6b
R8b
R7b
R5c
R6c
R7c
R8c
T1
T2
D2
D1
R4
R2
R3
R1
0
DT
+24

026 SEPARADOR DE SINCRONISMOS

Muchos monitores disponen de entradas separadas para sincronismo de línea (horizontal) y de cuadro (vertical). Si su ordenador, o vídeo, sólo proporciona sincronismo compuesto el circuito descrito le permitirá separar este, $\overline{CSYNC}$, en las dos señales necesarias de línea, $\overline{HS}$, y cuadro, $\overline{VS}$.

Es posible utilizar el sincronismo compuesto como sincronismo de línea, razón por la que la salida $\overline{HS}$ se conecta directamente a la entrada $\overline{CSYNC}$.

Para extraer el sincronismo de cuadro se emplea un doble monoestable redisparable, tipo 74LS123. El primer monoestable tiene una temporización ligeramente superior al tiempo entre dos sincronismos de línea. Esta sección es redisparada por cada pulso de $\overline{HS}$, y solo completa la temporización en ausencia de estos pulsos, esto es, durante el intervalo de retrazado vertical. El primer monoestable dispara entonces al segundo, que genera el pulso de $\overline{VS}$ en su salida $\overline{Q}$. Cuando termina esta segunda temporización, el primer monoestable está siendo redisparado por los nuevos pulsos de $\overline{HS}$, por lo que el monoestable 2 no es activado de nuevo hasta el siguiente retrazado vertical. El resultado final es que la salida $\overline{VS}$ proporciona sólo los pulsos de sincronismo vertical, suprimiendo los pulsos de línea.



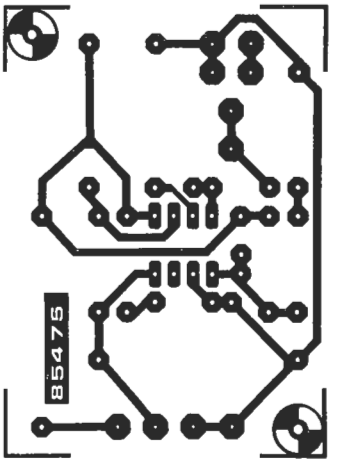
027 MINI-AMPLIFICADOR

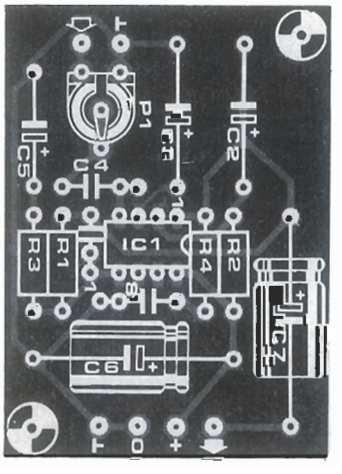
Este reducido amplificador, que opera con tensiones entre 3 y 9 V, proporcionando hasta 1 W sobre altavoz de 4 Ohm, es un montaje que siempre conviene tener a mano, y del que nunca tendrá bastante.

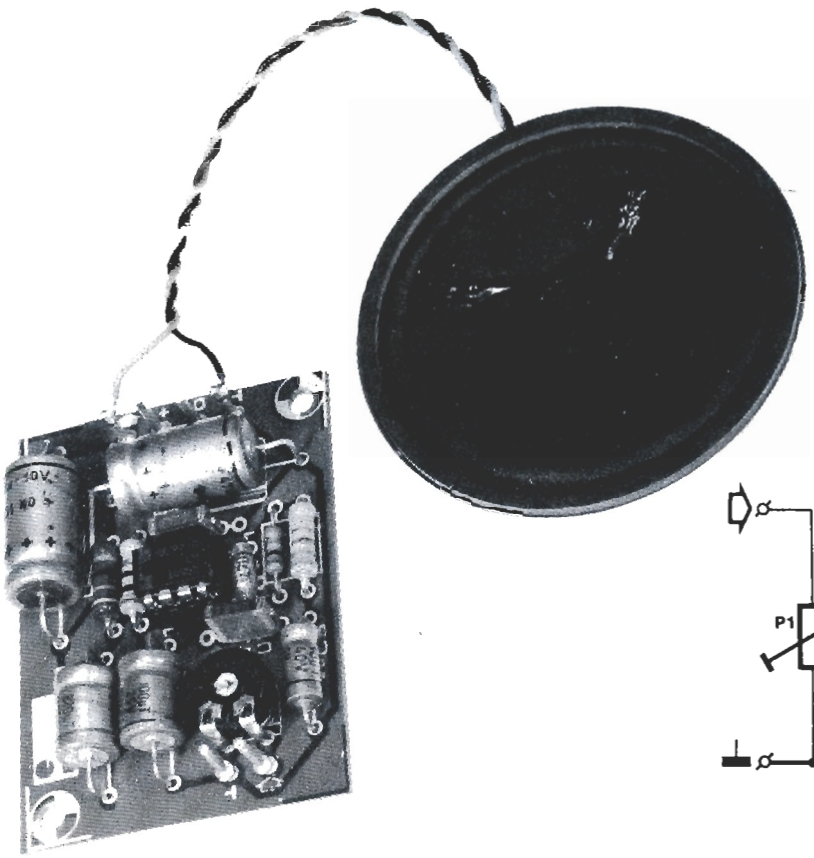
El amplificador está basado en un integrado DIL de 8 patillas, tipo LM 1895N. Los condensadores C2 y C6 desacoplan la alimentación; C7 bloquea la tensión continua al altavoz; C3 y C5 presentan una baja impedancia a tierra de las señales de audio.

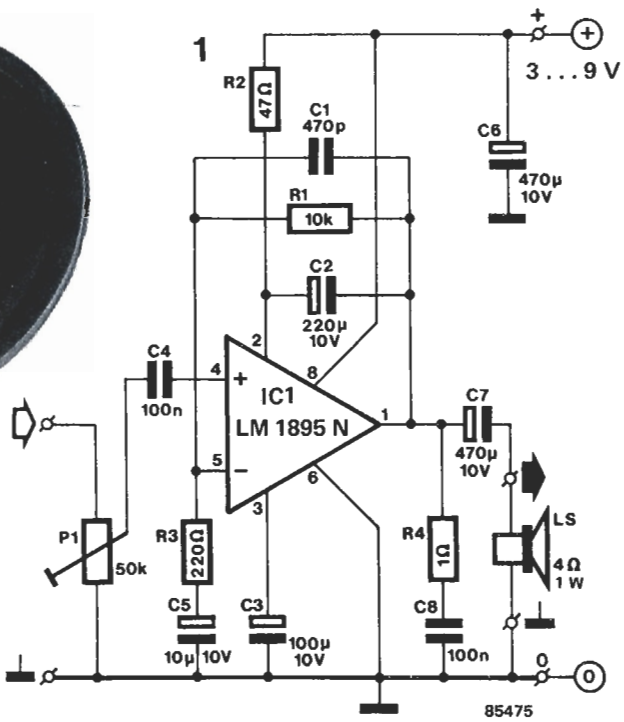
La señal de entrada se aplica a la patilla 4 del LM 1895N a través del potenciómetro P1 (volumen o sensibilidad) y de C4. En la salida R4 y C8 forman una red que impide la oscilación, mejorando la estabilidad. La amplificación del montaje viene determinada por R1 y R3, siendo del orden de unos 50. El condensador C1, en paralelo con R1, asegura que la amplificación caiga para frecuencias superiores a 20 KHz; si el amplificador se utiliza con un receptor A.M. por ejemplo puede ser deseable que la frecuencia de corte superior sea más reducida. Esto se consigue fácilmente aumentando el valor de C1; la relación es lineal, de forma que si se aumenta el valor al doble la frecuencia superior se reduce a la mitad. El condensador C5 realiza la misma función para bajas frecuencias, fijando la frecuencia inferior de funcionamiento.

2









Lista de componentes

Resistencias:
R1 = 10 k
R2 = 47 Ω
R3 = 220 Ω
R4 = 1 Ω

P1 = 50 k ajustable (ver texto)

Condensadores:
C1 = 470 p (ver texto)
C2 = 220 µ/10 V
C3 = 100 µ/10 V
C4,C8 = 100 n
C5 = 10 µ/10 V
C6,C7 = 470 µ/10 V

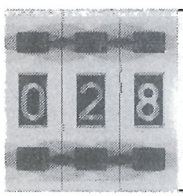
Semiconductores:
IC1 = LM1895N

Varios:
Altavoz, 1 W, 4 Ω

En el circuito impreso de la figura 2 (que no está disponible en el servicio EPS) se puede sustituir P1 por un puente de hilo, y efectuar el control de volumen con un potenciómetro exterior; este deberá ser del tipo logarítmico, y los cables de unión apantallados o muy cortos. El consumo del amplificador es de 2.5 mA a 3 V o 7.5 mA a 9 V en reposo. La corriente a plena potencia será de unos 80 mA (100 mW) a 3 V y de 270 mA (1W) a 9 voltios respectivamente sobre una carga de 4 Ohmios.

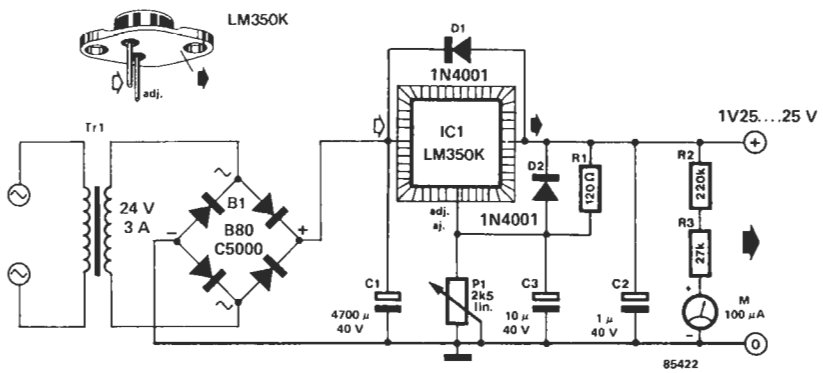
La potencia de salida con tensiones diferentes puede ser estimada, de forma sencilla, con los siguientes cálculos: restar 1 voltio a la alimentación; elevar este valor al cuadrado, dividir el resultado por 8, y dividir de nuevo por la impedancia del altavoz.

Aplicación National Semiconductor.



FUENTE VARIABLE DE 3 AMPERIOS

Aunque por su tamaño se trata de una mini-fuente, este sencillo esquema puede proporcionar una corriente de 3 Amperios con una tensión de salida de 1.25 a 25 voltios. Hay que resaltar que el integrado reguldor IC1 tiene una protección de sobrecarga, que entra en funcionamiento cuando la disipación del dispositivo alcanza 30 W. La patilla de ajuste (ADJ) del regulador se conecta a un divisor de tensión formado por R1-P1. La tensión de salida Uo se calcula con la fórmula: Uo = 1.25



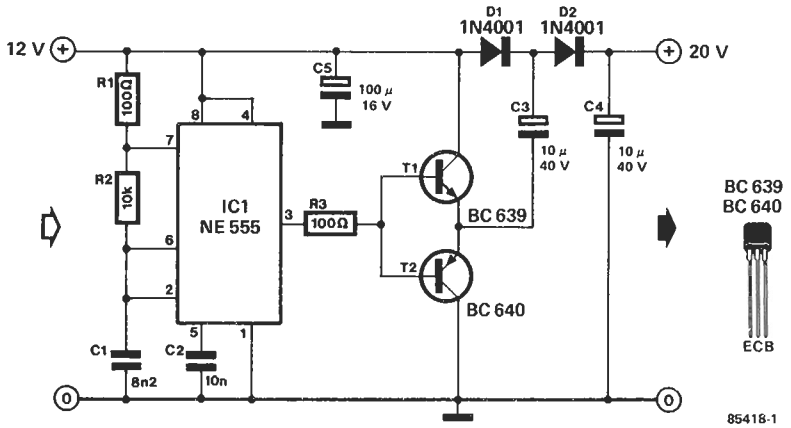
(1 + P1/R1); con P1 y R1 en ohmios y Uo en voltios. El valor de P1 corresponde a la resistencia entre el cursor y la patilla ADJ, en nuestro caso de 0 a 2.5 KΩ.

El condensador C1 forma el filtro de entrada, mientras que C2 y C3 mejoran la regulación y estabilidad de la salida. Los diodos D1 y D2 aseguran una protección frente a tensiones superiores en la salida que en la entrada, en la desconexión. Resulta esencial montar IC1 en un disipador, de 1 K/W, sin escatimar pasta de silicona.

Si el montaje se emplea para tensiones reducidas de salida, convendrá emplear un transformador con una menor tensión de salida. Por ejemplo para una salida de +5 V. el secundario del transformador será de 9 V. Cuando se utilice un secundario de 24 voltios, y la salida sea de 1.25 V., la máxima corriente de salida será de 1 A, ya que a corrientes superiores entrará en acción la protección interna de sobrecorriente del LM 350. Con un secundario de 9 V. la máxima corriente de salida es de 2.5 A.

029

DOBLADOR DE TENSION CONTINUA



Cuando necesitamos un transformador de tensión que duplique la tensión, es porque tenemos una cierta tensión y necesitamos otra, bastante más elevada. Dicho así parece una perogrullada, pero conviene añadir que las corrientes para este tipo de situaciones son generalmente pequeñas.

En el esquema de nuestro circuito se encuentra el temporizador 555 que controla una etapa de potencia (T1 y T2) y el doblador propiamente dicho con D1, D2, C3 y C4.

El multivibrador oscila a una frecuencia de unos 8.5 KHz. La señal de salida cuadrada ataca simultáneamente a T1 y T2, en donde uno actúa cuando el otro se bloquea y viceversa. Mientras que T2 está saturado y T1 bloqueado, el polo negativo de C3 está unido a masa; se carga a través de D1. Más tarde, cuando la situación se invierte, C3 no puede descargarse aunque T1 conduzca por la presencia de D1, C4 puede cargarse gracias a la tensión presente en los bornes de C3 y D1 más la tensión de alimentación de 12 V.

Con una carga muy pequeña hemos conseguido subir la tensión a 20 V con nuestro prototipo. La carga no debería en ningún caso exceder de 70 mA, para lo cual deberá mantener 18 V en la salida; el rendimiento es de un 32%.

Se debe poder utilizar el mismo circuito con otras tensiones que las indicadas aquí, con la única condición de mantenerse dentro de las especificaciones del tipo 555. La construcción de este circuito no presenta ninguna particularidad.

Cualquiera que quiera una tensión estabilizada podrá hacerlo con un regulador del tipo 78 LXX colocado a la salida del circuito. Pero, ¡cuidado! no se olvide del consumo propio del regulador que debe restarse de los 70 mA de corriente máxima tolerada.

030

INTERMITENCIA FOTOSENSIBLE

Un montaje sin circuito integrado, de eso hace mucho tiempo ¿verdad?. Si el montaje encima es interesante, el mérito es mayor.

Una intermitencia con transistores no tiene por qué extrañarnos; pero que la intermitencia se ponga a funcionar al oscurecer y se apague en cuanto hay claridad suficiente no es habitual y, además del mercado potencial, las virtudes pedagógicas de un circuito como este son incontables.

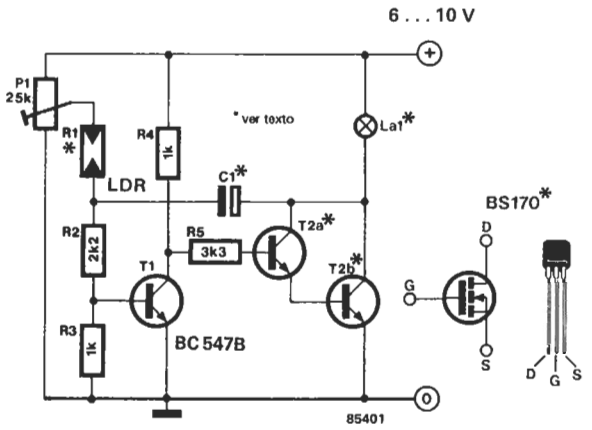
Supongamos para empezar que es de día. La resistencia LDR (resistencia fotosensible —en inglés Light Dependant Resistor) es pequeña y la corriente de base de T1 es suficiente para hacerla conducir. Su tensión de colector es muy pequeña y no circula corriente suficiente en la base del transistor darlington NPN T2. Está bloqueado.

Resultado: la lámpara L1 está apagada.

Supongamos que la luminosidad ambiente disminuye; poco a poco la resistencia del LDR aumenta, hasta alcanzar un valor tal que la corriente de base de T1 no es suficiente para mantener este transistor conduciendo. Cuando éste se bloquea, la tensión en el colector aumenta considerablemente y una corriente suficiente circula en la base de T2 que entra en conducción.

Resultado: la lámpara L2 se enciende.

Todo esto sucede en un abrir y cerrar de ojos. Y cuando la lámpara se enciende la tensión en el colector de T2 se vuelve casi nula. Esta variación de tensión brutal se transmite a la base de T1 vía C1. La tensión de base de T1 se vuelve negativa (durante un momento); este transistor se bloquea todavía más de lo que ya estaba. El condensador C1 se carga debido a la corriente que circula a través de P1 y la LDR iluminada por la lámpara encendida.

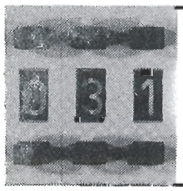


Así pues, es la luz emitida por la lámpara, y captada por la LDR, la que asegura el acoplo de la salida del circuito (la lámpara) en su entrada (la LDR); porque como todo dispositivo oscilante, es necesario que se cierre el bucle sobre sí mismo de una forma o de otra. A medida que C1 se carga la corriente base de T1 aumenta hasta alcanzar el umbral de conducción. T2 se bloquea de nuevo y la lámpara se apaga. Un nuevo ciclo de oscilación comienza.

La frecuencia de la oscilación depende directamente de la duración de la carga de C1; cuanto más pequeño sea el valor del condensador más rápida será la oscilación. El ajuste de P1 determina el umbral de la luminosidad del ambiente a partir del cual el circuito se pondrá a oscilar.

El transistor T2 (BC 517) puede ser reemplazado por dos BC547B, o por un BS170 (MOSFET). Esto no tiene ninguna influencia en la corriente máxima de la lámpara. Con dos BC547B está a 100 mA, contra 400 MA en un BC517 y 500 mA con un BS170. Sin lámpara el circuito consume unos 6 mA (6V) o 10 mA (10V).

Para que el bucle óptico sea eficaz es indispensable que la lámpara sea colocada cerca de la LDR y directamente expuesta a la luz ambiente.



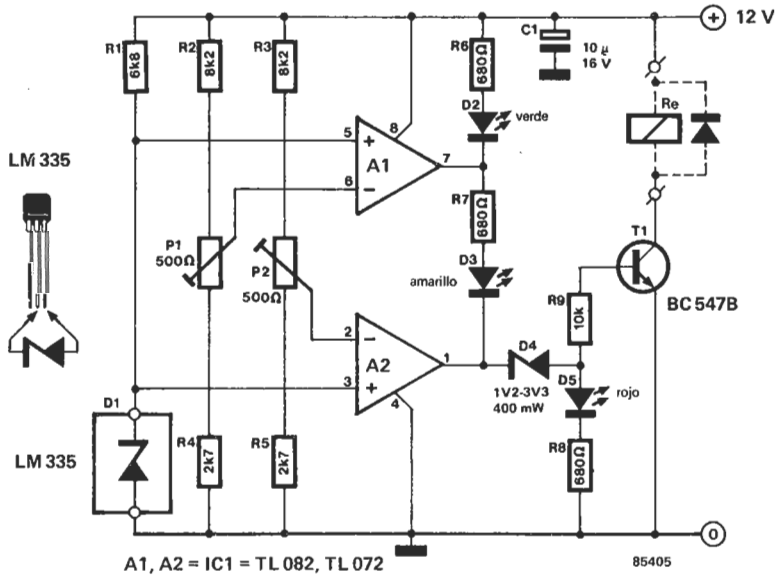
MONITOR DE RADIADORES

Hay muchos equipos electrónicos en los que una gran parte de la energía que se consume se disipa en forma de calor. Esto supone la presencia de un radiador que mantenga la temperatura de los semiconductores dentro de los límites adecuados de trabajo. La máxima temperatura que puede soportar viene determinada por la estructura del chip de silicio.

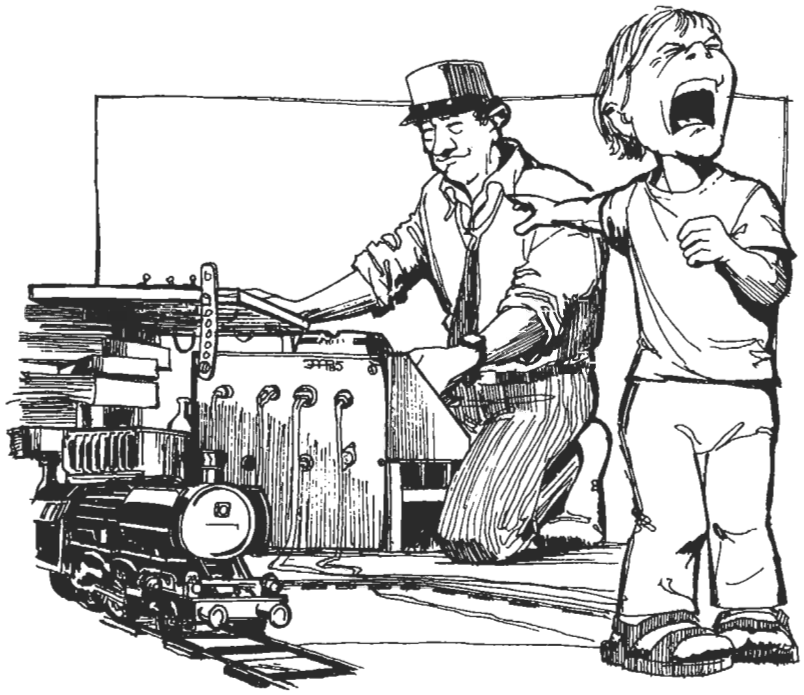
El monitor de radiadores, controla de forma permanente la temperatura del radiador. Si la temperatura es inferior a 50...60 °C, se enciende el led verde; cuando la temperatura alcanza 70...80 °C se apaga el led verde y se enciende el naranja. Al subir por encima de 70...80 °C se enciende el led rojo. Es posible conectar un relé en esta última señal, de forma que al alcanzar una temperatura elevada, la carga pueda ser desconectada.

El circuito es, básicamente, un comparador de ventana, con un sensor, D1, que proporciona un aumento de 10 mV por grado. Mientras la tensión del sensor sea inferior que la del cursor de P1 y P2, las salidas de los operacionales A1 y A2 están bajas, y el diodo D2 encendido. Si la tensión de D1 supera la del cursor de P1, la salida de A1 sube, iluminando el led D3 y apagando el D2. Al seguir subiendo la tensión, por encima del cursor de P2, la salida de los dos operacionales queda alta, encendiendo D5 y activando T1. El zener D4 asegura que D5 luzca intensamente y que T1 esté fuertemente saturado.

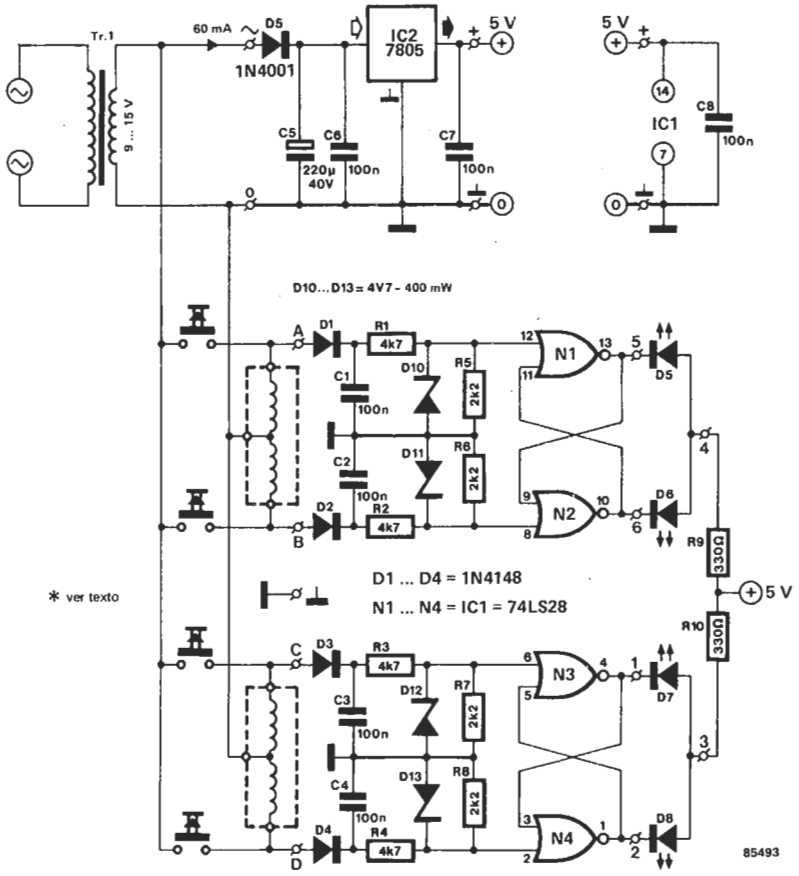
Para calibrar el montaje se colocará el sensor, junto con un termómetro calibrado, en un recipiente con agua, y se calienta. Coloque P1 al mínimo y P2 al máximo de resistencia. Ajuste P1 para que se encienda el led naranja (amarillo) con una temperatura de unos 50...60 °C. Siga calentando el agua y ajuste P2 para lograr el encendido de D4 en unos 70...80 °C. El sensor puede fijarse de forma permanente en el radiador a controlar.



PANEL DE CONTROL PARA TRENES DE MINIATURA



1



Muchos aficionados al maquetismo ferroviario desearían tener un panel de mando para sus trenes, pero los pocos modelos existentes en el mercado no tienen un precio asequible; y sin embargo no es complicado construirlo uno mismo.

Realizar un plano a escala, o un boceto simplemente, con la distribución de vías y cruces no debe presentar problemas. Sin embargo parece más complejo hacer un indicador del estado de los cruces y los semáforos, debido a que estos elementos están controlados por pulsadores para evitar quemar los bobinados. Una vez que se suelta el pulsador desaparece la tensión, corriente, de mando y por tanto no puede conectarse directamente una luz que indique el estado. Este problema, sin embargo, puede ser resuelto mediante un par de biestables tipo R-S (realizado con puertas NOR).

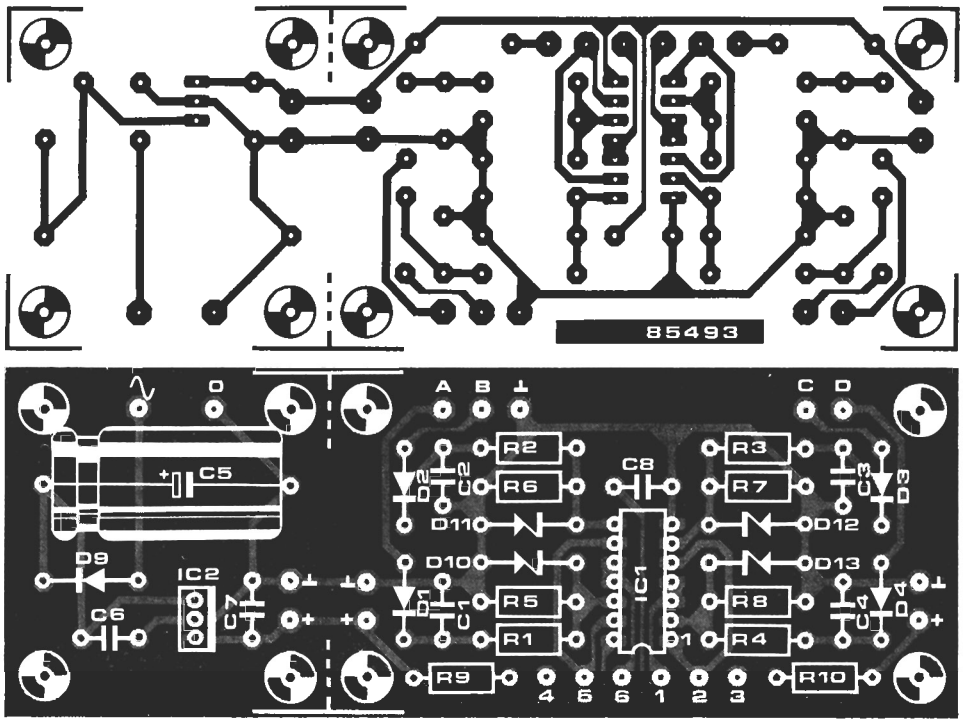
Los pulsadores y solenoides que se indican en el esquema de la figura 1 pertenecen al circuito actual conectado en el control de las vías (si no dispone de ellos nuestro montaje no le será de utilidad). Cada señal necesita habitualmente tres hilos: una para cada bobina y un común. Los terminales A, B, C y D de la figura 1 están conectados a los puntos de control, pulsadores, del panel. El circuito de la figura 1 está previsto para señalizar dos cruces o dos semáforos a través de A-B y C-D respectivamente, pero puede ser ampliado indefinidamente.

Las tensiones que aseguran la conducción, momentánea, de las bobinas son rectificadas, escuadradas a un nivel conveniente y llevadas al biestable R-S. La puerta NOR es activada o desactivada dependiendo de que la señal sea A (C) o B (D), provocando así el encendido, memorizado, del led correspondiente. En el caso de activar el pulsador 2, entrada B, la patilla 8 de N2 se va a nivel alto y la salida, patilla 10, a nivel bajo provocando el encendido del Led D6. El circuito mostrado en la figura 1 tiene un consumo de unos 30 mA por biestable.

En el momento de encendido no todos los led reflejarán el estado correcto de los puntos de señalización. Esto es debido a la ausencia de una señal de «puesta a cero» en el circuito. En el momento que se active alguno de los pulsadores correspondientes, la señalización será correcta.

El circuito puede ser construido fácilmente con la placa de circuito impreso de la figura 2. La placa contiene los elementos para dos puntos de control,

2



Lista de componentes

Resistencias:

R1 . . . R4 = 4k7
R5 . . . R8 = 2k2
R9,R10 = 330 Ω

Condensadores:

C1 . . . C4,C5 . . . C8 = 100 n
C5 = 220 µF/40 V

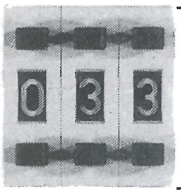
Semiconductores:

D1 . . . D4 = 1N4148
D5 . . . D8 = LED (rojo o verde)
D9 = 1N4001
D10 . . . D13 = diodo zener, 4 V7/400 mW
IC1 = 74LS28
IC2 = 7805

Varios:

Tr1 = transformador de red, con secundario de 9 . . . 15 V (si no existe ya en el sistema)

como se muestra en la figura 1. En caso de ser necesario más circuitos de control se puede ampliar con otros circuitos impresos. La sección que contiene a IC2, C5, C6, C7 y D9 puede ser eliminada en los restantes circuitos, aunque convendrá medir el nivel de la tensión de 5 voltios, para comprobar que no se han conectado demasiadas placas de control a una sóla alimentación. Los terminales de + 5 y 0 V deben ser conectados en paralelo en todas las placas.

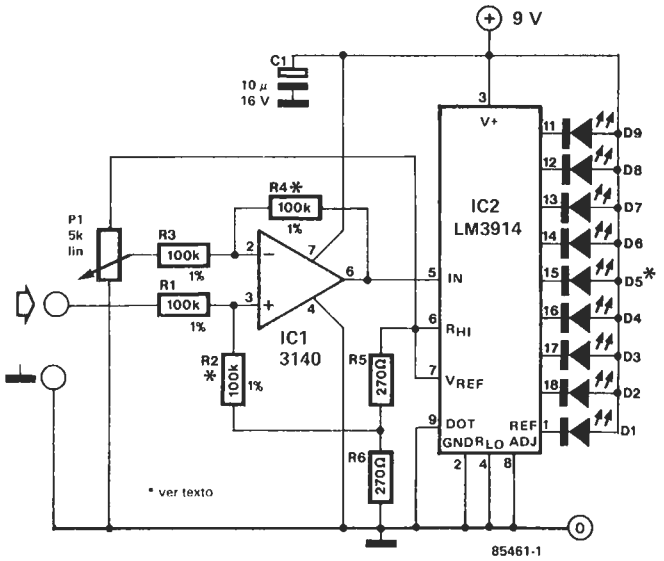


INDICADOR DE TENDENCIA

En los barómetros estamos acostumbrados a ver dos indicadores: uno que señala el valor actual y otro operado manualmente. Este último sirve como memoria mecánica a fin de conocer cómo evoluciona la presión en un determinado intervalo. Esta memoria mecánica puede realizarse de forma electrónica, para lo cual un potenciómetro deslizante resulta ideal. La idea puede aplicarse tanto a un barómetro como a un termómetro, o cualquier aparato cuya salida se desee controlar, siempre que las variaciones sean suficientemente lentas.

El circuito consiste en un amplificador, IC1, y una etapa de presentación, IC2. La presentación se realiza sobre un grupo de 3 a 9 led; el central, amarillo, indica el punto de origen. Con el poten-

1

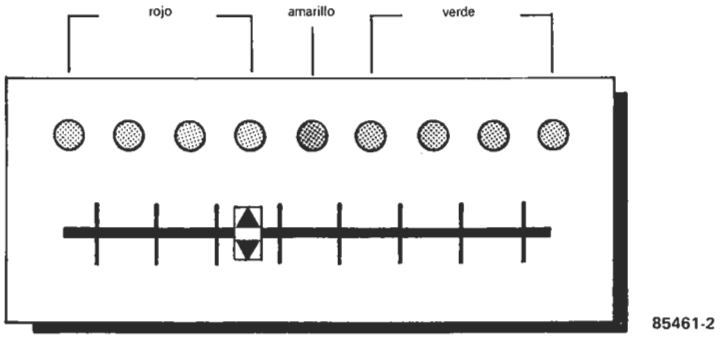


ciómetro P1 se ajusta el nivel hasta que se ilumine este led. Cuando la entrada aumenta lentamente, se enciende el led D6 (su color depende de la aplicación), si la entrada disminuye es D4 el que se ilumina. Si las variaciones son mayores se irán activando D7...D9 o D3...D0 respectivamente. En cualquier momento se puede reajustar el circuito, de forma que se encienda el led central.

Es conveniente realizar una escala en el potenciómetro, que nos permitirá la lectura directa de la tensión de entrada. No resulta complicado producir esta escala; aplique tensiones de 0.1 V, 0.2 V, ...en pasos de 0.1 V, y marque la posición de P1 cuando se enciende el led central. Cad raya nos dará, a partir de ahora, el valor de tensión en la entrada.

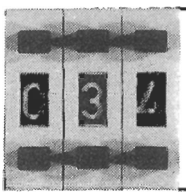
La sensibilidad del circuito es muy importante, ya que sólo se necesita 1 voltio para ir de extremo a extremo de la escala. Como IC1 tiene una ganancia unidad (R4/R3), se necesita también 1 V en la entrada para operar el circuito. IC1 entrega a la salida la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión del cursor de P1, y, finalmente, le suma la tensión del punto de unión de R5 y R6.

2

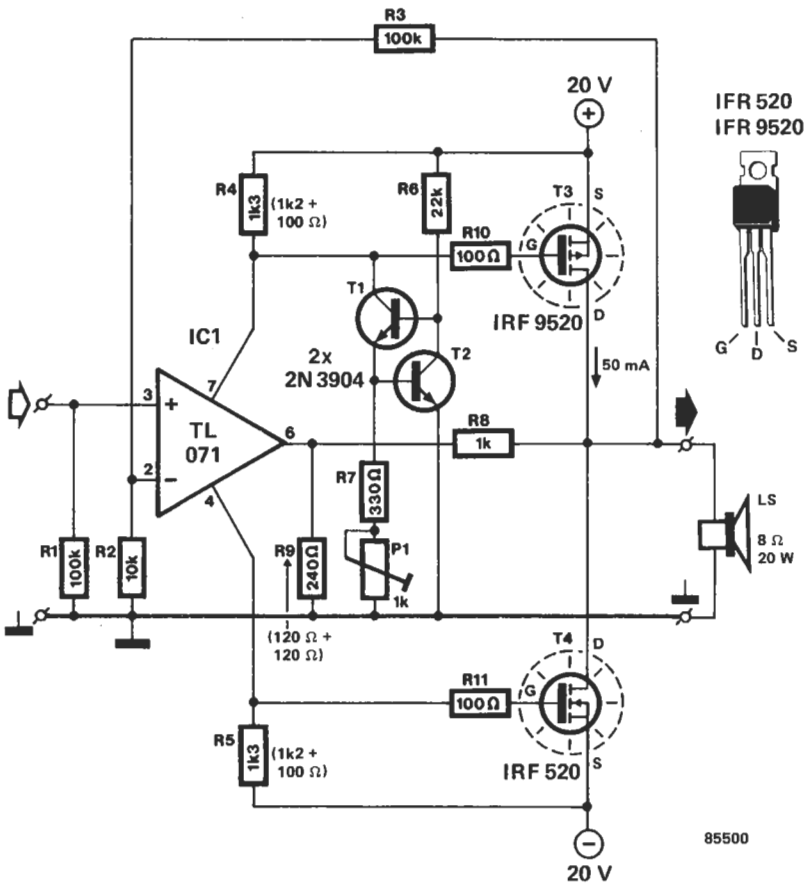


Como P1 está conectado a la tensión de referencia (1.28 V), sólo se puede compensar este nivel de tensión. Hablando estrictamente no hay razón que impida conectar P1 a la alimentación positiva, desde luego intercalando una resistencia en serie. En este caso la lectura será estable sólo si la alimentación está bien regulada. Si la sensibilidad de entrada es muy baja, se puede cambiar los valores de R4 y R2; en cualquier caso ambas resistencias deben tener el mismo valor.

El consumo del circuito está determinado principalmente por la corriente de los led, que a su vez es unas 10 veces la corriente a través de R5 y R6. Para modificar esta se calcula dividiendo la tensión de referencia, 1.28 V, por la resistencia total de R5+R6. El máximo valor que soportan los led es de 40 mA, lo que significa no superar 4 mA en la patilla 7. En este caso el consumo total será de unos 50 mA.



AMPLIFICADOR DE POTENCIA CON MOSFET



La potencia de salida de un amplificador operacional se incrementa en ocasiones con transistores complementarios, montados en seguidor de emisor. Esto se puede hacer también con transistores MOSFET, aunque no resulta una buena idea conectar estos dispositivos como seguidor de fuente, debido a que la máxima excursión de la salida del operacional se ve reducida a la tensión de control de los MOSFET, que no es superior a un par de voltios.

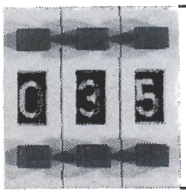
La manera correcta de realizar el circuito es empleando un par de MOSFET complementarios como seguidor de drenador. La corriente de salida suministrada (alternativamente) por los MOSFET está limitada por la tensión de alimentación y las tensiones de saturación de T3 y T4. La resistencia R8, junto con R9, proporciona la realimentación para los MOSFET y el operacional. La ganancia en lazo abierto es, por tanto, incrementada por (1+R8/R9). La ganancia en lazo cerrado es de (1+R3/R2), en nuestro caso igual a 11.

La fuente de corriente formada por T1 y T2 se necesita para fijar la corriente de reposo de los T3 y T4 en unos 50 mA. Los valores de R4 y R5 están escogidos de tal manera que, sin la fuente de corriente T1-T2, la caída de tensión en ellas, a través del operacional, sea insuficiente para polarizar los MOSFET. Con la fuente de corriente, y dependiendo de la posición de P1, la tensión en R4 y R5 crece, lo que provoca el aumento de la corriente de reposo de T3 y T4.

Teniendo en cuenta que la corriente de reposo depende de la temperatura, el transistor T2 debe estar montado en el mismo radiador (5 K/W) que los MOSFET.

La potencia de salida es superior a 20 W, con carga de 8 Ohm., con un nivel de distorsión armónica de 0.075% a 100 Hz y de 0.135% a 10 KHz.

Bibliografía: «Voice coil drives using complementary power MOSFET» de M. Alexander en Motor-Con proceedings, Abril 1984.

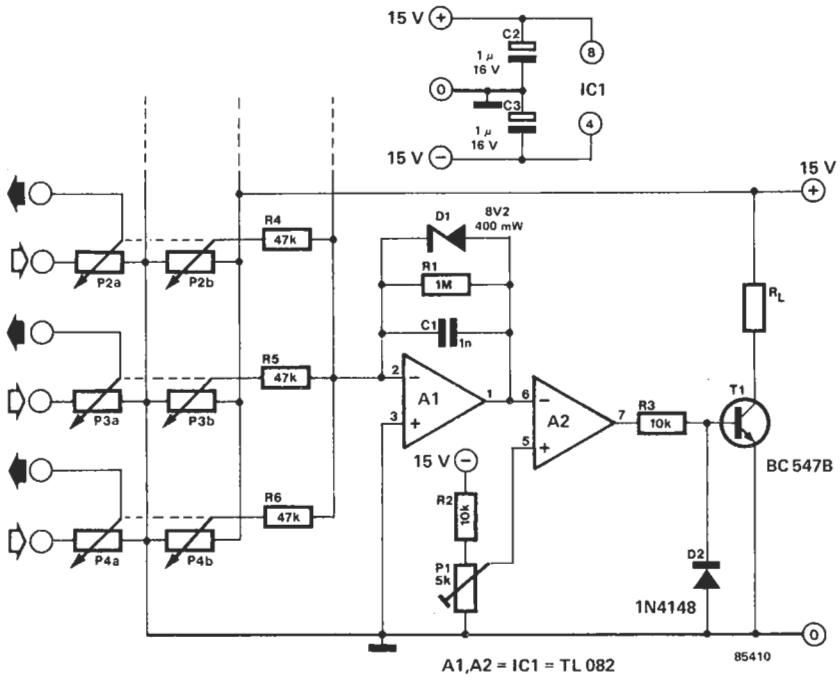


EN ANTENA

En los estudios de radio y televisión es costumbre indicar a los presentes cuándo están los micrófonos, o las cámaras, activados. Esto se realiza habitualmente con una luz roja, cerca de la cámara o el micro, indicando que están «en antena». El circuito que vamos a describir está pensado para adaptarse a una consola de mezcla.

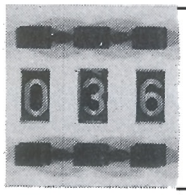
Para hacer más sencillo y cómodo el circuito de control se emplean potenciómetros deslizantes. Cuando una sección de estos se conecta a la línea de +15, la tensión en el cursor del mismo nos da una medida de su posición. Esta tensión es amplificada por A1, y llevada al comparador A2. Tan pronto como el nivel de la entrada inversora supera a la otra entrada de A2, cuyo potencial está fijado por P1, la salida de A2 se activa. Normalmente los potenciómetros son del tipo logarítmico, por lo que el aumento de tensión al comienzo del recorrido es muy pequeña. Para asegurarnos del correcto funcionamiento, incluso en estas circunstancias, la ganancia de A2 es muy alta, del orden de 26 dB.

El operacional A1 sirve como circuito sumador de una serie de potenciómetros de entrada. Si se necesita que cada sección tenga su propio indicador, se repetirá el montaje de A1-A2 para cada una, aunque P1 continuará siendo común a todas.



La salida de A2 ataca a un transistor tipo BC 547, que es capaz de controlar hasta 100 mA. Esta corriente es suficiente para encender una lámpara o un diodo led, con su resistencia limitadora, o, incluso, un relé. El consumo, aparte la carga del BC 547, es de unos 10 mA.

Si la resistencia de los potenciómetros es muy baja la corriente, alimentados a +15, puede ser excesiva. En tales casos se conectará una resistencia entre la línea de +15 y el potenciómetro.



DOBLE REGULADOR LUMINOSO

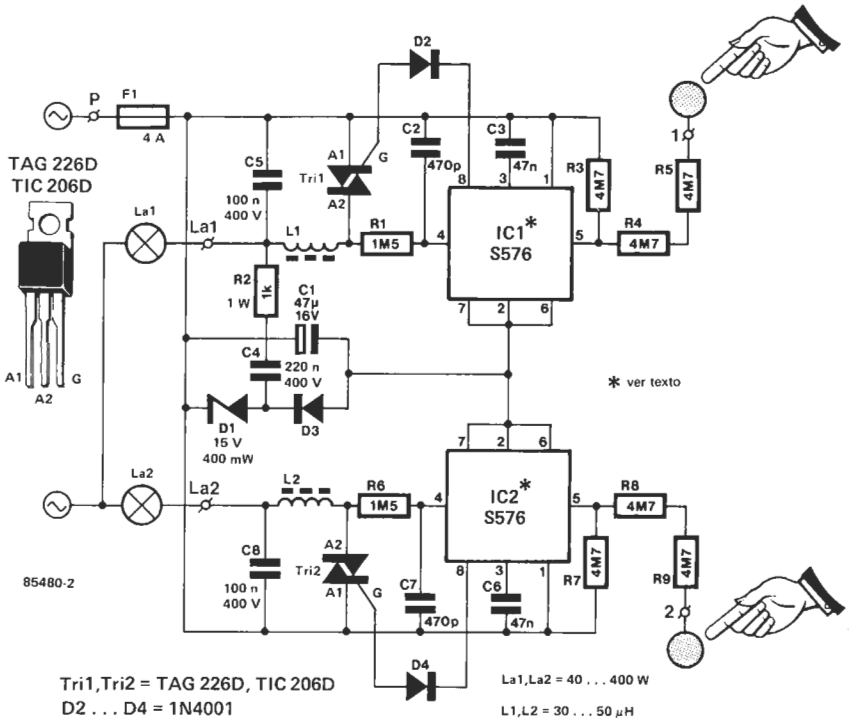
Los circuitos de regulación luminosa se han vuelto muy populares, y este ofrece dos controles independientes en una placa.

El control de cada sección está realizado mediante el integrado tipo S576 de Siemens, que es una versión mejorada del conocido S566. Estos integrados controlan el ángulo de desfase mediante la pulsación, breve o prolongada, sobre un panel táctil. Los pulsos menores de 60 ms son tratados como ruido, proporcionando una alta inmunidad a los parásitos de red.

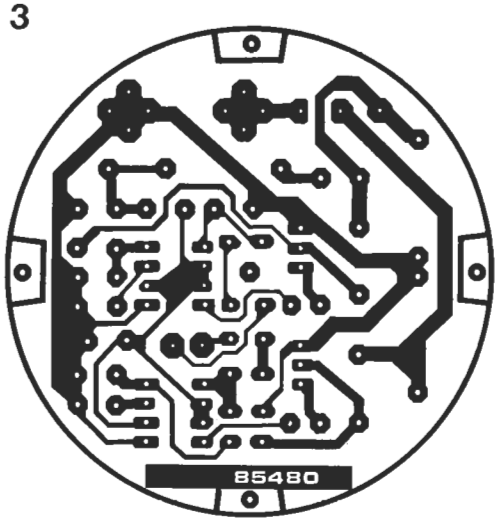
Los pulsos cuya duración esté comprendida entre 60 ms y 400 ms provocan el encendido o apagado de la lámpara, dependiendo de su estado anterior. Si la placa recibe señal más de 400 ms, el control proporcional comienza a actuar. La lámpara se irá apagando lentamente, hasta llegar a su apagado total, y, si se mantiene la señal, irá posteriormente creciendo hasta llegar a máximo brillo; si la señal se mantiene todavía, se comienza de nuevo a disminuir la luminosidad.

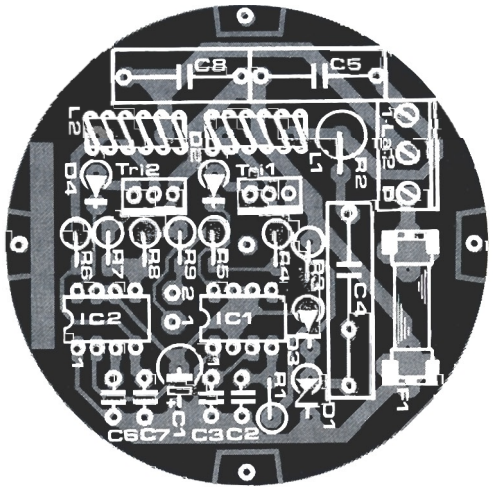
El S576 está disponible en tres versiones: A, B, y C. En las versiones A y C, cada vez que se enciende la lámpara

2



3





Lista de componentes

Resistencias:

R1,R6 = 1M5
R2 = 1 k/1 W
R3 . . . R5,R7 . . . R9 = 4M7

Condensadores:

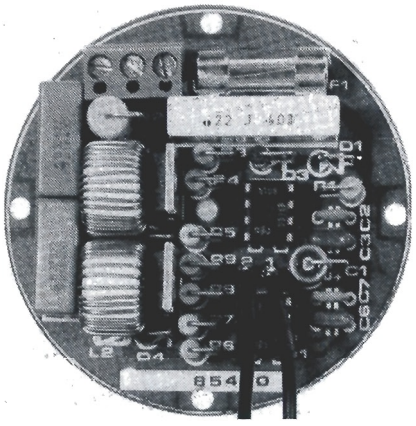
C1 = 47 µ/16 V
C2,C7 = 470 p
C3,C6 = 47 n cerámico
C4 = 220 n/400 V
C5,C8 = 100 n/400 V

Semiconductores:

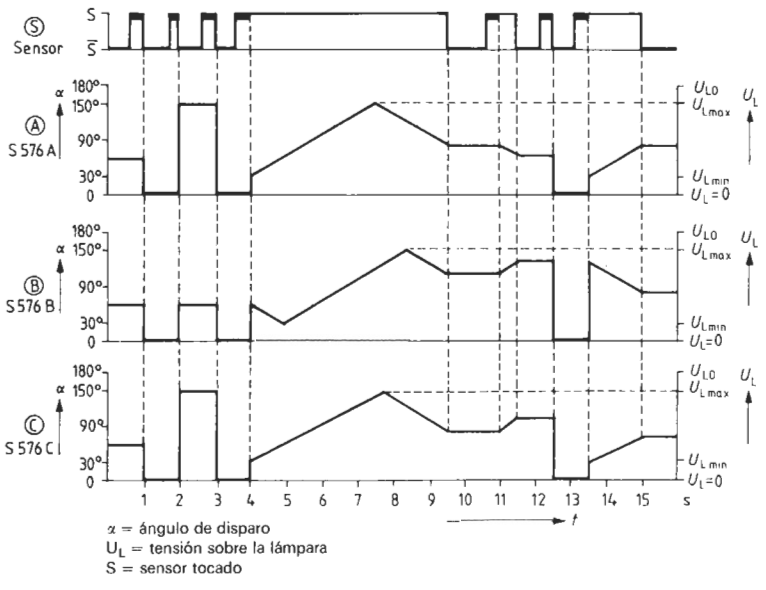
D1 = diodo zener 15 V/400 mW
D2 . . . D4 = 1N4001
IC1,IC2 = S576 (ver texto para la versión)
Tr1,Tr2 = TAG226D o TIC206D

Varios:

L1,L2 = 30 . . . 50 µH/2 A
F1 = fusible, 4 A, con soporte de circuito impreso
1 bloque de 3 terminales para circuito impreso
EPS 85480



1



α = ángulo de disparo
U_L = tensión sobre la lámpara
S = sensor tocado

queda a mitad de brillo, actuando primero en sentido de aumento, hasta llegar al máximo, antes de comenzar a atenuar. La versión B es más interesante, ya que memoriza la última operación realizada, por lo que se enciende al mismo nivel que tenía cuando fue apagada. Asimismo el control proporcional recuerda el sentido de la última operación y actúa en sentido contrario (disminuyendo si ésta había sido de aumento y viceversa). Las diversas posibilidades de los tres modelos están representadas en la figura 1.

El circuito del doble regulador se ve en la figura 2. La alimentación para los dos integrados se realiza mediante R2, C4 y D3. La tensión continua se filtra con C1. Los condensadores C3 y C6 determinan la velocidad con la que la luminosidad de la lámpara es realzada o atenuada. El doble regulador se monta sobre la pequeña placa que aparece en la figura 3. El tamaño de la misma se ha realizado de forma que pueda entrar en una caja eléctrica estándar. Para ello es importante respetar el tamaño de los componenetes empleados en la placa.

El circuito se conecta a las luces a través de tres terminales: L a una de las fases, mientras que S1 y S2 se aplican a las dos placas sensoras. El común de las lámparas se llevará al neutro (o la otra fase, según la instalación eléctrica existente). Es interesante resaltar que este montaje no puede ser empleado con tubos neón.

DETECTOR ELECTRONICO DE MONEDAS

La acción de este detector, que indica la presencia de materiales férricos y no férricos, depende de la absorción de un campo magnético.

Una inductancia, que forma parte de un oscilador sintonizado, emite un campo magnético. Cuando se introduce un objeto en este campo, se absorbe suficiente energía para parar el oscilador.

El oscilador Colpitts de la figura 1 opera a unos 70 KHz. La bobina L1 sirve también como detector. Debido al elevado valor de la resistencia de emisor, R1, el oscilador está al borde del punto de trabajo. Esto es deseable, ya que de otra forma cualquier pérdida en el circuito sintonizado sería compensada por el transistor. La salida del oscilador se rectifica con D1 y D2, y la tensión resultante se aplica a la entrada inversora del comparador IC1. Si la tensión cae por debajo del nivel de la patilla 3, ajustado con P1, la salida se pone a nivel alto, y el relé se activa.

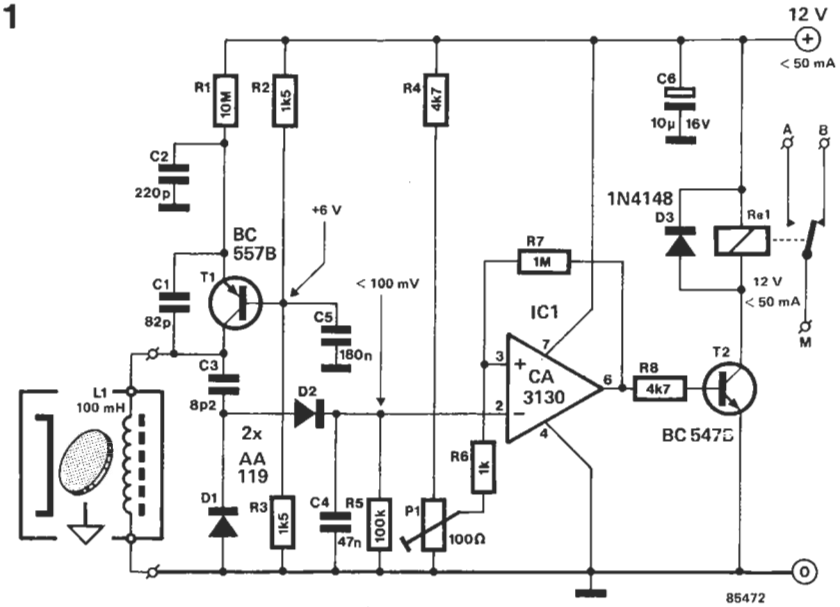
El detector se construye fácilmente en la placa mostrada en la figura 2. Esta placa no está disponible en nuestro servicio EPS, pero se puede usar como modelo. La bobina L1, un choque estándar de 100 mH, es el único elemento que no se coloca en la placa.

Si el oscilador no arranca fácilmente, se disminuirá el valor de R1. Si, por otra parte, el oscilador no se para, cuando se coloca un objeto metálico cerca de L1, deberá aumentar el valor de R1. El valor de R1 depende en gran modo de la bobina empleada en L1.

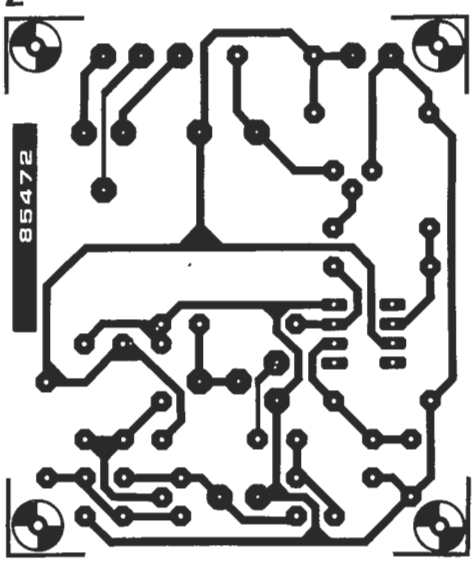
Comenzando con el cursor de P1 hacia masa, ajuste el potenciómetro hasta que se desactive el relé. Si se necesita una sensibilidad menor avance un poco más el cursor desde este punto de ajuste.

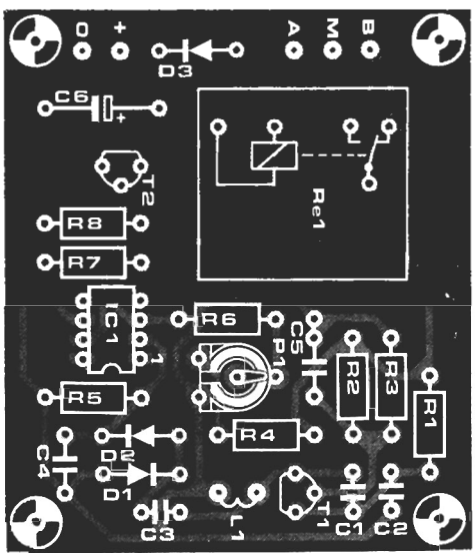
El consumo del circuito viene determinado principalmente por el estado del relé; en cualquier caso no será superior a 50 mA.

1



2





Lista de componentes

Resistencias:

R_1 = 10 M
R_2, R_3 = 1k5
R_4, R_8 = 4k7
R_5 = 100 k
R_6 = 1 k
R_7 = 1 M
P_1 = 100 Ω ajustable

Condensadores:

C_1 = 82 p
C_2 = 220 p
C_3 = 8p2
C_4 = 47 n
C_5 = 180 n
C_6 = 10 µ/16 V

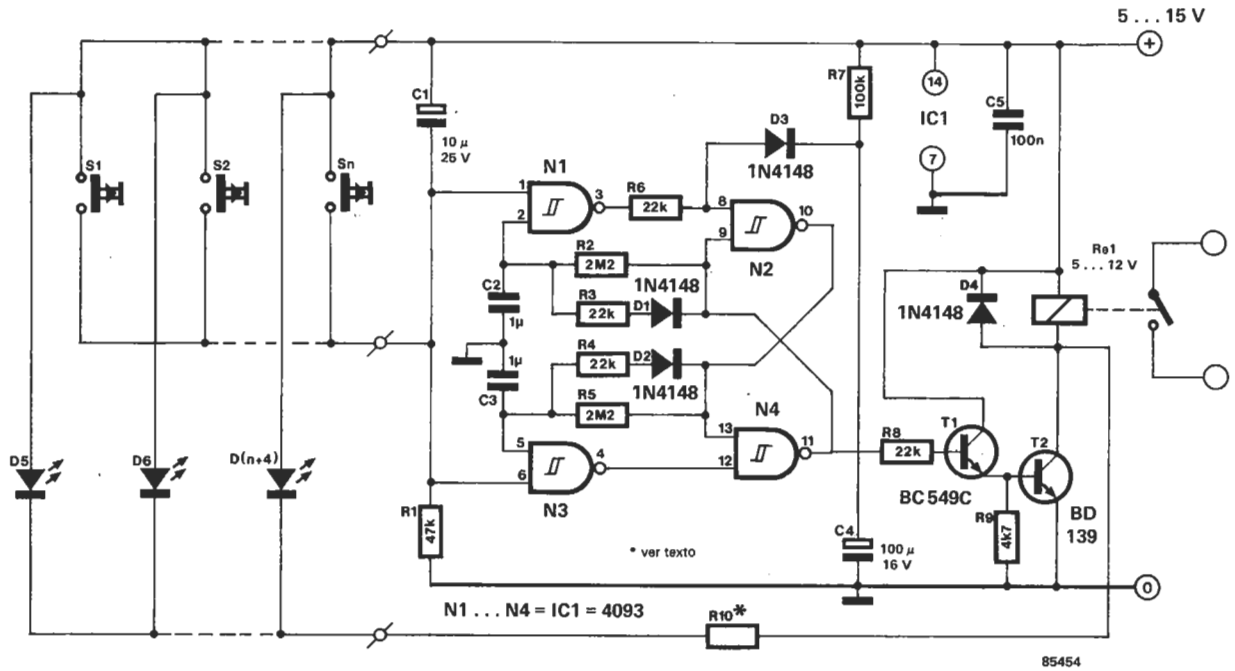
Semiconductores:

T_1 = BC557B
T_2 = BC547B
D_1, D_2 = AA119
D_3 = 1N4148
IC_1 = CA3130

Varios:

L_1 = bobina, 100 mH
Re_1 = relq, 12 V, resistencia del bobinado menor de 240 Ω

038 PULSADORES MULTIPLES EN PARALELO



¿Necesita Ud. un circuito que a partir de un número teóricamente infinito de teclas controle un relé e indique, a nivel de cada tecla, cuál es el estado del relé? Pues bien aquí lo tiene.

El relé está controlado por una etapa de transistores (T1, T2) mandados por una báscula RS (N2, N4), asociada a otros dos operadores lógicos NAND (N1, N3). Un impulso de disparo en el punto nodal R1/C1 se dirige hacia la entrada de la báscula que —mientras está activada— puede hacer cambiar el estado de la báscula desde la posición en la que está en ese momento.

En otras palabras, una sucesión de impulsos (cambios de niveles lógicos), separados por unos segundos, provoca una sucesión de cambios de nivel lógico de la báscula y cambios de estado del relé. Los impulsos de disparo se crean cuando se acciona una de las teclas S1...Sn. Estos están dispersos en el espacio pero montados en paralelo. Una unión con dos hilos es suficiente.

Si se desea una indicación del estado del relé, hace falta otro cable de unión. En este caso los LED se montan también en paralelo. Conviene que los LED sean del mismo tipo y de la misma serie, a fin de obtener un buen reparto de corriente entre ellos. Si se considera que la corriente de un LED es de 10mA, el valor de R10 será calculado como sigue:

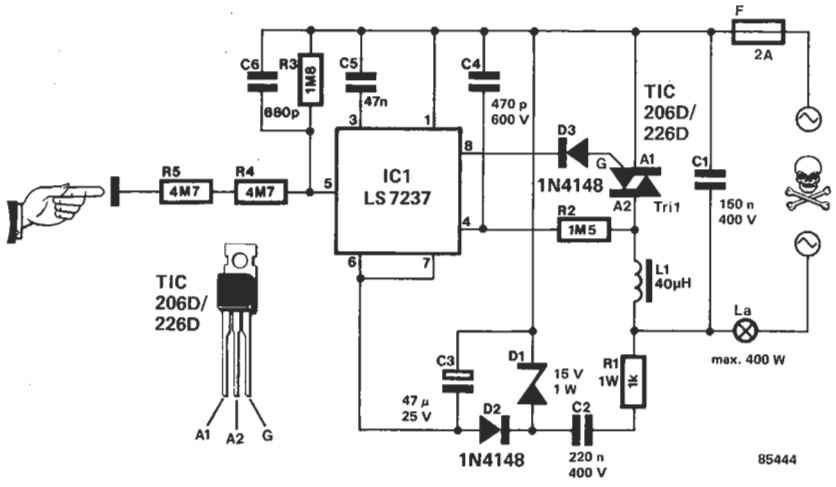
$$R10 = \frac{U-2}{10n} \text{ (V, K}\Omega\text{)}$$

Siendo n el número de LED y U la tensión de alimentación.

039 ATENUADOR DE LUCES DE 4 POSICIONES

Una luz eléctrica puede ser ajustada, con este atenuador, en brillo muy bajo, bajo, medio y máximo, lo cual en la mayoría de los casos será suficiente. Después de todo está muy bien controlar la luminosidad de una bombilla en todo el margen, pero no siempre se usa una regulación tan precisa. Más habitualmente este control por pasos presenta muchas ventajas: entre otras que la regulación del punto deseado se hace en un segundo o dos.

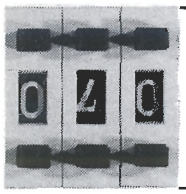
El circuito está basado en el LS7237 y algunos componentes discretos. El atenuador puede ser empleado también como interruptor encendido/apagado, para lo cual la patilla de selección de modo (7) se conecta a masa (patilla 1). De esta manera el interruptor no produ-



ce interferencias ni ruidos en la red, que pueden afectar a otros equipos eléctricos. Otra posibilidad es dejar la patilla 2 abierta, con lo que se tendrá un regulador de tres posiciones: bajo, medio y máximo.

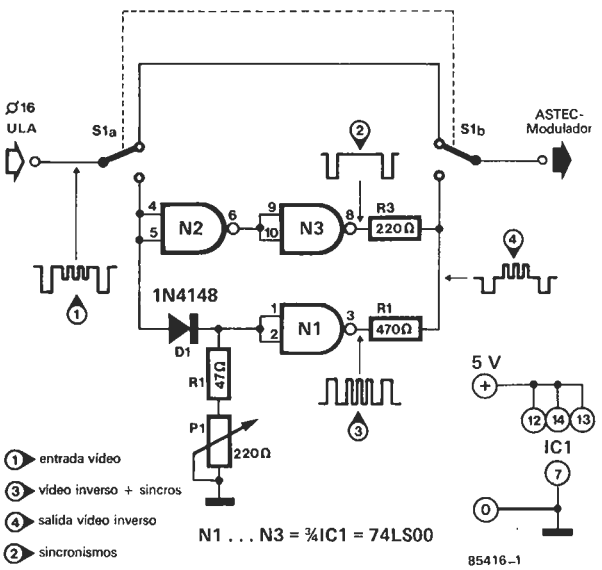
El LS7237 contiene todos los circuitos para mandar directamente un triac, Tr1. La resistencia R2 y el condensador C4, filtran la señal de 50 Hz de la red, que sirve para sincronizar el PLL interno del integrado. La red R1, C2 y D2 proporciona la alimentación para el LS7237, mientras que el filtro L2/C1 impide que un ruido excesivo alcance la red.

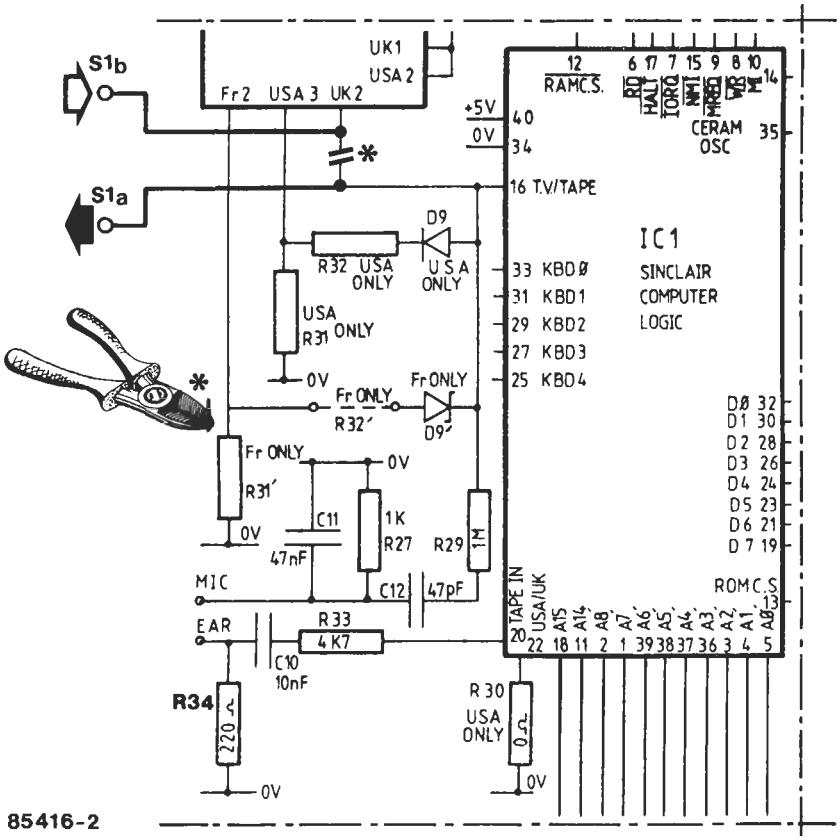
Pueden emplearse diferentes tipos de triac, con tal de que soporten la corriente necesaria y tengan una tensión de trabajo de al menos 400 V. Para un funcionamiento correcto, se debe respetar las tensiones de trabajo de varios de los componentes. Las dos resistencias de 4M7 proporcionan un amplio margen de seguridad para el usuario; bajo ninguna circunstancia se deben sustituir por una resistencia de 10 M. El circuito es lo suficientemente pequeño para ser acomodado en la caja de un interruptor mecánico.



INVERSOR DE VIDEO PARA ZX81

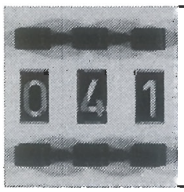
Este inversor debe ser colocado entre la salida vídeo y el modulador de TV. El interruptor S1 permite puentear el circuito cuando no se necesita la inversión de imagen. La señal de vídeo compuesto se invierte en N1. Las puertas N2 y N3 separan las señales de sincronismo de la entrada: la salida de sincronismos, sin invertir, está disponible en la patilla 8 de N3, con un nivel de 5 Vpp. Las señales de vídeo invertido y sincronismos, amplificados, se suman de nuevo, para producir una adecuada señal de vídeo.





El potenciómetro P1 sirve para ajustar el contraste de la imagen.

El circuito puede ser construido en una pequeña placa de prototipo, que pueda ser fijada en el interior del ZX81. La alimentación del circuito puede ser extraida de la ULA IC1, del ordenador: +5 en la patilla 40 y masa en la patilla 34.



GENERADOR DE SEÑAL CUADRADA

Las excelentes cualidades del contador/divisor tipo 4059 no habían encontrado en nuestra revista, hasta ahora, la atención que merecen. Una de estas propiedades es la disponibilidad de un factor de división entre 3 y 15.999, dependiendo del nivel lógico en las entradas J1...J16, y de la posición de los interruptores S17..S19.

Un oscilador de relajación, N1-N2, proporciona la señal de reloj para el 4059; este oscilador puede ser realizado con un cristal, en lugar del tipo RC como el empleado en la figura 1.

El biestable FF1, conectado en la sa-

lida, es esencial, ya que el 4059 proporciona, en la patilla 23, un ancho de pulso proporcional a la frecuencia del oscilador. El biestable asegura que los pulsos de salida tengan una forma de señal cuadrada. La salida Q del biestable tiene, desde luego, una frecuencia mitad de la generada en la salida del 4059.

Las entradas J1...J16 de IC2 están divididas en grupos de a cuatro. La información binaria de estas entradas se denomina TA...TD. Las entradas J1...J4 están divididas, a su vez, en D1 y D2. Por tanto, en total hay 5 entradas de datos, de las cuales la menor, D2, es un sólo bit. Además el 4059 tiene 3 entradas de control, Ka...Kc, que proporcionan uno de los 5 factores siguientes: 2, 4, 5, 8 ó 10. Hay que resaltar que cuando el factor de estas entradas es de 10, la función de D2 desaparece, y pasa a ser el cuarto bit de la entrada TA. Por tanto, hay dos fórmulas de cálculo de la frecuencia de salida.

— Para K = 10

• $n = 1000\,TD + 100\,TC + 10\,TB + D1$

con D1 = J1, J2, J3, J4

— Para K ≠ 10

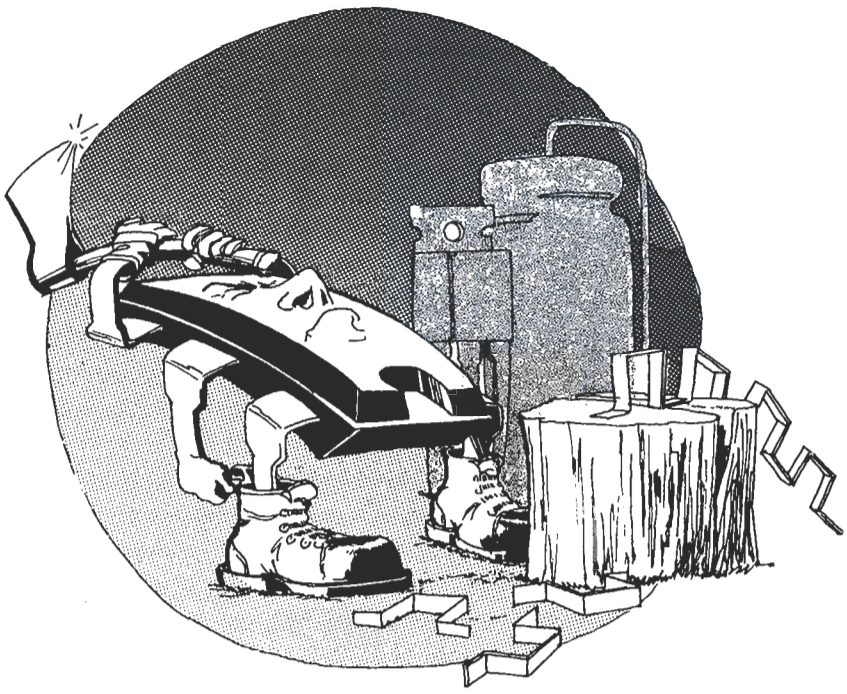
• $n = D1 + K(1000\,D2 + 100\,TD + 10\,TC + TB)$

con D1 = J1, J2, J3; D2 = J4

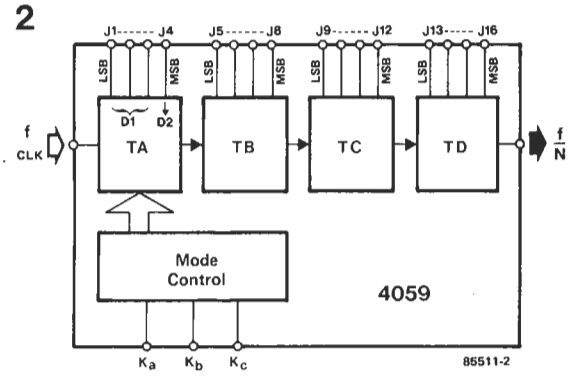
El montaje puede ser programado por un ordenador, a mano (mediante interruptores) o con la ayuda de un contador ascendente/descendente.

El generador programable con este circuito puede emplearse en un amplio campo de aplicaciones: electro-óptica, PLL digital, temporizadores, etc...

El circuito opera con tensiones de 4 a 15 voltios, con un reducido consumo.

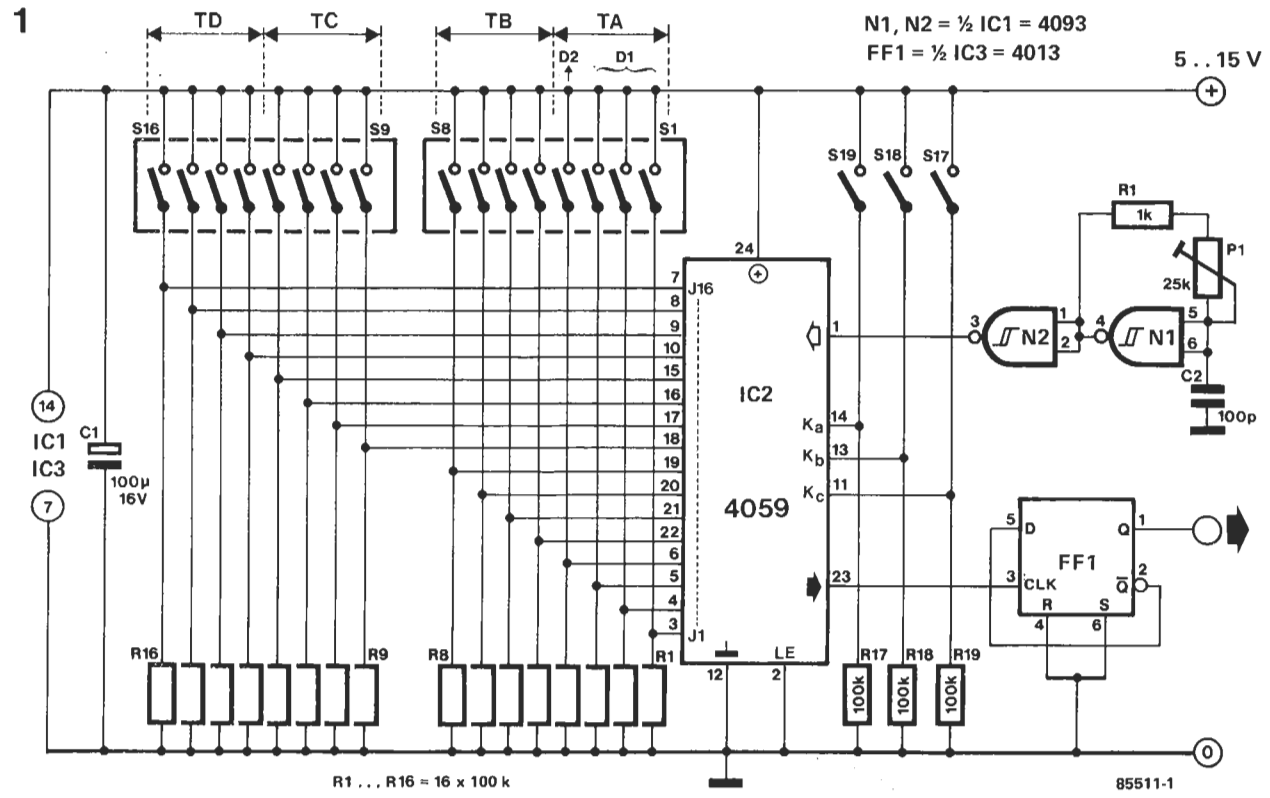


2



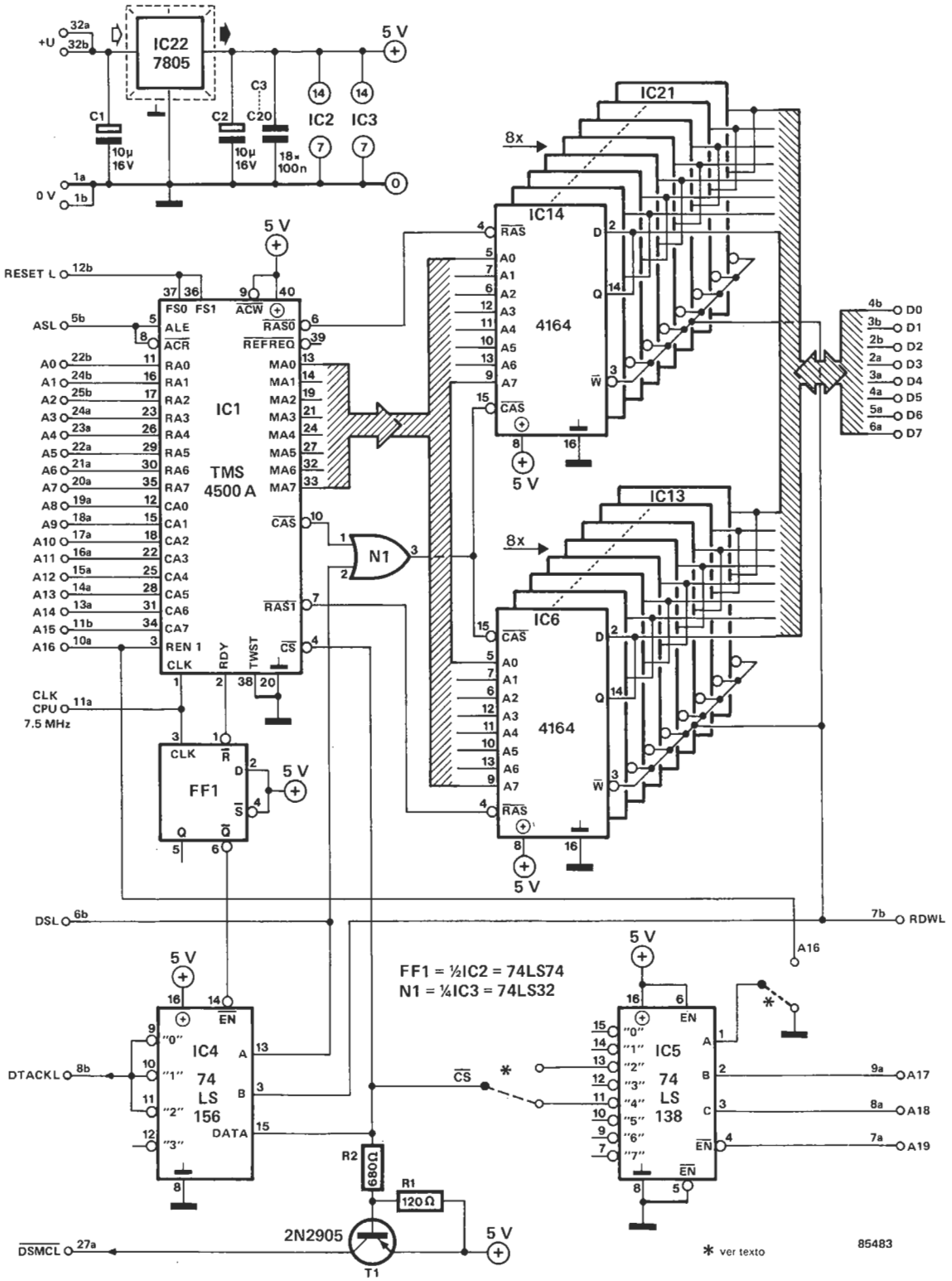
K	Ka	Kb	Kc
2	1	1	1
4	0	1	1
5	1	0	1
8	0	0	1
10	1	1	0

1



042

EXTENSION DE RAM PARA EL QL



El ordenador Sinclair QL viene de origen con una capacidad RAM de 128 K, lo cual puede parecer suficiente en comparación con los 64 K de muchos otros ordenadores. Sin embargo cuanto mayor espacio de memoria existe, mayor es también la cantidad de esta que se puede llenar, y desde luego se acaba por hacerlo totalmente. Con lo cual, entre programas del sistema operativo, aplicaciones y programas propios al final resulta tan insuficiente como los 64 K de los otros ordenadores. En conclusión: hace falta más memoria.

El circuito que proponemos es una aplicación del controlador TMS 4500A como extensión de RAM del 68008. Este controlador puede manejar un máximo

de 128 K de memoria dinámica, proporcionando todas las señales necesarias: multiplexión de direcciones, RAS, CAS, y refresco.

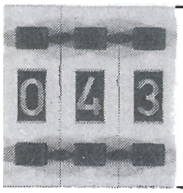
Los integrados de memoria son del tipo 64 K X 1 (de 128 ó 256 ciclos de refresco) con una velocidad menor de 150 ns. Dado que el QL emplea una frecuencia de reloj de 7.5 MHz, en lugar de la normal de 8 MHz, esta memoria puede operar sin ciclos de espera. Una frecuencia de trabajo de 8 MHz que necesite habitualmente ciclos de espera es apreciablemente más lenta que la de 7.5 MHz sin ellos.

La familia 68000 dispone de una entrada de reconocimiento de datos. Como en otros microprocesadores, la UCP coloca las direcciones y datos en el bus, e indica su estado correcto con un impulso de «validación de datos» y «validación de direcciones», respectivamente. La UCP continua así hasta que recibe de la memoria una señal DTACK (reconocimiento de datos). Nuestra extensión genera esta señal con ayuda de un LS156. Normalmente este reconocimiento se entrega inmediatamente, pero puede ocurrir que el 4500 esté realizando un ciclo de refresco, en cuyo caso la UCP debe esperar, lo cual se realiza a través de la salida RDY (patilla 2).

Para impedir que el QL se quede esperando permanentemente cuando se lee una dirección donde no hay memoria, la señal DTACK se genera internamente; esto debe ser inhibido cuando se direcciona memoria de la extensión, y se realiza fácilmente por medio de DMSC. Poniendo esta señal está a nivel alto, tan rápido como sea posible, el DTACK interno se desactiva.

Si no se encuentra el transistor 2N2905, se puede sustituir por un BS170, en cuyo caso se elimina la resistencia R1 y se sustituye por un puente R2. El circuito de la figura 1 está previsto para 128 K. También es posible suprimir la segunda bancada de RAM IC6...IC13, y realizar una versión de 64 K. En este caso la entrada A del LS138 se conecta a A16; la salida de selección, CS, se toma siempre de la patilla 11.

Como no hay tensión de +5 voltios disponibles en el conector de expansión, pero existe una línea de +9, hay que emplear un regulador, IC22, tipo 7805 para alimentar la extensión. El consumo depende del tipo de RAM, y será del orden de 200...300 mA. Es muy importante desacoplar las líneas de alimentación adecuadamente: cada integrado de RAM, y el 4500, debe conectar un condensador de 100 nF, tan próximo a cada integrado como sea posible.



ENTRENADOR MORSE CON EL JUNIOR COMPUTER

Presentamos aquí un pequeño programa que puede añadirse al software ya disponible para el Junior Computer. En este caso se trata de enseñar a los escuchas de la onda corta la interpretación del código Morse. El programa puede emplearse incluso con la versión básica del Junior. El único accesorio necesario es una sencilla etapa amplificadora, como se muestra en la figura. La entrada de la misma se conecta a la línea PB5 del 6532.

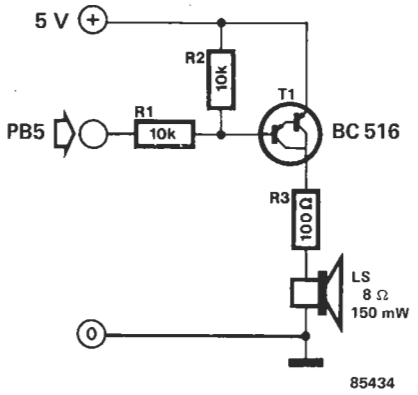
El número y velocidad de caracteres Morse puede ser predeterminado. Una vez que se arranca el programa, el Junior genera de 1 a 6 caracteres Morse, que el «aprendiz» debe decodificar y escribir a continuación. Las letras correspondientes al carácter generado aparecerán en el display tras un pequeño retardo, de forma que se puede comprobar la correcta decodificación del texto. Durante esta fase el ordenador espera hasta que cualquier tecla, diferente de ST o RST, sea pulsada.

El listado hexadecimal es suficiente para escribir el programa en el Junior. Una vez que se ha realizado esto, hay que preparar los parámetros siguientes:

— en la dirección 0010, escribir un dato, de 00 a 05
— en la dirección 0011, escribir un dato, de 01 a 55 (máximo)
— en la dirección 0014 escribir el

Tabla 1.

carácter alfanumérico	código hexadecimal	carácter alfanumérico	código hexadecimal
A	01	S	13
B	02	T	14
C	03	U	15
D	04	V	16
E	05	W	17
F	06	X	18
G	07	Y	19
H	08	Z	1A
I	09	1	1B
J	0A	2	1C
K	0B	3	1D
L	0C	4	1E
M	0D	5	1F
N	0E	6	20
O	0F	7	21
P	10	8	22
Q	11	9	23
R	12	0	24




```
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
0200: A9 FF 8D 83 1A 8D 81 1A 85 01 85 02 85 03 85 04
0210: 85 05 18 A5 11 65 11 65 11 85 12 A5 10 AA 20 A8
0220: 02 A8 B9 CB 02 95 00 B9 EF 02 85 21 29 07 85 20
0230: 06 21 B0 07 A5 11 85 13 4C 3F 02 A5 12 85 13 20
0240: 8D 02 C6 20 D0 EA A5 12 85 13 C6 40 D0 FC C6 13
0250: D0 F8 CA 10 C9 20 6F 02 20 AC 1D F0 F8 20 6F 02
0260: 20 AC 1D F0 F0 20 6F 02 C6 40 D0 F9 4C 00 02 8A
0270: 48 A9 FF 8D 81 1A 8D 83 1A A2 08 A5 04 20 E3 1D
0280: CE 7C 02 10 F6 A9 05 8D 7C 02 68 AA 60 A9 FF 8D
0290: 83 1A EE 82 1A D0 FB C6 13 D0 F7 A5 11 85 13 C6
02A0: 40 D0 FC C6 13 D0 F8 60 8A 48 38 A5 E9 65 EC 65
02B0: ED 85 E8 A2 04 B5 E8 95 E9 CA 10 F9 C5 15 B0 EA
02C0: C5 14 30 E6 85 30 68 AA A5 30 60 08 03 27 21 06
02D0: 0E 42 09 7A 72 0A 47 48 2B 23 0C 18 2F 52 07 63
02E0: 41 01 36 11 64 79 24 30 19 12 02 78 00 10 40 42
02F0: 84 A4 83 01 24 C3 04 02 74 A3 44 C2 82 E3 64 D4
0300: 43 03 81 23 14 63 94 B4 C4 7D 3D 1D 0D 05 85 C5
0310: E5 F5 FD
```

dato para el primer carácter que puede ser generado menos 1 (ver tabla 1)
— en la dirección 0115 escribir el dato del último carácter que puede ser generado (ver tabla 1)

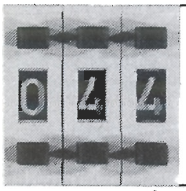
Ahora se puede proceder a la ejecución del programa; este comienza en la dirección 0200, a través de la tecla GO. Veamos un ejemplo de programación: para que el Junior genere caracteres entre B y G. Hay que escribir los siguientes datos:
— dirección 0010: dato 05 (5 caracteres)
— dirección 0011: dato 55 (velocidad)
— dirección 0014: dato 01 (letra B, menos 1)
— dirección 0015: dato 07 (letra G)

Una vez introducidos estos datos, se puede proceder a la ejecución del programa, tan pronto como se pulse GO.

Los datos del alfabeto, y los números, se dan en la tabla 1; en la tabla 2 se reseñan las direcciones más importantes del programa.

Tabla 2

dirección	función
Ø26F	rutina de display alfanumérico
Ø28D	rutina de generación de tonos
Ø2A8	rutina de generación del número aleatorio
Ø2CB	tabla de códigos del display
Ø2EF	tabla de códigos Morse
ØØØØ a ØØØ5	buffer del display
ØØ11	longitud de puntos y rayas (velocidad)
ØØ14	límite inferior del bloque de caracteres que son generados
ØØ15	límite superior del bloque de caracteres que son generados



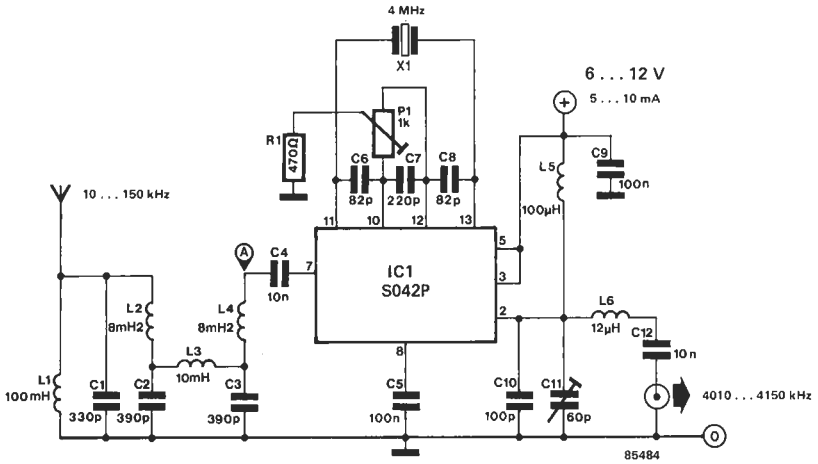
CONVERTIDOR VLF

Hablando estrictamente, la banda de VLF («Very Low Frecuency», muy baja frecuencia), va desde 3 KHz a 30 KHz, mientras la banda LF («Low Frecuency», baja frecuencia), también llamada banda de ondas largas, llega desde 30 KHz a 300 KHz. El convertidor que describimos cubre el margen de 10...150 KHz y está, por tanto a mitad de camino entre un convertidor VLF o un LF.

Las frecuencias entre 10 KHz y 150 KHz se convierten a 4.01...4.15 MHz, que puede ser llevado a un receptor de onda corta capaz de aceptar estas frecuencias. El convertidor se conecta a la entrada de antena del receptor, a través de un cable coaxial.

Muchos convertidores padecen interferencias del oscilador/mezclador en la señal de salida, causadas por una onda asimétrica del mezclador. Por ello en este mezclador hemos empleado el, popularmente conocido, convertidor de frecuencia SO 42P, en el cual la simetría puede ser ajustada, con gran precisión, mediante un potenciómetro conectado entre las patillas 10 y 12.

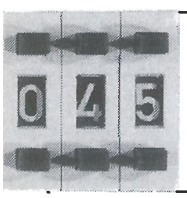
Para prevenir la recepción de frecuencias armónicas, la señal de salida se pasa por un filtro paso-banda LC, antes de llevarse a la entrada del receptor.



La salida del convertidor de frecuencia (patilla 2) se aplica al circuito formado por C10/C11/L6/C12, que está sintonizado en el margen de frecuencias de 4.01 a 4.15 MHz. Este circuito suprime efectivamente las señales producidas en el convertidor.

El condensador trimmer de 60 pF se emplea para sintonizar la banda de 10...150 KHz. La simetría del convertidor se ajusta sintonizando el receptor en la frecuencia de cristal oscilador, 4.00 MHz en el esquema, y retocando P1 para mínima salida desde el convertidor; esto es, deflexión mínima del indicador de campo, u otro instrumento, del receptor. Durante esta calibración, la entrada del convertidor, punto A en el esquema, debe ser cortocircuitada a masa.

Se ha utilizado valores estándar para todos los choques empleados, por lo que su localización no debe presentar problemas. El valor del choque de salida, de 12 uH, no es crítico. La antena debe ser un cable, lo más largo posible.



MONITOR PARA AEROMODELISMO

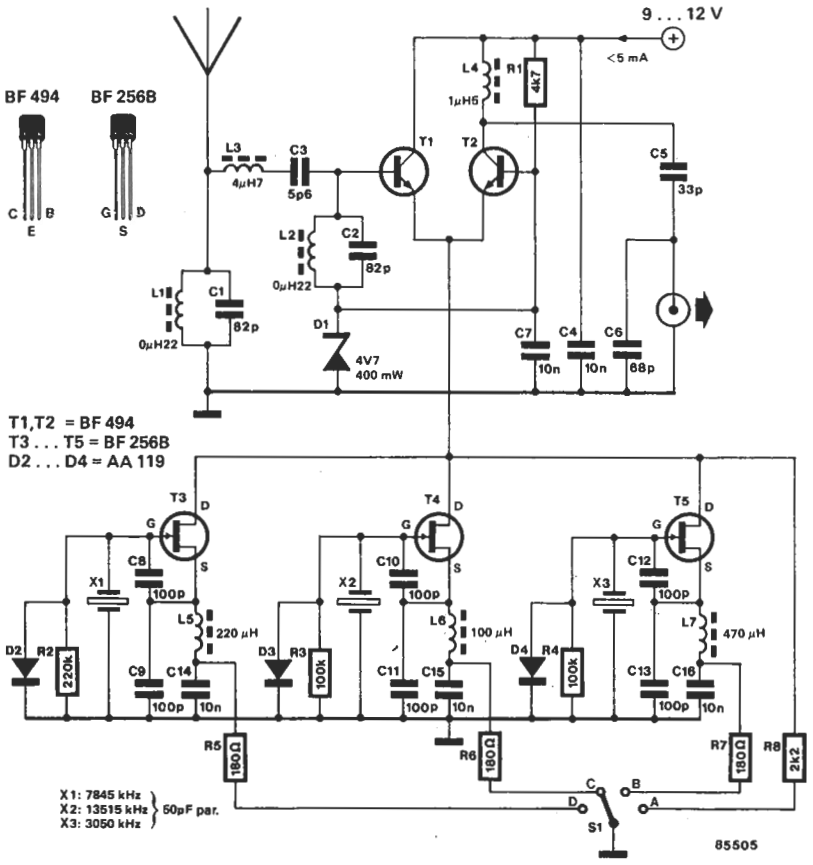
Los antiguos modelos de radiocontrol, que no empleaban un microprocesador, eran altamente vulnerables a cortes de la comunicación; estos cortes podían producir un aterrizaje lejano del modelo, un golpe por pérdida de control, o ambos. Debido a las interferencias de radios piratas, en la misma gama que el transmisor de control, resulta esencial para el controlador poder comprobar que la banda que piensa utilizar está libre. Incluso si esto se cumple inicialmente, es recomendable continuar la comprobación.

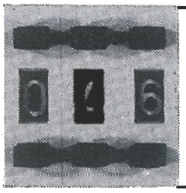
En combinación con un receptor de onda corta, este circuito permite el control de la banda de 27 MHz. La señal de antena se filtra (26...41 MHz) y se aplica a la entrada del amplificador diferencial T1-T2. Como la fuente de corriente de esta etapa consiste en un oscilador,

el amplificador funciona como mezclador. El oscilador puede operar con cualquier cristal entre 2 y 32 MHz. El circuito de salida, L4/C5/C6, se sintoniza sobre 27.2 MHz. Esta frecuencia es inversamente proporcional a los valores de las inductancias y condensadores.

Los valores de los cristales están preparados para un «40 canales». Con el interruptor en la posición A, el circuito funciona como un amplificador de antena; en posición B, los canales 38...49 son convertidos a los canales 8...19; en posición C los 50...53 pasan a 20...23; y por último, en la posición D los canales 61...79 aparecen en los 21...39.

El receptor al que se acopla no necesita ser de FM: un receptor de AM puede trabajar en FM, desintonizando el comprobador unos cuantos KHz.

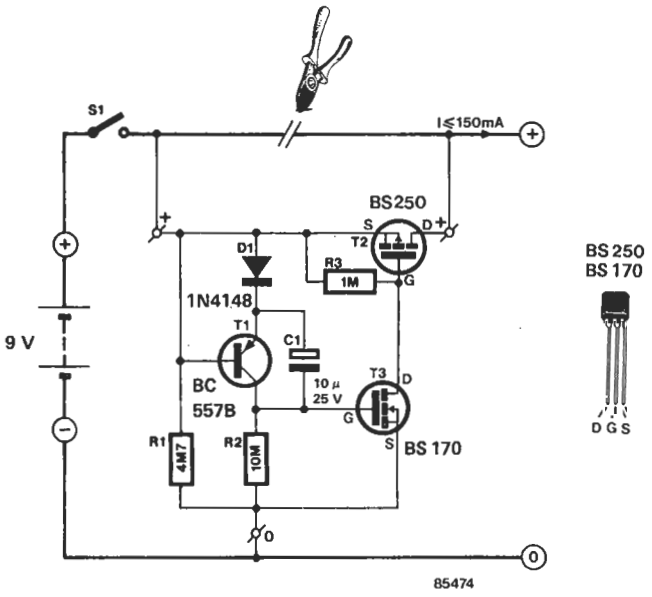




APAGADO AUTOMATICO

Los multímetros numéricos modernos como los que tenemos, disponen de un indicador «battery low» que indica el tiempo que falta para cambiar la pila. Está bien, ¿pero para qué esta indicación si el dueño del aparato es un despistado como hay tantos entre nosotros? Un despistado puede ser un genio, pero ¿para qué le sirve su genialidad si se olvida apagar el multímetro después de utilizarlo? En este caso la genialidad consiste en poner a punto un circuito que corte la tensión del multímetro al cabo de un cierto tiempo. Otra genialidad, con menos inventiva, consistiría en tener siempre una reserva de pilas para que no le coja por sorpresa. Pero en algunos casos es necesario tener un ordenador para generar permanentemente un stock de los distintos tipos de pilas. Veamos lo que pasa en nuestro multímetro equipado de un apagado automático. Cuando se conecta la tensión, al condensador C1 se le aplica un potencial de 9V por medio de D1. Como está todavía descargado la rejilla de T3 ve el mismo potencial: conduce, y T2 hace lo mismo. El multímetro está encendido.

Como C1 se carga poco a poco a través de R2. La tensión en la rejilla de T3



multímetro esté sin tensión manualmente o con la ayuda de S1. En efecto cuando este interruptor se abre una corriente de base circula a través de R1 y R2. T1 se pone a conducir y descarga el C1. De forma que el apagado automático está preparado enseguida para el caso de que el multímetro sea encendido.

se vuelve demasiado pequeña para mantener este transistor en conducción. De repente T2 se bloquea también y el multímetro se apaga. La carga de C1 durará entre dos y tres minutos.

¿Y qué pasa con T1? ¿Podría funcionar el circuito sin este transistor? Su función es la de descargar C1 hasta que el

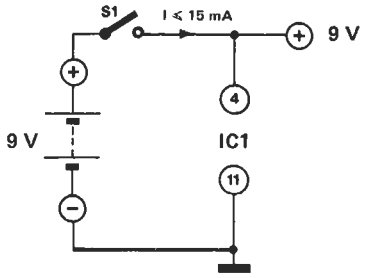
do un poco después. De otra forma sería necesario esperar algunos minutos antes de que el multímetro pueda ser utilizado. El montaje de un circuito de un tamaño tan pequeño dentro del multímetro no tiene problema. Se inserta el circuito en la unión existente entre el interruptor de puesta en marcha del multímetro y el propio circuito del multímetro, con lo que la unión queda interrumpida. No se olvide de hacer también la conexión a masa.

Se puede reemplazar D2 por un Darlington del tipo BC516, a condición de montar una resistencia de 1M en serie con el drenador de T3. Este tipo de transistor es más fácil de encontrar que el BS250; presenta siempre el inconveniente de una caída de tensión mayor en los bornes del circuito que con un BS520. Esta es de 0,1V para una corriente de 10mA, mientras que para la misma corriente este umbral es por lo menos de 0'8V en un BC516.



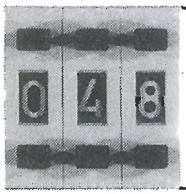
DETECTOR DE CABLES

El circuito que mostramos es un método sencillísimo para localizar conductores por los que circula corriente alterna. El detector es un captador telefónico de cabeza magnética con una ventosa (ver figura). El campo magnético generado alrededor de un cable por el cual circula una corriente induce una tensión del orden de milivoltios sobre la bobina del captador telefónico (L1). Esta señal se amplifica por medio de A1 y A2. Los condensadores C2 y C5 tienen el valor adecuado para obtener la máxima amplificación a 50 Hz (frecuencia de red en España). El diodo D1 se iluminará durante las semiondas positivas de la tensión de red.





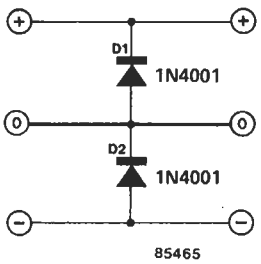
A1,A2,A3 = ¾ IC1 = LM 324



SECUENCIA DE ALIMENTACION PARA OPERACIONALES

Muchos diseñadores conocen la cantidad de problemas que aparecen entre el diseño sobre el papel y la realización práctica del mismo. Nosotros mismos, desde luego, no somos una excepción a esta regla, y deseamos mencionar un problema, cuya solución es interesante por su efecto didáctico.

Realizando medidas en un circuito que contenía varios operacionales tipo NE 5532, alimentados con ±12, nos encontramos que al encender no funcionaba correctamente. Comprobadas las alimentaciones, descubrimos que la línea positiva estaba a -0.6 V, en lugar de los 12 V esperados. Cuando se desconectaba brevemente y volvía a conectarse la línea de +12, el circuito comenzaba a funcionar correctamente. Si se desconectaban ambas alimentaciones, y se volvía a encender, de nuevo nos encontrábamos el problema.

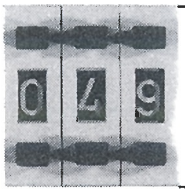


Tras algunas indagaciones en la literatura especializada, encontramos que, en el encendido de fuentes simétricas, podía producirse una inversión temporal de polaridad. Debido a la compleja estructura interna de los circuitos integrados, puede ocurrir que esta inversión provoque la actuación de componentes parásitos del integrado, llegando a una

situación estable, pero de funcionamiento incorrecto.

En el libro «Intuitive IC Opamps» encontramos una explicación sobre este problema, causado por un tiristor parásito, que se disparaba cuando la alimentación negativa no subía con la suficiente rapidez. El remedio es muy sencillo: colocar dos diodos en las líneas de alimentación, de forma que impiden la aparición de una polaridad inversa.

Este sencillo circuito resolvió totalmente el problema, y desde luego no hemos encontrado otra solución más sencilla.



CARGADOR DE BATERIAS DE PLOMO

Aunque en electrónica suelen usarse más a menudo las pilas de NiCd que las de PbH2S04, sigue existiendo una gran demanda de cargadores de baterías de plomo-ácido. El presente circuito permite cargar rápidamente baterías de 6 o 12 V; se desconecta automáticamente y está protegido contra sobrecargas térmicas, cortocircuitos e inversión de polaridad.

Si no está muy enterado de las características de las baterías de plomo modernas le damos a continuación las más importantes:

- La tensión de carga debe ser de 2.3 V por célula (o 2.45 V para carga rápida).
- La intensidad de carga no tiene que estar limitada a 0.1...1 C (donde C es la capacidad de la batería en Ah– el valor depende del fabricante).
- La batería puede considerarse cargada cuando la corriente de carga baja del 1% de la capacidad nominal.

Algunos fabricantes aseguran que es más conveniente cargar sus baterías en posición horizontal. Nunca cargue estas baterías con un cargador de NiCd!

El circuito propuesto se basa en un regulador de tensión del tipo L200, que asegura una tensión de carga constante. Esta tensión se ajusta mediante P1 con el circuito en vacío. Las resistencias R1 y R2 limitan la corriente; sólo es necesario R2 si la corriente de carga supera los 0.5 A, o para ajustar la limitación de corriente más finamente. La máxima corriente de salida viene definida por la fórmula:

Imax = 0.45 * (R1 + R2)/(R1 * R2) [A]

1

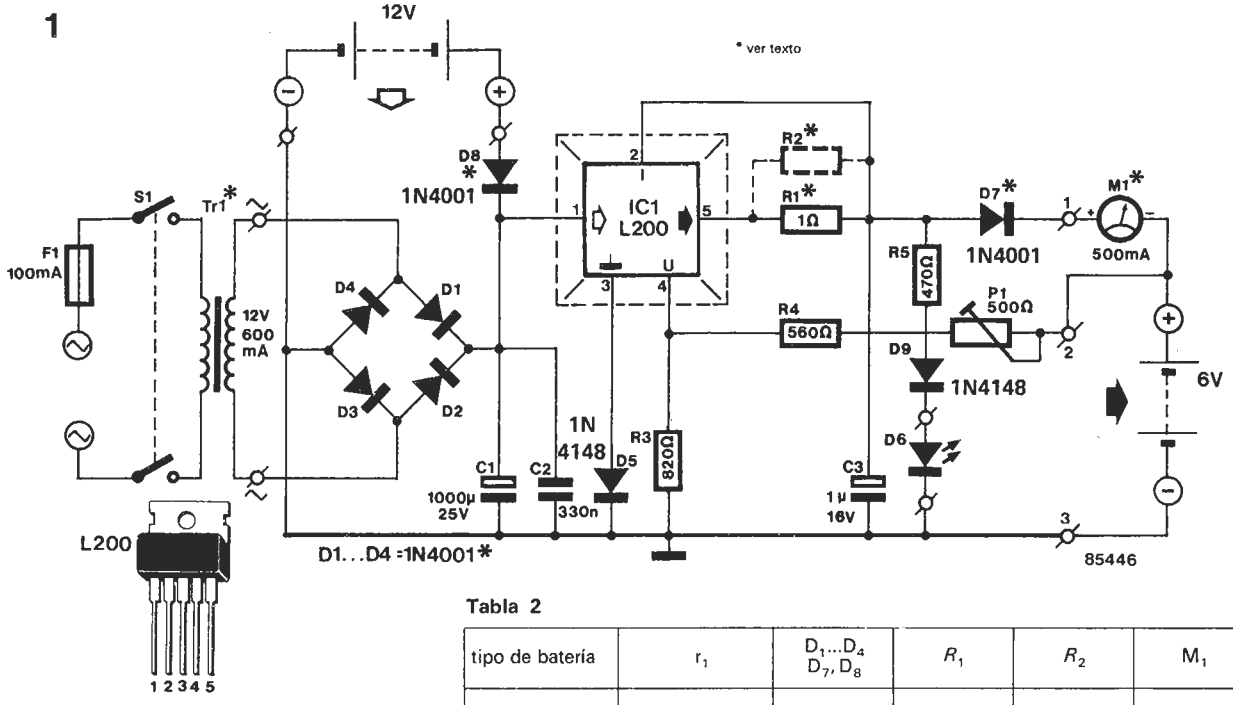
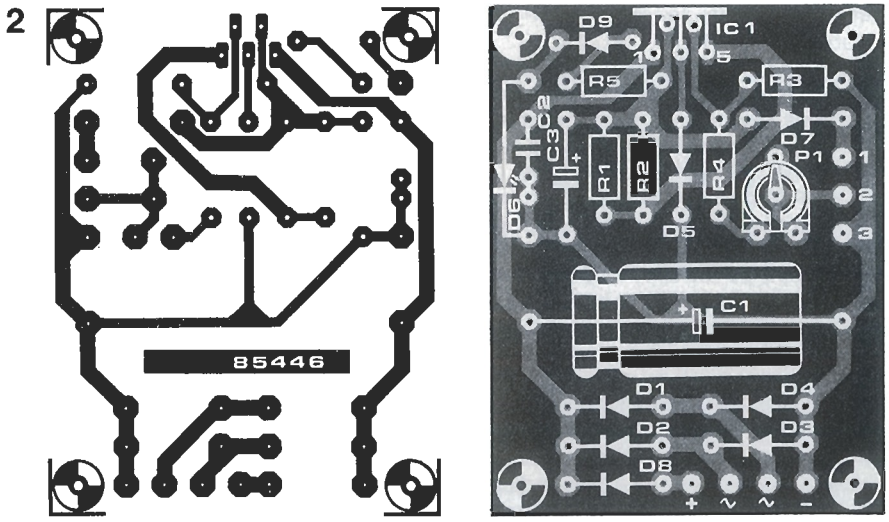


Tabla 2

tipo de batería	r_1	$D_1...D_4$ D_7, D_8	R_1	R_2	M_1
6 V 4 Ah	12 V; 0,6 A	N4001	1 Ω	∞	,5 A
6 V 6 Ah	12 V; ,0 A	1N4001	2 Ω	2 Ω	1,0 A
6 V 8 Ah	12 V; 1,2 A	1N5401	1 Ω	1 Ω	1,0 A
6 V 10 Ah	12 V; 1,5 A	1N5401	0,82 Ω	0,82 Ω	1,0 A

2



La intensidad en cada momento puede leerse en el miliamperímetro M1.

El L200 podría montarse en un pequeño disipador, aunque esto no es estrictamente necesario, ya que este integrado tiene limitación interna de temperatura.

Normalmente este cargador funciona desde la red, pero podría alimentarse desde una batería de coche de 12 V.

En la tabla 1 hemos indicado todos los posibles estados del circuito, algunos de ellos son poco recomendables. La única excepción es en el caso de que la batería a cargar esté completamente descargado (en este caso no es aplicable la tabla). Deberá entonces tener sumo cuidado en la polaridad de la batería. El LED tampoco se iluminará en un principio.

La tabla 2 da algunos ejemplos de batería de 6 V y las modificaciones necesarias en el circuito para cada uno de estos casos. la corriente de carga se ha limitado para estas baterías a 1/10 de la capacidad máxima (esto es un valor un tanto conservador, permisible en cualquier caso).

Si se piensa utilizar el circuito como cargador de baterías de 12 V deberemos cambiar el transformador por uno de al menos 18 V de tensión secundaria y el condensador C1 deberá ser de al menos 35 V. La resistencia R4 deberá aumentarse a 1k8 y el potenciómetro de ajuste P1 a 1KΩ.

Tabla 1.

condición		LED	medidor
polaridad correcta	tensión en la entrada	encendido	400 mA
	sin tensión en la entrada	apagado	0 mA
polaridad invertida	tensión en la entrada	apagado	400 mA (!)
	sin tensión en la entrada	apagado	0 mA
batería no conectada	tensión en la entrada	encendido	0 mA
	sin tensión en la entrada	apagado	0 mA

Lista de componentes

Resistencias:

R_1 = 1 Ω
R_2 = ver texto
R_3 = 820 Ω
R_4 = 560 Ω (ver texto)
R_5 = 470 Ω
P_1 = 500 Ω ajustable (ver texto)

Condensadores:

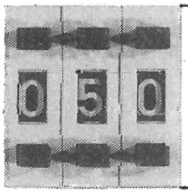
C_1 = 1000 µ/25 V (ver texto)
C_2 = 330 n
C_3 = 1 µ/16 V

Semiconductores:

D_1...D_4, D_7, D_8 = 1N4001 (ver tabla 2)
D_5, D_9 = 1N4148
D_6 = LED
IC_1 = L200

Varios:

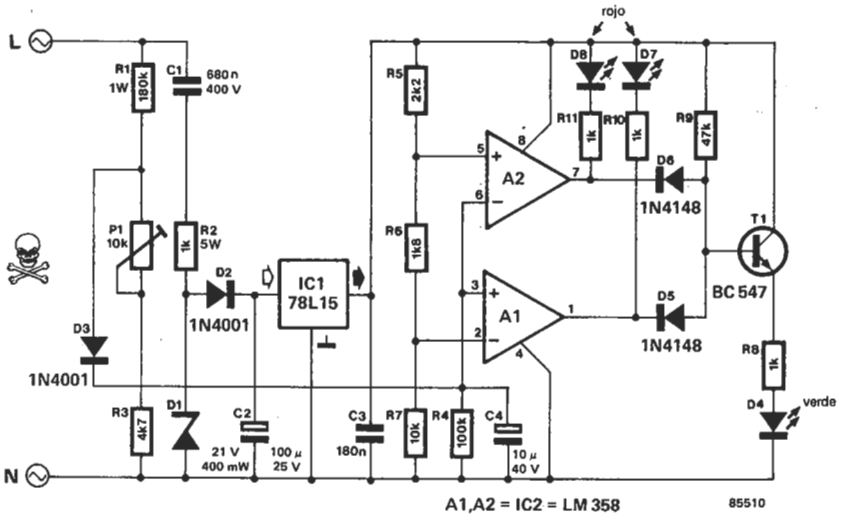
M_1 = amperímetro, 500 mA f.s.
Tr_1 = transformador con secundario 12 V, 600 mA (ver texto)
S_1 = interruptor
F_1 = fusible, 100 mA
Refrigerador para IC1 (opcional, ver texto)



MONITOR DE TENSION DE RED

A menudo resulta muy útil poder ver inmediatamente si la tensión de red está demasiado baja; por ejemplo si está trabajando con un programa de ordenador. El peligro es, desde luego, que si se sigue cargando a la red puede ocurrir que esta caiga por debajo de un valor aceptable.

La alimentación del presente circuito se toma directamente de la red por medio de un divisor, un zener y un integrado estabilizador: C1, R2, D1, D2, C2 e IC1. La tensión presente a la salida de IC1 es de 15 V, que, no sólo sirve para alimentar al conjunto sino también como tensión de referencia para los comparadores A1 y A2. La tensión de red, que es la que se quiere controlar, se toma del punto central del divisor de tensión formado por R1, P1/R3, se rectifica con D3 y se filtra con C4. Cuando la tensión de red baja por debajo de 210 V, se iluminará D7, mientras que si sobrepasa los 250 V será D8 quien se ilumine. Cuando no se ilumine ninguno de estos dos LEDs conducirá T1 y por consiguiente se iluminará D4, indicando que la tensión de red es correcta. Los límites de la tensión de red antes indicados se ajustan mediante el potenciómetro P1 y con ayuda de un variac (si no se dispone de él o no se requiere mucha precisión podrá llevarse P1 a mitad de su recorrido).



Recuérdese que este circuito no está aislado de la red, por lo cual deberá ubicarse en una caja aislante (de plástico o de fibra de vidrio).

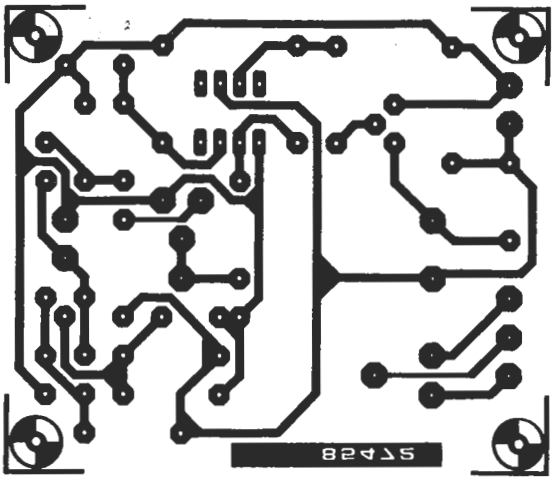
NORMAS PARA LA REPRODUCCION DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS DE ELEKTOR

Para que el lector pueda confeccionar sus propias placas de circuito impreso a partir de los diseños incluidos en las páginas centrales, hay que poner en práctica las operaciones que se detallan a continuación.

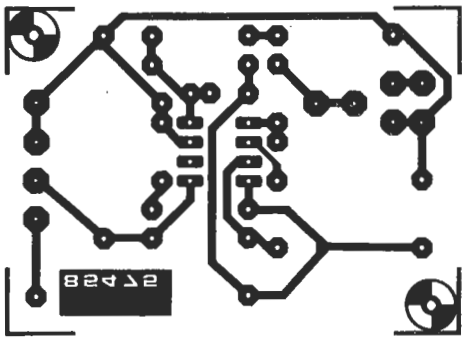
- *Antes de poner manos a la obra, necesita disponer de ciertos materiales: una lámpara ultravioleta, sosa cáustica, cloruro férrico y una placa de circuito impreso de material fotosensible positivo (que puede adquirir como tal o bien prepararla en casa, depositando sobre una placa de circuito impreso convencional una película de laca fotosensible que puede adquirir en aerosol). El equipo debe completarse con un aerosol especial transparentizador, como el Pausklar 21, cuya misión es lograr que el papel sobre el que se aplica se convierta en translúcido (especialmente a la luz ultravioleta) y aumentar la adherencia de éste a la placa de circuito impreso.*
- *Una vez que disponga del material necesario (para adquirirlo puede dirigirse a su proveedor habitual de componentes electrónicos) puede ya empezar las operaciones. En primer lugar, rocíe con el aerosol de producto transparente toda la superficie del lado fotosensible de la placa y coloque el diseño de las pistas impresas (previamente recortado de la revista) sobre la cara lacada de la placa; por supuesto, el lado del papel en el que está reproducido el trazado de pistas es el que debe enfrentarse con la cara fotosensibilizada de la placa. Presione hasta que desaparezcan todas las burbujas de aire que se hayan formado.*
- *El conjunto puede ahora ser expuesto a la luz ultravioleta. Para tiempos de exposición prolongados o cuando el papel no está perfectamente liso (sobre todo si no ha utilizado el aerosol transparentizador), es muy conveniente «emparedar» el papel contra la placa de circuito impreso por medio de una placa de vidrio que mantendrá el papel fijo y plano. En todo caso, hay que tener en cuenta que las placas de vidrio (no así las de cristal y de plexiglás) absorben parte de la luz ultravioleta, por lo cual el tiempo de exposición debe ser incrementado ligeramente.*
- *El tiempo de exposición depende de la lámpara que utilice, de la distancia entre ésta y la placa y del material fotosensible utilizado. Si emplea una lámpara ultravioleta de 300 vatios a una distancia de unos 40 cm del circuito, con una placa de plexiglás, puede bastar un tiempo de exposición comprendido entre 4 y 8 minutos.*
- *Acabada la exposición retire el trazado de pistas recortado de la revista (puede serle útil de nuevo) y ponga la placa bajo el grifo de agua (¡... y ábralo, claro está!). Una vez limpia, introdúzcala en una disolución de sosa cáustica (9 gramos por litro de agua). Una vez revelada la placa, puede ya atacarla con cloruro férrico (500 gramos de cloruro férrico por litro de agua). Limpie de nuevo la placa con agua (aproveche para hacer lo mismo con sus manos), elimine la película fotosensible de las pistas de cobre con la ayuda de un estropajo de aluminio y, por último, taladre los agujeros.*

¡Ya tiene en su poder la placa de circuito impreso!

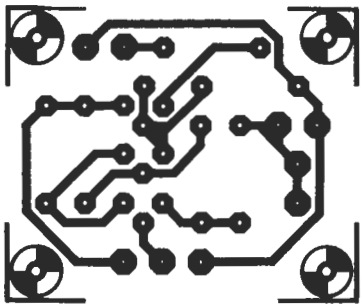
Detector electrónico de monedas (EPS 85472)



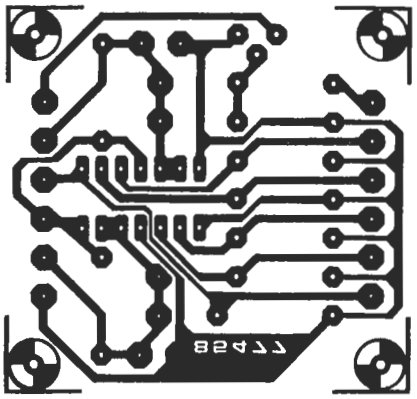
Mini-amplificador (EPS 85475)



Monitor para luces de freno (EPS 85476)



Interface joystick digital (EPS 85477)



ENCUESTA ELEKTOR 1986

De nuevo otro año más, en nuestro extra de verano, la encuesta de opinión de los lectores. Esta sección se ha convertido en una tribuna abierta a las diversas opiniones, sugerencias, críticas y, por qué no, alabanzas sobre nuestro trabajo en el pasado año. El contacto con nuestros lectores se produce raramente, y sobre todo cuando tienen algún problema o duda sobre los artículos publicados. En esta ocasión podemos recibir, además de su valoración de la revista, cómo desearía que fuera ésta en el futuro. Sus sugerencias no quedan arrinconadas, aunque a veces la falta de espacio o tiempo para llevarlas a cabo rápidamente así lo haga parecer.
En el último año hemos introducido nuevas secciones, descripción de componentes, teoría y práctica de los operacionales, aplicaciones de la electrónica en otros campos, de las que nos gustaría conocer su opinión. Deténgase un momento, y comience a recordar todas esas ideas que le han surgido durante los últimos meses; sobre todo aquellas que todavía no hemos puesto en práctica.
Este año hemos introducido un pequeño aliciente: entre todas las respuestas recibidas antes del 10 de octubre sortearemos 1 polímetro digital marca Fluke, modelo 73, valorado en 20.000 ptas. Esperamos su opinión...

Doble por aquí en primer lugar (1)

sello

... y pegue con un trozo de cinta adhesiva.

Doble por aquí (3)

elektor

Apartado de Correos 61.294

28080 MADRID

Doble por aquí (2)

Contenido de Elektor

1 ¿Qué sectores de la electrónica son sus predilectos?
(Puede escoger más de uno.)

- Audio/Alta fidelidad ☐ (1)
- Música electrónica ☐ (2)
- Vídeo/Fotografía ☐ (3)
- Radio/alta frecuencia ☐ (4)
- Microordenadores:
  - — circuitería ☐ (5)
  - — periféricos ☐ (6)
  - — programación ☐ (7)
- Instrumentación ☐ (8)
- Aplicaciones domésticas ☐ (9)
- Descripción de integrados ☐ (10)
- Teoría ☐ (11)
- Ideas para desarrollar ☐ (12)
- Otras (modelismo, juegos) ☐ (13)

2 De las siguientes características ¿cuáles considera aplicables a los artículos de Elektor?

- Bien escritos ☐ (1)
- Buena información ☐ (2)
- Demasiado largos ☐ (3)
- Muy áridos ☐ (4)
- Demasiado cortos, poco detallados ☐ (5)
- Detallados ☐ (6)
- Orientados a la práctica ☐ (7)
- Fáciles de entender ☐ (8)
- Muy teóricos ☐ (9)

Montajes

3 Los montajes publicados le parecen...

- Muy complicados ☐ (1)
- Buena relación complejidad/prestaciones ☐ (2)
- Utiles ☐ (3)
- Sencillos ☐ (4)
- Muy simples ☐ (5)

4 ¿Cuántos montajes construye al año?

- Ninguno ☐ (1)
- Uno o dos ☐ (2)
- De tres a cinco ☐ (3)
- De cinco a diez ☐ (4)
- Más de diez ☐ (5)

5 La localización de los componentes para los circuitos de Elektor le resulta:

- Muy fácil ☐ (1)
- Bastante fácil ☐ (2)
- Difícil ☐ (3)
- Imposible ☐ (4)

6 Los montajes que ha construido funcionan:

- A la primera ☐ (1)
- Tras algunas pruebas ☐ (2)
- Casi nunca ☐ (3)

7 Normalmente los monta:

- Tal como se publican ☐ (1)
- Con ligeras modificaciones ☐ (2)
- Después de transformarlos ☐ (3)

La electrónica y la cartera

8 ¿Cuánto suele gastar al año en material para sus montajes electrónicos?

- Menos de 5.000 pts. ☐ (1)
- De 5.000 a 15.000 pts. ☐ (2)
- De 15.000 a 25.000 pts. ☐ (3)
- De 25.000 a 50.000 pts. ☐ (4)
- Más de 50.000 pts. ☐ (5)

9 ¿Dentro del marco de su profesión, cuánto dinero emplea en material electrónico?

- Nada ☐ (1)
- Menos de 100.000 pts. ☐ (2)
- Entre 100.000 y 500.000 pts. ☐ (3)
- De 500.000 a un millón ☐ (4)
- Más de un millón ☐ (5)

10 Prefiere adquirir los montajes:

- En kits ☐ (1)
- Por piezas ☐ (2)

11 A la hora de realizar el montaje, para la placa emplea:

- El circuito del servicio EPS ☐ (1)
- Las páginas centrales ☐ (2)
- Se diseña su propia placa ☐ (3)

12 El precio de los montajes de Elektor le parece:

- Muy caro ☐ (1)
- Asequible ☐ (2)
- Razonable ☐ (3)
- Barato ☐ (4)

Sus preferencias de lecturas

13 ¿Cómo obtiene Elektor?

- Soy suscriptor ☐ (1)
- En un quiosco ☐ (2)
- En una tienda de componentes ☐ (3)
- La pido prestada ☐ (4)

14 ¿Qué lee de Elektor?

- Todos los artículos ☐ (1)
- La mayor parte ☐ (2)
- Sólo algunos ☐ (3)
- Me contento con hojear la revista ☐ (4)

15 ¿Desde cuándo es usted suscriptor o lector más o menos habitual de Elektor?

- Muy recientemente ☐ (1)
- Desde hace un año ☐ (2)
- Desde hace dos años ☐ (3)
- De tres a cuatro años ☐ (4)
- Más de cuatro años ☐ (5)

16 ¿Cuánto tiempo, promedio mensual, dedica a la revista, incluyendo lectura y montajes?

- Menos de 3 horas ☐ (1)
- De 3 a 5 horas ☐ (2)
- De 5 a 8 horas ☐ (3)
- De 8 a 10 horas ☐ (4)
- Más de 10 horas ☐ (5)

17 ¿Qué hace con las páginas de publicidad?

- Examino todos los anuncios ☐ (1)
- Me interesan la mayor parte ☐ (2)
- Sólo me interesan algunos ☐ (3)
- Los hojeo superficialmente ☐ (4)
- No me interesan ☐ (5)

¿Con qué asiduidad lee las siguientes revistas y qué opinión le merecen?

	18 ¿Lee las siguientes revistas? suscriptor / regularmente / ocasionalmente / nunca					**19** ¿Qué opinión le merecen? muy buena / buena / normal / pobre / mala					
	(1)	(2)	(3)	(4)		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	
A	☐	☐	☐	☐	Elektor	☐	☐	☐	☐	☐	**A**
B	☐	☐	☐	☐	Mundo Electrónico	☐	☐	☐	☐	☐	**B**
C	☐	☐	☐	☐	Electrónica Hoy	☐	☐	☐	☐	☐	**C**
D	☐	☐	☐	☐	Revista Española de Electrónica	☐	☐	☐	☐	☐	**D**
E	☐	☐	☐	☐	Electrónica actual	☐	☐	☐	☐	☐	**E**
F	☐	☐	☐	☐	Eurofach	☐	☐	☐	☐	☐	**F**
G	☐	☐	☐	☐	Resistor	☐	☐	☐	☐	☐	**G**
H	☐	☐	☐	☐	Nueva Electrónica	☐	☐	☐	☐	☐	**H**
I	☐	☐	☐	☐	Uncet	☐	☐	☐	☐	☐	**I**
J	☐	☐	☐	☐	Tu Micro Personal	☐	☐	☐	☐	☐	**J**
K	☐	☐	☐	☐	Ordenador Popular	☐	☐	☐	☐	☐	**K**
L	☐	☐	☐	☐	Chip Micros	☐	☐	☐	☐	☐	**L**
M	☐	☐	☐	☐	Tu Micro Amstrad	☐	☐	☐	☐	☐	**M**
N	☐	☐	☐	☐	Microhobby Amstrad	☐	☐	☐	☐	☐	**N**
Ñ	☐	☐	☐	☐	Tu Micro Commodore	☐	☐	☐	☐	☐	**Ñ**
O	☐	☐	☐	☐	Input Commodore	☐	☐	☐	☐	☐	**O**
P	☐	☐	☐	☐	Microhobby Sinclair	☐	☐	☐	☐	☐	**P**
Q	☐	☐	☐	☐	Input MSX	☐	☐	☐	☐	☐	**Q**
R	☐	☐	☐	☐	Otra revista española	☐	☐	☐	☐	☐	**R**
S	☐	☐	☐	☐	Otra revista extranjera	☐	☐	☐	☐	☐	**S**

Espacio reservado para sus observaciones

20 ¿Qué suele buscar en las páginas de publicidad?

- Componentes ☐ (1)
- Instrumentos de medida ☐ (2)
- Ordenadores y programas ☐ (3)
- Libros ☐ (4)
- Herramientas ☐ (5)
- Otros equipos (audio, vídeo) ☐ (6)

Perfil del lector

21 Practica la electrónica como:

- Aficionado ☐ (1)
- Profesional ☐ (2)
- Ambas cosas ☐ (3)

22 Edad:

- Menos de 18 años ☐ (1)
- De 18 a 25 años ☐ (2)
- De 25 a 40 años ☐ (3)
- Más de 40 años ☐ (4)

23 Situación profesional:

- Estudiante ☐ (1)
- Enseñanza ☐ (2)
- Empleado ☐ (3)
- Trabajador autónomo ☐ (4)
- Profesión liberal ☐ (5)
- Parado ☐ (6)
- Jubilado ☐ (7)

24 ¿Cuál es su formación electrónica?

- Ingeniero superior ☐ (1)
- Perito o ingeniero técnico ☐ (2)
- Técnico cualificado ☐ (3)
- Sin formación específica ☐ (4)

25 ¿Cuál es su nivel de estudios?

- Universitarios ☐ (1)
- Escuela técnica ☐ (2)
- Formación profesional ☐ (3)
- BUP (Bachillerato superior) ☐ (4)
- EGB (Bachillerato elemental) ☐ (5)

26 Indique su lugar de residencia habitual:

- Madrid ☐ (1)
- Barcelona ☐ (2)
- Bilbao ☐ (3)
- Valencia ☐ (4)
- Capital de provincia ☐ (5)
- Ciudad o pueblo ☐ (6)

Ordenadores

27 El tema de los ordenadores le interesa:

- Nada ☐ (1)
- Ligeramente ☐ (2)
- Bastante ☐ (3)
- Mucho ☐ (4)

28 ¿Qué tipo de ordenador tiene?

- Ninguno ☐ (1)
- Sinclair: Spectrum/Plus/128/QL ☐ (2)
- Commodore 64/128/VIC20 ☐ (3)
- Spectravideo ☐ (4)
- Atari ☐ (5)
- MSX ☐ (6)
- Amstrad ☐ (7)
- IBM PC/XT o compatible ☐ (8)
- Otro sistema con 6502 ☐ (9)
- Otro sistema con Z80 ☐ (10)
- Otro sistema de 8 bits ☐ (11)
- Otro sistema de 16/32 bits ☐ (12)

29 ¿Qué programas utiliza en su ordenador?:

- Sólo programas ya realizados (comerciales) ☐ (1)
- Programas propios o de intercambio realizados en:
- código máquina ☐ (2)
- BASIC ☐ (3)
- PASCAL ☐ (4)
- FORTH ☐ (5)
- Otros lenguajes ☐ (6)

30 ¿En qué tipo de aplicaciones emplea (emplearía) su ordenador?

- Científico/técnica ☐ (1)
- Educativa ☐ (2)
- Gestión ☐ (3)
- Juegos ☐ (4)
- Medidas/sistemas de control ☐ (5)
- Sistema de desarrollo de aplicaciones ☐ (6)
- Otros ☐ (7)

31 En lo relativo a artículos sobre ordenadores, cree que Elektor ha publicado en los últimos doce meses...

- Demasiados ☐ (1)
- Los necesarios ☐ (2)
- Muy pocos ☐ (3)

General

32 Le gustaría encontrar en Elektor:

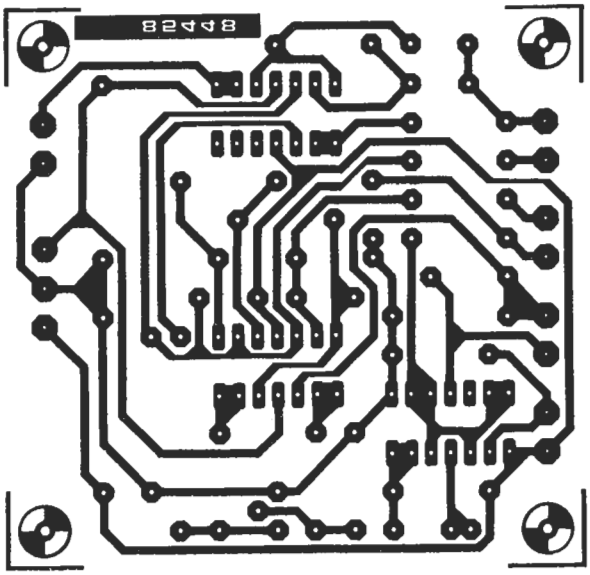
- Está bien actualmente ☐ (1)
- Más artículos teóricos ☐ (2)
- Más montajes ☐ (3)
- Más artículos de informática ☐ (4)
- Más publicidad ☐ (5)
- Mayor información comercial y de actualidad ☐ (6)
- Descripción de nuevas tecnologías ☐ (7)
- Descripción de componentes ☐ (8)
- Otras secciones (indíquelas) ☐ (9)

33 Si le dieran a elegir la forma de completar el contenido práctico o teórico de Elektor...

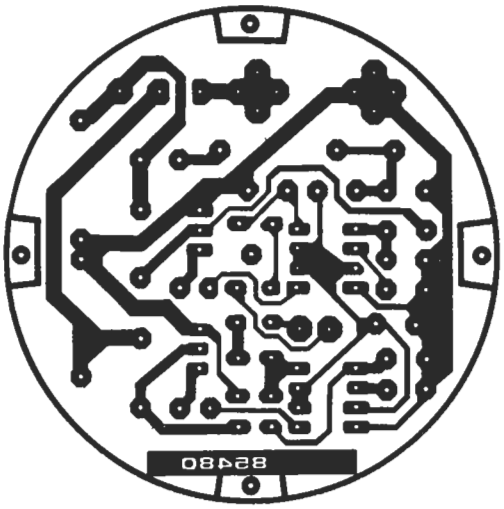
- La dejaría como está ☐ (1)
- Ampliaría o modificaría la orientación de la revista ☐ (2)
- Buscaría otra publicación complementaria:
- Más técnica ☐ (3)
- Más informática ☐ (4)
- Más teórica ☐ (5)
- Con mayor información de actualidad ☐ (6)

Espacio reservado para sus observaciones

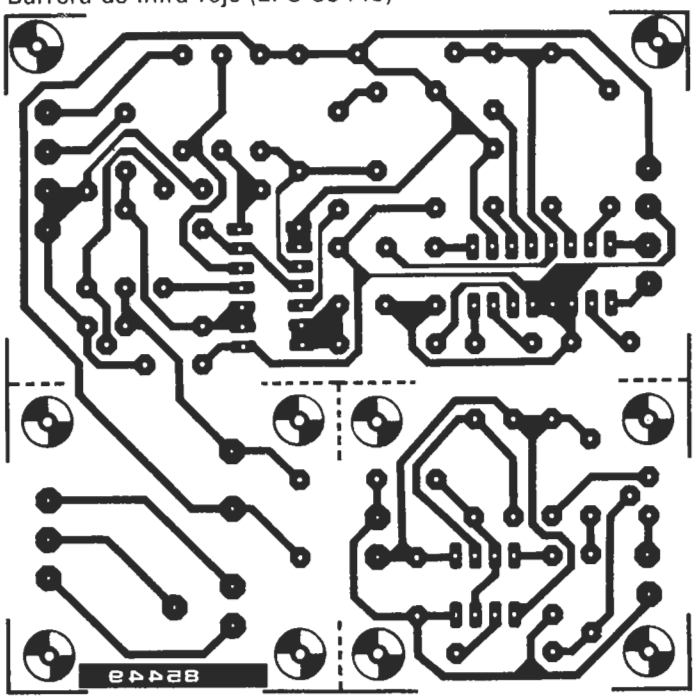
Perro electrónico (EPS 85448)



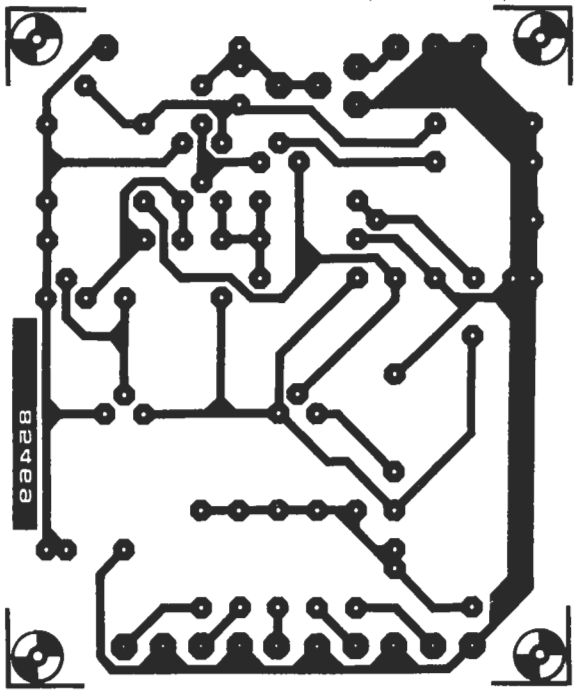
Doble regulador luminoso (EPS 85480)



Barrera de infra-rojo (EPS 85449)



Distribuidor vídeo banda ancha (EPS 85469)

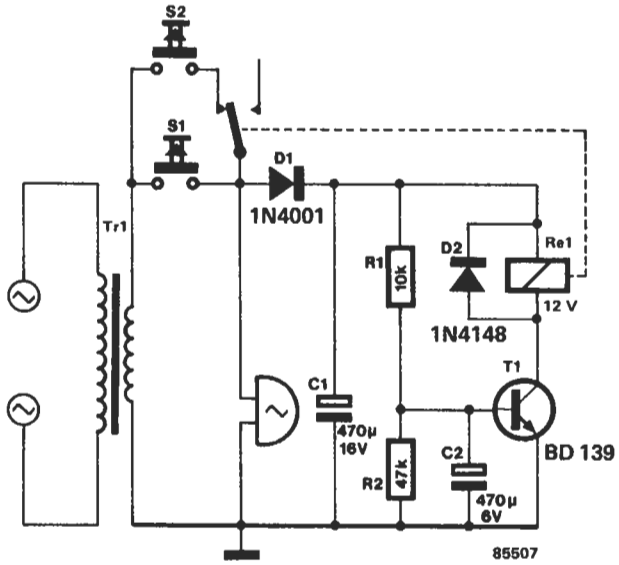


TIMBRE DOBLE

A veces puede ser interesante hacer pensar a un «visitante» (portero, bedel, representante) que no vivimos solos en casa. En este caso incluso si no se dispone más que de un timbre se le puede hacer que funcione de dos formas diferentes: sonido continuo, o intermitente. Basta con añadir un segundo botón a la electrónica. Si la persona no lo sabe, no verá nada extraño.

Otra aplicación más inocente es la de utilizar el montaje en una casa con dos puertas de entrada, si no se quiere poner un timbre para cada una, y saber a cuál de las dos puertas han llamado.

Para realizar lo anteriormente descrito, basta con poner en paralelo con el botón del timbre original que llamaremos S1, un segundo botón en la línea del cual está un relé Re1. Después de actuar sobre S2, la tensión alterna generada por el transformador del timbre y rectificada por D1 y C1 produce tras un cierto tiempo (que depende de los valores dados a R1, R2 y C2), una señal de control para T1, que provoca a su vez el contacto del relé. Después de la interrupción del bucle de corriente, el timbre se para. Transcurrido el tiempo necesario para la descarga de C1 y C2, el relé deja de funcionar y el timbre suena mejor.



Trf = transformador

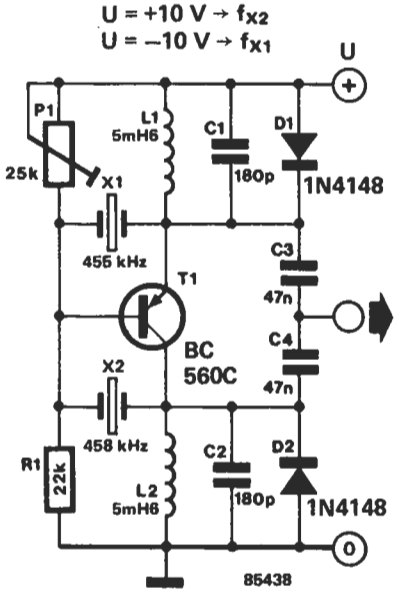
Si usted decide realizar este montaje para utilizarlo en sus dos puertas de entrada, será suficiente con poner S1 en la puerta principal y S2 en la entrada de servicio. En muy poco tiempo se acostumbrará a la diferencia.

OSCILADOR DOBLE

Hasta hace poco tiempo, debido al coste de los semiconductores, se procuraba emplear un transistor para más de una función. Aunque esto ya no es necesario, por lo menos en cuanto al precio, resulta útil, e incluso divertido, continua diseñando con esta filosofía.

El circuito que presentamos, es un oscilador LC cuya frecuencia cambia cuando se invierte la tensión de alimentación. Si la tensión, en la entrada U, es positiva, el diodo D1 conduce, cortocircuitando L1/C1. La oscilación se produce entonces en el circuito formado por L2/C2 y el cristal XL2. La polarización de continua se fija por medio de P1; con él se buscará un compromiso entre un arranque perfecto, y una baja distorsión de la señal de salida.

Cuando se invierte la polaridad de la alimentación, el transistor opera en modo inverso, es decir, se intercambian las funciones de emisor y colector. Esto significa que la amplificación es reducida, pero, evidentemente, un oscilador sólo necesita una amplificación ligeramente superior a 1 para funcionar. En este caso el cristal XL2 y L2/C2 son cortocircuitados por D2, y la frecuencia de oscilación viene determinda por XL1 y L1/C1.



Este circuito puede ser empleado en Banda Lateral Unica (BLU), para conmutar entre banda superior y banda inferior.

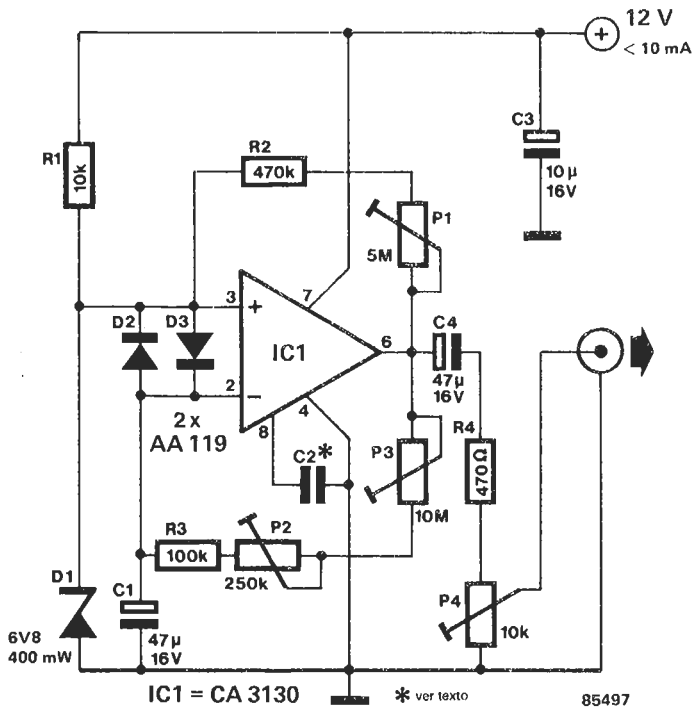
El consumo en cualquiera de los modos no supera los 45 mA. A partir de una idea del «Master Handbook of 1001 Electronic Circuits».

053 GENERADOR DE RUIDO

El ruido suele definirse como señales eléctricas indeseables, repartidas en un espectro grande de frecuencias relativamente plano. En la mayoría de los equipos, se cuida mucho este punto intentando reducirlo al máximo y resultando así un factor de ruido bajo.

A pesar de esto el ruido es útil para medir el comportamiento de un circuito bajo condiciones variables de entrada. Se usa un generador de ruido, por ejemplo, para medidas sobre cables coaxiales, en uniones de microondas, y en RTTY (teletipo de radio) y CW (telegrafía por radio). El presente circuito puede también usarse para imitar el zumbido de moscas, mosquitos, abejas...

El circuito se basa en un oscilador de relajación (IC1), que tiene tanto realimentación positiva como negativa (P1-R2 y P3-P2-R3-C1 respectivamente). El diodo zener D1 actua como fuente de ruido. La amplificación del ruido se ajusta mediante P3 (ajuste grueso) y P2 (ajuste fino). La posición de P1 determina la banda de ruido: un valor pequeño de P1 resulta en una banda de frecuencias estrecha.



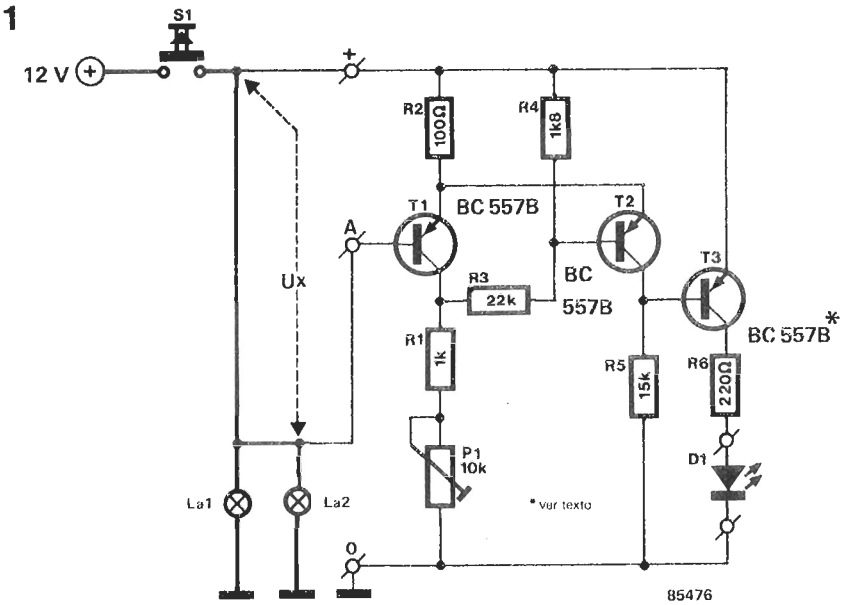
El operacional actúa también como filtro paso-bajo, debido a la realimentación negativa: mientras menor sea esta realimentación, menor la frecuencia de corte. La banda pasante también depende del valor de C2: un valor de 47 nF produce un sonido similar al zumbido de un mosquito. Los diodos D2 y D3 sirven como limitadores de entrada al operacional. La tensión de salida puede ajustarse por medio de P4. El consumo es menor de 10 mA para 12 V.

054 MONITOR PARA LUCES DE FRENO

El circuito que describimos aquí vigila el buen funcionamiento de las luces de freno e indica con un diodo LED si ambas funcionan. En este sentido puede ser muy útil para ahorrarle dinero por multas, además de aumentar la seguridad en la carretera.

El método de medida se basa inevitablemente en la caída de tensión en la línea de alimentación de las dos bombillas. Para que el circuito funcione correctamente es necesario que esta caída de tensión sea superior a 0.6 V. Si esto no ocurre será necesario aumentar esta caída intercalando un fusible de 5 A en serie una de las líneas de alimentación a las bombillas. El conjunto formado por T1 y T2 constituye un trigger Schmitt, que reacciona a la caída de tensión en la línea de alimentación de las luces de freno. Cuando este trigger se excita hace conducir a T3, por lo cual se

1



ilumina D1 tenuemente, mientras que si las dos están fundidas D1 permanecerá apagada al accionar el pedal de freno. En cualquier caso se indican los tres posibles estados.

La histéresis del trigger Schmitt, y con ello la sensibilidad del circuito, puede ajustarse ligeramente mediante P1. El ajuste puede hacerse fácilmente con una de las bombillas desconectada y ajustando P1 hasta que D1 se ilumine tenuemente.

Si le resulta molesto que el LED se ilumine cada vez que frena, puede invertir su funcionamiento sustituyendo T3 (BC557) por un BC547b (n-p-n). En este caso deberá conectarse el colector del BC547 al positivo de la alimentación y el emisor a la resistencia R6. Traducido esto a la placa de circuito impreso, deberá invertir la posición de T3: la parte plana del encapsulado deberá situarse en sentido contrario a como está indicado en la serigrafía; hemos realizado incluso un taladro auxiliar sobre la placa para la base del BC547. Nótese, sin embargo, que esta configuración no permite discernir si se han fundido las dos bombillas o tan solo una: cuando se ilumina el LED significa que alguna de las dos bombillas se ha fundido. La placa de circuito impreso no está disponible en nuestro servicio EPS, por lo cual será necesario que la realice usted mismo.

En la figura, S1 es el pedal del freno y La1 y La2 son las luces de freno.

Lista de componentes

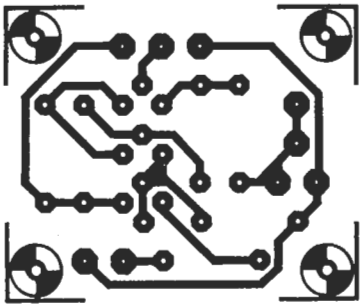
Resistencias:

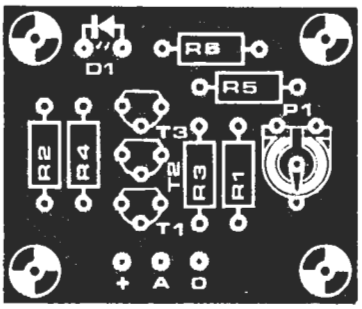
R_1 = 1 k
R_2 = 100 Ω
R_3 = 22 k
R_4 = 1k8
R_5 = 15 k
R_6 = 220 Ω
P_1 = 10 k potenciómetro ajustable

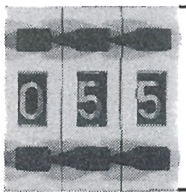
Semiconductores:

D_1 = LED, color a elegir
$T_1 ... T_3$ = BC557B (ver texto para T_3)

2







VOLTIMETRO DE MEDIDA DIRECTA PARA μP

El micro al cual se conecte este digitalizador leerá un número de 3 dígitos que representa directamente la tensión medida en voltios.

El convertidor A/D utilizado es el CA3162 de la casa RCA, que fue diseñado como voltímetro digital de 3 dígitos. El rango de medida va desde -99mV hasta 999mV. La capacidad de resolución es por tanto de 1098 unidades. En otras palabras la resolución de este conversor es mejor que la de uno de 10 bits (que sería de 1024) pero al precio de uno de 8 bits. La información de salida, en forma de 3 dígitos, está multiplexada. Los datos podrían introducirse en el bus del micro a través de siete líneas de entrada de una PIA (Periferical Interface Adapter). Esto supondría la necesidad de un pequeño programa para controlar la carga de los datos en memoria cada vez que se use el convertidor. Este circuito utiliza hardware para evitar esta dificultad.

La información de los 3 dígitos, que se envía cada 20 ms, se carga automáticamente sobre tres buffers de 4 bits (IC8, IC9 y 1/2 IC10). Las salidas de estos integrados se conectan directamente al bus de datos. Cada uno de estos buffers tiene su propia dirección. Ahora basta acceder a estas tres posiciones de memoria para leer directamente el valor de la tensión, lo cual se puede hacer directamente desde el BASIC con una sentencia PEEK.

El decodificador de direcciones está formado por IC3 a IC5 e IC7.

El circuito ocupa 8 posiciones de memoria de las cuales sólo se utilizan las 4 primeras.

Cuando se accede a la primera posición de memoria se excita el monoestable IC11, con lo cual comienza el ciclo de conversión de la señal de entrada. Cuando IC11 vuelve a su estado estable, activa la señal HOLD de IC1, con lo cual puede leerse la tensión de entrada sobre las tres posiciones de memoria siguientes.

Es necesario al menos un tiempo de 50 ms desde el momento de iniciar la conversión hasta poder leer los buffers.

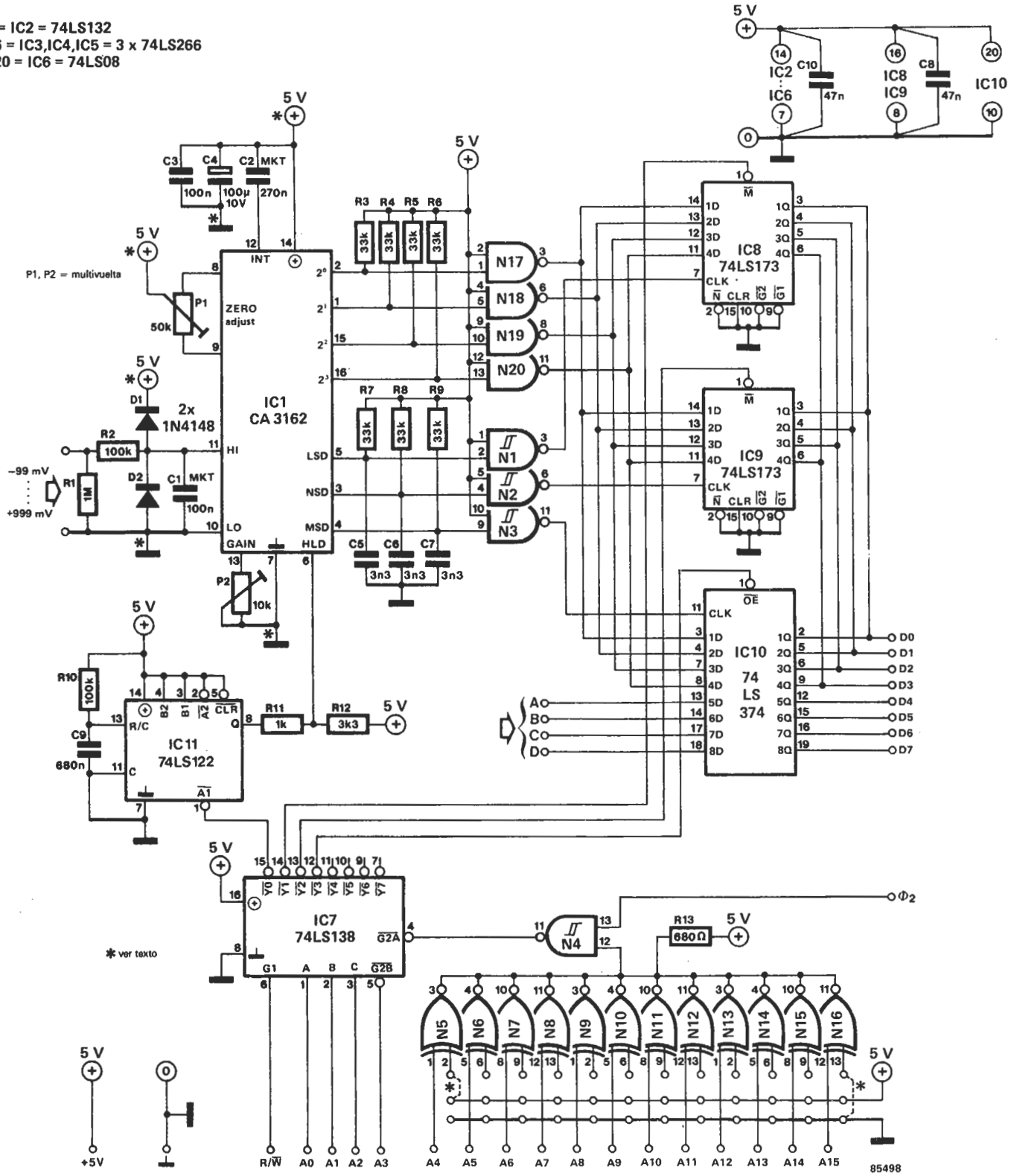
Las 8 posiciones de memoria necesarias para el digitalizador pueden decodificarse en cualquier dirección por medio de puentes en las entradas de las puertas N5..N16. Si se conecta una de estas entradas a +5V, la línea correspondiente de la dirección deberá estar a nivel lógico 1 para seleccionar al voltímetro. Si la entrada se pone a 0 V, la línea de dirección correspondiente deberá estar a nivel lógico 0.

Suponiendo que, por ejemplo, se ha direccionado el voltímetro en la dirección $E300 (el símbolo «$» significa número hexadecimal) el método a seguir es:

- El inicio de la conversión se consigue leyendo esta posición mediante una sentencia PEEK.
- Esperar 50 ms en un bucle.
- Tomar el dato en la posición $E301, que es el dígito menos significativo de la tensión.
- Tomar ahora el dato en la posición $E302.
- Tomar, por último, el dato en la posición $E303, que es el dígito más significativo de la tensión.

```
10 A=14*16^3+3*16^2: REM ADDRESS $E300
20 B=PEEK(A): REM START CONVERSION
30 FOR T=1 TO 15: NEXT: REM DELAY
40 X=PEEK(A+1) AND 15
50 Y=PEEK(A+2) AND 15
60 Z=PEEK(A+3) AND 15
70 S=1
80 IF Z=10 THEN Z=0: S=-S: REM SIGN IS NEGATIV IF Z=10
90 AD=S*(100*Z+10*Y+X)
100 IF X=11 THEN PRINT "  POS.OVERFLOW   "; CHR$(13);: GOTO 130
110 IF X=10 THEN PRINT "  NEG.OVERFLOW   "; CHR$(13);: GOTO 130
120 PRINT "   U=";AD;" mV      "; CHR$(13);
130 GOTO 10
```

N1 . . . N4 = IC2 = 74LS132
N5 . . . N16 = IC3,IC4,IC5 = 3 x 74LS266
N17 . . . N20 = IC6 = 74LS08



• En cada una de estas lecturas debe realizarse una operación AND con el número binario 00001111 (15 decimal), ya que solo son significativos los 4 bits más bajos.

La tensión del conversor es negativa si el dígito de la posición de memoria $E303 es 10. El sobrerango del conversor, es decir que se ha sobrepasado la lectura de 999 mV o -99mV puede reconocerse fácilmente si el valor de la posición $E301 es 11, para sobrerango positivo, o 10 para sobrerango negativo.

El pequeño programa en BASIC que hemos incluido puede servir como ejemplo de rutina de conversión necesaria para el Junior Computer.

El circuito, tal como está, puede utilizarse para cualquier micro basado en el 6502; si se piensa usar con un Z80 será necesario conectar la señal de $\overline{RD}$ a la línea R/$\overline{W}$, a través de un inversor, y la línea $\overline{IORQ}$ o $\overline{MREQ}$ a la línea $\phi 2$ a través de otro inversor. La decisión entre elegir la línea $\overline{MREQ}$ o $\overline{IORQ}$ depende si el digitalizador va a localizarse en zona I/O o en la de memoria.

Téngase cuidado durante el cableado de mantener las líneas marcadas con un asterisco (0V y 5V de IC1) lo más cortas posibles. Estas líneas deberán ir juntas hasta los condensadores C3 y C4, desde donde irán a las líneas de 0V y 5V de la parte digital del circuito. Manteniendo estas líneas lo más cortas posibles se consigue eliminar la interacción entre la parte digital y la analógica.

Hay cuatro entradas de IC10 que no se usan, por lo cual pueden emplearse como 4 entradas digitales adicionales. Estos 4 bits podrán leerse en los cuatro bits más significativos de la dirección $E303.

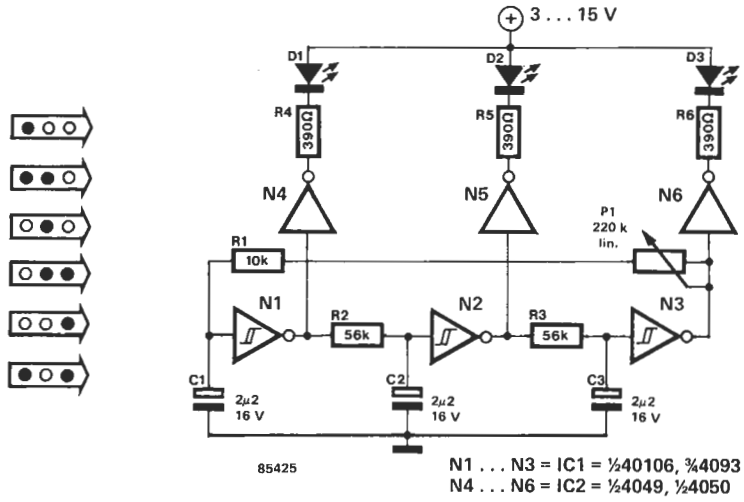
056 LED INDICADOR DE DIRECCION

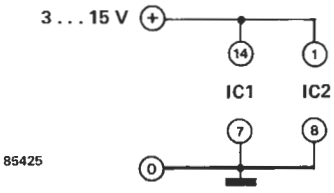
He aquí un curioso indicador con leds que nos permite conocer la dirección de una salida de emergencia o el sentido de recorrido de una maqueta de tren.

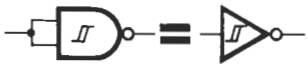
Al conectar la alimentación, las entradas de las puertas N4...N6 están a 1, sus salidas a 0 y, por tanto, los tres led se iluminan. Una de las redes RC (R1+P1/C1, R2/C2, R3/C3) alcanzará primero el nivel de disparo. Supongamos que se trata de R1+P1/C1. La salida de N1 se pone a cero, la de N4 a 1 y el led D1 se apaga. La red R2/C2 queda sin tensión, N2 permanece a 1 y N5 enciende el diodo D2. A continuación la salida de N3 se hace 0, el diodo D3, a través de la salida de N6, se apaga. El nivel cero de N3 se transmite, vía la red P1+R1, de nuevo a la entrada de N1, lo que provoca un nuevo encendido de D1. Y así, sucesivamente se repite el ciclo de manera que, primero uno, luego dos, y por fin un sólo diodo, permanece encendido. A cada paso la luz se desplaza, dando la impresión de una luz en movimiento. La velocidad de rotación se controla con P1.

Para IC2 puede emplearse tanto puertas inversoras (4049) como no inversoras (4050), siendo la única precaución conectar las entradas de las puertas no usadas a masa. La red RC puede ser modificada, para lograr otro tipo de efectos o velocidades.

Si desea hacer un circuito realmente miniatura puede prescindir de IC2, y emplear los tres inversores libres de IC1







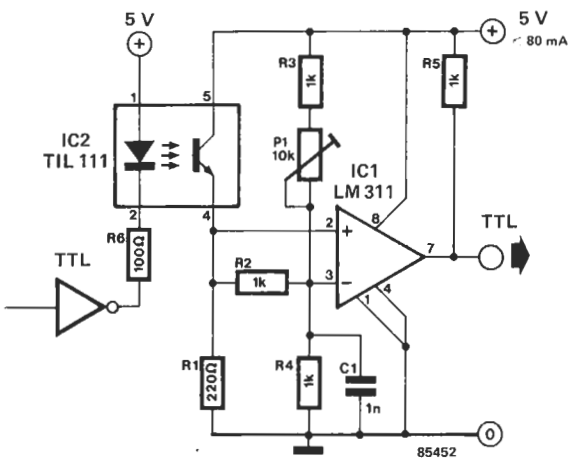
para mandar los led, por ejemplo empleando un 40106. La corriente de excitación de los led será de 10 mA, por lo que será aconsejable emplear led de alta eficiencia (que brillan mucho con bajas corrientes).

El consumo del circuito, excluyendo los led, es de 100 µA. El consumo con led depende del tipo, y brillo, así como de la tensión de alimentación escogida; con led normales, a 15 V., cada led consume 30 mA.

057 FOTOACOPLADOR RAPIDO

En ocasiones un ordenador debe controlar un equipo externo, pero a menudo debe existir, al tiempo, un aislamiento entre las masas de ambos circuitos. La manera más sencilla de efectuar este control es por medio de un transformador de aislamiento. Sin embargo, si el sistema debe trabajar a una velocidad elevada es mucho mejor emplear un fotoacoplador, debido a que es capaz de alcanzar mayor velocidad de transferencia de datos.

El fotoacoplador se controla con una puerta TTL. El transistor del fotoacoplador se conecta a un comparador, IC1. El umbral de disparo de este se fija mediante P1. El filtro paso-bajo R2/C1 impide el disparo erróneo, a causa de ruidos o interferencias en el comparador.



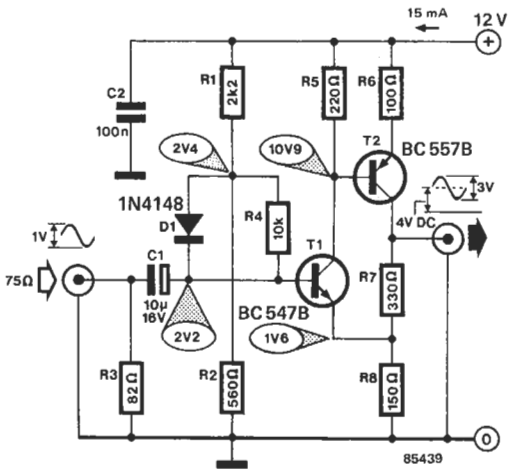
058

AMPLIFICADOR PARA TELEVISOR B/N

Según parece, el empleo de televisores portátiles de blanco y negro, empleados como monitor de un ordenador personal, se ha convertido en habitual. En nuestro artículo «Transforme su televisor en monitor» (Elektor 59, abril 1985) realizamos la descripción de toda la circuitería necesaria, pero aquí deseamos proponerle un montaje más sencillo.

Para convertir el nivel estándar de 1 Vpp al nivel necesario para el televisor se necesita un amplificador con un ancho de banda mayor de 10 MHz. Con un montaje cuidadoso de este amplificador, la banda pasante está garantizada, llegando incluso hasta 20 MHz. Con una alimentación de 12 voltios, la tensión continua de salida es de unos 4 V. Aunque se alimente con una tensión diferente, el nivel de continua se mantendrá a este nivel cambiando los valores de R1 y R2. Sin embargo la alimentación no debe ser inferior a 10 voltios, ni superior a 15 voltios. La ganancia del amplificador viene determinada por la relación R7/R8; si se necesita una ganancia mayor, debe aumentarse el valor de R7.

El elevado ancho de banda está conseguido mediante el empleo de reducidos valores en las resistencias de base y emisor. Con esta disposición, se pueden utilizar transistores de BF para este montaje que trabaja, esencialmente, en AF. En cualquier caso, la frecuencia de corte de un BC 547 es de 300 MHz, y de 150 MHz para el BC 557.



La impedancia de entrada está determinada por el valor de R3; los 82 ohmios empleados aquí se aproximan suficiente al valor teórico. Los puristas pueden optar por colocar una resistencia de 300 Ω en paralelo con otra de 100 Ω, o buscar resistencias de 75Ω.

059

PROLONGADOR DE TIEMPO

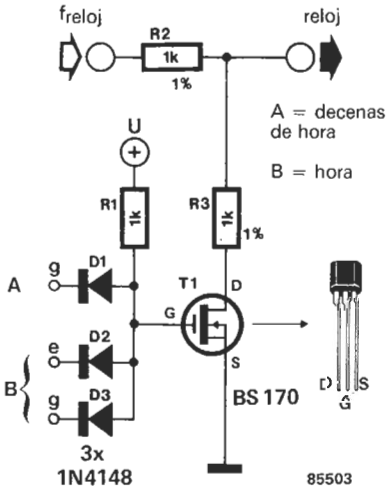
Uno de los grandes, y comunes, problemas de las personas que tienen un hobby, es la falta de tiempo disponible para su afición. Estamos seguros que cualquier solución a este problema será bien recibida; y para ello no dudamos de la utilidad y aceptación de este circuito que permite, no más de dos veces por semana según contraindicaciones, prolongar estos ratos tan placenteros.

El prolongador de tiempo es un pequeño y sencillo circuito que puede ser adaptado prácticamente en cualquier reloj digital, consiguiendo alargar el tiempo, fuera de horas de oficina naturalmente. Los tres diodos D1...D3, junto con R1, forman una puerta AND. D1 se conecta al segmento «g» de las decenas de horas, mientras que D2 y D3 se conectan a los segmentos «e» y «g» de las horas.

Cuando el reloj marca las 22.00 horas, tanto en la península como en Canarias, los tres diodos reciben un nivel alto en sus cátodos, ya que los tres segmentos a los que están conectados se encienden. Esto pone en conducción a T1, de forma que la frecuencia del reloj queda dividida por dos gracias a R2/R3. Por tanto la señal de reloj es la mitad hasta llegar a las 23.00, durando este intervalo dos horas (con gran precisión).

Para que el circuito trabaje perfectamente es necesario que la señal de reloj sea dividida muy exactamente por dos, lo que implica que las resistencias R2 y R3 deben ser de precisión no inferior al 1%. Esta es la razón de haber empleado un transistor BS 170, ya que su tensión de saturación, para estas corrientes, es nula. El empleo de un transistor bipolar, con una cierta tensión de saturación, hará que el factor de división no sea exactamente de 2, sino inferior.

El único requisito de este montaje es que el display debe ser del tipo ánodo común; en caso de disponer de un reloj con visualizador de cátodo común deberá invertirse la polaridad de los diodos D1...D3.



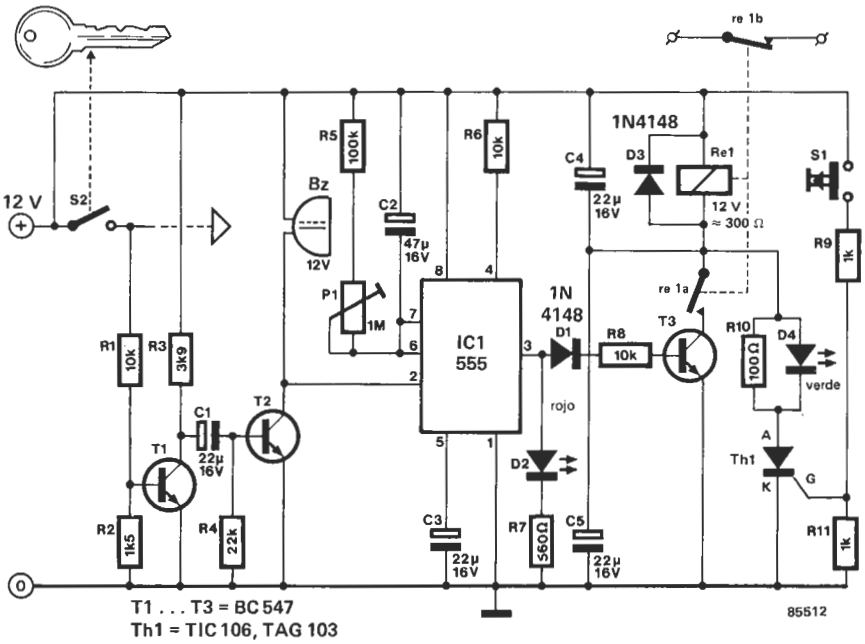
060 ALARMA AUTOMATICA PARA COCHE

Cualquier alarma, incluso las más sofisticadas, son totalmente inútiles si se olvida conectarlas cuando sale del coche, para evitar lo cual les proponemos este sencillo esquema.

El relé empleado tiene dos circuitos: uno se cierra y el otro se abre; el primero se emplea para crear un retardo desde que abandona el coche, mientras que el segundo sirve para activar la alarma.

Una vez que se entra en el coche, se debe apretar el pulsador, oculto, S1. Esto hace que el tiristor Th1 entre en conducción, excitando el relé. Al mismo tiempo el Led D4 se ilumina, señalizando que la alarma ha sido desconectada.

Tan pronto como el contacto del motor se abre, T1 pasa al corte, T2 a conducción (a través de la corriente de carga de C1) y el zumbador se activa. Al mismo tiempo, el monoestable se dispara, lo que provoca el encendido del Led rojo D2 y la entrada en conducción de T3. Este transistor cortocircuita al tiristor que queda desactivado por tanto, pero el relé se mantiene en conducción mientras dura la temporización fijada por P1. Tan pronto como finaliza la temporización, el relé vuelve a su estado de reposo, y la alarma se conecta automáticamente. El tiempo de retardo para que se produzca esto puede ajustarse, mediante P1, para una duración de hasta 1 minuto.

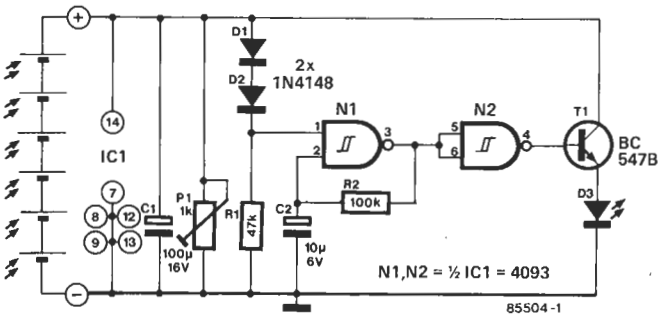


061 AYUDA PARA APARCAMIENTO

Las células solares pueden servir para centrar correctamente el coche en la plaza de garaje, de forma mucho más precisa que los espejos y cualquier tipo de marcas.

Las seis células de la figura 1 sirven de alimentación para el sensor de proximidad. Comienza a encontrarse este tipo de células en los comercios a precios razonables. La tensión creada sobre el potenciómetro P1 depende de la intensidad de luz que incide en las células. El circuito se activa únicamente cuando el nivel de las luces del coche apuntan directamente a las células desde una distancia inferior a 20 cm. La sensibilidad, distancia, puede ajustarse mediante P1. Bajo estas condiciones, la tensión desarrollada en C1 alcanza los 3 V., lo que permite la entrada en funcionamiento del oscilador de relajación formado por N1. El BC 547B, a través de la puerta N2, activa la intermitencia del diodo led. Los diodos D1 y D2 crean un umbral adicional en el circuito; la caída de 1.2 V. en los mismos asegura que la tensión en la patilla 1 del 4093 sea siempre inferior a la tensión de alimentación desarrollada por las células. Con el cursor del potenciómetro en la mitad, el oscilador comenzará a funcionar tan pronto la tensión de alimentación supere los 2.4 voltios.

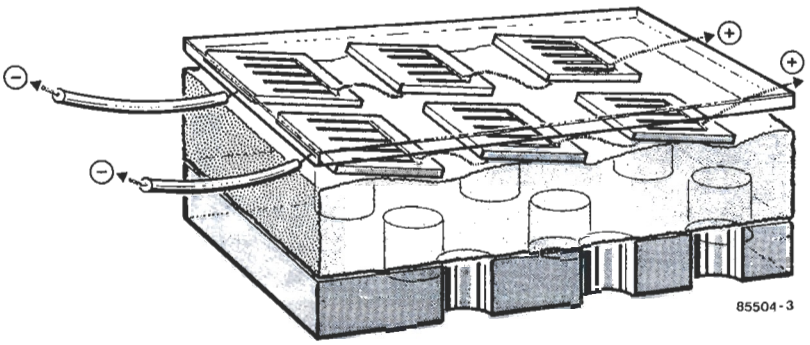
1



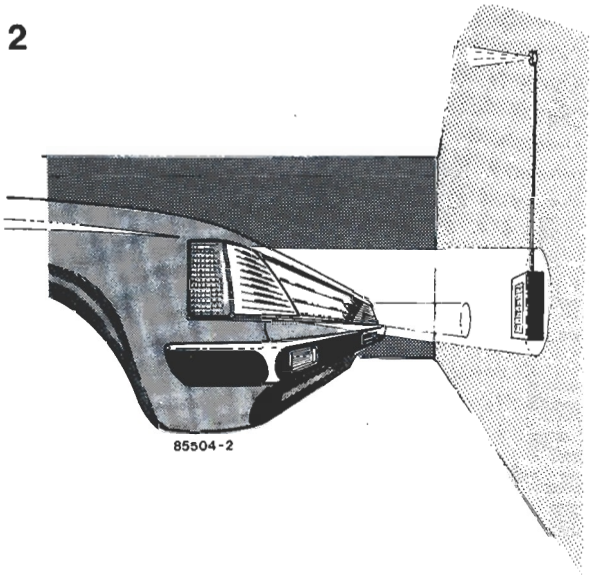
El circuito, incluyendo las células solares, puede colocarse en una pequeña placa de prototipos y protegido por una caja de material translúcido. La caja se fija en la pared, de forma que las luces del coche deban apuntar directamente cuando el automóvil esté correctamente centrado, como se aprecia en la figura 2. El led se colocará de forma que sea visible cómodamente para el conductor.

Desde luego para que el montaje sea eficaz debe entrar en garaje con las luces encendidas. En nuestro próximo extra de verano tal vez publiquemos el complemento para que no se olvide de ello.

3

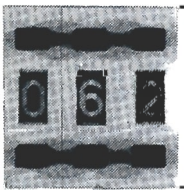


2





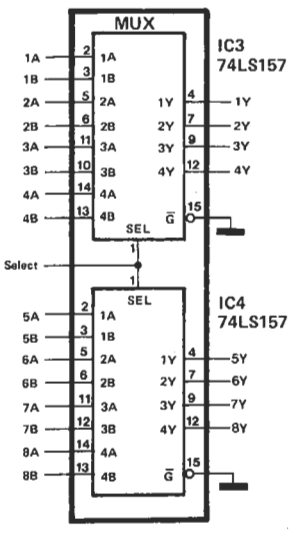
Ahora seguro que comprendes por qué te pedí que instaláramos la ayuda para aparcamiento de Elektor.



DOBLE TECLADO PARA APPLE II

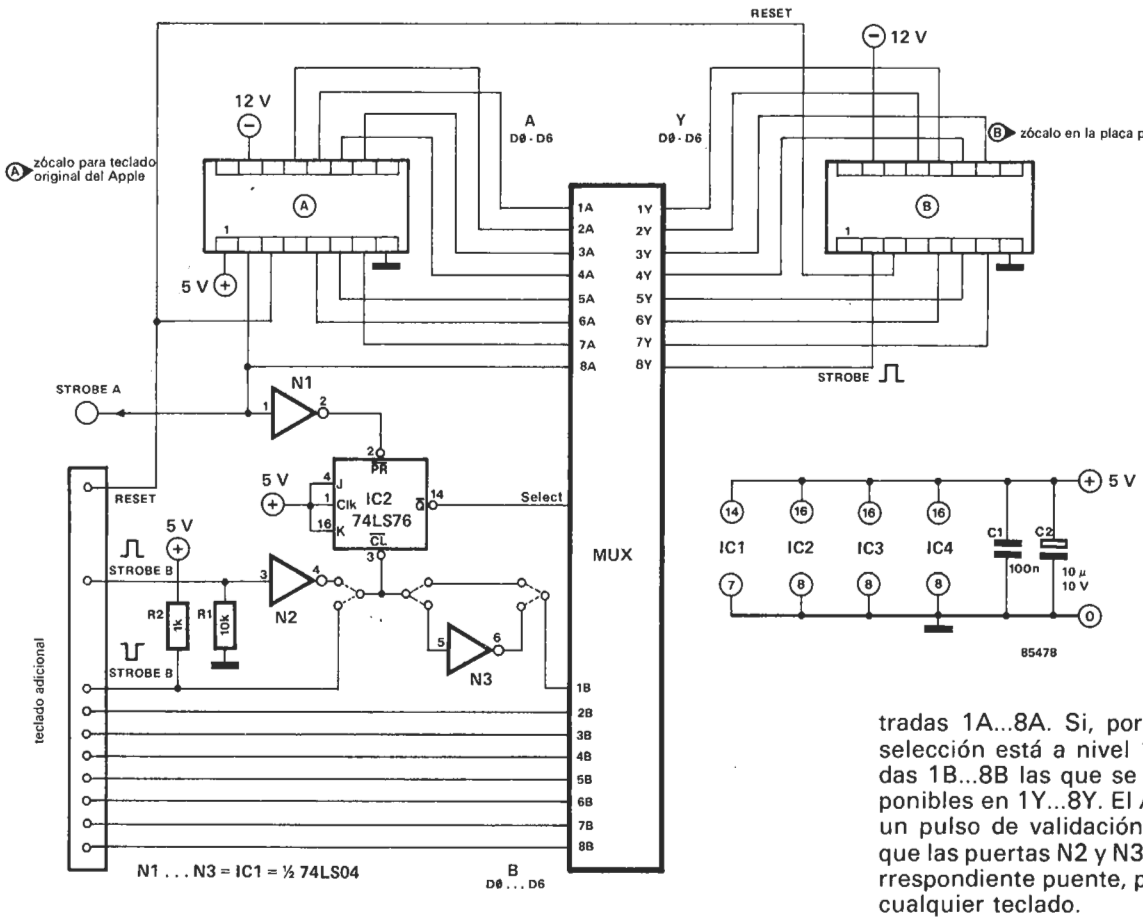
Los teclados suministrados con los ordenadores personales resultan incómodos para ciertas aplicaciones. Desgraciadamente las deficiencias no aparecen claramente hasta que no se destina la máquina en una aplicación particular. Por este motivo hay muchos vendedores que ofrecen teclados que, siendo compatibles con el que emplea el ordenador, presentan algunas mejoras o teclas extra respecto al original. Sin embargo no siempre está claro cómo se puede conectar el nuevo teclado en el ordenador. Una posibilidad, desde luego, es sustituir simplemente el teclado original por el nuevo. Sin embargo se nos ha ocurrido una idea más sugestiva, que está orientada principalmente al Apple II y compatibles.

El circuito adjunto hace posible conectar el teclado adicional en paralelo con el que ya existía. Básicamente se



trata de un conmutador electrónico, designado como MUX en el esquema. Las líneas de datos de ambos teclados se conectan a las entradas del MUX; este determina cual de ambos será conectado al ordenador.

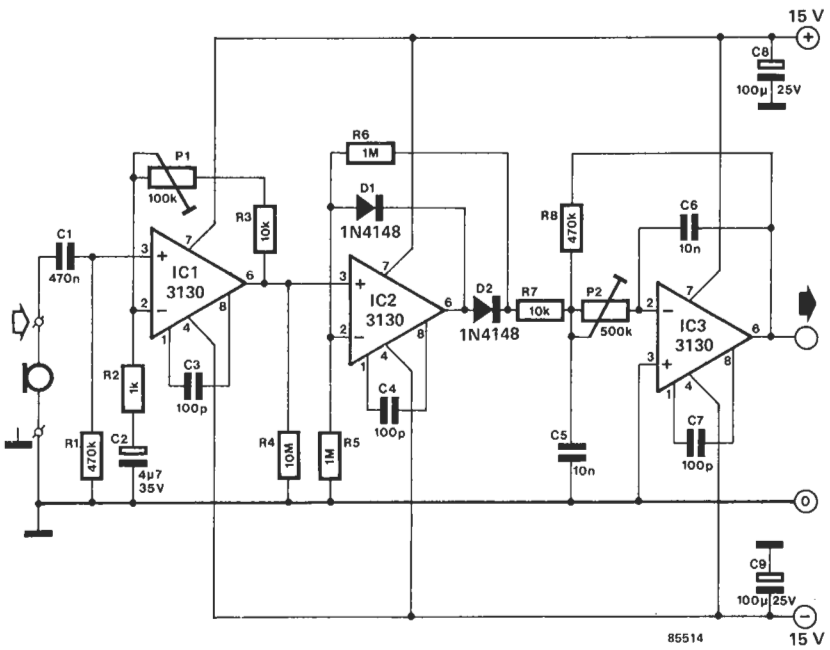
Cuando se oprime una tecla, el teclado genera no sólo los datos de salida sino también un pulso de validación («strobe»). Dependiendo de que este pulso provenga del teclado original o del adicional, la salida $\overline{Q}$ (patilla 14) de IC2 se activa o desactiva. El impulso, pues, sirve como señal de selección de MUX. El interruptor electrónico consiste en dos integrados del tipo 74LS157. Cada uno de ellos contiene 4 multiplexores 2 a 1, de forma que las 8 líneas de datos están disponibles en la salida. Si la señal de selección de ambos multiplexores está a nivel bajo, las salidas 1Y...8Y contienen los datos presentes en las en-



tradas 1A...8A. Si, por el contrario, la selección está a nivel 1 son las entradas 1B...8B las que se encuentran disponibles en 1Y...8Y. El Apple II necesita un pulso de validación positivo, por lo que las puertas N2 y N3, a través del correspondiente puente, permiten adaptar cualquier teclado.

063

SINTETIZADOR ELECTRONEUMATICO



Los circuitos de generación de sonido están controlados, habitualmente, mediante un teclado. El teclado ofrece la solución más sencilla no sólo para producir cambios rápidos, tonos reproducibles en un amplio margen de frecuencias, sino que también tienen una gran popularidad debido a estar considerados como más sencillos de manejo, interpretación, que los instrumentos de cuerda o viento.

Por todo ello, no hemos tratado de crear un oboe, flauta o clarinete electrónico con este circuito. Por otra parte las peculiaridades de sonido de estos instrumentos obligan a disponer de un buen puñado de componentes, lo cual puede ser caro.

Lo que hemos realizado en este montaje es convertir la fuerza del soplido en una tensión, analógica, proporcional, apta para controlar, por ejemplo, el volumen de un amplificador; el tono básico del sonido sigue controlado por el teclado. Sin duda algunos hábiles lectores estarán ya pensando en otras aplicaciones para este curioso convertidor.

El circuito no trabaja directamente con la fuerza del soplido, sino con el ruido provocado por este. Un tubo, delgado y flexible, con una boquilla en su extremo llega hasta el micrófono. A partir de aquí se acaba la parte neumática del montaje y comienza la electrónica.

El ruido recibido en el micrófono se amplifica en IC1, cuya ganancia puede ser ajustada con P1, y se rectifica, posteriormente, en IC2-D1-D2. Un filtro activo paso-bajo, IC3, elimina la mayor parte del rizado de la tensión de salida.

Para mantener el circuito lo más sencillo posible, hemos optado por un compromiso entre sensibilidad de entrada y rizado de salida: la relación entre ambos se ajusta con P2. Si dispone de un osciloscopio con una velocidad muy lenta de barrido, el ajuste del convertidor no presentará problemas.



Primero, ajuste P1 de forma que la tensión de salida para el máximo soplido llegue apenas a la máxima excursión posible del integrado (unos 12 voltios). Este ajuste es independiente de la sensibilidad de los aparatos conectados al convertidor.

Segundo, ajuste P2 de forma que el rizado de la tensión de salida sea mínimo, mientras que el convertidor continúe reaccionando al soplido de entrada. El ajuste de P2 debe buscar el compromiso entre sensibilidad y ausencia de rizado; para remediar esta interacción se podría haber empleado un filtro más rápido, aunque esto habría aumentado la complejidad del montaje inútilmente.

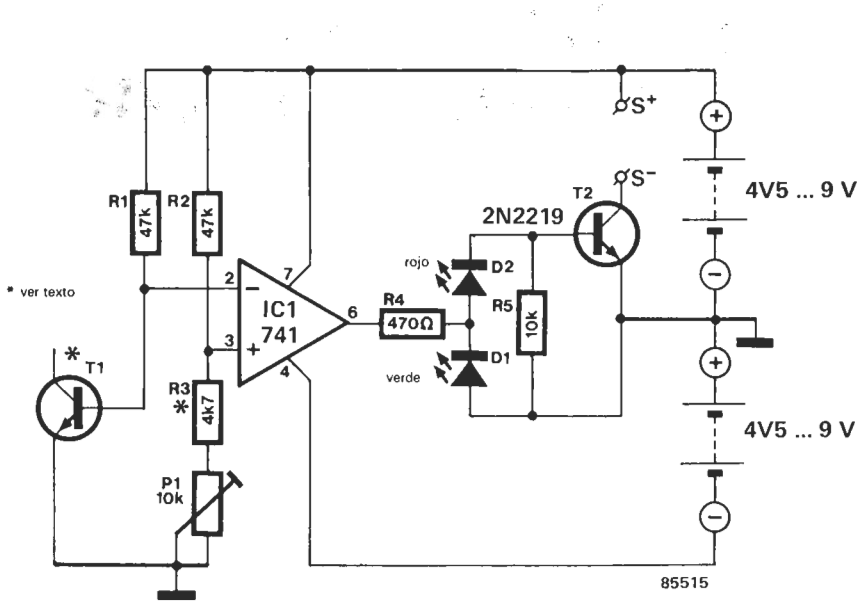
C64

ALARMA PARA EL CONGELADOR

Si usted cree que los montajes que publicamos en el número especial de julio-agosto de Elektor están menos comprobados que otros, usted se equivoca, y particularmente con este montaje que ha sido puesto a prueba por primera vez hace cuatro años y funciona desde temperaturas medias inferiores a −15 °C. No es nada raro, ya que por definición, una alarma para congelador está destinada a funcionar con frío; su función es indicar una subida accidental de la temperatura. Tales indicadores existen en los congeladores, pero están alimentados por la red. Es inútil decir que en caso de cortes de corriente prolongados, las consecuencias pueden ser catastróficas.

El principio es muy simple: un LED verde indica que la temperatura está en un intervalo correcto (definido por el usuario), y un LEd rojo que indica que la temperatura ha subido del umbral crítico. Por ello, el amplificador operacional IC1 se monta en una etapa diferenciadora de los dos estados posibles: la tensión de salida es positiva cuando la tensión en la entrada no invertida es superior a la de la entrada invertida, mientras que es negativa en el caso contrario. Estas tensiones son entregadas por dos divisores; uno ajustable por el usuario (R2, R3 y P1) y el otro variable en función de la temperatura (R1, T1). La sonda es en realidad la unión base-emisor de un transistor NPN cualquiera. El valor de las resistencias R3 y P1 será regulado en función del tipo de transistor utilizado (germanio o silicio). Los valores indicados aquí para estos dos componentes vienen dados a título orientativo: en los ensayos T1 era un 2N1711, la temperatura de umbral −15 °C y la tensión de alimentación ±4,5 V. Si la indicación visual no es suficiente, se puede controlar un dispositivo de alarma suplementario con la ayuda de este circuito. En efecto cuando el LED D2 se enciende, el transistor T2 está saturado, y su colector pasa a un potencial próximo al de masa.

Este transistor puede accionar una pequeña sirena, o cualquier otro circuito que pueda interesar conectándolo entre los puntos S+ y S−. Si es suficiente la indicación dada por los dos LED, se puede suprimir T2 y reemplazar R5 por un puente.



En caso de un control periódico, el circuito puede ser alimentado por medio de dos pilas de 4,5 V, a través de un botón que lo active solamente en el momento de la verificación. Por otro lado en caso de que esté vigilando constantemente, y conectado con la alarma, es preferible alimentarlo con dos baterías NiCd (6...9V). La corriente consumida por el dispositivo de alarma (sirena, o el que sea) no podrá ser superior a 500mA.

TESTER DE AUDIO

Un simple voltímetro y un oscilador senoidal, igualmente sencillo, es un conjunto ideal para ajuste y prueba de equipos de audio. Este téster de audio combina estos dos instrumentos, como puede verse en la figura 1. El milivoltímetro está constituido alrededor de los operacionales A1 y A2, mientras que el oscilador senoidal se construye alrededor de A3 y A4.

Como la alimentación de este téster es asimétrica (pila de 9 V), es necesario dividir ésta para los operacionales. Esto se hace esencialmente con el zener D7. El zener se polariza por medio de R6; la tensión de referencia se toma entonces del punto de unión entre D8 y D9 a través de R7. De esta forma la tensión de referencia es del orden de 5.3 V. La caída de tensión constante entre ambos diodos se ajusta por medio de P3, que tiene como misión ajustar la tensión de offset del operacional A2 (permitiendo así el ajuste del cero del milivoltímetro).

La señal a medir se aplica a través de un filtro paso-alto, C1/R1, a la entrada no inversora de A1. A todos los efectos prácticos podemos suponer que la impedancia de entrada es de 1MOhm. La tensión máxima de entrada es de 50 mVrms. Tensiones de entrada superiores necesitarán un divisor previo o reducir la ganancia de A1, disminuyendo el valor de R3. Si, por ejemplo, se usa una resistencia de 6k8, se reducirá la ganancia a 2 por lo que la sensibilidad de entrada será ahora de 275 mVrms.

El ajuste de fin de escala del instrumento de medida se ajusta con P1. El amplificador operacional A2, junto con los diodos D3..D6 funcionan como un rectificador activo de doble onda. El medidor va conectado en una de las diagonales del puente. Para poder medir tensiones de entrada muy pequeñas es necesario asegurarse que las tensiones en ambas entradas de A2 sean absolutamente iguales. Para ello se aplica una pequeña tensión de offset a la entrada no inversora de A2 a través de R5.

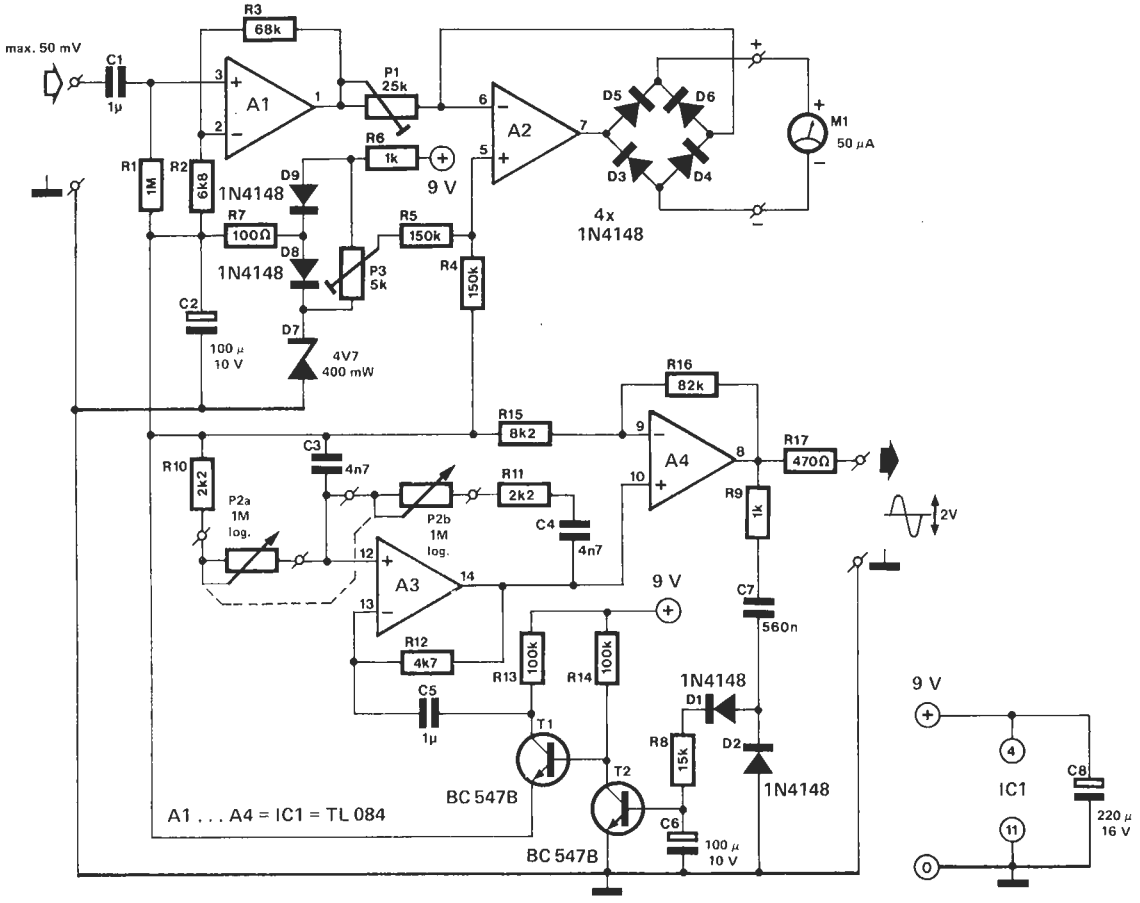
El oscilador senoidal está basado en un puente de Wien. el ajuste de frecuencia se realiza por medio de los componentes P2, C3 y C4. Para asegurar una buena estabilidad en frecuencia del oscilador se ha añadido una realimentación: parte de la salida, una vez «bufferada» por A4, se rectifica por medio de D1, D2. Esta tensión continua se aplica a la entrada inversora de A3 a través de un paso amplificador formado por T1/T2. La tensión de salida del oscilador es de 2 V_{pp}.

El téster puede montarse en la placa de circuito impreso mostrada en la figura 2. el instrumento de medida puede ser cualquier microamperímetro de cuadro móvil, de 50 μA a 1000 μA. Para el valor de P1 indicado en la lista de materiales se ha supuesto que se utilizaba un microamperímetro de 50 μ. Para un instrumento de medida de mayor amperaje habrá que disminuir P1 en razón inversa al aumento del alcance de éste. Por ejemplo para un instrumento de 500 μA será necesario un potenciómetro de 2k5.

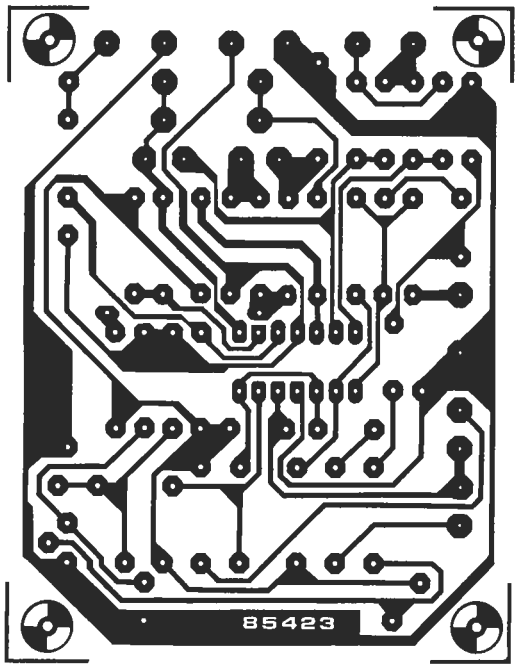
El ajuste del téster puede hacerse directamente con la tensión de referencia del milivoltímetro. Para ello realice un divisor de tensión de 820 Ohm en serie con 100 kOHm. La tensión en el punto de unión de estas dos resistencias será de 45 mV. Aplique esta tensión a la entrada no inversora de A1 y ajuste P1 hasta que el instrumento marque «45».

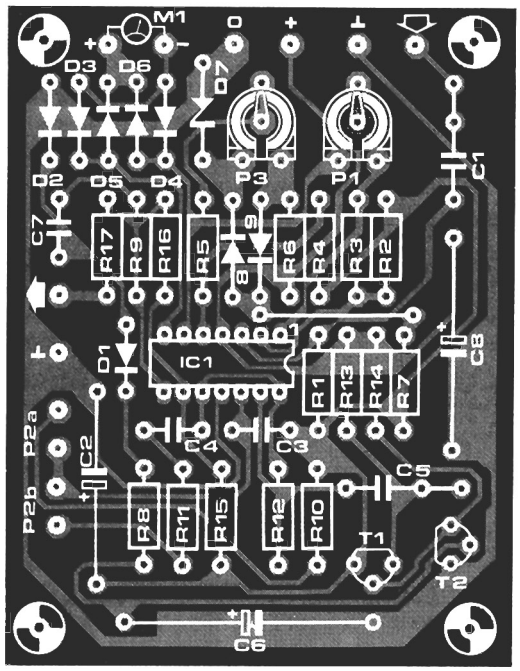
El consumo de corriente del conjunto es del orden de 10 mA, por lo que se aconseja añadir un interruptor de encendido. El margen de frecuencia del oscilador va desde 100 Hz hasta 20 KHz.

1



2





Lista de componentes

Resistencias:

R_1 = 1 M
R_2 = 6k8
R_3 = 68 k
R_4, R_5 = 150 k
R_6, R_9 = 1 k
R_7 = 100
R_8 = 15 k
R_{10}, R_{11} = 2k2
R_{12} = 4k7
R_{13}, R_{14} = 100 k
R_{15} = 8k2
R_{16} = 82 k
R_{17} = 470 Ω
P_1 = 25 k ajustable, ver texto
P_2 = 1 M ajustable logarítmico, estéreo
P_3 = 5 k ajustable

Condensadores:

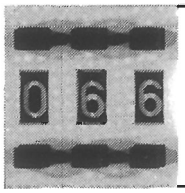
C_1, C_5 = 1 µ poliéster metalizado
C_2, C_6 = 100 µ/10 V
C_3, C_4 = 4n7
C_7 = 560 n
C_8 = 220 µ/16 V

Semiconductores:

D_1...D_6, D_8, D_9 = = 1N4148
D_7 = diodo zener 4V7/0,4 W
T_1, T_2 = BC 547B
IC_1 = TL084

Varios:

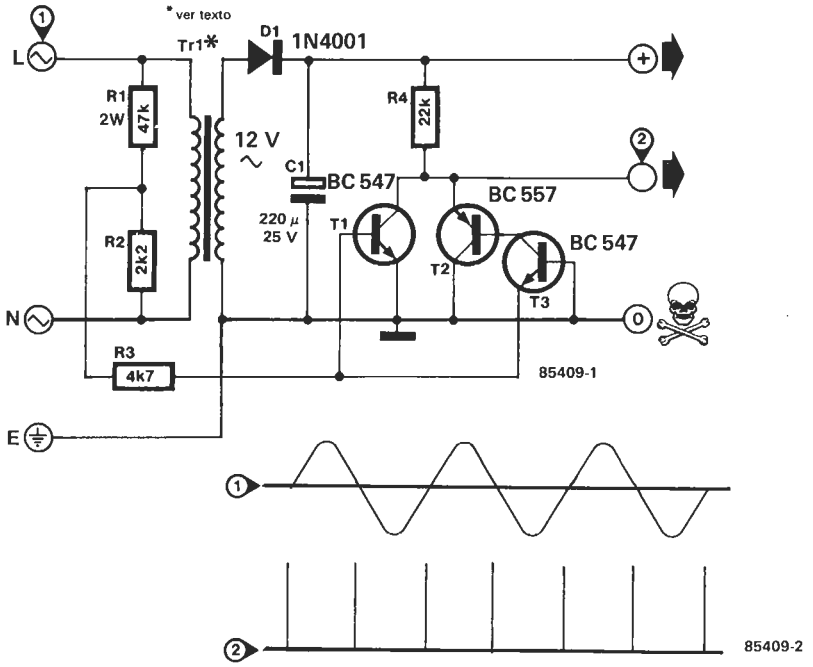
M1 = instrumentos, 50 µA (ver texto)
Pila PP3 (9 V)
interruptor (opcional — ver texto)



DETECTOR DE PASO POR CERO

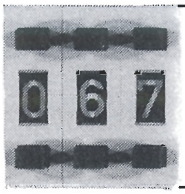
Los detectores de paso por cero suelen estar contenidos en circuitos realmente complicados, o son parte de un circuito integrado, del cual no se utiliza el resto. Básicamente un detector de paso por cero tiene como misión generar un impulso cada vez que la tensión de alimentación pasa por cero.

El detector propuesto aquí es realmente sencillo: la tensión de alimentación se reduce por medio de un transformador, se rectifica con D1 y se filtra con C1 para dar una tensión continua de 17 V. A su vez parte de la tensión de red que se extrae a través del divisor de tensión R1/R2 y se aplica por medio de R3 a las bases de T1 y T3. Durante las semiondas positivas de la tensión de red conduce T1, mientras que T2 y T3 permanecen cortados. En los semiciclos negativos son T2 y T3 los que conducen, permaneciendo ahora T1 apagado. Cuando la tensión en el punto de unión de R1 y R2 está comprendido entre –0.6 V y +0.6 V no conducirá ninguno de los



tres transistores, por lo cual a su salida aparecerá un pequeño impulso positivo. Esta condición se repite cada vez que la tensión de red pasa por cero. Como los transistores se excitan directamente de la tensión de red (a través del divisor de tensión) no existirá el típico desfase producido por los transformadores.

Si se piensa utilizar la alimentación de continua de este circuito para alimentar otros circuitos deberá tenerse en cuenta el consumo de estos a la hora de dimensionar el transformador. Podrá también ser necesario incrementar el valor de C1. Recuérdese además que el circuito está conectado directamente a la tensión de red.



DISEÑO DE AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO

Para diseñar un amplificador con bajo ruido no es suficiente elegir un modelo de operacional con características de bajo ruido, debido a la influencia de los componentes asociados al mismo. Las resistencias, principalmente, son una elevada fuente de ruido, a causa del movimiento aleatorio de los electrones, incrementado por la raíz cuadrada de la resistencia.

La figura 1 muestra la curva para determinar el valor óptimo de resistencia. El eje «y» da el cuadrado de la suma total de la tensión de ruido producida en un circuito (en nV, dentro de la banda pasante considerada), mientras el eje «x» da el valor de resistencia de fuente.

No siempre es conveniente emplear bajos valores de resistencia. Por ejemplo, el amplificador de audio de la figura 2a, está preparado para trabajar por debajo de 0.3 Hz; debido a esto, la constante de tiempo, t = RC, debe ser elevada. Por ejemplo, un amplificador «ruidoso» como el 741, que produce unos 70 nV de ruido en su banda pasante, puede con una resistencia de fuente de 200 K; un valor más alto hace que la resistencia de entrada genere más ruido que el amplificador. Por otra parte un amplificador de bajo ruido como el TCA 520, que genera 30 nV dentro de su banda pasante, no debe tener una impedancia de entrada mayor de 50 K.

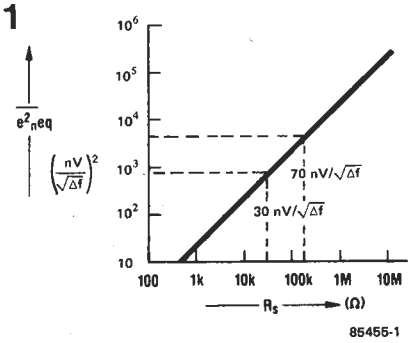
da. La impedancia de entrada (= impedancia de la fuente) del operacional está determinada, principalmente, por R1. Cuanto menor sea su valor, más alto será el de C1, y esto no es aceptable a nivel de costo y volumen. La solución a este problema se da en la figura 2b, donde la amplificación en AC y CC es la misma que en la figura 2a, pero, al ser R1 diez veces más bajo, la tensión de ruido ha sido reducida por un factor de $\sqrt{10}$.

Bibliografía:

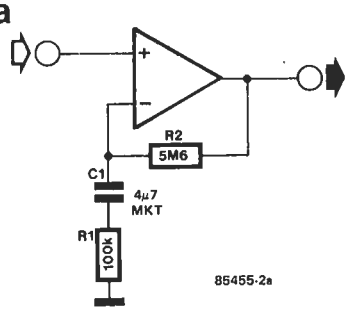
Figura 1, «intuitive IC opamps» (T M Frederiksen- National Semiconductor)

Figura 2, nota técnica 068 (Philips)

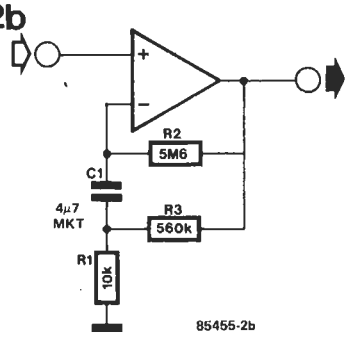
1

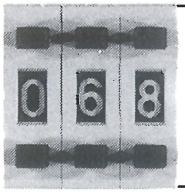


2a



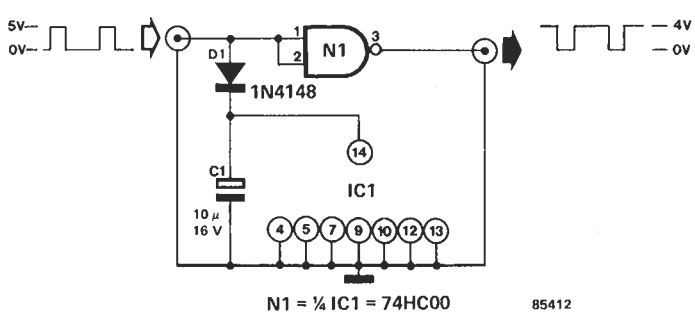
2b



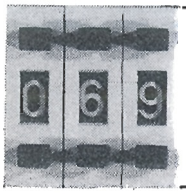


INVERSOR DE SINCRONISMO PARA EL QL

Por alguna razón extraña, el Sinclair QI utiliza sincronismo positivo en lugar del negativo, que es el usual, para la sincronización de cuadro del monitor. Invertir esta señal con una puerta NAND, o un inversor lo suficientemente rápido, no ofrece ninguna dificultad. Lo que tal vez es más jaleo es de dónde obtener la alimentación para esta puerta: una alimentación especial sería un poco ridícula. En el circuito que presentamos se utiliza la propia señal de sincronismo para alimentar la puerta. Un moni-



tor con entrada de sincronismo en TTL consume muy poco cuando su nivel es «1», de forma que la carga adicional que supone a la señal de entrada el diodo y el condensador son insignificantes. En lugar del HC-MOS puede usarse un CMOS con la salida «bufferada», por ejemplo el HEF4011B. Los CMOS estándar, tales como el 4011, producen un pequeñísimo retardo de la señal, que en la práctica no importa, especialmente en sincronización de cuadro. Recuerde que es importante, como en todas las aplicaciones CMOS conectar las entradas no usadas a masa (patilla 7) o a Ub (patilla 14).

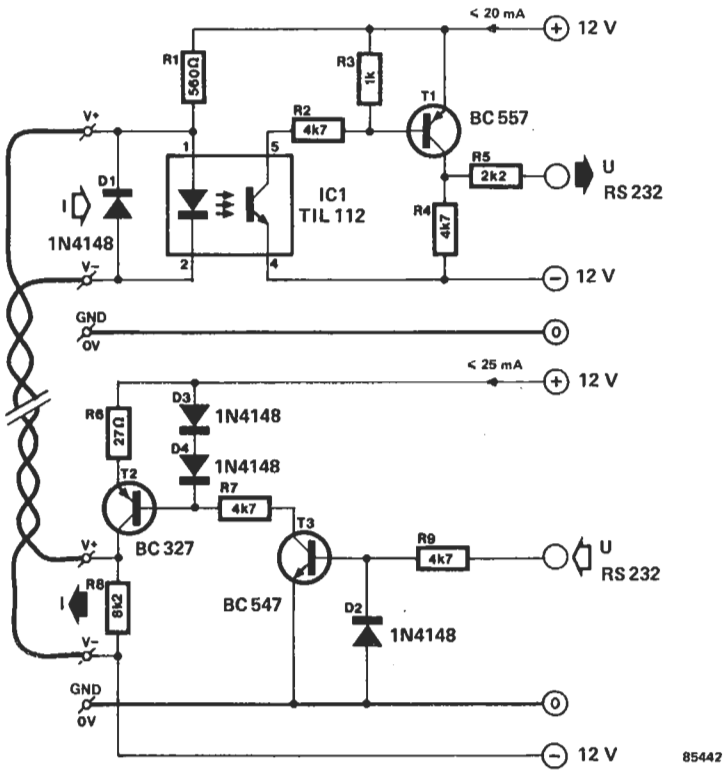


BUCLE DE CORRIENTE PARA MODEM

Un modem, tal como el modem de acoplamiento directo publicado en el número 57, febrero 1985 de Elektor, abre un nuevo mundo para los usuarios de ordenadores, permitiéndoles comunicarse a largas distancias (supuesto, claro está, que puedan acoplarse a la línea telefónica). Pero aunque la distancia entre los dos ordenadores puede ser muy grande no ocurre lo mismo con la distancia entre el ordenador y el modem, que por lo contrario debe ser muy corta. Esto es debido a que la conexión entre el modem y el ordenador se hace por medio de un interface RS 232, excitado por tensión, lo cual es muy sensible a los ruidos. Esto no es ni mucho menos un problema nuevo: ya existía cuando, por ejemplo, querían conectarse entre si dos máquinas de télex. La solución que se encontró entonces, y que sigue siendo la más utilizada, es un lazo de corriente, el cual permite transmitir a distancias de hasta 1 Km.

Un lazo de corriente así empleado convierte las tensiones RS 232 compatibles, en corrientes RS 232 igualmente compatibles. El protocolo RS 232 toma como valor de corriente normalizada 20 mA.

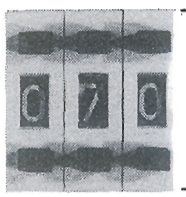
El circuito que presentamos, convierte las tensiones RS 232 en corrientes, transmite estas a través de un lazo de corriente, y vuelve a convertirlas en tensiones compatibles con el protocolo RS232. El opto acoplador del receptor se encarga de transformar la corriente en una tensión por medio de T1. La tensión de salida es de ±12 V. Como el lazo de corriente se cierra directamente a través de V+ y V– debe cuidarse la polaridad. Si se quiere utilizar una tensión de entrada en lugar de una corriente, aplique esta entre V– y tierra.



La tensión de entrada al transmisor puede variar desde niveles compatibles con TTL hasta ±12 V. Puede utilizarse como señal de salida tanto corriente como tensión. En el primer caso la salida deberá tomarse entre V+ y V– y en el segundo entre V+ y masa.

El consumo de corriente en reposo es prácticamente cero y en plena carga del orden de 20 mA.

La velocidad máxima de transmisión de este circuito es de 1200 baudios, pero puede aumentarse usando un fotoacoplador más rápido.

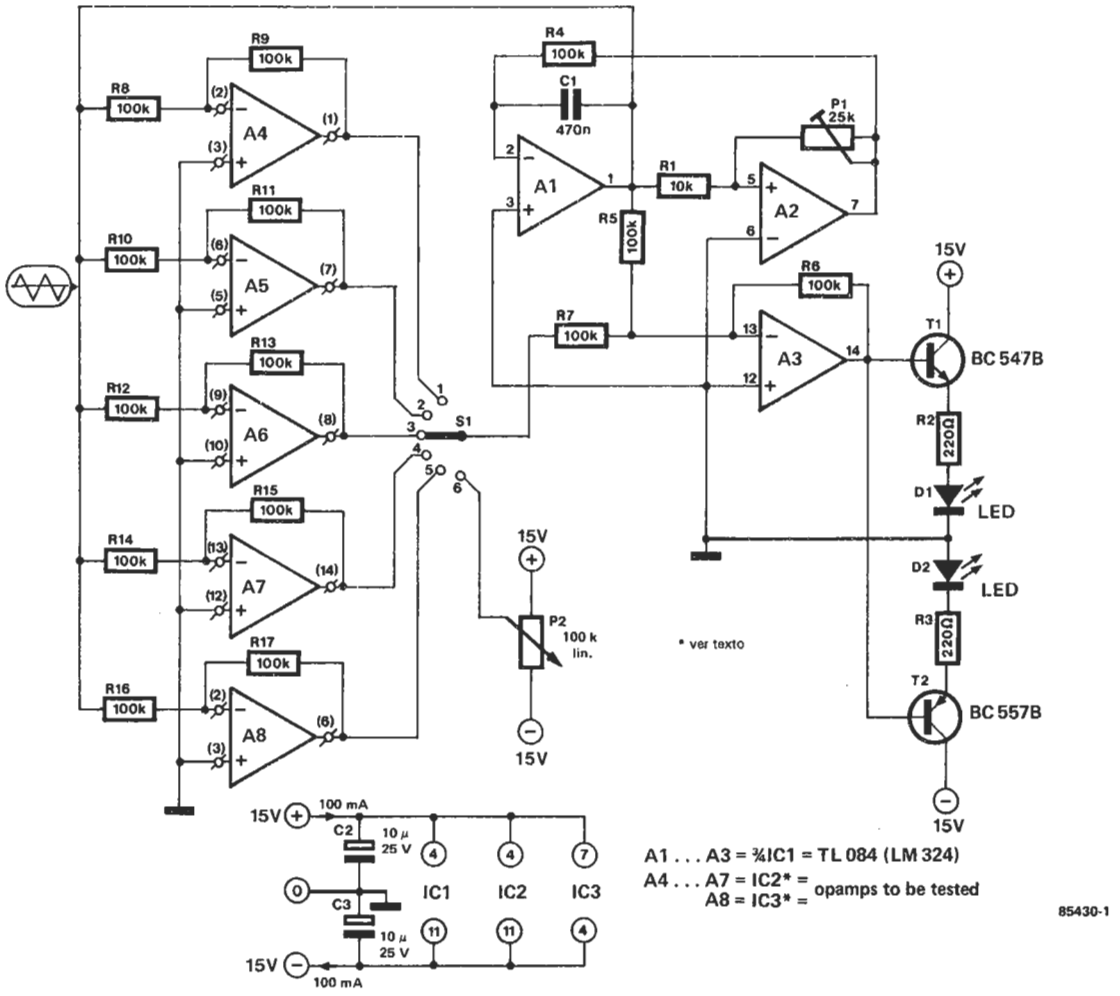


COMPROBADOR DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Este montaje permite comprobar, de forma experimental, el buen estado de todas las clases de amplificadores operacionales integrados.

El principio de funcionamiento es sencillo. Se aplica una tensión en diente de sierra a la entrada inversora (-) del circuito a comprobar; se invierte la tensión, y, si se suman luego esta tensión invertida y la tensión original habrá de ser nula la tensión disponible a la salida. Cualquier otro resultado es erróneo y se indica con la ayuda de los dos diodos LED.

El montaje tiene, además, un dispositivo de autoprueba que le permite garantizar su propio buen funcionamiento sin errores.



Los amplificadores operacionales A1 y A2 constituyen un generador de impulsos en dientes de sierra, funcionando el primero como integrador y el segundo como disparador de Schmitt. En el integrador, el condensador C1 se carga y cuando su tensión de carga alcanza el umbral alto del disparador, la resistencia R4 se cortocircuitará a masa y C1 se descargará hasta que la tensión en sus bornes alcance el segundo umbral bajo de A2 (disparador de Schmitt), en cuyo momento el proceso será objeto de iteración.

El amplificador operacional A3 funciona como sumador, cuya salida se aplica a dos transistores que excitan los diodos LED.

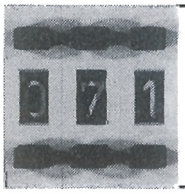
Los amplificadores a comprobar se conectan en las posiciones marcadas A4... A7 o A8. El patillaje de los mismos (en la figura 1) es de los operacionales más corrientes de 14 patillas.

Es el momento de ver lo que pasa si el circuito a comprobar está «muerto». En este caso, la salida de A3 está constituida por una señal en diente de sierra superpuesta a una tensión de desplazamiento (offset) continua. Esto es suficiente para polarizar los transistores excitadores y uno o ambos diodos LED centellean al ritmo de la tensión en dientes de sierra. La frecuencia de dicha señal es de unos 10 Hz y puede modificarse, en alguna medida, cambiando el valor de R4 y/o de C1.

Es evidente que la tensión en la salida de A3 debe ser mayor que ± 0,6 V puesto que, de no ser así, la polarización para los transistores sería demasiado pequeña. Por consiguiente, P1 debe ajustarse de modo que los diodos LED no se enciendan cuando un amplificador operacional, que se sabe que funciona de forma correcta, se inserte en la posición de prueba correspondiente.

La función de autoprueba se comprueba con facilidad: cuando P2 se gira desde un extremo de su recorrido al otro, debe encenderse primero un diodo LED, luego ambos y finalmente, el otro diodo LED.

En las posiciones 1... 4 del conmutador S1, pueden comprobarse de forma secuencial los cuatro amplificadores operacionales contenidos, por ejemplo, en un TL 084; en la posición 5, el amplificador operacional único contenido, por ejemplo, en un LM 355 y la posición 6 corresponde a la autoprueba.



SELECTOR DE VIDEO

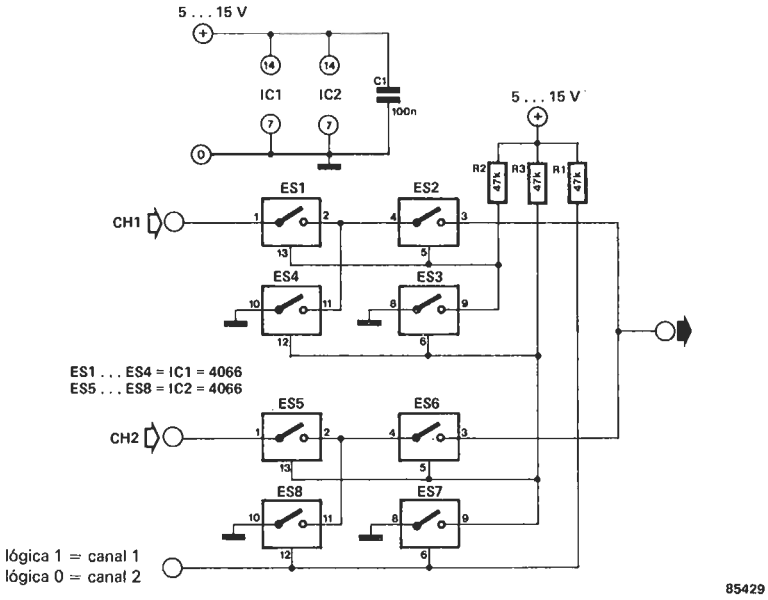
Muchas veces es útil, si no necesario, emplear la misma pantalla para más de una fuente de señal de vídeo. Algunos de los selectores de vídeo empleados sufren de una mala separación entre canales. El presente montaje no tiene este inconveniente: el(los) canal(es) no activados se cortocircuitan a masa.

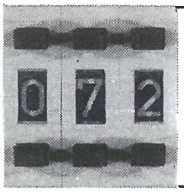
Cuando se selecciona el canal CH 1, los interruptores ES1 y ES2 se cierran y ES4 se abre. En el otro canal, ES5 y ES6 están abiertos mientras que el, posible

acoplo, se deriva a masa a través de ES8 cerrado. Cada canal emplea su propio integrado, con lo que se reduce la posibilidad de acoplos dentro del chip.

Como el interruptor tiene una cierta resistencia cuando está cerrado, habrá unas pérdidas cuando la salida esté cargada con 75Ω. Por tanto es conveniente montar un seguidor, como el amplificador-seguidor descrito en este mismo número, a la salida del selector.

La entrada del selector debe ser cargada con una resistencia de 75Ω. La banda pasante, con –3 dB de caída, es de 8 MHz. El consumo de corriente depende de la tensión de alimentación, siendo del orden de 1 a 2 mA. Es preferible emplear una tensión alta, 12 o 15 V, ya que los interruptores electrónicos presentan una resistencia menor en el estado «cerrado».



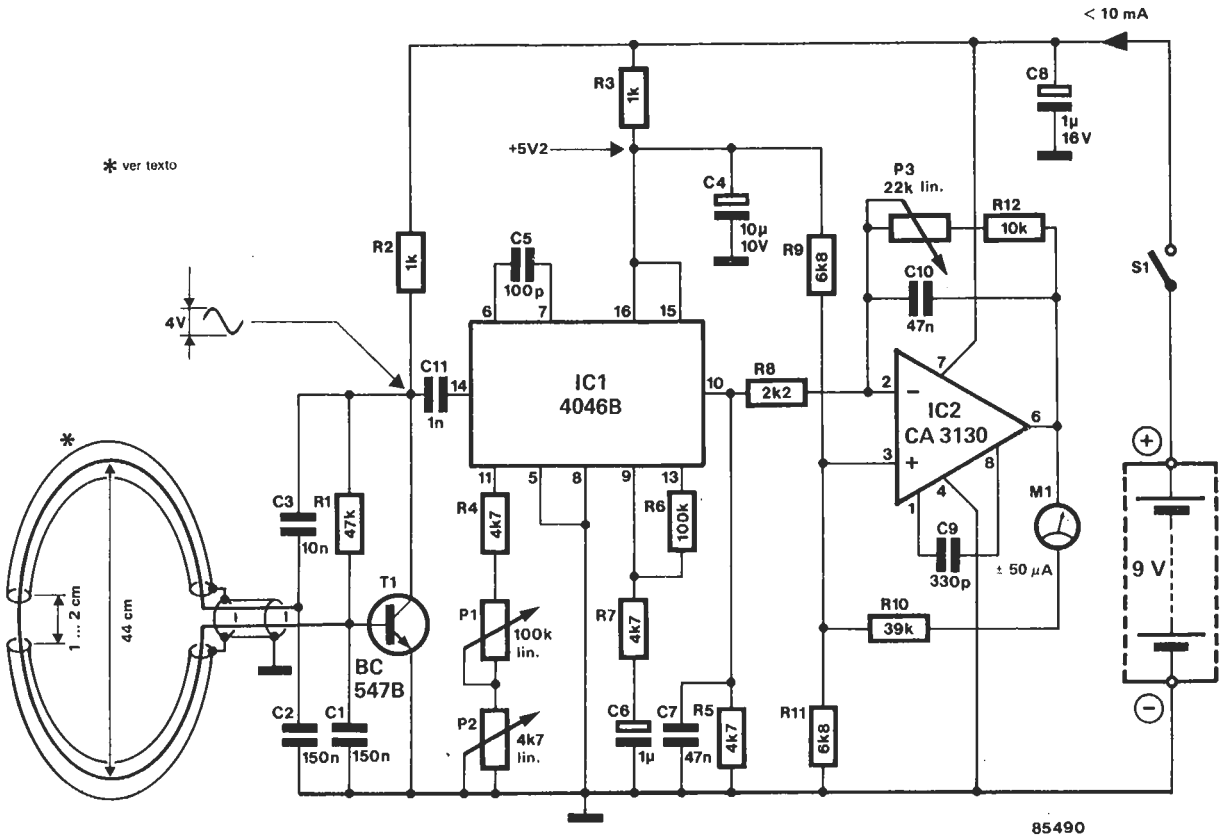


DETECTOR DE METALES UNIVERSAL

A diferencia con otros detectores de metales, este montaje funciona basándose en el principio de que la frecuencia de un oscilador L-C cambia cuando se modifica la inductancia. Cualquier objeto metálico situado cerca del inductor variará el valor de la inductancia, al comportarse como un «núcleo de bobina».

La magnitud del cambio de la frecuencia depende de la naturaleza del metal y de la propia frecuencia del oscilador. Si la frecuencia es suficientemente elevada, un objeto metálico reacciona como si fuera una bobina cortocircuitada, dando lugar a una disminución de la autoinducción de la bobina del sensor (o lo que es lo mismo, la bobina del oscilador) y este cambio trae consigo un aumento de la frecuencia. Si la frecuencia es suficientemente baja para eliminar las pérdidas en corrientes de Foucault, se posibilita el establecimiento de la diferencia entre materiales ferromagnéticos y no ferromagnéticos.

La obtención de una frecuencia bastante baja (inferior a 200 Hz) exige la



construcción de una bobina, lo que es algo delicado e ingrato. Esta es la razón por la que nuestro detector de metales trabaja a una frecuencia más elevada, con lo que todos los metales reaccionarán de una forma similar. La construcción de la bobina se pone así al alcance de todos nuestros lectores, ya que sólo tendrá una espira única de cable coaxial (vea la ilustración).

El circuito está constituido por un oscilador T1, un convertidor de frecuencia/tensión IC1 y un amplificador operacional BiMOS IC2. Con un diámetro de la bobina del detector de unos 40 mm, los valores de los condensadores C1 y C2 proporcionan una frecuencia del oscilador de unos 300 KHz. Las bobinas con un diámetro más pequeño necesitan más espiras.

Para garantizar un funcionamiento correcto del bucle de enganche de fase (denominado PLL - Phase Locked Loop), basado en un circuito integrado 4046, el nivel de la señal proporcionada por el oscilador debe ser de 500 mV pico a pico. En este caso, el PLL desempeña la función de convertidor de frecuencia/tensión. Para poder medir variaciones de frecuencia muy pequeñas, es indispensable amplificar la señal de control del PLL con una ganancia importante. La salida del seguidor de fuente, en la patilla 10, se aplica a un CA3130 en donde se amplifica en una magnitud notable.

Algunas calibraciones preceden a la utilización del aparato. Mediante P1 se ajusta la frecuencia central del PLL o lo que es lo mismo, el punto central o cero del instrumento. Puede ser necesario el ajuste fino con P2 si la sensibilidad del amplificador operacional es alta. Dicha sensibilidad se ajusta con P3, que está conectado en el bucle de realimentación negativa a la entrada inversora. Existe también la realimentación positiva a través del microamperímetro y R10 a la entrada no inversora del amplificador operacional. Es importante saber que, en caso de utilización de un galvanómetro de resistencia interna diferente, puede ser necesario adaptar no solamente el valor de R10 sino también los de R9 y R11. Las características de este detector de metales son algo más que discretas como puede constatarse.

Aviso a los «buscadores de tesoros»: es importante que el tamaño de los objetos buscados («codiciados») esté en consonancia con el diámetro de la bobina de detección. ¡Buscar monedas pequeñas con una bobina de detección de 44 cm de diámetro sería mucho pedir!



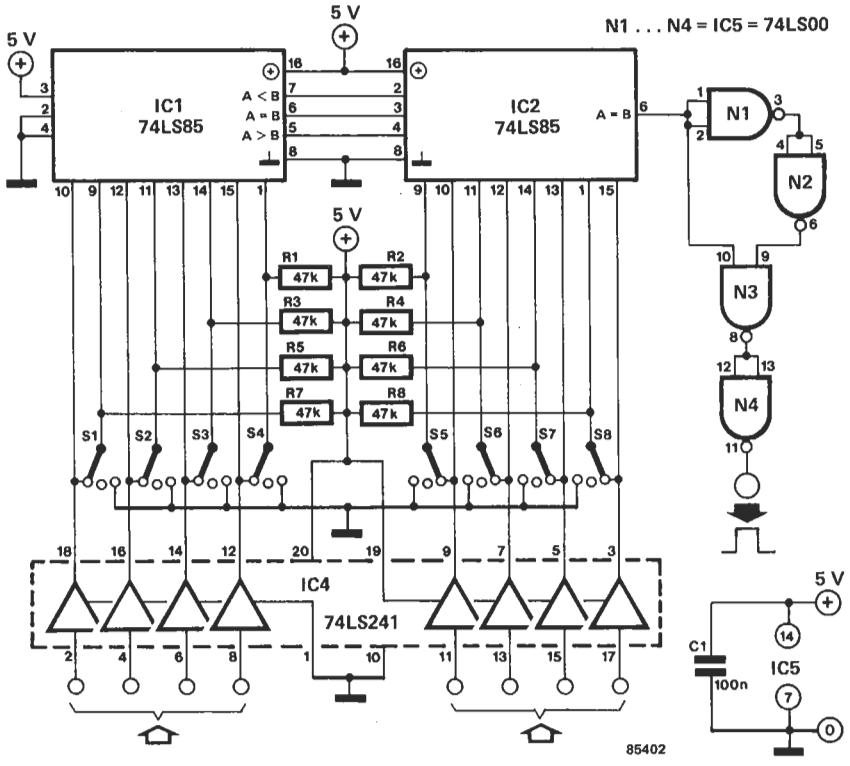
COMPARADOR BINARIO SIMPLIFICADO

Si Ud., tiene una buena memoria, se acordará de un esquema que publicamos en el número de Julio/Agosto 1982. Si lo volvemos a traer aquí no es por falta de ideas, sino porque hacemos uso intensivo de nuestros propios montajes y la práctica cotidiana nos permite mejorarlos o simplificarlos. Sería una pena que nuestros lectores no pudieran aprovechar esta experiencia ¿no? El circuito publicado en el número citado era ya un comparador de palabras en código binario, pero dotado de un dispositivo de disparo retardado, lo cual no le sucede a este. No se trata más que de un simple comparador pero mejorado. Hay que precisar que no está previsto en este tipo más que palabras de 8 bits, sin embargo es muy fácil ampliar su capacidad: basta con añadir entre IC1 e IC2 uno o varios comparadores del tipo 74LS85.

No obstante, el hecho de poner en cascada varios circuitos integrados lógicos introduce un retardo de unos 24ns por integrado. En estas circunstancias aunque son infinitesimales, no son despreciables. Es por eso por lo que recomendamos aplicar a los comparadores no sólo la señal de datos o la dirección a comparar al mismo tiempo que la señal de control (sincronización) que las valida ($\overline{RD}$ y $\overline{WR}$ para el Z80 o 02 para el 6052), sino también aplicar precisamente estas señales de sincronización al último comparador del circuito (en nuestra figura es el de la derecha); de esta forma, la comparación no será validada como buena hasta que estas señales sean activas. Hemos tenido la ocasión, en otras circunstancias, de dirigir la atención de nuestros lectores sobre este detalle de método: las señales de direccionamiento y de datos de un microprocesador no deben nunca ser tenidas en cuenta más que cuando las propias señales de control que las relacionan son activas por sí mismas.

En el mismo sentido, y volviendo a nuestro circuito, la señal «A=B» no se utiliza sola, sino apoyada por algunos operadores lógicos (IC5) que eliminan los impulsos parásitos que se crean cuando aparecen las señales a comparar.

En el esquema, los conmutadores S1... S8 están en posición «indiferente» puesto que el mismo nivel lógico se aplica a cada par de entradas A y B de los comparadores. Cuando estos con-



mutadores están en posición media, el nivel lógico está alto (debido a las resistencias de polarización R1...R8); en otra posición el nivel lógico está bajo. Estos ocho conmutadores (o más) permiten al usuario determinar el nivel lógico de los bits de la palabra binaria a identificar.

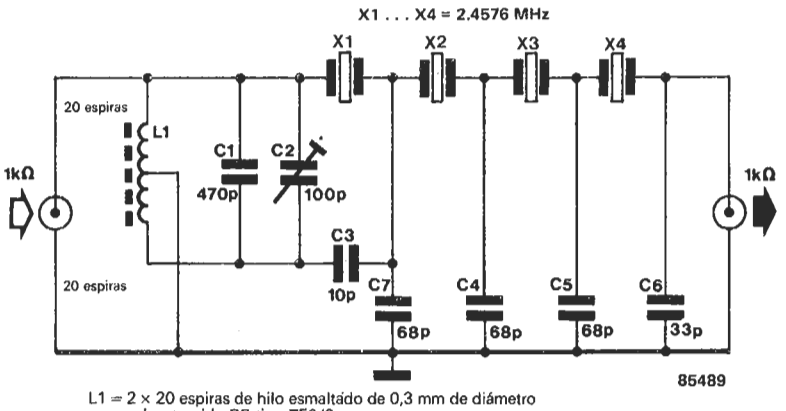
La corriente consumida por el circuito en su forma no modificada es de unos 40 mA; hay que contar con 10 mA para el LS85 y 32 mA suplementarios para el LS241. Hay que señalar también que conviene prever un condensador de desacoplo de 100n por cada par de circuitos integrados suplementarios.

074

FILTRO TTY/CW

Una parte importante del tráfico que tiene lugar en onda corta se hace en morse (CW= Carrier Wave= onda portadora) y telex (TTY=teletipo). Para obtener una recepción óptima es necesario medir y ajustar la banda pasante del receptor. En el caso de morse, una anchura de banda de 100Hz sería suficiente, si no hay problema de deriva y lo mismo en el caso de generación sintetizada de la frecuencia del oscilador local (L.O.).

En el caso de señales de teletipo (TTY), 170Hz es el valor de deriva en frecuencia (frecuency shift) más frecuente. Si suponemos que en este caso necesitamos una banda pasante de alrededor de 250 Hz, y sabiendo por otro lado que el emisor y el receptor tienen una cierta deriva, llegamos en la práctica a un valor de unos 300 Hz. Los filtros profesionales utilizados para este tipo de aplicación cuestan más de 15.000 ptas, lo que demuestra la rentabilidad de hacérselo uno mismo. La única pega de este asunto es la utilización de una frecuencia un poco estrambótica. Las razones principales son, por un lado, que los



L1 = 2 × 20 espiras de hilo esmaltado de 0,3 mm de diámetro sobre toroide RF tipo T50/2

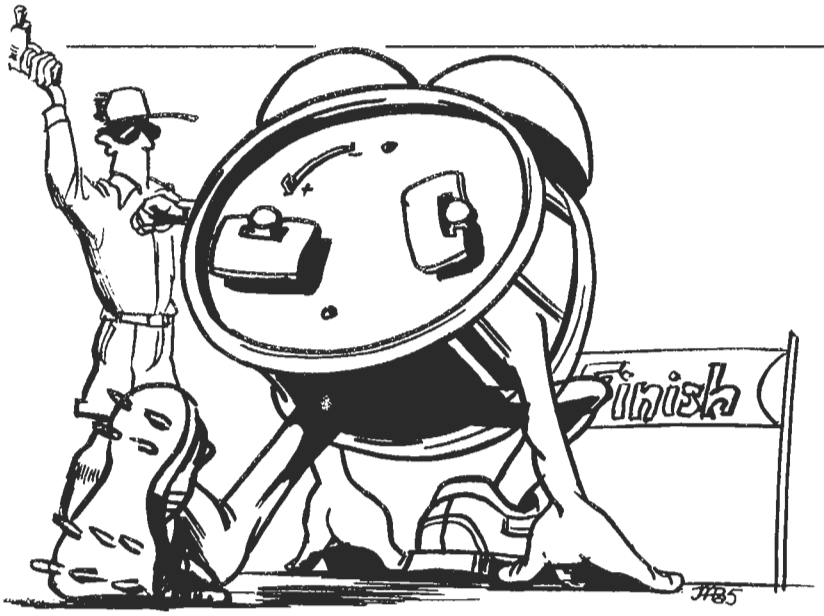
cuarzos utilizados en el mundo de los microordenadores personales son más baratos (debido a la producción en masa) y por otro lado la relación existente entre los diferentes parámetros del filtro. Esta frecuencia no debería crear ningún problema a los que construyen ellos mismos su receptor. Dotándolo de una preselección simple es posible hacer trabajar un mono-super-heterodino (es decir dotado de una sola red de entrada) hasta frecuencias del orden de 10 MHz.

Las especificaciones del filtro son las siguientes:

— banda pasante (– 6dB): 300Hz
(–60dB):100Hz
— atenuación de transferencia: 7dB
— residuo ondulatorio en el rango pasante: inferior a 1dB.

075

TEMPORIZADOR TOMAVISTAS

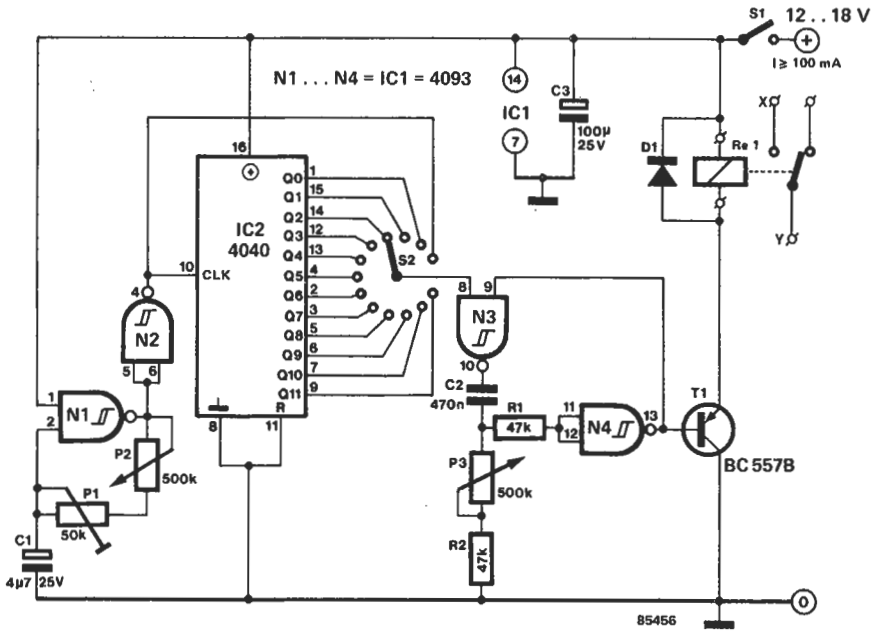


La obtención de tomas de vistas fotográficas o cinematográficas, imagen por imagen, a razón de una cada dos horas, no es algo placentero si no se dispone de un dispositivo automático. Este montaje le permitirá filmar o fotografiar la hierba en crecimiento mientras que va al restaurante, luego al cine y finalmente, ...a la cama. Verá la hierba crecer sin tener que sacrificar horas de sueño.

El circuito está constituido por un oscilador de reloj N1-N2, un contador binario de 12 etapas IC2 y un monoestable N3-N4. Se ajusta P1 de modo que la frecuencia más elevada del oscilador sea de unos 16 Hz. Cuando el conmutador S2 está en la posición 0, es decir cuando el contacto común está conectado a la patilla 4 de N2, la velocidad de

la toma de vista es de 16 imágenes por segundo o en «tiempo real». Cada paso sucesivo de S2 a partir de esta posición dobla el tiempo entre las exposiciones a dos imágenes. El intervalo más largo, con una frecuencia de reloj de 0,5 Hz, llega a ser de dos horas.

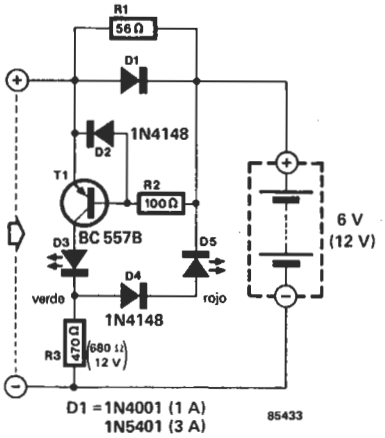
El monoestable N3/N4 y P3 sirven para permitir la adaptación de la duración del impulso de disparo a las exigencias particulares de su cámara. Por supuesto, su anchura no debe ser superior al período del oscilador de reloj. La mayor parte de las cámaras y máquinas fotográficas están provistas de una conexión para disparadores «eléctricos». Basta cortocircuitar los dos contactos de la toma para disparar la máquina. Es decir, bastará conectar estos dos puntos a los contactos del relé (X,Y). Si tiene dificultades, acuda a su distribuidor fotográfico.



INDICADOR DE LA CARGA DE BATERIAS PARA MODELISMO

La carga «normal» de los acumuladores de plomo de 6 V o de 12 V se efectúa con una tensión constante de 2,3 V por elemento. La corriente de carga se adapta por sí misma y se interrumpe la carga cuando «cae» a un valor inferior a unos 10 mA, con lo que se considera que la batería está completamente cargada. Para comprobar el estado de carga de una batería, no es indispensable disponer de un amperímetro de alto coste. Este circuito utiliza un diodo LED para indicar cuándo está completamente cargada la batería.

El diodo LED indicador (de color verde) está conectado en el circuito de colector de un transistor PNP y se encenderá tan pronto como conduzca el transistor. Esto sucede cuando la caída de tensión a través de la resistencia R1 alcance el umbral de polarización directa de la unión base-emisor (de unos 0,6 voltios). Cuando esta resistencia tiene un valor de 56 ohmios, una corriente de carga de unos 10 mA producirá esta caída. Para conseguir que la corriente de carga pueda superar la intensidad de corriente de 10 mA, R1 se cortocircuita con el diodo D1, que limita la caída de tensión a través de la resistencia a unos 0,7 voltios. La corriente de carga máxima depende del diodo utilizado y está comprendida entre 1 y 3 amperios.



El diodo LED D3 no se enciende si la corriente de carga es inferior a 10 mA (es decir, cuando la batería está completamente cargada, o conectada con polaridad incorrecta o cortocircuitada). La iluminación del diodo LED D5 (de color rojo) indica una inversión de la conexión de los polos de la batería.

Este indicador debe conectarse entre el cargador y la batería. Dadas sus pequeñas dimensiones, acaso pueda incorporarse en el propio cargador y, de no ser así, se le podrá alojar en una pequeña caja, que puede formar parte del cable de carga.

BARRERA I. R.

A pesar de la evolución tecnológica, el interés por las barreras luminosas aumenta, o por lo menos se mantiene. Basta con citar algunas aplicaciones para comprobarlo: en el deporte para la medida de tiempos, la detección en sistemas de alarma, el conteo foto-electrónico en las cadenas de fabricación. Las barreras luminosas más modernas utilizan rayos infrarojos (IR), técnica que permite reducir el precio y garantiza la inmunidad casi total a los parásitos.

El montaje se subdivide en dos partes: el emisor y el receptor. El emisor (figura 1) es un multivibrador construido alrededor de un circuito de temporización muy conocido, el 555 (IC3). Su salida (patilla 3) genera un tren de seña-

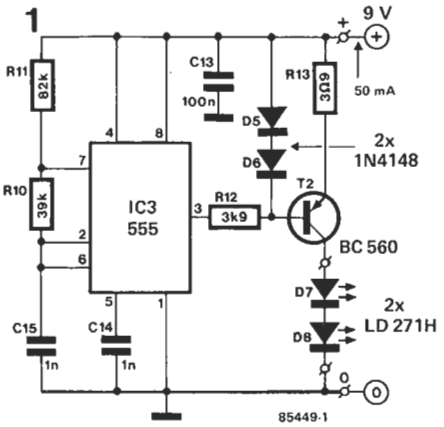
les rectangulares que mantiene una frecuencia de 10 KHz. La relación cíclica (relación impulso/pausa) es, en la patilla 3, de 1:3. Una fuente de corriente constante basada en T2 está conectada a la salida, fuente de corriente proporcionando a los diodos de emisión de I.R., D7 y D8, una corriente constante del orden de 20mA. Esta corriente no circula permanentemente, sino por impulsos, al ritmo de la frecuencia generada por el multivibrador. Los diodos irradian una luz infraroja pulsatoria.

El receptor (esquema de la figura 2) no lleva prácticamente nada más que un preamplificador y un demodulador (IC1), a la salida del cual (patilla 11) se encuentra un tren de impulsos que tiene una frecuencia de 10KHz. Este tren se aplica al integrador R2/C12. Debido a la relación cíclica elegida, el nivel a la entrada de N1 se mantiene en el nivel lógico bajo mientras que D4 recibe los impulsos de luz I.R. En estas condiciones el monoestable N2 permanece bloqueado y el oscilador al que está conectado (que a su vez ataca al resonador piezoeléctrico, Bz, de la alarma) se pone fuera de funcionamiento. El relé conectado en la salida del monoestable es activado por N4 y la etapa del transistor a la que está asociada.

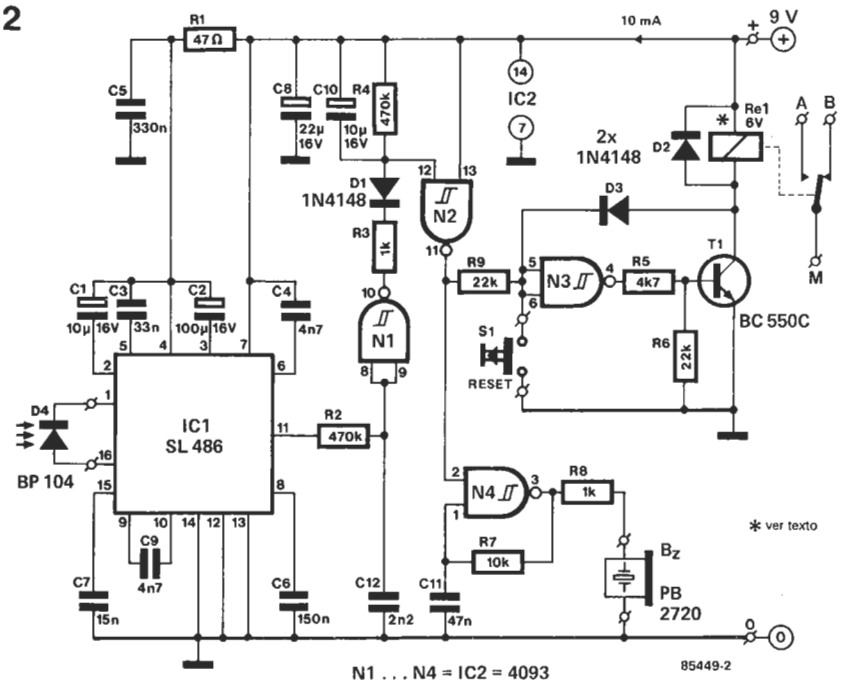
¿Qué pasa cuando por alguna razón el rayo I.R. pulsatorio generado por el emisor y recibido por el receptor se interrumpe (momentáneamente o definitivamente)?

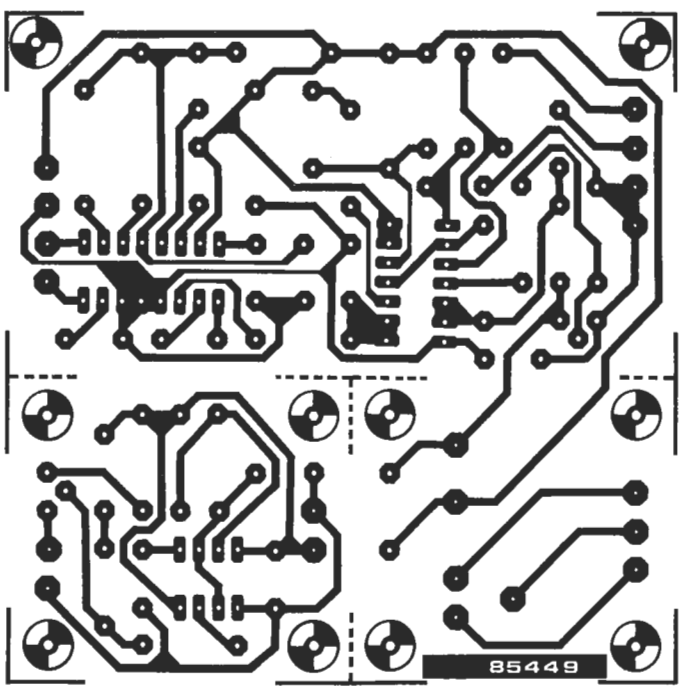
La señal disponible en la patilla 11 de IC1 pasa al nivel lógico alto, de forma que la salida de N1 desciende al nivel bajo, disparando así el monoestable N2 por medio de D1. El oscilador N4 se pone en marcha, provocando la puesta en funcionamiento del resonador piezoeléctrico que genera una señal acústica. Simultáneamente, N3 provoca el bloqueo de T1 lo que hace que se desactive el relé. Después de un cierto tiempo que depende de la constante de tiempo del monoestable definida por los valores R4 y C10, del orden de 5 segundos, el oscilador se para poniendo así fin a la señal de alarma. Sin embargo, el relé no cambia de estado, ya que el diodo D3 se encarga de ello. Este diodo transmite el nivel de tensión elevada, presente en el colector T1, a la entrada de la puerta N4; de hecho, el nivel lógico bajo disponible en la salida de esta última mantiene el transistor T1 bloqueado. Se ve así que el aparato conec-

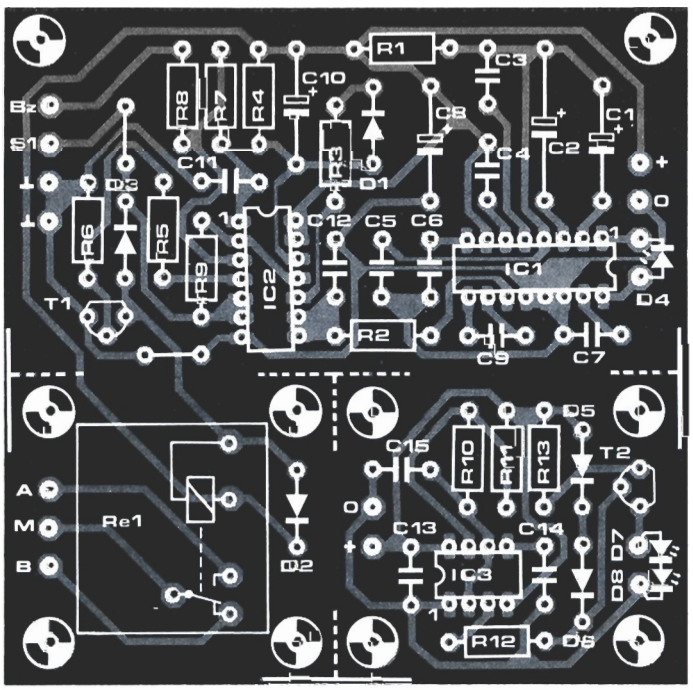
1



2







tado al relé indica no solamente una interrupción del haz I.R. entre el emisor y el receptor, sino también una eventual interrupción (por corta que sea) de la tensión de alimentación. Para reactivar el relé es necesario activar la tecla de puesta a cero S1 (RESET). Si se suprime D3 y S1, y después de pasar la constante de tiempo del monoestable, el relé vuelve a la posición inicial.

El consumo de corriente del emisor se aproxima a 50 mA, la del receptor es de 10 mA.

Como sugiere el punteado, el circuito impreso para este montaje (figura 3) está subdividido en tres partes, partes que en función de las circunstancias se pueden separar unas de otras. La representación de la serigrafía de implantación de los componentes (figura 4) permite identificar fácilmente los componentes de cada subconjunto. El emisor se sitúa en la base a la derecha: según la posición que se quiera dar a la barrera luminosa se puede comprobar la necesidad de separar la parte de relés del resto del circuito impreso, sabiendo que a continuación se volverá a unir este último receptor con la ayuda de un trozo de cable de la longitud adecuada.

Lista de componentes del receptor

Resistencias:

R_1 = 47 Ω
R_2, R_4 = 470 k
R_3, R_8 = 1 k
R_5 = 4k7
R_6, R_9 = 22 k
R_7 = 10 k

Condensadores:

C_1, C_{10} = 10 µ/16 V
C_2 = 100 µ/16 V
C_3 = 33 n
C_4, C_9 = 4n7
C_5 = 330 n
C_6 = 150 n
C_7 = 15 n
C_8 = 22 µ/16 V
C_{11} = 47 n
C_{12} = 2n2

Semiconductores:

D_1...D_3 = 1N4148
D_4 = BP104
T_1 = BC550C
IC_1 = SL486 (Plessey)
IC_2 = 4093

Varios:

Re_1 = relé tipo circuito impreso de 6 V
Bz = resonador piezoeléctrico
S_1 = pulsador

Lista de componentes del emisor

Resistencias:

R_{10} = 39 k
R_{11} = 82 k
R_{12} = 3k9
R_{13} = 3Ω9

Condensadores:

C_{13} = 100 n
C_{14}, C_{15} = 1 n

Semiconductores:

D_5, D_6 = 1N4148
D_7, D_8 = LD271H
T_1 = BC560
IC_1 = 555

Varios:

Reflectores para D_2 y D_8 (opcional)
EPS 85449

078

DETECTOR DE HUMO Y GAS

He aquí un ejemplo de circuito de prevención. Todos conocemos los peligros de una acumulación de gas, o incluso de humo de tabaco. El carácter preventivo de este equipo radica en avisar prontamente en caso de un exceso de gas, de forma que no llegue al nivel suficiente para explotar.

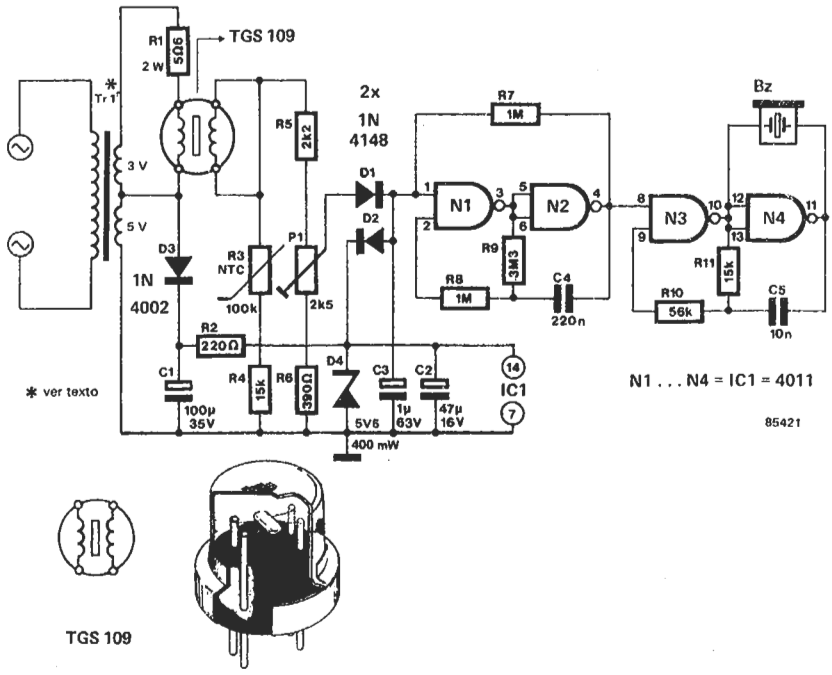
El circuito está basado en un sensor tipo TGS109, que es sensible a los gases que se enumeran en la tabla adjunta.

Tabla

Hidrocarbonos:	iso-butano $CH_3CH(CH_5)CH^3$ n-butano $CH_3CH_2CH_2CH_3$ etano CH_3CH_3 propano CH_3CH_8, $CH_3CH_2CH_3$ metano CH_4
Gases inorgánicos:	hidrógeno H amonio NH_3 monóxido carbónico CO
Disolventes orgánicos:	etanol CH_3CH_2OH acetona C_3H_1O, CH_3COCH_3 n-hexano $CH_3(CH_2)_4CH_3$ benceno C_6H_6

La alimentación se extrae de un pequeño transformador de 8 V., con toma de 5 V. La tensión del secundario de 5 V. es rectificada por D3, filtrada por C1 y regulada por R2-D4-C2. El resultado final es una tensión estabilizada de 5,6 V para alimentar IC1. El bobinado de 3 V se emplea para operar el sensor, que necesita 1 V y sobre 0,5 A. La resistencia R1 proporciona el nivel adecuado.

La inductancia mutua de los dos bobinados del sensor sube cuando aumen-



ta la concentración de gas. Es importante señalar que no hay diferencias entre los dos bobinados; el sensor puede ser insertado en su zócalo en cualquier posición. En la práctica, un aumento de la concentración de gas produce una tensión alterna creciente en el bobinado secundario. Esta tensión es rectificada por D1 y filtrada por C3; su nivel (sensibilidad) se ajusta con P1. El diodo D2 protege la entrada de N1 frente a niveles elevados. Las puertas N1-N2 y N3-N4 son multivibradores estables que excitan el zumbador cuando la concentración de gas empieza a ser alarmente.

La resistencia R3 sirve para compensar la variación de sensibilidad debida a cambios en la temperatura.

El detector puede ser alojado en una pequeña caja, teniendo en cuenta la elevada disipación de R1.

Finalmente, en caso de alarma, sea cuidadoso al inspeccionar la habitación donde está colocado el detector.

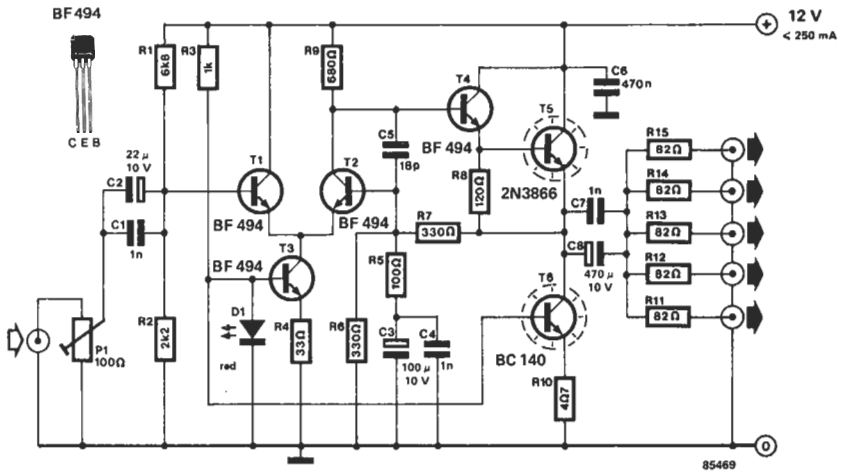
079

DISTRIBUIDOR DE VIDEO DE BANDA ANCHA

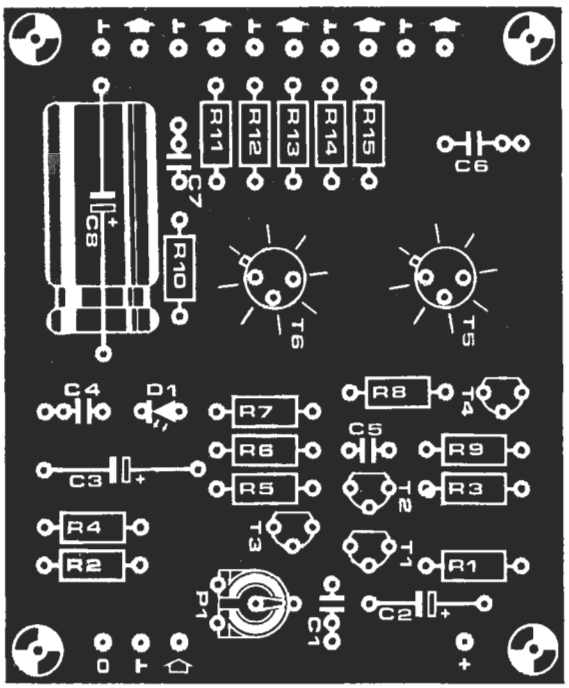
Con el desarrollo de la microinformática y del vídeo, hay que aplicar a varios monitores una misma señal, generada por medio de un ordenador o de un magnetoscopio, y esto se ha convertido en lo más corriente hoy en día. Para realizar esta «distribución», es necesario disponer de un amplificador de potencia suficiente (capaz de soportar varias cargas de 75 Ω) que tenga una banda pasante adecuada. Desgraciadamente es muy difícil (sino imposible) combinar en la práctica estas dos características: no se puede amplificar libremente sin acortar la anchura de la banda pasante e inversamente, el utilizar un ancho de banda amplio está enfrentado a una ganancia elevada.

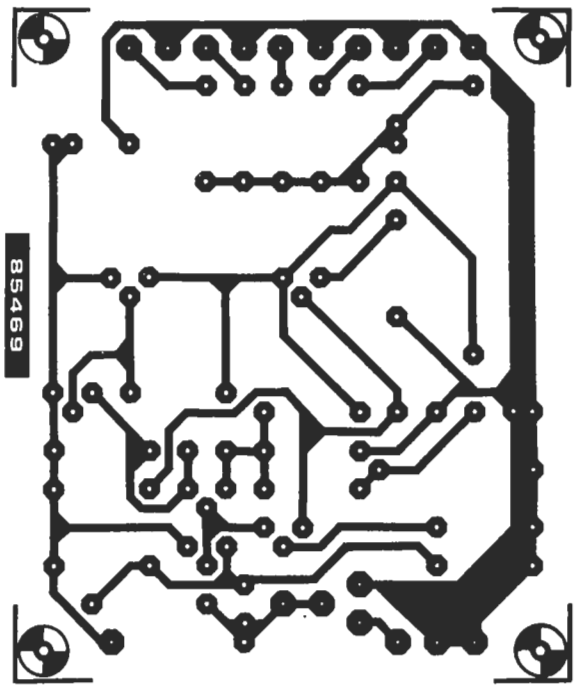
Este circuito puede mandar 5 cargas de 75 Ω, garantizando una banda pasante de 30 MHz. El circuito descrito tiene una etapa diferencial seguida de una etapa de amplificación en clase A. El par T1/T2 constituye la etapa diferencial en la cual la señal de entrada está amplificada con una ganancia aproximada de 14. A la salida de esta etapa hay un emisor-seguidor «rápido» realizado con la ayuda de T4, T5 y R8.T3 y T6 son generadores de corriente capaces de generar 30 y 200 mA respectivamente. La red formada por R7, R6, R5, C3 y C4 asegura la realimentación, debido a la cual es

1



2





tan importante el ancho de banda pasante propiamente dicho (C5 estabiliza el amplificador en altas frecuencias). La realimentación disminuye ligeramente con cargas elevadas, (cuando las cinco salidas están conectadas), lo que produce el efecto de dejar en 30 MHz el ancho de banda pasante; la variación de la banda pasante en sí misma alcanza unos 2 dB.

A pesar del ancho de banda importante, la ganancia total es al menos, de entre 8 y 10.

La figura 2 muestra el dibujo del circuito impreso de este montaje. La importancia de la corriente que circula a través de T5 y T6, explica el por qué es necesario dotar a los dos transistores de un radiador. Sabiendo que el consumo total del montaje se acerca a los 250 mA, es posible que no se pueda tomar de la alimentación original, tal magnitud (en la mayor parte de los casos, estos son los motivos de que suban los costes, las alimentaciones se calculan ajustadas) de forma que es preferible fabricar una alimentación especial y colocarla en la caja del distribuidor de vídeo.

Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 6k8
R2 = 2k2
R3 = 1k
R4 = 33 Ω
R5 = 100 Ω
R6,R7 = 330 Ω
R8 = 120 Ω
R9 = 680 Ω
R10 = 4Ω7
P1 = 100 Ω ajustable

Condensadores:

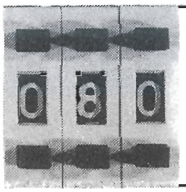
C1,C4,C7 = 1 n
C2 = 22 µ/10 V
C3 = 100 µ/10 V
C5 = 18 p
C6 = 470 n
C8 = 470 µ/10 V

Semiconductores

T1 . . . T4 = BF494
T5 = 2N3866
T6 = BC140
D1 = LED, rojo

Varios:

2 aletas refrigeradoras para T039



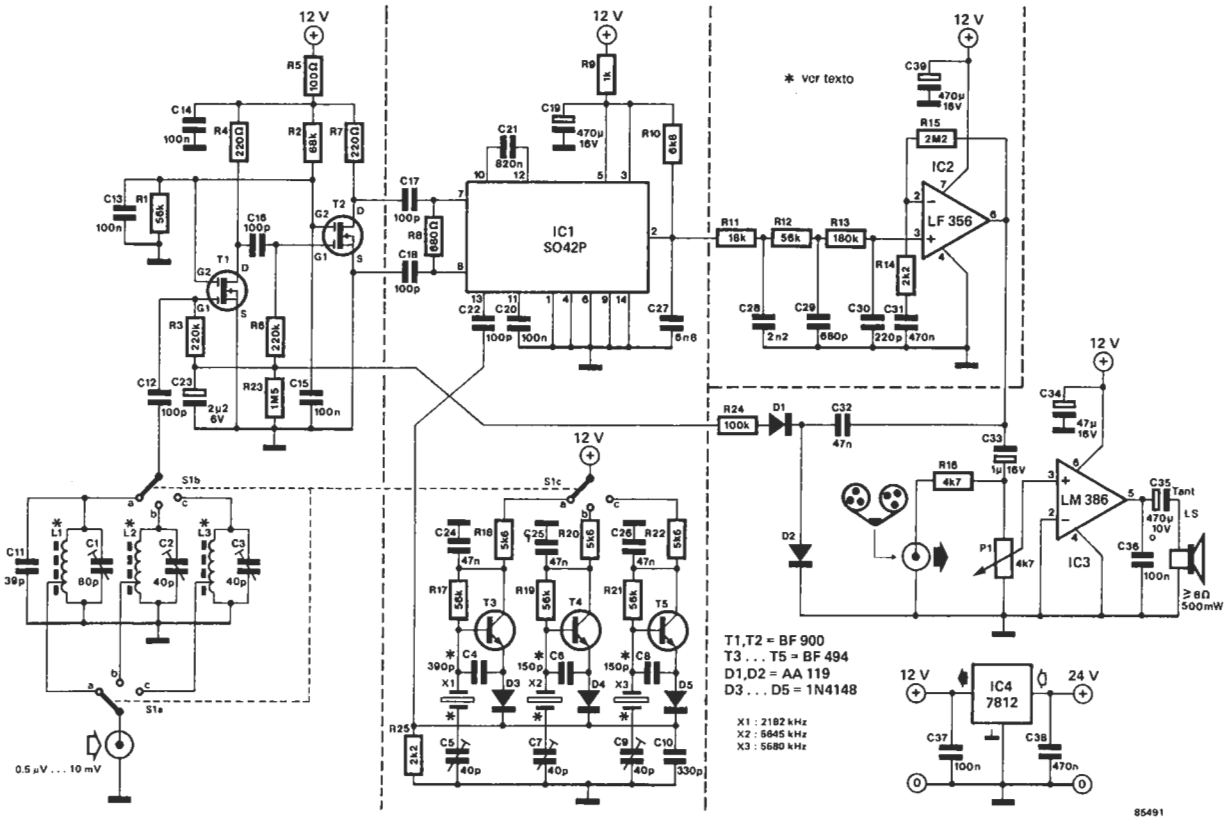
RECEPTOR DE SEÑALES MARITIMAS

La escucha de la banda de onda corta, como las frecuencias internacionales de auxilio marítimas, es un fascinante pasatiempo. Dado que hay un número limitado de emisoras, y su frecuencia es fija, el receptor sólo necesita conmutar entre estas frecuencias.

El receptor trabaja con el principio de conversión directa, esto es, la frecuencia del oscilador igual a la frecuencia recibida, por lo que la frecuencia intermedia es nula.

La señal de entrada se lleva, por medio de un preselector conmutable, a la entrada del amplificador sintonizado T1-T2. El amplificador de RF se acopla a un mezclador formado con el SO 42P. Existen tres osciladores locales a cristal, que son conmutados por el preselector. La salida del mezclador es la señal de audio, que se lleva a un amplificador de audio, IC2, vía un filtro pasobajo formado por R11... R13/C28... C30. La ganancia de IC2 es de unos 60 dB.

Una parte de la salida de IC2 se rectifica con D1 y D2, y se emplea para el control automático de ganancia (CAG) de T1-T2. La salida de IC2 se lleva a un amplificador de potencia que excita directamente a un altavoz, o auriculares.



Existe también una salida para grabación. El potenciómetro P1 proporciona un control de volumen.

Las bobinas L1 a L3 se realizan empleando núcleos toroidales, tipo T50/2, como sigue:

— L1 = 115 espiras de hilo esmaltado de 0,15 mm de diámetro, con toma en la 11.ª espira.
— L2, L3 = 90 espiras de hilo de cobre de 0,2 mm de diámetro, con toma en la 9.ª espira.

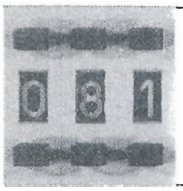
Si se necesitan diferentes frecuencias de las empleadas aquí, se deben cambiar tanto los cristales empleados, como los bobinados L1...L3. El cambio para las bobinas es directamente proporcional al cambio en frecuencia. Si, por ejemplo, se necesita una frecuencia de 2600 KHz, en lugar de 2182 KHz, en la posición 1 del conmutador, el número de espiras para la bobina L1 se calcula con:

n = 115 (2182/2600) = 97 espiras, con toma en

n = 11 (2182/2600) = 9 espiras.

Los condensadores del oscilador, C4, C6 y C8, deben tener un valor mayor si las frecuencias elegidas están en la parte baja de la gama de onda corta.

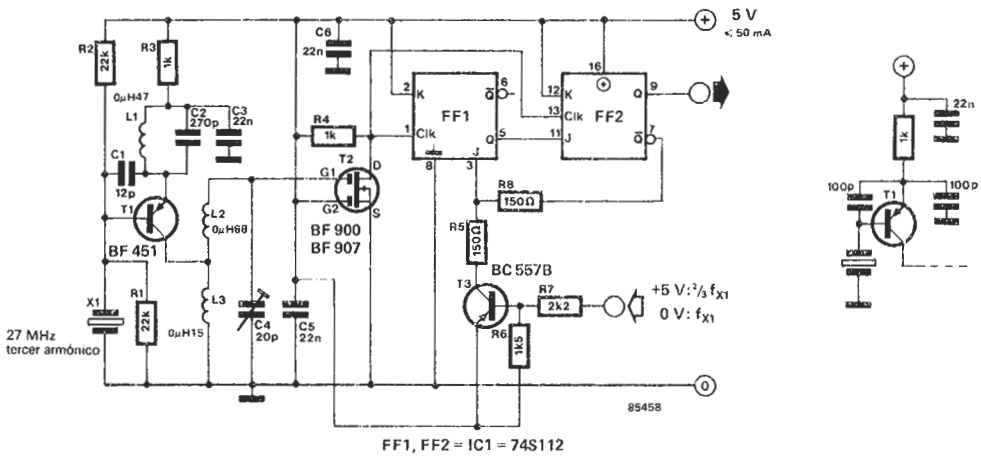
Cuando se ha construido adecuadamente el receptor (cableados cortos, desacoplos generosos) puede trabajar hasta 18 MHz. Las líneas de puntos, en el esquema, indican los blindajes entre las diferentes secciones. El receptor se calibra ajustando C5, C7 y C9 para batido cero, y después se ajusta C1, C2 y C3 para máxima salida de audio.



RELOJ DE DOS FRECUENCIAS

Los ordenadores emplean una frecuencia principal de reloj a partir de la cual se derivan todas las señales necesarias de temporización. Esta frecuencia determina, entre otras cosas, el número de caracteres por línea que el controlador de vídeo puede visualizar en la pantalla. Este número es, normalmente, de 32 o 40. Si se necesita un número mayor de carácteres, la frecuencia del reloj debe aumentarse adecuadamente. El generador de reloj descrito en este montaje hace posible cambiar entre dos frecuencias, en el margen 2:3. El cambio se realiza de forma síncrona, por lo que no se pierden caracteres.

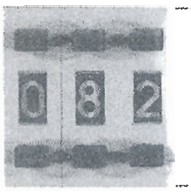
El oscilador del reloj, T1, se ha realizado con un económico cristal, XL1, de 27 MHz, en tercer armónico. El circuito LC conectado en el colector del transistor, está sintonizado a 54 MHz. La señal del oscilador se convierte a niveles lógicos mediante un transistor de efecto de campo (FET) T2, que se aplica entonces a las entradas de reloj de una doble báscula tipo J-K, IC1 (= FF1, FF2). La división creada por ambas básculas puede ser alterada por el estado del transistor T3.



FF1, FF2 = IC1 = 74S112

Cuando T3 está activado, la entrada J de FF1 está a nivel alto, por lo que la frecuencia de 54 MHz es dividida por 2. Si T3 está desactivado, la entrada J de FF1 queda conectada a la salida Q de FF3, y por tanto la señal de 54 MHz queda dividida por 3. La frecuencia de salida, por tanto, puede ser seleccionada, síncronamente, entre 18 MHz y 27 MHz.

Cuando se utilice un cristal de frecuencia fundamental, para XL1, el oscilador debe modificarse como se ve en la parte derecha del esquema.



COMBINANDO CIRCUITOS DIGITALES

Muchos aficionados combinan toda clase de circuitos digitales en sus montajes. Sin embargo en muchas ocasiones se habrán preguntado: ¿pueden alimentarse todos de la misma fuente, o debe haber varias?, ¿en qué secuencia debe realizarse el encendido?, ¿cuántas cargas pueden conectarse a cada salida?

En la ingeniería digital, que evidentemente engloba a los microprocesadores, las entradas son excitadas por salidas para transferir la información. Cuando el integrado de salida está alimentado, pero no el que recibe, hay un flujo de corriente; esto es independiente de que se trate de circuitos TTL o CMOS. Esta no es una situación deseable, a pesar de que no se produzcan daños irreparables. Sin embargo este flujo de corriente puede perturbar el funcionamiento en sí de la lógica, debido a entregar una corriente excesiva (limitada en algunos casos) en su salida. Los biestables, principalmente, son muy sensibles a este efecto debido a la realimentación interna de su propia salida. Es posible, por tanto, que una parte del equipo no trabaje correctamente debido a la ausencia de tensión en otra zona conectada a su salida.

Esta situación puede ser peligrosa cuando varias salidas de un integrado están conectadas de esta manera. Normalmente los integrados modernos admiten el cortocircuito prolongado de una salida, pero cuando esto ocurre en va-

rias al tiempo puede causar su destrucción. Un caso más o menos habitual es la salida Centronics de impresora de un ordenador, donde las 8 líneas de datos están tomadas del mismo integrado.

¿Qué ocurre a su vez con el integrado que recibe esta corriente? Los circuitos CMOS, en general, están bién protegidos contra sobrecarga en la entrada, y los TTL responden sin problemas a estos efectos. Pero otros tipos pueden no estar preparados para ello.

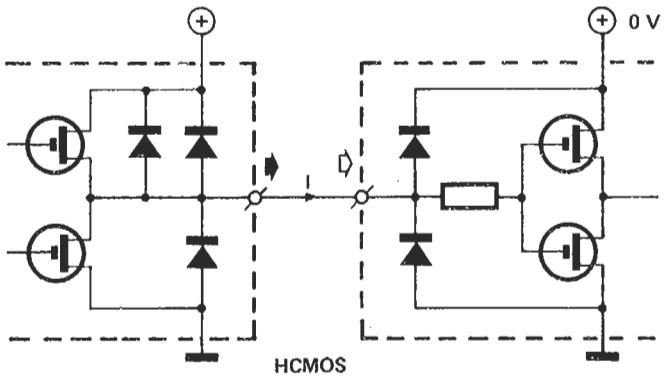
Los fabricantes de semiconductores se han enfrentado, desde luego, a este problema, y han encontrado algunas soluciones. Los diseñadores y constructores de equipos, profesionales o aficionados, deben poner atención en sus experiencias y observar las siguientes reglas:

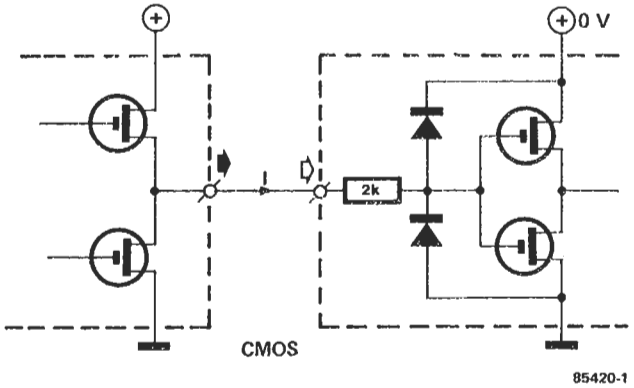
— Los integrados excitadores, tanto TTL como CMOS, deben tener salida colector abierto.

— Todas las entradas deberán incorporar resistencias adicionales («pull-up») a la alimentación positiva.

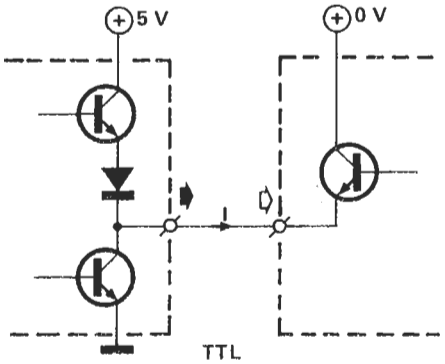
Cuando se cumplen estas condiciones la corriente solo fluye desde la entrada a la salida (ver figura 2). Cuando el integrado de entrada está sin alimentación la salida se comporta como un colector abierto sin carga, lo que no perturba en absoluto al integrado. Así mismo la entrada no recibe corriente (ni entrega) en estas condiciones. El colector de la etapa de salida puede soportar tensiones elevadas, incluso sin alimentación, por lo que no sufre daños en caso de estar presente la alimentación de la sección de entrada y no la de salida. Es importante señalar que la resistencia de carga («pull-up») R1 debe estar conectada a la alimentación de entrada, ya que en caso contrario no tiene el efecto deseado.

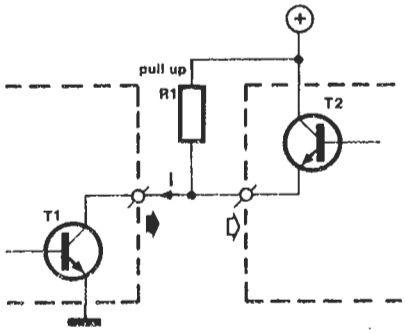
Con estas precauciones, no importa cual de los dos equipos sea conectado antes o después, debido a que los fabricantes se han asegurado del buen funcionamiento de los circuitos de entrada y salida.

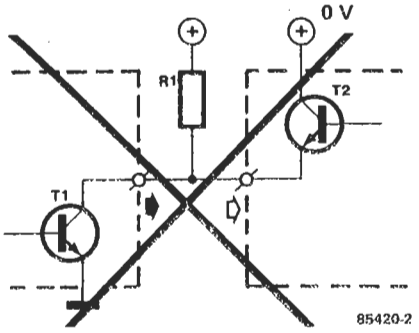




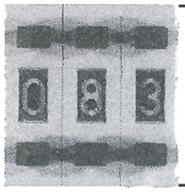
85420-1



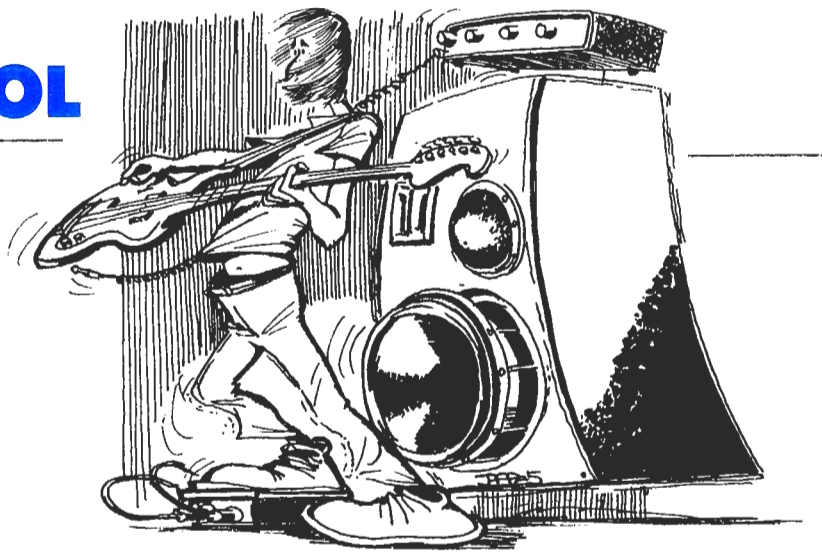




85420-2



PEDAL DE CONTROL



De forma parecida al pedal del acelerador en el coche, el pedal de control permite a los músicos manejar, con el pie, el volumen del instrumento, ya que sus manos están ocupadas, normalmente, en la interpretación del mismo. Los órganos electrónicos son los únicos instrumentos que suelen disponer de este pedal, incorporado habitualmente en el frontal del mismo, junto a otros pedales. Los guitarristas tienen que construirse este accesorio, para poder armonizarse con el volumen del resto del acompañamiento. Desde el punto de

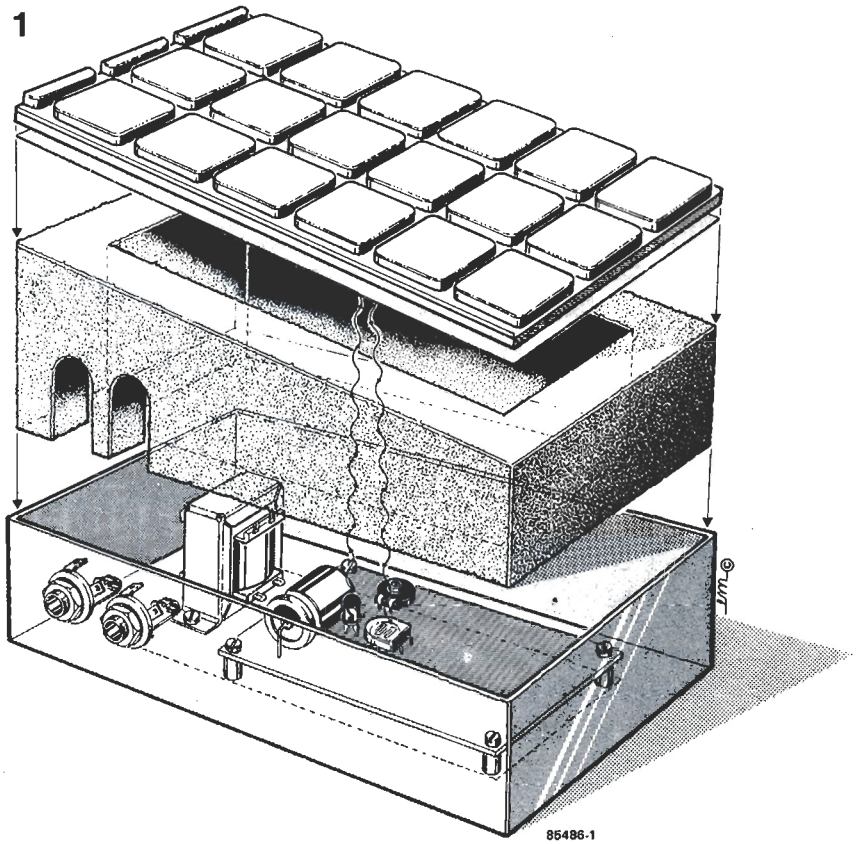
vista electrónico, los pedales que se encuentran en el comercio son bastante simples: consisten en un potenciómetro movido por el pedal a través de una barra dentada. La parte mecánica de los mismos es, sin embargo, bastante más complicada. El pedal que aquí describimos presenta, por el contrario, una construcción mecánica muy simple.

El circuito completo puede ser construido en una pequeña caja plana, deltamaño aproximado del pie (la medida varía evidentemente de unos a otros músicos), como la mostrada en la figura 1. Una pieza en forma de cuña, interiormente hueca, de goma esponjosa, se coloca como tapa de la caja. Un diodo emisor de luz (led) y una resistencia variable con la luz (LDR) se apuntan hacia la etapa. Una pequeña lámina de plástico o metal, con una tira de papel blanco pegada por la parte interior, se fija en la parte superior. La parte interior de la caja, excepto el papel blanco, se pinta de negro mate.

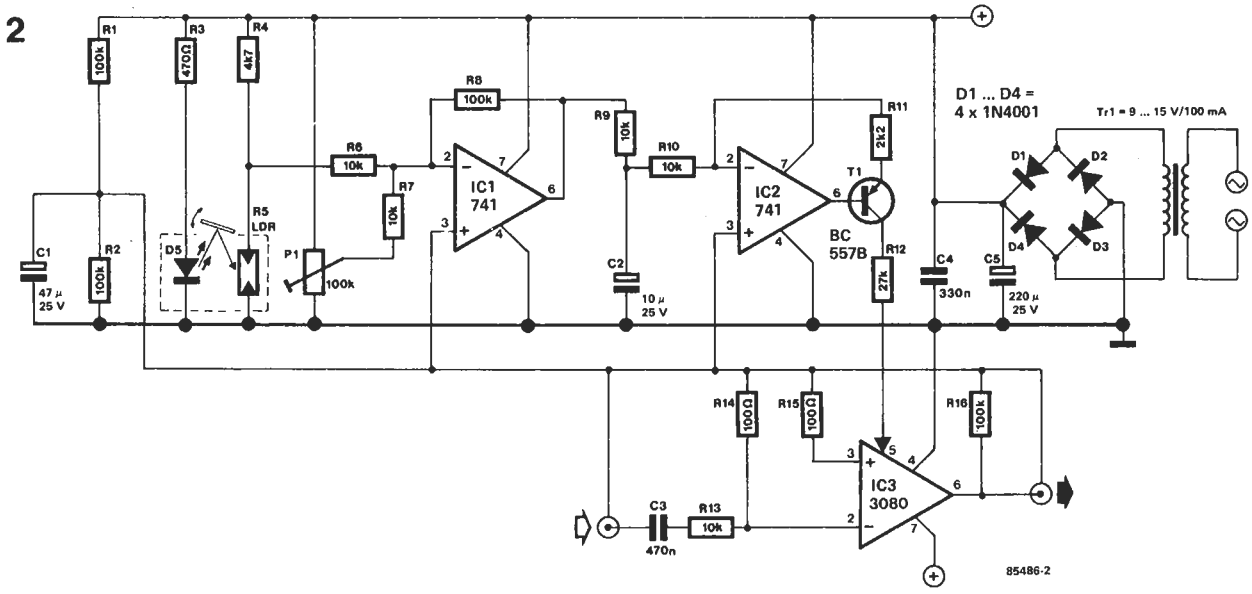
Cuando la goma se comprime, debido a la presión del pie, el papel blanco se acerca al led y la LDR, lo que provoca la disminución de la resistencia de la LDR. Por medio de IC1, que amplifica, invierte y compensa, se aplica una tensión a IC2, empleado a su vez para controlar la corriente de mando del OTA, IC3, por medio del transistor T1.

Una vez que se ha finalizado la construcción mecánica, de forma que la caja sea lo más hermética posible a la luz exterior, se ajusta P1 de forma que, sin apretar el pedal, el nivel de volumen sea el mismo que el del acompañamiento. En los solos, al apretar el pedal se consigue un realce del volumen de la guitarra. Es aconsejable colocar P1 en un lateral de la caja, de forma que pueda ser reajustado cómodamente.

1



2



INTERFACE RS 232 CON NIVELES TTL

¿Qué podemos decir de este circuito que no lo diga él mismo echándole una ojeada? Es un interface autónomo provisto de un decodificador de direcciones completo: no ocupa más que cuatro octetos de memoria, que se reservarán de una parte de la memoria del ordenador con la que funciona el montaje. Cuando uno de los interruptores S1...S14 se cie-

rra, el nivel lógico activo de la línea de direccionamiento A2...A15 correspondiente está bajo; si el interruptor está abierto se activa el nivel lógica de la línea de direccionamiento.

Los cuatro buffers de recepción, N4...N7 son circuitos especiales Rs232 y pueden acomodarse a los niveles TTL así como a los niveles RS232. Los buffer de emisión N1...N3 son del tipo LS05 y no valen más que para niveles TTL; conviene asegurarse que el circuito destinado a recibir las señales de emisión está preparado para los niveles TTL ordinarios. Para el resto, es decir la conversión serie-paralelo-serie, se utiliza el conocido ACIA (Asincionous Comunication Interface Adapter, Adaptador de Interface para Comunicación Asíncrona) 6551. Aquí termina el terreno del hardware y empieza el del software. Los cuadros indican cómo programar los registros de este circuito para obtener los formatos y las tasas de transmisión deseadas.

REGISTRO DE CONTROL

7	6	5	4	3	2	1	0

BITS PARADA

0 = 1 bit parada
1 = 2 bits parada
1 bit de parada si longitud de palabra = 8 bits y paridad
1 1/2 bits de parada si longitud de palabra = 5 bits y no paridad

LONGITUD PALABRA

BIT 6	BIT 5	LONGITUD PALABRA DATOS
0	0	8
0	1	7
1	0	6
1	1	5

FUENTE RELOJ

0 = Reloj externo
1 = Generador veloc. transm.

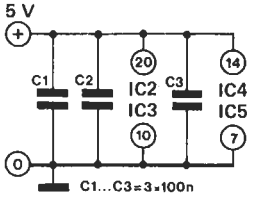
GENERADOR VELOC. TRANSM.

3	2	1	0	RELOJ EXT. 16×
0	0	0	0	50 BAUD
0	0	0	1	75
0	0	1	0	109.92
0	0	1	1	134.58
0	1	0	0	150
0	1	0	1	300
0	1	1	0	600
0	1	1	1	1200
1	0	0	0	1800
1	0	0	1	2400
1	0	1	0	3600
1	0	1	1	4800
1	1	0	0	7200
1	1	0	1	9600
1	1	1	0	19.200
1	1	1	1	

*Esto permite transmisión de 9 bits (8 bits datos + paridad)

	7	6	5	4	3	2	1	0
RESET HARDWARE	0	0	0	0	0	0	0	0
RESET PROGRAMA	–	–	–	–	–	–	–	–

RS_1	RS_0	Escritura	Lectura
0	0	Reg. datos transm.	Reg. datos recepción
0	1	Reset programado	Registro de estado
1	0	Registro de mando	
1	1	Registro de control	



REGISTRO DE MANDO

7	6	5	4	3	2	1	0

CONTROL PARIDAD

BIT 7	BIT 6	BIT 5	OPERACION
–	–	0	Paridad desactivada. Ningún bit de paridad generado. Ningún bit de paridad recibido
0	0	1	Paridad impar, receptor y transm.
0	1	1	Paridad par, receptor y transm.
1	0	1	Bit de paridad, marca, transmitido Control de paridad desactivado
1	1	1	Bit de paridad, espacio, transmit. Control de paridad desactivado

TERMINAL DATOS PREPARADO

0 = Desactiva receptor y todas las interrupciones (DTR alto)
1 = Activa receptor y todas las interrupciones (DTR bajo)

RECEIVER INTERRUPT ENABLE

0 = IRQ interrupción permitida de bit 3 de registro de estado
1 = IRQ interrupción desactivada

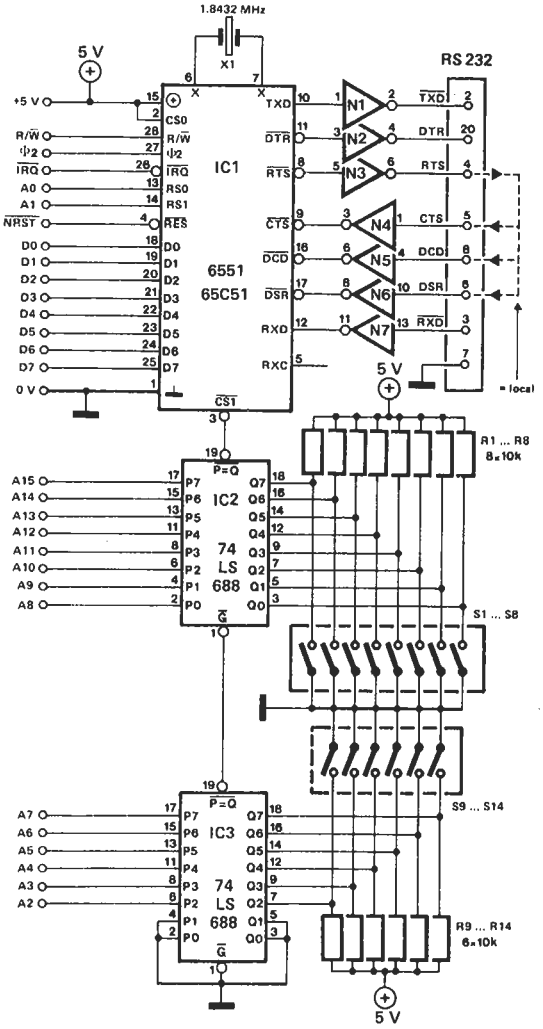
CONTROLES TRANSMISOR

BIT 3	BIT 2	INTERRUP. TRANSM.	NIVEL RTS	TRANSMISOR
0	0	Desactivada	Alto	Off
0	1	Activada	Bajo	On
1	0	Desactivada	Bajo	On
1	1	Desactivada	Bajo	BRK Transm.

MODO NORMAL/ECO PARA RECEPTOR

0 = Normal
1 = Eco (los bits 2 y 3 deben ser "0")

	7	6	5	4	3	2	1	0
RESET HARDWARE	0	0	0	0	0	0	0	0
RESET PROGRAMA	–	–	–	0	0	0	0	0



7	6	5	4	3	2	1	0

ESTADO	PUESTO POR	BORRADO POR
Error de parid.*	0 = Sin error de parid. 1 = Error parid. detect.	bor. autom.**
Error de form.	0 = Sin error form. 1 = Error de form. detect.	bor. autom.**
Desbordam.	0 = Ningún desbord. 1 = Se produjo desbord.	bor. autom.**
Registro datos receptor lleno	0 = No lleno 1 = Lleno	lectura del reg. recepción
Registro datos transmis. vacío	0 = No vacío 1 = Vacío	escritura reg. transmisión
Detenc. port. datos ($\overline{DCD}$)	0 = $\overline{DCD}$ bajo (detect.) 1 = $\overline{DCD}$ alto (no detect.)	No borrable, refleja el estado de $\overline{DCD}$
Conjunt. datos prepar. ($\overline{DSR}$)	0 = $\overline{DSR}$ bajo (prep.) 1 = $\overline{DRS}$ alto (no prep.)	No borrable, refleja el estado de $\overline{DSR}$
Inter. ($\overline{IRQ}$)	0 = Sin interrupc. 1 = Se produjo interrupc.	lect. del reg. de estado

*No se produce interrupción para estas condiciones.

**borrado automático tras una lectura del registro de recepción, o con la llegada del siguiente carácter sin errores.

	7	6	5	4	3	2	1	0
HARDWARE RESET	0			1	0	0	0	0
PROGRAM RESET						0		

REGISTRO DE ESTADO

85408-T3

N1 ... N3 = ½ IC4 = 74LS05
N4 ... N7 = IC5 = MC 1489

AMPLIFICADOR HI-FI PARA AURICULARES

Este pequeño amplificador de 1 W está diseñado para auriculares de baja impedancia, o como etapa de salida de un preamplificador para mandar un altavoz activo. Hay muchos preamplificadores que no permiten conectar en su salida un cable normal, sin apantallamiento, pero nuestro pequeño amplificador lo acepta sin problema.

El circuito de la figura 1 consiste en un operacional, del tipo LF356, con una etapa de salida push-pull a transistores. Un filtro paso-bajo en la entrada, formado por R1/C2, limita la banda de entrada. El empleo de este filtro y un operacional rápido como el LF356 proporciona una distorsión, por desfase, relativamente baja. La corriente de salida de 30 mA, fijada por los diodos D1...D4, y las resistencias de emisor R7 y R8 aseguran una baja distorsión de cruce («crossover distorsion»).

Las resistencias de realimentación R3 y R4 fijan la ganancia en unos 17 dB. La distorsión total del montaje con -3dB en la banda de 10Hz a 30 KHz es de tan solo 0.1%.

Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 10 k
R2,R4 = 100 k
R3 = 22 k
R5,R6 = 1 k
R7,R8 = 22 Ω

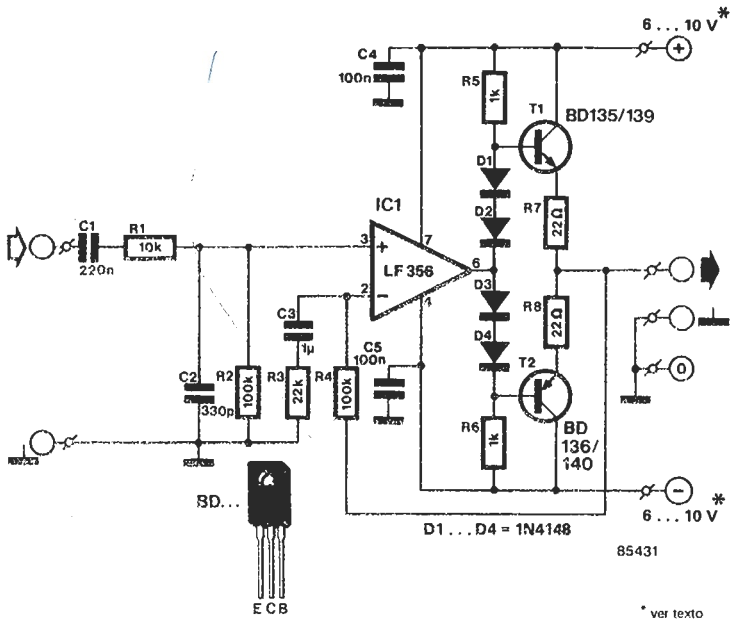
Condensadores:

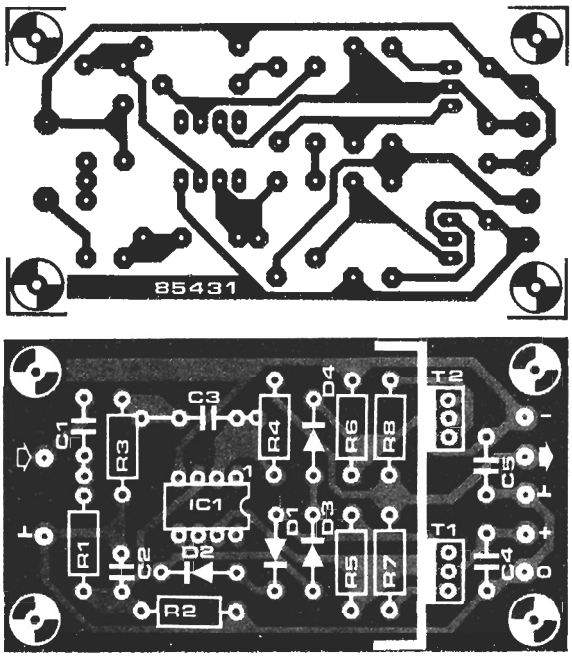
C1 = 22 n
C2 = 330 p
C3 = 1 µ
C4,C5 = 100 n
D1 . . . D4 = 1N4148
T1 = BD 135 o BD 139
T2 = BD 136 o BD 140
IC1 = LF 356

Varios:

EPS 85431
Refrigerador para T1 y T2

1





INTERFACE PARA JOYSTICK DIGITAL

Algunos ordenadores personales, como el BBC o el Electron (ambos fabricados por la firma Acorn) o el Apple II, tienen un interface que sólo admite la conexión de joystick analógicos (divisores resistivos o resistencias variables). Sin embargo en ocasiones es mucho más sencillo el manejo, y la adquisición, de un joystick digital, esto es, con cuatro contactos. El interface que presentamos permite emplear un joystick digital con los ordenadores citados.

En el caso del BBC y el Electron, el interface interno lee un nivel entre 0 y 1.8 voltios, según que el mando del joystick esté totalmente a la derecha o la izquierda (lo mismo se aplica a arriba-abajo), y 0.9 voltios cuando el mando está centrado (posición neutra o de reposo). El interface en este caso proporciona al exterior un nivel de 1.8 voltios (Vref).

Como se puede apreciar en el esquema de la figura 1, las diversas tensiones son proporcionadas por cuatro interruptores. Cada interruptor controla a su vez un interruptor electrónico; la tensión de 0.9 V se obtiene a base de un divisor formado por resistencias. Los interruptores electrónicos son necesarios debido a que los contactos mecánicos tienen un terminal común, y no pueden emplearse por tanto para cortocircuitar los divisores resistivos. El común de pulsadores se conecta a +5, proporcionando un nivel lógico 1 cuando es apretado, y un 0 cuando esté abierto. En el botón de «disparo» se necesita un transistor, T1, para invertir estos niveles, de forma que entregue un 0 cuando se pulsa. La calibración del interface se realiza con ayuda de un pequeño programa que lea, y muestre, continuamente el valor, analógico, de la entrada.

Conecte el interface al ordenador, y ajuste los potenciómetros P1 y P2 de forma que la lectura sea igual a la mitad del fondo de escala.

El circuito impreso de la figura 2, que sirve para contener todos los elementos del interface, no está disponible en el servicio EPS.

1

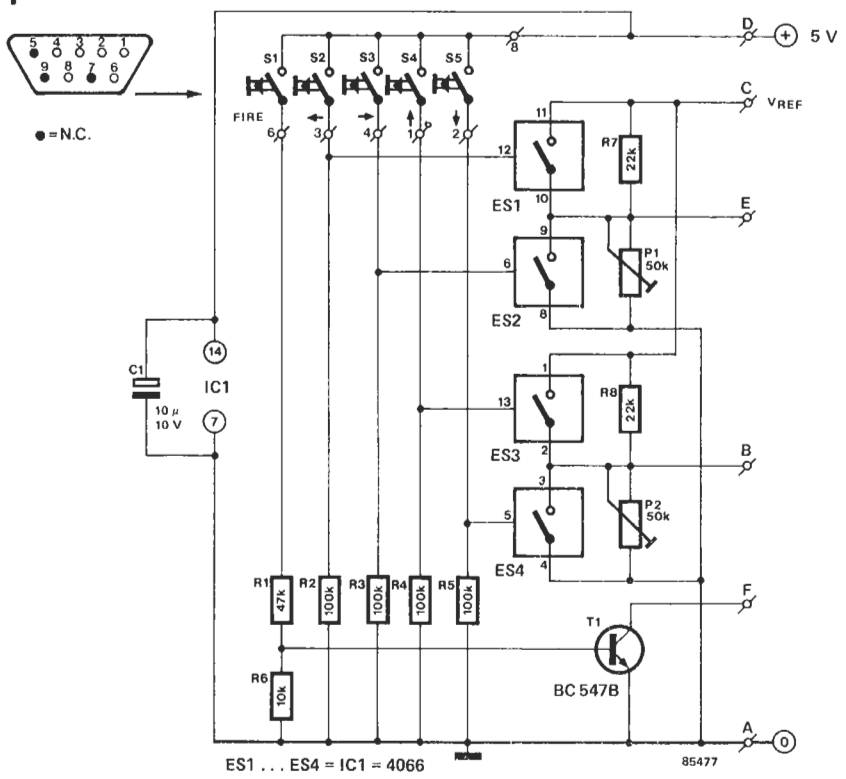


Tabla 1. **Interconexiones del interface al ordenador**

terminal	joystick 1	joystick 2
A	8 (gnd)	8 (gnd)
B	7 (ch.1)	4 (ch.3)
C	11 (U_{ref})	11 (U_{ref})
D	1 (+5 V)	1 (+5 V)
E	15 (ch.0)	12 (ch.2)
F	13 (PB0)	10 (PB1)

Lista de componentes

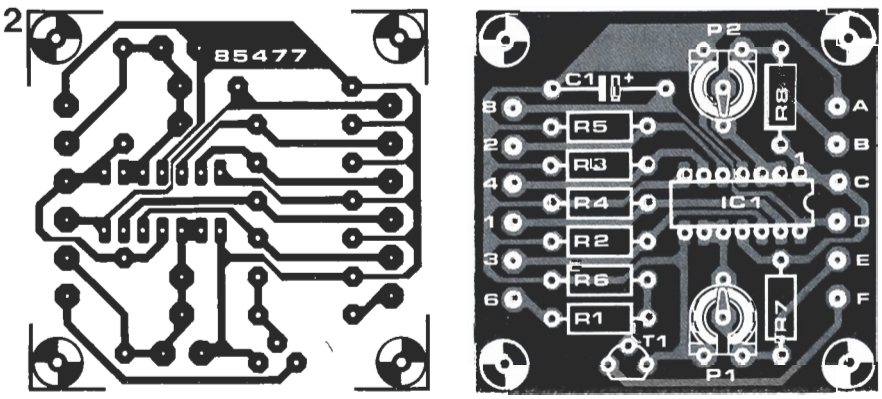
Resistencias:
R1 = 47 k
R2..R5 = 100 k
R6 = 10 k
R7,R8 = 22 k
P1,P2 = potenciómetro ajustable, 50 k

Condensador:
C1 = 10 µ/10 V

Semiconductores:
T1 = BC547B
IC1 = 4066

Varios:
S1 . . . S5 = contactos del joystick

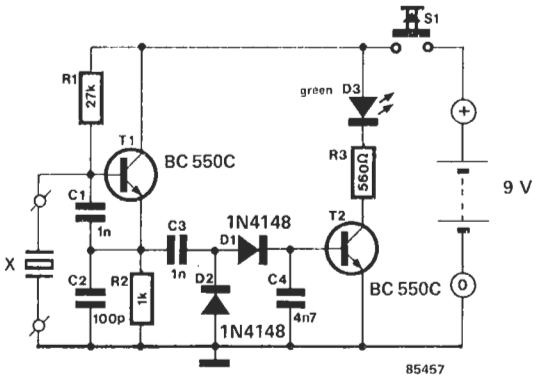
2



087 VERIFICADOR DE CUARZOS

Probablemente, de vez en cuando ha querido recuperar componentes de circuitos fuera de uso. Con el tiempo los viejos trastos se acumulan, y un día quiere hacer uso de ellos; en tal caso, le vendría bien disponer de un verificador de componentes que le permita determinar si son, o no utilizables. Aquí tiene un circuito (muy simple) para poner a prueba los cristales de cuarzo.

El transistor T1 asociado al cuarzo a verificar, se comporta como un oscilador. Los condensadores C1 y C2 consti-



tuyen un divisor de tensión capacitado al cual está acoplado nuestro oscilador. Cuando el cuarzo está en buen estado el oscilador funciona y libera una onda senoidal que rectifican D1 y D2, de forma que la base de T2 se lleva a un potencial suficiente para que este transistor entre en conducción. Enseguida el LED D3 se enciende indicando que el cuarzo es utilizable. En caso contrario es mejor tirarlo a la basura.

Este circuito permite verificar cuarzos cuya frecuencia se sitúa entre 100KHz y 30MHz, lo que abarca un amplio margen dentro de las necesidades usuales. La corriente consumida por el circuito es de unos 50mA.

088

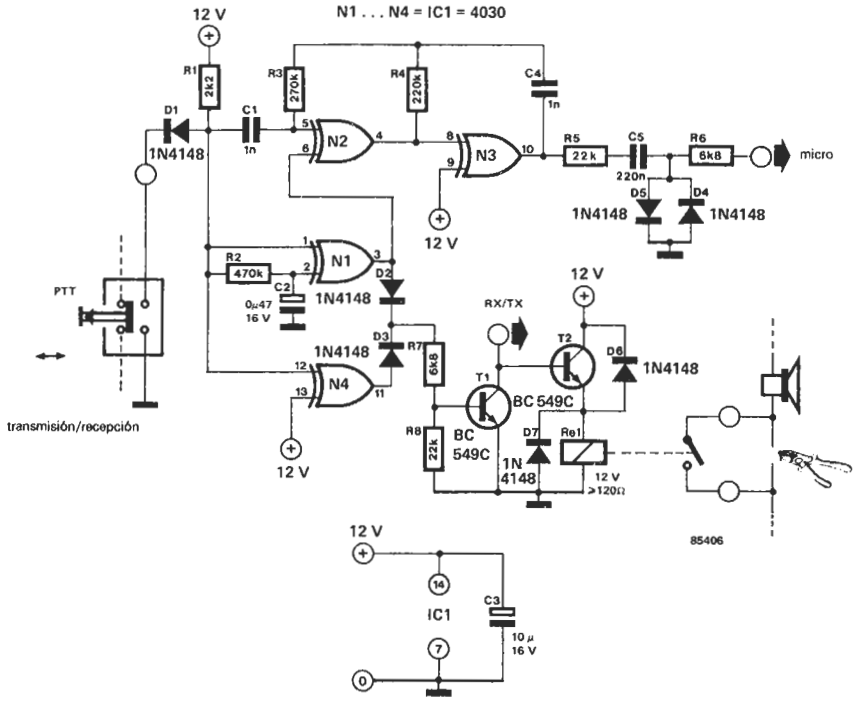
IDENTIFICADOR PARA EMISION/RECEPCION

Muchos radioaficionados desean tener una señal de identificación al principio y final de su transmisión; otros, sin embargo, se sienten molestos con esta fórmula. Si se encuentra el lector entre los primeros, puede realizar este útil circuito, que proporciona una señal automática de identificación, tanto al comienzo como al final de su transmisión. Las dos señales son identificables, debido a poseer una ligera desviación de frecuencia entre ellas.

La puerta OR-Exclusiva (EXOR) N1, trabaja como un monoestable cuya salida está a nivel alto durante un corto período de tiempo cada vez que su entrada cambia de estado. Esto ocurre tanto al principio de transmisión, al apretar el pulsador del micro, como al final de la misma, al soltarlo. Su salida se aplica a un oscilador N2/N3, y al conmutador de emisión/recepción. Cuando la patilla 6 de N2 está a 1, la puerta funciona como un inversor, por lo que el oscilador genera un corto tono audible, que se lleva hacia la entrada del micro mediante el limitador D4/D5. La frecuencia de este tono está determinada por la red C1/D1, hacia masa, o por R1/C1, a positivo, dependiendo del estado del pulsador de emisión/recepción.

Durante la transmisión, la salida RX/TX está baja: esta salida está prevista para ser conectada a la correspondiente entrada del transmisor. El transistor T2 se activa, por lo que cierra el relé Re1; sus contactos se pueden emplear para desconectar el altavoz durante la transmisión.

El consumo del montaje, excluyendo la corriente del relé, es de unos 15 mA.



089

ABRETE SESAMO

Nadie presta mucha atención a los sistemas de apertura y cierre automático de puertas, excepto cuando funcionan lentamente, en cuyo caso nos damos «de frente» con la avería. Aparentemente, estos sistemas parecen muy complejos, por lo que no hay muchas personas interesadas en realizar la construcción de un montaje similar para su casa. Si no le importa tener un sistema relativamente lento, puede realizarlo con ayuda de un motor de corriente contínua y una pequeña unidad de control.


Creo que debería revisar el diseño.

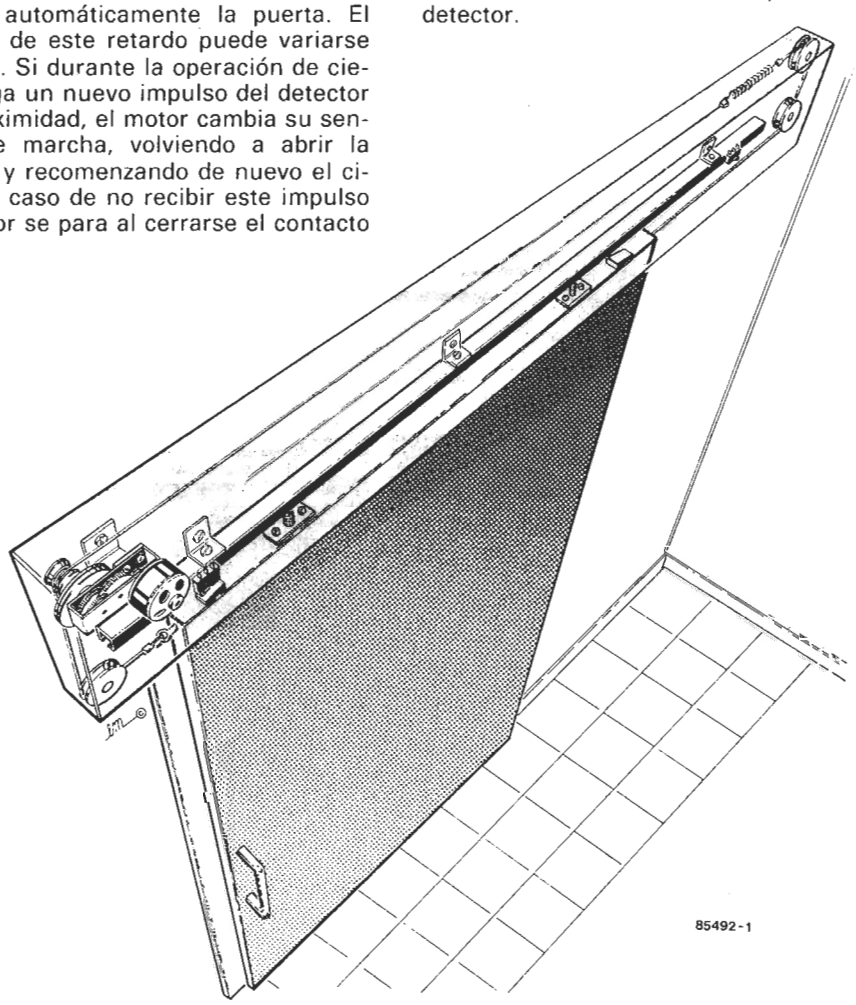
La parte mecánica del sistema se ve en la figura 1. Un cable de nylon o acero, no muy grueso, fijado a derecha e izquierda de la puerta se desliza por cuatro poleas (de metal o plástico). Según el sentido de rotación del motor la puerta se desliza en un sentido u otro. El motor empleado puede ser comprado en un

comercio de modelismo, en caso de que no disponga ya de alguno a mano. La única característica que debe cumplir es tener una tensión de funcionamiento compredida entre 6...18 V. El cable empleado se arrolla, tres o cuatro vueltas, sobre el eje del motor. Convendrá emplear un muelle para garantizar una tensión correcta del cable. Posteriormente volveremos sobre el tema del motor.

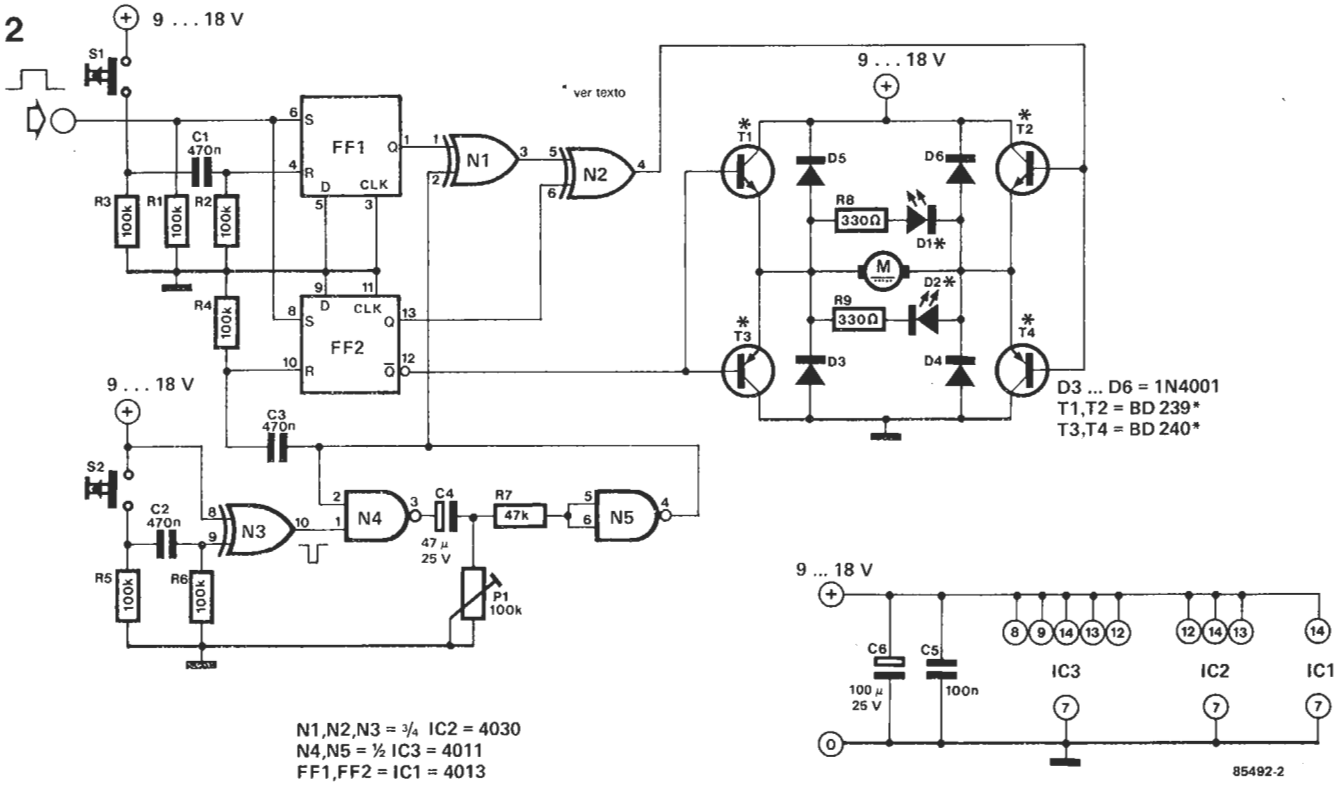
En ambos extremos de la puerta se conectan unos interruptores «fin de carrera», de forma que el contacto correspondiente esté cerrado cuando la puerta alcanza el tope del recorrido. Se necesita emplear también algún tipo de detector de proximidad, infra-rojo, haz luminoso, o más modestamente un pulsador. El esquema electrónico se muestra en la figura 2. Se trata de un puente de transistores, T1...T4, que activan el motor en un sentido u otro dependiendo del nivel lógico de sus bases. Para las pruebas del circuito se sustituirá el motor por el conjunto D1/R8 + D2/R9. El modelo de transistor a emplear depende de la corriente necesaria para el motor, que no debe exceder de 500 mA. T1-T3 y T2-T4 forman un par complementario, por ejemplo BD 239-BD 240.

Al recibir un pequeño pulso la patilla 6 del biestable FF1 comienza la apertura de la puerta. La primera vez puede ser necesario invertir la polaridad del motor. Al llegar la puerta a su posición extrema, cierra el contacto S2. No importa si S2 permanece cerrado o sólo entrega un corto impulso: el motor se para durante unos instantes antes de cerrar automáticamente la puerta. El tiempo de este retardo puede variarse con P1. Si durante la operación de cierre llega un nuevo impulso del detector de proximidad, el motor cambia su sentido de marcha, volviendo a abrir la puerta y recomenzando de nuevo el ciclo. En caso de no recibir este impulso el motor se para al cerrarse el contacto S1, hasta recibir un nuevo impulso del detector.

1

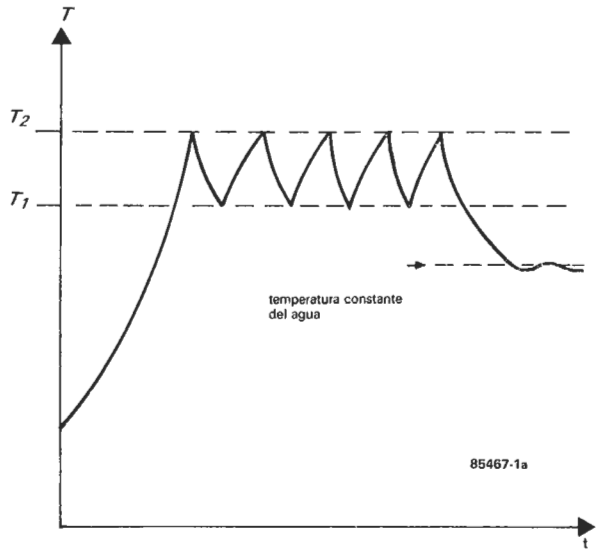


2



CONTROL DE LA CALDERA DE CALEFACCION CENTRAL

1a



Si acostumbra a ajustar el termostato de la caldera de su sistema de calefacción central según la estación (hay quienes lo dejan ajustado a un nivel bastante alto durante todo el año), esto puede hacer que la caldera se encienda o apague con demasiada frecuencia cuando el tiempo sea inusitadamente frío. Este riesgo de producción excesiva de calor es importante sobre todo en primavera y en otoño, cuando la temperatura ambiente suele sobrepasar el valor de ajuste.

Esta tendencia a la «superproducción calorífica» se combate con el ajuste correcto del dispositivo de previsión de calor y limitando la temperatura del agua de la caldera con la asociación del valor de disparo del termostato con la temperatura exterior (disminuyendo la temperatura del agua cuando mejoran las condiciones metereológicas).

El remedio de la acción sobre el termostato de la caldera suele ser «peor que la enfermedad», ya que la elevación de la temperatura suele tardar demasiado tiempo. El resultado de este proceso se ilustra por la curva de la figura 1a, en donde la caldera no cesa de hacer encendidos y apagados. En tanto que el termostato de ambiente demande calor, la temperatura del agua oscilará al ritmo de los encendidos y apagados de la caldera, lo que se traduce en pérdidas caloríficas suplementarias, teniendo lugar la producción de calor en los momentos en que no sea óptimo el rendimiento de la caldera.

La solución de este problema consistiría en aumentar la diferencia entre las temperaturas de encendido y de apagado de la caldera (en el termostato la diferencia suele ser de 3 a 5 °C), con la consiguiente disminución del número de puestas en funcionamiento. Pero no existe un tipo de termostato dotado de un elemento de control de tal naturaleza. ¡Pero qué no se puede hacer con un poco de electrónica!

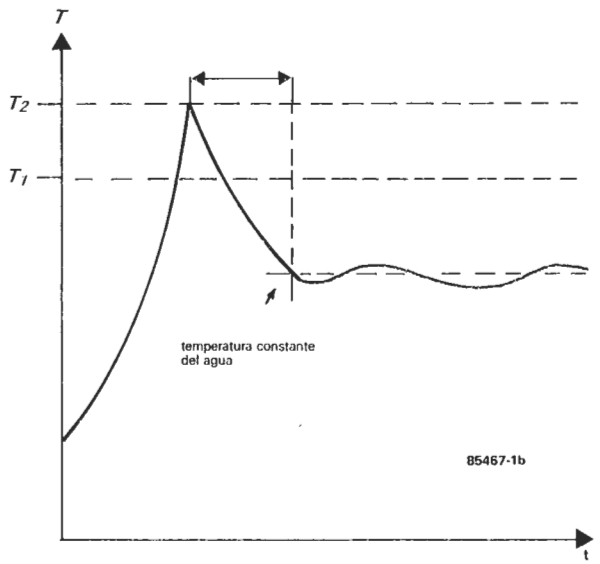
Se «programa» un período de refrigeración del agua de la caldera. El calor ya producido (bajo la forma de una temperatura del agua demasiado elevada) se transmite a los recintos a caldear por intermedio de los radiadores. Y sólo cuando se agote este calor se habrá de permitir que se ponga en funcionamiento la caldera. Para lograrlo basta inhibir la producción de calor durante un cierto período de tiempo a partir del momento en que la temperatura alcance el límite de T_{parada}. Transcurrido el período de inhibición, será preciso que la temperatura del agua descienda por debajo del límite de T_{marcha} (vea figura 1b).

Este circuito (vea esquema de la figura 2) es una ampliación del monitor para calefacción central (descrito en el número de Elektor del verano de 1985) con el empleo de algunos elementos del medidor del consumo de gas doméstico, también presentado en Elektor.

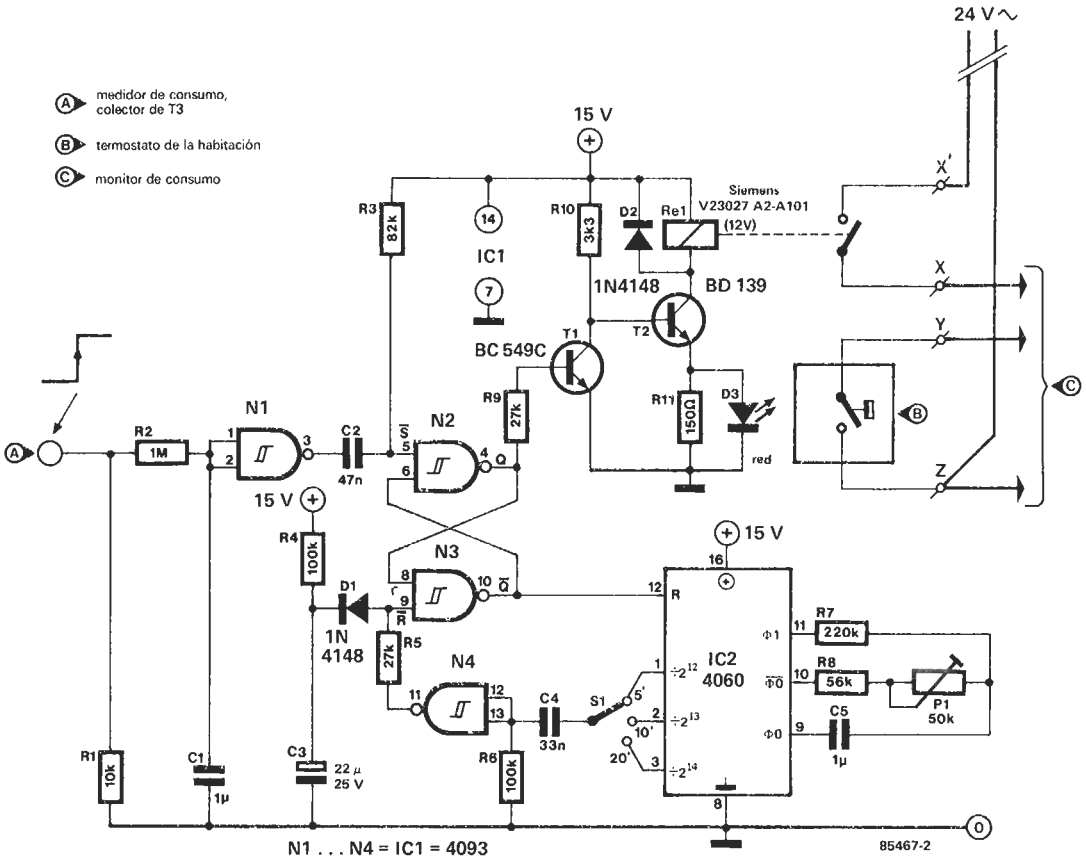
El contacto de trabajo de un relé está insertado en la línea de 24 V del circuito de la caldera. El estado del biestable N2/N3 determina el estado de conducción o de bloqueo de T1; es decir, la interrupción, o no, de la línea de 24 V. Tan pronto como esté activado el biestable, T1 conducirá y se iniciará el período de inhibición. Al mismo tiempo, se suprimirá la señal de puesta a 0 aplicada al contador IC2. Transcurrido un cierto período de tiempo, IC2 habrá alcanzado el conteo máximo y el consiguiente cambio de nivel lógico de la salida, seleccionada por S1, producirá, por intermedio de N4, la puesta a cero del biestable y con ello finalizará la inhibición de la línea de 24 V.

La entrada de puesta a 1 del biestable está conectada al colector de T3 del monitor de la calefacción central por intermedio de N1 y de las redes RC, C2/R3 y R2/C1. El transistor controla

1b



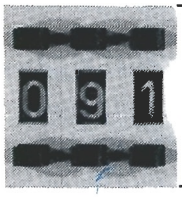
2



la iluminación del diodo LED, lo que sirve para indicar una demanda de calor interrumpida (por el termostato de la caldera).

Los componentes de control P1 y S1 proporcionan una cierta libertad en cuanto a la elección de la duración de la inhibición. Un período de 10 minutos es probablemente un buen punto de partida. En estas condiciones, cuando se eleva la temperatura, la caldera no podrá sobrepasar seis ciclos de encendido/apagado por hora (que es una frecuencia óptima para el mantenimiento de la temperatura del agua). Con la ayuda de las indicaciones proporcionadas por el encendido/apagado de los diodos LED del monitor para calefacción central, se podrá elegir una duración de la inhibición, más o menos larga, accionando P1 y S1. El ajuste de P1 se efectúa según el procedimiento siguiente:

- poner a masa el punto de unión C2/R3 con lo que se pondrá a 1 el biestable, se apagará D3 y se iniciará el período de inhibición.
- ajustar P1 de manera que, según la posición de S1, se ilumine D3 después de un período de 5, 10 ó 20 minutos. También se podrá seleccionar duraciones de 6/12/24 o de 4/8/16 minutos, que no son más que algunas de las posibilidades ofrecidas.



VUMETRO PARA DISCOTECA

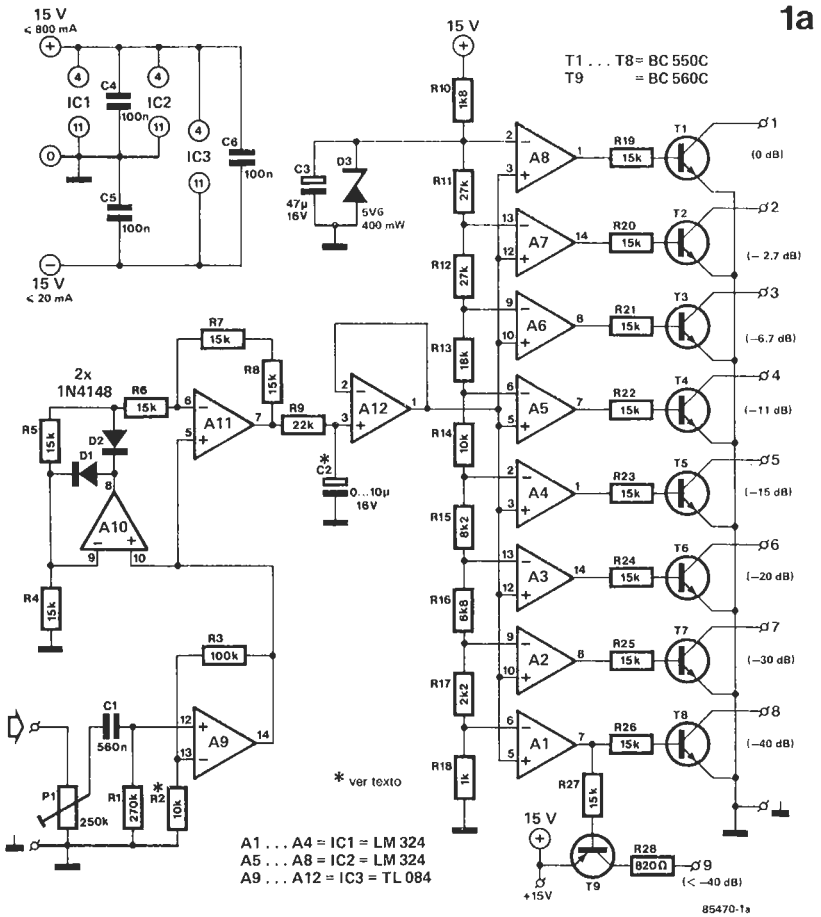
Este indicador del nivel del sonido es idóneo para su empleo en una discoteca. Se trata de una especie de «estrella dinámica» constituida por 8 columnas equidistantes de 8 diodos LED cada una, separadas en un ángulo de 45° y formando 8 círculos concéntricos. Cuanto más grande sea el nivel acústico, tantos más círculos se iluminarán, con lo que se tendrá la impresión de una estrella con un brillo continuamente variable (como el de las estrellas siderales en «gestación permanente»).

Volvamos a poner los pies en el suelo y echemos un vistazo al circuito. Como muestra la figura 1b, los ocho diodos LED en cualquiera de los 8 círculos están conectados en serie. Cada una de estas cadenas en serie se excita por un transistor (T1...T8 en la figura 1a.) No es necesaria la instalación de resistencias en serie para la caída de tensión, puesto que la tensión de alimentación positiva proporciona unos 1,8 V por diodo LED, lo que es una magnitud perfecta para que los diodos LED rojos «luzcan en todo su esplendor».

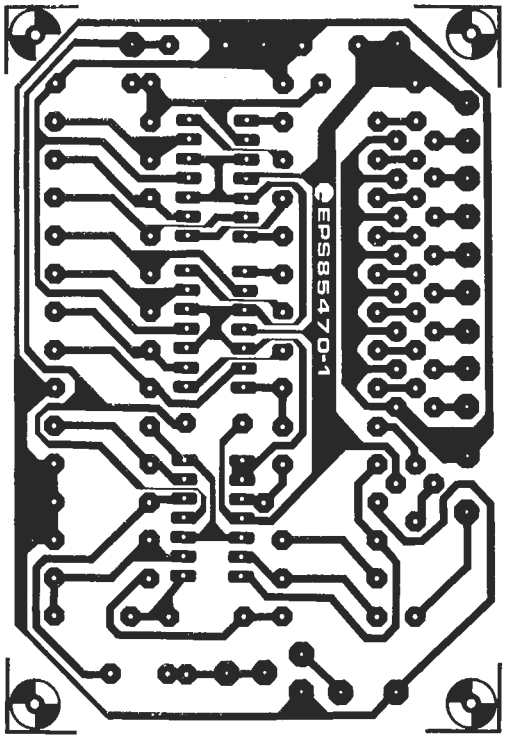
Los transistores T1...T8 son excitados, a su vez, por los amplificadores diferenciales A1...A8, que comparan la tensión continua, dependiente del nivel de audio, que existe en los bornes de C2 (y separada por el buffer A12), con un nivel de tensión predeterminado, y fijado por D3 en conjunción con las resistencias R11...R18. Si el resultado de esta comparación es positivo, el transistor correspondiente entra en conducción, dando lugar a la iluminación del círculo de diodos LED que controla. El diodo LED central, D4, está controlado por A1 a través de T9 y sólo se ilumina cuando el nivel acústico es muy bajo, lo que constituye una especie de referencia del nivel de reposo.

La tensión continua a través de C2 se obtiene a partir de la rectificación, en onda completa, de la señal de entrada amplificada por A9 (rectificación realizada por A10 asociado con A11). El nivel de tensión de la señal de entrada, o sensibilidad, que se necesita para obtener la plena modulación de los 64 diodos LED es de unos 600 mV. Una disminu-

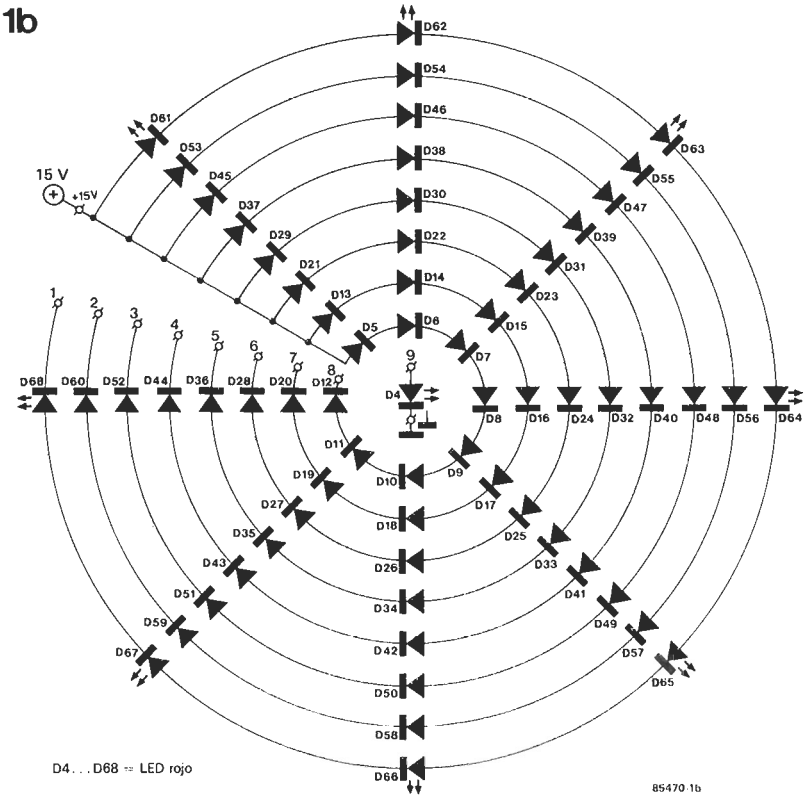
1a

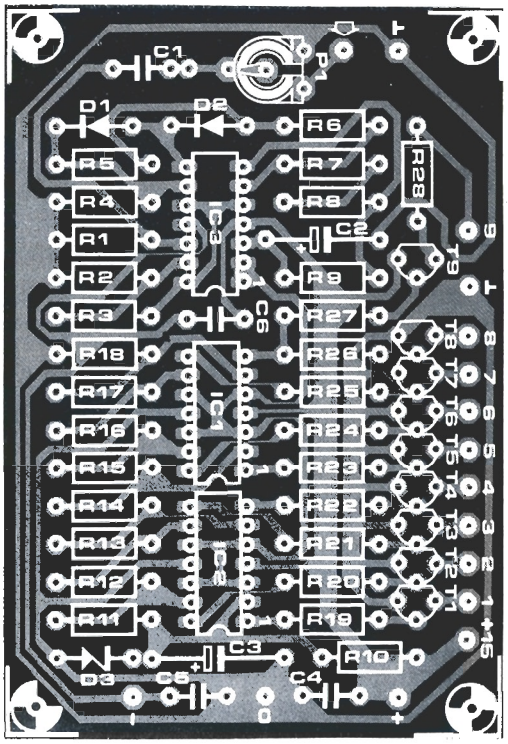


2



1b





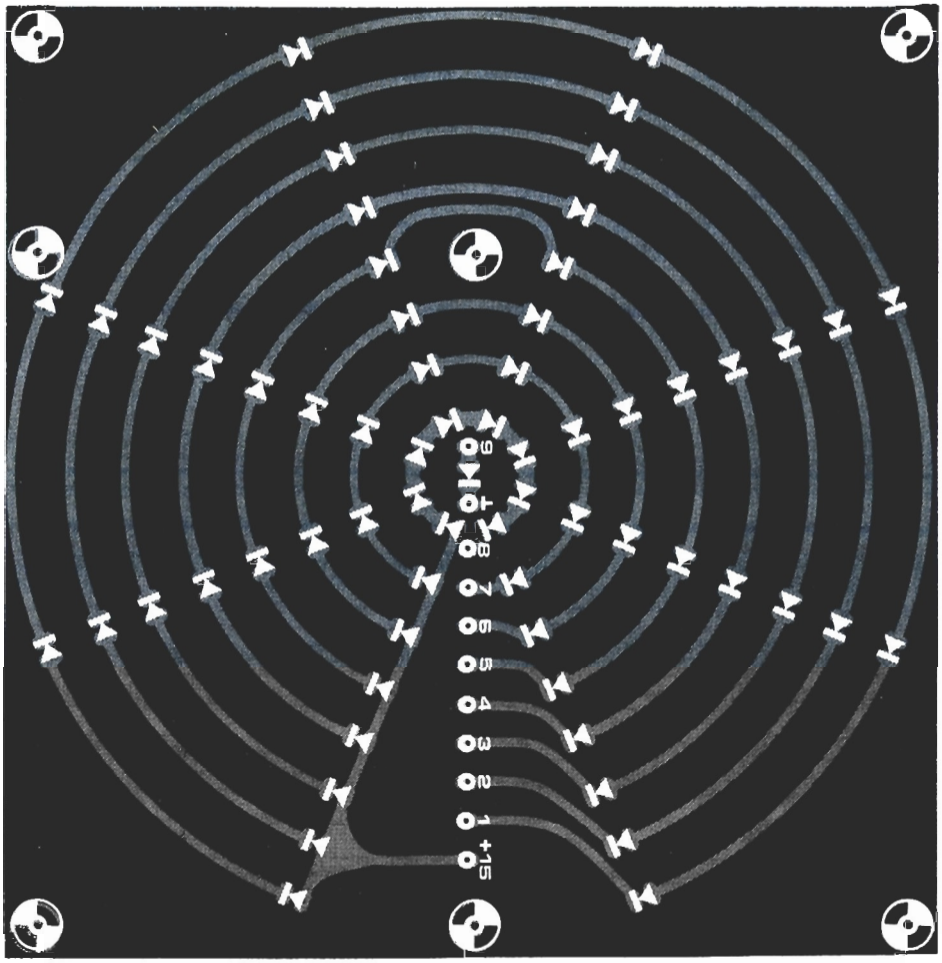
ción del valor de R2 permite aumentar esta sensibilidad. Además, es posible «jugar» con el valor de C2, que es un condensador que determina la velocidad de conversión de un cambio del nivel acústico en una variación luminosa. Si se toma para C2 el valor máximo previsto (10 μF), se tendrá una cierta lentitud de respuesta a las variaciones luminosas, mientras que su supresión trae consigo, por el contrario, una respuesta inmediata a las variaciones sonoras.

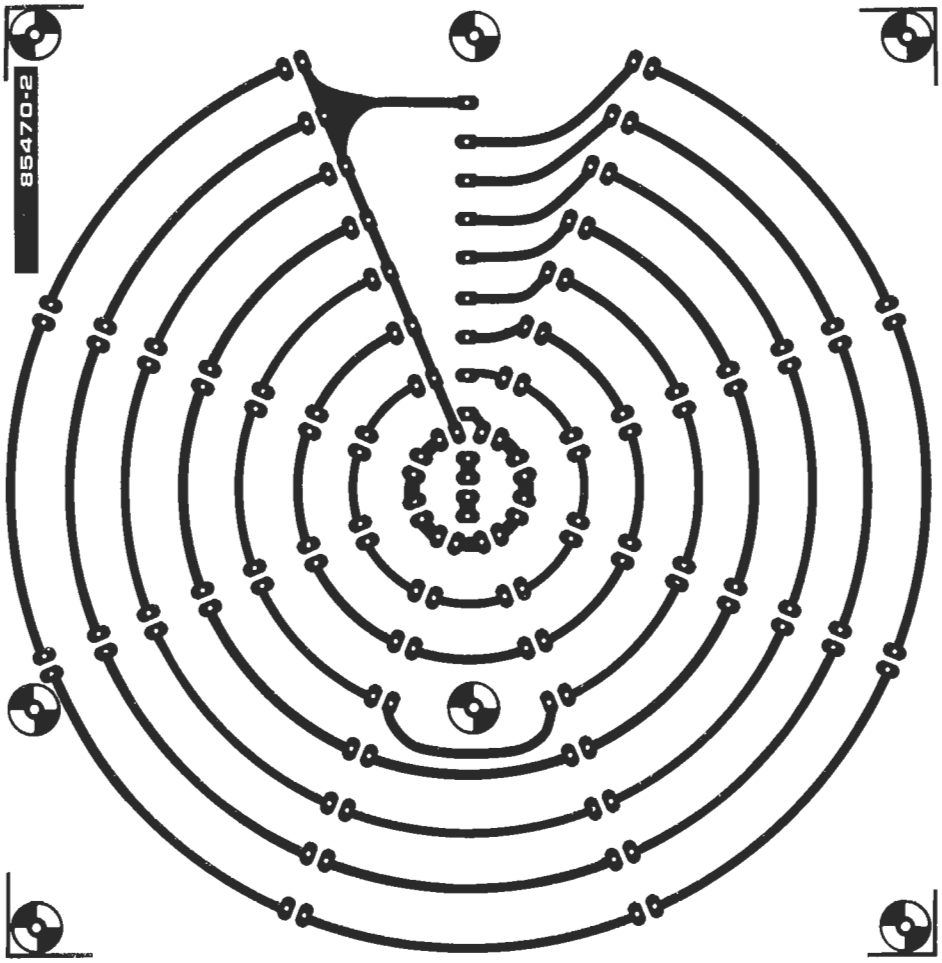
El indicador está construido en dos placas de circuito impreso (figuras 2 y 3). Por razones de estética, no hicimos imprimir la serigrafía de la instalación de los componentes en la placa de presentación visual, que se muestra, sin embargo, en la figura 3. La solución óptima consiste en montar las dos placas en forma de «sandwich». El circuito impreso está provisto de orificios que permiten este modo de montaje mediante la instalación de separadores. En estas condiciones, los 11 puntos de interconexión de las dos placas estarán superpuestos, lo que facilita mucho el cableado.

Un efecto óptico interesante se obtiene cuando una lámina de plexiglas roja se coloca delante del circuito de presentación visual de la placa de diodos LED. La refracción en este material hace que los diodos LED se muestren como fuentes de luz difusa, a modo de «cristales», en lugar de puntos luminosos bien distinguibles.

Si el consumo del montaje (800 mA a plena modulación) le parece grande, es posible reducirle haciendo pasar la tensión de alimentación de + 15 V a + 12 V, y esta disminución de la tensión se «paga» con una menor intensidad luminosa de los diosos LED.

Por supuesto, es posible imaginar otras aplicaciones para este montaje. Para ello, basta sustituir la señal musical aplicada a la entrada por cualquier otra señal de muy baja frecuencia suministrada, por ejemplo, por un generador de funciones (ondas sinusoidales, triangulares o en dientes de sierra) para ver cómo este indicador toma vida y late como un corazón humano.





Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 270 k
R1*,R14 = 10 k
R3 = 100 k
R4 . . . R8,R19 . . . R27 = 15 k
R9 = 22 k
R10 = 1k8
R11,R12 = 27 k
R13 = 18 k
R15 = 8k2
R16 = 6k8
R17 = 2k2
R18 = 1 k
R28 = 820 Ω
P1 = ajustable, 250 k

Condensadores:

C1 = 560 n
C1* = 0 . . . 10 µ/16 V
C3 = 47 µ/16 V
C4 . . . C6 = 100 n

Semiconductores:

T1 . . . T8 = BC550C
T9 = BC560C
D1,D2 = 1N4148
D3 = diodo zener 5V6/400 mW
D4 . . . D68 = LED rojo
IC1,IC2 = LM324
IC3 = TL084

* = ver texto

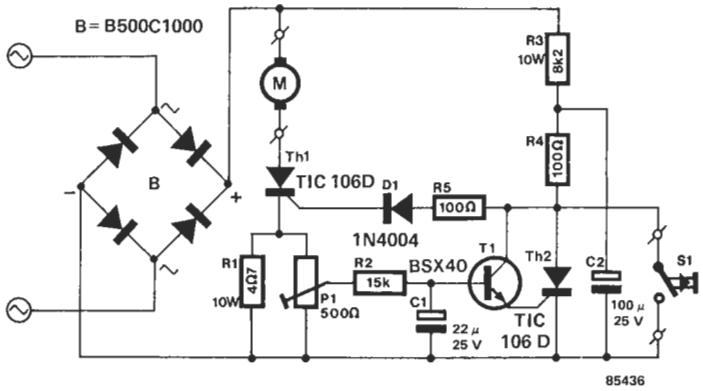
092 PROTECCION PARA TALADRO

Como su propio nombre indica, la finalidad de este circuito es impedir la destrucción del motor de una taladradora.

La tensión de la red rectificada se convierte en tensión continua pulsante. El motor a proteger está en el circuito de carga de un tiristor (Th1) que se mantiene en conducción por R3...R5 y D1, mientras que la corriente no excede un cierto valor. El valor de la corriente es «medido» por medio de R1. El valor máximo se determina con la ayuda de P1.

Cuando la corriente que atraviesa el motor es excesiva, debido a una sobrecarga de una cierta duración, el transistor T1 se vuelve conductor y ceba al tiristor Th2. La red de cebado del primer tiristor está entonces pura y simplemente corto--circuitada y la taladradora se para.

La función del condensador C2 es la de asegurar el cebado del tiristor Th2 cuando la tensión de red pasa por 0.



Cuando se acciona el pulsador S1, vuelve a entrar en funcionamiento el circuito de protección.

R2 y C1 forman una red de filtrado paso-bajo cuya presencia impide las reacciones intempestivas del circuito de protección. El potenciómetro P1 permite adaptar este circuito a los motores de taladradora de una potencia comprendida entre 50 W y 1 Kw.

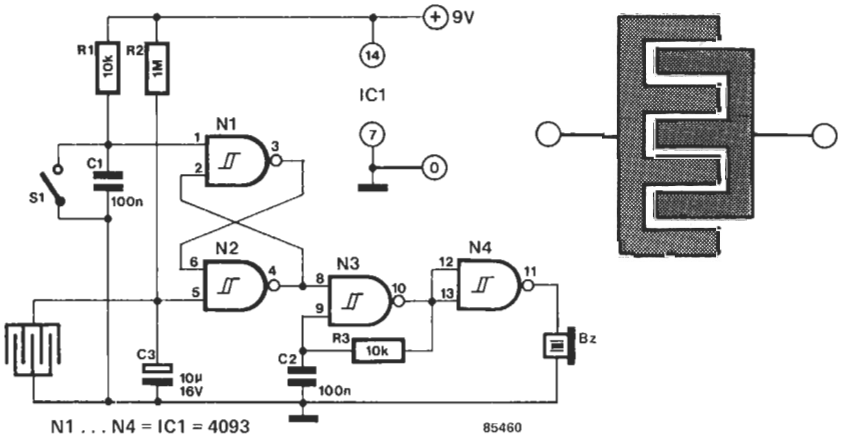
093 INDICADOR DE HUMEDAD

Este pequeño dispositivo puede utilizarse para proporcionarle una alarma audible cuando, por ejemplo, ha reventado una manguera de la lavadora, o cuando comienza a llover para que pueda «meter dentro» la colada, o para que le avise que tiene que ir al cuarto de baño a cerrar el grifo abierto. Sin duda alguna, encontrará por su cuenta muchas más aplicaciones para este interesante circuito.

El circuito puede alimentarse con una pila de 9 V que, al ser el consumo de corriente muy pequeño, durará un año como mínimo. Transcurrido un año, ha de sustituirse porque llegaría a no ser fiable debido a su autodescarga.

Esencialmente, el montaje está constituido por un sensor, un biestable R-S, un oscilador y una etapa excitadora para el zumbador.

El detector de humedad se obtiene con un trozo de placa de tiras circuito impreso de unos 40 × 20 mm. Hay que conectar todas las pistas conductoras pares e impares con puentes de hilo; esto es, la 1 con 3 y 5 y la 2 con 4 y 6. Se debe estañar las pistas para protegerlas contra la corrosión. Cuando la placa está seca, la resistencia entre los dos conjuntos de pistas será alta, pero cuando esté en condiciones de humedad, la resistencia disminuirá de forma muy ostensible.



El sensor está en serie con la resistencia R2 y en conjunto, constituyen un divisor de tensión dependiente del grado de humedad que pone a 0 el biestable R-S cuando la entrada 1 de N2 tiene un nivel lógico bajo.

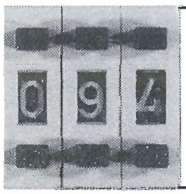
Al ponerse bajo tensión, el biestable se pone a 1 de forma automática debido a la existencia de R1 y de C1 montados en serie. N3 constituye el «corazón» de un oscilador que hace resonar un zumbador en el momento de que se detecta el comienzo de una «catástrofe».

Otra posible aplicación de este mon-

taje es la de detector de mentiras. En este caso, el sensor se sustituye por dos hilos desnudos que se colocan en las manos de la persona que se interroga. Si esta última mintiera, la consiguiente humectación de las palmas de sus manos hará que suene el zumbador.

Para adaptar la sensibilidad del montaje a las circunstancias, basta modificar el valor de R2, aunque para encontrar el valor adecuado habrá que realizar varias pruebas.

Si quiere desactivar el zumbador, bastará que accione S1 que pondrá el circuito a cero.

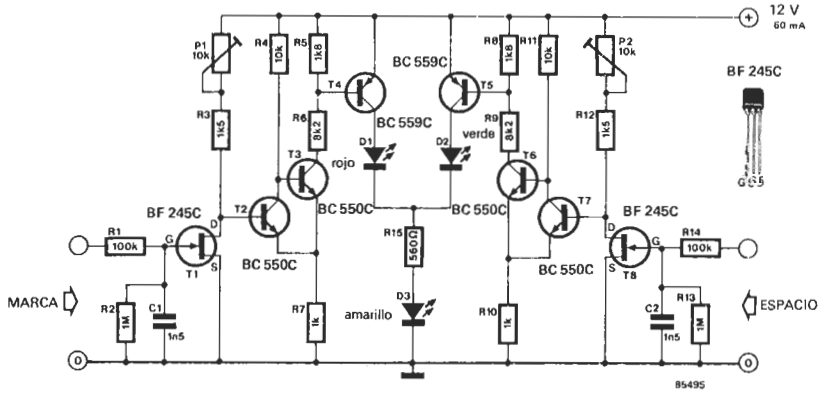


INDICADOR DE SINTONIA RTTY

Los habituales usuarios de la recepción RTTY suelen utilizar un osciloscopio para el ajuste de su receptor de OC y su decodificador RTTY con una señal dada: las señales de «marca» y «espacio» son aplicadas a las entradas X e Y del osciloscopio, en cuya pantalla aparecerá la famosa figura en forma de cruz.

Proponemos este pequeño montaje que permite prescindir del osciloscopio. El circuito está constituido por dos amplificadores (T1 y T8) de alta impedancia de entrada y por dos etapas de control (T2...T4 y T5...T7) para tres diodos LED (D1...D3), que nos proporcionarán la indicación de la sintonización.

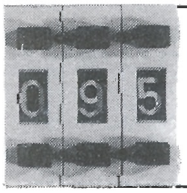
El diodo LED D1 (rojo) es el indicador para la «marca», el diodo LED D2 (verde) para «espacio» y el diodo LED D3 (amarillo) es el indicador de simetría. Los potenciómetros P1 y P2 determinan la ganancia de los dos FETs. Gracias a ellos, se debería poder conectar este circuito a la salida de los dos filtros sin importar de qué decodificador RTTY se trate.



Una vez que el indicador esté conectado a la salida de un decodificador de esta naturaleza, la calibración se realiza como sigue:

1. Sintonizar el receptor en «marca» (la frecuencia inferior) y corregir luego la posición del BFO (Beat Frequency Oscillator-Oscilador de frecuencia de batido) del receptor, de modo que el diodo LED rojo y el diodo LED amarillo se iluminen con intensidad.

2. Se corrige, a continuación, el ajuste de la frecuencia en el decodificador RTTY, para conseguir el perfecto desplazamiento de la frecuencia; el diodo LED verde se iluminará y si se mantiene encendido con intensidad, ello indicará que la calibración es correcta.



SONDA LOGICA PARA MICROPROCESADORES

Si alguna vez intentó localizar una anomalía en un sistema de microprocesadores con el empleo de una sonda lógica, habrá llegado a la conclusión de que más le hubiera valido dedicar su tiempo a otra cosa.

Después de algunos instantes de reflexión, habrá comprendido que la razón de esta dificultad era el cambio permanente de las señales transportadas por los buses de datos, de direcciones y de control. Esto significa que no solamente es importante el nivel de las señales sino también el instante en que aparecen. Para una localización adecuada de las anomalías, lo que necesita es un analizador lógico que sea capaz de indicar varias señales de manera simultánea.

Si no dispone de un analizador lógico, la sonda que le presentamos puede proporcionarle la solución esperada a sus problemas. De una manera rigurosa, puede decirse que este montaje no es otra cosa sino un multivibrador biestable (FF1). Los datos simplemente se leen y, según el caso, el diodo LED se ilumina (estado lógico alto) o se mantiene apagado (estado lógico bajo). El biestable solamente lee en el instante en que su entrada de reloj (patilla 3) se conmuta del nivel bajo al alto.

La señal de reloj es la clave para una medida correcta y tendrá que seleccionarla con cuidado para cada medición. A título de ejemplo, supongamos que quisiéramos verificar que una parte determinada de la memoria está en buen estado. $\overline{CE}$ es la señal de control de los circuitos de memoria, que indica que el microprocesador quiere direccionar a estos circuitos. Se conecta, pues, esta línea a la entrada QUAL de la sonda. El conmutador S4 debe cerrarse y abrirse S5 porque $\overline{CE}$ es activa a nivel bajo. En estas condiciones, la sonda sólo puede leer los datos relativos a las memorias RAM a probar, mientras dure la señal $\overline{CE}$.

La entrada de reloj CLK de la sonda está conectada a la señal $\overline{RD}$ de la memoria. La lectura debe tener lugar con el flanco de subida de esta señal. Por consiguiente, debe cerrarse el conmutador S1 y CLK ha de conectarse a $\overline{RD}$. Entonces, se puede leer los datos existentes en las direcciones elegidas en el

espacio de memoria con la ayuda de una instrucción BASIC tal como PEEK. El diodo D1 se iluminará entonces en correspondencia con la señal procedente de la memoria RAM durante el proceso.

Ha de tener cuidado en que este BASIC no esté utilizando la sección de RAM objeto de prueba, porque entonces habrá más de un proceso de lectura y la sonda sólo retendrá el último de ellos. No hay ninguna solución fácil en tal caso, pero con frecuencia será posible, con la ayuda del programa monitor, hacer que el microordenador sólo ejecute una instrucción en lenguaje máquina tras otra.

Por razones evidentes de espacio, hemos optado por un interruptor cuádruple DIL para realizar las funciones del doble inversor S1...S4. Es importante destacar que solamente S1 o S2 y S3 o S4 deben cerrarse simultáneamente en cualquier momento.

Para IC1 Y IC2 puede utilizarse circuitos integrados del tipo 74LS de pequeña escala de integración, pero traen consigo una alta carga en el circuito durante las pruebas, por lo que le recomendamos el empleo de los tipos HCT porque son completamente compatibles con los anteriores, con la ventaja de que tienen entradas de alta impedancia. Los circuitos integrados del tipo HC sólo son utilizables con los montajes basados en circuitos CMOS. Entonces, la tensión de alimentación puede ser más alta que 5 V.

El consumo de corriente del circuito es pequeño, unos 10 mA para el diodo LED y 5 mA para los circuitos integrados (si estos son de tecnología TTL).

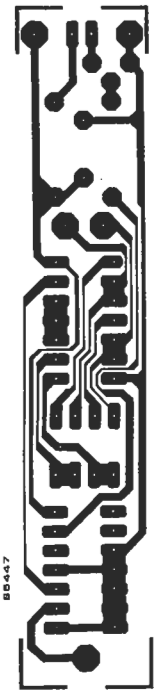
Lista de componentes

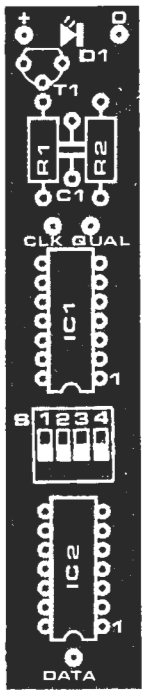
Resistencias:
R1 = 10 k
R2 = 390 Ω

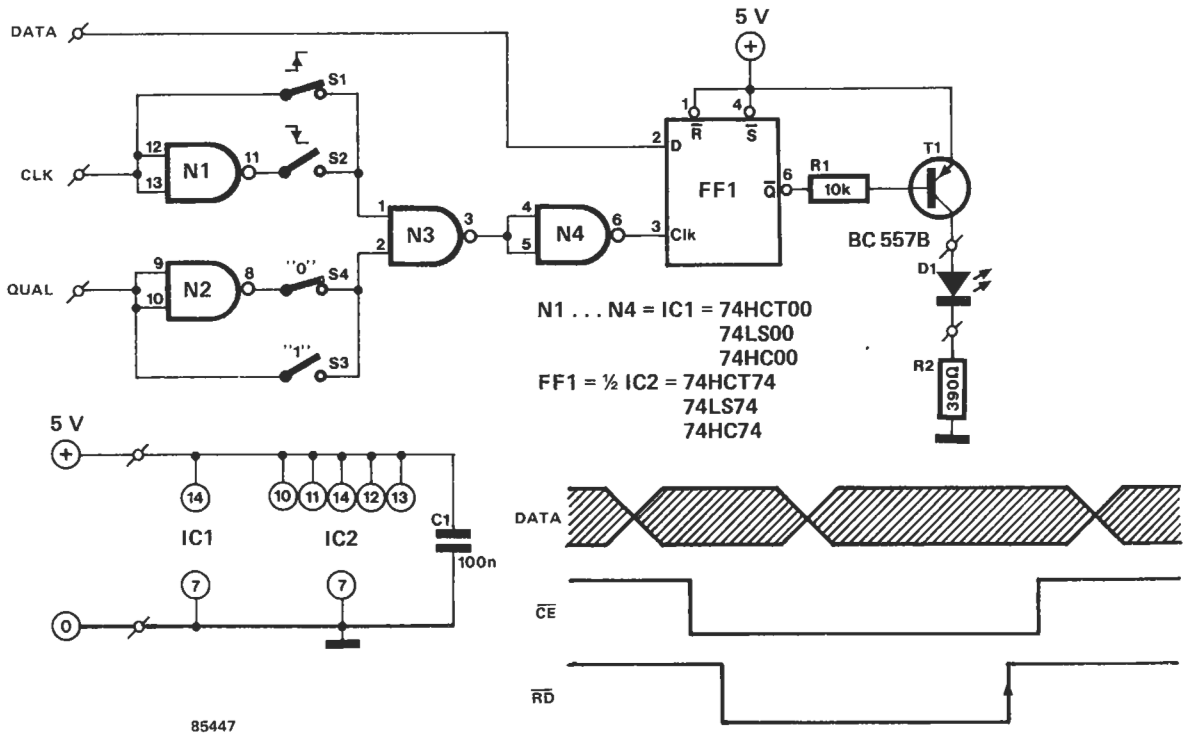
Condensadores:
C1 = 100 n

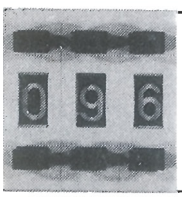
Semiconductores:
D1 = LED, rojo
T1 = BC557B
IC1 = 74LS00 o HC(T)
IC2 = 74LS74 o HC(T)

Varios:
S1 . . . S4 = microinterruptor de 4 contactos









GENERADOR DE VELOCIDAD DE TRANSMISION PROGRAMABLE

Para dejar clara la utilidad de un montaje ¿qué mejor que un ejemplo de aplicación? Supongamos que tiene un ordenador provisto de una interface en serie a la que quisiera conectar, de forma sucesiva, una impresora y un modem. Con un cierto número de ordenadores, la solución consiste simplemente en reprogramar el adaptador ACIA o cualquier otra interface de adaptación en serie. Este circuito está destinado a un ordenador no provisto de una interface de este género.

El circuito está basado en un contador descendente síncrono preprograma-

ble CMOS del tipo 40133. El generador de reloj de cuarzo es también un circuito CMOS, tipo 4060 B. El cristal elegido es de una frecuencia de 2,4576 MHz y la frecuencia de reloj que se extrae es de 153,6 kHz. A partir de esta última frecuencia se obtienen las frecuencias de salida del generador. La frecuencia de salida f_s del generador se determina aplicando la fórmula siguiente:

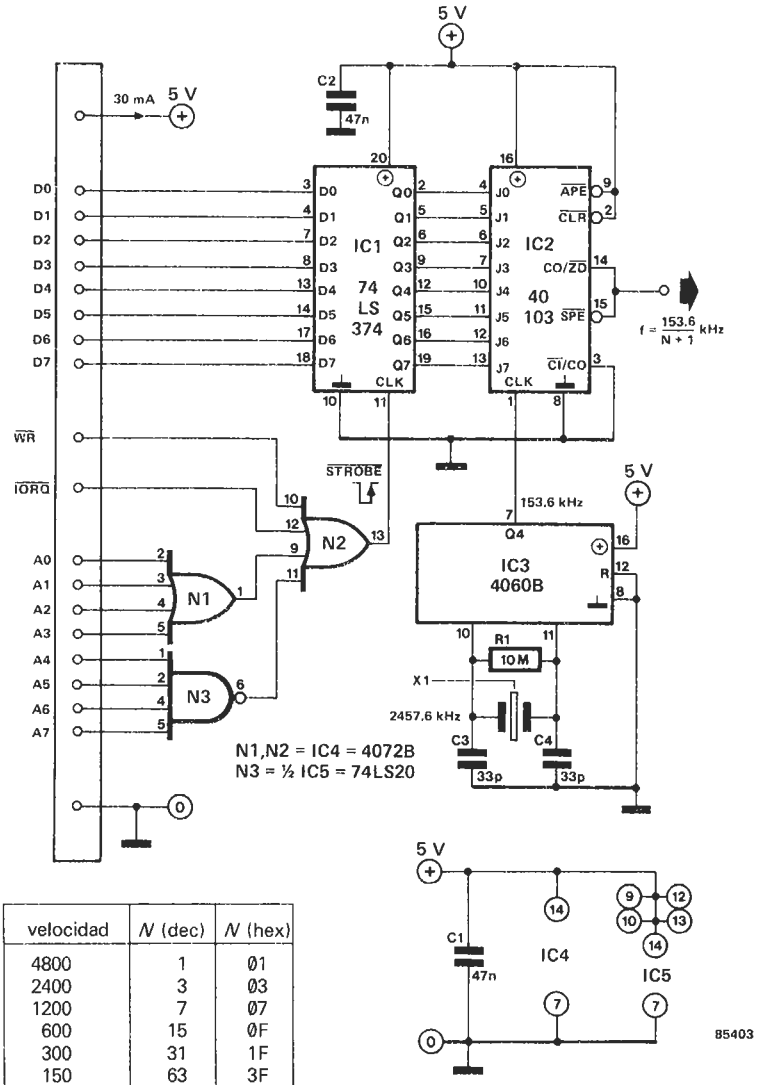
$$f_s = \frac{153{,}6}{N+1}\ \text{kHz}$$

en donde N es el número decimal equivalente al que hay que programar en las entradas de preprogramación J0...J7 del 40103. Si se quiere calcular N para una frecuencia dada, se utiliza la fórmula siguiente:

$$N = \frac{153{,}6}{f_s(\text{kHz})} - 1$$

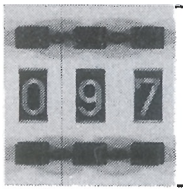
El número N se proporciona por el ordenador y se introduce en el 74LS374, en donde se almacena. En la tabla adjunta se dan algunas velocidades de transmisión de empleo más frecuente (también para transmisiones RTTY) y los valores correspondientes de N (en formatos decimal y hexadecimal).

El decodificador de direcciones del esquema está dispuesto para un ordenador basado en el microprocesador Z80, como puede deducirse fácilmente de las señales de control, pero sólo se trata de un ejemplo. La señal procedente del bus de datos se aplica al 74LS374 en el flanco de subida del impulso $\overline{\text{STROBE}}$ en la salida del decodificador. En anteriores artículos de Elektor se abordó la temática de la decodificación de direcciones y de la temporización de memoria, en donde se contiene toda la información necesaria para el diseño de un decodificador de direcciones para cualquier tipo de ordenador. En el esquema se muestra el decodificador de direcciones para la decodificación de la dirección hexadecimal F0. Muchas versiones de BASIC en los ordenadores basados en el Z80 permiten la programación de este generador con la instrucción OUT 240, N.



velocidad	N (dec)	N (hex)
4800	1	Ø1
2400	3	Ø3
1200	7	Ø7
600	15	ØF
300	31	1F
150	63	3F
110	86	56
100	95	5F
75	127	7F
57	167	A7
50	191	BF
45,45	210	D2

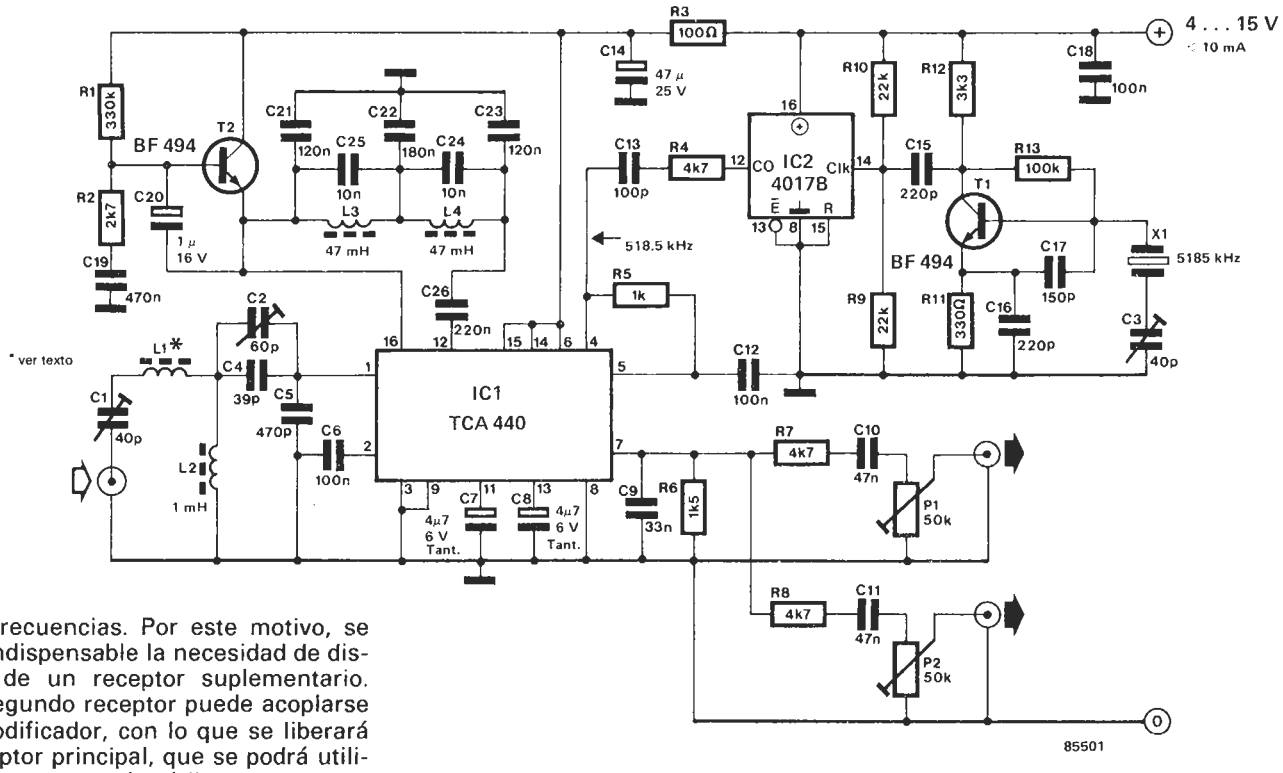
$1 \leqslant N \leqslant 255$



RECEPTOR NAVTEX

NAVTEX es un servicio marítimo internacional que, por intermedio de un enlace por telex, envía mensajes relativos a la metereología, los icebergs, los problemas técnicos de las boyas, las maniobras marítimas, etc. Todas estas informaciones son emitidas con una frecuencia fija de 518 kHz, a través de «Fector», que es un sistema en el cual la información se transmite dos veces, con un intervalo particular entre el primer carácter y su «doble». Con el empleo de un decodificador (basado en un microprocesador), que está acoplado al receptor de onda media del barco, la información tipo Fector se recibe siempre perfectamente; al no exigir respuesta el procedimiento automático, no es necesario que una persona esté permanentemente cerca del receptor (¡lo que agradecerá especialmente el capitán del barco!).

Pero siempre hay un «pero» que seguramente habrán descubierto la mayoría de los poseedores de un decodificador NAVTEX, bien sean marinos, bien sean radioaficionados. Si se quiere estar siempre al corriente de las emisiones de NAVTEX, el receptor embarcado ya no estará disponible para la escucha de



otras frecuencias. Por este motivo, se hace indispensable la necesidad de disponer de un receptor suplementario. Este segundo receptor puede acoplarse al decodificador, con lo que se liberará al receptor principal, que se podrá utilizar para tareas más «útiles».

Al efectuarse el enlace NAVTEX con una sola frecuencia (518 kHz, como se sabe) es inútil, para poder escucharle, montar un receptor de comunicación completo. Como, además, se trata de señales FSK (frequency shift keying = modulación por desplazamiento de frecuencia), la realización técnica de un receptor de esta naturaleza se simplifica en gran medida. Un vistazo al esquema convencerá a los amantes de montajes de alta frecuencia de la veracidad de la afirmación anterior.

El núcleo fundamental del montaje es un TCA440, que es un circuito de recepción en AM. Ya no se utiliza el CAG (control automático de la ganancia), puesto que el amplificador F1, debido a su simetría interna, constituye un excelente limitador para las señales FSK.

El oscilador interno del circuito integrado tampoco se utiliza; su función de origen es sustituida por un oscilador de cuarzo independiente, basado en T1, etapa que oscila a 5185 kHz, seguido por un divisor por 10 (IC2). La frecuencia exacta del cristal depende de las exigencias del decodificador. El condensador ajustable C3 permite «jugar» con la frecuencia y hacerla variar en algunos kHz, de manera que la gama de variación de la frecuencia de salida con una amplitud de unos centenares de Hz.

El resto del circuito es, a imagen y semejanza del TCA440, sencillo y fácilmente reproducible, al no requerir ningún componente «exótico». Para L2, L3 y L4 se utilizarán bobinas de choque estándar; L1 está constituida por 6 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm de diámetro en una barra de ferrita.

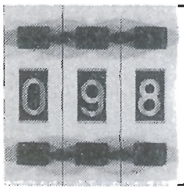
La sensibilidad del receptor es buena, del orden de unos pocos microvoltios, por lo que no debiera tenerse dificultades en la recepción de las informaciones NAVTEX (en las zonas en donde sea posible).

La calibración es muy sencilla. Le basta ajustar los condensadores C1 y C2 al nivel de recepción máximo y luego, accione C3 hasta que la frecuencia de salida alcance el valor exigido por el decodificador utilizado.

El cristal debe ser adecuado para la resonancia en paralelo con una capacidad de 30 pF.

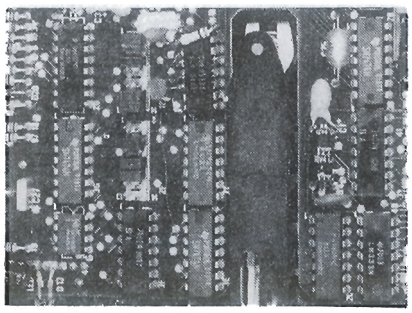
El consumo de corriente ya no es mayor que 10 mA. La tensión de alimentación puede ser de 4 a 15 V.

Una última observación que algunos calificarán de superflua. Los radioaficionados pueden utilizar este minireceptor para la escucha de otras frecuencias estando, sin duda alguna, a su alcance las modificaciones necesarias para la adaptación oportuna.



CENTRADO DE DISCOS FLEXIBLES

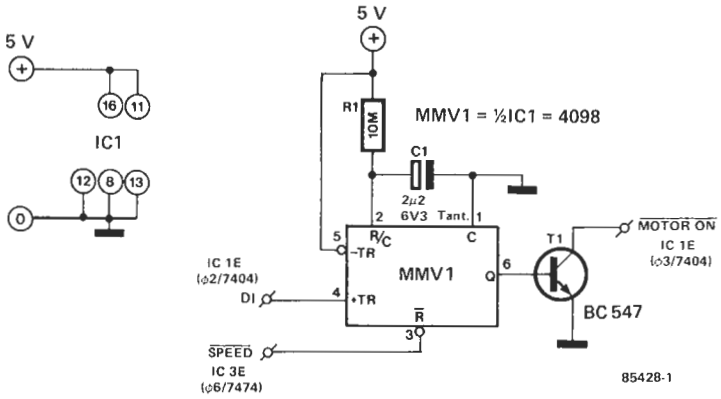
En los más modernos lectores de discos flexibles, como el TEAC FD55x, el motor arranca, automáticamente, al introducir un disco. Cuando se cierra la tapa, el motor se para de nuevo. Esta operación asegura un centrado óptimo del disco. Centrado que se traduce en un menor desgaste en el agujero central del disco, una mayor vida del mismo, y se evitan los errores de lectura/escritura debidos a la excentricidad del disco.



Los propietarios de otros mecanismos más antiguos, como el BASF 6106, pueden incorporar esta mejora con el circuito que describimos. La señal de protección de escritura, proporcionada por un fototransistor o un pequeño contacto, se emplea para comprobar cuándo se introduce un disco; con ella se pone en marcha el motor durante un tiempo determinado por el monoestable MMV1. Esta señal solo es activa, normalmente, cuando se cierra la tapa. La señal

SPEED no es absolutamente necesaria: se encarga de parar el motor cuando se cierra la tapa. Si no se emplea, la patilla 3 del monoestable se conectará a +5. El motor permanecerá en marcha durante la temporización fijada por MMV1, que es del orden de 10 segundos. Para reducir este tiempo, basta con disminuir el valor del condensador.

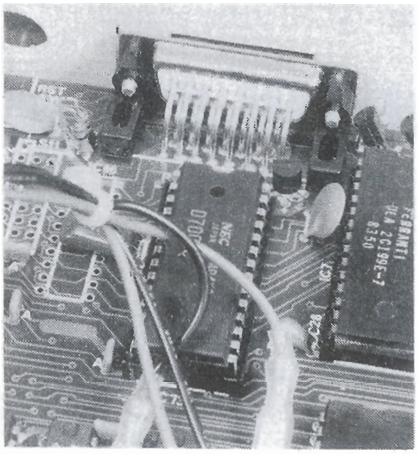
Los puntos para conectar el circuito son fácilmente localizables. Mirando la placa desde el frente, se verá un corte en la parte central de la placa. Inmediatamente a la izquierda de esta ranura hay tres integrados (ver foto). Uno en la parte frontal es un 7474, el del centro un 7432, y el posterior un 7404. La señal $\overline{\text{SPEED}}$ se toma de la patilla 6 del 7474, y la señal DI de la patilla 2 del 7404. La señal $\overline{\text{MOTOR ON}}$ se aplica a la patilla 3 del 7404. El resto de las conexiones de la unidad lectora permanecen como estaban. La antigua conexión de $\overline{\text{MOTOR ON}}$ a masa debe ser levantada. Los cables de conexión se soldarán directamente al circuito. Así mismo, se puede tomar la alimentación del circuito desde uno de los integrados de la placa; por ejemplo, +5 de la patilla 14 del 7404, y masa de su patilla 7. Es importante señalar que, según la versión, hay dos tipos de placa en el lector 6106: los integrados mencionados, y su función, es la misma en ambos casos, pero su distribución puede parecer diferente de la representada en la fotografía.

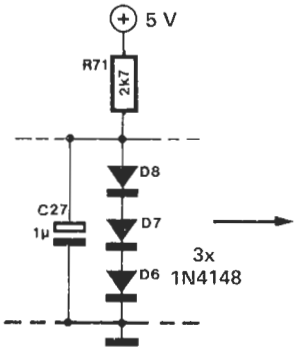


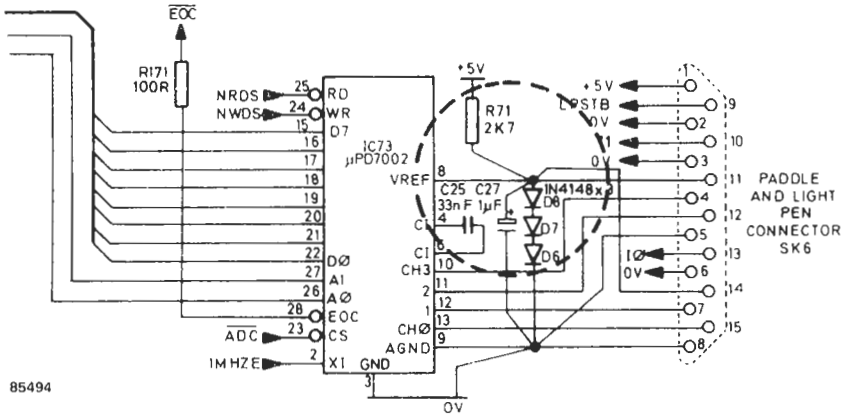
MEDICIONES CON UN MICROORDENADOR

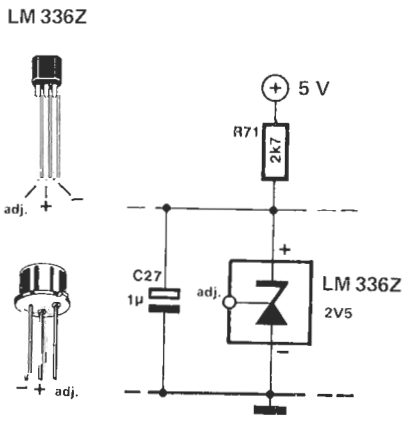
El microordenador BBC, uno de los ordenadores en el mercado que proporciona más prestaciones por menos dinero, puede utilizarse para una amplia gama de aplicaciones gracias a las diversas interfaces suministradas como estándar. Las cuatro entradas analógicas, cada una de ellas con una resolución de 10 bits, le hacen especialmente adecuado para medir toda clases de procesos.

Lamentablemente, hay un inconveniente que es la tensión de referencia bastante deficiente asociada con las entradas analógicas. Dicha tensión se obtiene a partir de tres diodos normales conectados en serie. Los diodos D6, D7 y D8, en el esquema, proporcionan una tensión de referencia de 1,8 V., que es idónea para su empleo con un joystick, pero que no lo es tanto para cuando hayan de medirse valores absolutos. Por consiguiente, los tres diodos se sustituyen por un diodo zener de referencia del tipo LM336Z de 2,5 V. El valor típico de la tensión extraída en los bornes de este semiconductor especial es de 2,490 V. Entre 0 y 70 °C, la desviación es de 1,8 mV como máximo. La estabilidad a largo plazo, a una temperatura constante de 25 °C, es superior a 20 p.p.m. Su resistencia interna es de 0,4 ohmios. Se trata, pues, de un diodo zener ideal para nuestro propósito.



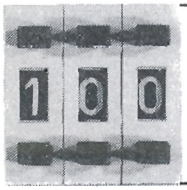






Además, se monta con facilidad en el microordenador sin la necesidad de ninguna modificación que no sea la eliminación de D6, D7 y D8. Por supuesto, el microordenador sigue siendo compatible con el software existente, pero ofrece ahora una precisión «profesional» que antes no era imaginable.

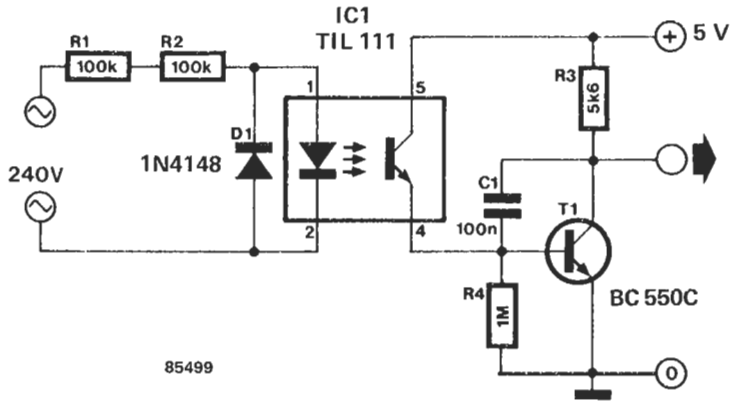
El diodo de referencia tiene tres conexiones de las que solamente se utilizan dos. La tensión se dejará cortada arriba. Hay que extraer con cuidado los tres diodos originales del BBC y sustituirles por el diodo zener de referencia, cuyo ánodo ocupa el lugar del cátodo de D6 y el cátodo estará en el del ánodo de D8. Para hacer esta sustitución, se precisa un soldador de punta fina de buena calidad. La resistencia R71 y el condensador C27 se mantendrán en el lugar en que estaban.

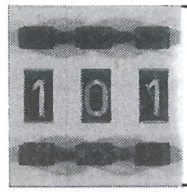


SENSOR DE RED

Este circuito se puede emplear, por ejemplo, cuando se necesite controlar desde un ordenador el estado de la red. Un fotoacoplador asegura un aislamiento completo entre la red y el ordenador.

Cuando la red está conectada, por el fotodiodo circula una corriente de 1 mA durante cada semiciclo positivo. El fototransistor asociado conduce, y proporciona unos 100 μA en su emisor, corriente suficiente para saturar T1. Como no hay que olvidar que ésta es una corriente pulsante, 50 Hz rectificados en media onda, el condensador C1 asegura que T1 permanezca en conducción mientras haya tensión en la red. Si se desea obtener los semiperiodos de 50 Hz, se suprime el condensador C1. Las dos resistencias de 100 K en serie con el led no deben ser sustituidas por una resistencia de 220 K, ya que la máxima tensión que soporta una resistencia de 1.4 W no debe superar los 150 Vrms.





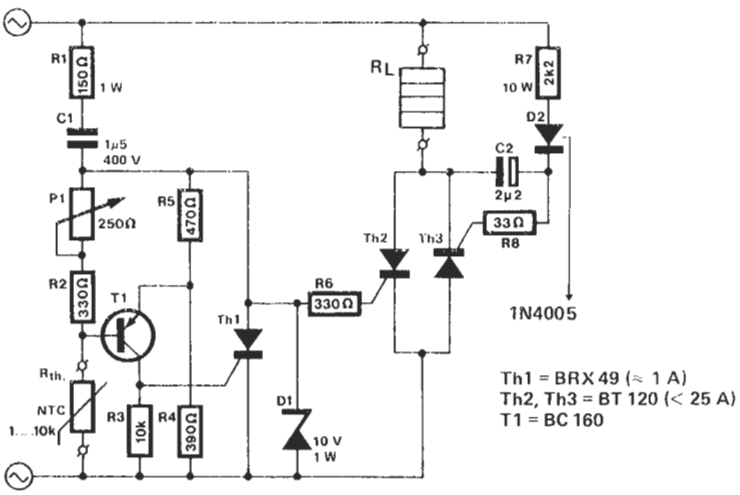
TERMORREGULADOR CON CONMUTADOR DE CRUCE POR CERO

Este regulador de temperatura puede construirse sin circuitos integrados especiales y puede utilizarse con potencias no superiores a 3,5 kVA, lo que es nada frecuente.

El principio básico del circuito es el de un regulador de dos puntos que utiliza un termistor NTC (resistencia con coeficiente de temperatura negativo) como sensor de la temperatura. Al efectuar la conmutación de la corriente de carga, en el momento de paso por cero de la onda de la red, es posible prescindir del dispositivo supresor de parásitos.

La combinación en serie R1/C1 desempeña la función de «resistencia para caída de tensión» que hace disminuir el voltaje de la red a un valor que permita la alimentación del circuito de disparo basado en T1. Como R1 tiene un valor pequeño en comparación con la reactancia capacitiva X_c del condensador C1, la corriente se adelanta a la tensión en casi 90°.

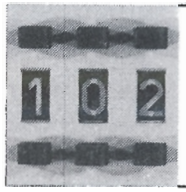
Si la temperatura ambiente supera un valor dado, establecido por el potenciómetro P1, la resistencia NTC tendrá una resistencia suficientemente pequeña para permitir la entrada en conducción de T1. El tiristor Th1 recibe también una corriente de puerta y se ceba durante la semialternancia negativa de la onda de las tensión alterna de la red, debido a



que la corriente a través de R1-C1 está adelantada con respecto a la tensión.

Cuando Th1 está activado, los tiristores Th2 y Th3 se mantienen en el estado de bloqueo y por ello, ninguna corriente circula a través del elemento de caldeo R_L.

Cuando la temperatura desciende por debajo del valor determinado por P1, el transistor T1 y el tiristor Th1 se mantienen desastivados, por lo que conducirá Th2. Como la tensión a través del diodo zener D1 está adelantada con respecto a la tensión de la red, Th2 se activará cuando tenga lugar el cruce por cero. Con la semialternancia negativa, se activará Th3. Durante la semialternancia positiva, C2 se carga a través de R7 y de D2 y proporciona la corriente de puerta para activar Th3 al llegar la semionda negativa.

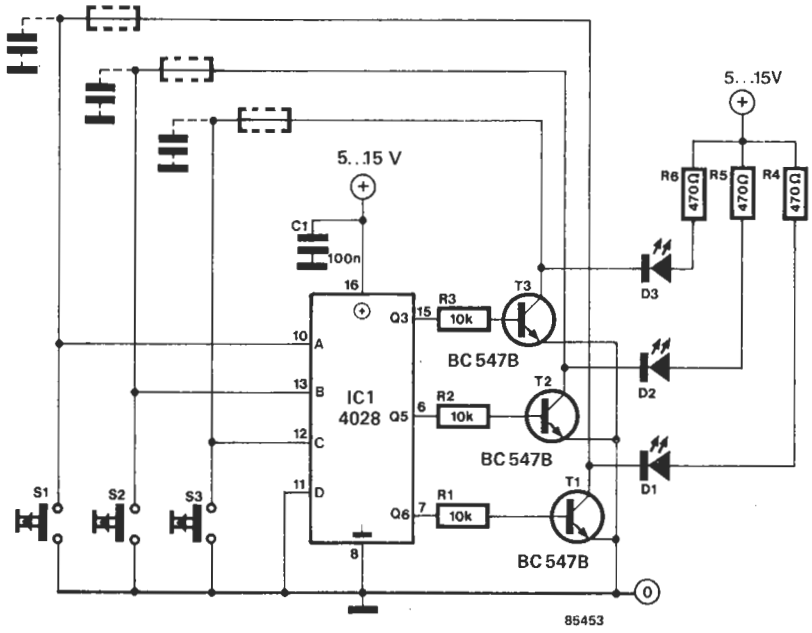


CONMUTADOR ELECTRONICO DE APARATOS DE MEDIDA

Cuando sólo se dispone de un aparato de medida (voltímetro, polímetro) para, por ejemplo, seguir las variaciones de tres tensiones diferentes, la conmutación de una a otra puede realizarse con la ayuda de un conmutador de 3 posiciones. Pero esta forma de proceder «tiene una pega»: es *obligado* que el contacto del conmutador con la tensión anterior esté interrumpido antes de que se aplique a la tensión siguiente; en otro caso dos de las tensiones estarán momentáneamente en contacto con las consecuencias desastrosas imaginables.

Lamentablemente, los transistores tienen la propiedad de ponerse en conducción con mucha más rapidez en las condiciones de bloqueo que en las de corte. Por ejemplo, un BC547 sobresaturado tarda unos microsegundos antes de bloquearse, mientras que su paso a la conducción es bastante más rápido.

Este montaje evita los escollos antes citados, ya que toma como referencia el nivel existente a la salida. El «árbitro» de la conmutación es un 4028, que es un decodificador BCD/decimal empleado aquí como decodificador 1 de 3, y siempre controla solamente uno de los tres transistores conectados a sus salidas. Supongamos, por ejemplo, que sea T1 el transistor que se excita. La tensión de colector de este transistor es baja y lo mismo ocurre con la entrada A de IC1. Los otros dos colectores están a nivel alto, así como las entradas B y C. En estas condiciones, el 4028 detecta el código binario 110 (6 en decimal) en sus entradas y deja pasar a nivel alto la salida correspondiente, patilla 6, con lo que entrará en conducción el transistor T1 al que está conectada. Como se trata de las condiciones de partida, nos encontramos, pues, ante un estado estable.

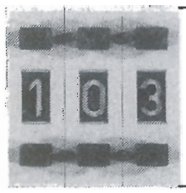


En caso de que accionemos un pulsador diferente (S2, por ejemplo), el código aplicado a las entradas es 100 (4 en decimal). La salida 4 no está empleada, y por ello T1 no tardará en bloquearse, pero T2 no se activa todavía. Solamente después de que se haya bloqueado T1 de forma efectiva y de que su colector pase al nivel alto, el 4028 tendrá en su entrada el famoso «5» (101 en binario) que es necesario para hacer entrar en conducción a T2.

En la práctica, es posible utilizar la tensión disponible en el colector para controlar un interruptor CMOS que dispone la conmutación del aparato de medida o del nivel de sonido. También es posible sustituir la resistencia de colector por un retardo adecuado, pero con ello se introduciría retardos todavía mayores (del orden de los milisegundos). En ese caso, la realimentación a la entrada debe efectuarse mediante un contacto separado del relé, pero se tendrá, por supuesto, la absoluta certeza de que la conmutación es correcta.

Otra variante es incluir una resistencia en cada bucle de realimentación y colocar en paralelo con cada contacto del conmutador un condensador. Esta red R-C proporcionará un retardo moderado durante la conmutación.

El consumo de corriente del 4028 es pequeño (lo que es característico de la tecnología CMOS), mientras que el de los transistores depende del valor de las resistencias de colector. Con los valores indicados, el consumo es de unos 18 mA para una alimentación de 10 V.



MULTILED DE BAJO CONSUMO

Suele ser necesario que el consumo de corriente de un indicador de estado sea mínimo. En este circuito, según el nivel de la tensión de alimentación, varios diodos LED que extraen una corriente de solamente 10 a 15 mA pue-

den encenderse o apagarse a voluntad. Además, el indicador completo puede desactivarse si no está encendido ninguno de los diodos LED.

El circuito está basado en la fuente de corriente conmutada T1. La corriente de emisor de T1 está ajustada a unos 15 mA por el valor dado a R_x (T2 conduce y por ello, la entrada de N1 debe estar al nivel lógico bajo «0»). El valor de R se calcula con la aplicación de la fórmula siguiente:

$$R_x = \frac{33\ k\Omega \cdot 0{,}12\ V}{U_B - 0{,}7\ V}$$

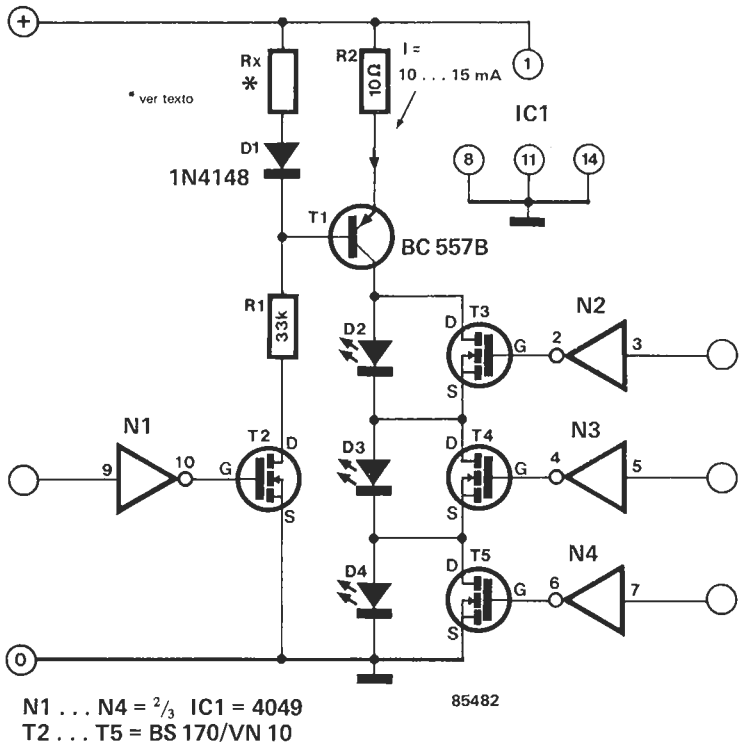
en donde U_B es la tensión de alimentación en voltios.

El transistor T2 conduce cuando la entrada a la puerta inversora N1 está al nivel lógico «0»; cuando esta entrada adquiere un nivel lógico «1», la fuente de corriente, y, por consiguiente el indicador, se desactivarán.

Si la entrada a uno de los buffers N2...N4 está a un nivel lógico «1», se activará el diodo LED asociado. Más combinaciones de diodos LED y transistores FET pueden añadirse al circuito, en tanto que lo permita la tensión de alimentación. Además, la disipación de T1 ha de mantenerse dentro de ciertos límites. Un transistor BC557B puede utilizarse para T1 en la gama de la tensión de alimentación de 5 a 18 V.

El circuito está concebido primordialmente para circuitos integrados CMOS. Si decide emplear este circuito con otras familias de circuitos lógicos, será preciso que tenga en cuenta las «tensiones lógicas de umbral» que les caracterizan.

Es indispensable que los buffers y la fuente de corriente tengan una alimentación común.



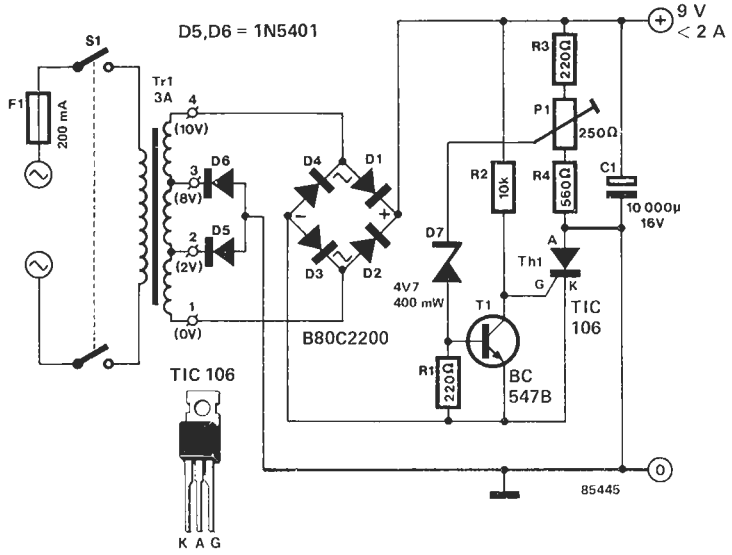
N1 . . . N4 = 2/3 IC1 = 4049
T2 . . . T5 = BS 170/VN 10

ALIMENTACION ECONOMICA CON REGULACION POR TIRISTORES

Este montaje es el de una regulación de la tensión, con pequeñas pérdidas, basado en un tiristor; según el nivel de la corriente de salida exigido, éste selecciona un arrollamiento del secundario de un transformador u otro. La idea nos surgió con ocasión del vistazo a una alimentación del ordenador QL de Sinclair. En esta última, la tensión de salida regulada de 9 V es idónea como tensión de entrada para un regulador de 5 V, cuyas pérdidas están limitadas al mínimo estricto. El disipador de calor del que está provisto el 7805 de la alimentación del QL es sorprendente por sus pequeñas dimensiones.

Abordemos el principio del funcionamiento.

En tanto que la corriente de salida necesaria sea débil o media, el tiristor estará bloqueado. En estas condiciones, se produce una rectificación en puente en donde sólo participan los pares de diodos D1/D2 y D5/D6. El recorrido de la corriente es algo «estrafalario»: en el curso de la semialternancia positiva de la onda de la red, desde el punto 4 al punto 2 del transformador a través de D1, la carga y D5; en el curso de la semialternancia negativa, desde el punto



1 al punto 3 del transformador, a través de D2, la carga y D6. En los dos casos, la tensión del secundario del transformador es de 8 V y está inutilizado uno de los arrollamientos (que puede proporcionar 2 V).

Al aumentar la corriente de carga, la tensión de salida cae hasta que no circule ninguna corriente a través del diodo zener. El transistor T1 se bloquea y elimina el cortocircuito de la puerta del tiristor, que se pondrá a conducir. Tan

pronto como esto suceda, la totalidad de la tensión de 10 V del secundario del transformador se rectificará por D1...D4, mientras que los diodos D5 y D6 adquirirán una polarización inversa y quedarán bloqueados.

Como la tensión más baja en los bornes del diodo zener ocurre siempre durante el cruce por cero de la tensión del secundario, el tiristor se cebará siempre en las proximidades de este punto. Esto impide la creación de picos de corriente (y por consiguiente, parásitos), por lo que no será necesario el tiristor con filtros o supresores.

Para poder obtener el máximo aprovechamiento de este montaje, es preciso disponer de un transformador «universal», con el secundario provisto de tomas intermedias de 2 V en 2 V (2/4/6/8/10/12 V, por ejemplo). En tanto que el nivel de la corriente de salida se mantenga inferior a 1,5 A, se podrá utilizar un transformador de 25 VA (2 amperios en el secundario); si la corriente de salida ha de ser de 2 A, el transformador debe poder suministrar 3 A. Si fuera necesario, se podrá utilizar un transformador que proporcione 4, 10 y 14 V en el secundario.

105

ECUALIZADOR DE TRANSFERENCIA DE SEÑALES AUDIO

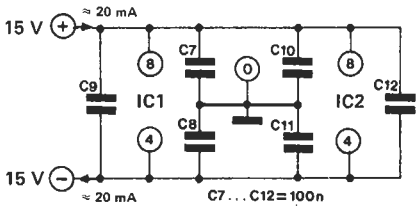
Cuando se limita al mínimo estricto (20 kHz) el ancho de la banda de paso de una cadena de audio, esta limitación tiene efectos secundarios sobre el comportamiento de toda la cadena en toda la gama de la banda de paso. Cuanto más grande sea la pendiente del filtro, tanto mayor será el desplazamiento de fase en la banda de paso. Este último no está en relación lineal con la frecuencia y esta circunstancia da lugar a un retardo dependiente de la frecuencia de las señales (incremento con la frecuencia de 4 a 6 kHz). Este efecto es perceptible por el oído.

El lector de Compact Disc (CD) es un ejemplo de un sistema en el que se ha limitado el ancho de banda de esta manera. En particular, el lector de CD de Sony (y los de segundas fuentes de este fabricante) experimenta un tiempo de transferencia que es función de la frecuencia. El sistema de Philips y sus derivados no sufren este efecto.

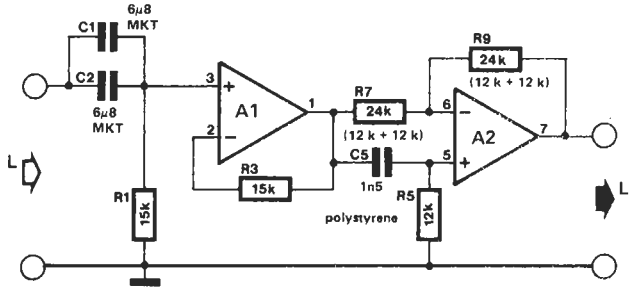
El efecto puede eliminarse introduciendo un retardo en el tiempo de transferencia de las frecuencias inferiores a 4...6 kHz, que ecualiza (o iguala) el retardo en prácticamente toda la gama de audio. Dicho de otro modo, la transferencia de todas las audiofrecuencias se realiza a la misma velocidad debida.

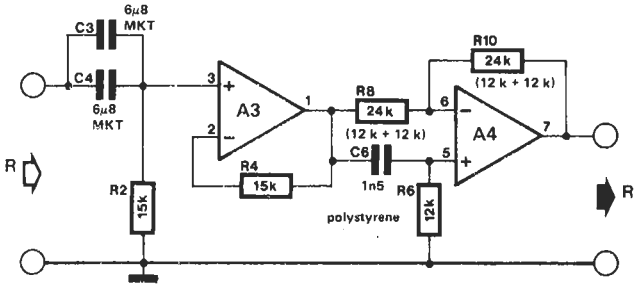
Dicho retardo se realiza con la ayuda de un desfasador A2 (canal izquierdo) y A4 (canal derecho) como se indica en la figura adjunta. El retardo máximo para las frecuencias más bajas es de 2R5C5 = 2R6C6 = 36 μs.

El circuito está conectado entre la salida del lector de CD y la entrada AUX o CD del amplificador principal.



A1,A2 = IC1 = NE5532N
A3,A4 = IC2 = NE5532N





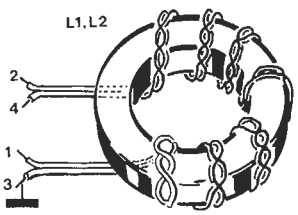
106

CONMUTADOR DE ANTENAS CON DIODOS PIN

Gracias a este montaje, la conmutación a distancia de dos antenas que trabajan en FM, por intermedio del cable coaxial, se hace un «juego de niños».

La alimentación y el circuito del conmutador están instalados cerca del receptor. La fuente de alimentación, que está constituida por un pequeño transformador de la red, un diodo rectificador y un regulador de tensión de 3 patillas, proporciona una tensión continua de 5 voltios, cuya polaridad puede invertirse por el conmutador doble S1. Los polos del conmutador están conectados al cable coaxial a través de la red de desacoplo L3-C1. La resistencia R1 sirve como un limitador de corriente para los diodos PIN, D1 y D2, instalados en la otra extremidad del cable. Según la polaridad de la tensión, uno de los dos diodos será conductor y este diodo permitirá el paso de la señal procedente de «su» antena hacia el receptor o sintonizador, mientras que quedará bloqueada la otra señal.

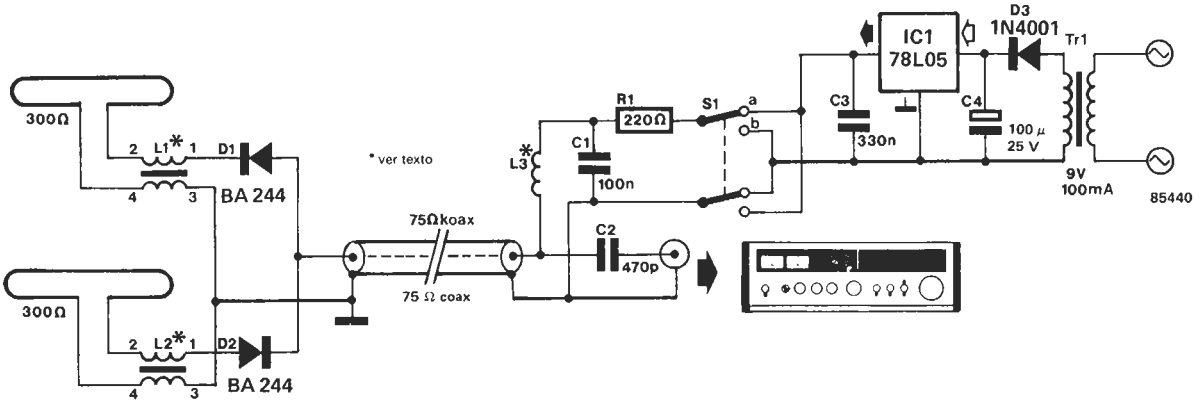
Un diodo PIN es un diodo semiconductor que contiene una región de semiconductor tipo I entre las regiones tipo P y tipo N. Se utilizan siempre como diodos de conmutación. Su propiedad más im-



portante es una autocapacidad muy pequeña mientras que, a altas frecuencias, son prácticamente resistencias puras.

La bobina de choque L3 tiene 4 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,3 mm de sección, arrolladas alrededor de una perla de ferrita. Si las antenas no tienen ninguna terminación de 75 ohmios, se podrá con relativa facilidad, mediante un adaptador de impedancia de su propia «estirpe» (L1, L2), hacerlas pasar de 300 ohmios (simétrica) a 75 ohmios (asimétrica), que es la que se exige por la entrada del receptor. Estas bobinas se construyen devanando 7 espiras de cable plano del tipo utilizado en microinformática en un toro (Amidon T50-2, T50-3 o T50-6) de la manera ilustrada en la figura 2. La distancia entre conductores de 1,25 mm es perfecta para la aplicación prevista, siendo de unos 150 ohmios la impedancia iterativa del cable bifilar en este caso.

En caso de empleo de este montaje en el exterior, es importante cuidar de su perfecto aislamiento contra la humedad, ya que la circulación de corriente continua favorece, en gran medida, la corrosión electrolítica.



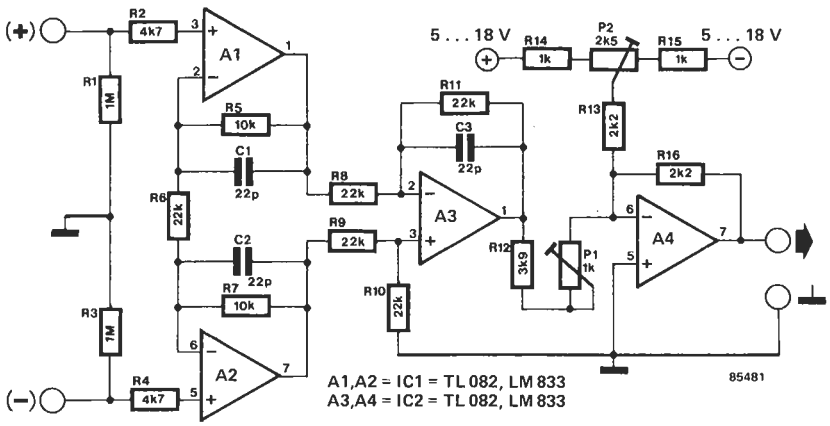
AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACION

Un amplificador de instrumentación está concebido para utilizarse entre un sensor u otro dispositivo de medida, tal como una sonda, y el indicador. Se caracteriza por una alta impedancia de entrada, que suele ser de 1 MΩ, y una entrada diferencial. Esta última asegura que la señal de salida no pueda resultar afectada por el zumbido o el ruido en los cables del aparato de medida.

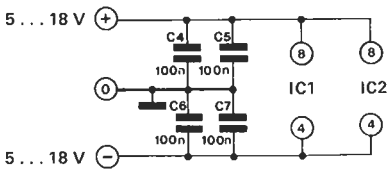
Las señales de entrada son «tamponadas» por los amplificadores operacionales A1 y A2. Los condensadores de 22 pF en las posiciones de C1 y de C2 evitan cualquier tendencia a oscilar. La salida del amplificador operacional A3 es una función de la diferencia entre las dos señales de entrada. El amplificador operacional A4 sirve para compensar cualquier desviación y también para ajustar la ganancia exactamente a 1. El ancho de banda del circuito que se muestra no es menor que 100 kHz y el desplazamiento de fase es de 0°.

Otra posible aplicación de este amplificador de instrumentación podría ser, por ejemplo, después de asociarle al conversor A/D del bus de E/S universal descrito en Elektor, el control de la calefacción central o la medida de la temperatura en varios recintos (o habitaciones). También puede emplearse con un polímetro, o un osciloscopio, para dotarles de características «profesionales».

Para una tensión de alimentación simétrica de ±5 V., la tensión máxima medible es de 4 V pico a pico. El aumento de la tensión de alimentación (hasta ±18 V) se corresponde con un aumento de la gama de medida.



La calibración del circuito puede obtenerse cortocircuitando los conectores de entrada (+) u (−) y ajustando, con P2, la tensión de salida a 0 voltios. A continuación, tiene que ajustar la ganancia del montaje aplicando una tensión exacta de 1 V entre las entradas y accionando P1 de forma que la tensión a la salida sea de 1 V con gran exactitud. Si usted es un «perfeccionista», le recomendamos el empleo de resistencias de precisión con una tolerancia del 1 %.



El consumo del montaje es inferior a 25 mA para una tensión de alimentación de ±18 V.

elektor

Ventas

Ordenador ZX81 (Sinclair) y/o ampliación de 16K + listado de programa de alta resolución.
Juan S. Medina. Avda. R. Cabrera. Telef. (928)362942. de 8 a 9:45 (Lunes o Miércoles). Las Palmas de Gran Canaria

Gran cantidad de TTL, micros, C-Mos, memorias, transistores a buen precio. Mando lista gratis.
Miguel A. Clavijo. José Antonio 5, 1º izda. La Cuesta. S.C. de Tenerife

Cambio por material, accesorios para Spectrum Plus unas 500 revistas electrónicas variadas.
Julian Seguen. Serradilla 28
28044 Madrid. Telef. 705 9824

ZXSpectrum + revistas Micro Hobby 35, Libro Basic curso acelerado, Cintas con programas todo por 2300 pts. Germán Prieto Carranza. Fontiveros 6. Telef. 264076. Valladolid 47010

Amplificador Nikona 700 stereo seminuevo 100W por canal con filtros control de tonos, vúmetros. 30.000 ptas.
José Bermejo Rojo. Apartado 112
Archena - Murcia

Cambio revistas Elektor, Resistor, Circuito Impreso, Mundo Electrónico, etc., por material electrónico
Juan Seguen García. Serradilla 28
28044 Madrid - 705 9824

Curso electrónica digital + entrenador Nand-002 + Chips. 25.000 ptas. Nuevo. Telef. 965-565779
Fernando García Llorens. Cardenal Paya 4. Onil (Alicante)

Por estrenar Videojuegos Videopac G 7400 Philips + 2 juegos. 20.000 Ptas. Gran calidad de color y sonido.
Antonio Ortiz Dalmau. Passeig D'en Llull B, 1º 3ª. San Andrés de Llavaneras (Barcelona)

Libros y esquemas. La electrónica en 30 lecciones, radio control recreativo, etc. Envío lista de precios.
José Domenech Torres. Carlés Salvador, 12. Jaraco (Valencia)

Ordenador SpectraVideo, modelo SV I/328 con monitor y casette 2 programas. Telf. 555 0885 de 4 a 5 de la tarde. Martín Pujadas. Luis Miller 143. Masnou. Tel. 5550885

Cambio por Spectrum cursos CEAC Elect-Mi computer - Alta Fidelidad. Cámara reflex 3 objetivos.
Ricardo. Apartado 200. 24080 León

Amstrad 664 monitor color, disco, cantidad de programas, garantía y envío a domicilio. Todo por 99.000 ptas. Vicente. Aizgorri nº 61, 1º. Telef. 943-214540

Los Nºs 3, 6, 10, 11, 13, 15, 17, 18 y 21 del Commodore Magazine. Todos por 1000 Ptas.
José Cerezo Iniesta. San Diego 1. Alcantarilla (Murcia)

Para preludio: Placa bus semimontada, Tono, A. Lineal, MM, MC, F. alimentación. Todo por 15.000 ptas.
José Luis Fernández. Calvo Sotelo, 21-2º. Monforte de Lemos (Lugo)

Data's Books, Tab Books, RCA, Sams, ITT, Motorola, Texas, Intesil. Unos 45 libros acepto ofertas.
Julián Seguén García. Serradilla 28
28044 Madrid 705 9824

Programable Casio FX-502P + Adapt. FA-1 A cassette todo 7000 ptas. Supertester ICE 680R nuevo por 7000 ptas.
José Adan Allueva. Avda. Clavé 47 8º A. 50004 Zaragoza. Tel. 976/213121

Enciclopedia de la electrónica de Nueva Lente (12 vols.) o cambio por TV B/N de 12" o 14"
Joan Miró. c/Major 10. Juneda (Lérida)

Por 400 ptas. esquema del ordenador CBM 64. Con información de los IC y tensiones en sus Pins.
Fernando Argiles. Avda. de Madrid 15, 3ª, 3ºA. Brihuega (Guadalajara). Telef. 280600

Toshiba HX-10 y monitor Fos. verde BM7502 todo en perfecto estado por 58.000 ptas. Se estudiarán otras ofertas.
Javier Esquirol Jimenez. Turras y Pujalt 6 Barcelona 08022 - Telef. 2483480

ZX Spectrum 48K con fuente, cinta horizontes, manual , Joystick Quikshot 2 por 20.000 ptas. 40 cintas programas 5.500
Manolo. (94) 493 2936

Las siguientes revistas MicroHobby 1 al 65 (con 5 cintas) 3500-Tu Micro (1 al 18) 1600, z x (1 al 27) 2000. Todo. 6.000.
Manolo. (94) 493 2936

Kit Pantec número 5, amplificador estéreo 2x10W, 2000 ptas. envio contrareembolso.
Francisco Domínguez. Boston 16, 4º izda. 28028 Madrid. Teléf. 246 2428

Equipo Kenwood TS130V acoplador YAESUFT707 antena Hygaini 8 AVT y fuente alimentación todo 130.000 ptas.
Agustín Medina Barbas. Cabo Nicolás Mur 33 2º. D. 28019 Madrid. Telef. 4729690

Probador circuitos Nand 002 para C. digitales + curso electrónica digital y 42 circuitos 25.000 ptas.
Fernando García Llorens. Cardenal Paya, 4. Onil (Alicante) Tel: 965-568779

Comunicaciones e intercambios

Cambio distintos números y títulos de revistas electrónica por kits u otros artículos interesantes.
Julián Seguén. Serradilla, 28. 28044 (Madrid). Teléfono 705 98 24.

Si necesitas alguna revista electrónica atrasada escríbeme podemos llegar a un acuerdo. Haz tu oferta.
Julián Seguén. Serradilla, 28. 28044 (Madrid). Teléfono 705 98 24.

Desearía intercambiar información libros e ideas sobre energía solar.
Daniel Salafranca Barreda. Prin, 9-8-16. 12003 (Castellón).

Necesito esquema para rectificar, estabilizar y poder variar 45V-180A. Pago gastos.
Pedro del Río Pérez. Fray Toribio de Moto, 8; 4.º-A. 49004 (Zamora).

Si tienes algún cacharro electrónico interesante te lo cambio por revistas electrónicas atrasadas.
Julián Seguén. Serradilla, 28. 28044. Teléfono 705 98 24. (Madrid).

Intercambio programas de juegos, utilidades del Amstrad-464. Poseo más de 200 programas diferentes, solo comerciales.
M.ª Doménech Mollá. P.º de la Cuba, 30; 3.º-D. 02005 (Albacete).

Apricot F1 intercambio información y programas.
Antonio Castro. Señores de Luzón, 6. Madrid. 28013. Teléfono: 248 25 99.

Necesito esquemas de instrumentos musicales electrónicos (sintetizadores, etc.). Efectos para guitarra.
Joan Miró. Major, 10. Juneda (Lérida).

Se hacen interfaces para Joystick de Oric-Atmos que no afectan al sonido, son bastante baratos.
Daniel Salafranca Barreda. Prim, 9-8-16. (Castellón) 12003. Teléfono: 22 14 98.

Intercambio programas para Apple y compatibles CP/M-APPLE.
Mateo Bauza Company. Ramón Muntaner, 48; 6.º, 3.ª. 07010 (Palma de Mallorca).

Cambio Ionalyzer PH-IMETRO ORION 701 y electrodo de vidrio por ZX-Spectrum, HP-41 o similar.
Javier Rius Palleiro. Gran de Gracia, 53, 2.º-2.ª. 08012-Barcelona. Teléfono 217 69 73.

Cambio 2 transceptores 27MHz 6 canales 5W12V. Funcionando por emisora 27MHz 40 canales o más en buen estado.
Benedicto Mielgo Fernández. Cervantes, 24; 2.º. Teléfono 63 42 53. Benavente (Zamora). Teléfono en horas de trabajo.

Circuitos integrados, leds, transistores, diodos y mucho más. Mando lista gratis.
Miguel Angel Clavijo. José Antonio, 5; 1.º Izq. La Cuesta. (Santa Cruz de Tenerife).

Compras

Los circuitos integrados XOO56CE y 3080A nuevos. Pago gastos de envío. Gracias.
Manuel Benito González. Olín Feira. Vella. Orense.

AIM-65 barato llamar de 2 a 4.
R. Quintanas Rodríguez. Herreros de Tejada, 5. 3.º-A. Madrid-28016. Teléfono (91) 457 32 92.

AIM-65 + Placas de ampliación. Junto o por separado. Enviar ofertas.
Javier Delgado Palacín. Independencia, 1. 1.º-A. Binefar (Huesca).

Cartuchos. Juegos coleco vision CBS ofertar título y precio ruego teléfono para contacto.
Angel Guillamón. Santa Virgilia, 29. 28033. Madrid.

Walky 27 MHZ 3 o más canales. Cambio por libro electronica inglés o revistas del mismo tema. Ofertar.
Julián Sequen García. Serradilla, 28. 28044 (Madrid) 705 98 24

Revistas Elektor. Números 1, 2, 4 y 5 del año 1980 por ser los únicos que me faltan.
Angel Luis Gutiérrez Gutiérrez. Hornillo, 14. 10003 (Cáceres). Teléfono: (927) 24 64 45.

Osciloscopio y generador de mira para TV o lo cambio por televisor color con mando a distancia.
Pedro Elvira Martín. Santiago Ferrer, bloque C, portal 2.º 1.º-D - Azuqueca de Henares (Guadalajara).

Osciloscopio de doble trazo, mínimo 20Mz.
Antonio Sánchez. Cortés el Viejo, 52; 5.º-D - 29003 (Málaga).

Cartucho de extensión X-MEMORY para calculadora HP-41.
Raúl Pérez Teléfonos: (93) 330 87 11. (965) 22 98 21. Noches.

ANUNCIOS BREVES

TEXTO DEL ANUNCIO:
Escriba de forma clara y en mayúsculas una sola letra por casilla. No olvide indicar su dirección o número de teléfono en la zona de datos personales (evite abreviaturas).

DATOS PERSONALES

Nombre: _____

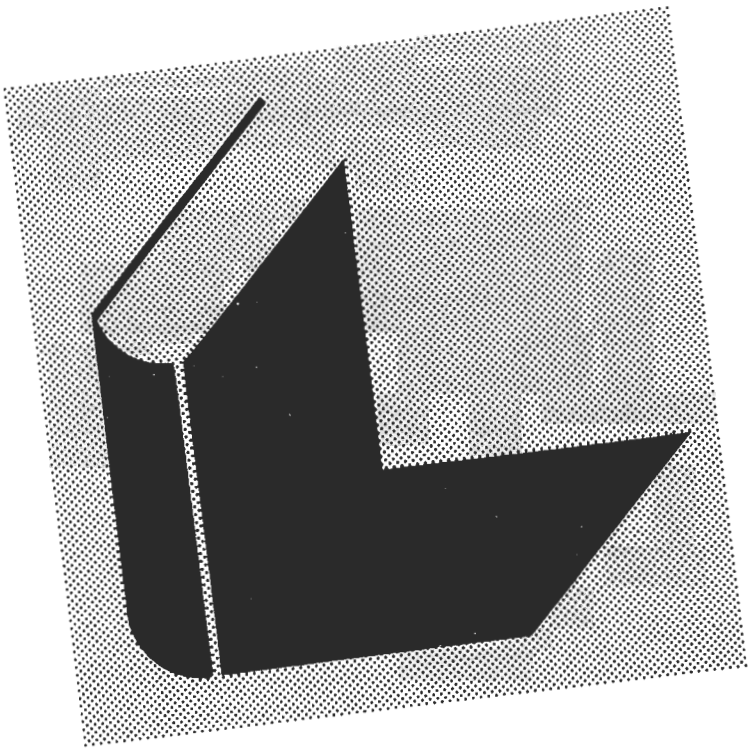
Dirección: _____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

ELEKTOR
Plaza República del Ecuador, 2-1.º
28016 MADRID
* Por favor, ponga en el sobre las siglas AB.

Liber'86 4.º Salón Internacional del Libro

Barcelona, 23-28 septiembre 1986



Organiza:

Feria de Barcelona

Avda. Reina María Cristina, s/n
08004-BARCELONA (España)

CITA EN ESPAÑA

Liber'86 Una panorámica de la edición internacional.

Liber'86 El punto de encuentro de los profesionales del libro de más de 25 países.

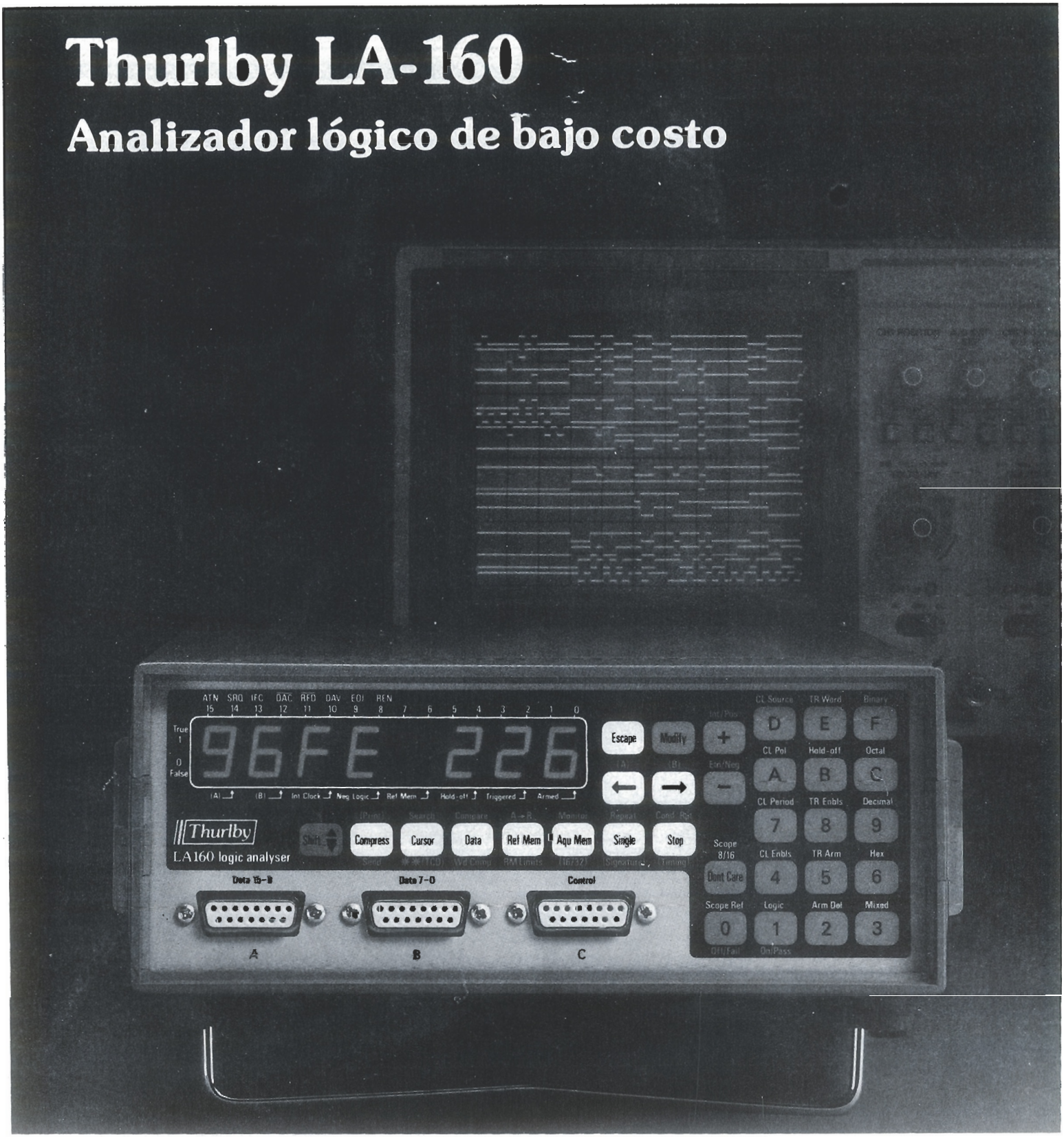
Liber'86 El natural mercado de derechos para la edición española.

Para más información:

FEDERACION DE GREMIOS DE EDITORES DE ESPAÑA
Paseo de la Castellana, 82 • 28046-MADRID (ESPAÑA)
Tel.: 411 57 13 • Télex: 48457 FGEE E

Thurlby LA-160

Analizador lógico de bajo costo



POTENTE, PORTATIL Y FACIL DE USAR

Llámenos y le explicaremos todas las prestaciones de este fuera de serie.

MOLHER electrónica s.a.

Parque Eugenia de Montijo, 94
Tels.: 462 25 62 - 462 78 42
Télex: 46519 MOL E
28047 MADRID (España)

dm digital microsistemas

Hipólito Lázaro, 19, 21
Tel.: 210 52 61
08025 BARCELONA

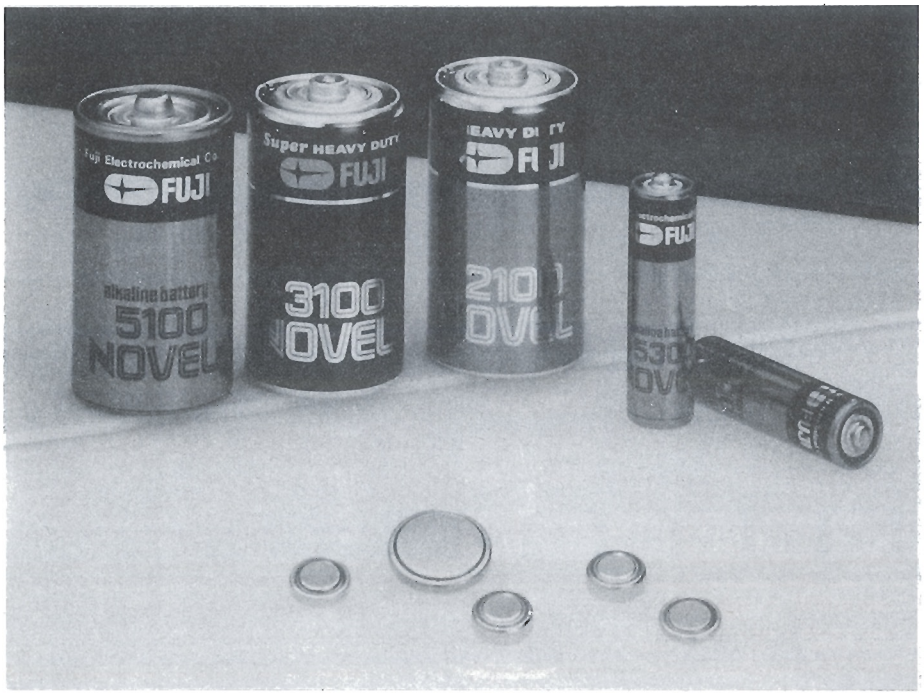
mercado

Pilas y baterías «super» y alcalinas

Recientemente, VIETA Audio Electrónica ha llegado a un acuerdo con la firma japonesa Fuji Electrochemical para la representación en exclusiva de sus productos en nuestro país.

Fuji es uno de los más importantes fabricantes de baterías del Japón, y posee una gama muy completa de pilas en los modelos «super» y alcalinas. Es importante destacar que Fuji dispone, además, de una gran variedad de modelos para uso industrial, tanto en acumuladores de NiCd como de baterías de lítio; asímismo éstas pueden ser suministradas con conexiones PIN, para insertar en circuito impreso. Los modelos de pila cubren la extensa gama de 1.5 voltios, en los tamaños estándar, AA, C y D, así como el modelo de 9 voltios, 6F22; en algunas de las series se dispone también de los modelos AAA y N. En pilas alcalinas y de oxido de plata tiene los modelos básicos de botón, LR y SR. Para finalizar están las pilas de lítio y NiCd, éstas últimas con capacidades desde 100 mA/h hasta 4000 mA/h.

VIETA Audio Electrónica, S. A.
c/ Bolivia, 239
08020 Barcelona
Teléf. (93) 3074712



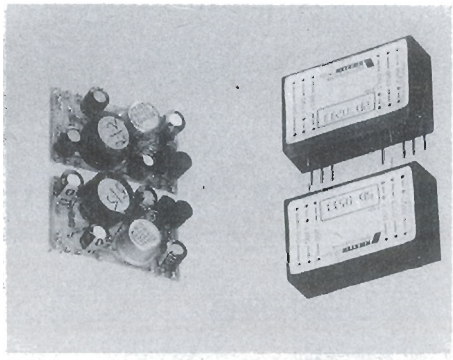
Convertidores cc/cc de 5 W

Dentro de su nueva línea de productos «brandner», la compañía FRAMEX presenta la serie de convertidores «DD 5W LC», a precio muy económico. Manteniendo las cualidades técnicas en el mismo nivel, los módulos se ofrecen con una reducción del precio de un 30%-35% respecto del mercado europeo.

Con unas dimensiones externas de 51 × 51 × 10 mm proporcionan tensiones de salida, con 5 W de potencia. Las tensiones de entrada son: 5, 12, 15, 24, 48 y 60 voltios, con una tolerancia del 10%. Las tensiones disponibles de salida son ±5, ±12, ±15 y ±24 voltios. La entrada y la salida están separadas galvánicamente.

La serie LC significa «Low Component» (número reducido de componentes) lo cual implica una larga duración en funcionamiento.

FRAMEX de España S. A.
La Sabatera, 31/32
Moraira (Alicante)
Teléf. (965) 744018



Nuevo generador de funciones programable de muy bajo costo

La compañía Newtronics, representada en España por UNITRONICS, ha desarrollado un nuevo modelo de generador de funciones de muy altas prestaciones y reducido coste. El OR-X, modelo 401, está controlado por microprocesador y es totalmente programable a través de interface GPIB.

El modelo 401 genera señales desde 0.004 Hz a 4 MHz, con una amplitud de salida de 0.01 a 10 Vpp, con desplazamiento del nivel continuo de –5 a +5V. Todas las entradas y salidas del equipo están protegidas frente a cortocircuitos y sobretensiones.

El empleo es sencillo y fácil de interpretar. Su panel frontal y el software de control del instrumento permiten un empleo correcto por personal no especializado; el aparato advierte al usuario de los errores de programación, presentando en el display un mensaje de error. Los diversos parámetros pueden variarse, hacia arriba o hacia abajo, o programar un parámetro y dejar que el equipo ajuste automáticamente el rango en el cual las especificaciones sean óptimas. Pueden almacenarse hasta 99 operaciones completas, que pueden ser llamadas posteriormente en cualquier momento, permitiendo un empleo cómodo y potente en cadenas de producción. Dispone de un interface IEEE 488, con códigos y formatos de acuerdo con la norma IEEE 728.

Sus principales características son:

—Rango de frecuencia:	0.004 Hz a 4 MHz
—Precisión:	0.2% (típ. 0.1%)
—Resolución:	3 y 3/4 dígitos
—Estabilidad:	±0.2%
—Display:	4 dígitos
—Amplitud:	0.01 Vpp a 10 Vpp en 50Ω
—Offset:	–5 a +5 V en 50Ω
—Opciones:	memoria no volátil, sintetizador, montaje en panel, etc.

UNITRONICS
Pza. de España, 18 Pl. 9
28013 Madrid
Teléf. (91) 2425204

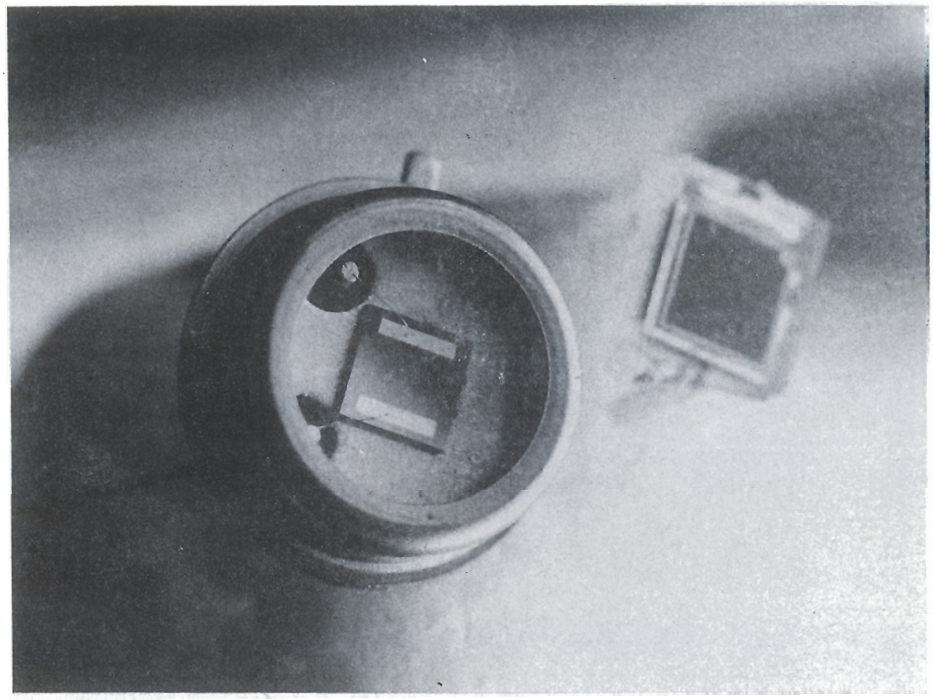
Infanta Carlota, 80-82
08009 Barcelona
Teléf. (93) 2392768

Fotodiodos de infra-rojos

Para evitar las interferencias de luz diurna, SIEMENS ofrece fotodiodos PIN con lente y epóxido claro, SFH 2030, o epóxido negro, SFH 2030F, como interceptores de la luz diurna, en el modelo de cápsula led de 5 mm. También dispone de los SFH 217, y su versión filtro SFH 217F, en cápsula de 5 mm pero con superficie plana, proporcionando así fotoreceptores rápidos, en la versión de gran angular y pequeño angular, que son una alternativa económica a los diodos actales encapsulados en TO-18 metálico.

Los fotodiodos actuales para luz diurna y aplicaciones de infra-rojos, tienen una máxima sensibilidad cerca del espectro de los rayos IR. Para los usuarios que desean una sensibilidad más elevada en la gama del azul y verde, se ofrece el nuevo BPW 43B, cuyo chip, también nuevo, brinda una sesibilidad espectral mejorada en un 20% aproximadamente.

En el campo de los diodos receptores de telemando de IR para televisores, se dispone de los fotodiodos SFH 205Q2/ 230/ 230F, de 5.08 mm de espaciado, que ofrecen una característica de filtrado, con flancos de subida muy pronunciados. El



SFH 230F, para receptores de GaAs de 950 nm, lleva además un filtro adherido. El BP 104 Bs está disponible, para telemandos de rayos IR, en montaje superficial (CMS) con patillas acodadas.

SIEMENS
Orense, 2
28020 Madrid
Teléf. (91) 4552500

Multímetros digitales de bajo coste

El nuevo modelo DM-6018C, de la firma Lutron, presenta junto a unas interesantes características de medidas de tensión y corriente, en continua y alterna, así como medidor de resistencias, la posibilidad de medida de ganancia de transistores y diodos, y entrada para sonda de temperatura.

El DM-6018C, polímetro con display LCD de 3 1/2 dígitos, dispone de 6 gamas para medida de tensión, desde 200 mV hasta 1000 V. cc o 750 V. ac, medida de corrientes en 4 rangos, desde 2 mA hasta 10 A en cc y ca, 6 alcances en resistencias, desde 200Ω hasta 20 MΩ (tensión en circuito abierto de 2.8 voltios). La escala de 2K permite la comprobación de uniones p-n, mientras que un conector auxiliar realiza la medida de transistores p-n-p y n-p-n, con indicación de ganancia. La entrada de temperatura admite termopar tipo K, para lecturas entre –50 °C y +750 °C.

La alimentación se realiza con una pila de 9 voltios, con indicación de batería baja. Todas las entradas y gamas cstán protegidas contra sobretensiones.

La tenaza digital DM-6025C proporciona las máximas aplicaciones en un solo aparato. El display de 3 1/2 de LCD permite una lectura precisa y cómoda de las diversas escalas: corriente alterna 200 A y 400 A, tensión continua 200 V, tensión alterna 750 V, termopar tipo K hasta +750 °C, resistencias 200 Kohmios con tensión de prueba para diodos o uniones p-n. La pinza dispone además de funciones de retención de lectura («Date Hold») y retención de máximos («Peak Hold»), lo que aumenta poderosamente su utilidad.

GEICO Eléctrico, S. A.
Aptdo de Correos 62
08080 Barcelona





libros

Electrónica actual

Gunter Haarmann
Editorial WEKA, Barcelona - 1986
400 páginas (21,5 × 29,7 cm.)
5.900 ptas. (I.V.A. incluido)
ISBN 84-86345-08-1



Electrónica Actual es un Manual Práctico de WEKA pensado para que el aficionado a la electrónica disponga de la ayuda adecuada para desarrollar satisfactoriamente su «hobby» preferido.

Destacamos la importancia que se da en la obra a la práctica de la construcción y reparación de aparatos electrónicos, 80 % de su contenido, dedicando a las explicaciones teóricas el 20 %.

Las ayudas al aficionado a la electrónica se concretan en esquemas e instrucciones completas, con diseños de circuitos en plantillas transparentes, de fácil comprensión y aplicación.

Tiene gran aceptación el capítulo destinado a BUSQUEDA Y REPARACION DE AVERIAS, con esquemas detallados para reparaciones, explicados paso a paso, con listas de comprobación para posibles fallos.

Hay ejemplos abundantes de construcción y reparación de videos, TV B/N y TV color, Cassettes, Magnetófonos, etc.

Los cuadros sinópticos con las características técnicas, de transistores, con las tablas de equivalencias internacionales, de circuitos integrados, diodos, tiristores y triacs, dan información actual orientada a la realización operativa de numerosos montajes.

La principal característica del sistema WEKA es la facilidad de manejo del Manual Electrónica Actual.

1. Partiendo del concepto de la operación que se quiere realizar (palabras clave), localizará el esquema que necesita.

2. Con la ayuda de la plantilla transparente para el circuito impreso que acompaña al esquema, realizará fácilmente el montaje que desea.

3. Siguiendo las instrucciones correctamente se conseguirá el objetivo. Todo montaje ofrecido en el Manual se ha sometido previamente a una rigurosa comprobación.

El avance constante de la electrónica incorpora cada día nuevos adelantos, aplicaciones, componentes, tablas de equivalencias, etc.

Un Servicio de Actualización Periódica (cada 3 meses) garantiza al suscriptor estar permanentemente al día en las novedades electrónicas de vanguardia.

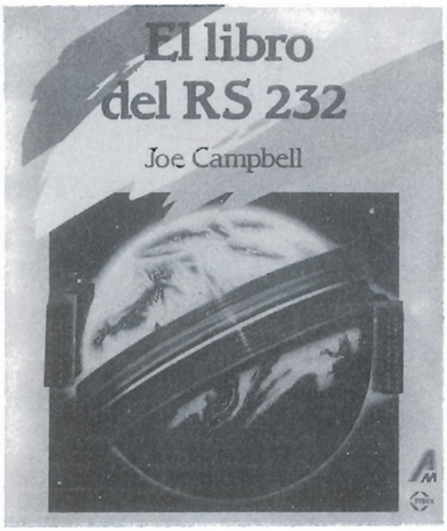
El manual incluye secciones tan útiles como: componentes electrónicos y sus propiedades; diccionario técnico; tablas de equivalencias y características de diodos, transistores, tiristores, triacs e integrados; descripción de normas y funcionamiento de la televisión; cuadro de osciloscopios para el aficionado; listas de fabricantes y distribuidores de material electrónico; sumario de ordenadores.

El formato, tipo archivador, permite la incorporación de las novedades y actualizaciones en el mismo manual. (ER 74/75).

Estructura.....9
Claridad.....9
Amplitud.....10
Profundidad.....9
Utilidad.....9
Relación calidad/precio.....9

El libro del RS-232

Joe Campbell
Anaya Multimedia
Madrid - 1985
200 páginas (18 × 22,5 cm.)
2.067 ptas. (aprox.)
ISBN: 84-7614-055-X



Uno de los principales problemas de la informática en nuestros días es la transmisión e intercambio de datos y órdenes. Este problema queda particularizado normalmente para el dueño de un ordenador personal en la conexión de su unidad central a los distintos periféricos que posee, y aquí entra en juego ese término tan misterioso y para muchos aterrador: RS-232. Estas siglas corresponden simplemente a «Recomended Standard 232» de la Electronic Industry Association (Estándar recomendado 232 de la EIA). La «C» última que aparece a veces se refiere a la versión o revisión «C».

Inicialmente concebido como norma para la conexión de terminales y modems este estándar ha sido aplicado posteriormente, sin embargo, por la mayoría de los fabricantes de ordenadores para soportar la comunicación entre la unidad central y los periféricos. Al no ajustarse explícitamente a todas las necesidades que esto imponía, muchas veces los fabricantes han llevado a cabo variaciones sobre la norma, de forma que en la actualidad no todo lo que se nos presenta como «conexión RS-232-C» se ajusta al estándar original; surgen así graves problemas de compatibilidad para cuya resolución basta a menudo disponer de un mayor conocimiento de lo que es la RS-232 y, ¿por qué no decirlo?, de algo de experiencia. Según los autores son precisamente estos dos elementos los que intentan transmitir al lector.

Tras una introducción a formas de transmisión y a los modelos de conexión, se centra en algunas de las características de la RS-232-C y en la distinción DTE-DCE, seguida por un estudio de la UART que permitirá comprender no sólo el cómo, sino también el porqué. Describe también la realización de un simple equipo y los distintos pasos que nos llevarán a la realización de la conexión adecuada; este método lo aplica después en los diversos casos de conexiones reales que trata como ejemplos, en todos los cuales va explicando con detalle el proceso a seguir desde diversos datos de partida para alcanzar el objetivo deseado.

Aunque no demasiado exhaustivo en algunos puntos, ni demasiado «científico», el libro si es claro y útil siempre que los problemas que le preocupen sean los típicos de conexión de un ordenador doméstico y sus periféricos mediante RS-232.

Estructura.....9
Claridad.....10
Amplitud.....7
Profundidad.....6
Utilidad.....9
Relación cal/prec.....8

INSTITUTO DE TECNOLOGIA ELECTRONICA **Ratelson** C/ Irati, 7. Tel. 250 19 78. Madrid (ESPAÑA)

CURSOS DE ELECTRONICA

DIGITAL Y ANALOGICA

DE CARACTER TRIMESTRAL DESDE SEPTIEMBRE-OCTUBRE

(ATENCION: CERRAMOS DURANTE AGOSTO)

CONSULTENOS AHORA.SIN COMPROMISO.Y RESERVE CON TIEMPO SU PLAZA.
INFORMACION telefónica o personal:de 10.30 a 13 y de 17.30 a 20 horas.Lunes a jueves.

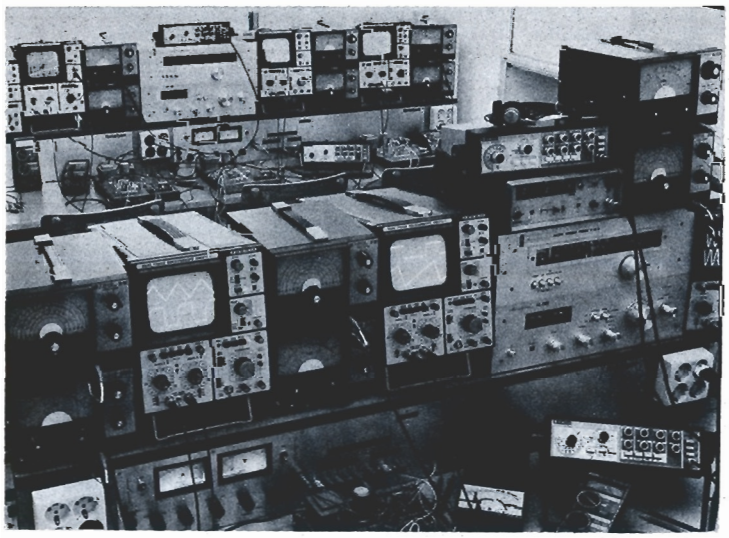
✱ INSCRIPCIONES:C/Irati.7(a la altura de Serrano.188.Entrada por C/Tajo)Madrid

NUESTROS CURSOS DESARROLLAN MATERIAS SOBRE:
***Electrónica digital.industrial.instrumentación y medida.transistores.**
circuitos integrados.microprocesadores.ordenadores y diseño de circuitos.
***Telecomunicaciones profesionales.emisión.radio.TV color.video y sonido.**
***Técnicas y diseño de vanguardia y cursos bajo pedido de los interesados.**

APORTAMOS:
*La más actualizada tecnología y los laboratorios más avanzados.modernos y equipados.
*Sólida formación de base.**"Desde Cero"**.en grupos reducidos y prácticas individualizadas.
*Calidad de formación teórica y práctica.profesionalidad.eficacia y ambiente agradable.

Los cursos pueden seguirlos estudiantes, aficionados, profesionales y empleados, constituyendo un gran apoyo para las empresas con necesidad de reconversión de los conocimientos de su personal, titulado o no, en orden a su mayor especialización y también un extraordinario complemento técnico para estudiantes de Formación Profesional, Ingenierías y Facultades.

Con nuestros cursos obtendrá: prestigio profesional y mejores oportunidades laborales con la tecnología del futuro y, además, el correspondiente DIPLOMA acreditativo de los CURSOS DE RATELSON.



¡¡¡ NADIE CREE QUE TENEMOS ESTOS MAGNIFICOS LABORATORIOS HASTA QUE NOS VISITAN !!! Además.estos aparatos de la fotografía ya son utilizados MASIVAMENTE y sin LIMITE en el primer curso básico y los mostramos a todas las personas antes de realizar su inscripción.

Si desea información por correo.sin compromiso.envíe este cupón a **RATELSON.**C/IRATI,7.**28002 Madrid** (ESPAÑA).

Nombre_____ Apellidos _____

Domicilio _____

Ciudad y provincia _____ C.Postal _____

Teléfono _____ Interesado por cursos de _____

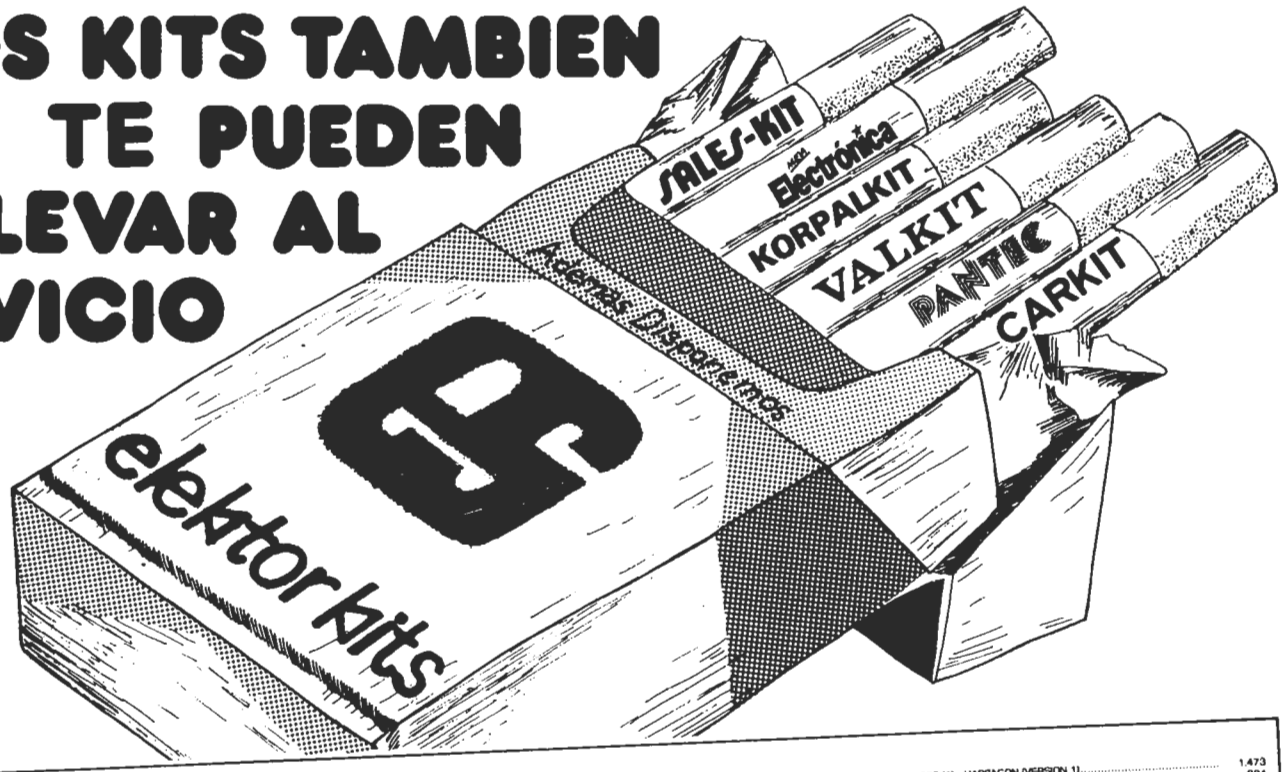
_____

Mis estudios o conocimientos son _____

EK.

Ratelson. Departamento de Publicidad.

LOS KITS TAMBIEN TE PUEDEN LLEVAR AL VICIO



CODIGO (Referencia)	DESCRIPCION	P.V.P.
200EK0017	E.K. 79077 (1) - GENERADOR DE SONIDOS	1.417
200EK0024	E.K. 1473 (2) - TREN DE VAPOR	1.411
200EK0031	E.K. 1471 (2) - SILBATO DE TREN DE VAPOR	1.875
200EK0049	E.K. 9453 (3) - GENERADOR DE FUNCIONES	8.712
200EK0063	E.K. 9827 (1) - MAGNETIZADOR	1.594
200EK0137	E.K. 80054 (3) - MODULADOR DE VOZ Y SONIDO	3.074
200EK0178	E.K. 80089 (4) - JUNIOR COMPUTER	28.453
200EK0191	E.K. 80138 (3) - VOX	3.270
200EK0201	E.K. 79053 (2) - QUINIELISTA ELECTRONICO	1.891
200EK0218	E.K. 9986 (1) - GOLF DE BOLSILLO	1.588
200EK0225	E.K. 80016 (2) - GRILLO ELECTRONICO	1.403
200EK0240	E.K. 9867 (3) - MODULADOR UHF-VHF	1.796
200EK0257	E.K. 81013 (3) - ECONOMIZADOR DE GASOLINA	2.203
200EK0264	E.K. 80120 (2) - TARJETA MEMORIA 8K RAM + 16K EPROM	22.295
200EK0271	E.K. 9897-1 (3) - ECUALIZADOR PARAMETRICO (FILTRO)	2.489
200EK0289	E.K. 9897-2 (3) - ECUALIZADOR PARAMETRICO (CONTROL TONO)	3.024
200EK0296	E.K. 9932 (3) - ANALIZADOR DE AUDIO	4.805
200EK0308	E.K. 80031 (2) - TOP PREAMP (ESTEREO)	7.649
200EK0313	E.K. 80023-1 (2) - TOP AMP 30 W	6.163
200EK0321	E.K. 80023-2 (2) - TOM AMP 80W	6.306
200EK0352	E.K. 80084 (3) - ENCENDIDO TRANSISTORIZADO PARA COCHE	8.455
200EK0384	E.K. 80097 (1) - ANTIRROBO ASTUTO	1.861
200EK0391	E.K. 80077 (1) - COMPROBADOR DE TRANSISTORES	5.554
200EK0429	E.K. 80543 (1) - MICRO-AMPLIFICADOR	1.213
200EK0433	E.K. 80502 (2) - CAJA DE MUSICA	5.439
200EK0458	E.K. 81110 (3) - DETECTOR DE MOVIMIENTOS	3.975
200EK0465	E.K. 81033 (2) - INTERFACE J.C.	22.559
200EK0472	E.K. 810000 (2) - AMPLIFICACION FUENTE JUNIOR COMPUTER	5.492
200EK0480	E.K. 80024 (2) - BUS PARA MICRO-PROCESADORES	10.325
200EK0497	E.K. 81112 (1) - IMITADOR ELECTRONICO	2.681
200EK0507	E.K. 81094 (5) - ANALIZADOR LOGICO	31.069
200EK0514	E.K. 81105 (3) - VOLTIMETRO DIGITAL 2 1/5	8.691
200EK0561	E.K. 81141 (5) - EXTENSION DE MEMORIA ANALIZADOR LOGICO	12.289
200EK0802	E.K. 82010 (3) - PROGRAMADOR DE EPROM	11.305
200EK0810	E.K. 82009 (1) - MINI AMPLIFICADOR TELEFONICO	2.239
200EK0827	E.K. 81171 (4) - CONTADOR DE ROTACIONES	11.779
200EK0834	E.K. 81012 (4) - MATRIZ LUMINOSA PROGRAMABLE	15.718
200EK0898	E.K. 9823 (1) - IONIZADOR	3.302
200EK0730	E.K. 82070 (2) - CARGADOR UNIVERSAL NI-CAD	2.998
200EK0747	E.K. 82019 (2) - EPROM	4.646
200EK0754	E.K. 82017 (2) - RAM DINAMICA 16 K	16.550
200EK0903	E.K. 81577 (4) - BUFFERS ENTRADA ANALIZADOR LOGICO	5.103
200EK0811	E.K. 81575 (3) - VOLTIMETRO DIGITAL UNIVERSAL	7.017
200EK0828	E.K. 81525 (1) - SIRENA HOLOFONICA	1.887
200EK0835	E.K. 81541 (2) - DIAPASON ELECTRONICO	2.822
200EK0842	E.K. 82094 (2) - ADAPTADOR DE SONIDO PARA T.V.	2.816
200EK0850	E.K. 82093 (2) - MINI TARJETA EPROM	3.695
200EK0874	E.K. 82080 (2) - DNR	3.730
200EK0881	E.K. 82090 (2) - COMPROBADOR DE RAMS 2114	2.006
200EK0899	E.K. 82092 (1) - MINI TESTER	1.849
200EK0918	E.K. 82089 (2) - AMPLIFICADOR DE 100 W	13.581
200EK0948	E.K. 82118 (2) - TACOMETRO PARA AEROMODELISMO	1.957
200EK0955	E.K. 82068 (1) - EQUICON	1.706
200EK0962	E.K. 82077 (2) - SQUELCH AUTOMATICO	1.720
200EK0970	E.K. 82014 (4) - PREVIO PARA GUITARRA "ARTIST"	14.580
200EK0987	E.K. 82138 (1) - CEBADOR ELECTRONICO PARA FLUORESCENTE	1.126
200EK1011	E.K. 82038 (1) - INTERMITENTE ELECTRONICO	1.603
200EK1042	E.K. 82133 (1) - SILBATO ULTRASONICO	3.981
200EK1050	E.K. 82141 (4) - FOTO COMPUTER	18.981
200EK1067	E.K. 82577 (1) - TESTER TRIFASICO	3.159
200EK1081	E.K. 82142 (4) - ACCESORIOS PARA FOTOCOMPUTER	9.854
200EK1109	E.K. 82172 (2) - CANCERBERO	8.307
200EK1118	E.K. 82156 (3) - TERMOMETRO LCD	7.528
200EK1123	E.K. 83002 (2) - FUENTE 3A PARA ORDENADORES	6.106
200EK1148	E.K. 82027 (3) - NUEVO VCO (FORMANT)	11.825
200EK1155	E.K. 82162 (1) - IONIZADOR PARA COCHE	5.542
200EK1162	E.K. 82178 (3) - ALIMENTACION PARA LABORATORIO	13.848
200EK1170	E.K. 83006 (2) - MALDIHMETRO	2.989
200EK1197	E.K. 82031 (3) - NUEVO VCF + VCA (FORMANT)	9.081
200EK1194	E.K. 82179 (3) - LUCIPETO	5.329
200EK1211	E.K. 83022-7 (2) - AMPLIFICADOR PARA CASCOS	4.196
200EK1229	E.K. 82032 (3) - NUEVO DUAL ADSR (FORMANT)	13.988
200EK1236	E.K. 82033 (3) - NUEVO LFO + NOISE (FORMANT)	4.709
200EK1243	E.K. 83028 (2) - REGULADOR DE FAROS	1.436
200EK1251	E.K. 9729 (3) - NUEVO COM (FORMANT)	3.753
200EK1268	E.K. 82078 (2) - ALIMENTACION NUEVO FORMANT	4.865
200EK1275	E.K. 83010 (2) - PROTECCION PARA FUSIBLES	1.735
200EK1282	E.K. 82543 (2) - GENERADOR DE EFECTOS SONOROS	3.018
200EK1300	E.K. 82570 (3) - SUPER FUENTE DE 5 V	8.207
200EK1317	E.K. 82549 (2) - FLAS ESCLAVO	1.496
200EK1324	E.K. 82539 (1) - PREAMPLIFICADOR PARA MAGNETOFONO	1.678
200EK1331	E.K. 82528 (2) - INTERRUPTOR FOTOSENSIBLE	1.595
200EK1349	E.K. 83037 (3) - LUXOMETRO A LCD	9.571
200EK1356	E.K. 83022-10 (2) - SEMAFORO DE AUDIO	2.419
200EK1363	E.K. 82167 (2) - DIAPASON PARA GUITARRA	11.672
200EK1388	E.K. 83011 (4) - MODEM ACUSTICO	9.415
200EK1395	E.K. 83041 (3) - RELOJ PROGRAMABLE	23.529
200EK1405	E.K. 83069 (2) - SEMAFORO	7.430
200EK1412	E.K. 83022-23 (2) - PREAMPLIFICADOR MC/MM	8.651
200EK1437	E.K. 83022-4 (3) - INTERLUDIO	5.059
200EK1444	E.K. 83052 (2) - VATIMETRO	5.743
200EK1469	E.K. 82157 (2) - ILUMINACION PARA TREN ELECTRICO	7.083
200EK1476	E.K. 83083 (3) - AUTOTEST	10.181
200EK1483	E.K. 82105 (2) - TARJETA CPU Z80A	11.840
200EK1491	E.K. 83098 (2) - ADAPTADOR PARA REO	1.936
200EK1501	E.K. 83562 (1) - BUFFER PARA EL PRELUDIO	1.806
200EK1518	E.K. 83054 (3) - DECODIFICADOR DE MORSE	4.727
200EK1525	E.K. 83103 (3) - ANEMOMETRO	13.674
200EK1540	E.K. 82110 (1) - POLI BUS	5.378
200EK1557	E.K. 83087 (2) - ELECTROMETRO	6.591
200EK1564	E.K. 83044 (3) - DECODIFICADOR DE RTTY	5.061
200EK1571	E.K. 83082 (4) - TARJETA VDU	17.411
200EK1589	E.K. 83123 (2) - DETECTOR DE HELADAS	2.672
200EK1598	E.K. 83108 (2) - TARJETA CPU 6502 (2K RAM)	24.539
200EK1606	E.K. 83106 (2) - TARJETA CPU 6502 (8K RAM)	29.574
200EK1613	E.K. 83110 (2) - REGULADOR PARA TREN ELECTRICO	5.872
200EK1621	E.K. 83113 (1) - FONOFORO A FLASH	4.603
200EK1638	E.K. 83113 (1) - VIDEOAMPLIFICADOR	2.864
200EK1645	E.K. 82111 (3) - UNIDAD DE SALIDA PARA POLIFORMANT	5.484
200EK1652	E.K. 82112 (3) - CONVERTIDOR D/A PARA EL POLIFORMANT	10.412
200EK1660	E.K. 83102 (1) - OMNIBUS	11.380
200EK1677	E.K. 83121 (2) - FUENTE ALIMENTACION SIMETRICA	12.333
200EK1684	E.K. 80005 (4) - CRONO MASTER	9.740
200EK1881	E.K. 83024 (3) - RECEPCION DE BANDA MARITIMA	18.969
200EK1701	E.K. 83134 (2) - LECTOR DE CASSETES DIGITAL	5.430
200EK1719	E.K. 83071 (2) - AUDIOSCOPIO ESPECTRAL	12.506
200EK1726	E.K. 83120 (2) - DESFASADOR DE AUDIO	8.729
200EK1733	E.K. 84000 (2) - VELETA ELECTRONICA	8.078
200EK1741	E.K. 84012 (3) - CAPACIMETRO DIGITAL	11.968
200EK1758	E.K. 83014 (2) - TARJETA UNIVERSAL DE MEMORIA (MOS)	6.997
200EK1772	E.K. 83503 (2) - SEÑALIZACIONES INTERMITENTES EN CARRETERA	2.331
200EK1780	E.K. 83515 (2) - MICROMATON	6.101
200EK1797	E.K. 85584 (2) - AMPLIFICADOR POM AUTOMOVIL	3.285
200EK1807	E.K. 83410 (2) - TERMOMETRO PARA DISIPADORES DE CALOR	8.731
200EK1814	E.K. 83583 (2) - INDICADOR TERMICO PARA RADIADORES	2.138
200EK1821	3561 (2) - GENERADOR DE ONDAS SINUSOICALES	1.938
200EK1839	E.K. 83552 (2) - AMPLIFICADOR MICROFONO C/AJUSTE TONOS	1.917
200EK1846	E.K. 8351 (3) - GENERADOR DE MIRAS B/N	10.069
200EK1853	E.K. 83558 (2) - CONVERTIDOR D/A SIN PRETENSIONES	2.589
200EK1861	E.K. 83124 (2) - CAJA DE SINCRONISMOS DE VIDEO	2.503
200EK1878	E.K. 84037 (3) - GENERADOR DE IMPULSOS	13.907
200EK1885	E.K. 84023 (2) - ELABERINTO	11.046
200EK1892	E.K. 83088 (2) - REGULADOR PARA ALTERNADOR	1.558
200EK1902	E.K. 84009 (2) - TACOMETRO PARA VEHICULOS DIESEL	3.416
200EK1910	E.K. 84017 (2) - BOPRADOR DE EPROMS INTELIGENTE	12.662
200EK1927	E.K. 84018 (2) - VIDEOCOMBINADOR	4.342
200EK1934	E.K. 84019 (1) - INTERFACE DE POTENCIA CON TRIACS	7.036
200EK1941	E.K. 84048-A (1) - LANZADESTELLOS PORTATIL 6V	3.396
200EK1959	E.K. 84040-B (1) - LANZADESTELLOS PORTATIL 12V	3.396
200EK1966	E.K. 84055 (2) - INTERFACE PARA MAQUINAS DE ESCRIBIR	8.849
200EK1981	E.K. 84041 (2) - MINI CRESCENDO	18.905
200EK1988	E.K. 84023 (2) - FUENTE DE ALIMENTACION CONMUTADA	5.049
200EK2007	E.K. 84054 (1) - EXTENSIONES PARA ZC	6.147
200EK2014	E.K. 84084 (2) - INVERSOR DE VIDEO	5.670
200EK2021	E.K. 84078 (2) - CONVERSOR RS 232 CENTRONICS	13.101
200EK2039	E.K. 84031 - MODEM DE ACOPLAMIENTO DIRECTO	32.080
200EK2046	E.K. 84089 (1) - PREAMPLIFICADOR DINAMICO	3.076
200EK2053	E.K. 84095 (2) - AMPLIFICADOR HIFI A VALVULAS	3.886
200EK2061	E.K. 83133 (2) - SIMULADOR DE ESTEREO	9.356
200EK2078	E.K. 84079 (3) - TACOMETRO DIGITAL A LCD	7.592
200EK2085	E.K. 84072 (1) - ADAPTADOR SCART	4.933
200EK2092	E.K. 84073 (1) - HARPAGON (VERSION 1)	1.473
200EK2102	E.K. 84083 (1) - HARPAGON (VERSION 2)	884
200EK2110	E.K. 84088 (1) - FALSA ALARMA	1.786
200EK2127	E.K. 84101 (2) - TV EN MONITOR	2.276
200EK2134	E.K. 84130 (1) - CONTROLADOR DE MINI CAR	4.637
200EK2141	E.K.84111 (3) - NUEVO GENERADOR DE FUNCIONES	12.506
200EK2159	E.K. 84081 (2) - FLASHMETRO	10.401
200EK2168	E.K. 84112 (1) - TERMORREGULADOR PARA SOLDADOR	3.135
200EK2173	E.K. 84128 (1) - PREAMPLIFICADOR PORTATIL PARA GUITARRA	7.499
200EK2181	E.K. 84075 (1) - LIMPIADOR IMPULSOS DE CASSETE PARA ZX 81	5.212
200EK2198	E.K. 85007 (1) - SELECTOR DE EPROMS	1.851
200EK2206	E.K. 84096 (2) - AUTODIM	2.049
200EK2215	E.K. 84035 (1) - ALIMENTACION ALTERNA	6.128
200EK2222	E.K. 84115 (3) - FUNDIDO DIAPOSITIVAS POR ORDENADOR	18.355
200EK2230	E.K. 85001 (1) - AMPLIFICADOR HIBRIDO DE 30 W	7.919
200EK2247	E.K. 84408 (1) - PROTECTOR DE ALIMENTACION	2.292
200EK2254	E.K. 84427 (1) - CONTROL ECONOMICO DE MOTOR	1.511
200EK2261	E.K. 84437 (1) - ALARMA PARA FRIGORIFICO	1.810
200EK2279	E.K. 84452 (1) - ANALIZADOR DE LINEAS	1.428
200EK2286	E.K. 84482 (2) - FRECUENCIMETRO INTERSIL	18.168
200EK2293	E.K. 84477 (2) - ALIMENTACION PARA MICROORDENADORES	9.819
200EK2303	E.K. 85010 (1) - INTERFACE CASSETE PARA C-64 Y VIC 20	3.019
200EK2311	E.K. 84100 (1) - TELEFASE	1.547
200EK2328	E.K. 85018 (1) - CONTADOR UNIVERSAL	3.495
200EK2335	E.K. 83107 (3) - METRONOMO ELECTRONICO	9.186
200EK2342	E.K. 84094 (1) - RELOJ EN TIEMPO REAL	8.882
200EK2350	E.K. (2) - INTERRUPTOR CREPUSCULAR	1.891
200EK2367	E.K. 85044 (2) - ALIMENTACION DE 10 AMPERIOS	8.845
200EK2374	E.K. 85043 (4) - CUENTARREVOLUCIONES	5.915
200EK2381	E.K. 84107 (2) - TEMPORIZADOR UNIVERSAL	3.326
200EK2399	E.K. 84102 (3) - MEDIDOR RCL	8541
200EK2409	E.K. 85025 (2) - KITT SCANER	2.817
200EK2416	E.K. 84109 (1) - SUBSONICATOR	2.535
200EK2423	E.K. 85085 (2) - PSEUDO 2732	3.098
200EK2431	E.K. 85027 (3) - AMPLIFICADOR AXL	9.954
200EK2448	E.K. 85072 (3) - INDICADOR PARA MANTENIMIENTO PARA COCHE	8.949
200EK2455	E.K. 85024 (4) - MEDIDOR DE PH A LCD	9.701

+IVA

Además todos los componentes para el montaje completo

TARJETA PEDIDO DE KITS

Deseo recibir los KITS siguientes: E

Cant.	Referencia	Precio + IVA

El importe lo hago efectivo mediante

- ☐ talon bancario a nombre de E. SANDOVAL
- ☐ reembolso
- ☐ giro postal anticipado

NOTA - Debe añadirse 150 pesetas por gastos de envio en los KITS.

D

Calle

Ciudad

D.P. Provincia

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

Sandoval, 3 - Teléfs. 445 75 88 - 445 76 00
Sandoval, 4 / Sandoval, 6 } Teléf. 445 18 33 (8 líneas)
28010 MADRID

ENTREGAS EN 24 HORAS

ELECTRONICA SANDOVAL s.a.

EN NUESTRO CONTESTADOR AUTOMATICO RECIBIREMOS SUS GRATOS PEDIDOS FUERA DE NUESTRO HORARIO.

DE NO TENER EXISTENCIA DE LOS MATERIALES SOLICITADOS, LE CONTESTAREMOS POR CARTA TELEX O TELEFONO.

Telex 47784 - SAVL-E PERMANENTE

(91) 445 18 33 PERMANENTE (8 líneas)

Sandoval, 3 Sandoval, 4 Sandoval, 6 28010 MADRID

Hemos seleccionado para vds. las mejores marcas y productos de 1ra. linea.

CONSULTENOS, SOLUCIONAREMOS SU PROBLEMA!!

Correos cualdó RENFE SEUR

NOS GUSTAN LOS PROBLEMAS. PORQUE TENEMOS SOLUCIONES

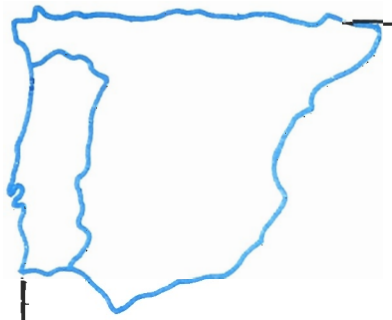
JBC®

LA ELECCION PROFESIONAL

Pida nuestro catálogo y en él encontrará una amplia gama de soluciones a los problemas de soldadura/desoldadura en electrónica. Soldadores tipo lápiz, soldadores con aportación de estaño, soldadores termorregulados, estaciones desoldadoras y desoldadores, así como una amplia gama de puntas y accesorios adaptables.
Si a pesar de ello, aún no encuentra la solución a su problema, nuestro servicio técnico está a su disposición para ayudarle.



INDUSTRIAS JBC SA
apartado 22041 Barcelona



quién y dónde

Establecimientos de electrónica distribuidores* de elektor

ALICANTE
Azimut Electrónica. San Ignacio de Loyola, 23. Teléf. 965/205473.

ASTURIAS
Oviedo
Sonytel. Fray Ceferino, 36. Teléf. 985/289349.

BADAJOZ
Sonytel. Avda. Villanueva, 16. Teléf. 924/233278.

BALEARES
Mahón
Electrónica Menorca. Miguel de Veri, 50. Teléf. 971/366058.

BARCELONA
Berengueras. Diputación, 21. Teléf. 93/3233651.
*Diotronic. Conde Borrell, 108. Teléf. 93/2544530.
*Radio OHM. Muntaner, 57. Teléf. 93/2538696.
Onda Radio. Gran Vía, 581. Teléf. 93/2544708.
*Radio Wat. Paseo de Gracia, 126-130. Teléf. 93/2182447.
*Sum. Elec. Solé. Muntaner, 14. Teléf. 93/3231308.
Granollers
Suministros Electrónicos Joma. Joan Prim, 122; Tarifa, 3. Teléf. 93/8490818.
Igualada
Electrónica Milan. Alba, 22. Teléf. 93/8036962.
Vic
Sum. Elec. Telstar. Narcis Verdaguer i Ballis, 10. Teléf. 93/8850744.
Villafranca del Penedés
Sum. Elec. Solé. Luna, 8. Teléf. 93/8922762.
Sabadell
Microtronic. Calvet de la Estrella, 53. Teléf. 93/7107000.

BURGOS
Electroson. Conde Don Sancho, 6. Teléf. 947/227012.

CASTELLON
Casa Pruñomosa. Gobernador B. de Castro, 4. Teléf. 964/220305.

LA CORUÑA
Sonytel. Avda. Arteijo, 4. Teléf. 981/259902.
Cetronic. Palomar, 2, bajo. Teléf. 981/272654.

El Ferrol
Sonytel. José A. P. de Rivera, 37. Teléf. 981/353028.
Cetronic, S. L. Rubalcava, 54. Teléf. 981/318179.

GERONA
Sum. Elec. Solé. Santa Eugenia, 59. Teléf. 972/212416.
Zener Electrónica. Zaragoza, 11. Teléf. 972/209368.
Electrónica F. G. Carmen, 31, bajos. Teléf. 972/216009.

GUIPUZCOA (San Sebastián)
Santos del Valle. Mariano Tabuyo, 13. Teléf. 943/273665.

LAS PALMAS
Radio TV Alamo. Arco, 36. Teléf. 928/244213.

LEON
Ponferrada
Electroson. P.º Facultad de Veterinaria, 15. Teléf. 987/209508.

LERIDA
Electrónica Virgili. Unión, 6. Teléf. 973/224648.

LOGROÑO
Suministros Electrónicos Logroño. A. Sagastuy, 1. Teléf. 941/221669.

LUGO
Sonytel. Ronda G. P. Rivera, 30. Teléf. 962/217213.

MADRID
*Actrón. Maudes, 15. Teléf. 91/2546803.
Cosesa. Barquillo, 25. Teléf. 91/2226949.
*Digital, S. A. Pilar de Zaragoza, 45. Teléf. 91/2464990.
Electrocolor. Pinzón, 42. Teléf. 91/4610711.
Electrokit Moncloa. Gaztambide, 48. Teléf. 91/4493006.
Electroson Madrid S. A. Duque de Sesto, 15. Teléf. 91/4311480
Esmaes. Oca, 41. Teléf. 91/4619027.
Palco. José del Hierro, 44. Teléf. 91/2671690.
Radio Electra. Esteban Collantes, 37. Teléf. 91/4072952.
Sandoval. Sandoval, 4. Teléf. 91/4451813.
Santos del Valle. Galileo, 56. Teléf. 91/4468200.
Sonytel. Paseo de las Delicias, 97. Teléf. 91/2275206.
Telkrón. Av. Donostiarra, 13, post. Teléf. 91/4034244.
Viloga. Componentes Electrónicos. Bustos, 9. Teléf. 91/2518381.

MALAGA
Sonytel. Salitre, 13. Teléf. 952/340247.

ORENSE
Sonytel. Concejo, 11. Teléf. 988/242695.

PAMPLONA
Natronic, S. A. Aralar, 17. Teléf. 948/247584.

PONTEVEDRA
Vigo
Electrosón. Venezuela, 32. Teléf. 986/421810.

SALAMANCA
Anteco. Paseo Canalejas, 12. Teléf. 923/242001.

SEVILLA
Toscano Comercial. Aniceto Sáinz, 30. Teléf. 954/370148

TARRAGONA
Sum. Elec. Solé. Cronista Sesse, 3. Teléf. 977/222720.
Electrónica Virgili. Nueva San Pablo, 3. Teléf. 977/215676.
Reus
Electrónica Virgili. Dr. Gimbernat, 19-21. Teléf. 977/311942.

VALLADOLID
Electrosón. General Almirante, 6. Teléf. 983/331085.
Sonytel. León, 2. Teléf. 983/2580.

VALENCIA
*Vimax Electrónica. Albacete, 54. Teléf. 96/3255836.

VIZCAYA (BILBAO)
Electrosón. Alameda de Urquijo, 71. Teléf. 94/412366.
*Micro Componentes Elec. Juan Antonio Zunzunegui, 9. Teléf. 94/4410289.
Radio Rhin. Alameda de Urquijo, 32. Teléf. 94/4431550.

ZARAGOZA
Comercial Elec. Goya. Av. Goya, 83-85.
Sonytel. Corona de Aragón, 21. Teléf. 976/354812.
AESA Sum. Electrónicos. Pedro Cerbuna, 9. Teléf. 976/351162.

Los establecimientos marcados con * distribuyen también las placas de circuito impreso del servicio EPS.

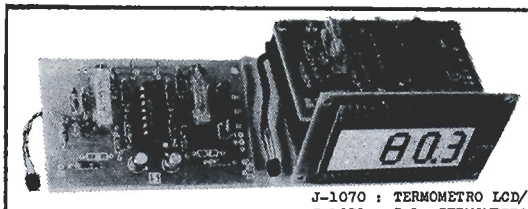
ELECTRONICA Y COLOR, S.A.
ELECTROCOLOR®

PINZON, 42 28025 MADRID

TELEFS. 4610711 - 4623714
4616901 - 4613134

TELEX 42448 - ELVA - E

- CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES
  DIGITALES
  HIBRIDOS
- MICROPROCESADORES
- MEMORIAS
- CONVERTIDORES A/D D/A
- OPTO ELECTRONICA
- TRIAC, SCR, ITR Y DIODOS
- TRANSISTORES HEXFETS
- VISUALIZADORES ALFA-NUMERICOS
- MODULOS DE ALIMENTACION
  CONMUTADOS
- INSTRUMENTACIÓN
- RELES
- RELES REED
- POTENCIOMETROS DE PRECISION
- CONECTORES CABLE PLANO
  PROFESIONALES
  RADIOFRECUENCIA
- TUBO TERMORETRACTIL
- HERRAMIENTAS
- COMPONENTES PASIVOS



kits

J-1070 : TERMOMETRO LCD/TERMOSTATO DOBLE
J-1073 : Solo TERMOMETRO
J-1076 : Solo DOBLE TERMOSTATO

KITS PROFESIONALES

J-1001 GENERADOR DE FUNCIONES
J-1005 VOLTIMETRO 3-Digit.
J-1006 GENERADOR DE FUNCIONES
J-1007 UNIDAD TERMOMETRO 10mV/ºC
J-1010 ALIMENTACION ESTABILIZADA
J-1020 CONTADOR 4 Digit.
J-1033 TEMPORIZADOR PROGRA 4 SAL.
J-1050 BASE DE TIEMPO CON CUARZO
J-1045 TERMOMETRO 3-Dig. LED
J-1060 CONTADOR UNIV. 8 Dig.10MHz
J-1070 TERMOMETRO-DOBLE TERMOSTATO
J-1073 TERMOMETRO 3-1/2 Dig. LCD
J-1076 DOBLE TERMOSTATO
J-1080 UNIDAD HIGROMETRO (Valvo)
J-1084 HIGROMETRO 2-Dig. LED
J-1090 VOLTIMETRO LED - Lineal
J-1095 VOLTIMETRO LED - Redondo
J-1100 PRE-AMPLIF. Y PRE-ESCALAR
J-1109 VOLTIMETRO 3-1/2 Dig.
J-1154 CONTADOR UNIV. 4 Dig. 10MHz
Z010-05 FUENTE ALIM. 5V.- 120 mA.
Z010-09 FUENTE ALIM. 9V.- 100 mA.
Z010-12 FUENTE ALIM.12V.- 70 mA.
Z020-05 FUENTE ALIM. 5V.- 350 mA.
Z020-12 FUENTE ALIM.12V.- 200 mA.
Z020-09 FUENTE ALIM. 9V.- 250 mA.
Z050 BASE DE TIEMPO 50Hz

INTERFASES EN KITS PARA ORDENADORES PERSONALES

K-2615 PLACA MADRE ZX-SPECTRUM
K-2616 PLACA MADRE ZX-81
K-2628 PLACA MADRE COMODORE
K-2609 OUTPUT BOARD
K-2610 CONVERTIDOR ANALOG./DIGI.
K-2611 INPUT BOARD
K-2613 PLACA EXPERIMENTACION
K-2614 INTERFASE CENTRONICS
K-2618 PLACA CONVER. DIG./ANAL.
K-2629 RELOJ CMOS TIEMPO REAL
K-2633 PLACA RELE
K-2634 PLACA CONMUTAC. 4 TRIACS
K-2635 PLACA MULTIPLE ANALOG.(8)
K-2630 CASSETTE CON SOFTWARE INT.

K-2625 CUENTA VUELTAS DIGITAL
K-1823 ALIMENTACION 1A.(1,5-35V)
K-2547 EMISOR INFRARROJOS 4 CANAL.
K-2548 RECEPTOR INFRARRO. 4 CANAL.
K-2549 EMISOR ALARMA A INFRARROJOS
K-2550 RECEPTOR ALARMA INFRARROJOS
K-2551 CENTRAL ALARMA A INFRARROJ.
K-2578 PROGRAMADOR DE EPROMS
K-2532 ADAPTADOR K-2578 (TMS 2532)
K-2586 INTERFASE SERIAL CON TAMPON
K-2626 ADAPTADOR K-2578 (16Kb-2732)
K-2570 ALIMENTAC. UNIVERSAL 5-14VCC
K-2623 ALIMEN.. LABORATORIO 0-24V 3A

Venta Contrareembolso y en tiendas especializadas
Solicite catálogo gratuito

halelectronics
SERVICIOS ELECTRONICOS E INFORMATICOS
APDO. 95027 - 08080-BARCELONA TLF. (93) 3.47.64.43

VALKIT

EL PRESTIGIO DE LA CALIDAD Y LA EXPERIENCIA

CUANDO NECESITE UN KIT, NO SE ARRIESGUE. DIRIJASE A QUIENES HACEMOS DEL KIT NUESTRA PROFESION

VALKIT HA DISEÑADO SUS CIRCUITOS PENSANDO EN USTED Y PARA USTED COMPRUEBELO MIENTRAS DISFRUTA MONTANDO SU VALKIT

FORMAN PARTE DE NUESTRA GAMA

VK-1: Variador de luz y velocidad a triac	916 Ptas.
VK-3: Organo de luces de tres canales	3.646 Ptas.
VK-15: Preamplificador HI-FI con ecualizador y corrección de tonos.	1.425 Ptas.
VK-29: Etapa de potencia HI-FI de 35 W R.M.S.	2.500 Ptas.
VK-30: Fuente de alimentación regulable entre 2-30 V y de 2,5 Amp.	5.495 Ptas.
VK-34: Amplif. antena banda ancha para automov.	1.500 Ptas.
VK-70: Termostato elec.	600 Ptas.
VK-74: Variador de luz empotrable a sensor	2.400 Ptas.
VK-93: Voltímetro digital para C.C.	4.200 Ptas.
VK-115: Microf. s/hilos	1.926 Ptás.
VK-117: Amplificador booster 12 V 15 + 15 W	3.600 Ptas.

Y MUCHOS MAS
CONOZCALOS Y DESCUBRA SU FIABILIDAD

+ IVA

De venta en las principales tiendas y almacenes de comp. elec. en toda España. Si desea recibir nuestro catálogo, pídalo a:
VALKIT, S. A. - Hnas. Alonso Barceló, 8. 28025 MADRID - (91) 4614932-4661121

RADIO WATT

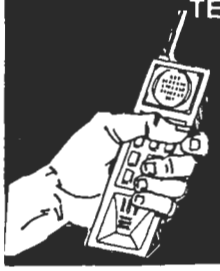
Componentes y kits radio • TV y electrónica • Equipos de telecomunicación

EXAR · HARRIS · National Semiconductor · RCA Solid State · TRW · signetics · GENERAL INSTRUMENT · FAIRCHILD · SGS · THOMSON-CSF · Zilog · HEWLETT hp PACKARD · SIEMENS · TELEDYNE · Synertek · MOTOROLA · Sprague · TEXAS INSTRUMENTS

LE PRESENTAMOS LAS MEJORES MARCAS, OFRECIENDOLE LOS COMPONENTES QUE USTED NECESITA. NO DUDE EN CONSULTAR LO QUE BUSCA

Passeig de Gràcia, 126 - 130 Barcelona - 8 Tel. (93) 237 11 82 *

TELEFONOS SIN HILOS
COMO 5000 DX
ALCANCE 15 KMS 60.000 PTAS
MADE IN JAPAN
ACCESORIOS
TELEFONICOS
CAJAS Y JACKS



TEIXIDOR
20 43 38
GERONA

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- COMPONENTES ELECTRONICOS
- KITS DE MONTAJES
- FUENTES DE ALIMENTACION STANDAR Y SOBRE DISEÑO

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
4722829*
4729274



Actividades y Componentes Electrónicos S. A.

Tienda: c/ Maudes, 15
Telfs.: 254 68 04-03, 254 91 00-09
Madrid-3

DISPONEMOS EN STOCK DE UNOS TUBOS DE VACIO NUEVOS

TELEFUNKEN RS-526	DEG RK 30	B. BOVERY D Ø 4
DEG. AJ. 510T	AEG 500 T	B. BOVERY T Ø 1 /2

A quien pueda interesar, ponerse en contacto con el Sr. Trallero
Teléfono (93) 313 73 00. Telex 98.280

electronica
WOLF

Baleares, 41 28019 Madrid
Tel. 2600445

TENEMOS A SU DISPOSICIÓN MAS DE **UN MILLON** DE ESQUEMAS Y PLANOS ELECTRONICOS DE TODAS LAS MARCAS DEL MUNDO

Distribuimos toda España y extranjero

SELECTRON

Plaza Oriente, 4, pta. 3
(954) 51 1030-41007 SEVILLA

RECUPERACION DE MODULOS DE ALTA FRECUENCIA DE T.V. Y VIDEO NACIONALES Y DE IMPORTACION

- SINTONIZADORES VARICAP
- SELECTORES A TRANSISTORES
- MODULADORES CONVERTIDORES DE VIDEO Y ORDENADORES
- BOOSTER DE ANTENA
- AMPLIFICADORES COLECTIVAS
- MODULOS F.I.

ENVIOS URGENTES POR AGENCIAS Y CORREOS

CURSOS INTENSIVOS DE REPARACION DE VIDEOCASETES

Clases particulares teórico-prácticas destinadas a los profesionales de la reparación
(9 alumnos por clase)

2 semanas: 4/8 a 16/8/86
18/8 a 29/8/86
1/9 a 12/9/86
9 h a 13 h (lunes a viernes)
17 h a 21 h (lunes a viernes)

1 semana: 21/7 a 25/7/86
28/7 a 1/8/86
9 h a 13 h y 17 h a 21 h

CENTRO DE NUEVAS TECNOLOGIAS TOMAS PERALES

Seco, 6, bajo C - 28007 MADRID
Tlfno.: 251 6729

EDIMAR
ELECTRONICA DIGITAL Y ANALOGICA
San Emilio 20 MADRID 17

Instrumentos de laboratorio y equipos didácticos

- Fuentes de alimentación.
- Generadores de señal.
- Osciloscopios.
- Entrenadores lógicos.
- Entrenadores de E. industrial, etc.
- Generador de funciones de 0,01 c/s o 1 MC/S.

Se necesitan representantes introducidos en provincias

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

EL MAS EXTENSO SURTIDO EN:

- COMPONENTES ELECTRONICOS.
- KITS DE MONTAJE ELECTRONICOS.
- MICROPROCESADORES.
- VIDEOS.
- ALTA FIDELIDAD.
- TV. COLOR.

C/ SANDOVAL, 3, 4, 6
Teléfono: 4451833 (8 líneas)
Telex: 47784 - SAVL-E
28010 MADRID

TELKRON, S.A.L.
ELECTRONICA Y COMPONENTES

COMPONENTES ACTIVOS Y PASIVOS

Avda. Donostiarra, 13 - posterior
28027 - Madrid

Teléfs.: 403 42 44
403 42 66

MERCHAN
COMPONENTES ELECTRONICOS

COMPONENTES ACTIVOS Y PASIVOS

C/ CRUZ, 8
TFNO. 652 95 61

ALCOBENDAS
MADRID

INDICE DE ANUNCIANTES

Anunciante	*Página*	*Anunciante*	*Página*
Actrón	7/128	Merchan	7/129
Circuitgraph	7/131	NBC	7/02
Digital	7/09	Ratelson	7/123
D. S. E.	7/132	Radio Watt	7/128
Edimar	7/129	Sandoval	7/124, 129
Elecson	7/128	Selectrón	7/129
Electrocolor	7/127	Teixidor	7/128
Electrónica Wolf	7/129	Tomás Perales	7/129
Hameg	7/06	Telkron	7/129
Halelectronics	7/127	Trallero	7/128
JBC	7/125	Unitronics	7/03
Liber	7/118	Valkit	7/127
Molher	7/119	Weka	7/12, 13

LISTA DE PRECIOS

REVISTA ELEKTOR

	P.V.P.
• Colección 1982 (11 revistas)	2.575
• Colección 1984 (11 revistas)	3.480
• Colección 1985 (11 revistas)	3.840

NUMEROS SUELTOS

• Números 8, 9, 10, 11, 12, 13, 16, 17 y 18	185
• Números 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 28, 29, 30 y 31	215
• Números 26/27	425
• Números 33, 35, 37, 40, 41, 42 y 43	265
• Números 38/39	530
• Números 44, 45, 46, 47, 48, 49, 52, 53, 54 y 55	295
• Números 50/51	530
• Números 56, 57, 58, 59, 60, 61, 64, 65 y 66 .	320
• Números 62/63	635
• Números 67, 68, 69, 70, 71, 72 y 73	325

ESTUCHES

- Años 1981, 1982, 1983, 1984, 1985 y 1986: 475 ptas.

LIBROS

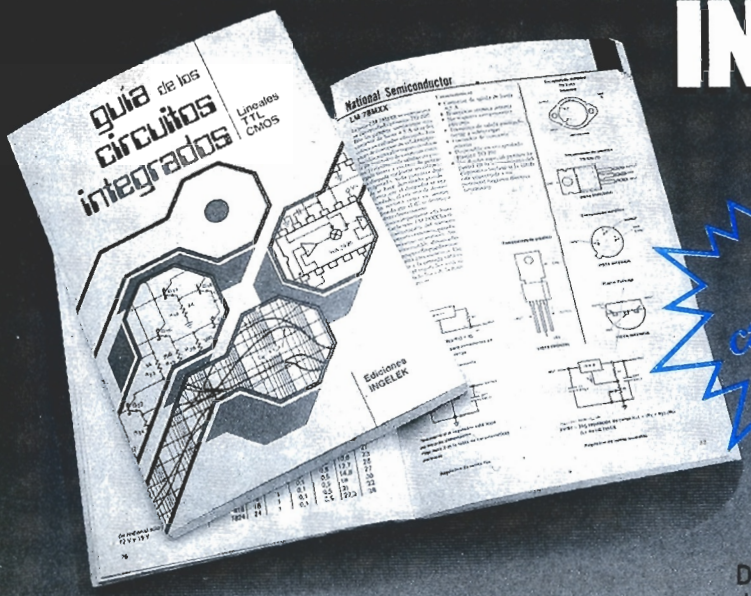
	P.V.P.
• DIGILIBRO (con circuito impreso)	1.400
• FORMANT (con cassette demostración)	1.500
• JUNIOR COMPUTER-1	1.250
• JUNIOR COMPUTER-2	1.400
• JUNIOR COMPUTER-3 (Inglés o Francés)	1.750
• JUNIOR COMPUTER-4 (Inglés o Francés)	1.750
• CURSO TECNICO	700
• 300 CIRCUITOS	1.250
• RESI y TRANSI circuito impreso	1.200 / 750
• GUIA DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS	2.400
• DESCUBRE LA ELECTRONICA	995
• MONTAJES PARA TU LABORATORIO	875
• MONTAJES PARA TU CASA	875
• MONTAJES PARA COCHES Y MOTOS	875

SUSCRIPCION (1 AÑO)

España: 3.300 ptas. Europa (correo por superficie): 3.800 ptas. Europa (correo aéreo): 4.100 ptas. América (correo aéreo): 7.100 ptas. o 45 $.
Derechos envío certificado: España: 330 ptas. Extranjero: 880 ptas.

ESTOS PRECIOS INCLUYEN EL 6% DE IVA / SUSCRIPTORES 10% DTO.

GUIA de los CIRCUITOS INTEGRADOS



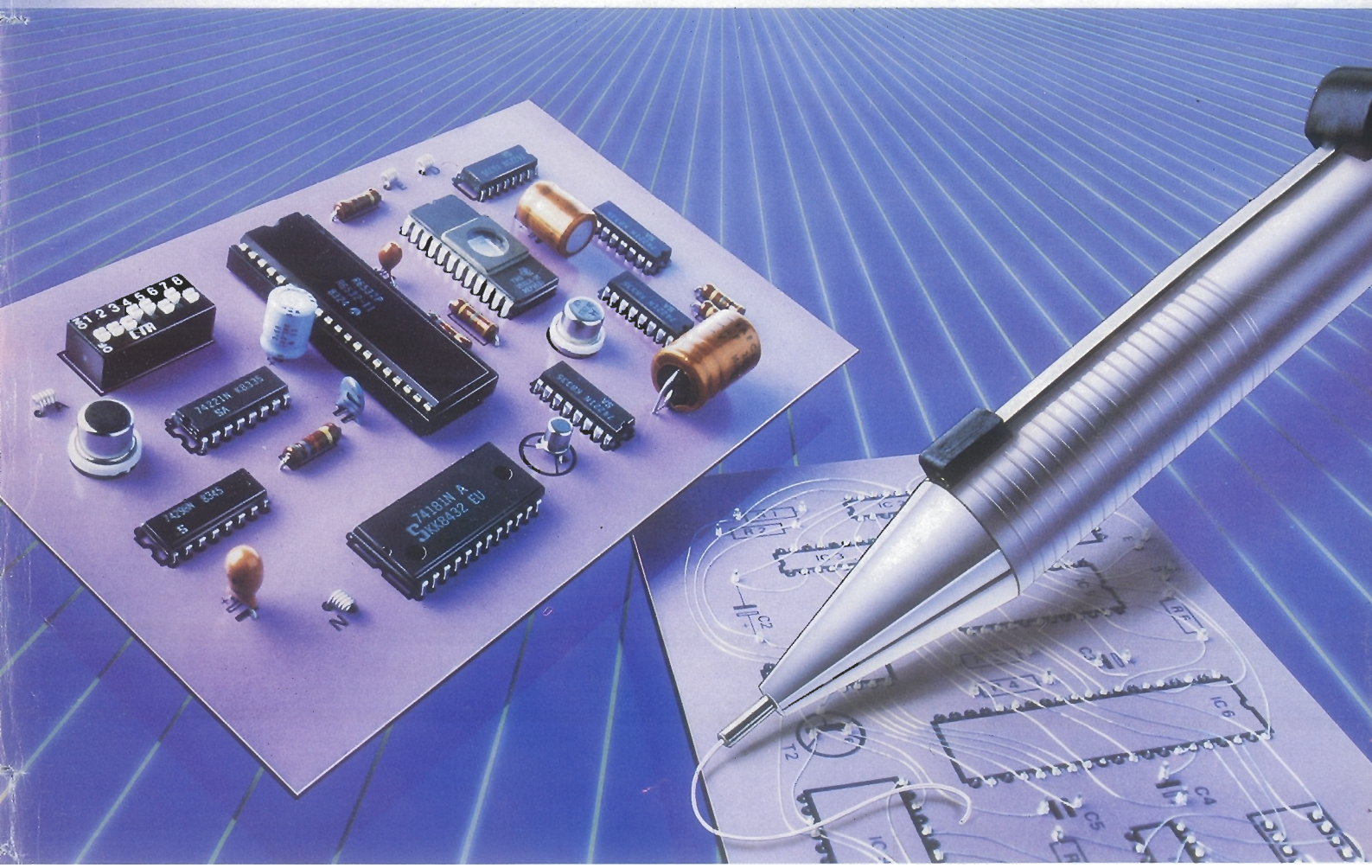
¡en castellano!

Compilación de los patillajes y características de circuitos lineales, TTL y CMOS.

Hasta ahora, la escasa información que sobre integrados existía en castellano estaba diseminada en catálogos de fabricantes y algunos estudios monográficos sueltos.

Con la GUIA de los CIRCUITOS INTEGRADOS toda esta información queda centralizada en un sólo libro de más de 200 páginas. Cada integrado va acompañado de sus características eléctricas, además de una detallada descripción. También se incluyen circuitos de aplicación

CIRCUIT GRAPH®



Diseñe y realice sus circuitos con la rapidez de CIRCUIGRAPH.

El sistema CIRCUIGRAPH de conexionado directo en las patillas sin soldadura, ha sido desarrollado pensando en facilitar al profesional y aficionado a la electrónica, un nuevo método de realización de circuitos electrónicos, que por su sencillez de utilización, versatilidad y bajo coste, sea su herramienta de trabajo más preciada.

Algunas de las múltiples ventajas de nuestro sistema son las siguientes:

- El circuito electrónico se realiza sobre cualquier tipo de placa aislante como: cartón, fibra, plástico, etc.
- La recuperación de componentes para aprovecharlos en otros proyectos es del 100 × 100.
- El conexionado se efectúa sin necesidad de soldaduras, y en la corrección de errores no se ocasionan deterioros a la placa ni a los componentes.
- El prototipo se puede barnizar, pintar, incluir en resina, etc.
- Se pueden realizar desde los proyectos más sencillos a los más sofisticados.
- Se realiza sin manipulación de productos químicos como ácidos, cloruro de hierro, revelador, etc.

Otros productos CIRCUITGRAPH.

- Bobinas de repuesto.
- Conectores terminales macho y hembra.
- Placas perforadas.



«DE VENTA EN LAS MEJORES TIENDAS DE ELECTRONICA»

CIRCUIT GRAPH

TRIO KENWOOD

elettronica WELZ INTERNATIONAL®

OSCILOSCOPIO

- De 5, 15, 20, 40, 60, 75, 100 y 150 Mhz.
- De simple o doble base de tiempos (entrelazadas o independientes).
- Portatil con baterías y funda opcional.
- De 1 a 4 canales (8 trazos).
- De memoria digital para la verificación de fenómenos transitorios.
- Sensibilidades mínimas de 1 mV/DIV a 20 mV/DIV.
- Digitalizador: convierte su osciloscopio convencional en uno de memoria digital.
- Programable.
- De monitorización.
- Desde 38.500 ptas.



CS - 2150

GENERADORES DE MIRAS TVC (PAL, SECAM, NTSC)

FRECUENCIMETROS MULTIMETROS DIGITALES GENERADORES

SONDAS

WATÍMETROS

MILIVOLTÍMETROS

ANALIZADOR DE ESPECTROS

FUENTES DE ALIMENTACIÓN REGULADAS



PD 35 - 20

OTROS PRODUCTOS: RADIOCOMUNICACIÓN, INFORMÁTICA, INSTRUMENTACIÓN

NO DUDE EN CONSULTARNOS, DSE LE ATENDERÁ GUSTOSAMENTE

DSE S.A.

DISTRIBUIDORA DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS, S.A.

ANT. CARRETERA DEL PRAT/PJE. DOLORES
TEL. (93)3363362 TLX. 97760 DSIE-E
L'HOSPITALET DE LLOBREGAT
(BARCELONA)

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