

N.º 67
1985

elektor

325 Ptas.

ocio electrónica: técnica y ocio
ónica: técnica y ocio electrónica:



**IBM
compatible •
subsonikator •
medidor de pH •
caja de ritmos •
amplificador
AXL •**

TRIO KENWOOD



elettronica

WELZ[®]



INTERNATIONAL[®]

OSCILOSCOPIO



CS - 2150

- 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.

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 S.A.** LE ATENDERÁ GUSTOSAMENTE



DSE S.A.

DISTRIBUIDORA DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS, S.A.

COMTE D'URGELL, 118
TEL. (93) 323 00 66 TLX. 97760 DSIE-E
08011 BARCELONA

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

sumario

Teletipo Elektor	12-11
Noticias, informes, avances, curiosidades del sector electrónico.	
Selektor	12-13
Dinero electrónico.	
Medidor de pH	12-15
Conozca el grado de acidez de forma sencilla.	
Vela electrónica	12-21
Un navideño montaje, para asombrar a los amigos.	
Pseudo 2732	12-23
Una RAM de 4 Kbytes que sustituye a la EPROM 2732.	
El pequeño buscador	12-27
En busca del cortocircuito oculto.	
Amplificador AXL	12-29
Etapa de potencia de XX vatios para la cadena XL.	
Un microprocesador IBM compatible	12-35
El interior del IBM PC al descubierto.	
PCBs, las placas de los circuitos impresos	12-37
Subsonikator	12-41
Indicación de las bajas frecuencias que dañan al altavoz.	
Tarjetas melódicas	12-44
Una tarjeta de felicitación navideña muy musical.	
Indicador de mantenimiento	12-45
Para que no se olvide de los cambios necesarios en el automóvil.	
Calibrador de 19 KHz	12-52
Caja de ritmos	12-54
Para ordenadores musicales.	
Aplikator	12-60
Amplificador para receptor TV de emisiones vía satélite.	
Libros	12-62
Bibliografía técnica nacional y extranjera.	
Mercado	12-63
Correo del lector	12-65
Las consultas técnicas más interesantes y generalizadas de nuestros lectores.	
Anuncios breves	12-66
Quién y dónde	12-67



Año nuevo, vida nueva y en nuestro caso algunos cambios. A partir de enero la revista pasará a ser un poco más ancha y más corta, mientras en el interior también habrá modificación en la distribución del texto. Desde luego, mantenemos la tradicional calidad del contenido, pero variamos el formato de presentación. Esperamos que estos retoques, necesarios por el cambio de las máquinas de impresión, repercutan en una apariencia más agradable y cómoda para nuestros lectores. Hasta nuestra próxima cita del año que viene sólo nos queda desearles, anticipadamente, ¡felices Navidades! de toda la redacción de Elektor.

En el número de enero, entre otros:

- clepsidra electrónica
- IBM PC compatible
- modulador UHF-VHF
- conversión A\D
- sumario del año 85

elektor claves

año 6, núm. 67

diciembre 1985

Redacción, Administración y Suscripciones:

Avda. Alfonso XIII, 141, bajo dcha.
28016 Madrid. Teléf. 2505820.Télex: 49371 ELOC E
Ingelek, S. A.

Edita:

Director:

Redactor jefe

edición internacional:

Redactor de

la edición española:

Cuerpo de redacción:

K. S. M. Walraven

Javier San Juan

P. Kersemakers, J. Barendrecht,

G. H. K. Dam, P. Theunissen,

K. Diedrich, A. Nachtmann

José de Almeida, Gustavo Reimers, Inmaculada

de la Torre y José M. Urretavizcaya.

Carlos González-Amenzúa

Maité Conde

Vicente Robles

Colaboradores:

Maquetación:

Producción:

Publicidad:

Carmina Ferrer. Teléf. 4576923

Avda. Alfonso XIII, 141. 28016 Madrid

Isidro A. Iglesias. Teléf. 3071113

Gran V. Corts Catalanes, 1010. -

08020 Barcelona

Contabilidad

Distribución:

Suscripciones:

Impresión:

Distribución España:

Distribución Uruguay:

María Antonia Buitrago

Santiago Ferrer

María González-Amenzúa

Gráficas Reunidas, S. A. (Madrid)

COEDIS, Valencia, 245. Barcelona

ENEKA, S. A. Avda. Gral. Rondeau, 1534.

Montevideo. Teléf. 907944

Distribución Argentina:

Cia. Americana de Ediciones SRL. Sud América,

1532, 1290. Buenos Aires. Teléf. 21 2464

ISSN 0211-397X

Depósito legal: GU. 3-1980

Impreso en España - Printed in Spain

DERECHOS DE REPRODUCCION

Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L). Holanda.

Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangel. R.F. de Alemania.

Glentop Publishers Ltd. London EN5 1ED. Inglaterra.

Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, Francia.

Elektor, Via Rosellini, 12. Milano-Italia.

Elektor E.P.E. Xanthoulis, Karaiskaki 14, Voula. Atenas-Grecia.

Elektor Electronics PVT Ltd., 3 Chunam Lane, Bombay 400007, India.

Elektor Portugal Ferreira and Bento, Lda. R.D. Estefania, 32. 1000 Lisboa.

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.

CORRESPONDENCIA

Para facilitar la labor de administración deberá mencionarse en la esquina superior izquierda del sobre la sigla que corresponda:

CT Consulta técnica

DR Director

CD Cambio de dirección

EPS Circuitos impresos

SC Servicio comercial

S Suscripciones

LE Libros y revistas atrasadas

ESS Servicio de Software

P Publicidad

AB Anuncios breves

Copyright © 1985. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)

© 1985. 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

¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT?
¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores

A menudo, existen un gran número de transistores y diodos con denominaciones diferentes, pero con características similares. Debido a ello, Elektor utiliza, para designarlos, una denominación abreviada.

• Cuando se indica 741 se entiende que se hace referencia a: μ A 741, LM 741, MC 641, MIC 741, PM 741, SN 7241, etcétera.

• TUP o TUN (Transistor universal de tipo PNP o NPN, respectivamente) representa a todo transistor de silicio, de baja frecuencia, con las siguientes características:

U_{CE0} máx.	20 V
I_C máx.	100 mA
I_{FE} min.	100
P_{tot} máx.	100 mW
f_T min.	100 MHz

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3860; 2N3904; 2N3947; 2N4124.

Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

• DUS y DUG (Diodo Universal de Silicio o de Germanio, respectivamente), representa a todo diodo de las siguientes características.

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

Pertenecen al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.

Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA 95, AA116.

• Los tipos BC107B, BC237B, BC547B corresponde a versiones de mayor calidad dentro de una misma «familia». En general, pueden ser sustituidos por cualquier otro miembro de la misma familia.

Familias BC107 (-8, -9)

BC107 (-8, -9), BC147 (-8, -9), BC207 (-8, -9), BC237 (-8, -9), BC317 (-8, -9), BC347 (-8, -9), BC547 (-8, -9), BC171 (-2, -3), BC182 (-3, -4), BC282 (-3, -4), BC437 (-8, -9), BC414

Familias BC177 (-8, -9)

BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9), BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9), BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2), BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3), BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4), BC261 (-2, -3), BC416

LISTA DE PRECIOS

Número sencillo: 325 ptas.

Número doble: 650 ptas.

Suscripción por un año: 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.

Valores de resistencias y condensadores

En los valores de las resistencias y de los condensadores se omiten los ceros, siempre que ello es posible. La coma se sustituye por una de las siguientes abreviaturas:

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

Ejemplos:

— Valores de resistencia:
2k7 = 2700
470 = 470

Salvo indicación en contra, las resistencias empleadas en los esquemas son de carbón 1/4 W y 5% de tolerancia máxima.

— Valores de capacidades:

4p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047 F
10 = 0,01 μ F = 10⁻⁸F

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60 V; como norma de seguridad conviene que ese valor sea siempre igual o superior al doble de la tensión de alimentación.

Puntos de medida

Salvo indicación en contra, las tensiones indicadas deben medirse con un voltmetro de, al menos, 20 k Ω /V de resistencia interna.

Tensiones de corriente alterna

Siempre se considera para los diseños, tensión senoidal de 220 V/50 Hz.

«U» en vez de «V»

Se emplea el símbolo internacional «U» para indicar tensión, en lugar del símbolo ambiguo «V», que se reserva para indicar voltios.

Ejemplo: se emplea $U_D = 10$ V en vez de $V_D = 10$ V.

Servicios ELEKTOR para los lectores

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 (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:

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 CT 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 dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)

Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

SERVICIO EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

Generador de funciones:		
Placa	9453	950
Frontal	9543-F	815

E9: FEBRERO 1981

Economizador de gasolina	81013	460
--------------------------------	-------	-----

E10: MARZO 1981

Ecualizador paramétrico:		
Filtro	9897-1	525
Control de tono	9897-2	535
Top Amp	80023	470
Top Preamp	80031	1.185

E12 MAYO 1981

Anti-robó	80097	435
-----------------	-------	-----

E18: NOVIEMBRE 1981

Analizador lógico:		
Circuito principal	81094-1	2.540
Circuito de entrada	81094-2	685
Tarjeta de memoria	81094-3	650
Cursor	81094-4	985
Visualizador	81094-5	445
Fuente de alimentación	80089-3	920

E22: MARZO 1982

Matriz luminosa programable	81012	2.965
-----------------------------------	-------	-------

E23: ABRIL 1982

Ionizador	9823	1.275
-----------------	------	-------

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Voltímetro digital universal	81575	1.030
Sirena holofónica	81525	645

E28: SEPTIEMBRE 1982

Cronoprosesador universal:		
C. principal	81170-1	1.475
Circuito display/teclado	81170-2	925

E29: OCTUBRE 1982

Amplificador de 100 W:		
Circuito amplificador	82089-1	830
Fuente de alimentación	82089-2	810
Anti-robó activo	82091	630

E30: NOVIEMBRE 1982

Squelch automático	82077	575
Artist:		
Placa principal	82014	3.215
Adhesivo frontal	82014-F	620

E32: ENERO 1983

Foto Computer:		
Procesador	81170-1	1.475
Teclado	82141-1	1.350
Interface teclado	82141-2	720
Display	82141-3	805

E33: FEBRERO 1983

Foto Computer (2.ª parte):		
Fotómetro	82142-1	555
Termómetro	82142-2	515
Temporizador programable	82142-3	635
Crescendo	82180	1.470

E34: MARZO 1983

Termómetro a LCD	82156	695
Accesorios para el crescendo	83008	965
Alimentación de 3 A para OP	83002	590
Cancerbero	82172	745
Curtis/VCO	82027	1.475

E35: ABRIL 1983

Ionizador para automóvil:		
Alimentación	82162	505
Ionizador	9823	1.275
Alimentación para laboratorio	82178	1.350
Adhesivo frontal	82178-F	635
Módulo combinado VCF/VCA	82031	1.410

E36: MAYO 1983

Módulos LFO/NOISE y doble ADSR:		
Doble ADSR	82032	1.405
LFO/NOISE	82033	1.300
Super-eco	82175	790
Preludio:		
Amplificador para cascos	83022-7	1.355
Alimentación	83022-8	1.240
Placa de conexión	83022-9	1.985

E37: JUNIO 1983

Preludio:		
Tarjeta bus	83022-1	3.850
Amplificador lineal	83022-6	1.675
Carátula adhesiva	83022-F	1.175
Curtis/Módulo COM	9729-1	1.180
Curtis/Alimentación	82078	1.225
Protector de fusibles	83010	520
Regulador para faros	83028	495

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Generador efectos sonoros	82543	715
Super-fuente de 5 V	82570	660
Previo para lectores cassettes	82539	535
Flash-esclavo	82549	445

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:		
Corrector de tonos	83022-5	1.335
Semáforo de audio	83022-10	730
Luxómetro a LCD	83037	700

E41: OCTUBRE 1983

Modem acústico	83011	1.855
Reloj programable:		
Circuito impreso	83041	1.390
Frontal	83041-F	3.620
Preamplificador MC	83022-2	1.245
Preamplificador MM	83022-3	1.535
Semáforo:		
Emisor	83069-1	815
Receptor	83069-2	795

E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio	83022-4	1.355
Vatímetro	83052	1.030
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	82107	1.705
Desplazador de sintonía	82108	1.000

E43: DICIEMBRE 1983

Personal FM	83087	670
Tarjeta CPU con Z80-A	82105	2.270
Iluminación para tren eléctrico	82157	1.320
Maestro:		
Transmisor	83051-1	675
Carátula adhesiva	83051-F	1.210
Auto-test	83083	1.540

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	615
Maestro: Receptor	83051-2	4.150
Anemómetro:		
Tarjeta memoria	83103-1	1.310
Circuito de medida	83103-2	540
Convertidor morse	83054	935

E45: FEBRERO 1984

Poli-bus	82110	1.060
Elektómetro	83067	825
Decodificador RTTY	83044	610

E46: MARZO 1984

Tarjeta CPU universal:		
Tarjeta principal	83108-1	2.510
Tarjeta de comunicaciones	83108-2	1.560
Pseudo-estéreo	83114	610

E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico:		
Unidad de salida	82111	1.690
Convertidor D/A	82112	705
Omnibus	93102	2.805
Video-amplificador	83113	660

E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de medida	84005-1	1.120
Visualización	84005-2	1.090

Audioscopio espectral:

Filtros	83071-1	1.030
Control	83071-2	985
Visualización	83071-3	965
Receptor para banda marítima	83024	1.375
Lector de cassetes digital	83134	1.460

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	83120-1	1.405
Oscilador y control	83120-2	865
Veleta electrónica	84001	1.690
Capacimetro:		
Panel frontal	84012-F	1.385
Tarjeta de medida	84012-1	1.290
Visualización	84012-2	760

E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Amplificador PDM 10 W	83584	880
Termómetro para disipadores	83410	915
Amplif. micróf. con ajuste de tonalidad	83562	670
Generador de miras B/N	83551	625
Disco light:		
Tarjeta principal	84007-1	2.805
Tarjeta programa	84007-2	1.040

E52: SEPTIEMBRE 1984

Caja de sincronismos de video	83124	745
Elaborino:		
Placa principal	84023-1	1.345
Placa de control	84023-2	1.190
Generador de impulsos:		
Placa frontal	84037-1	1.740
Placa de doble cara	84037-2	2.080
Carátula adhesiva	84037-F	1.245

E53: OCTUBRE 1984

Videocombinador	84018	720
Analizador en tiempo real:		
Placa de filtros	84024-1	1.440
Circuitos de entrada y alimentación	84024-2	1.170
Interface de potencia	84019	1.640
Borrador de EPROMs inteligente	84017	1.430

E54: NOVIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Placa de visualización	84024-3	4.310
Placa de base	84024-4	5.980
Receptor portátil de onda corta	84040	1.740
Lanzadestellos portátil	84048	910
Interface para máquinas de escribir electrónicas	84055	1.420

E55: DICIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Generador de ruido rosa	84024-5	1.130
Carátula adhesiva frontal	84024-F	1.825
Supervisualizador de video	84024-6	1.870
Mini-Crescendo	84041	1.615

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.110
Amplificaciones para ZX-81 y Spectrum	84054	1.125
Micrófono sin hilos	84063	1.245

E57: FEBRERO 1985

Inversor de video	84084	1.135
Convertidor RS232-Centronics	84078	1.850
Sonda batimétrica:		
Placa principal	84062	1.680
Placa display	81105-1	735

E58: MARZO 1985

Simulador de estéreo	83133-1	785
.....	83132-2	1.135
.....	83133-3	950
Preamplificador dinámico	84089	790
Tacómetro digital	84079-1	945
.....	84079-2	1.290
Amplificador a válvulas	84095	1.755

E59: ABRIL 1985

Adaptador SCART	84072	995
Harpagón. Versión 1	84073	715
Harpagón. Versión 2	84083	665
Falsa alarma	84088	750
TV en monitor	84101	680

SERVICIO-eps

Mini-impresora.....	84106	1.890
Generador en funciones:		
Placa principal.....	84111	2.280
Placa frontal.....	84111-F	1.270
Controlador de mini-car.....	84130	990

E60: MAYO 1985

Filtro activo.....	84071	1.620
Limpiador de impulsos de casete para ZX-81.....	84075	1.220
Fláshmetro.....	84081	1.180
Termorregulador para soldador.....	84112	710
Amplificador portátil para guitarra.....	84128	1.530
Frecuencímetro a µP:		
Circuito principal.....	85013	3.145
Visualizador.....	85014	1.285
Oscilador.....	85015	645
Panel frontal.....	84097-F	2.860

E61: JUNIO 1985

Selector de EPROMs.....	85007	940
Autodim.....	84096	715
Alimentación alterna.....	84035	770
Fundido de diapositivas controlado por ordenador:		
Placa de control.....	84115-1	3.080
Placa de potencia.....	84115-2	1.890
Etapas de entrada a 1,2 GHz.....	85006	1.260
Amplificador híbrido de 30 W.....	85001	950

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación.....	84408	680
Control económico de motor.....	84427	705
Alarma para frigorífico.....	84437	695
Convertor VHF/AIR.....	84438	1.030
Analizador de líneas.....	84452	960
Timbre musical.....	84457	835
Frecuencímetro.....	84462	1.515
Alimentación para microordenador.....	84477	1.650

E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF.....	84029	940
Telefase.....	84100	690

Interfaz casete para C-64 y VIC-20.....	85010	790
Contador Universal.....	85019	885

E65: OCTUBRE 1985

Metrónomo electrónico:		
Placa principal.....	83107-1	1.010
Alimentación.....	83107-2	570
Reloj en tiempo real.....	84094	1.980
Medidor RLC.....	84102	1.980
Interruptor crepuscular.....	85021	775
Radio solar.....	85042	825
Fuente de alimentación de 10 amperios.....	85044	1.885

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RLC.....	84102	2.155
Temponizador universal.....	84107	820
Plotter gráfico X-Y.....	85020	3.780
Kitt scanner.....	85025	1.190
Cuentarrevoluciones.....	85043	1.850
Detector de infrarrojos.....	85064	2.185

junior computer

Circuito principal.....	80089-1	3.845
Visualizador.....	80089-2	380
Fuente alimentación.....	80089-3	920
Tarjeta de memoria RAM y EPROM.....	80120	4.450
Interface.....	81033-2	5.795
Fuente de alimentación de 12 V.....	81033-2	440
Tarjeta de adaptación.....	81033-3	395
Tarjeta de bus para microprocesadores.....	80024	1.960
Programador de EPROM.....	82010	1.420
Tarjeta de RAM dinámica.....	82017	1.650
Minitarjeta de EPROM.....	82093	545
Teclado ASCII.....	83058	5.970
Tarjeta VDU.....	83082	2.445
Tarjeta de memoria universal.....	83014	2.360

software

Junior Computer (2708).....	ESS 503	1.500
TM para Junior Computer (2716).....	ESS 506	890
PME para Junior Computer (2716).....	ESS 507	890
Generador caracteres VDU (2732).....	ESS 523	1.375
Terminal universal (2732).....	ESS 525	1.375
El laberinto (2716).....	ESS 527	890
Copiador de EPROM (2716).....	ESS 528	890
Frecuencímetro a µP (2732).....	ESS 531	1.375
Plotter X-Y (2732).....	ESS 532	1.375

Puede enviar la memoria y un Giro Postal por 400 (grabación) + 150 (gastos de envío) = 550 ptas.

formant

FORMANT sintetizador musical

Circuitos impresos		
Interface.....	9721-1	920
Receptor de interfaz.....	9721-2	430
Fuente de alimentación.....	9721-3	1.385
Teclado (una octava).....	9721-4	350
VCO.....	9723-1	2.780
VCF 12 dB.....	9724-1	1.220
VCF 24 dB.....	9953-1	1.205
RMF.....	9951-1	1.310
ADSR.....	9725-1	1.225
DUAL/VCA.....	9726-1	1.270
LFO.....	9727-1	1.335
NOISE.....	9728-1	1.170
COM.....	9729-1	1.180
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 510 ptas./unidad.

Este mes...

Elektor, núm. 67, diciembre 1985

	Referencia.	P.V.P.
Subsonikator.....	84109	830
Medidor pH.....	85024	1.250
Amplificador AXL.....	85027	1.840
Pseudo 2732.....	85065	725
Indicador de mantenimiento para coche.....	85072	2.310

OFERTA: AHORA 20% MENOS. STOCK LIMITADO

REFERENCIA	DESCRIPCION	P.V.P.	ELEKTOR
EPS 1471.....	Silbato tren de vapor.....	455 → 364	E-1
EPS 1473.....	Tren de vapor.....	485 → 388	E-1
EPS 79007.....	Juego del tula.....	830 → 504	E-8
EPS 9827.....	Magnetizador.....	935 → 268	E-2
EPS 79024.....	Cargador baterías ni-cads.....	635 → 508	E-3
EPS 9932.....	Analizador de audio.....	1.015 → 810	E-10
EPS 9967.....	Modulador UHF-VHF.....	490 → 390	E-8
EPS 79114.....	Frecuencímetro sintetizado.....	315 → 250	E-4/5
EPS 79514.....	Gate-Dip.....	505 → 400	E-16
EPS 79038.....	Ext. memoria Elekterminal.....	1.720 → 1.375	E-23
EPS 79053.....	Quinielista electrónico.....	440 → 352	E-6
EPS 9988.....	Golf de bolsillo.....	410 → 328	E-7
EPS 80016.....	Grillo electrónico.....	325 → 260	E-7

CONSULTAS TECNICAS



Cualquier lector puede consultar a la redacción de ELEKTOR cuestiones relacionadas con los circuitos publicados en la revista.

Para realizar sus consultas técnicas puede utilizar dos procedimientos:

Por carta dirigida a la redacción de la revista figurando en la misma las siglas CT.

Las cartas deben incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

Mediante llamada telefónica que puede realizar todos los lunes laborales de las 12 a las 15 horas.

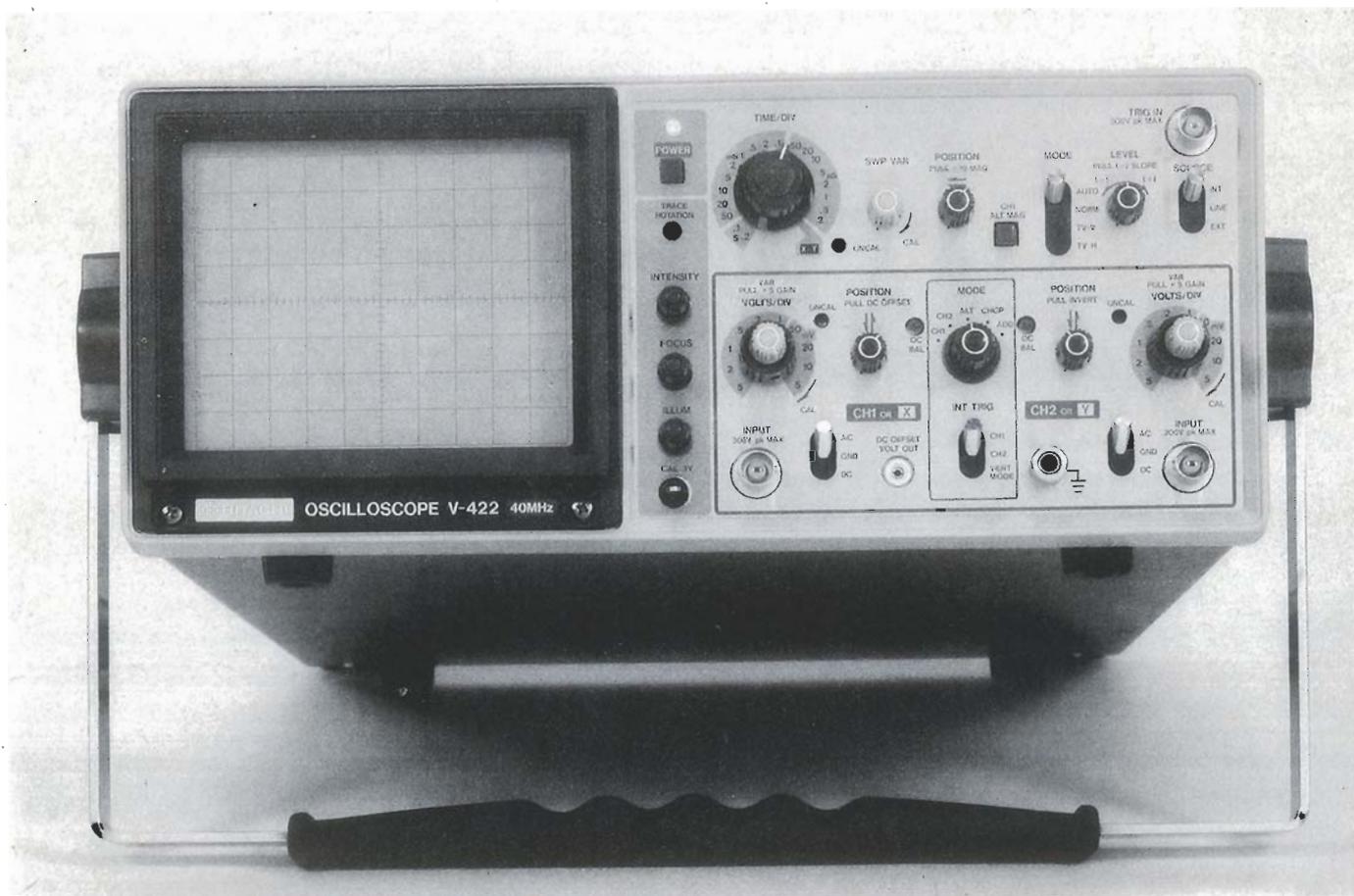
IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación sustancial en los circuitos publicados o un nuevo diseño.

CONSULTAS TECNICAS



HITACHI

FIABILIDAD



V-422

- DC a 40 MHz, 1 mV/div., doble canal.
- Visualización simultánea de la señal y su magnificación x10.
- Función DC offset.

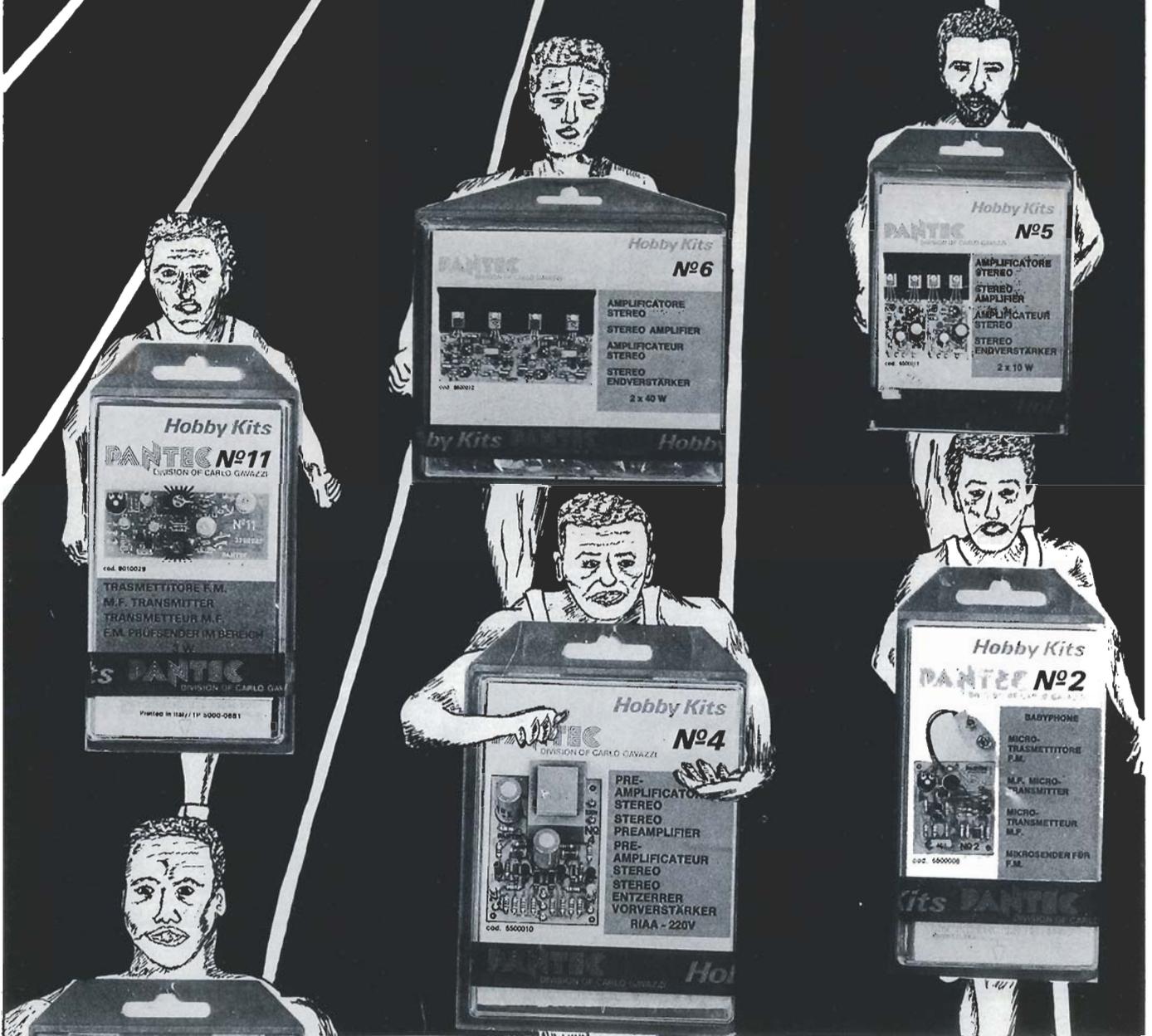


DIVISION INDUSTRIA

28012 MADRID - Ronda de Atocha, 17 - Tels.: 228 52 00* - Télex: 23014 PACIS
08024 BARCELONA - Travessera de Dalt, 14 - Tels.: 253 17 00*

señale la referencia 230

En kits... no se quede atrás



Hobby Kits
PANTEC Nº11
 DIVISION OF CARLO CAVAZZI

TRASMETTITORE F.M.
 M.F. TRANSMITTER
 TRANSMETTEUR M.F.
 F.M. PROSENDER IM BEREICH

cod. 8010038

Printed in Italy / TP 0000-0881

Hobby Kits
PANTEC Nº6
 DIVISION OF CARLO CAVAZZI

AMPLIFICATORE STEREO
 STEREO AMPLIFIER
 AMPLIFICATEUR STEREO
 STEREO ENDVERSTÄRKER

2 x 40 W

Hobby Kits
PANTEC Nº5
 DIVISION OF CARLO CAVAZZI

AMPLIFICATORE STEREO
 STEREO AMPLIFIER
 AMPLIFICATEUR STEREO
 STEREO ENDVERSTÄRKER

2 x 10 W

Hobby Kits
PANTEC Nº4
 DIVISION OF CARLO CAVAZZI

PRE-AMPLIFICATORE STEREO
 STEREO PREAMPLIFIER
 PRE-AMPLIFICATEUR STEREO
 STEREO ENTZERRER VORVERSTÄRKER

RIAA - 220V

cod. 5500010

Hobby Kits
PANTEC Nº2
 DIVISION OF CARLO CAVAZZI

BABYPHONE
 MICRO-TRASMETTITORE F.M.
 M.F. MICRO-TRANSMITTER
 MICRO-TRANSMETTEUR M.F.
 MIKROSENDER FÜR F.M.

cod. 6000008

Hobby Kits
PANTEC Nº10
 DIVISION OF CARLO CAVAZZI

REGOLATORE «SWITCH MODE» DI VELOCITÀ PER MOTORINI ELETTRICI
 SWITCH - MODE SPEED REGULATOR FOR D.C. MOTOR TOYS
 STUFENSCHALTER ZUR GESCHWINDIGKEITSREGELUNG VON GLEICHSTROM-SPIELZEUGMOTOREN
 VARIATEUR DE VITESSE POUR MOTEURS DE JOUETS A COURANT CONTINU

cod. 8010038

HOBBY KITS

- KIT 102
PROTO BOARD
- KIT 204
PROTO BOARD
- KIT NR. 2
BABYPHONE MICROTRANSMISOR F.M.
- KIT NR. 3
ALIMENTADOR ESTABILIZADO REGULABLE
- KIT NR. 4
PREAMPLIFICADOR ESTEREO RIAA-220 VF
- KIT NR. 5
AMPLIFICADOR ESTEREO 2 x 10W
- KIT NR. 6
AMPLIFICADOR ESTEREO 2 x 40W
- KIT NR. 7
PREAMPLIFICADOR ESTEREO CON BOTONERA
- KIT NR. 8
CONTROL TONO VOLUMEN
- KIT NR. 9
TERMOMETRO DIGITAL
- KIT NR. 10
REGULADOR INVERSOR DE VELOCIDAD
- KIT NR. 11
TRANSMISOR F.M. 3W
- KIT NR. 12
LUCES ROTATIVAS
- KIT NR. 13
TRANSMISOR DE UN CANAL PARA RADIOMANDO
- KIT NR. 14
RECEPTOR DE UN CANAL PARA RADIOMANDO
- 007 PANTEC
MICROFONO ESPIA
- S.O.S. GAS
DETECTOR DE GASES

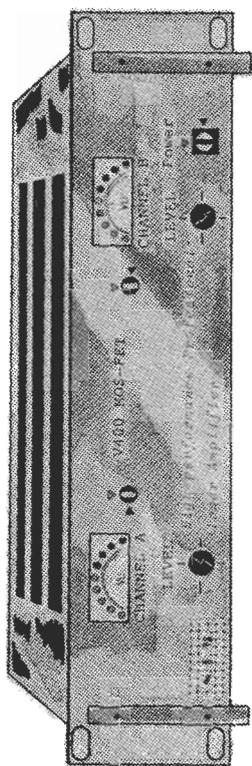
PANTEC
 DIVISION OF CARLO CAVAZZI

López de Hoyos, 141 - 28002 MADRID
 Tel. 413 00 11. Telex 23684

DELEGACION PARA CATALUNYA:
GREIN

Prat de la Ribba, 74 baixos
 Tel. (93) 783 14 50 Telex 56120 GRAN E
 TERRASSA

— ETAPAS DE POTENCIA: SERIE MOS-FET.



- El Mod. S-150 es de 150 Watios por canal, a 8 OHms.
- El Mod. S-400 es de 400 Watios por canal, a 8 OHms.
- Estas unidades están construidas en medidas «RACK» de 19". Incorporan elementos para ventilación forzada.
- Son ETAPAS de AUDIO profesionales contruidas con materiales de vanguardia.

S.I.M.

COMPONENTES ELECTRONICOS

S.I.M. Pone a su disposición una amplia gama de componentes y materiales electrónicos suministrables por correo.

C./ Alcalá, 20, 2.^a planta. Oficinas 8 y 10.
Teléfono: 222 55 60. 28014 MADRID.

SORTEO ELEKTOR

10-noviembre-1985

Este mes, el ganador del magnífico polímetro digital ha sido nuestro suscriptor número 4.452

D. FRANCISCO GENOVER NOGUER

Palafrugell (GERONA)

¡El próximo puede ser usted!

No olvide que Elektor sortea un polímetro digital entre sus suscriptores **TODOS LOS MESES**



lista de precios

Revista elektor

	P.V.P.	Suscrip.
• Colección 1981 (11 revistas) . . .	2.125	1.850
• Colección 1982 (11 revistas) . . .	2.400	2.040
• Colección 1983 (11 revistas) . . .	3.000	2.520
• Colección 1984 (11 revistas) . . .	3.250	2.720

Números sueltos

• Número 3	160	135
• Números 8, 9, 10, 11, 12, 13, 16, 17 y 18	175	150
• Números 14/15	350	300
• Números 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 28, 29, 30 y 31	200	170
• Números 26/27	400	340
• Números 32, 33, 34, 35, 36, 37, 40, 41, 42 y 43	250	210
• Números 38/39	500	420
• Números 44, 45, 47, 48, 49, 52, 53, 54 y 55	275	230
• Números 50/51	500	420
• Números 56, 57, 58, 59, 60, 61, 64, 65 y 66	300	250
• Números 62/63	600	500
• Número 67	325	275

Estuches

- Años 1981, 1982, 1983, 1984 y 1985 . . . 450 ptas.

Libros

	P.V.P.	Suscrip.
• DIGILIBRO	1.300	1.150
(con circuito impreso)		
• FORMANT	1.400	1.250
(con cassette demostración)		
• JUNIOR COMPUTER-1	1.150	1.000
• JUNIOR COMPUTER-2	1.300	1.150
• JUNIOR COMPUTER-3	1.600	1.400
(Inglés o Francés)		
• JUNIOR COMPUTER-4	1.600	1.400
(Inglés o Francés)		
• CURSO TECNICO	700	625
• 300 CIRCUITOS	1.150	1.000
• RESI y TRANSI	1.100	950
circuito impreso	700	700
• ELECTRONICA LOGICA Y MICROPROCESADORES	2.300	2.000
• GUIA DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS	2.200	1.900

Suscripción (1 año)

España: 3.300 ptas. Europa (correo aéreo): 4.500 ptas.
América (correo aéreo): 7.800 ptas. ó 56 \$.
Derechos envío certificado: España: 330 ptas. Extranjero: 880 ptas.

teletipo elektor teletipo elektor teletipo

Nuevo sistema Kodak Readyprint Instant ID (para identificación)

Sencillez, facilidad de uso, fiabilidad y bajo costo son las ventajas principales del nuevo sistema KODAK READYPRINT instant ID (para identificación) que Kodak introducirá próximamente en el mercado español.

Este nuevo sistema está especialmente dirigido a un mercado muy diverso y creciente, que abarca hospitales, organismos oficiales, bancos, fábricas, empresas y clubs privados, que consideran los sistemas de identificación fotográfica cada día más útiles.

«Esta nueva incursión en la formación de imágenes instantáneas pone de manifiesto el agresivo papel desempeñado por Kodak para introducir en el mercado productos de fotografía instantánea realmente significativos a un precio asequible», comentó M. García Benito, director de planificación de marketing de Consumo, Profesionales y Fotoacabado, responsable de la introducción de este nuevo sistema en el mercado español.

El sistema Kodak Readyprint instant ID (para identificación) permite producir en unos pocos minutos, tarjetas de identificación fotográficas, reduciendo considerablemente el consumo de película. Utilizando simplemente un sello de goma y un tampón normal, se puede imprimir un fondo en la fotografía o en el material laminado utilizado para producir las tar-

jetas de identificación. El tinte pasa a la superficie de la imagen fotográfica durante la laminación, disuadiendo así a posibles falsificadores.

La cámara cuenta con un sistema de bloqueo incorporado que evita la doble exposición, la expulsión de película sin exponer totalmente o la acción accidental del obturador cuando el flash no está cargado por completo.

El sistema, que, guardado en la maleta Kodak Readyprint para mayor facilidad de almacenamiento y transporte, pesa solamente 13 kg, está compuesto por la cámara Kodak Readyprint ID, con flash incorporado y soporte basculante, el troquelador Kodak Readyprint y el laminador Kodak Readyprint.

El sistema, que puede adquirirse completo o en partes, fue presentado en el stand de Kodak en la última edición de SIMO.

ACC, distribuidor de software de Eastcom

ACC (A.C. Teleconnect Corp.), proveedor de servicios de telecomunicaciones, ha firmado un acuerdo con Eastman Communications para distribuir el software de comunicaciones de datos Eastcom Syncra.

Este acuerdo permite a ACC ofrecer software Syncra a sus clientes. La familia de software Syncra consta de ocho paquetes diseñados para agilizar las comunicaciones de datos entre los

ordenadores principales y los miniordenadores.

Los usuarios de los servicios de comunicaciones de ACC comprobarán que el software Eastcom Syncra les permite efectuar una transmisión de información primaria más rápida y segura, entre varias instalaciones de la misma compañía.

«Este acuerdo constituye un paso más en nuestro continuo esfuerzo por convertirnos en una compañía de telecomunicaciones de servicio completo», explicó John Coolidge, vicepresidente de marketing de ACC. «Ahora podemos ofrecer a nuestros clientes el beneficio añadido del proceso de datos en nuestra red de larga distancia, de una forma más expeditiva y precisa que antes.»

Además de beneficiar a los clientes de ACC, este acuerdo beneficia a cada una de las partes implicadas. Eastman Communications tendrá acceso a la lista de clientes de ACC, a los que podrá ofrecerles su software, y ACC, por su parte, podrá ampliar sus ofertas básicas de comunicaciones a larga distancia con el más avanzado software.

«Este acuerdo rubrica nuestro deseo de trabajar con otras compañías a fin de aumentar la disponibilidad del software Syncra», comentó G. Miller, quien añadió que, en el futuro, se podrán firmar acuerdos similares con otras empresas de hardware y software de las comunicaciones.

Eastman Communications, una división de Eastman Kodak Company, comercializa software

propio de comunicaciones, desarrollado internamente para satisfacer las necesidades de la propia compañía.

ACC, por su parte, es una compañía privada de telecomunicaciones, con sede en Rochester y oficinas en Binghamton, Syracuse y Buffalo. Esta compañía proporciona una gran variedad de servicios de telecomunicaciones a sus clientes localizados en el estado de Nueva York, entre los que se incluyen telecomunicaciones de bajo costo, de larga distancia, líneas privadas, unidades de radio móviles terrestres, sistemas celulares, televisión de circuito cerrado y servicios de consulting y dirección.

NCR automatiza las oficinas de las Fuerzas Aéreas USA

NCR ha anunciado la firma de un contrato con las Fuerzas Aéreas de Estados Unidos para proporcionar durante los próximos cinco años Sistemas de Automación de Oficinas.

Mediante este contrato, NCR instalará en la Comandancia de formación de las Fuerzas Aéreas 125 procesadores NCR WorkSaver 3000, así como 4.000 puestos de trabajo inteligentes WorkSaver 300, periféricos y software asociado.

La Comandancia de formación del Aire, con sede en la base aérea de Randolph en San Antonio, es

elektor teletipo elektor teletipo elektor

teletipo elektor teletipo elektor teletipo

responsable de la formación técnica de todo el personal de la Fuerza Aérea americana a nivel mundial.

La Comandancia utilizará los sistemas NCR para preparar todo el material de los cursos de formación, y los puestos de trabajo se usarán también dentro de un entorno de instrucción.

Este contrato con la Fuerza Aérea es muy importante para NCR y representa otro destacado logro de la última generación de los avanzados sistemas de automatización de oficinas NCR Work-Saver.

Reposición de instrumentos en centrales nucleares

GE ha hecho público que el importe de sus ventas en todo el mundo, en el campo de la reposición de instrumentos a Centrales Nucleares, ha alcanzado la cifra de 3 millones de dólares. Lo anterior se refiere a la recientemente introducida línea NUMAC (NUMAC es una marca registrada de General Electric Company USA) de instrumentos para modernización modular de equipos de detección de radiaciones y control.

Esta cifra es el resultado de ventas a 14 Centrales Nucleares en EE.UU. y Europa o Centrales propiedad de empresas tales como Commonwealth Edison Co. de Chicago, Northern States Power,

Georgia Power, etc., en EE.UU. y ENEL en Italia y Bernische Kraftwerke AG en Suiza.

La línea de productos NUMAC, en lo que se refiere a sistemas relacionados con la seguridad de la Central incluye Monitores Logarítmicos de Radiación, Medidores Logarítmicos de Impulsos, Monitores de Radiación de Area y de Proceso y Monitores de Neutrones.

La línea NUMAC incluye asimismo un Minimizador del Valor de las Barras de Control en reactores de potencia.

Los productos NUMAC cumplen todos los requisitos y guías de la NRC, lo cual simplifica notablemente la obtención de las pertinentes autorizaciones administrativas.

Miniwatt y el Mercado Común

Ha tenido lugar en Miniwatt, el 15 de octubre de 1985, la inauguración oficial de la nueva línea de Tubos de Imagen para suministrar al mercado europeo los tamaños 14" y 16".

Esta ampliación es consecuencia del Acuerdo que en su día se firmó entre la Dirección General de Electrónica e Informática del Ministerio de Industria y Energía y Miniwatt, S. A., lo que supone una inversión de 1.138 millones de pesetas.

Por parte de la D.G.E.I. fueron acordadas ayudas de tipo financiero a favor de proyectos para instalaciones que representen

aportación de tecnología, así como una regulación arancelaria al nivel de la C.E.E. para dichos productos procedentes de fuera de la Comunidad.

Miniwatt ha realizado un esfuerzo considerable para la puesta en marcha de esta instalación, que ha hecho que las primeras unidades comenzasen a salir de fábrica en septiembre, en lugar de a finales de año como estaba previsto. Con ello se conseguirá que en 1985 se pueda alcanzar una cifra de exportación de más de 100.000 tubos, lo que representa un volumen de más de 1.000 millones de pesetas, en un período de escasamente 3 meses. Hasta alcanzar un volumen de exportación de 4.000 millones de pesetas en su momento.

Miniwatt, S. A. es la primera compañía española dedicada a la fabricación de Componentes Electrónicos de alto nivel tecnológico. Su facturación global alcanzó en el ejercicio anterior una cifra de 18.000 millones de pesetas, siendo sus principales líneas de productos: Tubos de Imagen Color para televisión, Sintinizadores para TV, Diodos y Transistores y Circuitos Híbridos.

Es de destacar que una parte importante de los procesos de fabricación, que comportan un alto grado de tecnología, se están realizando con la colaboración de la Universidad Politécnica de Barcelona, que, junto con el personal técnico de Miniwatt, desarrolla los procesos de robotización necesarios.

Distribución de semiconductores THOMPSON

Thompson-CSF acaba de firmar un acuerdo de distribución con SAGITRON (Sociedad Anónima de Importaciones Electrónicas) para su gama de semiconductores. Con la firma de este acuerdo los semiconductores de Thompson son distribuidos por las firmas Vector y Sagitron, mejorando tanto el rápido servicio como la atención al cliente.

SAGITRON, S. A.
Madrid 28001
Castelló, 25, 2.º E
Tfno (91) 402 60 85
Telex: 43819
Barcelona 08006
Rda. Gral. Mitre, 200, 5.º
Tfno (93) 212 65 83
Telex: 97317
VECTOR ESPAÑA, S. A.
Madrid 28008
Torre de Madrid
Pza. de España, 18, planta 27, Of. 4
Tfno. (91) 247 72 96
Telex: 49331
Barcelona 08006
Av. de la Diagonal, 482,
1.º Dpcho. 17
Tfno. (93) 217 93 00

Nueva dirección de ASEA, S. A.

La empresa ASEA, S. A., dedicada a la fabricación de robots industriales, ha cambiado su sede social desde su emplazamiento en Sabadell a BARBERA DE VALLES; la dirección actual es:

ASEA, S. A.
Marie Curie, 35
Barberá de Vallés (Barcelona). Telex: 59815
Tfno. (93) 7190050

elektor teletipo elektor teletipo elektor

Dinero electrónico

Hace apenas diez años que un inventor francés, Roland Moreno, propuso el concepto de una tarjeta que integrara un microprocesador, cuyo destino serían ciertas aplicaciones que necesitan un alto nivel de seguridad. A la vista de la inusual rapidez con que se ha producido su puesta a punto, experiencias y otros acuerdos (inter)nacionales, su entrada en nuestra vida cotidiana no llevará mucho tiempo.

Como en breve esta modalidad de dinero será tan habitual como las actuales tarjetas de crédito, hemos pensado que sería interesante exponer el funcionamiento de este futuro «billetero» o portamonedas electrónico.

Se puede definir la Tarjeta de Memoria como un soporte autónomo de información personalizada protegido mediante códigos secretos.

Sus dimensiones, forma y composición material están de acuerdo con las normas ISO relativas a tarjetas de crédito. La tarjeta puede incorporar una o varias pistas magnéticas. Pero su característica más notable se oculta en su interior (¡con un espesor de 0,76 mm!); un microcircuito que contiene:

- un microprocesador de 8 bits para la gestión de comunicaciones con el lector de la tarjeta;
- una memoria EPROM o EEPROM;
- un sistema de interface bidireccional, incluyendo los ocho contactos dorados (actualmente sólo se emplean seis de ellos).

Esta (pequeña) proeza técnica se ha conseguido gracias a las investigaciones del LEP (Laboratoires d'Électronique et de Physique Appliqué) sobre circuitos doble cara en soporte de poliamida, y ha sido llevado a cabo en el marco de un proyecto interbancario desarrollado por encargo del Grupo de Interés Económico en la Tarjeta de Memoria y la Dirección General de Telecomunicaciones francesa. El chip es fabricado actualmente, en Europa, por Motorola y Eurotechnique. A pesar de la novedad, parece que una de las razones de la norma en «peine» para la situación del



chip es la de permitir la compatibilidad con las diferentes tarjetas de memoria en desarrollo, como la japonesa de Casio.

La memoria se divide fundamentalmente en cuatro zonas, cuyo tamaño está en función de la tarea que debe realizar:

- zona secreta: informaciones de referencia incorporadas de forma permanente:
 - código confidencial del portador de la tarjeta;
 - código(s) confidencial(es) de los prestatarios de los servicios;
 - cadena secreta de 96 bits, utilizados para el cálculo de las claves de cifrado.
- zona de transacción: datos referentes a las operaciones efectuadas con la tarjeta:
 - referencias de cobros, pagos, etc. (el importe de las transacciones se codifica en 19 bits);
 - contenido de un fichero: salud, estudios, saldos.
- zona de control de accesos: registro de acceso a la zona de transacciones si está protegida, condiciones de gestión de errores en los códigos de control y estados de bloqueo/acceso temporales de la tarjeta.
- zona de lectura libre: informaciones de índole no confidencial

El formato interno de las palabras almacenadas es de 32 bits.

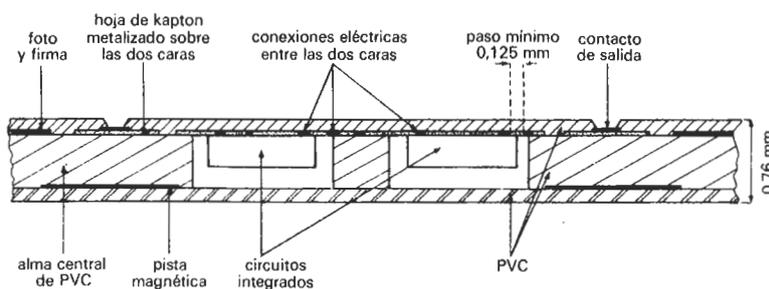
Funcionamiento

La utilización de la tarjeta se realiza en varias fases:

- Procedimiento automático de autenticación entre la tarjeta y la máquina lectora. La tarjeta verifica que la máquina lectora donde está introducida es conforme y ésta, a su vez, realiza el mismo control con la tarjeta.
- Procedimiento de identificación: el portador introduce su código confidencial en el lector que, convenientemente cifrado, lo envía a la tarjeta, donde se comprueba que es correcto. La propia tarjeta se encarga del análisis de los errores y se autoinvalida tras producirse un cierto número de ensayos erróneos. El código del portador se genera aleatoriamente durante la creación de la tarjeta y únicamente puede ser modificado, una sola vez, con la ayuda de la tarjeta maestra de la entidad emisora (banco, almacén, etcétera).

Además de estos sistemas de seguridad, algunas operaciones sólo pueden ser ejecutadas mediante la combinación del código confidencial del portador, en presencia de la citada tarjeta maestra. Operaciones de esta índole pueden ser la introducción del límite máximo de operaciones, en el caso de bancos, o la entrada de resultados universitarios, para la tarjeta de estudiantes Paris VII.

- Intercambio de información propiamente dicho: verificación del límite máximo, carga de un programa, etc. El proceso de codificación cambia según se trate de entrada o salida de datos:
- Como base de intercambio se utiliza una clave aleatoria generada a partir de la cadena secreta de 96 bits. Para mayor fiabilidad, el algoritmo de creación de esta clave cambia en función del tiempo, de forma determina-



Corte esquemático de una tarjeta de memoria. En este prototipo se ven dos chip; en las actuales todas las funciones están agrupadas en un solo circuito integrado.

selektor

da por otra variable. Si se trata de lectura de datos, la información propiamente dicha se transforma mediante la clave de seguridad antes de efectuar su salida al conector. En el caso de entrada de datos, el mensaje recibido se transforma, con la función inversa de la que se utiliza en la lectura, para decodificar la información.

Como se deduce de todas estas codificaciones y decodificaciones, la información que circula en el exterior de la tarjeta cambia con el tiempo, evitando así que su clave interna pueda ser descubierta.

Aplicaciones

- Desde luego, aunque no es la única, la primera que viene a la cabeza es el pago electrónico:
 - En 1988 se estima que entre el 70 y el 80 % de los terminales de venta, pago de caja en los comercios, estarán dotados con este sistema. La seguridad y responsabilidad del usuario están garantizados por el hecho de ser la tarjeta misma, y no la máquina lectora, quien controla los parámetros de período de validez y poder de compra. Existe, sin embargo, un punto delicado: los comerciantes en general están en contra de la existencia del descuento de comisiones sobre la venta por las entidades bancarias, a no ser que este descuento corresponda a un servicio suplementario o una garantía.
 - Otra aplicación dentro de esta categoría es el pago del servicio telefónico en cabinas públicas. Están previstas tres modalidades: pago previo, por fracciones de uso, similar al actual de monedas; pago posterior en relación con la factura del usuario, y tarjeta memoria multiservicios. Se espera que el pago electrónico resuelva el problema del robo e incluso el del vandalismo. También se piensa adaptar la tar-



jeta para el pago del servicio Videotexto.

- Acceso a lugares protegidos, tales como laboratorios de investigación, ejército, cámaras acorazadas, etc. La autorización puede ser permanente o limitada a un cierto número de entradas, fijado de antemano, y cada acceso puede ser memorizado.
 - Expediente electrónico portátil:
 - Desde comienzos de 1983 los estudiantes de la Universidad París VII disponen de un expediente pedagógico que contiene los principales elementos de su curso. La consulta de la tarjeta es libre, pero la adquisición de nuevos datos está reservada a los portadores de una tarjeta especial (administrativos y personal docente) similar a la tarjeta maestra citada anteriormente.
 - También se estudia la creación de una ficha sanitaria, conteniendo no sólo los datos de afiliación a la seguridad social (o particular), sino los principales datos médicos de interés.
 - A ésta seguirán las tarjetas de seguros, de transporte y un sinfín más.

o tal vez una sola, que sirva para todo. Es probable que nuestro futuro documento de identidad tome la forma de una tarjeta electrónica.

- Protección de los programas: la tarjeta dialogará con un juego de funciones, insertadas en el programa de aplicación, mediante mensajes aleatorios y códigos que el programa debe reconocer para continuar su ejecución. Esta aplicación permitirá nuevos modos de comercialización de los programas de gestión: facturación por el tiempo de utilización, por el número de veces, prueba limitada, etc. Desde luego, sólo se podrá aplicar esta modalidad en programas de precio elevado.

El futuro

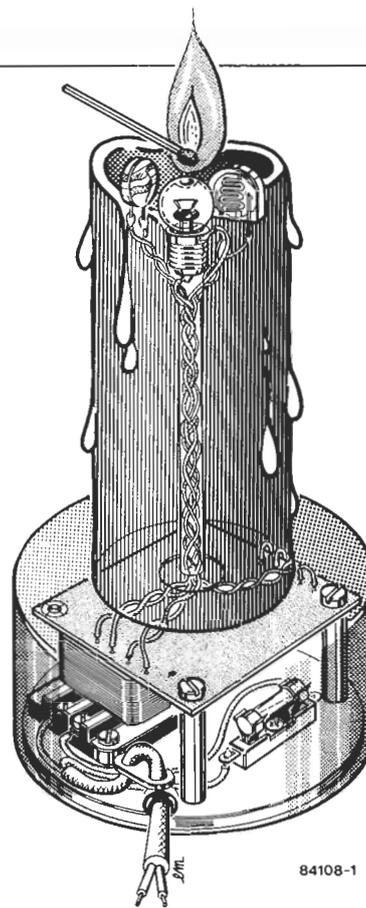
El avance de la Tarjeta de Memoria es rápido, incluso veloz. En el terreno monetario se han ultimado convenios entre Alemania, Noruega, Italia y Francia. Philips y Bull han llegado a un acuerdo para un estándar común de la tarjeta, junto con Motorola (que suministra los microcircuitos) y el apoyo inesperado de los japoneses. Este amplio acuerdo deberá facilitar la entrada de la tarjeta en el cerradísimo club de las normas ISO. Los Estados Unidos, también muy interesados en el tema, acaban de comenzar una prueba en Chicago, donde serán puestas en circulación 50.000 tarjetas CP8 de Bull junto con el mismo número de tarjetas Casio. Que gane el mejor, aunque se dice que el mercado americano es suficientemente grande para los dos.

*Documentación de fotos, cortesía de Bull
LEP Laboratoires d'Électronique et de
Physique Appliquée
BULL-CP8
Le Monde Informatique
Acta Electronica
Philips Data Systems France*



Desde luego no puede hablarse de invento revolucionario, ya que la idea no es del todo nueva. Para dar una mayor sensación de realidad hemos utilizado el cuerpo de una vela «relleno» de electrónica. La única modificación externa es la presencia de una pequeña bombilla, y dos elementos que describiremos posteriormente, en la parte superior; el resto de nuestro circuito puede colocarse bien en el cuerpo de la vela, si se dispone de suficiente espacio, o en el soporte de la misma. De esta forma se consigue un efecto muy real, y limpio, simulando en todos los aspectos al original. La vela se enciende con una cerilla y puede apagarse soplando, o con los dedos. La electrónica capaz de realizar todas estas funciones se reduce simplemente a dos circuitos y dos transistores, tal como puede apreciarse en la figura 2. El funcionamiento es muy sencillo. Observe que hay dos captadores, una LDR (resistencia dependiente de la luz) y una NTC (resistencia de coeficiente negativo con la temperatura) seguido, cada uno, de una etapa amplificadora (A1 y A2); un circuito de memoria, realizado con un par de operacionales (A3 y A4) montados como báscula, maneja, a través de los transistores T1 y T2, el encendido y apagado de la luz. Comencemos por encender nuestra vela. Cuando la LDR (R2) «ve» suficiente luz, una cerilla por ejemplo, su resistencia disminuye,

1



enciende una vela para desear a todos sus lectores unas felices Navidades y próspero Año Nuevo

vela electrónica

La Navidad está a la vuelta de la esquina. La fiesta familiar por excelencia, con regalos, villancicos y árboles iluminados. Dentro de este espíritu, hemos ideado un circuito acorde con tan alegres fechas. Nuestra vela electrónica funciona como las tradicionales, se enciende con un mechero y se apaga soplando. Sin embargo, no desprende humo, ni suelta cera, y no se consume con el uso.

lo que produce la caída de la tensión aplicada en la entrada no inversora de A1. En su salida el nivel experimenta una brusca caída, que a su vez lleva a nivel lógico alto la salida de A3. El montaje Darlington formado por T1 y T2 entra en saturación, iluminando la lámpara. La vuelta a nivel alto de A1 no afecta al flip-flop gracias al bloqueo del diodo D1. La sensibilidad de esta parte del circuito, en otras palabras, la intensidad de la luz a la que reacciona, se ajusta mediante P1. Una vez encendida la vela habrá que ver la manera de apagarla antes de irse a la cama. El apagado se realiza mediante un procedimiento totalmente diferente. La NTC (R7) es precalentada por la corriente que atraviesa R6, más el calor que recibe de la bombilla; de hecho la vela debe permanecer encendida durante al menos un minuto para que se caliente lo suficiente, en caso contrario no se podrá realizar el apagado. Cuando la NTC se enfría, mediante un soplo o los dedos mojados, la tensión aplicada a la entrada no inversora de A2 aumenta. La salida del operacional reacciona a esta condición con un

brusco salto positivo. Este impulso se transmite, a través de D2 (que se encarga de bloquear los impulsos negativos) a la báscula A3/A4. La salida de A3, al pasar a estado bajo, corta la conducción del Darlington y la luz se apaga, quedando dispuesta para un nuevo encendido.

Montaje

Con la excepción del conjunto lámpara/NTC/LDR, que se montará en la parte superior de la vela elegida, y del transformador de alimentación, el resto de los componentes se sitúan sobre un circuito impreso de reducidas dimensiones como se muestra en la figura 3. Hay que resaltar dos puntos acerca del montaje: se puede usar tanto una lámpara de 6 voltios como una de 12; en el segundo caso es suficiente sustituir R22 por un puente. El segundo punto concierne evidentemente al regulador de tensión IC3. Si se emplea un transformador de 8 ó 9 voltios será necesario instalar un 78L08; en caso de transformador, y lámpara, de 12 voltios el regulador a utilizar será el 78L10.

Figura 1. Montaje mecánico de la vela electrónica. Utilizar una vela real como soporte aumenta el realismo del montaje.

Figura 2. La electrónica consiste en un par de integrados y transistores y unos pocos componentes pasivos de fácil adquisición.

Lista de componentes

Resistencias:

- R1, R19, R20 = 470 Ω
- R2 = LDR
- R3, R8, R11, R12, R14, R15 = 100 k
- R4 = 4k7
- R5 = 10 k
- R6 = 100 Ω
- R7 = NTC, 100...150 Ω
- R9, R17, R23 = 47 k
- R13, R16 = 150 k
- R18, R21 = 1 k
- R22 = 47 Ω*
- P1 = 100 k ajustable

Condensadores:

- C1 = 330 n
- C2...C6 = 10 μ/16 V
- C7 = 470 μ/25 V
- C8 = 100 n

Semiconductores:

- D1, D2 = 1N4148
- D3...D6 = 1N4001
- T1 = BC547
- T2 = BD139
- IC1, IC2 = TL072, TL082
- IC3 = 78L08, 78L10*

Varios:

- F1 = fusible lento de 100 mA
- La = lámpara, 6 V/50 mA ó 12 V/50 mA*
- Tr1 = 8...9 V/150 mA

* = ver texto

2

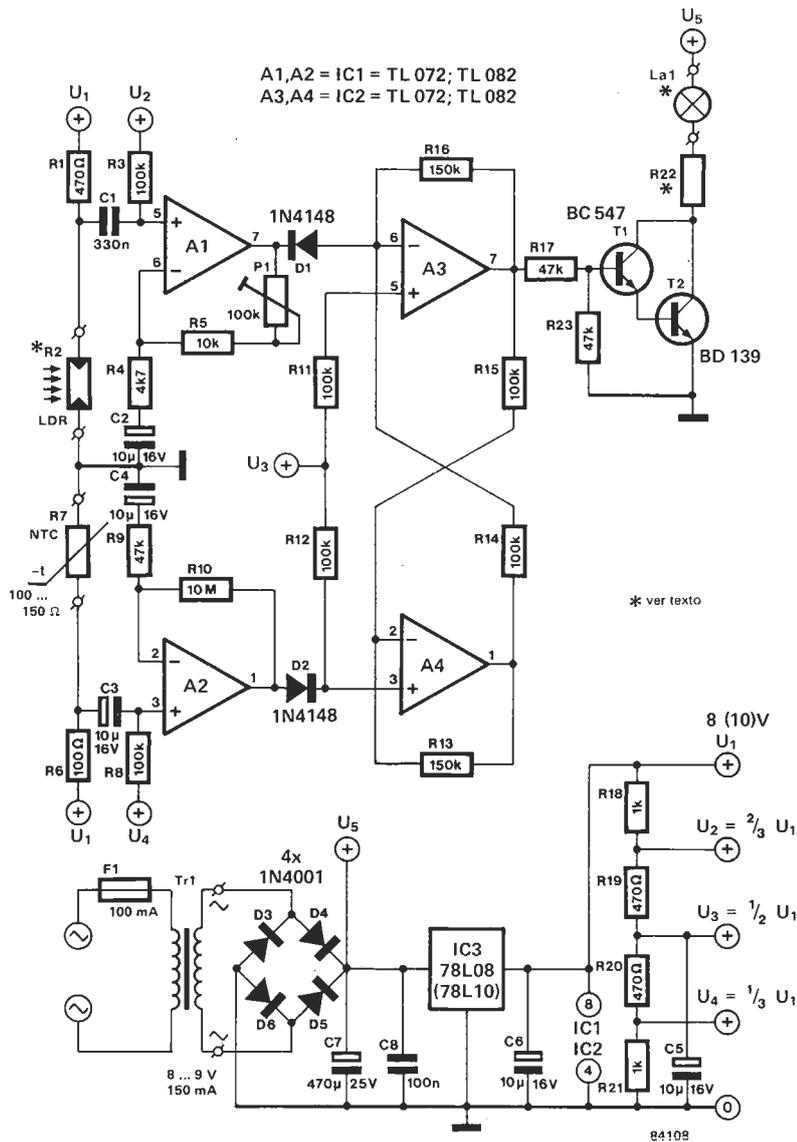
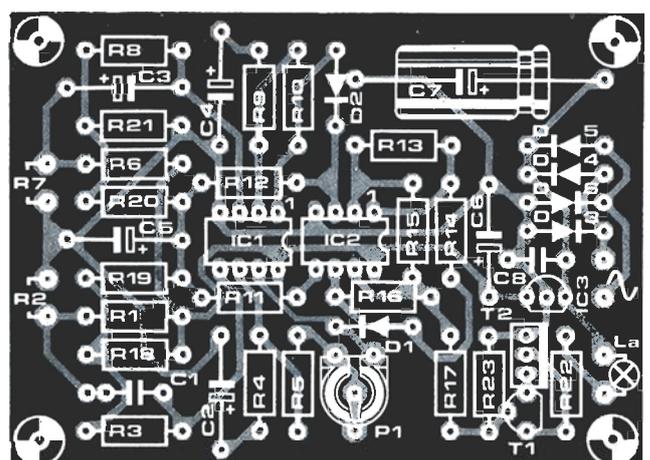
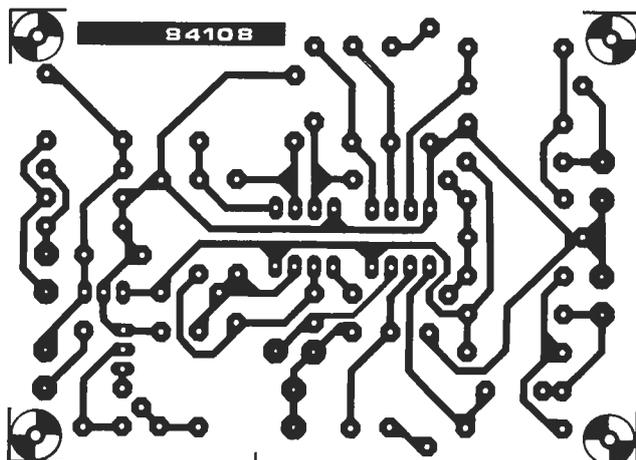


Figura 3. La placa de circuito impreso para el montaje incluye la fuente de alimentación con excepción del transformador.

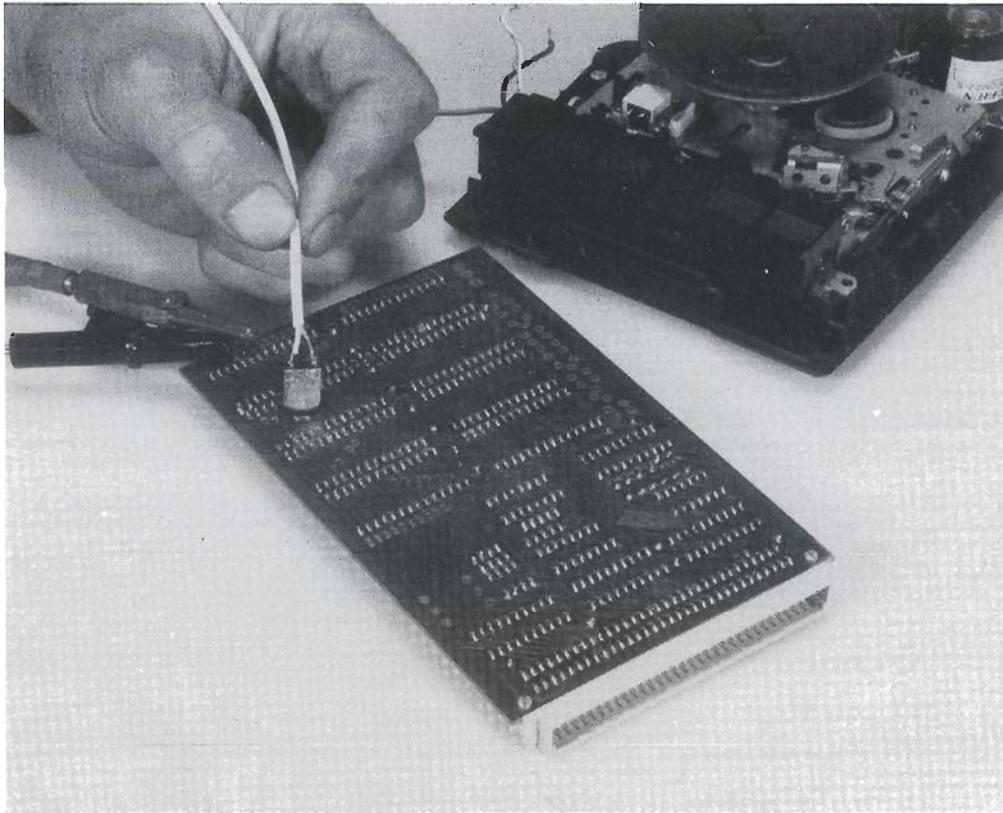
3



Uno de los aspectos más significativos del montaje es su aspecto exterior. Desde luego, la imaginación de nuestros lectores tiene la última palabra. La figura 1 da una idea de la posible solución mecánica. El mejor procedimiento consiste en usar una gruesa vela y vaciarla en parte (un pequeño trabajo poco electrónico sin duda), camuflando la lámpara

(preferible del tipo «lágrima»), la LDR y la NTC. Si el hueco de la vela usada lo permite, se podrá esconder el resto del circuito en el cuerpo; en caso contrario, habrá que ponerlo en una pequeña caja, preferiblemente con forma de palmatoria (así se llama al soporte de una vela).

K



para seguir
la pista de
un
cortocircuito

el pequeño buscador

¿Quién no ha refunfuñado alguna vez en el transcurso de una sesión de reparación que acaba pareciendo un maratón cuando el montaje no fue sino los 100 metros lisos? En la mayor parte de los casos, el responsable de los curiosos fenómenos observados, o del no funcionamiento del montaje, no es un defecto eléctrico (error en el principio de funcionamiento, componentes defectuosos...). Muy frecuentemente la causa se debe a un defecto mecánico, una rotura en una pista, un punto de soldadura frío, un puente de soldadura involuntaria, por citar unos ejemplos. La experiencia demuestra que es muy difícil detectar visualmente la presencia de un defecto mecánico, si no se dispone de un equipo de medida que suele ser muy caro... A no ser que se construya esta sonda de medida, simple, económica y eficaz, que actúa de perro de caza rastreando los cortocircuitos.

Dentro de los circuitos impresos los más propensos a presentar defectos mecánicos son los que tienen muchas pistas y muy finas. La célebre ley de Murphy sentencia: el número de cortocircuitos posibles en una placa es directamente proporcional al cuadrado de la densidad de pistas por centímetro cuadrado. Intentar encontrar, a pelo, el punto conflictivo en un ordenador monotarjeta o una placa de memoria de 256 K es para volverse loco. Esto no es óbice para que todo electrónico (aficionado o profesional) inspeccione cuidadosamente sus montajes, una vez acabados, verificando la solidez de la fijación de los componentes. Antes de efectuar «la prueba de fuego» se saca el multímetro para

hacer una última verificación rápida, «naturalmente, esto no puede fallar», y ahí tenemos el primer cortocircuito. Una verificación profunda no permite descubrir otro y, sin embargo, el montaje no funciona como debiera. ¿Qué hacer? Elemental querido Watson, después de haber sacado los circuitos integrados de sus zócalos, se aplica una señal que tenga una frecuencia de 1 kHz aproximadamente en las pistas dudosas. En estas condiciones circula una corriente en el lugar del circuito, entre las pistas, y ésta produce un campo magnético. Este campo puede ser detectado con la ayuda de una cabeza lectora de un lector de casetes o de un magnetófono y aplicarse a un amplificador seguido de un

el pequeño
buscador

Figura 1. Generador de señales rectangulares de 1 kHz. Su simplicidad no permite el reglaje de la amplitud. Esto no tiene mayor problema, ya que se puede efectuar este reglaje con la ayuda del control de volumen del lector de cassetes.

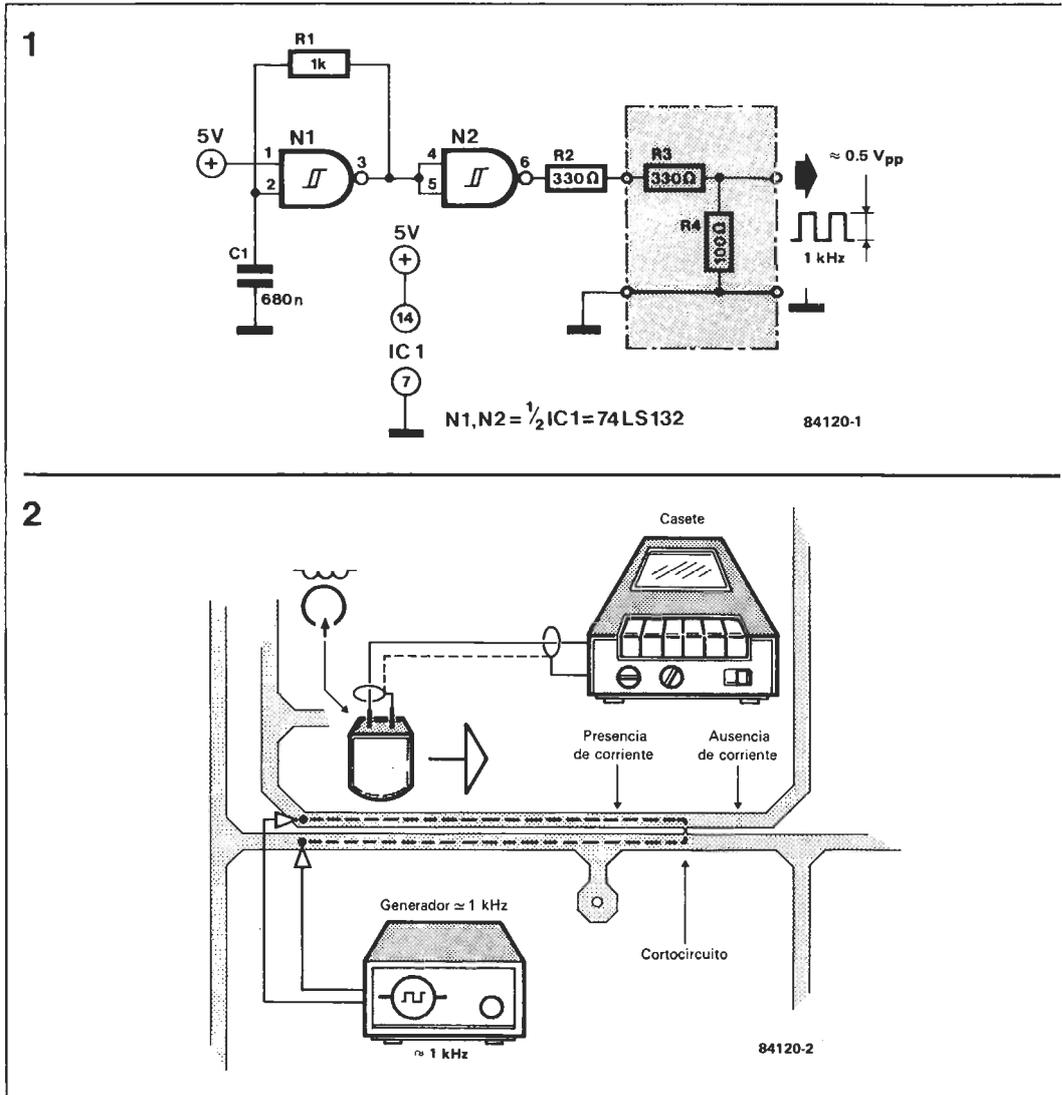


Figura 2. Ilustración del principio de funcionamiento.

altavoz. Si se pasa la cabeza lectora sobre las pistas se oye un ruido que desaparece cuando se aparta del lugar del cortocircuito o cuando se encuentra alejado de las pistas.

Realización

Parece evidente que necesitamos una cabeza lectora. Pero no es necesario en el caso que nos interesa tener una banda pasante y/o una calidad irreprochable de tratamiento de la información sonora. No tenga ningún remordimiento al elegir una cabeza lectora vieja. La mejor solución consiste en utilizar un viejo lector de cassetes que esté en las últimas (pero cuyo amplificador y altavoz estén todavía en buen estado). Separe entonces la cabeza lectora y suelde a sus conexiones, un cable blindado. El otro extremo se soldará a su vez a las conexiones iniciales de la cabeza lectora. La unión a masa del cable puede igualmente ser efectuada al chasis de la cabeza lectora. Como se puede ver, el principio del montaje no es muy complejo.

La prueba

Vamos a ver lo que es capaz nuestro «aparato de medida», pero primero es necesario fabricar la señal que detectaremos. El esquema de la figura 1 muestra un generador de señales rectangulares de aproximadamente 1 kHz; la

precisión de esta frecuencia no tiene mucha importancia. Si usted tuviese un aparato capaz de generar este tipo de señal (generador de impulsos u otro generador de funciones), sería perfecto. Puede ser necesario con este tipo de aparato poner una resistencia de 100 Ω en serie.

Se cortocircuitan las dos conexiones del generador y se mantienen cerca de la cabeza lectora (sin tocarla). Esta última recibe una señal y se ajusta entonces el volumen a un nivel sonoro soportable. Puede ser necesario jugar con el nivel de amplitud de la señal producida por el generador hasta que se obtenga una señal de prueba fácilmente audible. A continuación se unen las conexiones del generador a dos pistas sospechosas (ver figura 2) y la caza puede comenzar. En la proximidad de los circuitos integrados, la busca del cortocircuito puede ser más delicada, ya que las pistas están muy próximas. Se podrá aumentar ligeramente el volumen del lector de cassetes y efectuar el reglaje de la forma indicada más arriba. Si se quiere verificar una placa comprada de segunda mano o montadas) va mejor regular el nivel de tensión a un valor de 0,4 a 0,5 V cc. En el caso de un generador del tipo de la figura 1, es suficiente añadir un divisor de tensión suplementario (R3 y R4).

Apostamos a que este instrumento le permitirá encontrar hasta el último fallo.

Medir el pH de una disolución es, en un laboratorio de química, una de las cosas más banales y más frecuentes. Pero no es por esta razón por lo que se piensa inmediatamente en la electrónica. Y sin embargo este índice se determina desde hace años electrónicamente con la ayuda de una sonda de medida especial y el resultado de la medida se almacena en unos LEDs o en displays de cristal líquido (LCD). Como el precio de estos electrodos ha bajado sensiblemente, aunque todavía no puede decirse que sea un material barato, y cada vez más se está tomando conciencia de lo importante que es la protección del medio, hemos creado un pH-metro para aficionados a un precio de «amateur». Probablemente los amantes de acuarios y peceras nos lo agradecerán, ya que su aplicación es directa.

medidor pH

Hoy en día es más difícil ser un humanista ilustrado que en la época del Renacimiento, es decir, conocer los principios de las principales ramas de la ciencia; por ello no se le puede pedir a un electrónico que sea experto en química. Sacando conclusiones de esta afirmación vamos a empezar este artículo por un breve repaso de lo que es el pH. Toda disolución tiene un cierto grado de acidez, que es función de la actividad (o la concentración) del catión hidrógeno en dicha disolución. Cuanto mayor es el número de iones hidrógeno, mayor es la acidez de la disolución. Un número pequeño de iones puede hacer virar la disolución y pasar de una disolución ácida a una básica. Como las concentraciones de los iones hidrógeno son muy diferentes de un extremo a otro del rango que va de las soluciones básicas a las ácidas, se ha intentado definir una unidad que permita trabajar con números manejables. La utilización de los logaritmos nos dará la solución buscada. Matemáticamente, el índice pH se define como:

$$pH = -\log (H^+)$$

En donde H^+ representa la concentración de H^+ , que es el número de iones hidrógeno en moles/l.

El cuadro 1 da la escala de los índices de pH con el número de iones por litro y la concentración relativa correspondiente. Se ve, además, que a un pH de 0 corresponde 1 g de iones de hidrógeno por litro y para un pH de 14 tiene una concentración de 10^{-14} iones. Cada graduación corresponde a un cambio del valor del exponente de la base, que es 10, es decir, a multiplicar o dividir por 10. Para no trabajar más que con valores positivos (todos los valores menos el primero son inferiores a 1) se utiliza el valor absoluto del exponente negativo (en términos matemáticos llamado antilogaritmo).

Un pH neutro no corresponde a un valor cero de iones, pero sí a un valor medio muy exacto situado a mitad de camino entre una base y un ácido: este pH se ha visto que tiene el valor 7. Hay que señalar, por otro lado, que la temperatura tiene una influencia en la concentración de iones aunque cuando crece

la temperatura no se produce necesariamente un aumento de iones. Según el tipo de disolución puede producirse ese efecto, o el inverso. Por regla general, la temperatura a la que debe medirse el pH se fija a 25°C.

Existen dos técnicas que permiten determinar la concentración de iones H^+ de una disolución: la colorimetría y la electrometría. La primera utiliza el famoso indicador (solución líquida o impregnada en un papel, como el papel de tornasol), aunque no permite una precisión superior a 0,3 unidades de pH. La electrometría compara el potencial de un electrodo, «el que nos interesa», con el potencial de un electrodo de referencia. En casi todos los casos, el electrodo de medida es un electrodo de vidrio, solución que hemos adoptado. Un poco más adelante volveremos sobre su composición, su principio de funcionamiento y su modo de empleo. Esto nos permitirá entender mejor por qué es indispensable conectar este electrodo a un instrumento de medida de impedancia muy elevada (unos $10^{12} \Omega$).

La señal de salida generada por los electrodos

la medida del grado de acidez/ alcalinidad visualizada en el panel LCD

Tabla 1

pH		cationes de hidrógeno en g/l	concentración relativa	ejemplo
0	ácida	1,0	10 000 000	ácido clorhídrico al 5%, ácido sulfúrico por batería
1		0,1	1 000 000	ácido gástrico
2		0,01	100 000	zumos de limón, vinagre
3		0,001	10 000	zumos de fruta, vino
4		0,000 1	1 000	cerveza
5		0,000 01	100	café negro
6		0,000 001	10	agua mineral, agua de lluvia
7	neutra	0,000 000 1	0	agua desmineralizada, leche fresca
8		0,000 000 01	10	solución de sosa
9		0,000 000 001	100	disolución de boras
10		0,000 000 000 1	1 000	disolución jabonosa
11		0,000 000 000 01	10 000	revelador de fotos
12		0,000 000 000 001	100 000	disolución de sal amoniacal
13		0,000 000 000 000 1	1 000 000	agua de cal
14	básica	0,000 000 000 000 01	10 000 000	sosa cáustica al 10%

varía aproximadamente unos 59 mV por unidad de pH, una cantidad suficiente para ser medida con un voltímetro continuo concebido para ese fin. Sabiendo la influencia de la temperatura en un par de electrodos es evidente que si queremos una cierta exactitud es imposible dejar de poner un captador de temperatura. Nuestro medidor pH incorpora por esta razón un captador de temperatura, la corrección del efecto de la temperatura para un electrodo se hace automáticamente. La temperatura de la disolución puede ser visualizada en el panel de cristal líquido.

La electrónica

La utilización de un circuito especializado en la medida de la tensión permite, como muestra el esquema de la figura 1, limitar notablemente el número de componentes necesarios para la realización del medidor pH. IC1 contiene un convertidor analógico/digital de doble rampa y los circuitos de control de un panel de cristal líquido (LCD). Antes de seguir la descripción del resto del montaje, dedicaremos unas líneas acerca de IC1.

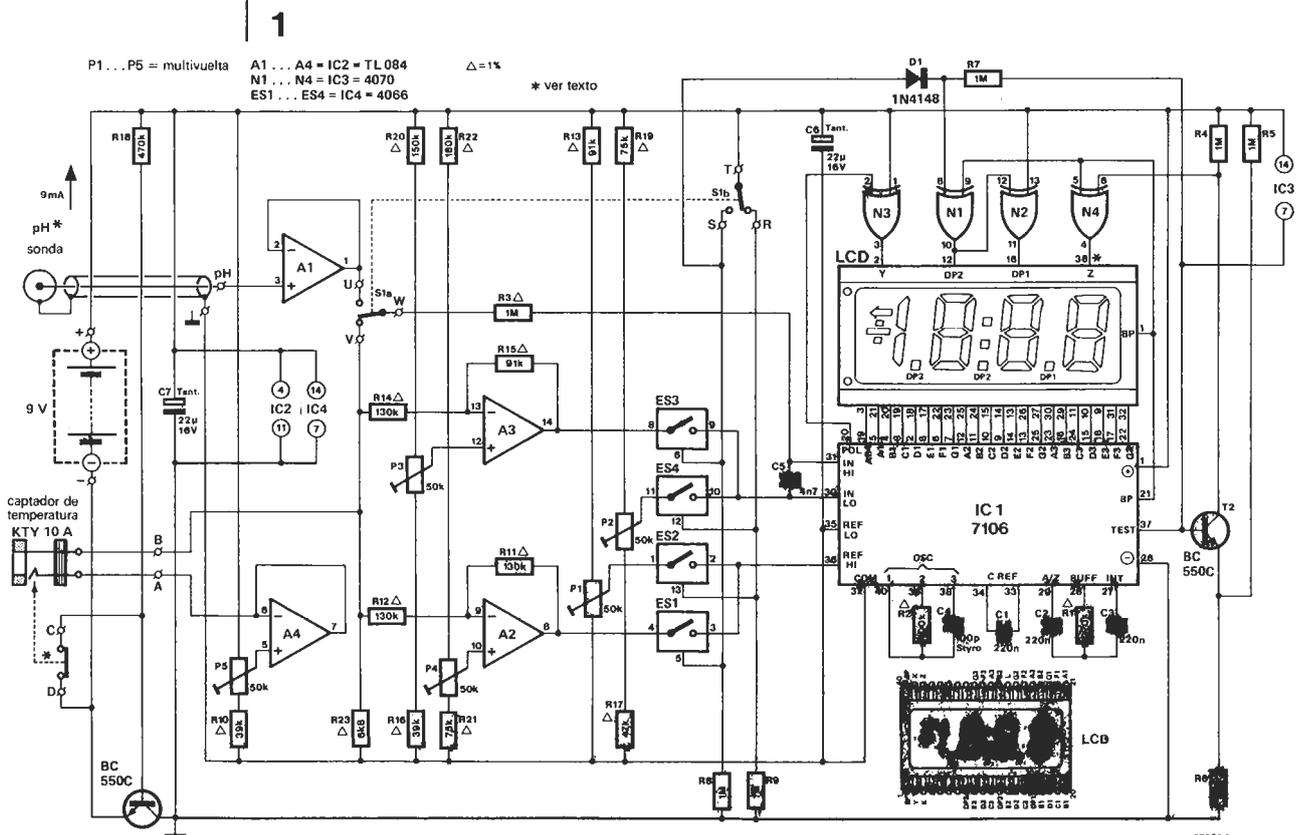
C2 sirve de condensador de memoria para la función de cero automático que lleva el circuito integrado. C3 es un condensador integrador que se carga y descarga a través de R1. El condensador de referencia C1 también forma parte del integrador de doble rampa. Las patillas de alimentación + y - del circuito integrado se unen por medio de un transistor de conmutación a los bornes correspondientes de la pila. Este transistor controlado por un mini-interruptor cogido en la línea del captador de temperatura, no conduce más que cuando el conector del captador de temperatura está conectado al aparato. Sustituye de esta manera el uso de un interruptor de

funcionamiento/parada. La salida de polaridad produce, a través de N3, la aparición del signo menos mientras la señal de entrada posee un valor negativo. La salida TEST, pin 37, maneja, por medio de T2 y N4, el indicador de batería baja del display, «LO BAT» (pila baja), o un guión según el modelo del LCD, cuando la tensión generada por la pila cae por debajo de 7,8 V. Para el control de los diferentes segmentos del display LCD y de su panel trasero (BP, back plane) se utilizan 22 patillas del circuito integrado. N1 y N2 controlan el posicionamiento correcto del punto decimal según la función seleccionada.

¿Qué patillas nos faltan todavía por mencionar? REF HI, REF LO (patillas 36 y 35 respectivamente), IN LO e IN HI (patillas 30 y 31 respectivamente). Tanto las patillas REF como las IN tienen entradas diferenciales; esto es, no importa la tensión que apliquemos en ellas (dentro del rango lineal de las mismas), sino la diferencia entre ambas. Las entradas de medida son las patillas IN. Si aplicamos una señal a medir en una de ellas, podemos utilizar la otra para desplazar el cero de medida. En caso de necesitar un incremento positivo de la lectura para aumento negativo de la entrada es suficiente fijar una tensión IN HI (el cero de la escala), e introducir la señal en IN LO. Las entradas REF nos permiten ajustar la sensibilidad de la escala mediante la diferencia de tensión aplicada entre REF HI y REF LO. De esta manera, gracias a las amplias posibilidades de estas entradas, el panel LCD visualiza directamente el valor de temperatura así como del grado de acidez (pH).

La entrada REF LO está unida a la conexión COMMUN de IC1. Esta salida «common» genera una tensión positiva estabilizada in-

Figura 1. Esquema del principio de funcionamiento del pH-metro. Un circuito integrado especial mide la tensión generada por el electrodo de pH o por el captador de temperatura y visualiza en el panel de cristal líquido 3¹/₂ cifras.



ferior a la tensión de alimentación en unos 3 V. Fijaros bien en el esquema para diferenciar los puntos unidos a masa y los conectados a comun. La obtención de la tensión de referencia del subconjunto de medida de temperatura es muy simple. Se ajusta por medio del divisor de tensión R13/P1. La tensión de referencia para medida del pH es generada por el divisor de tensión R22/P4/R21 asociado al amplificador operacional A2. La conmutación de tensiones de referencia y de las entradas de medida se realiza con ayuda de los conmutadores ES1...ES4. Para las entradas de medida utilizamos la posibilidad de auto-definición del nivel cero del rango de medida. El nivel de cero de la temperatura se efectúa por medio de R19/P2/R17, y para la medida del pH a través de R20/P3/R16 y A3.

Estudiemus un poco más acerca de la conexión del captador de temperatura, lo que nos permitirá comprender mejor el principio de funcionamiento del conjunto (el inversor S1 cuando está en posición R/V). Uno de los extremos del captador de temperatura, tipo KTY 10-6 (antiguamente KTY 10 A), está unido a la tensión de referencia (1,69 V) generada por A4, y el otro a R23. El captador constituye junto con esta última un divisor de tensión termovisible (que depende de la temperatura). A 0°, la resistencia KTY 10 es de unos 1650 Ω, la tensión en el punto de unión con R23 está situada alrededor de 1,3 V (medida con respecto al COMMUN). El nivel IN LO se ajusta por medio de P2 al mismo valor, de forma que el panel indica 00,0 a 0°C. Un aumento de temperatura provoca una disminución de la resistencia del KTY 10, induciendo un aumento de la tensión y la visualización en el panel de un valor positivo (una temperatura negativa evidentemente se refleja en el panel como un valor negativo). P1 permite, pues, ajustar la tensión de cero, que nos servirá de referencia.

Las cosas se complican un poco para medir el pH. Partimos de la entrada pH.A1, un amplificador operacional con entradas JFET, presenta la impedancia de entrada elevada indispensable de unos 10¹² Ω. En principio debería ser posible conectar los electrodos directamente a las entradas de IC1 (que tienen también una impedancia de este orden), pero es necesario en este caso disponer de un inversor de temperatura/pH, S1, de muy buena calidad, para que tenga una resistencia de aislamiento entre contactos de este valor. Por esta razón hemos preferido añadir un amplificador operacional suplementario (¡el TLO84 contiene 4 de todas formas!), lo que permite la utilización de un inversor barato. Para la medida del pH, no hay que olvidar que la tensión de salida del electrodo de pH varía unos 200 mV por °C. Para compensar esta desviación, la tensión de referencia debe también variar 200 μV por grado, pero en sentido inverso. A2 se encarga de efectuar una compensación de temperatura automática. Por esta razón la entrada invertida de este amplificador operacional se une al captador de temperatura por medio de la resistencia R12. La relación R11/R12 determina la magnitud de la deriva por °C.

Un segundo ajustable P3 sirve para regular el «nivel de tensión nula» de la entrada IN LO. Con un pH de 7 el electrodo genera una tensión próxima a los 0 V. Sería conveniente leer 7.00 en ese momento. Con la ayuda del divisor de tensión R20/P3/R16 y A3, apli-

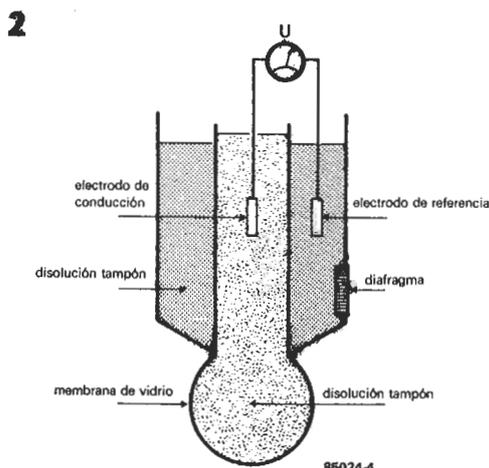
camos una tensión de 413 mV (7 × 59 mV) a la entrada IN LO, de tal forma que se desplaza la lectura en el panel un factor de «7.00». El ajuste de cero del electrodo depende también de la temperatura. Esta compensación de temperatura se realiza automáticamente por medio del par R14/R15. Y con esto acabamos la descripción del esquema.

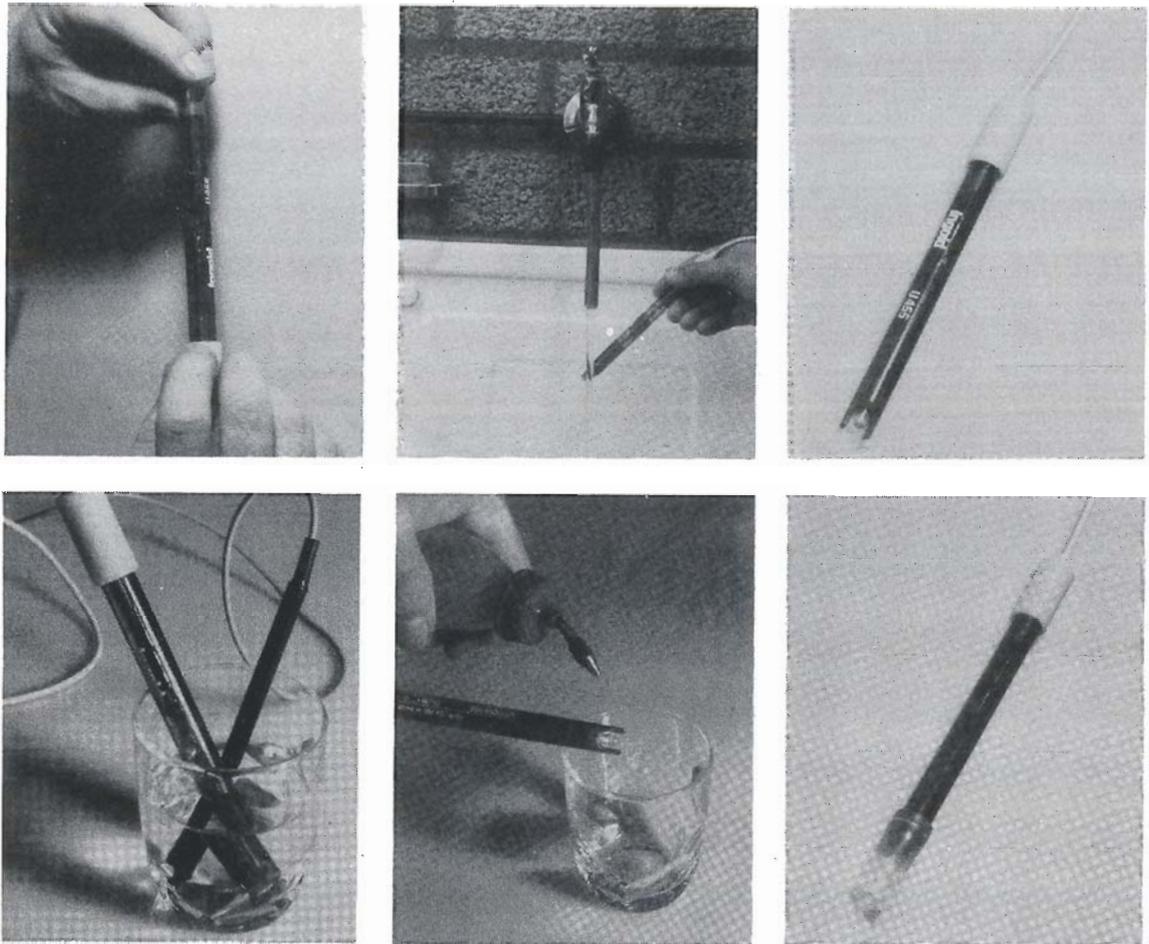
La construcción

El circuito impreso representado en la figura 3 no lleva muchos componentes, de forma que la realización del montaje no debería ser demasiado delicada. La elección de los componentes es extremadamente importante. Todas las resistencias marcadas con un triángulo deben ser del tipo de película metálica. Esto no se debe tanto a la precisión de estas resistencias como a su estabilidad. Los ajustables son del tipo cermet multivuelta, lo cual facilita el ajuste. IC1 debe ser un 7016 y no un 7106R; este último posee un patillaje invertido 180°C (en espejo). Después de la implantación de los diferentes componentes, nos interesaremos por el display LCD, que se coloca en la cara de cobre. Se soporta separando los dos lados de un zócalo para circuito integrado de 40 patillas. En lo que concierne al panel verificado con cuidado de qué tipo se trata. Algunos paneles señalan la batería baja por medio de una flecha horizontal apuntando hacia la izquierda, mientras otros disponen de la sigla «LO BAT» también en la parte superior izquierda del panel; en este caso no se excluye que la patilla de control de este segmento de alarma no esté en la patilla 38. Para asegurarse es aconsejable tomar la hoja de características del panel utilizado, verificar su patillaje y modificar esta línea si se presenta el caso.

A continuación se coloca el circuito impreso en su caja (sin fijarlo todavía); intente encontrar en la parte inferior de la caja un lugar conveniente para el inversor y la toma BNC. Coloque un pequeño trozo de chapa de blindaje bajo el conector. Realice unos taladros enfrentados a los ajustables multivuelta, de forma que pueda retocarlos incluso con la caja cerrada. La toma BNC del captador de temperatura se colocará en la proximidad del emplazamiento reservado a la pila de 9 voltios (dense cuenta de que se trata de una toma estéreo). El cableado que une la toma BNC a la placa es extremadamente crítico. Utilice un trozo de cable doble apantallado

Figura 2. Constitución del electrodo combinado. Se compone de dos electrodos, uno de vidrio y otro de referencia.





y con aislante de teflón, tan corto como sea posible, debido a la importante resistencia de aislamiento necesaria. Las otras uniones pueden ser realizadas con la ayuda de un hilo de cable estándar. No os equivoquéis en el cableado de la toma BNC de 3,5 mm (ver croquis). Si el electrodo pH no lleva ya un conector BNC, tendrán que dotarlo del mismo. Cuidado con la manipulación del cable del electrodo, ya que posee una resistencia de aislamiento muy elevada.

El captador KTY se conectará en el extremo de un trozo de cable blindado normal, y se introduce en el cuerpo de un bolígrafo o portaminas y se pega con un pegamento tipo Araldit o cualquier otro similar a base de dos componentes (el resultado de este procedimiento se ilustra en la fotografía). El conector soldado en el extremo del cable es del tipo jack 3,5 mm macho estéreo; se unirá la malla a la conexión de masa por un lado y cable «vivo» al punto central por otro; el anillo situado justo detrás de la punta (toma intermedia) servirá de interruptor de la tensión de alimentación.

Ajuste

Para calibrar el medidor pH se necesitan algunas disoluciones-patrón; éstas pueden ser realizadas por sí mismo o proporcionadas por el fabricante del electrodo pH. Son necesarias por lo menos dos disoluciones: una disolución de pH igual a 4 y otra de pH igual a 7. Si está previsto verificar las disoluciones básicas, hay que disponer de una tercera disolución de pH igual a 9.

Comenzaremos regulando la sección de me-

didia de temperatura. El primer paso es ajustar con la mayor precisión posible la tensión de salida de A4 a 1,69 V (con respecto a COMUN). Sumérgase el KTY 10 en una mezcla (homogénea) de agua y de hielo picado y después de algunos minutos retoque P2 hasta obtener 00.0 en el panel. Se sumerge a continuación el captador y un termómetro corriente en un recipiente de agua grande a unos 37°C. Tras esperar unos instantes (por la inercia térmica de los instrumentos), se regula la indicación del panel, por medio de P1, a la temperatura que indica el termómetro.

Respecto a la parte de medida del pH (inversor en S/U) hay que levantar el capuchón que contiene el electrodo y enjuagarlo con agua destilada. Se introduce el electrodo y el captador de temperatura en una disolución patrón de pH igual a 7, calentando la disolución hasta que tenga 25°C. Después de algunos minutos se ajusta el panel por medio de P3 para que indique 7.00. Saque el electrodo y el captador de la disolución y tras enjuagarlos con agua destilada, se introducen en la solución-patrón de pH igual a 4 (a una temperatura de 25°C). Después de algunos minutos se puede ajustar el panel a 4.00 actuando sobre P4. (En caso de trabajar con una solución patrón de pH igual a 9, evidentemente, el panel habría que ajustarlo a 9.00 a la misma temperatura.) Enjuaguen de nuevo las dos sondas con agua destilada y vuelvan a sumergirlas en la solución de pH = 7. Después de unos minutos en el panel debería leerse 7.00. Si no fuera así, deben volver a repetir la operación anterior desde el principio. Ahora el instrumento de medida ya es opera-

cional. No dudamos que el realizador de este medidor pH tenga alguna idea en la cabeza respecto a las aplicaciones a las que podría aplicarse (si no, ¿para qué construirlo?). Nosotros estamos pensando en los amantes de las peceras; gracias al medidor pH podrán medir la acidez del agua en la cual evolucionan sus peces tropicales.

No subestimen ningún detalle del «modo de empleo» del electrodo, porque son muy importantes en la vida útil y en la exactitud de las medidas del electrodo. Comprobad el electrodo de vez en cuando, porque incluso sin utilizarlo, va envejeciendo lentamente. Después de un largo período de no usarlo es conveniente volver a ajustarlo antes de efectuar la medida, so pena de obtener resultados inexactos.

El electrodo combinado

El principio utilizado para medir el índice de acidez (pH) de una disolución se basa en la diferencia de potencial existente entre un electrodo y una disolución electrolítica. Para la medida potenciométrica o electrométrica del pH se utiliza una cadena galvánica compuesta de dos electrodos unidos eléctricamente por una o varias disoluciones electrolíticas. Los electrodos están interconectados a través de un instrumento de medida que posee una resistencia interna muy elevada. La casi ausencia de corriente mientras se realiza esta medida evita cualquier modificación de la composición química de la solución electrolítica.

La cadena galvánica implica varios eslabones de tensiones puestos en serie, tensiones que son imposibles de medir individualmente. Esta es la razón por la cual buscamos un método

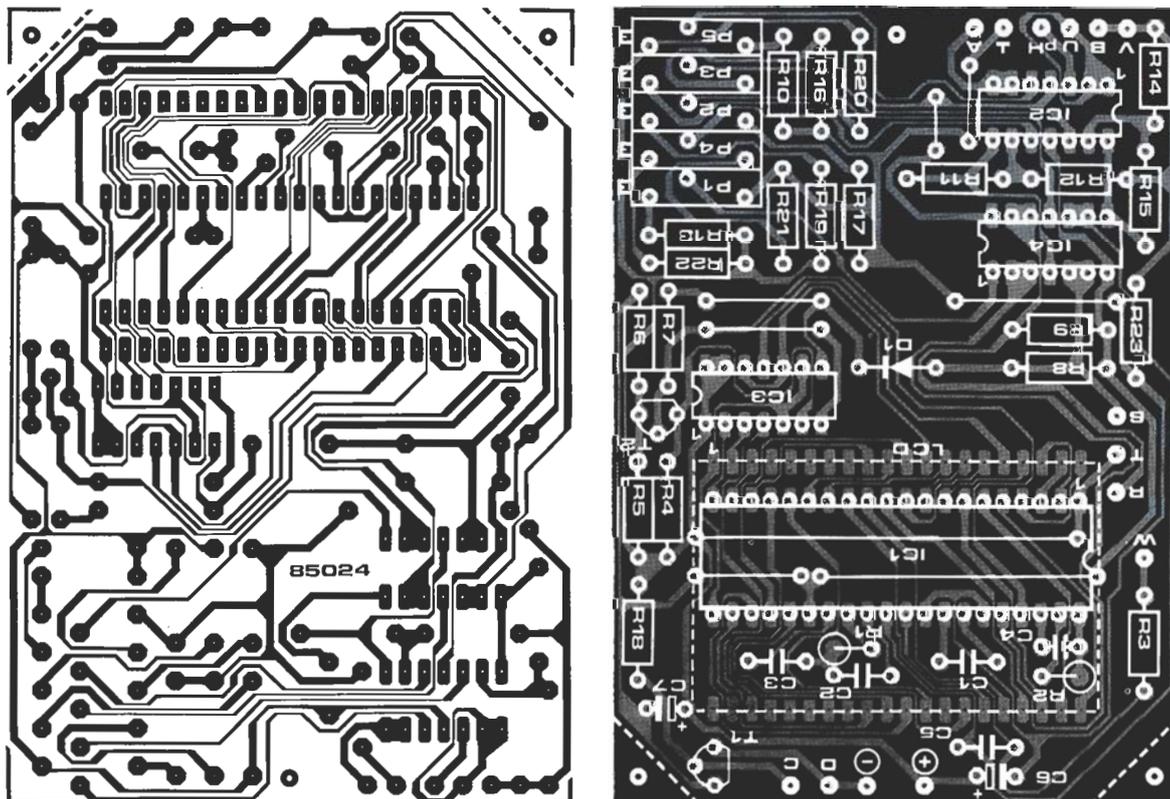
que permita medir únicamente las tensiones eléctricas en relación directa con el valor del pH de la disolución que nos interesa. De ahí la razón de disponer de un par de electrodos para la medida de un pH: uno de medida y otro de referencia. En el caso de la sonda que hemos utilizado, estos dos electrodos se encuentran en un mismo recinto; por eso se le denomina electrodo combinado. El croquis de la fotografía ilustra la construcción.

Como su propio nombre indica, el electrodo de referencia genera una tensión eléctrica constante entre este electrodo y la disolución a medir. El electrodo de referencia está constituido por un electrodo de plata bañado por una disolución-tampón (CIK, cloruro de potasio). Este conjunto (y no el hilo de plata sólo) constituye el electrodo de referencia. La solución tampón del electrodo está unida con la solución electrolítica por medio de un diafragma que deja pasar una corriente de líquido sumamente pequeña y constituye una pequeña resistencia eléctrica de transferencia. En el caso del electrodo combinado, este diafragma es de cerámica con poros microscópicos.

El segundo electrodo, de vidrio, está compuesto de un electrodo de plata, bañado también por una solución tampón; su extremo está constituido por una membrana de vidrio de muy pequeño espesor (0,1 mm). Esta membrana, parte vital del electrodo, está hecha con un vidrio especial relativamente blando. Entre un lado y otro de la membrana aparece una diferencia de potencial proporcional a la diferencia entre el índice de acidez de la disolución tampón en el interior del electrodo y el de la disolución electrolítica

Figura 3. Representación del dibujo de las pistas y la implantación de los componentes de una pletina realizada para el pH-metro. Verificad meticulosamente vuestro IC1 que sea del tipo 7106 y no del 7106R.

3



Nada como una fotografía para mostrar el porqué y el cómo de las cosas. No queda más que encontrar una caja adecuada.

Lista de componentes

Resistencias (* = 1% película metálica):

R1 = 270 k*
 R2 = 100 k*
 R3 = 1 M*
 R4, R5, R7...R9 = 1 M
 R6 = 180 k
 R10, R16 = 39 k*
 R11, R12, R14 = 130 k*
 R13, R15 = 91 k*
 R17 = 47 k*
 R18 = 470 k*
 R19, R21 = 75 k*
 R20 = 150 k*
 R22 = 180 k*
 R23 = 6k8*

P1...P5 = ajustable 50 k multivuelta

Condensadores:

C1...C3 = 220 n
 C4 = 100 p poliestireno
 C5 = 4n7
 C6, C7 = 22 μ /16 V tántalo

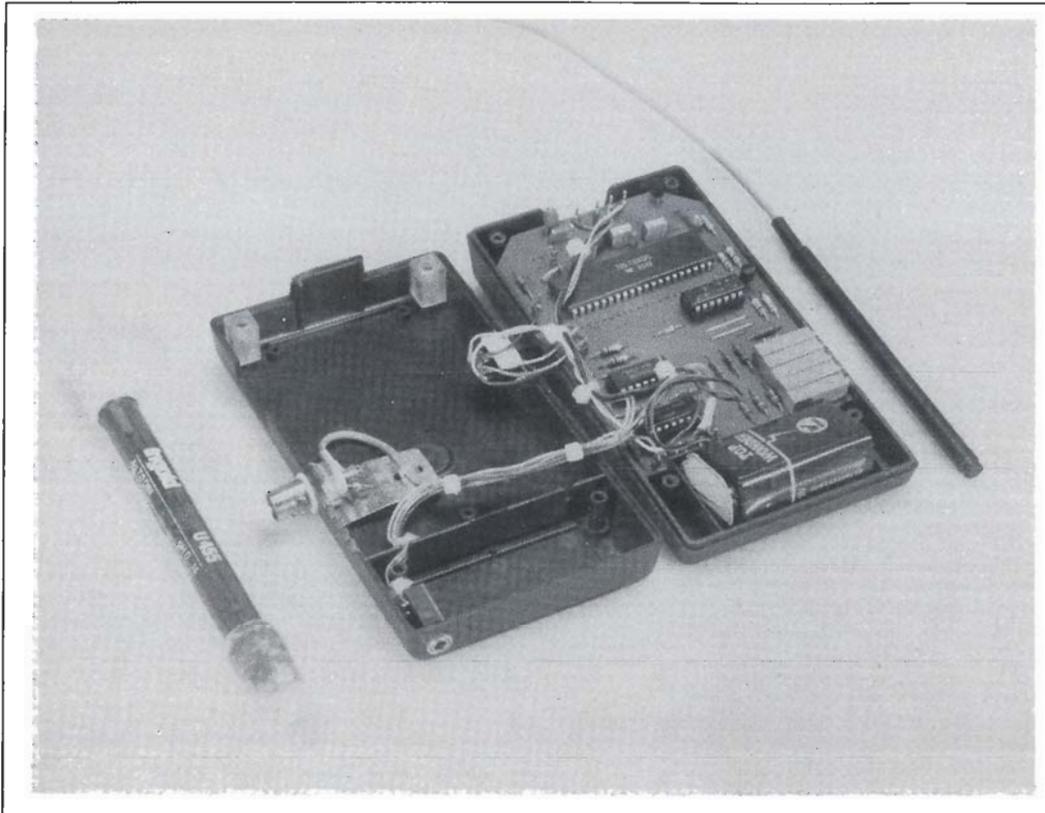
Semiconductores:

D1 = 1N4148
 T1, T2 = BC 550C
 IC1 = 7106
 IC2 = TL 084
 IC3 = 4070
 IC4 = 4066

Varios:

S1 = inversor dos circuitos, dos posiciones
 una sonda pH tipo 104553001 (fabricante Ingold) (1)
 un captador de temperatura KTY 10-6 (antes KTY10-A), KTY81-210, KTY81-220
 un panel LCD 3 1/2 dígitos, Hamlin 3901 o 3902, Hitachi LS007C-C o H1331C-C, Data Modul 4305R03, SE 6902
 un conector BNC
 una toma para jack-estéreo 3,5 mm (interruptor integrado)
 pila compacta de 9 V.

(1) ver correo del lector.



(a medir). Es muy probable que sea debido al intercambio de iones de sodio (que debe contener la solución-tampón) y de hidrógeno entre el vidrio y la disolución a medir. La diferencia de potencial entre los dos electrodos está en relación lineal con la diferencia de pH entre las dos disoluciones. Las otras tensiones eléctricas presentes en la cadena galvánica se eliminan. Debido a la resistencia de transferencia elevada del electrodo de vidrio (y también para evitar toda modificación química de la composición de la disolución), el instrumento de medida conectado a los electrodos debe presentar, obligatoriamente, una impedancia de entrada muy elevada, del orden de $10^{12} \Omega$.

Modo de empleo del electrodo

Probablemente os parecerá evidente después de leer el párrafo anterior que hay que tratar el electrodo de vidrio con delicadeza porque constituye la parte más frágil de la sonda.

El electrodo combinado elegido contiene una disolución tampón que no necesita ningún mantenimiento especial. Para evitar la desecación, se conserva la sonda en una disolución tampón. Hay una serie de reglas a respetar cuando utilice el electrodo combinado:

- No dejar nunca la sonda sin el capuchón. Este contiene una disolución de cloruro de potasio. Si es necesario se podrá mantener el nivel añadiendo una disolución de ClK que tenga una densidad de 3 moles/litro (solución estándar disponible en el mercado).
- No tocar nunca la membrana de vidrio con las manos o cualquier otro objeto, incluido un paño. Una imprudencia de este tipo se paga normalmente teniendo que comprar otro electrodo.
- Antes de cualquier medida es necesario enjuagar el electrodo con agua destilada (no se les ocurra utilizar agua del grifo).

- Para toda medida del pH hay que anotar la temperatura de la disolución, debido a la termodependencia de la sonda (el pHmetro efectúa una compensación automática de la variación).
- Ciertas disoluciones pueden manchar la membrana y/o el diafragma (manchas que se traducen en un cambio de color). El fabricante del electrodo comercializa distintos líquidos adecuados para su limpieza.
- En los valores límites del rango de medida (en las proximidades de 12...14 y 0...2) es posible encontrar un ligero error de medida, desgraciadamente incorregible. Sobre el resto, valores entre 2 y 12, las medidas son correctas, con una precisión en la medida del valor del pH del orden de 0,02; dependiendo de la precisión del ajuste, naturalmente.

Unas palabras referentes a la duración del electrodo combinado antes de terminar. Este tipo de electrodo con contenido gelificado tiene fama de durar entre uno y tres años por término medio (depende mucho de las características de las disoluciones a medir y del número de medidas realizadas). La ventaja principal de este tipo de electrodo es la simplicidad de su uso: no es necesario realizar ajustes cada vez; basta con sumergir el electrodo en la disolución que se quiere saber el pH. Existen en el mercado sondas de electrodo de vidrio con el electrodo de vidrio y el de referencia separados (en las cuales se pueden sustituir las disoluciones-tampón) que tienen una vida media superior, pero su empleo es menos cómodo que la sonda que nosotros hemos elegido. Pueden por otra parte ser regeneradas sumergiéndolas en disoluciones especiales. Su precio es sensiblemente más elevado, lo cual las pone fuera del alcance del bolsillo del aficionado, al cual no le queda otro remedio que comprar el electrodo combinado, cuyo precio no sobrepasa algunos miles de pesetas. ■

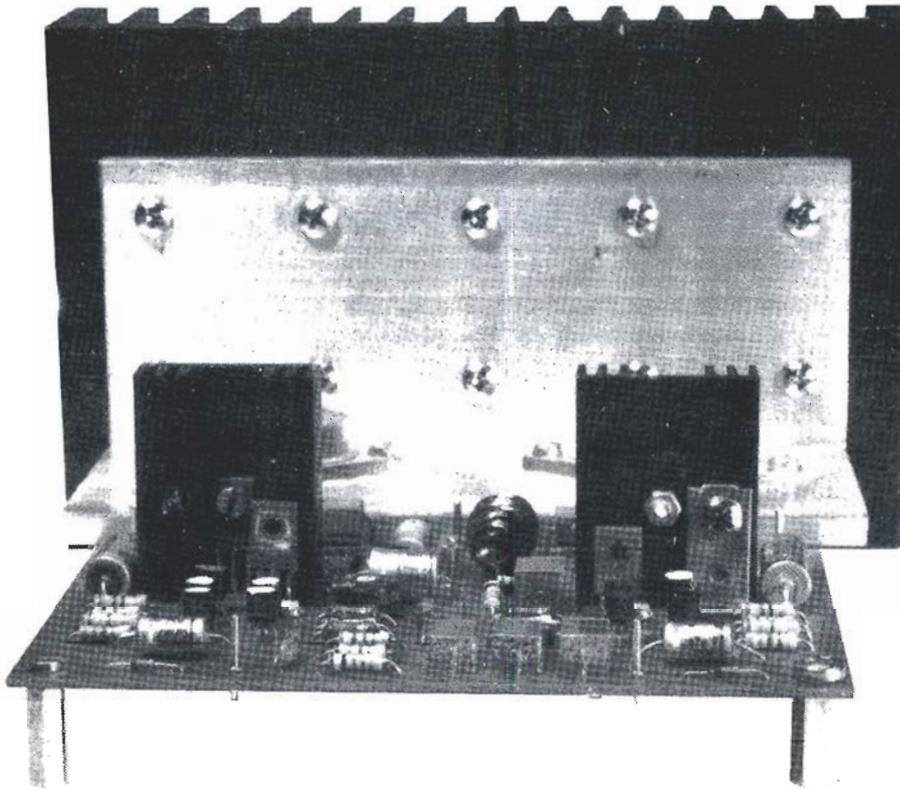


Foto 1. Esta fotografía del AXL muestra cómo se conectan entre sí la placa de circuito impreso, los MOSFETs, la chapa en «L» y el disipador.

amplificador AXL

El amplificador AXL descrito aquí está preparado para funcionar en clase A, AB o B. Las especificaciones de diseño estipulaban que debía tratarse de un amplificador relativamente compacto, robusto, fiable y relativamente barato. Es ideal para aplicaciones de etapas de potencia de auriculares electrostáticos, altavoces o en minicadenas HI-FI.

clase A, B
o AB

Desde la aparición de los amplificadores a transistores se han ensayado diferentes vías para reducir al mínimo la distorsión. Habitualmente la etapa final de cualquier amplificador incorpora dos dispositivos de salida, transistores bipolares o FET de potencia, cada uno de los cuales trata una mitad de la señal de audio. Cuando uno de ellos termina de actuar, y es el otro el que debe comenzar a conducir, se produce una discontinuidad; de aquí nacen precisamente los problemas. Como cualquier obra especializada en amplificadores explica, existen tres métodos «clásicos» para la polarización del amplificador de potencia. La llamada clase B se caracteriza por la ausencia de circulación de corriente en los transistores finales mientras no haya señal de entrada. Cada mitad de la etapa de salida conduce durante un semiperíodo, dependiendo de la polaridad de la señal de audio; la ventaja evidente de este sistema es que la disipación, sobre todo en reposo, es pequeña, lo que permite el uso de alimentaciones y disipadores más reducidos. El inconveniente principal se presenta en el paso por cero de la señal; hay un momento en que los dos transistores están en corte (ya que la polarización de reposo es

nula) y seguidamente uno de ellos debe comenzar a conducir. Esto se traduce en una distorsión llamada de cruce (por cero) o distorsión de transferencia («cross-over distortion» en inglés). En clase B los transistores de potencia son atravesados por una corriente de reposo importante, de forma que están permanentemente en conducción; de hecho los transistores son mantenidos siempre dentro de su zona lineal de transferencia. Por esta razón su distorsión de cruce es mínima, a costa de una disipación y consumo mayores. ¿Por qué no ensayar una combinación de estas dos técnicas? La pregunta evidente tiene una respuesta, los amplificadores clase AB. En éstos la intensidad en la etapa de salida circula durante más de un semiperíodo, pero menos de un período completo de la corriente de entrada. Para señales débiles de entrada, los amplificadores de clase AB tienden a trabajar en clase A, mientras que para señales fuertes en la entrada se comportan más bien como amplificadores de clase B. Los amplificadores de potencia suelen trabajar en push-pull (contrafase). Se usan dos dispositivos idénticos de forma que trabajan entre sí con 180 grados de desfase. Los circui-

amplificador
AXL

tos de salida combinan entonces las salidas en fase. Si se usan transistores complementarios en las dos partes no será necesario ningún desfaseador a la entrada. Si las dos partes de la etapa funcionan simultáneamente, contribuyendo por igual a la intensidad de salida, tenemos un amplificador funcionando en clase A. En el caso de un amplificador trabajando en clase B sólo estará activa media parte de la etapa de salida en un momento dado, dependiendo de la polaridad de la corriente de salida.

La forma de funcionamiento deseada, A, AB o B, se puede variar ajustando adecuadamente la corriente de reposo de la etapa de salida (esto es, la corriente de la etapa de salida cuando no existe señal de entrada). La corriente de reposo circula por igual en las dos mitades de la etapa de salida. Toda variación de la corriente de reposo en alguna de las dos partes de la etapa contribuye a la corriente de salida. En el caso de amplificadores en clase A, la corriente de reposo es tan alta y la corriente de salida tan baja, que las dos medias partes de la etapa de salida conducen permanentemente. En los amplificadores de clase B, la corriente de reposo es en teoría nula. En el caso de clase AB, la corriente de reposo se fija a un valor que es apreciablemente mayor que los de clase B, pero mucho menor que los de clase A.

Debido a los grandes consumos de la fuente de alimentación y la refrigeración, puede asegurarse que los amplificadores de clase A son mucho más grandes, por unidad de vatio, que los de clase B. Pero como los amplificadores de clase A suenan mejor que los de

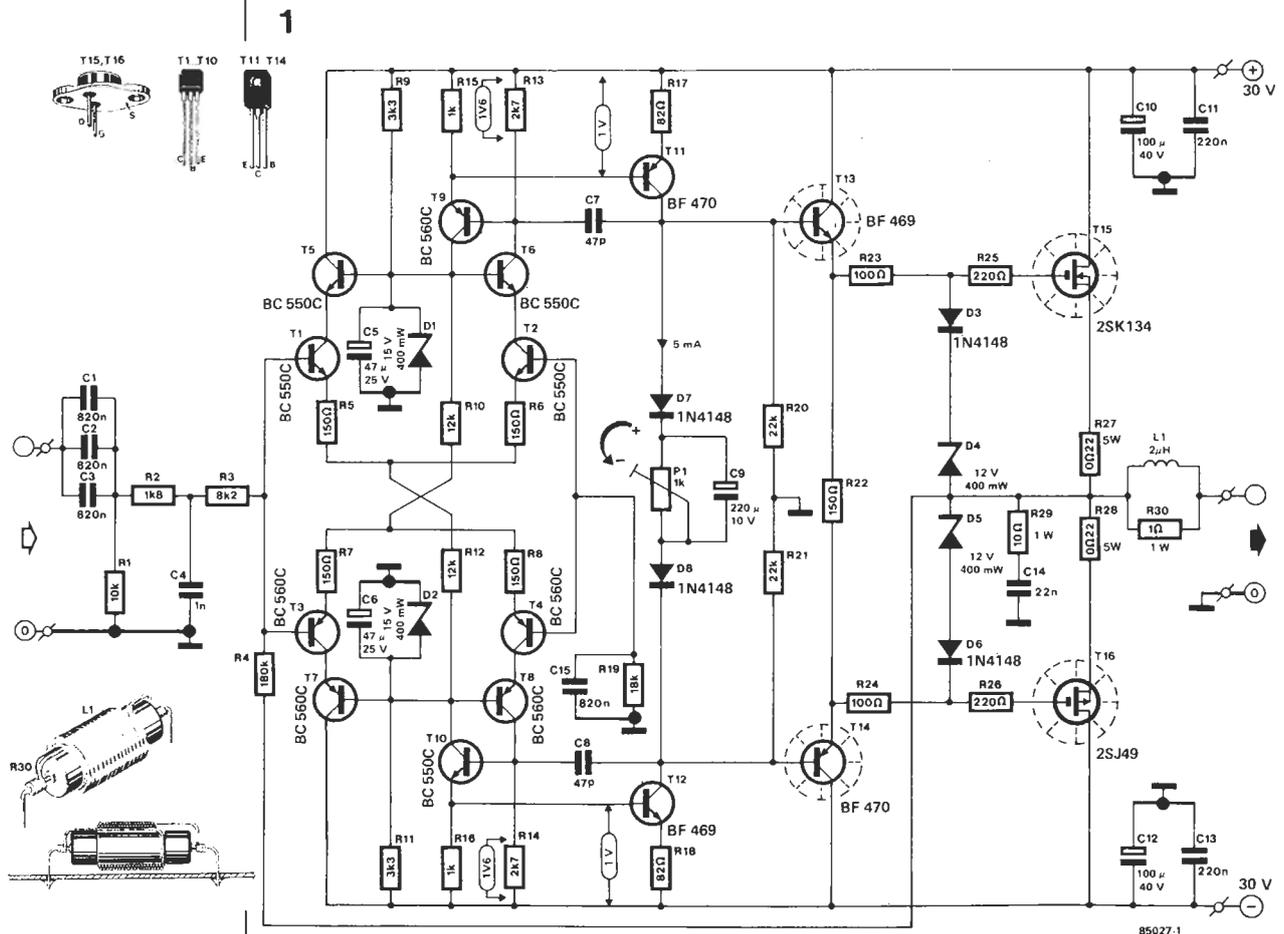
clase B, es lógico buscar un compromiso: la clase AB. Esto resulta especialmente importante si se tiene en cuenta que los períodos de tiempo en los que se requiere máxima potencia son muy cortos, tanto en reproducciones habladas como musicales. Con una corriente de reposo bien elegida, puede llegarse a que el amplificador funcione de vez en cuando en clase A (cuando la potencia de salida es pequeña) o en clase AB (cuando se requiere más potencia). En este caso, el aumento de la distorsión, comparada con la que hay en clase A, es medible, pero no audible.

Por razones de potencia, tanto el Crescendo (Elektor, febrero de 1983) como el Mini Crescendo (Elektor, diciembre de 1984) dan la talla, al menos según muchas de las cartas de nuestros lectores. Pero pensando en las especificaciones que hemos mencionado antes, diseñamos este amplificador AXL a partir del Mini Crescendo, obteniendo un circuito simétrico con dos transistores MOSFET complementarios a la salida. Tanto el coste como las dimensiones de la fuente de alimentación y los disipadores son parecidos a los del Mini Crescendo.

El circuito

Como la mayoría de los amplificadores, el AXL puede subdividirse en una etapa de entrada, amplificadores de tensión y etapa de salida. En la figura 1 puede verse que la etapa de entrada está compuesta por dos amplificadores diferenciales simétricos. Los dos transistores que normalmente forman un

Figura 1. Esquema eléctrico del amplificador AXL.



amplificador diferencial están compuestos en este caso por transistores en cascada: T1-T5, T2-T6 y T3-T7, T4-T8, respectivamente. Un circuito de transistores en cascada es algo así como un «super-transistor» en el cual sólo hay una pequeña realimentación del colector a la base. Podría decirse, además, que el colector de un transistor de este tipo es prácticamente un generador ideal de intensidad.

La tensión de salida del paso diferencial se obtiene de la resistencia R13 y R14, que excitan a los pasos excitadores T11 y T12 a través de los seguidores de emisor T9 y T10. Nótese que los colectores de los seguidores de emisor están conectados a sendos diodos zener D1 y D2. La misión de estos zeners es asegurar un correcto balanceado entre las dos secciones del circuito de entrada.

Al contrario que en el Mini Crescendo, los excitadores T11 y T12 no están en configuración de cascada, ya que la etapa de salida en este caso es controlada en tensión a través de los seguidores de emisor complementarios T13 + T14. Esta etapa doble es capaz de dar la suficiente corriente a través de R22. Esta configuración permite eliminar los condensadores de entrada de los MOSFETs para compensación de frecuencia. Esta compensación se realiza ahora a través de las capacidades Miller C7 y C8, que pueden considerarse conectadas entre las bases y colectores de T11 y T12, respectivamente. Existe entonces una realimentación desde la salida a la entrada de los excitadores y la misión fundamental de los transistores en cascada es eliminar esta realimentación. En esta configuración la ganancia de corriente es baja, por lo cual ha sido necesario añadir una etapa adicional: los seguidores de emisor T9 y T10.

Los colectores de los excitadores están interconectados a través del circuito formado por P1-C9-D7-D8, que sirven para ajustar la corriente de reposo. Los diodos tienen la misión de compensar térmicamente el ajuste de la corriente realizada por P1; fundamentalmente su temperatura está en función de los disipadores de T13 y T14. La estabilidad de la intensidad de reposo con la temperatura no es excesivamente importante debido al excelente comportamiento termoeléctrico de los MOSFETs.

Las dos resistencias R20 y R21 forman la carga de las etapas excitadoras. Los valores de estas resistencias se han elegido de forma que por un lado la ganancia de tensión de las etapas excitadoras sea suficiente, y por otro que la contribución de estas resistencias (a través del conjunto amplificador de corriente formado por T13 + T14) a las impedancias de entrada de las puertas de los MOSFETs sea pequeña (en comparación con R23 + R25 y R24 + R26). Como ya hemos indicado, la etapa de salida de este AXL está controlada en tensión, ya que proporciona una linealidad mejor que en el caso de control por corriente. También mantiene la impedancia de salida, sin realimentación, más pequeña. La linealidad y la baja impedancia de salida dan como resultado un funcionamiento óptimo sin necesidad de recurrir a fuertes realimentaciones. Los diodos D3...D4 proporcionan una limitación de corriente de los MOSFETs simple, pero muy efectiva. El conjunto R29/C14 permite obtener una buena estabi-

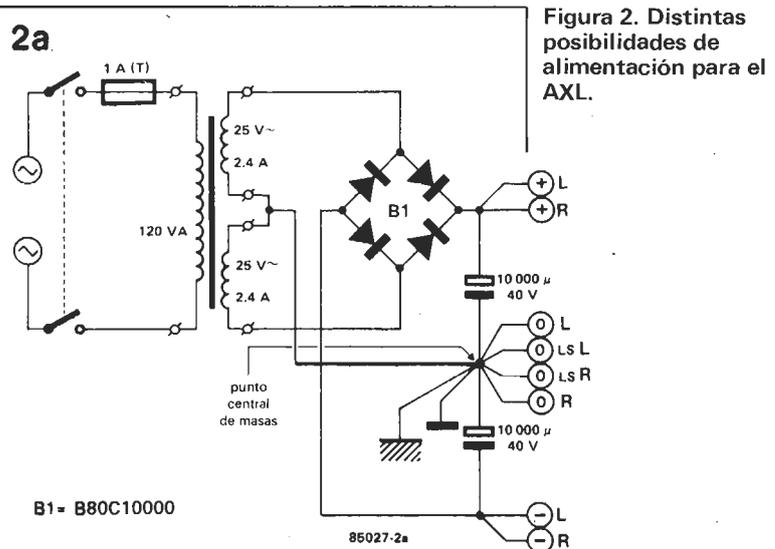
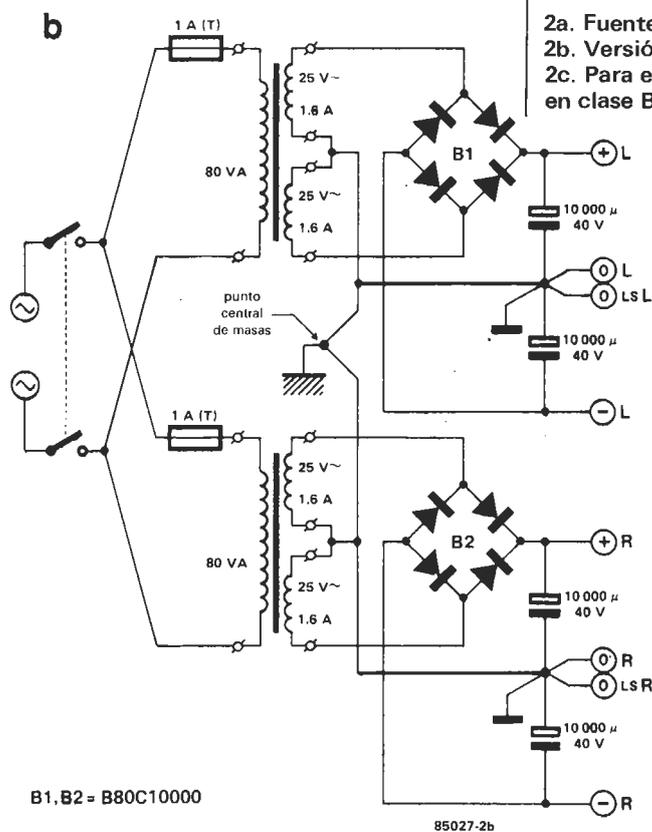
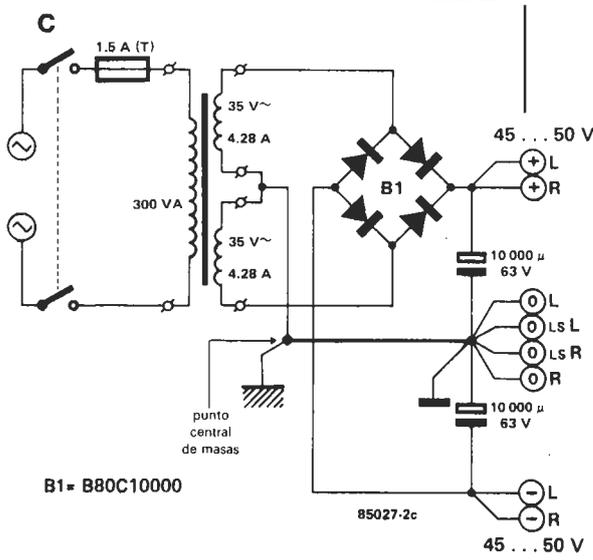


Figura 2. Distintas posibilidades de alimentación para el AXL.



2a. Fuente usual.
2b. Versión de lujo.
2c. Para el uso de operar en clase B.

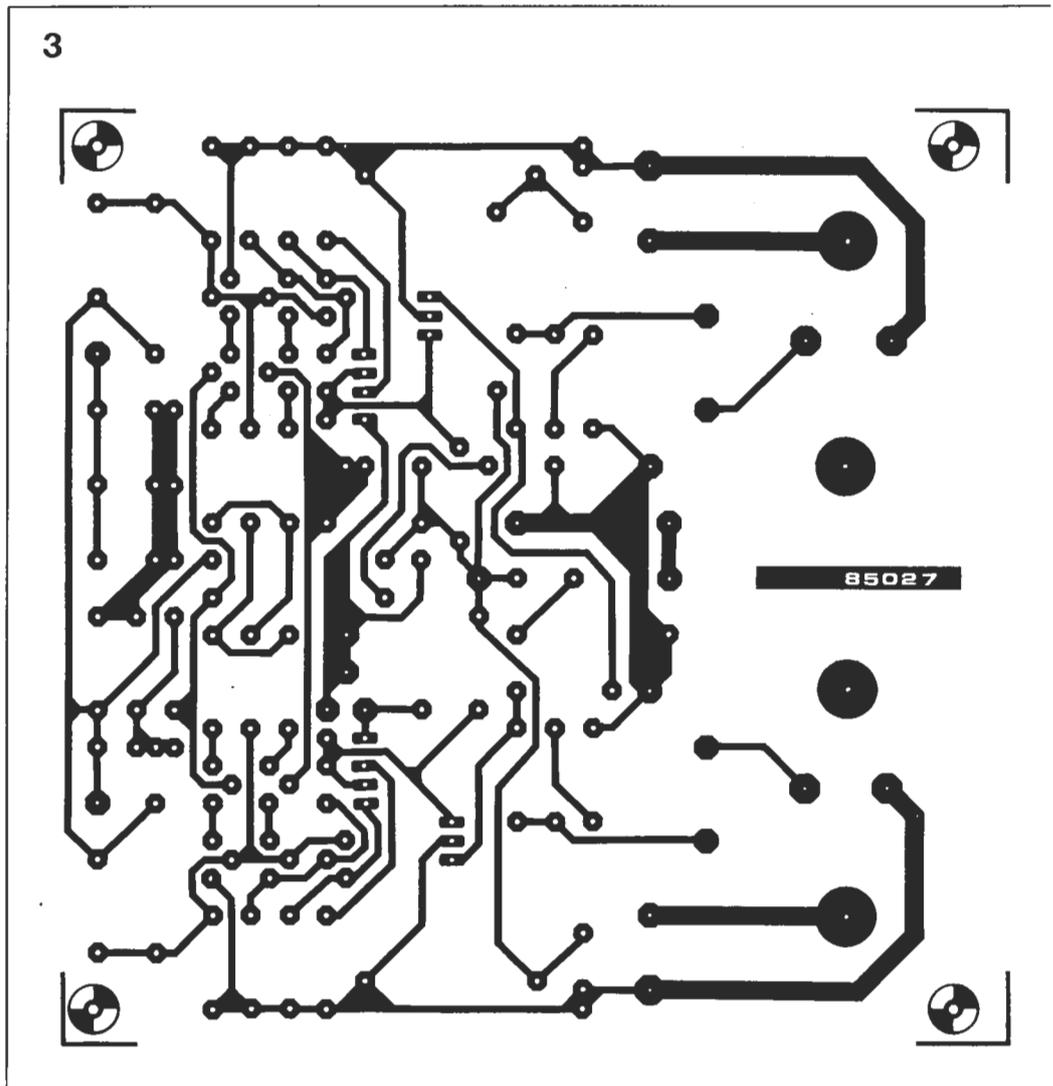


B1 = B80C10000

85027-2c

45 ... 50 V

Figura 3. La placa de circuito impreso del AXL.



Lista de componentes:

Resistencias:

R1 = 10 k
 R2 = 1k8
 R3 = 8k2
 R4 = 180 k
 R5, R6, R7, R8, R22 = 150 Ω
 R9, R11 = 3k3
 R10, R12 = 12 k
 R13, R14 = 2k7
 R15, R16 = 1 k
 R17, R18 = 82 Ω
 R19 = 18 k
 R20, R21 = 22 k
 R23, R24 = 100 Ω
 R25, R26 = 220 Ω (montado en la cara de pistas)
 R27, R28 = 0 Ω 22 5 W
 R29 = 10 Ω /1 W carbón
 R30 = 1 Ω /1 W carbón

P1 = 1 k ajustable (gíralo completamente en sentido opuesto al reloj antes de montarlo)

Condensadores:

C1, C2, C3, C15 = 820 n (preferiblemente de MKM)
 C4 = 1 n poliestireno
 C5, C6 = 47 μ /25 V
 C7, C8 = 47 p poliestireno
 C9 = 220 μ /10 V
 C10, C12 = 100 μ (tensión máxima > tensión de alimentación)
 C11, C13 = 220 n
 C14 = 22 n

Semiconductores:

T1, T2, T5, T6, T10 = BC 550C
 T3, T4, T7, T8, T9 = BC 560C
 T11, T14 = BF 470
 T12, T13 = BF 469
 T15 = 2SK134 (Hitachi-MOSFET)
 T16 = 2SJ49 (Hitachi-MOSFET)
 D1, D2 = 15 V/400 mW zener
 D3, D6, D7, D8 = 1N4148

(monte D7 y D8 verticalmente)

D4, D5 = 12 V/400 mW zener

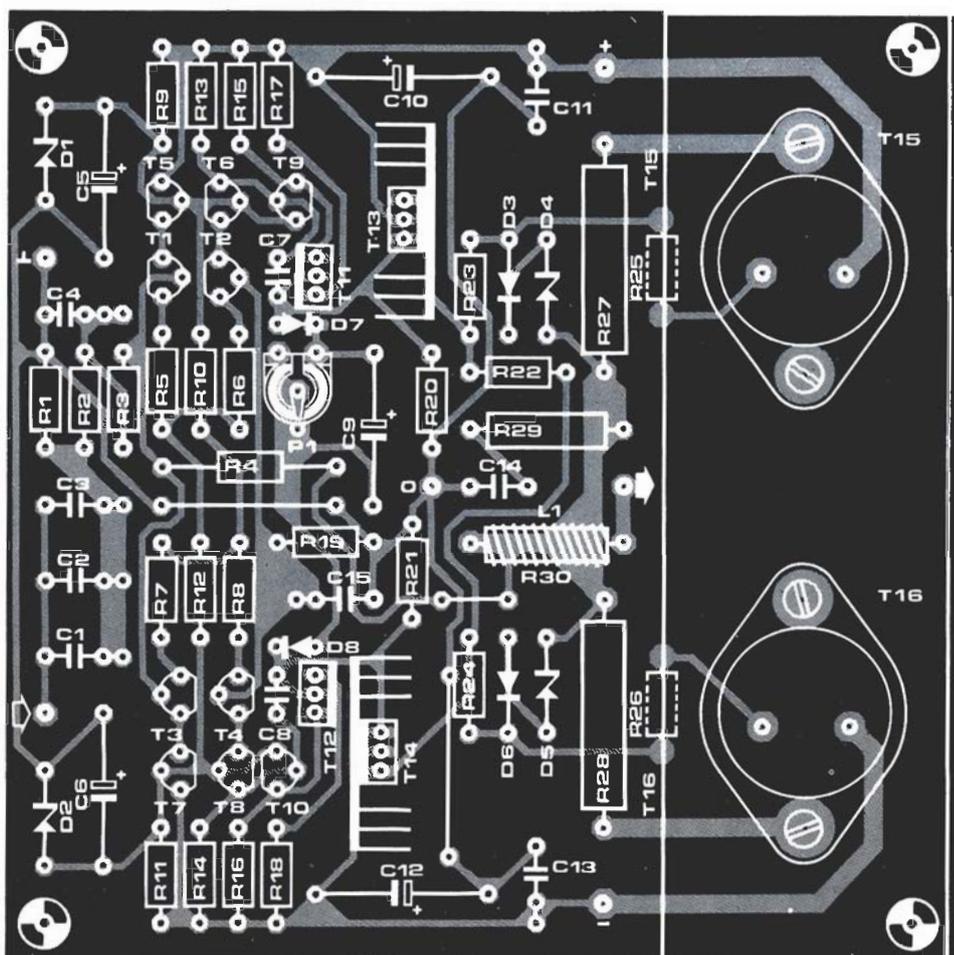
Varios:

L1 = aproximadamente 2 μ H:
 20 vueltas en 2 capas de cables esmaltados de 1 mm de diámetro sobre R30. Ver detalles en figura 1
 disipador para T15 + T16; altura mínima 100 mm; ejemplo: SK85 de 0,6 C/W caja en L de aluminio; dimensiones mínimas: 125 mm de largo, 6 mm de espesor; cada lado, 60 mm de alto
 dos disipadores para T13 y T14, de 8,5 C/W; ejemplo: SK09
 material adicional para los disipadores, así como silicona para refrigerar a los transistores T13...T16

alidad cuando no hay aplicada carga alguna a la salida y para altas frecuencias. Las resistencias R27 y R28 actúan como estabilizadoras del ajuste de la corriente de la etapa de salida. L1/R30 elimina parcialmente la carga capacitiva que supone la realimentación negativa sacada de este punto. Esta

realimentación se aplica a las etapas de entrada a través de R4. Los condensadores C10...C13 proporcionan un desacoplo de las líneas de alimentación.

Se ha provisto a la entrada de un filtro pasa-altos (C1, C2, C3, R1) para eliminar las señales continuas o de muy baja frecuencia.



También se ha dispuesto un filtro pasa-bajos con una frecuencia de corte de 60 kHz (R2/C4).

Construcción

El montaje de este amplificador AXL se hace prácticamente igual que los dos Crescendos. Es, por lo tanto, muy aconsejable volverse a leer estos dos artículos. Nótese que los transistores de salida se montan directamente sobre la placa de circuito impreso: la conexión térmica de éstos con el disipador se realiza mediante la chapa de aluminio en forma de L (ver fotografía). Esto elimina muchos problemas de cableado crítico, obteniéndose a la vez un montaje muy compacto.

La figura 2 da tres posibilidades distintas de fuentes de alimentación. La figura 2a muestra una que es común para los canales derecho e izquierdo; la figura 2b presenta una fuente que es diferente para cada, uno de los dos canales. La figura 2c muestra una fuente pensada para el caso de querer utilizar el AXL en clase B.

El circuito de la figura 2a es un diseño con un único transformador. Los condensadores de filtraje de valor tan elevados son necesarios para mantener el rizado de la tensión de alimentación dentro de unos límites bajos. Con condensadores más pequeños, puede ser que los picos de la tensión de alimentación se hagan demasiado grandes en vistas a la corriente de reposo. El rizado no afecta

prácticamente a la señal de audio, pero reduce el margen dinámico del amplificador.

Nótese que se han dispuesto dos retornos de tierra por canal: uno a la placa de circuito impreso y el segundo a los altavoces. La conexión central de tierra es la única que debe conectarse al chasis del equipo. Esto significa que el jack de entrada de phono debe estar aislado del chasis. La conexión de esta toma debe de realizarse con cable blindado lo más corto posible con el blindaje soldado en ambos extremos del cable.

La fuente de la figura 2b alimenta separadamente a los dos canales. Esto se ve sólo en amplificadores de muy alta calidad. Esta disposición elimina el riesgo de interacción entre los dos canales a través de la alimentación. La gran ventaja de esta disposición es que puede construirse un amplificador estéreo con dos módulos iguales mono y cuyo único punto en común es el interruptor principal.

Si se piensa utilizar el AXL permanentemente en clase B es necesario aumentar la tensión de alimentación. Una fuente adecuada para este propósito es la indicada en la figura 2c. Nótese que la tensión máxima de trabajo de los condensadores debe aumentarse a 64 V.

El montaje del amplificador en la placa de circuito impreso no ofrece ninguna dificultad. Simplemente recuérdese que los diodos D7 y D8 se montan verticalmente.

El montaje de los MOSFETs, la chapa en «L»

de aluminio, los disipadores y otros detalles se han comentado ya en los montajes de los Crescendos (Elektor, febrero de 1983 y diciembre de 1984) y se ilustra, además, en la fotografía de este artículo.

Antes de poder utilizar este amplificador es necesario comprobar la tensión de offset de salida y ajustar la intensidad de reposo del paso de potencia.

Lo ideal es que la tensión de salida de continua sea cero, pero en la práctica un valor

menor de ± 50 mV es perfectamente aceptable. Primero midase la tensión de salida sin carga y sin señal de entrada (entrada cortocircuitada). Si es negativa, debe hacerse conducir más al grupo de transistores T2/T6 y T3/T7 y el grupo T1/T5 y T4/T8 deben de conducir menos. Esto puede obtenerse reduciendo los valores de las resistencias R6 y R7 a la vez que se aumentan las resistencias R5 y R8 en la misma proporción. Debe de mantenerse en cualquier caso el valor total de la suma de R7 + R8, por un lado, y R5 + R6, por el otro. Por ejemplo:

R6 = R7 = 120 Ω ; R5 = R8 = 180 Ω .

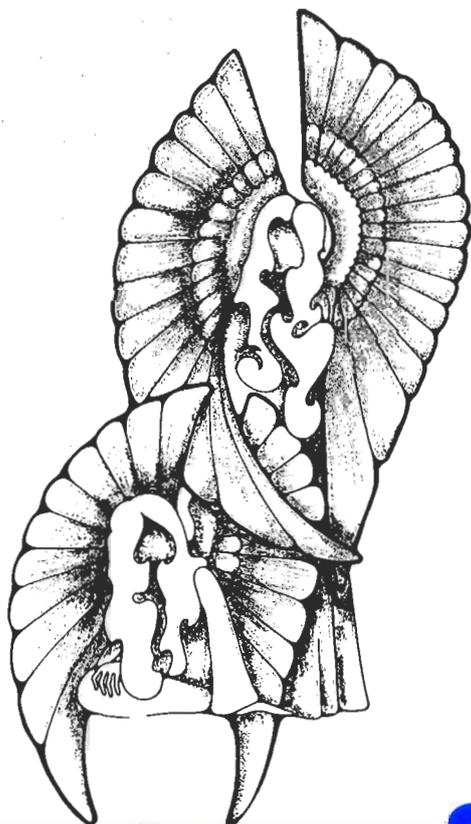
Si la tensión de continua a la salida ha aumentado (disminuido negativamente) a un valor inferior a -50 mV, no es necesario seguir retocando, en caso contrario deben de seguir variándose los valores de las resistencias. Por ejemplo:

R6 = R7 = 100 Ω ; R5 = R8 = 220 Ω .

En el caso en que la tensión de salida sea positiva, deben reducirse los valores de R5 y R8 y aumentarse R6 y R7 de forma parecida a la descrita anteriormente.

La corriente de reposo se mide intercalando un miliamperímetro de continua en la línea de alimentación positiva o negativa o conectando un milivoltímetro entre R27 y R28 (alrededor de 25 mV por cada 100 mA). La corriente de reposo se ajusta entonces con P1 entre 100 mA y 1 A. El valor de 100 mA corresponde al caso en que el amplificador trabaja en clase B, mientras que los valores próximos a 1 A son intensidades de reposo de clase A. Hemos comprobado que una intensidad de 350 mA es el mejor compromiso entre buen funcionamiento y disipación, pero la elección final es, por supuesto, suya.

Datos técnicos	
Sensibilidad de entrada	790 mV _{rms} para 25 W sobre 8 Ω 700 mV _{rms} para 40 W sobre 4 Ω
Impedancia de entrada	5 k Ω
Ganancia de potencia	25 dB
Potencia de salida	15 W sobre 8 Ω clase A 7 W sobre 4 Ω corriente de reposo: 1 A 2 W sobre 8 Ω clase A 1 W sobre 4 Ω corriente de reposo: 350 mA 25 W sobre 8 Ω clase AB 40 W sobre 4 Ω 50 W sobre 8 Ω clase B 70 W sobre 4 Ω corriente de reposo: 100 mA
Disipación (sin señal)	65 W - clase A con corriente de reposo de 1 A y tensión de alimentación de ± 32 V 23 W - clase A con corriente de reposo de 350 mA y tensión de alimentación de ± 32 V 9 W - clase B con corriente de reposo de 100 mA y tensión de alimentación de $2 \times 45 \dots 50$ V
Respuesta en frecuencia	13 Hz... 65 kHz a -3 dB clase A 600 Ω impedancia de la fuente 20 Hz... 20 kHz a -3 dB clase B
Distorsión armónica (fundamentalmente 2.º armónico)	$\leq 0,02\%$ en ganancia de frecuencia de 20 Hz... 20 kHz
Factor de atenuación	100 (a 1 W de salida a 100 Hz)

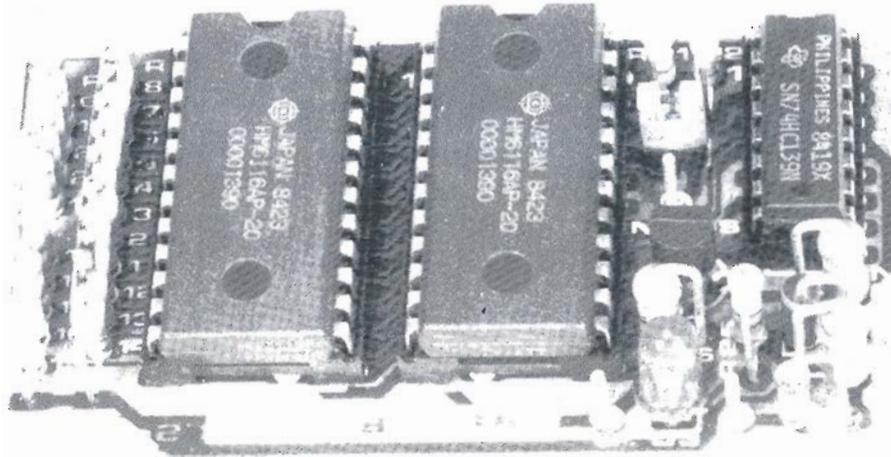


**Feliz
Navidad
y ...**



**EL PERSONAL
DE ELEKTOR
LES DESEA...
¡FELIZ NAVIDAD!**

próspero Año Nuevo



pseudo 2732

En junio de 1982 os informamos de una sencilla sustitución para la EPROM 2716: la IPROM. En febrero de 1985 os presentamos la 48Z02 de Mostek, que es compatible con la RAM 6116 y con la EPROM 2716. Ha llegado el momento de presentaros una sustitución para una EPROM muy extendida, la 2732; este montaje consiste en 2 K de RAM 6116 alimentadas con batería, que pueden colocarse muy fácilmente en un zócalo previsto para una EPROM. Con una pequeña ampliación adicional, este circuito puede utilizarse también para sustituir a una EPROM menos común: la 2532.

El principio de funcionamiento de este circuito es bastante simple: en lugar de la EPROM de 4 K, 2732, los datos se almacenan en dos RAM de 2 K, 6116. Las 6116s se montan en una pequeña placa de circuito impreso que puede colocarse en un zócalo previsto para la 2732. Cuando el ordenador se queda sin alimentación, las RAMs reciben su alimentación de la batería colocada en la placa. Como el consumo de corriente de las 6116s es muy pequeño, los datos almacenados pueden permanecer en memoria el orden de un año. El circuito se comporta, por lo tanto, como una EPROM que puede programarse como una RAM.

El circuito

El diagrama del circuito de la figura 1 muestra que un total de 20 líneas están interconectadas directamente: el bus de datos completo, el bus de direcciones hasta el terminal A11 del zócalo de la EPROM y el terminal OE (permiso de salida). Cada una de estas líneas está provista de una resistencia de polarización para asegurar un nivel uniforme en las señales. Estas 20 líneas ya no las trataremos más en este artículo porque su función es la misma en una EPROM que en una RAM estática normal.

Por lo que respecta a los terminales A11 y CS del zócalo de la EPROM, es esencial que el pin correcto de ambas 6116s esté conectado a éstos, lo cual se consigue mediante un

decodificador binario de 2 bits, IC3. El pin 1 de IC3 está al potencial de masa cuando la alimentación del ordenador está presente, lo cual permite el funcionamiento del decodificador. La tabla de verdad para esta situación se da en la tabla 1.

Son interesantes las situaciones en que la línea CS pasa a nivel bajo. Si la línea de dirección A11 está también en nivel lógico bajo, la salida Y0 pasa a ser nivel lógico «0», con lo cual IC2 es seleccionado. Si, por el contrario, A11 está en estado lógico «1», la salida Y2 pasa a estado bajo y es IC1 el seleccionado. Las resistencias de polarización R21 y R22 aseguran que el nivel de las señales sea uniforme. La señal NWDS (Negative Data Strobe) es aplicada a la entrada WE (permiso de escritura) de las dos 6116s a través del puente WP (protección de escritura). Esta señal tiene diferentes denominaciones (W/R, R/W combinada con Ø2,...) en diferentes ordenadores, pero está

Tabla 1. Tabla de verdad del decodificador binario IC3: para nuestro circuito, sólo son interesantes J0 y J2.

Tabla 1.

A11 = B	CS = A	JØ = CS IC2	J1	J2 = CS IC1	J3
Ø	Ø	Ø	1	1	1
Ø	1	1	Ø	1	1
1	Ø	1	1	Ø	1
1	1	1	1	1	Ø

pseudo
2732

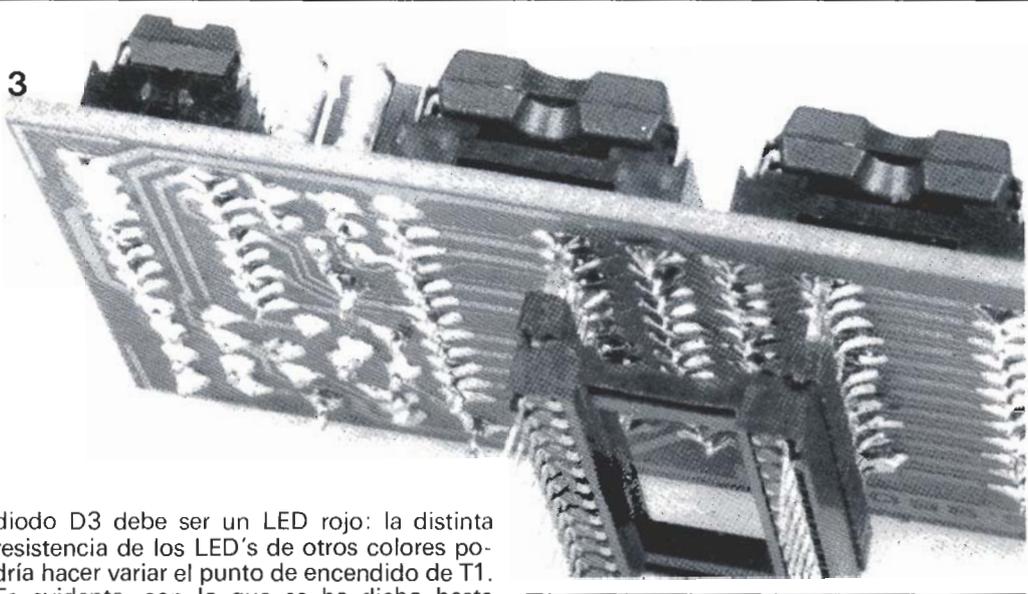


Figura 3. Vista inferior de nuestro prototipo.

diodo D3 debe ser un LED rojo: la distinta resistencia de los LED's de otros colores podría hacer variar el punto de encendido de T1. Es evidente, con lo que se ha dicho hasta ahora, que el circuito integrado IC3 debe ser del tipo HC o HCT: el decodificador necesita energía incluso si no está presente la alimentación del ordenador. Esta energía es, sin embargo, muy pequeña: en reposo, el consumo de corriente es menor de 10 μ A. Teóricamente puede suceder que el circuito funcione mal, pero sólo por causa de un defecto en el ordenador. Por alguna razón, podría suceder que la intensidad de alimentación del ordenador suba lentamente después del encendido. En este caso, el Reset de encendido puede efectuarse, relativamente tarde, después del encendido, y en ese intervalo, niveles lógicos mal definidos podrían causar escrituras erróneas en las RAM's. Esto puede prevenirse conectando R23 a la unión de D1 y D2, en lugar de a la alimentación del ordenador, como en la figura 1.

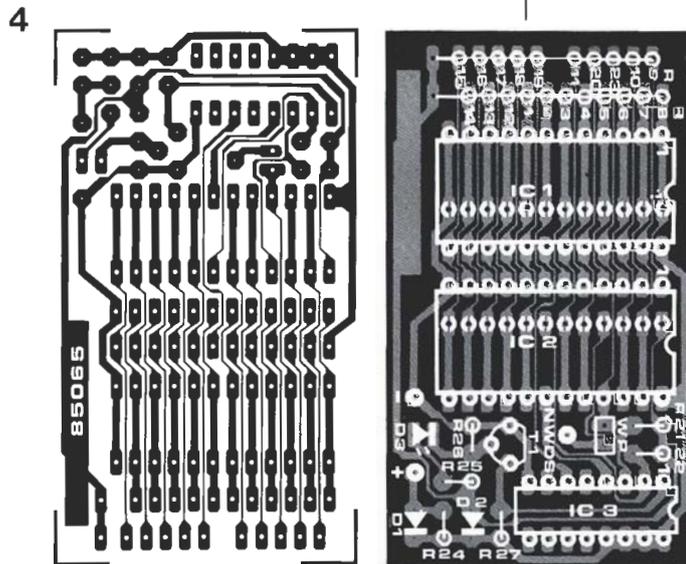


Figura 4. Placa de circuito impreso de la pseudo 2732.

Construcción

La construcción de nuestro prototipo está ilustrada en las figuras 2 y 3. La placa de circuito impreso que se utiliza se muestra en la figura 4. Hemos empleado una fila única de terminales para las conexiones de la parte inferior de la placa.

El zócalo de la EPROM en el ordenador debería ser de buena calidad, ya que los pines de las filas de terminales son un poco más gruesos que los pines estándar de los circuitos integrados. Puede ser, por lo tanto, aconsejable el utilizar un zócalo adaptador como en la figura 3.

Ampliación para la 2532

Para poder sustituir también a las EPROM 2532, es necesario construir un adaptador de dos zócalos de 24 pines: las interconexiones se muestran en la figura 5. Este adaptador puede utilizarse también para sustituir una EPROM 2732 por una 2532 en un circuito existente (¡pero no para la programación, cualquiera que sea el programador empleado!).

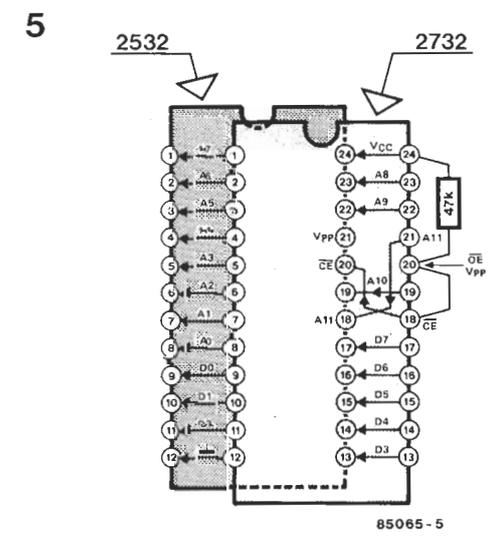


Figura 5. Interconexiones necesarias para la realización de un adaptador que permita reemplazar a una 2532 cuando sea necesario.

Una advertencia

Puede resultarle muy interesante releer el artículo «tarjeta de memoria universal», apa-

recido en el Elektor de junio de 1984, que contiene información importante y fundamental sobre las RAM's CMOS, particularmente sobre la 6116. También se explica la necesidad de resistencias de polarización a nivel alto (pull-up).



IBM compatible

Son muchas las personas que desean construir sus propios equipos. Hasta hace poco tiempo los aficionados se tenían que conformar con realizaciones de audio, juegos, instrumentación, y, más recientemente, electrónica digital. Desde luego una meta soñada por estas personas es la construcción de un ordenador personal que sirva para algo más que juegos de marcianos. El objetivo de este artículo es hacer una detallada explicación sobre el montaje de un micro tan avanzado y moderno como el PC. En efecto, no ha leído mal; se trata del famoso IBM PC. Habíamos planeado publicarlo íntegramente en este mes de diciembre, pero debido a la falta de espacio no se han podido cumplir nuestras previsiones. En nuestro número de enero aparecerá el artículo sobre el montaje; mientras tanto rogamos un poco de paciencia a los lectores que desearían abordar inmediatamente su construcción.

En principio es posible construir cualquier microordenador; suponiendo, evidentemente, que se obtengan todos sus componentes. Esto es válido incluso para un ordenador de 16 bits, como el IBM PC. Pero una vez concluido el montaje surge una pregunta: ¿qué puedo hacer con él?

Un ordenador no sólo consta de la circuitería

(hardware), sino que necesita toda una serie de programas (software) para funcionar. Estos programas van desde el programa monitor, que se encarga de realizar la inicialización y funciones básicas tras el encendido, pasando por el sistema operativo, cuya misión es servir de puente entre los programas y la circuitería, hasta un intérprete de alto

nivel, como el Basic o el Pascal. Cuando se dispone de las herramientas adecuadas (desensambladores, editores, ensambladores, etc.) no es difícil crear nuestros propios programas de manejo de periféricos u otras realizaciones; sin embargo, la creación de un intérprete Basic o un compilador es una tarea que sobrepasa la capacidad del aficionado. Si deseamos realmente un ordenador inteligente deberemos disponer de un mínimo de programas de alto nivel que puedan funcionar en nuestro equipo.

8 bits

La CPU utilizada en cada ordenador tiene una cierta importancia en la capacidad y potencia del conjunto, aunque cada una de las empleadas presenta sus ventajas e inconvenientes.

El 6502 de Rockwell ha sido uno de los microprocesadores más difundidos, sobre todo por su sencillez de manejo, que lo hace extremadamente adecuado en los sistemas de introducción. Frente a esta sencillez, presenta la desventaja de disponer de una potencia de cálculo restringida, que debe suplirse con programas más largos y, por tanto, más lentos de ejecución.

El Z80 de Zilog, derivado del 8080 de Intel, es otro de los micros más extendidos en sistemas de bajo y medio nivel. Una de las razones de su éxito es la existencia de un sistema operativo muy potente: el CP/M. Este sistema necesita, casi obligatoriamente, la existencia de un disco, donde residen los comandos estándar, junto a otros que puede crearse el propio usuario. La potencia de cálculo del Z80 permite la ejecución veloz de complicadas operaciones de tipo matemático.

Estos micros se reparten prácticamente el 95% de los ordenadores domésticos de 8 bits, impulsados actualmente con la oleada MSX; el resto (6802 de Motorola, 8085 de Intel, 2650 de Signetics) han sido relegados, casi totalmente, a utilidades particulares del tipo de control industrial o sistemas de evaluación y aprendizaje.

16 bits

El reinado de los micros de 8 bits parece que toca a su fin. La rápida evolución de la microelectrónica, el aumento de la capacidad de memoria en un solo chip (con la consiguiente reducción de precio) y la disponibilidad de dispositivos auxiliares para almacenamiento masivo de datos (discos, disco duro, etc.), a precios más bajos cada día, han permitido la popularización de las nuevas familias de 16 bits. Los primeros micros de esta generación eran, en realidad, de 16 bits internos pero con bus externo de 8 bits para guardar compatibilidad con las placas de memoria y periféricos ya existentes.

La potencia de cálculo viene aumentado por el hecho de incorporar directamente instrucciones para multiplicación de números de 16 · 16 bits. A esta categoría pertenecen el 6809 de nuestro proyectado PC. Los microprocesadores extendieron su bus de datos a 16 bits, con el consiguiente aumento de velocidad de proceso, gracias a la introducción de periféricos diseñados específicamente para las nuevas familias. El 68.000 de Motorola y el 8086 de Intel, así como los derivados de éste, son las bases de los nuevos sistemas.

En los primeros momentos la cuestión fundamental radicaba en el software disponible para estos ordenadores. Como en todo sistema de vanguardia, los posibles usuarios se preguntaban si el software estaría totalmente depurado y operativo para rodar sin problemas. En el caso que nos ocupa, tanto la existencia, abundancia diríamos, como la disponibilidad de programas, no presenta problemas de ningún tipo, y esta pregunta se ha trasladado a los sistemas de 32 bits.

Los precios oscilan desde las 12.000 ptas del sistema operativo hasta los 4.000.000 de un sistema de diseño de circuitos impresos y simulación de la electrónica. Desde luego, para este ordenador, y el resto de sus hermanos y hermanas compatibles, le será más difícil encontrar divertidos juegos, que paquetes integrados (hoja de cálculo, tratamiento de textos y base de datos en un mismo programa), aplicaciones de almacén o facturación.

El ordenador personal

Dentro de la gama de ordenadores personales existen dos puntos de referencia ineludibles: el Apple II y el IBM PC. El primero, un gran desconocido en España, ha perdurado durante años debido, principalmente, a dos características: los 8 conectores de expansión incorporados en la placa principal, y su curiosa (y potente) filosofía alrededor de los mismos. A cada conector llegan todas las señales de la CPU (el 6502) más una serie de señales auxiliares de decodificación, específicas para cada conector, y de control. Cada tarjeta conectada en ellos tiene ya las zonas decodificadas para periféricos y el programa de manejo del mismo, sin necesidad de lógica adicional en cada placa. Las señales de control incluyen la inhibición tanto de la memoria ROM como la RAM, e incluso la propia CPU. Gracias a estas posibilidades puede acoplar una segunda CPU, por ejemplo, la tarjeta del Z80 diseñada por Microsoft, y acceder a otros programas y sistemas operativos.

El IBM PC ha incorporado también conectores de expansión, los compatibles llevan entre 5 y 8 según el modelo, para adaptar el ordenador a cualquier aplicación específica sin modificar la placa base. Hay disponible actualmente una gran variedad de tarjetas para el PC: expansión de memoria, multifunción (reloj, memoria, impresora), comunicaciones (paralelo, serie, modem, redes locales, etc.), gráficos (color o monocromo) y



IBM
compatible

otras CPU. Es curioso resaltar que el PC puede incorporar una tarjeta con CPU 6502 para rodar los programas del Apple II o la nueva 80286, que acelera notablemente el tiempo de ejecución de los programas. Por su parte, en el Apple II se puede instalar una tarjeta con CPU 8088, para convertirlo en IBM compatible.

Y bien, si no hay problema o escasez de software y el hardware no es muy complicado, ¿qué nos impide construir uno? La respuesta es bien sencilla: si el tema le interesa, y tiene una cierta experiencia, el montaje está a su alcance. Debido a su gran difusión, tanto del original como de los (más o menos) «compatibles», los precios están bajando, aunque podemos obtener un ahorro considerable haciéndolo nosotros mismos.

El prototipo que hemos analizado está basado en un Kit fabricado por la compañía DTC, de Dallas USA, con el nombre de Mega-board. Este kit contiene la placa principal (doble cara taladro metalizado) y los componentes necesarios (integrados, cristal, redes de retardo) para el montaje. En el kit están incluidos el MEGA-BIOS, monitor en EPROM, la memoria PROM de decodificación y una documentación exhaustiva (90 páginas, en inglés) con las instrucciones de montaje y manejo. En el manual están incluidos los esquemas y diagramas de tiempo.

La elección de este kit se ha realizado debido principalmente a la extensa documentación que aporta; los lectores pueden conocer otros montajes de características similares, aunque con éste hay la seguridad de no ver frustrado el correcto funcionamiento por falta de información o de algún componente. El monitor está desarrollado por la propia DTC, sujeto al correspondiente Copyright, y garantiza la compatibilidad total, y legal, de cualquier programa pensado para el PC. Como ya hemos comentado anteriormente, el PC2 es un sistema modular; la placa principal es la base del ordenador y contiene la CPU 8088, las bancadas de RAM (hasta 256 Kbytes en la propia placa), la circuitería lógica adicional, los periféricos básicos y 8 conectores de expansión (el PC2 incorpora 6). Dos de estos conectores son necesarios para la configuración básica del sistema: la tarjeta de visualización vídeo (color o blanco y negro, a elección) y la de control de control de discos. Los restantes conectores se pueden ir completando con tarjetas de comunicación o control de disco duro para obtener mayores prestaciones del equipo. Todo esto se examinará en detalle en nuestro número de enero, junto con una lista de accesorios (caja, teclado, fuente de alimentación, discos y tarjetas de expansión) y programas disponibles en nuestro mercado. ■



Normas para la reproducción 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 adquirirse como tal o bien prepararla en casa, depositando sobre una placa de circuito impreso convencional una película de laca fotosensible que puede adquirirse en aerosol). El equipo debe completarse con un aerosol especial transparentizador, como el Pausklar 21 (ver la nota del final), 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!

Debido a la gran dificultad que tenían muchos de ustedes para encontrar el aerosol transparentizador ISOdraft que habitualmente aconsejábamos, hemos realizado intensas gestiones para tratar de localizar un equivalente que resultara más fácil de hallar. Así hemos «descubierto» el PAUSKLAR 21

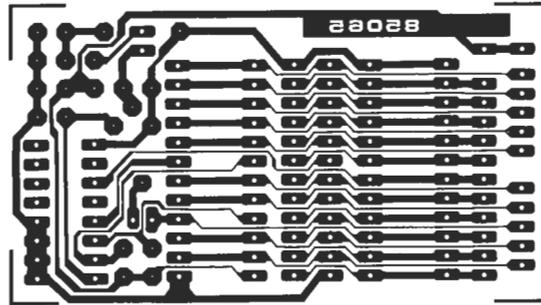
TRANSPARENT SPRAY, fabricado por Kontakt Chemie. En España lo distribuye Berengueras (ver página de quién y dónde) a un P. V. P. aproximado de 700 pesetas. A este establecimiento pueden dirigirse todos aquellos que no lo encuentren en sus proveedores habituales.



Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

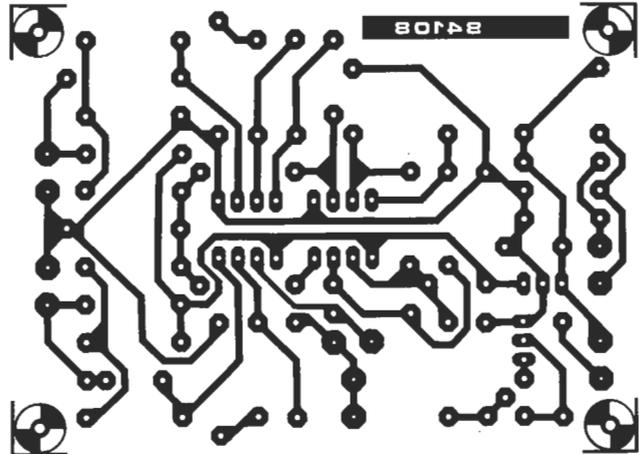
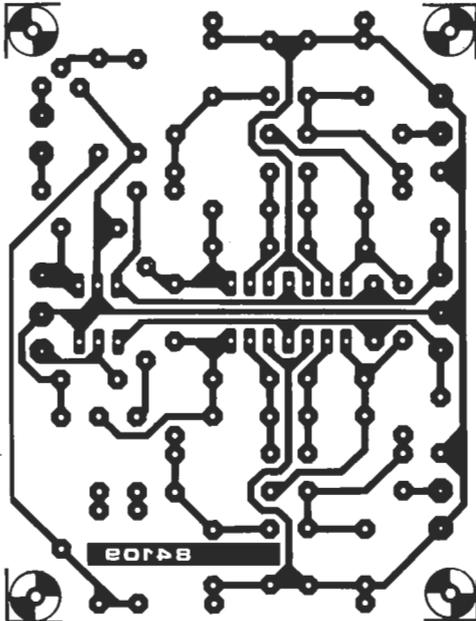


Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR



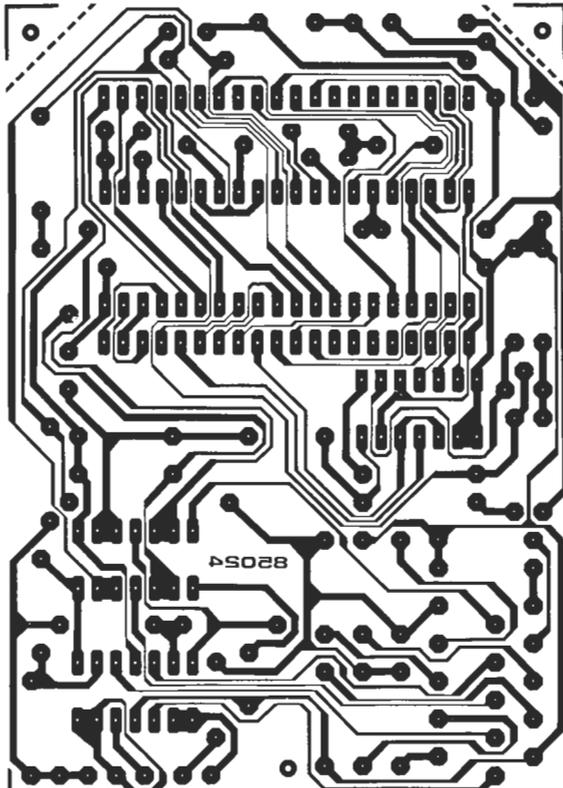
Pseudo 2732
(EPS-85065)

Subsonikator (EPS-84109)

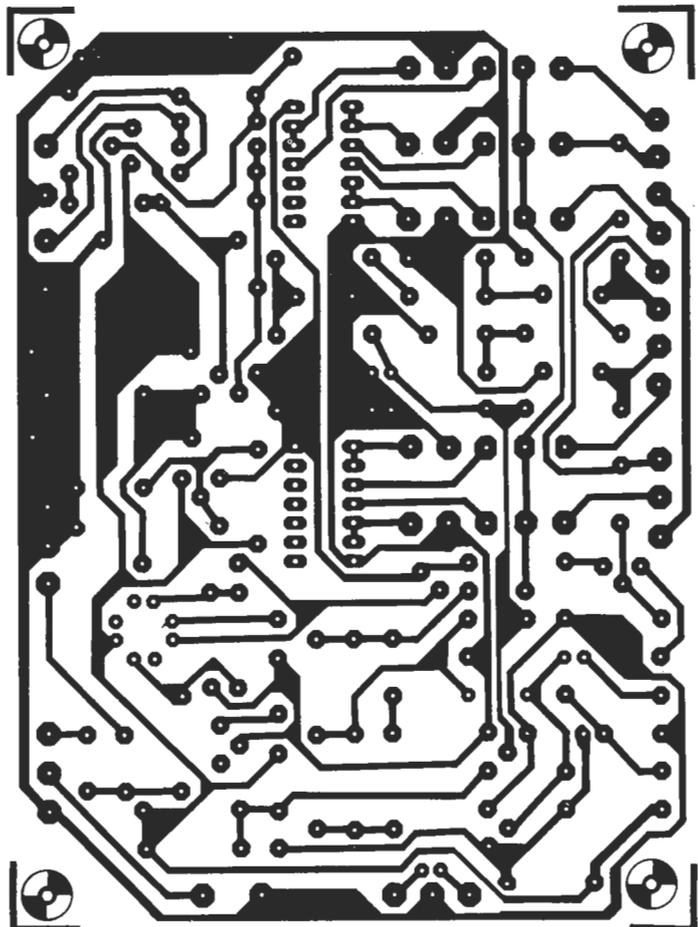


Vela electrónica (EPS-84108)

Medidor pH (EPS-85024)



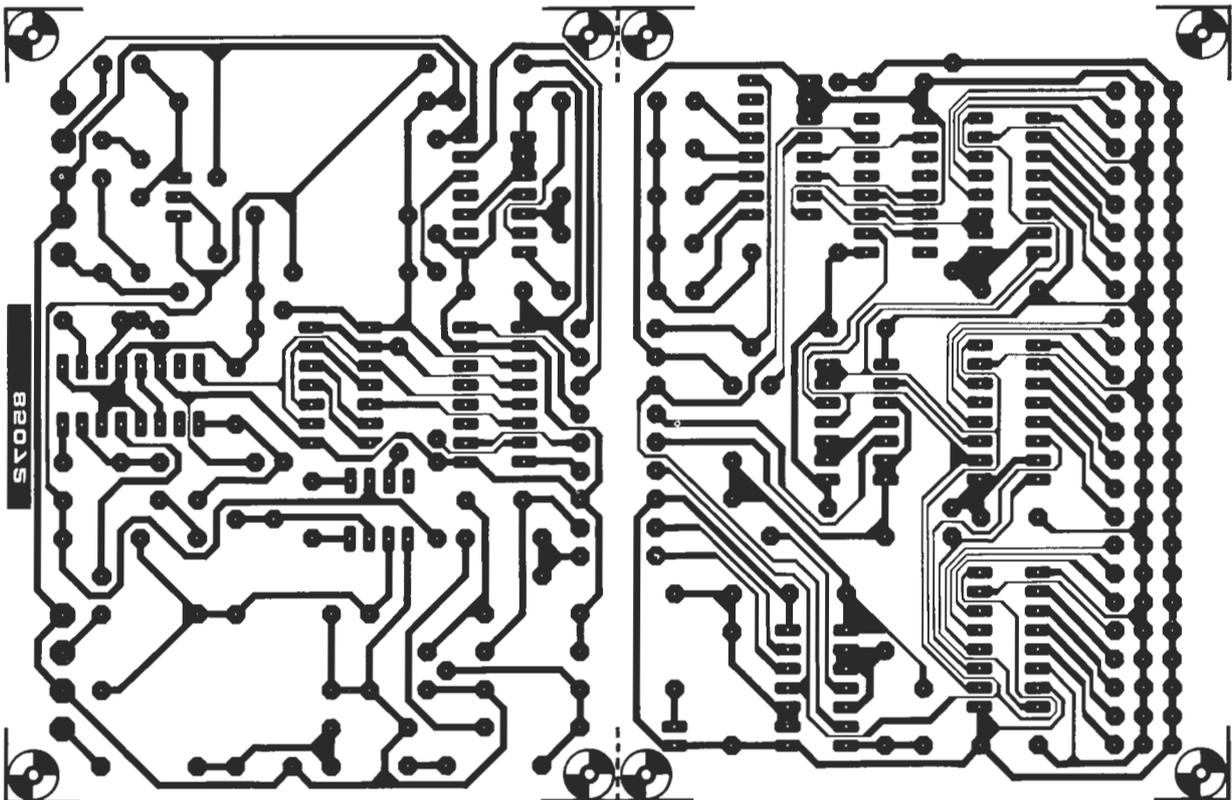
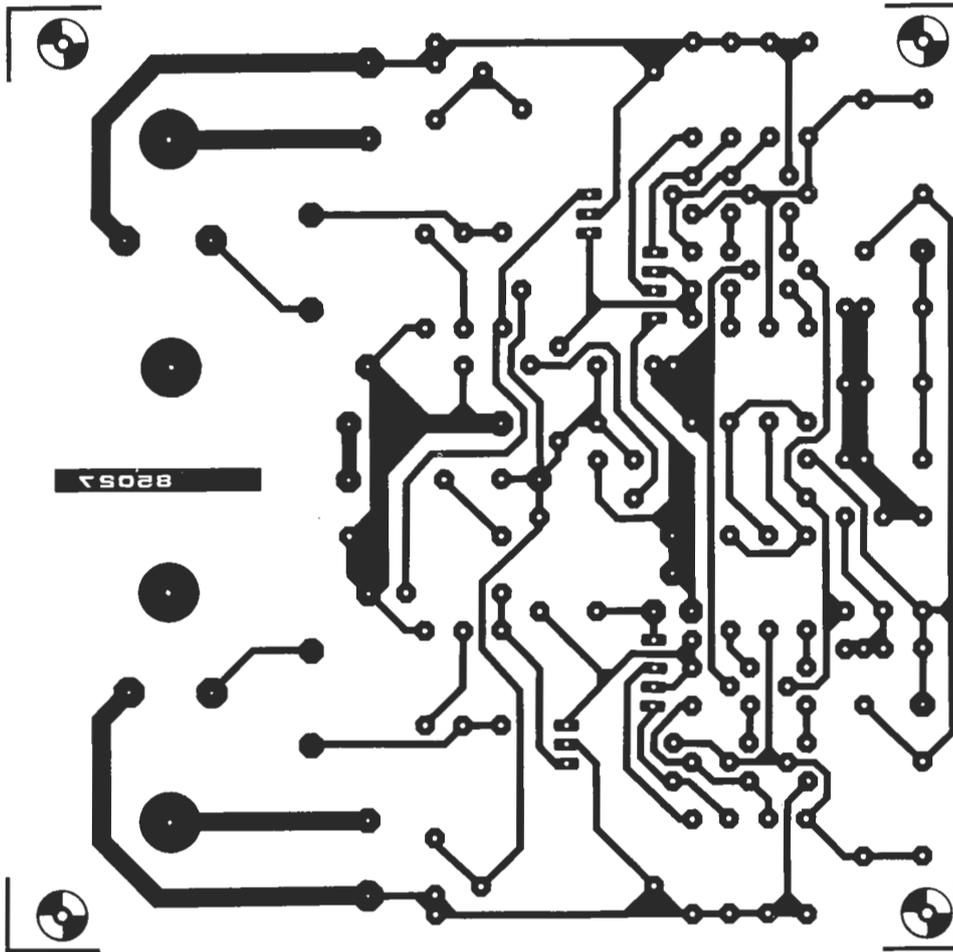
Caja de ritmos (EPS-85005)





Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

Amplificador AXL (EPS-85027)



Indicador de mantenimiento para coche (EPS-85072)



Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

Los fabricantes de equipos de audio están constantemente compitiendo entre ellos para obtener el equipo más perfecto. Incluso los equipos más modestos tienen una respuesta en frecuencia bastante aceptable y se comportan especialmente bien en bajas frecuencias. Una frecuencia de corte inferior de algunos hercios no es una excepción; algunos llegan hasta una corriente continua. Desde el punto de vista de calidad de sonido esto es más que deseable, pero también tiene sus inconvenientes, ya que los ruidos subsónicos pueden llegar al altavoz y dañarlo. Como indica la ley de Murphy de la acústica: estos ruidos de tan baja frecuencia no son audibles por el oído humano, por lo cual no se puede saber si existen o no. Esto resulta cierto a menos que construya un indicador de frecuencias subsónicas, como nuestro Subsonikator, que nos indicará visualmente con un LED cuándo las frecuencias subsónicas que llegan al altavoz sean demasiado grandes.



subsonikator

Una frecuencia de corte inferior muy baja no es necesariamente una buena cosa. Muchas veces, cuando se escucha un disco a un volumen alto se observa que el woofer se mueve excesivamente. Esto procede normalmente de una distorsión indeseable en el rango de frecuencias comprendido entre 1 y 10 Hz. Este fenómeno está limitado sólo a reproducción de discos; en reproducciones de radio, cintas y compact disc no aparece. La razón de esto es que en estos tres últimos la frecuencia de corte inferior es del orden de 20 Hz, debido a algún filtro que haya en el circuito correspondiente o que la propia señal no es capaz de bajar más. Por lo tanto este circuito está especialmente preparado en las reproducciones de discos.

Para mucha gente la reproducción de discos es la fuente de sonido de mayor calidad. (El CD —compact disc— es técnicamente mejor pero mucho menos popular, debido al precio.) Por ello hay que prestar mucha atención a las entradas MM y MC de un amplificador; mientras mejor diseñadas estén esas entradas, mejor será la calidad del equipo. Pero como los equipos de muy buena calidad poseen frecuencias de corte inferior, llegando

casi a continua, pueden aparecer en las reproducciones de disco problemas importantes. Para evitar el problema primero hay que conocer las causas que lo producen. Pero ¿de dónde sale todo este ruido?

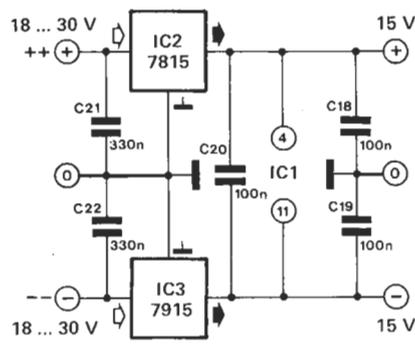
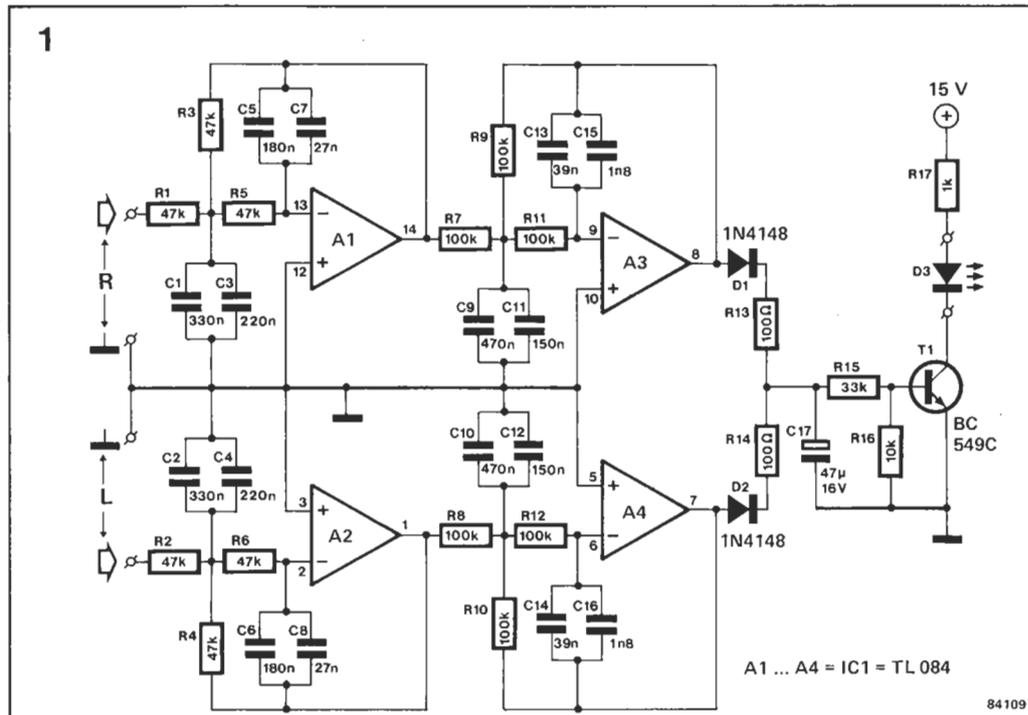
Resonancia y discos doblados

... son casi siempre las razones de estas distorsiones. Las resonancias aparecen fundamentalmente en el brazo fonocaptor y en el plato giratorio del tocadiscos. La aguja tiene que estar soportada de alguna forma con una estructura elástica para permitir a la aguja moverse libremente dentro del surco de la grabación. Como cualquier sistema elástico esta unión tendrá una reacción entre la masa del brazo y el pivote del mismo para alguna frecuencia. A la frecuencia a la que se produce esto se le llama frecuencia de resonancia del brazo y depende de la masa del brazo y del tipo de material sobre el cual pivota. La magnitud de la resonancia viene definida fundamentalmente por la elasticidad de la suspensión de la aguja o por el amortiguamiento diseñado intencionadamente sobre el mismo brazo. A la hora de elegir una cabeza para

detecta las
frecuencias
ultra-bajas

sub-
sonikator

Figura 1. Los filtros utilizados en nuestro circuito sólo dejan pasar frecuencias inferiores a 10 Hz. Cuando se detecta este tipo de ruido subsónico se ilumina el LED 1, para indicar que esta señal no es demasiado saludable para los altavoces.



dos en la habitación (tales como alguien andando) y el brazo puede hacer frente a discos deformados. Si el chasis no está montado sobre un conjunto elástico tendremos un punto menos sobre el que preocuparnos en cuanto a resonancia. Pero tienen el problema de ser más sensibles a interferencias externas, como golpes en la carcasa, gente andando alrededor y realimentación de los altavoces.

Si el disco que estamos escuchando está abombado o tiene alguna protuberancia es muy probable que empiece a oscilar el brazo. El resultado es un ruido subsónico que será amplificado por el equipo, llegando así a los altavoces. Incluso en el caso de que la resonancia esté muy amortiguada, aparecerá este fenómeno. Si alguien que está andando por las cercanías no se acuerda de andar con cierto cuidado, tendremos el mismo efecto. El cono del altavoz sufrirá un golpe imposible de oír.

Como se ve es muy fácil generar ruidos subsónicos, y una vez producidos son muy difíciles de eliminar. La mejor solución es incorporar en el amplificador un filtro subsónico con una frecuencia de corte comprendida entre 15 y 20 Hz; pero la mayoría de los amplificadores disponen de un filtro más bien moderado, que encima empeora la reproducción de los bajos.

¿Qué hacer? Mientras que las señales de muy baja frecuencia no sean demasiado grandes, no hay peligro para los altavoces. Así que se nos ocurrió diseñar un circuito que nos indique cuando el peligro para los altavoces empieza a ser peliagudo. Se medirá entonces el nivel de las señales subsónicas a la salida del amplificador, encendiéndose un LED cuando éstas sobrepasan un cierto umbral. Habrá entonces que reducir el volumen del amplificador o tomar cualquier otra precaución, por ejemplo ver si el disco tiene muchas irregularidades o si hay suciedad en la aguja. También podría ser suficiente con instalar el plato sobre algo más firme. En cualquier caso no empeoramos la calidad de la instalación

acoplarla a un brazo o viceversa, debe tenerse en cuenta que la frecuencia de resonancia del conjunto no esté en la zona audible (por debajo de 16 Hz). Pero no debe ser tampoco demasiado baja para que el conjunto formado no oscile por ondulaciones del disco o por vibraciones que se puedan crear sobre el suelo.

Por lo general se considera que la frecuencia de resonancia debe estar cerca de los 10 Hz, aunque podría llegar hasta los 15 Hz. Desgraciadamente es imposible predecir de antemano cuál va a ser la frecuencia de resonancia si se compra un nuevo brazo o una nueva cabeza fonocaptora. Lo único que se puede hacer es creerse lo que nos diga algún técnico de una tienda especializada. La mayoría de nosotros disponemos ya de alguna combinación brazo-cabeza y no tenemos intención de cambiarlo a no ser que dé unos resultados nefastos.

Otro problemas es la resonancia del chasis. De la misma forma que el brazo, el chasis estará montado sobre algún material elástico. Como es lógico, esto también tendrá un punto de resonancia.

En un plato bien diseñado esta frecuencia está comprendida entre 2 y 4 Hz, de forma que no interfiera en la resonancia del brazo. El plato es ahora relativamente inmune a rui-

ya que la señal no tiene que pasar por nuestro circuito para llegar al altavoz.

El circuito

En el esquema de la figura 1 puede verse que el circuito es relativamente sencillo: un filtro paso-bajo para cada canal y un indicador realizado mediante un LED. Para impedir que el circuito responda a frecuencias bajas, pero audibles, es necesario que las rampas del filtro tengan una pendiente considerable. Por eso hemos utilizado un filtro de tipo Butterworth de 24 dB/octava. La configuración de realimentación múltiple para los filtros los hace muy estables, que es razón más que suficiente para su relativa complejidad. Cada filtro consta de dos secciones de 12 dB/octava (A1/A3 y A2/A4). Los valores de los componentes elegidos fijan la frecuencia de corte a unos 10 Hz de forma que nuestro circuito será capaz de detectar todas las frecuencias que no superen los 12 Hz. La salida de los filtros se rectifica en media onda y se suma. La señal resultante carga el condensador C17 rápidamente. Cuando la tensión en bornes

del condensador alcanza 2,5 V, empezará a conducir el transistor T1 y consecuentemente se iluminará el LED. Después de que la señal subsónica haya acabado, se mantendrá iluminado el LED por un cierto tiempo, dependiendo de la tensión de continua en bornes de C17.

La alimentación del circuito se hace por medio de dos reguladores de tensión, IC2 e IC3. La tensión máxima de entrada para la fuente es de 30 V, que puede obtenerse de un pequeño transformador (2 x 15 V/50 mA), en combinación con un rectificador en puente y dos condensadores electrolíticos (como, por ejemplo, 470 µF/25 V). Si el amplificador dispone de una alimentación simétrica de 15 V, puede alimentarse nuestro circuito a partir de ésta, eliminando así todos los componentes que están indicados con un asterisco en la lista de materiales. El consumo de este circuito es de unos 20 mA, lo cual no supone un consumo excesivo para cualquier amplificador.

Una vez montado sólo queda conectar el circuito en paralelo con los altavoces y el circuito estará listo para su funcionamiento. 

Lista de materiales

Resistencias:

- R1...R6 = 47 k
- R7...R12 = 100 k
- R13, R14 = 100 Ω
- R15 = 33 k
- R16 = 10 k
- R17 = 1 k

Condensadores:

- C1, C2, C21*, C22* = 330 n
- C3, C4 = 220 n
- C5, C6 = 180 n
- C7, C8 = 27 n
- C9, C10 = 470 n

- C11, C12 = 150 n
- C13, C14 = 39 n
- C15, C16 = 1n8
- C17 = 47 µ/16 V
- C18...C20 = 100 n

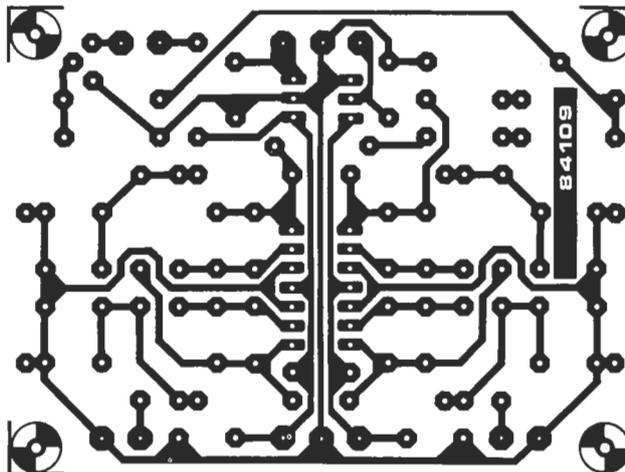
Semiconductores:

- D1, D2 = 1N4148

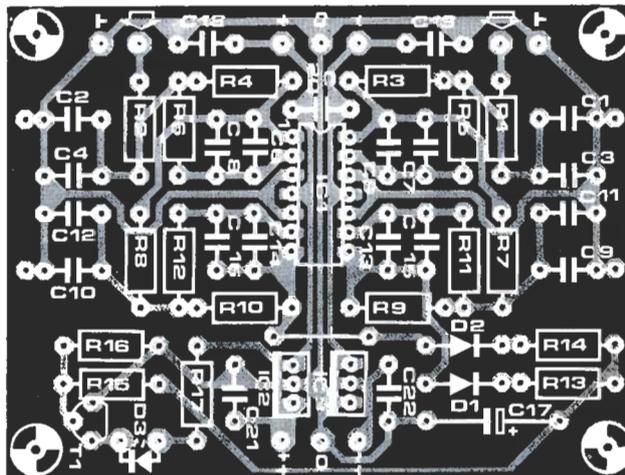
- D3 = LED, rojo
- T1 = BC549C
- IC1 = TL084
- IC2* = 7815
- IC3 = 7915

* = no son necesarios y se utiliza una alimentación simétrica de 15 V

Figura 2. Los reguladores de tensión están incluidos en la lista de materiales y se montan sobre la misma placa. Si puede obtenerse una tensión simétrica de 15 V del amplificador, no son necesarios los estabilizadores.



2



Valores de los componentes del filtro:

Butterworth de 4.º orden (24 dB/octava)

$$C5 + C7 = C6 + C8 = 1,85/6 \pi fR$$

$$C1 + C3 = C2 + C4 = 3/3,7 \pi fR$$

donde R = R1 = R2 = R3 = R4 = R5 = R6

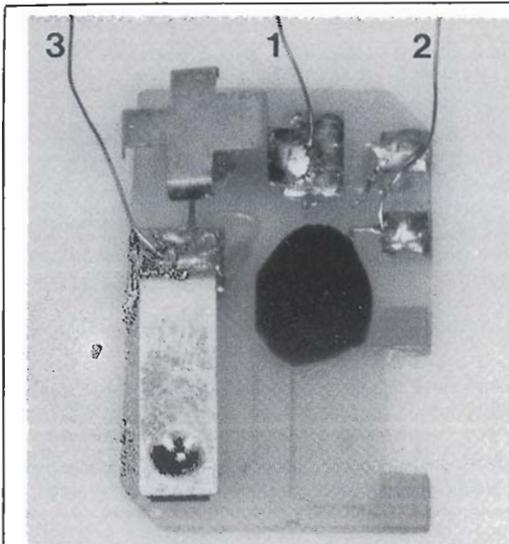
$$C13 + C15 = C14 + C16 = 0,77/6 \pi fR$$

$$C9 + C11 = C10 + C12 = 3/1,54 \pi fR$$

donde R = R7 = R8 = R9 = R10 = R11 = R12

(Todos los valores en Ω, Hz y F)

Foto 1. Esquema del chip musical de tres terminales. La envoltura negra esconde una memoria en la cual se almacena la melodía, un generador de reloj, una pequeña lógica de control y un minúsculo amplificador.



tarjetas melódicas

cómo dar una segunda aplicación a esta novedad electrónica

Una de las últimas olas de la microelectrónica es la de las tarjetas electrónicas. Existe un gran número de variantes del «Cumpleaños feliz» (Happy Birthday) y de infinidad de temas musicales populares en estas curiosas tarjetas de felicitación.

La foto 1 desvela el secreto introducido en el corazón de la tarjeta: la melodía se produce en un minúsculo circuito impreso conectado a un zumbador piezoeléctrico miniatura.

En el centro de nuestro circuito destaca una mancha negra, un simple chip que hace todo el trabajo de esta «producción sonora». Añadiendo un pequeño número de componentes, se puede realizar el circuito de la figura 1.

Infinidad de posibilidades

El circuito propuesto en principio es uno de los muchos posibles que puede hacerse con

el chip de esta tarjeta de voces melódicas. Lo primero que habrá que hacer, como si fuera una ostra, es extraer el chip de la tarjeta. Es muy probable que sea idéntico al de la fotografía. Desconecte la pila, y el zumbador piezoeléctrico, cerrando el interruptor para que haga contacto permanentemente. Sólo falta soldar 3 cables a los puntos 1, 2 y 3. El circuito de la figura 1 permite realizar un timbre musical, para la puerta de casa, pero podrá buscarle otras aplicaciones. La alimentación del montaje es estándar: un transformador para el timbre, un puente rectificador (diodos D1...D4) y un condensador de filtro (C1). Se puede sustituir esta alimentación por una pila de 9 V o tomar la tensión de una fuente adecuada (en función del tipo de aplicación que piense darle).

El temporizador 555 se utiliza aquí como multivibrador monoestable. Accionando el botón (o el timbre) S1, la patilla 3 de IC1 pasa al nivel alto. Esta salida permanece a nivel alto durante un impulso del monoestable, duración que es posible modificar jugando con el cursor del potenciómetro P1. La idea es ajustar el tiempo del monoestable, de forma que permita escuchar, al menos una vez, la melodía completa.

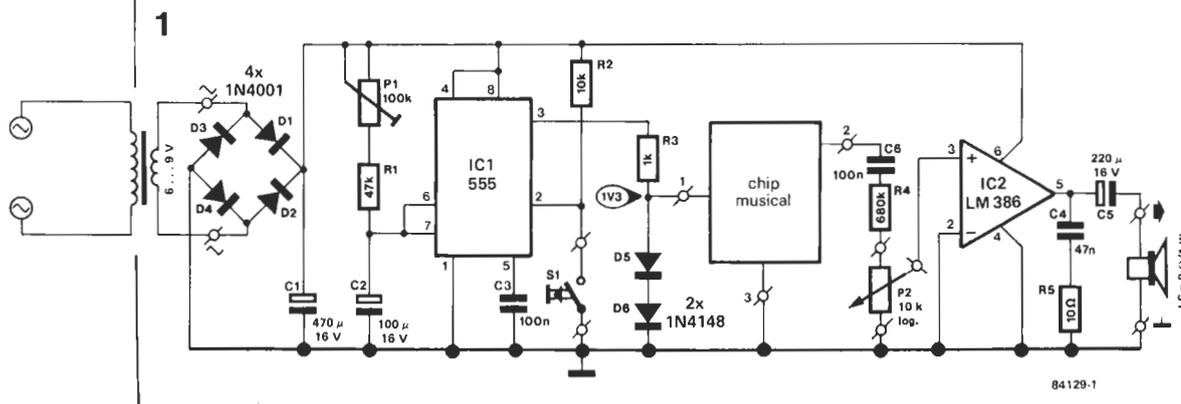
El divisor de tensión R3/D5 + D6, mantiene el potencial constante de 1,3 V aplicado a la patilla 1 del chip musical, mientras la salida del monoestable se encuentra a nivel lógico alto. Durante todo este tiempo, la señal musical está disponible en la patilla 2.

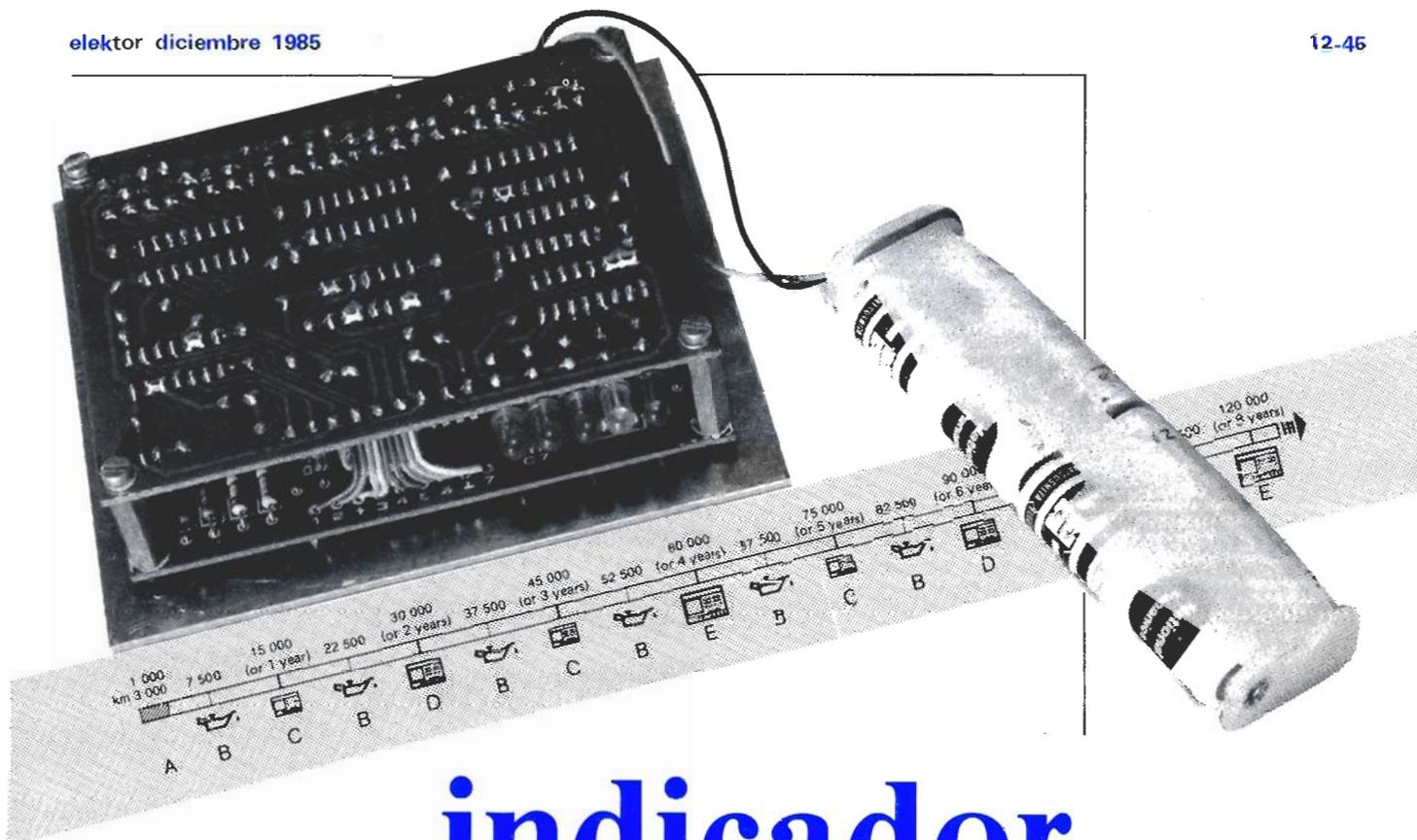
La señal melódica se aplica a IC2 por medio de C6 y del divisor de tensión R4/P2 (que hace las veces de regulador de volumen). El LM 386 amplifica esta señal 20 veces, enviándola al «altavoz» por medio del condensador C5.

Construcción, ajuste y modo de empleo

Las dimensiones de este montaje son pequeñas, pudiéndose reunir en una pequeña placa todas las pastillas. Las conexiones con el mundo exterior, y a la fuente de alimentación, botón S1, chip musical, control de volumen, altavoz, se realizarán con trozos de cable. Solamente hay que calibrar la posición de P1 para que la melodía se escuche cuando se actúe sobre S1. Es aconsejable permitir que suene la melodía completa y una sola vez, aunque esto lo ajustaría cada uno a su gusto. Además del timbre, hay otras muchas aplicaciones para este esquema. Una señal musical «original» también puede ser útil. ¡Es cuestión de imaginación!

Figura 1. Una de las aplicaciones posibles del chip musical de una tarjeta melódica. El polifacético chip es capaz de generar múltiples melodías.





indicador de mantenimiento

Desde que nació el vehículo sin caballos hace cien años, a los modernos automóviles, se ha recorrido un largo camino en el avance tecnológico de los mismos. Un siglo de desarrollo ha aportado muchas mejoras, de forma que hace menos de un cuarto de siglo los vehículos necesitaban realizar el mantenimiento cada 1.000 ó 2.000 km. Ahora, los intervalos de mantenimiento de la mayoría de los coches andan por los 20.000 km. Pero aún así, no podemos descuidar este mantenimiento, por prolongado que sea. Veinte mil kilómetros son más de seis meses de conducción para la mayoría de los conductores y es fácil olvidar si la última revisión fue a los 16.934 o a los 19.364 km. Además, el kilometraje es sólo uno de los factores a considerar a la hora de hacer una revisión al coche. También la velocidad y la temperatura son factores importantes a tener en cuenta.

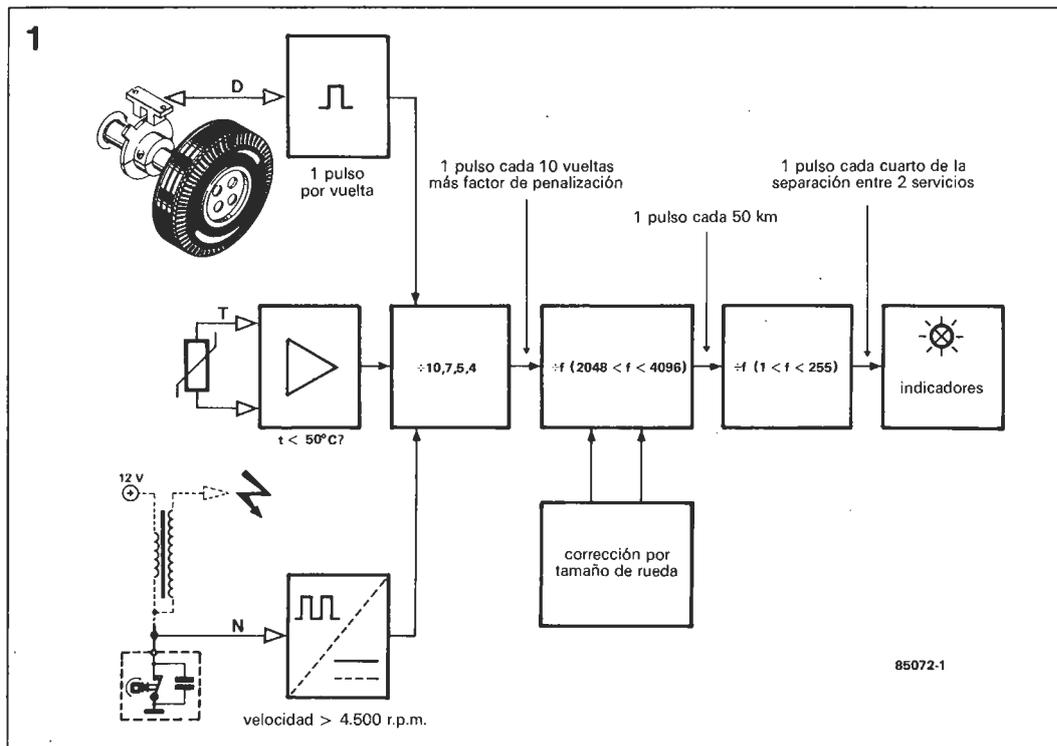
Algunos coches (caros) incorporan dispositivos que avisan al conductor de la proximidad de la siguiente operación de mantenimiento. En nuestro circuito, basado en éstos, están considerados los tres factores anteriormente mencionados. La indicación se hace a través de 5 LEDs: 3 verdes que indican que no hay nada de qué preocuparse, uno amarillo que indica que el servicio todavía no es necesario y uno rojo que indica que ya es momento para una revisión.

Pocos, y cada vez menos, son los coches que necesitan mantenimiento en periodos inferiores a los 10.000 km, y generalmente se trata de un simple cambio de aceite. Estos periodos están aún establecidos como función única del kilometraje, cuando realmente no debería ser así.

Los motores necesitan atención regularmente, pero más a menudo cuanto mayor sea el uso. Los constructores de automóviles toman sus medidas de seguridad y establecen periodos de mantenimiento bastante conservadores, aunque ni las horas de uso ni el kilometraje recorrido sean factores únicos de consi-

Más fiable que el contador kilométrico, avisa al conductor de que ya es tiempo de mandar el coche a una revisión

Figura 1. Este diagrama de bloques muestra que el temporizador está lejos de ser complicado. Toma la información proveniente de tres sensores y calcula la distancia efectiva desde el último servicio. La forma en que es conducido el automóvil determina unas ciertas influencias (de 1 a 2,5) que han sido incluidas en el circuito.



deración de las condiciones de utilización de los motores. Un constructor en particular, BMW, ha preguntado a sus usuarios sobre la forma en que utilizan su automóvil. Diferentes tipos de uso han sido descritos: viajes cortos, partir con el coche frío, largos viajes, funcionamiento a altas revoluciones y conducción económica. Las distinciones se han hecho en base a los diferentes factores que afectan a las partes significativas del motor. Los estudios realizados revelan que hay cuatro factores de primordial importancia:

- la temperatura al comienzo del viaje
- la velocidad del motor
- la temperatura del motor
- la distancia cubierta desde el último mantenimiento.

Echaremos un vistazo a cada uno por separado.

La temperatura inicial

Es de vital importancia para la salud del motor. En nuestras latitudes el invierno no es precisamente templado. Cuanto más baja sea la temperatura ambiente, más tiempo tardará el motor en alcanzar su temperatura de régimen. En nuestro circuito no se hace realmente una medida de la temperatura del motor, sino de cuándo ésta se sitúa por encima o por debajo de 50 °C.

Velocidad de giro del motor

Este es un punto importante a la hora del consumo del motor. El consumo se dispara aproximadamente a la mitad de camino entre el par máximo y la máxima potencia. Cada coche es diferente, por supuesto, pero hemos tomado las 4.500 rev/min como valor intermedio.

Temperatura de funcionamiento

Cada motor tiene una temperatura a la que trabaja mejor. Si la temperatura es inferior a esta ideal, el motor sufre.

Distancia cubierta

Este factor ha sido, hasta ahora, el único a

tener en cuenta a la hora de hacer una operación de mantenimiento. Como sabemos, este factor no es suficiente por sí solo y añadiendo los otros factores llegamos a la siguiente fórmula:

$$D_r = [D(1 + P_t + P_r)/R_a] \text{ km}$$

donde D_r = distancia efectiva en km; D = distancia medida en km; P_t = influencia de la temperatura; P_r = influencia de las rev/min; y R_a = velocidad media de giro del motor de la jornada. Para velocidades de giro de alrededor de 4.500 rev/min, P_r tiene el valor de 0,5; por debajo de este valor P_r es 0. Si la temperatura del motor es inferior de 50 °C, P_t vale 1 y si está por encima vale 0. Cómo se refleja todo esto en nuestro circuito es una cosa que veremos a continuación.

Diagrama de bloques

El diagrama de bloques de la figura 1 muestra la existencia de tres sensores: número de revoluciones de las ruedas = distancia; temperatura por encima o por debajo de 50 °C, y velocidad de giro del motor por encima o por debajo de 4.500 rev/min. También tiene una sección que realiza la corrección correspondiente al tamaño de la rueda y éste está conectado a un divisor y a un display. Veremos cada sección por partes. El sensor de distancia da un pulso por cada giro de las ruedas del coche, que viene traducido en un cierto número de pulsos por kilómetro (o milla). Hemos preferido este sistema antes que un cuentakilómetros que indique la distancia cubierta. La temperatura del motor puede leerse a través de la temperatura del aceite o del agua. El sensor de giro del motor sólo discrimina entre velocidades de giro por encima o por debajo de 4.500 rev/min. Este, por supuesto, es un valor arbitrario tomado a partir del hecho de que la máxima potencia se alcanza alrededor de las 6.000 rev/min. Como regla general, este sensor será ajustado a 3/4 del régimen de máxima potencia. Estos tres sensores alimentan un divisor programable en el cual se introducen los factores

indicador
de manteni-
miento

de corrección y entrega un pulso cada giro de las ruedas. Esta señal alimenta un divisor doble programable (con compensación para el tamaño de rueda) de forma que la señal resultante da un pulso por cada 50 km cubiertos. Esta última señal es introducida a otro divisor programable, el cual es dispuesto para controlar el contador decimal y el display.

El circuito

El circuito mostrado en la figura 2 parece muy enrevesado a primera vista, pero no lo es en absoluto. Para la temperatura del motor hemos usado un sensor ya existente derivando una toma del cable que alimenta el indicador de temperatura del panel del automóvil. La salida del amplificador operacional 3140, usado como comparador, pasa de nivel alto a bajo tan pronto como la tensión aplicada al pin 3 del mismo supera a la del

pin 2. Esto debe ocurrir tan pronto como la temperatura del motor rebasa los 50 °C y se realiza ajustando el potenciómetro P1. La entrada P2 del IC6 en consecuencia estará en alto o en bajo. El sensor de velocidad de giro del motor debe ser bien conocido, ya que apareció en Elektor en el número de marzo de este año. El citado sensor toma su señal de la bobina del encendido y la transforma en una señal utilizable. Esta señal es un tren de pulsos regulares que son introducidos al monoestable MMV1, el cual, en combinación con MMV2, forman el detector de frecuencia. La salida Q de MMV2 se mantiene en alto durante aproximadamente 6,6 ms (determinado por $T = R6C3$) que corresponde a 4.500 rev/min en un motor de 4 tiempos y 4 cilindros. La frecuencia real que se detecta son 150 Hz, dados por $4.500/60 \times 2$ (rev/min dividido por 60 veces y 2 pulsos por cada giro del motor). Por debajo de 4.500 rev/min el monoestable MMV1 entrega sus impulsos nor-

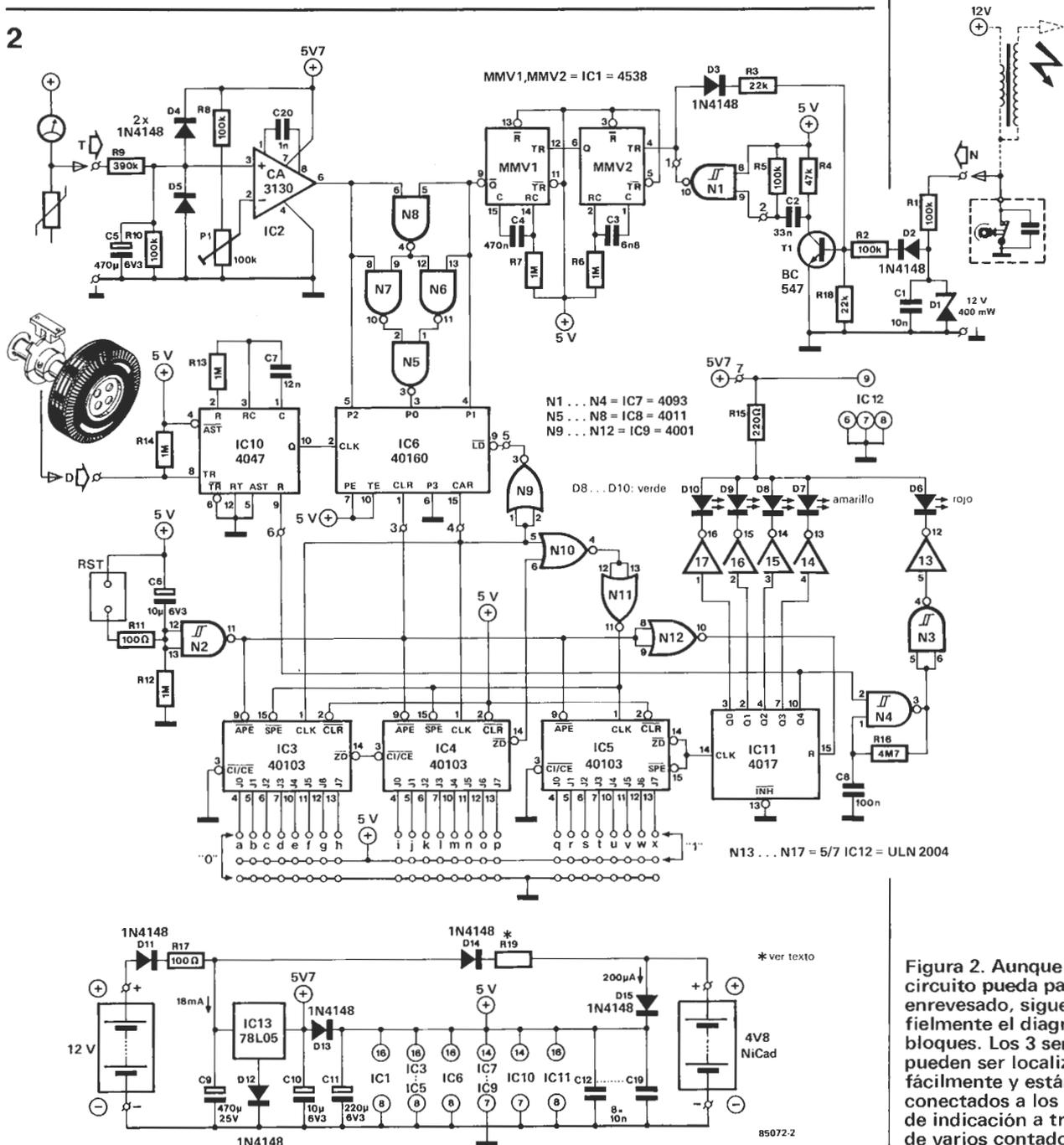


Figura 2. Aunque el circuito pueda parecer enrevesado, sigue fielmente el diagrama de bloques. Los 3 sensores pueden ser localizados fácilmente y están conectados a los LEDs de indicación a través de varios contadores y divisores.

2 ⁰	=	1 (a)
2 ¹	=	2 (b)
2 ²	=	4 (c)
2 ³	=	8 (d)
2 ⁴	=	16 (e)
2 ⁵	=	32 (f)
2 ⁶	=	64 (g)
2 ⁷	=	128 (h)
2 ⁸	=	256 (i)
2 ⁹	=	512 (j)
2 ¹⁰	=	1024 (k)
2 ¹¹	=	2048 (l)
2 ¹²	=	4096 (m)
2 ¹³	=	8192 (n)
2 ¹⁴	=	16384 (o)
2 ¹⁵	=	32768 (p)

Conversión del factor a su equivalente binario:
 20.999 - 32.768 es negativo;
 J7 de IC5 (p) = 0,
 20.999 - 16.384 = 4.615 por lo que J6 de IC5 (o) = 1,
 4.615 - 8.192 = negativo;
 J5 (n) = 0,
 4.615 - 4.096 = 519,
 J4 (m) = 1
 J3 (l) = 0,
 J2 (k) = 0,
 519 - 512 = 7, J1 (j) = 1
 J0 (i) = 0,
 J7 de IC4 (h) = 0,
 J6 (g) = 0,
 J5 (f) = 0,
 J4 (e) = 0,
 J3 (d) = 0,
 7 - 4 = 3, J2 (c) = 1,
 3 - 2 = 1, J1 (b) = 1,
 1 - 1 = 0, J0 (a) = 1.

Esto da un número binario 0101001000000111 el cual deberá ser programado en las entradas de IC4 y de IC5.

Tabla 1. Factores de penalización; palabra binaria que debe ser introducida en IC6 y valor decimal, además de la cuenta necesaria.

temperatura (°C)	velocidad motor (rev/min)		P2	P1	P0	valor decimal	cuenta necesaria
	< 4.500	> 4.500					
> 50	1,0		0	0	0	0	10
		1,5	0	1	1	3	7
< 50	2,0		1	0	1	5	5
		2,5	1	1	0	6	4

Tabla 1.

malmente, pero por encima de éstas el monoestable es redispuesto y su salida se mantiene en nivel alto.

La salida Q de MMV1 estará, por tanto, permanentemente en nivel alto y esta salida es introducida en la entrada P1 del contador decimal síncrono, cuya salida estará en nivel alto o bajo, según le corresponda.

El detector de distancia recorrida (un VDO, generador de impulsos, un detector de efecto Hall como el HKZ101 de Siemens, o un relé reed y su imán asociado, por ejemplo) se conecta a la entrada contadora de número de vueltas de la rueda. Volveremos más tarde a la puesta a punto en el caso particular del generador VDO. Cada vez que las ruedas efectúan un giro completo, la entrada TR del multivibrador monoestable IC10 recibe un impulso y a la salida obtenemos otro cuya duración viene dada por la expresión $T = 2,48 \times R \times C$. En nuestro circuito el tiempo es de 30 ms para eliminar los rebotes en el detector. Por supuesto, un detector de efecto Hall no tiene rebotes. La salida Q de este MMV da la señal de reloj a IC6.

Cuatro puertas NAND, N5...N8, configuran una puerta OR exclusiva que discrimina las señales provenientes de los sensores de temperatura y velocidad de giro del motor. Si la combinación de estos factores presentan una situación desfavorable, se aplica un 0 a la entrada P0.

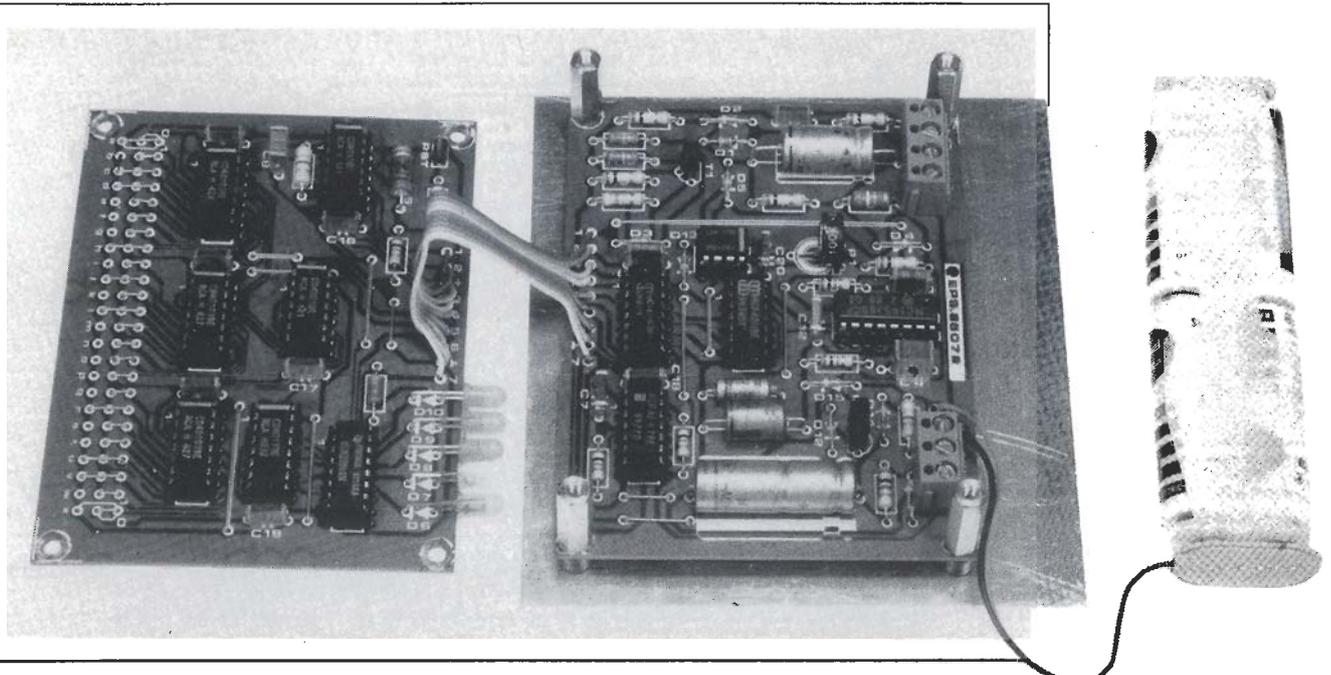
Las tres entradas paralelo del integrado 40160, P0...P2, aceptan una palabra lógica de 3 bits que pueden ser 000, 011, 101 o bien 110. Como sabemos, estos números en decimal corresponden a 0, 3, 5 y 6 y significan en nuestro circuito: ninguna influencia, influencia de la temperatura, influencia de las rev/min y una combinación de ambas, respectivamente. El 40160 cuenta a partir de esta entrada hasta 10. La relación de estos factores se muestra en la tabla 1, donde vemos la influencia en cada caso; la palabra en binario introducida en IC6 y la cuenta a efectuar. Esto último es siempre el cociente proveniente de dividir el número 10 por el factor de influencia. En condiciones óptimas, la salida 15 del IC6 dará un pulso por cada 10 revoluciones de las ruedas. Esta señal de CARRY OUT es introducida en la entrada LD a través del inversor N9 por lo que el integrado comienza a contar otra vez desde el valor presente en su entrada. Dos contadores programables síncronos descendentes, IC3 e IC4, constituyen un divisor programable de 16 bits, en el cual los flancos de subida del reloj provocan un descenso de la cifra cargada a través de las entradas J0...J7. Cuando éste alcanza el cero, la salida CO/ZD pasa a nivel activo (cero lógico). Los valores que deben

introducirse en las entradas J han de obtenerse a través de la tabla 2, estando, por tanto, el circuito ajustado a las dimensiones de las ruedas en que actúa el sensor correspondiente. Para ello se utilizan puentes en los terminales a...k. Respecto a los restantes terminales, l se conecta a +5 V y m, n, o, p a masa. Esto da un margen de división entre 2048 y 4096, pero sólo estamos interesados en valores comprendidos entre 2169 y 3236. La longitud de circunferencia de las ruedas las podemos obtener del valor teórico; algunos perfeccionistas pueden preferir medir la longitud real debido al desgaste, pero realmente esto no es necesario. Como anteriormente hemos comentado, un generador de impulsos VDO es un caso especial de sensor que incorporan los odómetros (medidores de distancia) de algunos automóviles.

El sensor magnético entrega 6 impulsos por cada rotación del cable de velocidad. En los vehículos en los que aparece este sensor (en los Volvo, Mercedes, Opel, BMW o VW, por ejemplo), un pequeño número comprendido entre 542 y 975 aparece inscrito en su cubierta, normalmente.

Como ejemplo aclaratorio, supongamos que tenemos un sensor marcado con el número 700; el sensor efectuará 700 rotaciones por kilómetro y, por lo tanto, entregará $700 \times 6 = 4.200$ impulsos en este período. Para nuestro circuito queremos un impulso único por cada 50 km, por lo que multiplicamos este número por 50 y luego lo dividimos por 10. Esto nos da el divisor deseado de 21.000, al cual le restamos 1 y convertimos el resultado (20.999) a su equivalente binario, que nos indicará los puentes que debemos realizar. Esta forma de proceder se aclara en el ejemplo que figura al margen.

Lo que conseguimos con todo esto es que obtengamos en la salida SPÉ un pulso para una distancia «real» de 50 km. Otro contador síncrono programable descendente, IC5, se utiliza para definir el número de intervalos de 50 km antes de dar un impulso al contador decimal de cuenta/descuenta IC11. Tomando unidades métricas, hemos supuesto intervalos de mantenimiento de 10.000 km, por lo que la distancia de encendido de los sucesivos LEDs es de 2.500 km o lo que es igual, 50×50 km; por tanto, el factor de división de IC5 es 50. Realmente el factor divisor programado es 49, ya que debemos siempre restar uno del valor deseado. El valor binario resultante (110001) es introducido en las entradas J0...J7 de IC5. Los terminales v, u y q han de ser conectados a +5 V y los r, s, t, w y x han de ser conectados a masa. Cada impulso proveniente de la salida ZD incrementa en uno el contador IC11, haciendo que la siguiente salida sea activa y encendiendo el siguiente LED a través de los inversores N13...N17. El último LED (rojo) se activa intermitentemente a través del multivibrador consistente en las puertas NAND (N3 y N4) de modo que atraiga la atención del conductor sobre el hecho de ser necesaria una operación de mantenimiento. Dos partes del circuito aún no han sido descritas, la primera de las cuales es llamada RST (RESET). Esto es, un par de bornes conectados a N2. Cuando el vehículo ha sido ya revisado adecuadamente y se han realizado los cambios de aceite, agua, etc., han de ser unidos ambos bornes, dando como



resultado un reset del circuito. En la parte inferior derecha del circuito podemos ver unas baterías de NiCd de 4,8 V que se mantienen permanentemente en carga a través de R19. La corriente de carga adoptada ha sido de $i^{1/25}$ de su corriente nominal, que es de 20 mA en este caso. La tensión de la batería del coche y la ley de Ohm permiten el cálculo de la resistencia. Para una tensión de 12 V, R19 será de unos 600 ohmios, aproximadamente. En caso de un tipo diferente de batería, la solución más sencilla es colocar un voltímetro sobre R19 y, por modificación del valor de esta resistencia, adecuar la corriente deseada de carga.

Construcción

El circuito impreso mostrado en la figura 3 reduce la construcción a una mera operación correcta de soldadura. Primero, sin embargo, habrá que cortar la citada placa en dos. Como es usual, tener especial cuidado en la polaridad correspondiente a semiconductores y condensadores electrolíticos y colocar zócalos de buena calidad para los integrados CMOS.

Contar el número de bornes, que deben ser exactamente una docena, sin contar los de programación. Nueve trozos, no demasiado largos, de cable flexible se necesitan para interconectar las dos placas de circuito impreso. Cuando esté seguro de que ambas funcionan correctamente, puede unirlas a modo de sandwich con los componentes como «relleno» (hacia dentro). Los LEDs han de ser montados de forma que miren hacia fuera. Por cuestión de estética, pueden ponerse LEDs rectangulares, pero, en el caso del rojo, se recomienda ponerlo redondo para una mayor visibilidad.

Conexiones

El detector de temperatura

La gran mayoría de los automóviles tienen un indicador de temperatura, por tanto, simplemente podremos tomar una derivación de tal sistema e introducirlo en el punto del circuito designado como T. El potenciómetro P1 es ajustado (con el coche a la temperatura

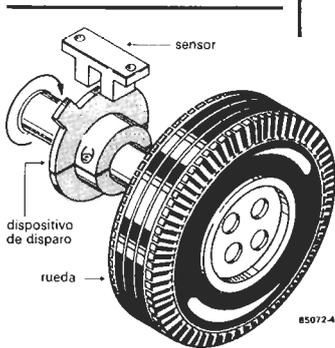
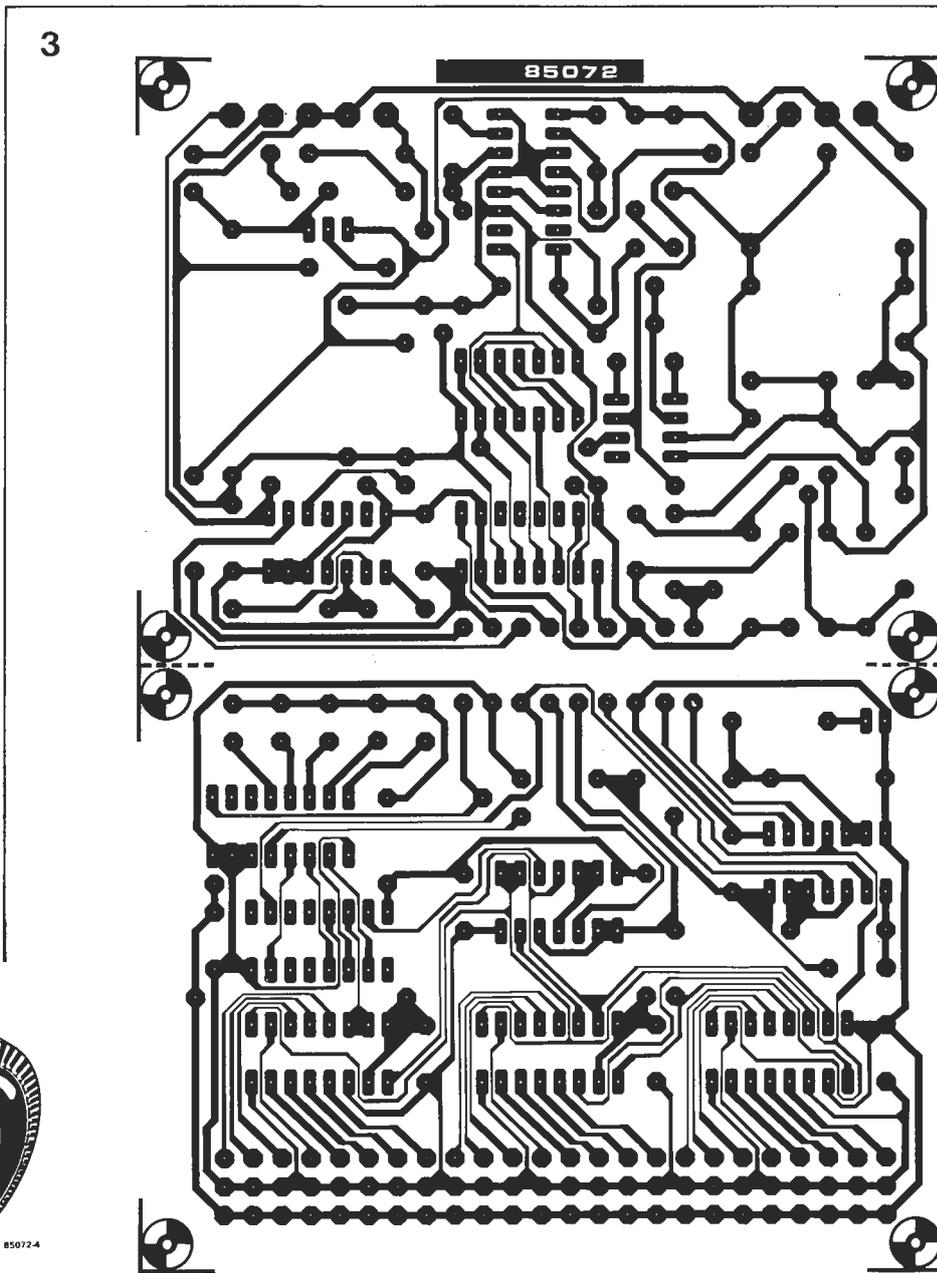
Tabla 2.

tipo de llanta	circunferencia	factor divisor para un pulso por 50 km	puentes k j h g f e d c b a
125 - 15	184.1	2716	01010011101
135 - 12	165.3	3025	01111010010
135 - 13	173.3	2885	01101000110
145 - 10	154.5	3236	10010100101
145 - 12	170.5	2935	01101110110
145 - 13	178.4	2803	01011110100
145 - 14	166.4	2682	01001111011
145 - 15	194.4	2572	01000001101
145 / 70 - 12	159.5	3135	10001000000
145 / 70 - 13	167.5	2985	01110101010
155 - 12	175.5	2847	01100100000
155 - 13	183.5	2723	01010100100
155 - 14	191.6	2610	01000110011
155 - 15	199.4	2505	00110010101
155 / 70 - 12	163.9	3051	01111101100
155 / 70 - 13	171.7	2909	01101011110
165 - 13	180.8	2648	01001011001
165 - 14	196.7	2542	00111101111
165 - 15	204.7	2443	03110001100
165 / 70 - 13	176.3	2836	01100010101
165 / 70 - 14	184.3	2713	01010011010
165 / 65 - 13	171.1	2922	01101101011
165 / 65 - 14	179.1	2792	01011101001
175 - 13	173.9	2579	01000010100
175 - 14	201.9	2476	00110101101
175 / 70 - 13	180.7	2767	01011010000
175 / 70 - 14	188.7	2650	01001011011
175 / 70 - 15	196.7	2542	00111101111
175 / 65 - 14	183.2	2729	01010101010
185 - 14	207	2415	00101110000
185 / 70 - 13	185.1	2701	01010001110
185 / 70 - 14	193.1	2589	01000011110
185 / 70 - 15	201.1	2486	00110110111
185 / 65 - 14	187.3	2670	01001101111
185 / 60 - 14	181.5	2755	01011000100
190 / 65 - 370	200.1	2499	00111000100
190 / 55 - 340	172.5	2899	01101010100
195 - 14	212.2	2356	00100110101
195 / 75 - 14	203.6	2456	00110011001
195 / 75 - 15	211.6	2363	00100111100
195 / 70 - 14	197.5	2532	00111100101
195 / 70 - 15	205.5	2433	00110000101
195 / 60 - 14	185.2	2700	01010001101
195 / 60 - 15	193.2	2588	01000011101
205 / 75 - 13	216.3	2312	00100010001
205 / 70 - 15	209.9	2382	00101001111
205 / 60 - 13	181	2762	01011001011
205 / 60 - 14	187	2644	01001010111
205 / 60 - 15	197	2536	00111101011
205 / 55 - 13	198.5	2519	00111011000
215 - 15	230.5	2169	00001111010
215 / 75 - 15	221	2262	00011010111
215 / 70 - 15	214.3	2335	00100011110
215 / 60 - 15	200.8	2490	00110111011
220 / 55 - 365	190.7	2622	01000111111
225 / 75 - 14	217.7	2297	00011111010
225 / 75 - 15	225.7	2215	00010101000
225 / 50 - 14	198.4	2520	00111011001
230 / 70 - 15	220.9	2263	00011011000
235 / 75 - 15	250.4	2170	00001111011
235 / 70 - 15	223.1	2241	00011000101
235 / 60 - 15	208.3	2400	00101100001
235 / 55 - 15	200.9	2489	00110111010
255 / 50 - 13	207.8	2406	00101100111

de funcionamiento) de forma que la salida de IC2 esté a nivel bajo. Se puede utilizar un sensor propio, exclusivamente para el temporizador de mantenimiento. Si esto fuera necesario, es importante que la salida sea en tensión y directamente proporcional a la

indicador de mantenimiento

Figura 3. El diseño adjunto del circuito impreso consta de dos partes que deben ser separadas antes de comenzar el montaje. Una vez comprobado el funcionamiento, serán dispuestas mediante separadores a modo de sandwich.



temperatura; es decir, lineal en su respuesta, al menos en la zona de temperatura que a nosotros nos interesa. Tal sensor deberá ser puesto a masa separadamente, en lugar de utilizar la de nuestro circuito.

El sensor de distancia

Hemos hablado ya de las condiciones especiales que supone el uso de un generador de impulsos VDO. Esto, por supuesto, no es un estándar en todos los automóviles, pero lo único que hay que hacer es conectar su salida a la entrada D de la placa. Si no se dispone de uno, puede montarse un sensor de efecto Hall o bien un relé reed con su imán en una rueda. El uso del relé reed supone tomar precauciones para que otros efectos magnéticos del automóvil no perturben su funcionamiento. Por otro lado, el magnetismo no supone ningún problema para el generador de efecto Hall, pero su montaje, como muestra la figura 4, presenta cierta dificultad. Es desaconsejable el uso de sensores ópticos por el problema de polvo y suciedad.

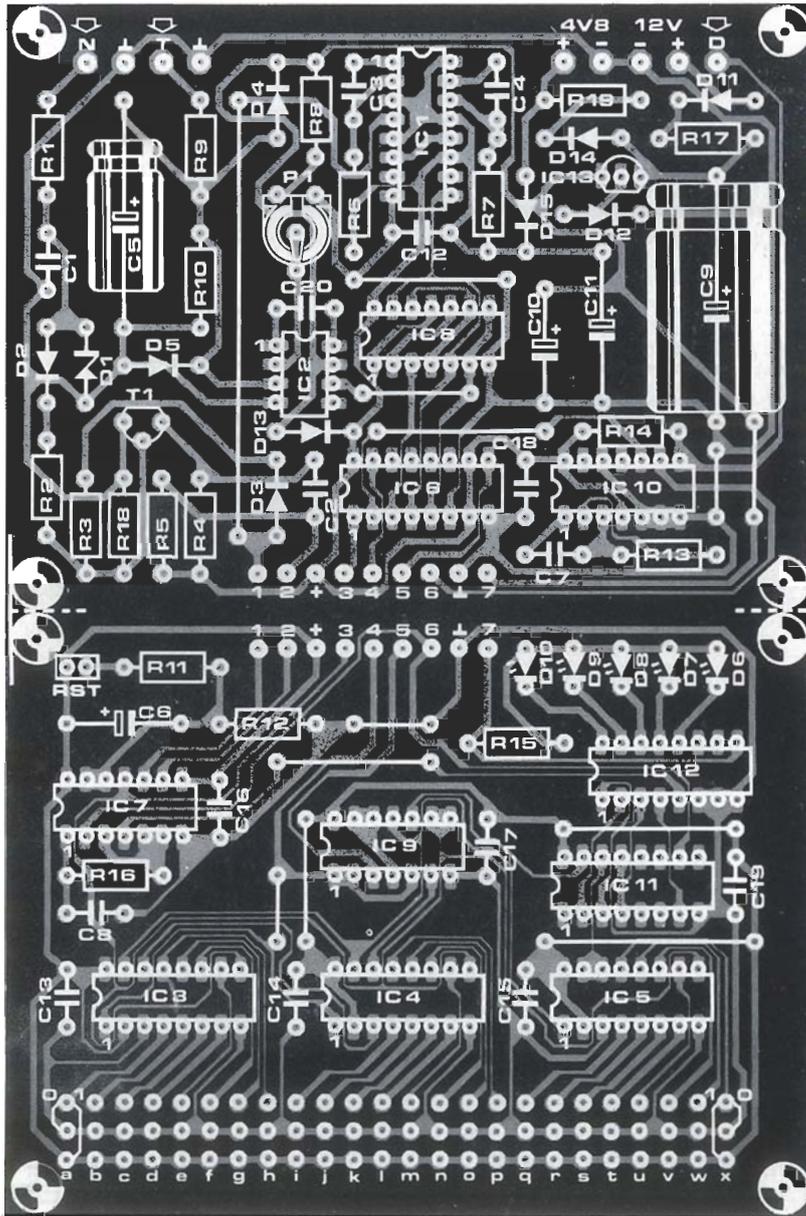
El sensor de velocidad de giro del motor

La medida de este parámetro está basada, como ya se ha dicho, en los pulsos provenientes de la bobina de encendido; por tanto, sólo hay que conectar el punto N del circuito a la línea existente entre la bobina de encendido y los platinos.

Programación de los divisores

La conexión de los terminales «a» a la «x» dependerá de los factores elegidos. Empiece por introducir en los bornes a...k el valor de acuerdo al tamaño de la rueda. Para una rueda normal de 13 pulgadas (165/13, 155/13) los puentes deben constituir el número en binario 0100101011001. En el circuito impreso está bastante claro cómo programar un uno o un cero. Ahora debe programar la distancia. En la descripción del circuito hemos hablado de un pulso por cada 50 km. Este valor fue adoptado por simplicidad, únicamente, y si se adopta otro tipo, la programación es diferente. Es, por tanto, aconsejable que conserve este factor y, si lo desea, introduzca una correc-

indicador
de manteni-
miento



Lista de componentes:

- Resistencias:
 R1,R2,R5,R8,R10 = 100 k
 R3,R18 = 22 k
 R4 = 47 k
 R6,R7,R12...R14 = 1 M
 R9 = 390 k
 R11,R17 = 100 Ω
 R15 = 220 Ω
 R16 = 4M7
 R19 = *
 P1 = 100 k ajustable
 * = ver texto

- Condensadores:
 C1,C12...C19 = 10 n
 C2 = 33 n
 C3 = 6n8
 C4 = 470 n
 C5 = 470 μ/6V3
 C6,C10 = 10 μ/6V3
 C7 = 12 n
 C8 = 100 n
 C9 = 470 μ/25 V
 C11 = 220 μ/6V3
 C20 = 1 n

- Semiconductores:
 D1 = 12 V/400 mW zener
 D2...D5,
 D11...D15 = 1N4148
 D6 = LED, rojo
 D7 = LED, amarillo
 D8...D10 = LED, verde
 T1 = BC547
 IC1 = 4538
 IC2 = CA3130
 IC3...IC5 = 40103
 IC6 = 40160
 IC7 = 4093
 IC8 = 4011
 IC9 = 4001
 IC10 = 4047
 IC11 = 4017
 IC12 = ULN2004
 IC13 = 78L05

- Varios:
 batería 4,8 V NiCd
 (4,5 V es suficiente)

ción en la siguiente etapa. En la descripción del circuito también hemos hablado de un periodo de 10.000 km entre cada operación de mantenimiento, lo que supone un pulso por cada 2.500 km en la presente etapa. Probablemente, su libro de mantenimiento del automóvil traiga los periodos de mantenimiento en millas y kilómetros, pero si esto no es así o el periodo entre servicios de mantenimiento no corresponde a 10.000 km, IC5 debe ser programado adecuadamente. Un intervalo de 15.000 km da un factor divisor de $15.000/4 \times 50 = 75$, dando como resultado un número binario de 1001010. El circuito puede ser dispuesto para intervalos de hasta 51.000 km, y si espera andar con su coche más de esta distancia sin visitar un taller, no diga que no se lo avisamos cuando tenga problemas.

Colocación del cicruito

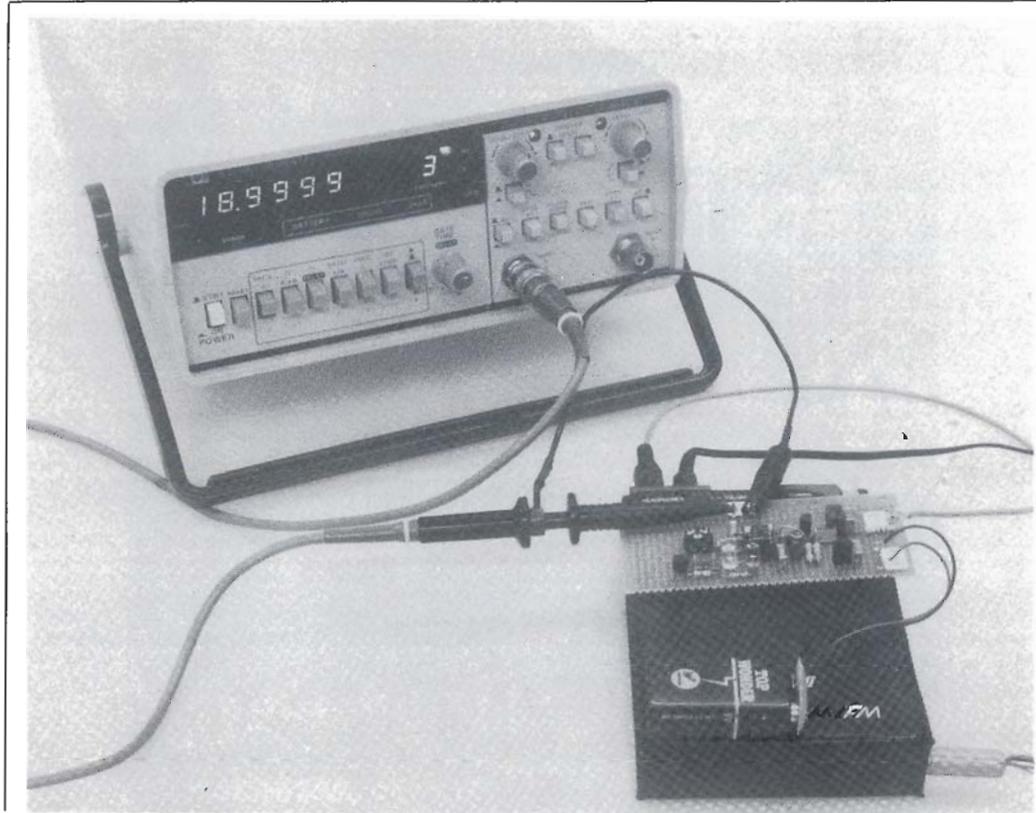
El circuito debe ser montado de forma que el conductor vea brillar los LEDs y, por tanto,

las conexiones deben de realizarse atendiendo a este hecho. Puede colocarse debajo del capó de forma que pueda verse cuándo se revisa el aceite o el agua. El circuito será reseteado puentando los terminales RST y una vez hecho esto el primer LED pasará a lucir. Todo lo que resta es comprobar que los demás LEDs lucen a su debido tiempo, es decir, cada 2.500 km; en la mayor parte de los casos esto ocurrirá alrededor de un 5 o un 10% menos de la distancia teórica (entre 2.250 y 2.375 km sobre los 2.500 teóricos). Por tanto, es de esperar que el LED rojo luzca a los 9.000 ó 9.500.

El circuito sugerido no pretende suplantar otra alternativa de mantenimiento. Puede no ser tan importante como revisar el agua y el aceite, pero puede darle una idea de lo descendiente que es usted con la mecánica. De cualquier forma usted podrá planificar más coherentemente los intervalos de mantenimiento, cosa que con los precios que tienen los talleres hoy en día es harto aconsejable.

**indicador
de manteni-
miento**

una preciosa ayuda en la calibración de instrumentos de medida



calibrador de 19 kHz

Los instrumentos de medida y ajuste son necesarios en cualquier laboratorio serio, sea profesional o no. Disponer de equipos de medida deficientes es casi peor que no disponer de ninguno, ya que pueden llevar a conclusiones tan falsas como peligrosas. Uno de los puntos más conflictivos de los instrumentos autoconstruidos es la precisión, pero..., ¿de dónde tomar la referencia, si no se dispone de un patrón fiable? Nosotros hemos diseñado uno sencillo, capaz de dar una frecuencia de 19 kHz con precisión y sin necesidad de ajuste. Para entrenarse con él, pueden empezar calibrando el oscilador a cristal del «frecuencímetro a μP » (Elektor 60, mayo 1985).

Un instrumento de medida debe ser fiable y preciso y, en general, cuanto más esté dispuesto a pagar, más exigencias podrá añadir a estas dos cualidades. En los instrumentos autoconstruidos no van provistos de un certificado de calidad y por ello es necesario contrastarlos con otros dispositivos fiables, que les dan el aprobado, ¡o aún mejor, el sobresaliente! Este es el caso del frecuencímetro publicado recientemente en Elektor, cuyo oscilador a cristal debe calibrarse con un instrumento adecuado, de precisión asegurada: otro frecuencímetro. Afortunadamente, hemos pensado en una solución igual de precisa, pero mucho más barata. Basta para ello este pequeño circuito y un sencillo receptor de FM comercial.

19 kHz de la radio

La frecuencia de 19 kHz no se ha elegido en este circuito como un número aleatorio. Esta

es, de hecho, la frecuencia del tono piloto en emisoras de FM estéreo. En el caso de receptores de FM o equipos de alta calidad, esta frecuencia es suprimida eficazmente por el decodificador estéreo. Por ello, estos aparatos no sirven para nuestro propósito. La salida de altavoces o de auriculares de un receptor mono se puede conectar directamente a nuestro circuito.

El filtro pasobanda formado por R1/C1/L1/C2 elimina las partes innecesarias de la señal, que después de ser amplificada por T1, se aplica a la entrada de IC1 (pin 3).

El circuito integrado IC1, un 567, es un PLL (phase locked loop) que se usa en este caso como decodificador de tonos. La función que realiza cada uno de sus terminales puede verse en la figura 1. El PLL se ajusta a una frecuencia determinada por medio de los componentes exteriores entre las patillas 5 y 6. Para los valores indicados, el PLL está

calibrador
de 19 kHz

ajustado a 19 kHz. La banda pasante de esta «frecuencia de enganche» viene determinada por el valor de C5. C4 tiene como misión eliminar los efectos en la salida de cualquier espúrea en las cercanías de la frecuencia de enganche.

Cuando IC1 detecta alguna señal dentro de la banda seleccionada, empieza a oscilar a esa frecuencia. La salida del 567 (pin 8) baja a cero, por lo cual se iluminará el LED amarillo (D1). Si el PLL no ha enganchado correctamente con la señal de entrada, o si la señal de entrada no se mantiene en la banda basante de la frecuencia de enganche el tiempo suficiente, se habrá cargado C8 sólo parcialmente, por lo cual no se iluminará el LED verde (D3). Tan pronto como el PLL esté correctamente enganchado a los 19 kHz estipulados, se cortará T2, iluminándose los dos LED a la vez. En estas condiciones, la señal de salida del IC1 (pin 5), será una onda cuadrada de exactamente 19 kHz.

Montaje, ajuste y uso

El circuito debe montarse con mucho cuidado y teniendo en cuenta unos cuantos puntos. Mantenga los cables lo más cortos posible y asegúrese de utilizar cable grueso en alimentación y masa. Es también muy importante conectar el condensador C6 lo más cerca posible de IC1, entre la alimentación y masa (patillas 4 y 7).

Conecte a la entrada del circuito la salida de altavoces o de auriculares de un receptor de FM mono y sintonice una emisora estéreo. Ajuste con cuidado P1 de forma que a mínimo volumen empiece a iluminarse D3.

Para utilizar el circuito, aumente el volumen del receptor ligeramente y sintonice otra emisora. Se iluminará el diodo amarillo cuando IC1 se haya enganchado en una frecuencia de 19 kHz. El LED verde sólo se iluminará cuando no haya excesivo ruido en la recepción. En este caso, aumente el volumen y/o sintonice otra emisora hasta que el LED verde permanezca iluminado continuamente. Si el LED verde se ilumina para diferentes emisoras, es síntoma de que el circuito está funcionando correctamente y la señal de salida será exactamente de 19 kHz

Hagamos unas observaciones finales sobre el empleo de este circuito. La primera es que sintonice, a ser posible, una emisora «tranquila», por ejemplo, música clásica. Existe menos probabilidad de ruido en una emisora de este tipo que en una emisora de música moderna.

El segundo punto concierne a la precisión de la señal de 19 kHz del tono piloto de FM. La UER (Unión Europea de Radiodifusión) ha normalizado esta frecuencia a 19 kHz ± 2 Hz. La tolerancia es muy estrecha y en la mayoría de los casos la frecuencia está aún más cerca de los 19 kHz. La medida que nosotros hicimos dieron, de hecho, una precisión en la señal piloto de 0,001%.

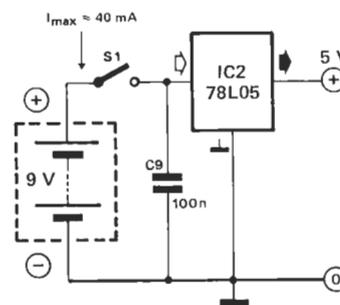
Este circuito nació en principio con un fin muy definido: calibrar el frecuencímetro controlado por microprocesador, publicado en mayo de este mismo año. Sin embargo, es igualmente apto para ajustar otros instrumentos de laboratorio. En el caso de nuestro frecuencímetro, déjelo calentarse unos instantes y luego introduzca la señal de 19 kHz en la entrada A, ajustando a continuación el trimer del oscilador de cuarzo, hasta que se lea '19.000 KHz' en el display.

Por cierto, este circuito no tiene por qué utilizarse únicamente para ajuste; ¡puede ser igualmente interesante a la hora de obtener una frecuencia de 19 kHz con cierta precisión!, aunque, eso sí, la radio deberá estar encendida, por lo cual no puede considerarse como una señal permanente.

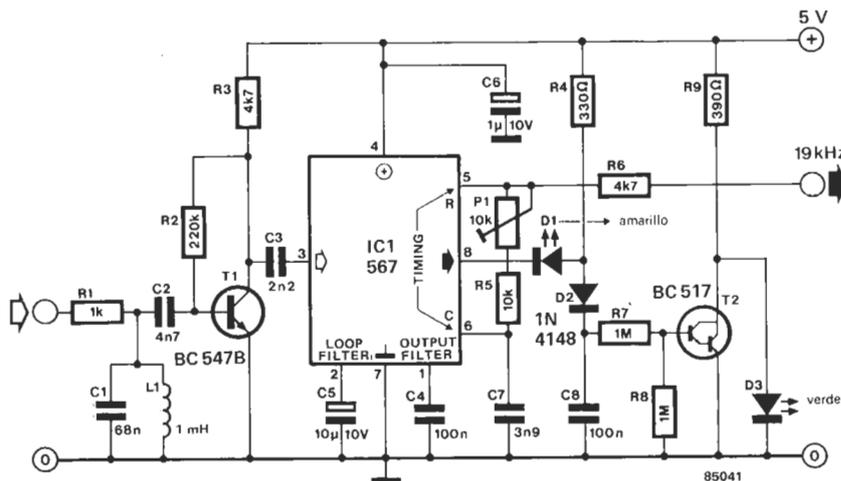
Figura 1. Con un receptor barato conectado a su entrada, este circuito proporciona una frecuencia de 19 kHz con gran precisión. Dependiendo del tipo de radio utilizada, podrá alimentar al circuito directamente una tensión de 9 V procedente de la pila de la radio. El consumo del montaje es de unos 40 mA, con ambos LEDs encendidos. Si el receptor fuera incapaz de alimentarlos, puede utilizar una pila auxiliar de 9 V. Si elige otro valor para L1, deberá codificar el valor de C1 utilizando la fórmula

$$C1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

donde f = 19 kHz.



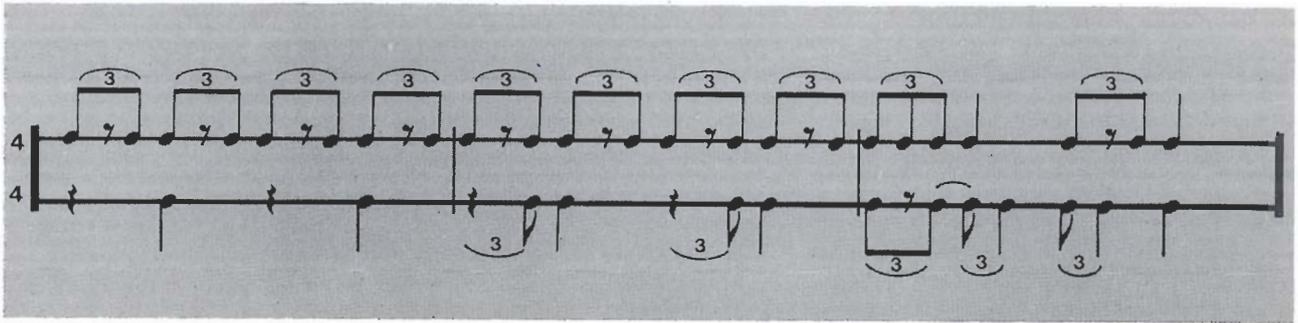
1



calibrador de 19 kHz

convierte tu
micro-
ordenador
en una...

La mayoría de los ordenadores personales del mercado actual tienen «voz» o, dicho de otra forma, «generador de sonidos». El circuito descrito aquí funciona de manera algo diferente. El ordenador controla ocho generadores que producen el sonido de un instrumento de percusión. Para conectarlos basta cambiar el nivel lógico de la entrada de control correspondiente. No falta más que establecer cuáles de estos instrumentos serán conectados y la velocidad a la cual esto ocurre. Nada más fácil con un ordenador (aunque sea pequeño) como el ZX81, utilizado aquí a título de ejemplo. Cualquier otro microordenador puede ser utilizado de la misma forma.



caja de ritmos programable

Nuestro microordenador doméstico de 8 bits puede ser utilizado para infinidad de aplicaciones. Aquí os proponemos hacerlo bailar.

En efecto, se trata de generar las secuencias de datos cuya configuración binaria (es decir, la sucesión de 0 y 1) conectará uno u otro generador de sonido según un ritmo preciso e inmutable. Como se muestra en la tabla 1, cada uno de los 8 bits de la salida de datos (una palabra del bus) corresponde a una entrada de control de un instrumento. Tenemos un dato, por ejemplo, 0000 0001: un único instrumento está conectado; en este caso el bombo (bass drum).

Si la palabra de control binario es 0000 0000, no se oirá nada, ya que ningún instrumento está conectado (todos los bits están en el nivel lógico bajo). Si la palabra es 1111 1111, todos los instrumentos están activados al mismo tiempo. El resultado sonoro se vuelve confuso cuando se activan tres o cuatro instrumentos a la vez.

Por lo tanto, tenemos, por un lado, nuestra palabra en binario (introducida por el microordenador) y, por otro, nuestros ocho generadores. En el ZX81 la palabra binaria proviene directamente del bus de datos; en otros sistemas puede ser más interesante que pase por la puerta de salida de un circuito periférico (VIA, PIA, PIO, etc.). Para el software se utiliza unas matrices cuyo número de elementos está determinado antes con la ayuda de la instrucción DIM en BASIC. El número de elementos contenido

en el cuadro determina la longitud de la secuencia rítmica impuesta. Una simple instrucción POKE se utiliza para la aplicación de una palabra de control a los circuitos generadores de ruido. En principio, el uso del BASIC para la programación no limita la velocidad de ejecución de los ritmos en forma prohibitiva.

El interface

El circuito del interface entre el microordenador y los generadores instrumentales viene dado por la figura 1; la parte grisácea constituye el dispositivo de decodificador de direcciones específico para el ZX81 (con el paltillaje del bus de Elektor). Como el nivel lógico de la línea A0 no se tiene en cuenta, este dispositivo se activa a la vez que la dirección 3FE0_{HEX} y la dirección 3FE1_{HEX} (es decir, 16352 y 16353 en decimal). El nivel lógico bajo obtenido en la salida de N10, cuando una de estas dos direcciones aparece en el bus de direcciones, se combina con el nivel lógico de salida N12, bajo cuando las dos líneas de control MREQ y WR están también activadas. Así se obtiene la señal de validación del interface en la salida de N11. Para un sistema como un 6502, las señales MREQ y WR son reemplazadas por la única señal RAM R/W. El decodificador de direcciones deberá ser adaptado a las circunstancias, jugando con los inversores N1...N5 y las puertas N7...N9, para utilizar las direcciones libres que nos interesen.

caja
de ritmos
programable

La señal de direccionamiento obtenida en la salida de N11 dispara el monoestable N15/N16 que controla un LED indicador por medio de las puertas N13 y N14, conectadas en paralelo para hacer frente a la corriente necesaria para el encendido del LED. Este se enciende cada vez que el interface se direcciona, es decir, cada vez que uno o varios instrumentos son activados. Juega, pues, el papel de indicador óptico temporal.

La misma señal de validación controla también un cerrojo óctuple del tipo 74LS374; cuando aparece un flanco ascendente en su entrada «CLK», éste deja pasar hacia las salidas la palabra en lenguaje binario que proviene del bus de datos del microordenador. Si preferís pasar por una puerta de salida programable disponible (o añadirla) en vuestro microordenador, este bloqueo no es necesario, ya que las puertas de salida son capaces de almacenar los datos.

Cada uno de los 8 bits de la salida de IC5 controla un interruptor analógico (ES1... ES8). Se puede uno preguntar por qué no se ataca directamente a los generadores instrumentales con los niveles lógicos de la salida del cerrojo. La razón es sencilla: nuestra experiencia demostró que era un medio eficaz

Tabla 1

instrumentos	tambor	maracas	claves	cimbaló	bongo bajo	bongo alto	conga	bombo
bits	7	6	5	4	3	2	1	0
	palabra de control							

de reducir la intermodulación entre instrumentos. Por otro lado, la impedancia elevada de estos interruptores mientras están abiertos produce una mejor extinción de sonido generada por los circuitos instrumentales. Se trata de un dispositivo que mejora la relación señal/ruido (en este caso convendría hablar más bien de la relación ruido/silencio).

Veremos más adelante cómo la duración del impulso de control (duración del cierre de ES1... ES8) ejerce una influencia en ciertos sonidos instrumentales. De momento estamos en presencia de las señales BD (Bass Drum), CD (Conga Drum), HB (High Bongo), LB (Low Bongo), LC (Long Cimbal), CL (Claves), MR (Maracas) y SD (Snare Drum),

Tabla 1. A cada bit de un dato de control emitido por el microordenador corresponde la entrada de un generador instrumental: el generador se activa cuando un bit pasa del nivel lógico bajo al nivel lógico alto.

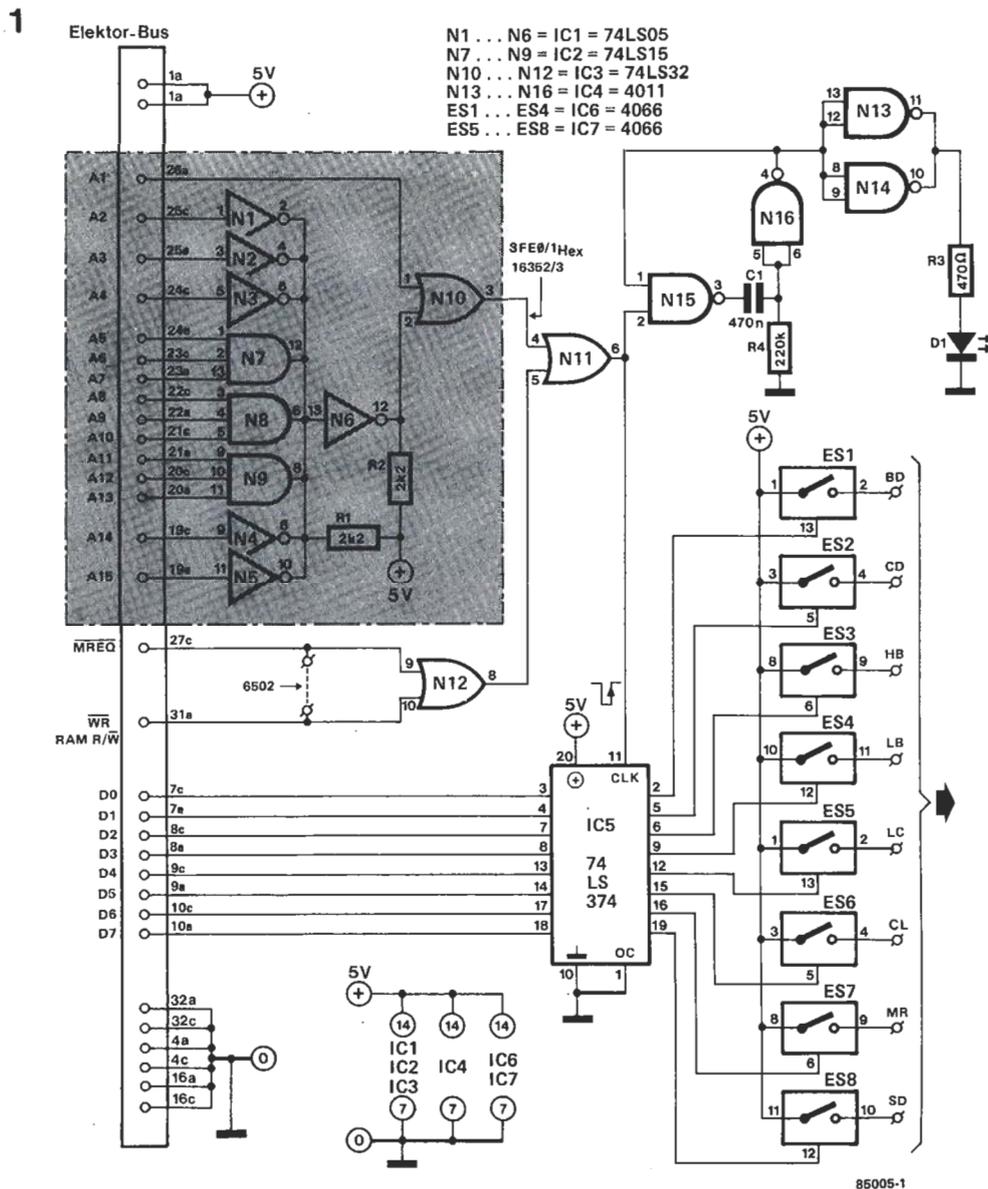


Figura 1. Entre el ordenador y la caja de ritmos es necesario un dispositivo de memoria de los datos de control realizado aquí con un cerrojo TTL. El circuito de decodificación de direcciones deberá ser modificado si utiliza el circuito con otros ordenadores que no sean el ZX81. Cuidado, las patillas indicadas son las del bus Elektor.

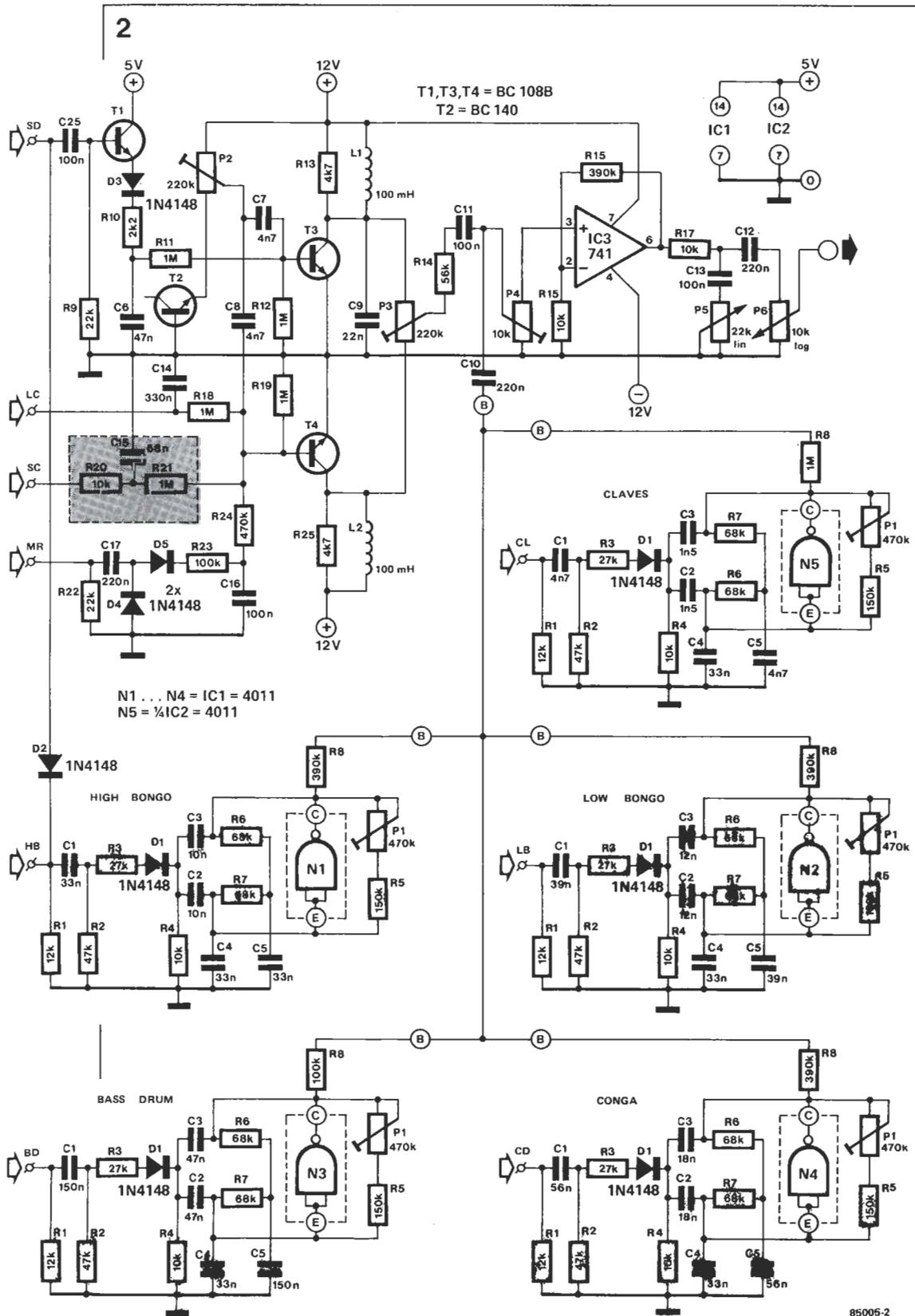


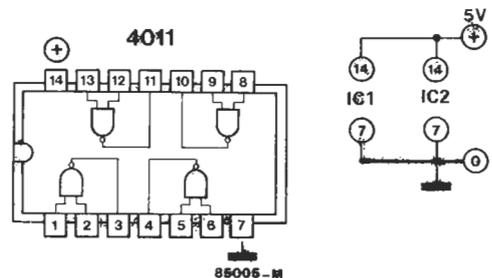
Figura 2. La caja de ritmos propiamente dicha incorpora cinco osciladores de doble T (N1...N5), cuya frecuencia amortiguada caracteriza el instrumento a imitar, un generador de ruido blanco (T2) y dos redes de coloración de este ruido blanco en el circuito colector de T3 y T4.

con los cuales podemos atacar los generadores instrumentales.

Los generadores

En la figura 2 vemos los generadores instrumentales que son de tres tipos:

- Oscilación amortiguada a una frecuencia dada.
- Ruido blanco filtrado (o coloreado).
- Mezcla de ruido blanco filtrado y de una oscilación amortiguada.



3

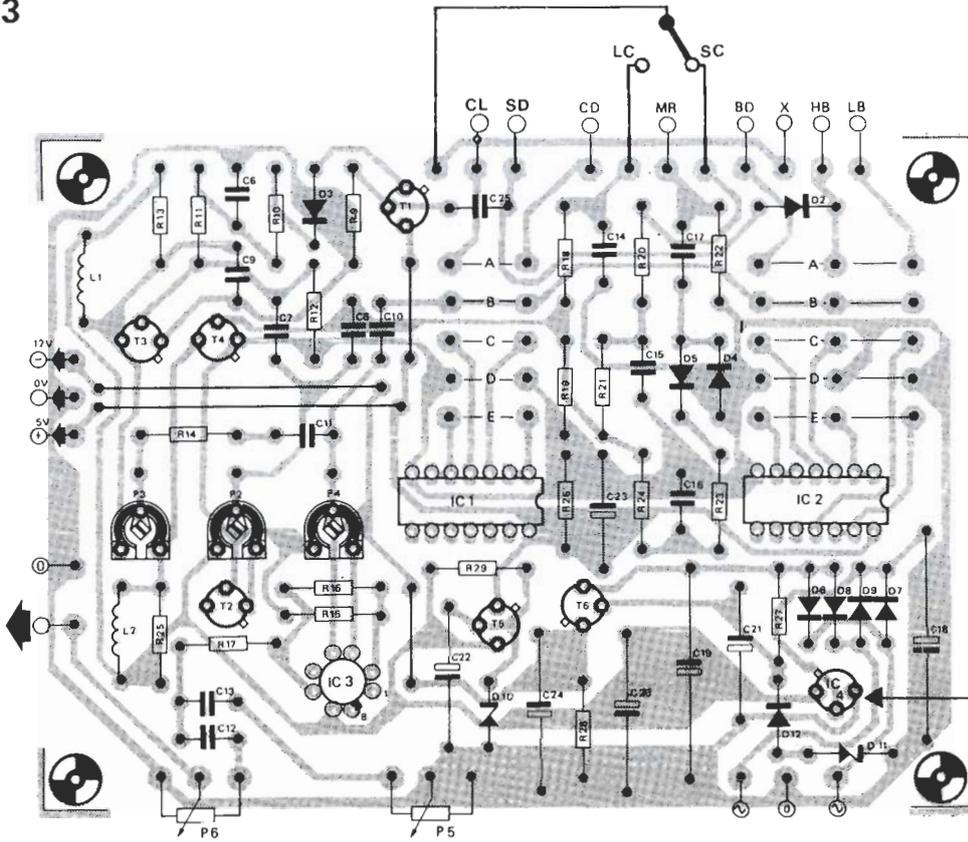
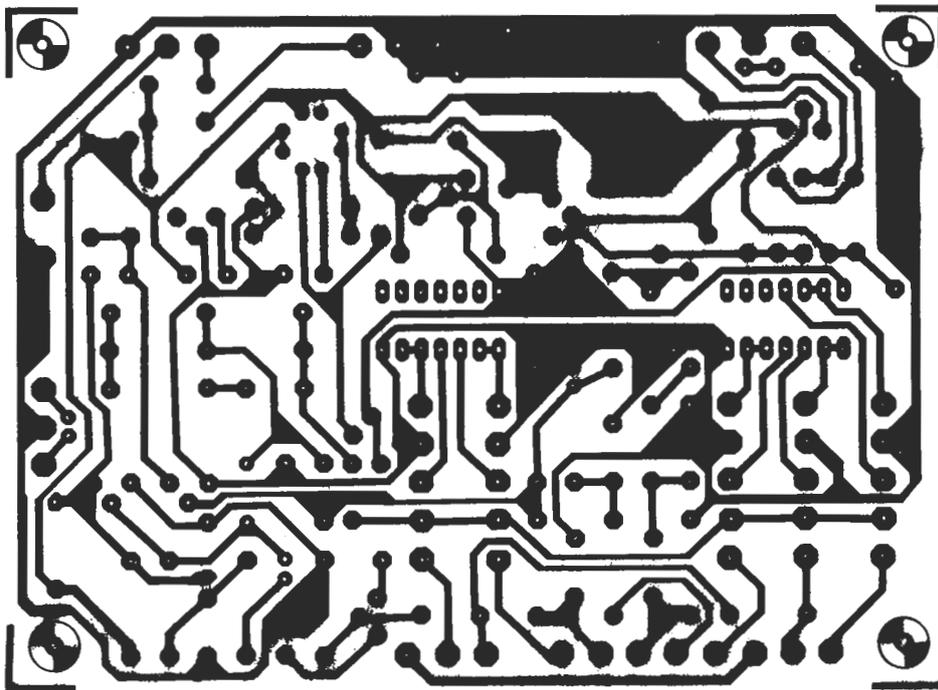
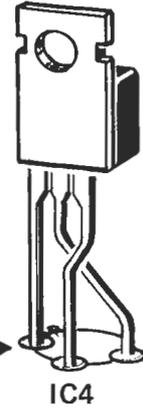


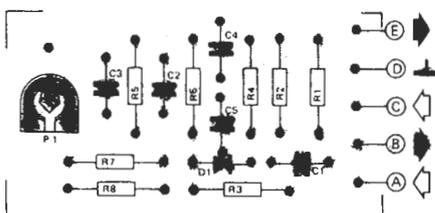
Figura 3. Este dibujo del circuito impreso permite una realización compacta de la caja de ritmos. El patillaje del regulador tal y como estaba en este dibujo no corresponde al de los reguladores 7812 corrientes.

7812



85005-4

4



85005-5

Figura 5. Los componentes de los osciladores de doble T (a excepción de la puerta NAND colocada en IC1 o IC2 del circuito de la figura 4) han de colocarse sobre pequeños circuitos acoplados. Los valores de componentes a modificar según los instrumentos se indican en la figura 2.

La oscilación amortiguada se produce por un oscilador en doble T, excitado por un impulso de control. La ganancia del bucle de estos osciladores, contruidos alrededor de una puerta NAND (N1...N5), está regulada de tal forma que sea insuficiente para que el oscilador pueda mantenerla; la pendiente de amortiguamiento varía en función de la ganancia. La frecuencia de la oscilación varía en función de los condensadores C2, C3 y C5 de cada módulo. La amplitud de la salida de los diferentes generadores se nivela con la ayuda de resistencias sumadoras R8 cuyo valor está adaptado a la amplitud de la señal de cada generador. El ajustable P1 permite actuar sobre la ganancia y, por consiguiente, sobre el amortiguamiento de los sonidos generados.

La fuente de ruido blanco T2 alimenta al circuito de filtrado para el sonido del címbalo a través de C8; el filtrado propiamente dicho lo asegura L2 en paralelo con R25 que favorece la amplificación de agudos. Según que el impulso de control esté aplicado a la entrada LC o SC, el sonido del címbalo será largo o corto (short cymbal), con un ataque siempre directo y una extinción más o menos larga. El sonido de maracas se obtiene con la ayuda de la misma red de filtrado, pero el impulso de control aplicado a la entrada MR se deforma de tal manera que el ataque sea progresivo como conviene para este tipo de instrumento. Para el sonido de tambor (share drum), se utiliza a la vez un oscilador (el del bongo agudo) y un filtro de ruido. El impulso de control SD se transforma por medio del circuito que está en torno a T1: la coloración del ruido blanco está asegurada por R13, L1 y C9. Este impulso está igualmente dirigido hacia la entrada A del oscilador «high bongo» por medio de D2, cuya misión es impedir al impulso HB que active el circuito de ruido del tambor.

La amplitud del ruido blanco aplicada a los filtros se fija finalmente por P2. La amplitud de la señal del ruido que entra en la composición del sonido de tambor se determina por la posición del cursor de P3.

La mezcla final de las oscilaciones amortiguadas y de los sonidos a base de ruido blanco la hace el cursor de P4, que determina el nivel de entrada del amplificador operacional IC3. El nivel de salida podrá ser regulado con la ayuda de P6, mientras P5 permitirá corregir

la tonalidad (atenuación de los agudos) en el conjunto de la señal.

Alimentación

La figura 5 da un esquema de alimentación adecuado para nuestra caja de ritmos. Sin embargo, si el microordenador intercalado está en condiciones de entregar estas tensiones y las corrientes necesarias (más de 100 mA a 12 V), se podrá intercalar directamente y no hace falta realizar esta alimentación.

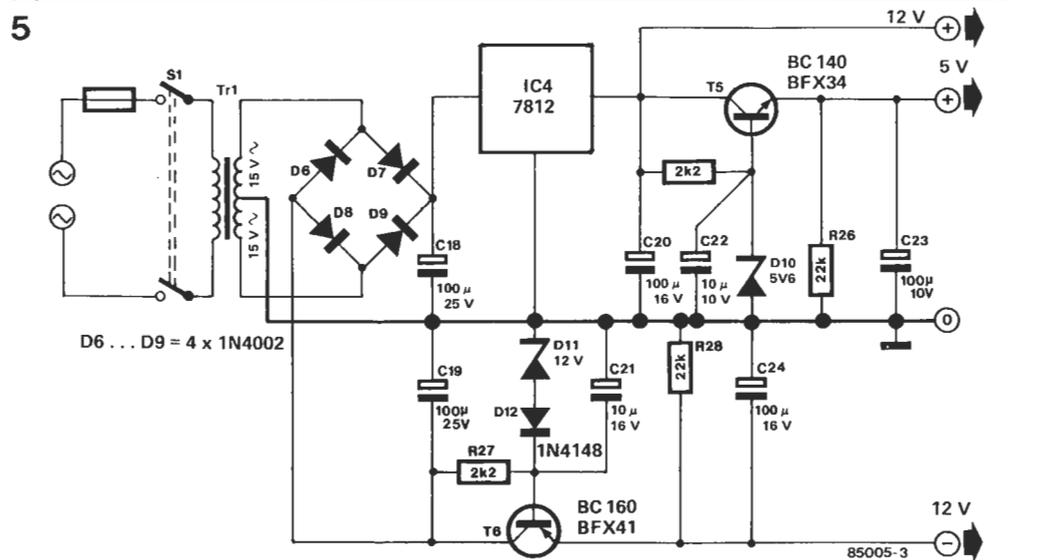
Las figuras 3 y 4 muestran el diseño del circuito impreso que se puede utilizar con el fin de realizar una tarjeta madre y cinco tarjetas instrumentales, las cuales vienen a acoplarse en la primera, como muestra la fotografía. Se obtiene de esta manera un conjunto fácilmente accesible y compacto.

La señal de salida de la caja de ritmos así realizada no es todavía audible. Falta amplificarla y llevarla a uno o varios altavoces. Llamamos vuestra atención sobre el hecho de que un amplificador del tipo «telefónico» puede seguramente servirnos para los ensayos, pero no puede reproducir fielmente unos sonidos como los del bombo (bass drum). Cuidado, sin embargo, con pasarse en sentido inverso: si os decidís a «llevar» la caja de ritmos a través de vuestra cadena Hi-Fi, vigilad bien el ajuste del volumen, porque aunque están amortiguadas las oscilaciones contienen una gran sonoridad.

El software

Por el momento, nuestra caja de ritmos no sabe hacer nada. En ausencia de señales de control, los generadores instrumentales están mudos. La duración de los impulsos de control no ejerce ninguna influencia sobre los osciladores, pero actúa sobre los generadores de ruido que quedan activos mientras que la línea de control correspondiente continúa en el nivel lógico alto. Con el programa de la tabla 2 se dispone de un software de control de la caja de ritmos que permite obtener 8 ritmos «clásicos». A cada uno de ellos corresponde un bloque: para 7 de entre ellos hay 17 elementos (correspondiendo a las corcheas de dos métricas en cuatro tiempos distintos) mientras que el vals, con su métrica de tres tiempos, no tiene más que 6. Cada uno de estos elementos A (C) constituye un dato de control cuya configuración

Figura 5. Si el microordenador no está en situación de generar las tensiones de alimentación necesarias para la caja de ritmos, se podrá realizar este circuito cuyos componentes podrán ser colocados sobre un circuito impreso como el de la figura 4. ¡Cuidado con el patillaje y la implantación del regulador IC4!



caja
de ritmos
programable