

# elektor

N.º 69  
1986

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

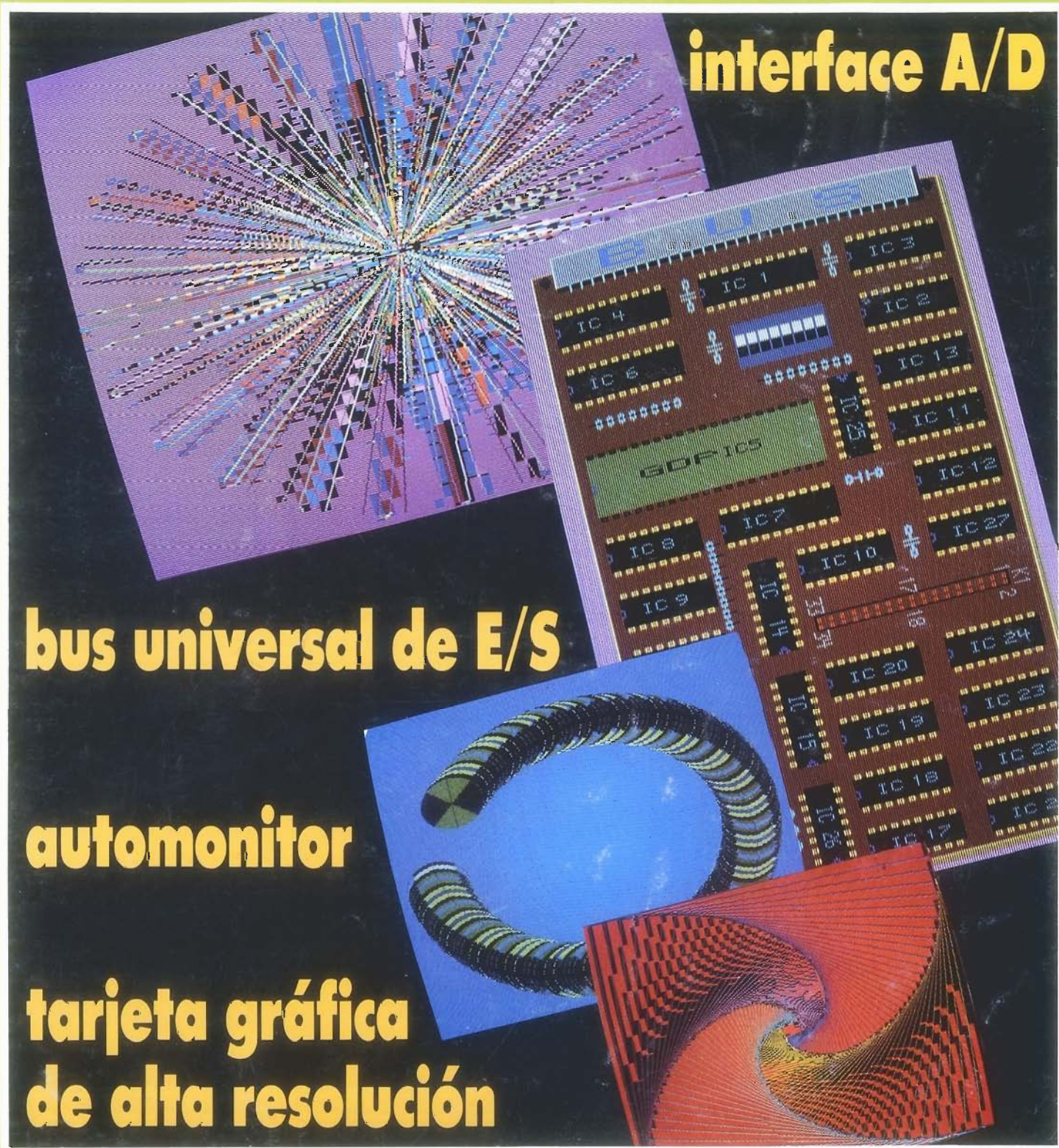
electrónica: técnica y ocio

**interface A/D**

**bus universal de E/S**

**automonitor**

**tarjeta gráfica  
de alta resolución**





<b>Teletipo Elektor</b> .....	2-11
Noticias, informes, avances y curiosidades del sector.	
<b>Chip Select</b> .....	2-12
SL 486 preamplificador para receptor infrarrojo.	
<b>¿Sabe qué es un PAL?</b> .....	2-17
Lógica de alta escala de integración, a medida del usuario.	
<b>Tarjeta gráfica de alta resolución (1)</b> .....	2-25
Adaptable a varios ordenadores, esta tarjeta mejora ampliamente la visualización de gráficos en color.	
<b>Bus universal de entradas/salidas</b> .....	2-31
Comunicación del ordenador con el mundo exterior.	
<b>PCBs, las placas de circuito impreso</b> .....	2-37
<b>Automonitor</b> .....	2-41
Visualización de los principales parámetros del coche. Una ayuda para economizar en la conducción.	
<b>El ojo de cristal</b> .....	2-48
Control por ordenador, sin ninguna conexión al mismo. Para cualquier tipo de ordenador con presentación en pantalla de vídeo.	
<b>Estabilizador de tensión para maquetas</b> .....	2-50
Una sola batería para alimentar la electrónica y los motores de un modelo con control remoto.	
<b>Luz automática para baño</b> .....	2-51
Encienda las luces sin tener que buscar el interruptor.	
<b>Lesley</b> .....	2-52
Efecto electrónico que refuerza el sonido del órgano.	
<b>Generador de salvas</b> .....	2-56
Sencillo complemento para las medidas de audio.	
<b>Interface A/D</b> .....	2-58
El mundo analógico al alcance de su ordenador.	
<b>Correo del lector</b> .....	2-63
Las consultas técnicas más interesantes y generalizadas de nuestros lectores.	
<b>Mercado</b> .....	2-64
<b>Anuncios breves</b> .....	2-66
<b>Quién y dónde</b> .....	2-67
<b>Libros</b> .....	2-68
Bibliografía técnica nacional y extranjera.	



*Todos los ordenadores personales modernos incorporan posibilidades de gráficos en color. La resolución, número de colores, o comandos de manejo de los mismos difieren notablemente de un modelo a otro. Nuestra tarjeta también tiene su propio formato de control, pero es fácilmente controlable por cualquier ordenador debido al uso de un procesador inteligente de gráficos.*

*Para simplificar más la puesta en marcha de esta potente tarjeta se ha desarrollado un software de control, para la «tarjeta de CPU universal» con el 6502. Gracias a este software la creación y manipulación de los gráficos se realiza a través de macrocomandos, que este software (realizado en código máquina del 6502) se encarga de convertir en los comandos adecuados para el procesador de gráficos.*

*Para ampliar las comunicaciones con el mundo exterior de cualquier tipo de ordenador personal, hemos creado el «bus universal de entrada/salida», sobre el que se pueden conectar diversos periféricos que iremos publicando: interface A/D, entradas/salidas digitales, control de un pantógrafo, etc.*

**En el número de marzo, entre otros:**

- Vobulador de audio.
- Relé de estado sólido.
- Anemómetro portátil.
- Pantógrafo.
- Osciladores digitales.

**año 7, núm. 69 febrero 1986**

**Redacción, Administración y Suscripciones:**  
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.ª-A y B.  
28016 MADRID. Tel. 2505820.  
Télex: 49371 ELOC E.

**Edita:**  
Ediciones INGELEK, S.A.

**Director:**  
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

**Redactor jefe edición española:**  
JAVIER SAN JUAN

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

**Colaboradores:**  
FRANCISCO EDREIRA, IGNACIO GARRIDO,  
ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS,  
ANGEL SEGADO, ANTONIO TERRONES e  
INMACULADA de la TORRE.

**Maquetación:**  
CARLOS GONZALEZ-AMEZUA  
MAITE CONDE ALONSO

**Producción:**  
VICENTE ROBLES

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

**Contabilidad:**  
MARIA ANTONIA BUITRAGO

**Distribución:**  
SANTIAGO FERRER

**Suscripciones:**  
MARIA GONZALEZ-AMEZUA

**Revistas atrasadas:**  
MARIA ANTONIA GOMEZ

**Distribución España:**  
COEDIS. Valencia, 245. BARCELONA

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

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

## IMPORTANTE

**Comunicamos a nuestros lectores que nuestro nuevo domicilio, a partir de enero, es:**

**PLAZA REPUBLICA DEL EDUCADOR, 2. 1.ª  
28016 MADRID. TEL.: 250 58 20**

## LISTA DE PRECIOS: VENTA PUBLICO

(incluido I.V.A.)

Número sencillo: 325 ptas. Número doble: 650 ptas.  
Suscripción anual (11 números): España 3.300 ptas.  
Europa (correo aéreo) 4.500 ptas.; América (correo aéreo) 7.800 ptas. o 56 \$.

**Derechos envío certificado:**  
España 330 ptas.  
Extranjero 880 ptas.

**PRECIO de ESTE EJEMPLAR** (sin I.V.A.): 307 ptas.

**P.V.P. PARA CANARIAS, CEUTA Y MELILLA: 310 PTAS.**

### 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.

### DERECHOS DE REPRODUCCION

Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L). Holanda.  
Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt. R.F. de Alemania.  
Glentop Publishers Ltd. London EN5 1ED. Inglaterra.  
Elektor Srl BP 53: 59270 Bailleul. Francia.  
Elektor Electronics PVT Ltd., 3 Chunam Lane, Bombay 400007. India.  
Elektor Portugal Ferreira and Bento, Lda. R.D. Estefania, 32. 1000 Lisboa.

### CORRESPONDENCIA

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

<b>CT</b>	Consulta técnica	<b>S</b>	Suscripciones
<b>DR</b>	Director	<b>SLE</b>	Libros y revistas atrasadas
<b>CD</b>	Cambio de dirección	<b>ESS</b>	Servicio de Software
<b>EPS</b>	Circuitos impresos	<b>P</b>	Publicidad
<b>SC</b>	Servicio comercial	<b>AB</b>	Anuncios breves

Copyright © 1986. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)  
© 1986. Ediciones INGELEK, S.A. (Madrid, E)

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

CONTROL DIFUSION



Federación Internacional de la Prensa Periódica

**Nuevo domicilio ELEKTOR**

**Pza. Republica del Ecuador, 2. 1.ª  
28016 Madrid ☎ 2505820**

**Correspondencia**

**Apdo. de Correos 61294  
28080 Madrid**



**El precio de los circuitos impresos incluye el 12% de I.V.A.**

## circuitos impresos

### E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

### E9: FEBRERO 1981

Economizador de gasolina .....	81013	505
--------------------------------	-------	-----

### E10: MARZO 1981

Ecualizador paramétrico:		
Filtro .....	9897-1	575
Control de tono .....	9897-2	580
Top Amp .....	80023	515
Top Preamp .....	80031	1.300

### E12: MAYO 1981

Anti-robo .....	80097	475
-----------------	-------	-----

### E18: NOVIEMBRE 1981

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

### E22: MARZO 1982

Matriz luminosa programable .....	81012	3.260
-----------------------------------	-------	-------

### E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Voltímetro digital universal .....	81575	1.130
Sirena holofónica .....	81525	705

### E29: OCTUBRE 1982

Amplificador de 100W:		
Circuito amplificador .....	82089-1	910
Fuente de alimentación .....	82089-2	890
Anti-robo activo .....	82091	690

### E32: ENERO 1983

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

### E33: FEBRERO 1983

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

### E34: MARZO 1983

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

### E35: ABRIL 1983

Ionizador para automóvil:		
Alimentación .....	82162	555
Ionizador .....	9823	1.400
Alimentación para laboratorio .....	82178	1.485
Adhesivo frontal .....	82178-F	695
Módulo combinado VCF/VCA .....	82031	1.550

### E36: MAYO 1983

Módulos LFO/NOISE y doble ADSR:		
Doble ADSR .....	82032	
LFO/NOISE .....	82033	1.545
Super-eco .....	82175	1.430
Preludio:		
Amplificador para cascos .....	83022-7	1.490
Alimentación .....	83022-8	1.360
Placa de conexión .....	83022-9	2.180

### E37: JUNIO 1983

Preludio:		
Tarjeta bus .....	83022-1	4.235
Amplificador lineal .....	83022-6	1.840
Carátula adhesiva .....	83022-F	1.290
Curtis/Módulo COM .....	9729-1	1.295
Curtis/Alimentación .....	82078	1.345
Protector de fusibles .....	83010	572
Regulador para faros .....	83028	540

### E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

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

### E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:		
Corrector de tonos .....	83022-5	1.465
Semáforo de audio .....	83022-10	800
Luxómetro a LCD .....	83037	770

### E41: OCTUBRE 1983

Modem acústico .....	83011	2.040
Reloj programable:		
Circuito impreso .....	83041	1.525
Frontal .....	83041-F	3.980
Preamplificador MC .....	83022-2	1.365
Preamplificador MM .....	83022-3	1.685
Semáforo:		
Emisor .....	83069-1	895
Receptor .....	83069-2	870

### E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio .....	83022-4	1.490
Vatímetro .....	83052	1.130
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada .....	82107	1.875
Desplazador de sintonía .....	82108	1.100

### E43: DICIEMBRE 1983

Personal FM .....	83087	735
Tarjeta CPU con Z80-A .....	82105	2.495
Iluminación para tren eléctrico .....	82157	1.450
Maestro:		
Transmisor .....	83051-1	740
Carátula adhesiva .....	83051-F	1.330
Auto-test .....	83083	1.690

### E44: ENERO 1984

Buffer Preludio .....	83562	675
Maestro: Receptor .....	83051-2	4.565
Anemómetro:		
Tarjeta memoria .....	83103-1	1.440
Circuito de medida .....	83103-2	590
Convertidor morse .....	83054	1.025

### E45: FEBRERO 1984

Poli-bus .....	82110	1.165
Elektómetro .....	83067	905
Decodificador RTTY .....	83044	670

### E46: MARZO 1984

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

### E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico:		
Unidad de salida .....	82111	1.855
Convertidor D/A .....	82112	775
Omnibus .....	93102	3.085
Vídeo-amplificador .....	83113	725

### E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de medida .....	84005-1	1.230
Visualización .....	84005-2	1.195
Audioscopio espectral:		
Filtros .....	83071-1	1.130
Control .....	83071-2	1.080
Visualización .....	83071-3	1.060
Receptor para banda marítima .....	83024	1.510
Lector de casetes digital .....	83134	1.605

### E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo .....	83120-1	1.545

Oscilador y control .....	83120-2	950
Voleta electrónica .....	84001	1.855
Capacimetro:		
Panel frontal .....	84012-F	1.520
Tarjeta de medida .....	84012-1	1.415
Visualización .....	84012-2	835

### E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Amplificador PDM 10W .....	83584	965
Termómetro para disipadores .....	83410	1.005
Amplif. micróf. con ajuste de tonalidad .....	83562	735
Generador de miras B/N .....	83551	685
Disco light:		
Tarjeta principal .....	84007-1	3.085
Tarjeta programa .....	84007-2	1.140

### E52: SEPTIEMBRE 1984

Caja de sincronismos de vídeo .....	83124	815
Elaborinto:		
Placa principal .....	84023-1	1.475
Placa de control .....	84023-2	1.305
Generador de impulsos:		
Placa frontal .....	84037-1	1.910
Placa de doble cara .....	84037-2	2.285
Carátula adhesiva .....	84037-F	1.365

### E53: OCTUBRE 1984

Videocombinador .....	84018	790
Analizador en tiempo real:		
Placa de filtros .....	84024-1	1.580
Circuitos de entrada y alimentación .....	84024-2	1.285
Interface de potencia .....	84019	1.800
Borrador de EPROMs inteligente .....	84017	1.570

### E54: NOVIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Placa de visualización .....	84024-3	4.740
Placa de base .....	84024-4	6.570
Receptor portátil de onda corta .....	84040	1.910
Lanzadestellos portátil .....	84048	1.000
Interface para máquinas de escribir electrónicas .....	84055	1.560

### E55: DICIEMBRE 1984

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

### E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada .....	84049	1.220
Ampliaciones para ZX-81 y Spectrum .....	84054	1.235
Micrófono sin hilos .....	84063	1.365

### E57: FEBRERO 1985

Inversor de vídeo .....	84084	1.245
Convertidor RS232-Centronics .....	84078	2.035
Sonda batimétrica:		
Placa principal .....	84062	1.845
Placa display .....	81105-1	805

### E58: MARZO 1985

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

### E59: ABRIL 1985

Adaptador SCART .....	84072	1.090
Harpagón. Versión 1 .....	84073	785
Harpagón. Versión 2 .....	84083	730
Falsa alarma .....	84088	825
TV en monitor .....	84101	748
Mini-impresora .....	84106	2.075
Generador de funciones:		
Placa principal .....	84111	2.505
Placa frontal .....	84111-F	1.395
Controlador de mini-car .....	84130	1.085

### E60: MAYO 1985

Filtro activo .....	84071	1.780
---------------------	-------	-------

Limpiador de impulsos de casete para ZX-81	84075	1.340
Fláshmetro	84081	1.295
Termorregulador para soldador	84112	780
Amplificador portátil para guitarra	84128	1.680
Frecuencímetro a $\mu$ P:		
Circuito principal	85013	3.455
Visualizador	85014	1.410
Oscilador	85015	705
Panel frontal	84097-F	3.145

## E61: JUNIO 1985

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

## E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación	84408	745
Control económico de motor	84427	775
Alarma para frigorífico	84437	760
Convertor VHF/AIR	84438	1.130
Analizador de líneas	84452	1.055
Timbre musical	84457	915
Frecuencímetro	84462	1.665
Alimentación para microordenador	84477	1.815

## E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF	84029	1.030
Telefase	84100	755
Interface casete para C-64 y VIC-10	85010	865
Contador Universal	85019	970

## E65: OCTUBRE 1985

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

## E66: NOVIEMBRE 1985

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

## E67: DICIEMBRE 1985

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

## E68: ENERO 1986

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

## junior computer

Circuito principal	80089-1	4.220
Visualizador	80069-2	418
Fuente alimentación	80089-3	1.010
Tarjeta de memoria RAM y EPROM	80120	4.895
Interface	81033-2	6.370
Fuente de alimentación de 12V	81033-2	484
Tarjeta de adaptación	81033-3	430
Tarjeta de bus para microprocesadores	80024	2.155
Programador de EPROM	82010	1.562
Tarjeta de RAM dinámica	82017	1.815
Minitarjeta de EPROM	82093	595
Teclado ASCII	83058	6.585
Tarjeta VDU	83082	2.685
Tarjeta de memoria universal	83014	2.595

## software

Junior Computer (2708)	ESS503	1.700
Matriz luminosa (2708)	ESS504	1.700
TM para Junior Computer (2716)	ESS506	940
PME para Junior Computer (2716)	ESS507	940
Generador caracteres VDU (2732)	ESS523	1.175
Terminal universal (2732)	ESS625	1.175
Elabierito (2716)	ESS527	940
Copiadore de EPROM (2716)	ESS528	940
Frecuencímetro a $\mu$ P (2732)	ESS531	1.175
Plotter X-Y (2732)	ESS532	1.175
Clepsidra (2732)	ESS535	1.175

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

## formant

### FORMANT sintetizador musical

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

Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

## Este mes...

Elektor, núm. 69, febrero 1986

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

## OFERTA: AHORA 20% MENOS. STOCK LIMITADO

REFERENCIA	DESCRIPCION	P.V.P.	ELEKTOR
EPS 80019	Locomotora a vapor	500	630 E-19
EPS 80045	Termómetros digital	720	905 E-6
EPS 80054	Modulador	400	505 E-3
EPS 80068-1	Vocoder/tarjeta bus 1	2.650	3.315 E-19
EPS 80068-2	Vocoder/tarjeta bus 2		
EPS 80068-3	Vocoder/filtro	915	1.145 E-19
EPS 80068-4	Vocoder/entrada-salida	855	1.070 E-19
EPS 80068-5	Vocoder/alimentación	760	955 E-19
EPS 80076-1	Antena omega/alim. y aten.	475	595 E-24
EPS 80076-2	Antena omega/amplificador	420	530 E-24

## 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



En nuestro número de febrero de 1985, presentábamos un esquema resumido de las funciones del SL 486 de Plessey. Debido a su gran campo de aplicaciones hemos preparado esta extensa hoja de características, para conocer con mayor detalle el interior del mismo.

# SL 486

## **Preamplificador SL 486 para control remoto por rayos infrarrojos**

El SL 486, fabricado por Plessey, contiene en su interior todos los elementos necesarios para formar un interface completo entre un diodo receptor de luz infrarroja, y una entrada digital. El integrado incorpora:

- Una entrada diferencial de señal, para reducción del ruido captado y mejora de la estabilidad.

- Un circuito girador que permite el funcionamiento en ambientes con alta luminosidad de fondo.

- Tres etapas de filtro para conseguir alta inmunidad frente a señales fuera de la banda de recepción.

- Un control automático de ganancia que adapta la sensibilidad del circuito a la amplitud de la señal recibida.

- Un regulador de tensión para operar desde un amplio rango de tensiones.

- Una salida ensanchadora de pulso para su utilización con microprocesadores.

La salida del SL 486 es directamente compatible con los receptores remotos de la serie ML 920 de Plessey, pudiendo por tanto sustituir al SL 480, que Plessey ha dejado de fabricar. La sustitución no es directa, ya que el SL 480 se presentaba en encapsulado de 8 pastillas, mientras el SL 486 está encapsulado en 16 patillas DIL. La figura 5 presenta el diseño de una placa de circuito impreso, donde se conectan los diferentes componentes pasivos necesarios para el funcionamiento del SL 486. En los diseños que empleaban el SL 480 puede eliminarse el zócalo y elementos asociados al mismo, y cablear las conexiones correspondientes (masa, alimentación y salida) desde esta placa auxiliar a la antigua placa; este puede ser el caso para

sustituir el SL 480 en la placa del Maestro publicado en nuestros números 43 y 44.

En el caso del Maestro hay que eliminar C3, 82 pF, y sustituir R3, 560 ohmios, por un puente. En la placa de la figura 5 se conectará la alimentación, Vcc, a la patilla 3 del SL 480 (IC1), la salida a la patilla 2, y el 0 V a la 6. Los componentes C1, C2, C4, C5, C6, R1, R2 y T1 de la placa del Maestro no son ya necesarios, pudiendo bien desmontarse, o en caso de construirlo ahora, no instalarlos.

Para un conocimiento mejor de cómo funciona el montaje de la figura 5, y también el integrado, vamos a describir la función de las diferentes patillas del integrado:

**Fotodiodo, ánodo y cátodo** (patillas 1 y 16). El fotodiodo receptor de infrarrojos, por ejemplo el BPW 41 o el BP 104, se conecta directamente en estas dos patillas, sin necesidad de ningún otro componente auxiliar. La entrada del circuito es diferencial, lo que permite una gran inmunidad a ruidos eléctricos, y mejora la estabilidad del dispositivo. El diodo receptor se polariza en inversa, con una tensión nominal de 0.65 voltios.

**Girador C1 y C2** (patillas 2 y 3). El desacoplo, creado por el girador C1 y C2, atenúa progresivamente la ganancia del bucle de realimentación; éste controla la corriente continua de polarización del diodo receptor. Los valores de C1 y C2 se eligen de forma que produzcan una atenuación progresiva para frecuencias por debajo de 2 KHz; el girador produce un rechazo mayor de 20 dB a 100 Hz.

El girador (filtro activo) consta de dos bucles de realimentación que operan en tándem. Cuando la corriente del fotodiodo es menor de 200  $\mu$ A sólo actúa uno de los bucles, el correspondiente a C2.

Para corrientes de polarización comprendidas entre 200  $\mu$ A y 1.5 mA se conecta el segundo bucle (girador C1).

Los condensadores C1 y C2 se conectan entre las patillas 2 o 3 y la 4. La resistencia (impedancia) serie de estos condensadores debe ser mínima, para un correcto funcionamiento del filtro.

**1.ª etapa de desacoplo** (patilla 15). El condensador en esta entrada produce una atenuación progresiva para frecuencias inferiores a 2 KHz (valor típico de 15 nF). El condensador se conecta entre la patilla 15 y la masa de entrada (patilla 14).

**2.ª etapa de desacoplo** (patilla 5). De forma similar a la anterior un condensador de 33 nF rechaza, de forma progresiva, las frecuencias inferiores a 2 KHz. El condensador se conecta entre la patilla y la alimentación de entrada (patilla 4).

**4.ª etapa de desacoplo** (patilla 6). En la cuarta etapa amplificadora existe un condensador, valor típico de 4.7 nF, con igual función que los anteriores. El condensador se conecta entre la entrada no inversora, patilla 6, y la alimentación de salida (patilla 7).

**Desacoplo/retardo del CAG** (patilla 8). La salida de la última etapa amplificadora está conectada a un detector de pico empleado por el sistema de Control Automático de Ganancia, que ajusta el nivel de amplificación de las tres primeras etapas. El control consiste en una fuente de corriente, limitada a 10 mA, en la patilla 8. El condensador del CAG, C5 = 150 nF típico, filtra los pulsos de salida y el nivel medio de esta tensión controla la ganancia.

La salida presenta una característica de ataque rápido/caída lenta. En su estado de reposo, sin señal de entrada, la ganancia está al máximo, pero tan pronto detecta los pulsos del emisor reduce ésta de forma que cualquier ruido durante la recepción sea enmascarado (debido a tener un nivel más bajo que la señal), permitiendo un funcionamiento correcto en ambientes «ruidosos». La caída lenta del CAG mantiene el ajuste del nivel de recepción durante las pausas, y crea un retardo, una vez finaliza la transmisión, que impide la presencia en la salida de falsos pulsos debido a ruidos o parásitos.

**Salida** (patilla 9). La salida está a nivel normalmente bajo, con pulsos a nivel alto durante la recepción; esta salida es lineal, es

decir, función directa de la señal de entrada (y del nivel del CAG), y su amplitud puede estar comprendida entre la masa de entrada y la alimentación de salida. La impedancia nominal de salida es de 55 Kohm.

**Entrada y salida ensanchadora de pulso** (patillas 10 y 11). Los sistemas típicos de control remoto por infrarrojos funciona mediante modulación de anchura de pulso (en inglés PPM), produciendo pulsos muy cortos; la duración de estos pulsos es de unos 15  $\mu$ s. Para la conexión a sistemas de decodificación y control basados en microprocesador es necesario prolongar estos pulsos, para que puedan ser detectados por la CPU. Para conseguir esto es suficiente conectar, a través de un condensador, la salida (patilla 9) a la entrada del ensanchador de pulsos; en la salida del mismo se dispone de un nivel normalmente alto, con pulsos a nivel bajo durante la recepción de señal, con amplitud comprendida entre la masa y alimentación de salida.

El ancho del pulso se determina con el condensador de desacoplo, C8 en la figura 3, conforme a la ecuación:

$$T_p = -R \times C_8 \ln \left\{ \frac{1.5}{(V_4 - V_{13})} \right\}$$

donde  $T_p$  = anchura del pulso en ms

$R_x$  = 200 Kohm (ver características eléctricas)

$C_8$  = condensador de desacoplo

$V_4 - V_{13}$  = tensión entre la ali-

mentación de entrada y la masa de salida (patillas 13 y 4).

El ensanchador de pulsos trabaja como un monoestable no disparable.

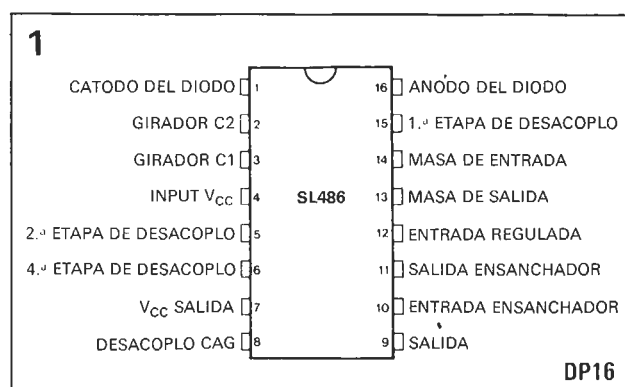
**Regulador interno** (patilla 12). El integrado puede operar con tensiones entre 4.5 y 9 voltios directamente entre la alimentación de entrada/salida (patillas 4 y 7) y la masa de entrada/salida (patillas 13 y 14), como se observa en la figura 3.

Para alimentaciones mayores de 9.0 voltios hay que conectar el regulador interno (patilla 12); este regulador trabaja en la línea de masa. Cuando no se utiliza se deberá conectar junto con las masas (de entrada y salida, patillas 13 y 14); para emplearlo se llevará el positivo de alimentación al  $V_{cc}$  de salida (patilla 7), y la masa a la entrada del regulador (patilla 12), como se ve en la figura 4.

Para tensiones comprendidas entre 9.0 y 18 voltios el regulador proporciona una salida de 6.4 voltios por debajo del positivo de alimentación ( $V_{cc}$ , patilla 7). Si la tensión de entrada cae por debajo de 9.0 voltios el estabilizador pierde la regulación, y la patilla 13 se va a una tensión de +1.5 voltios respecto a la entrada (patilla 12).

## Modo de funcionamiento

**Girador C1** (patilla 3). Si el medio en el que opera el integrado tiene una luz ambiente tal que el fotodiodo opera con una corriente



de polarización menor de 200  $\mu$ A, es aconsejable prescindir del girador C1. Este girador necesita un condensador, 68  $\mu$ F, mucho más grande y costoso que el empleado en el girador C2; en este caso la patilla 3 se deja al aire, como se muestra en la figura 3. Con esta disposición el integrado presentará una reducción de ganancia muy fuerte cuando la luz ambiente provoca una elevación de la corriente de polarización por encima de los 200  $\mu$ A.

El condensador de 68  $\mu$ F puede ser sustituido también por una resistencia de valor comprendido entre 10 K $\Omega$  y 200 K $\Omega$ ; el resultado es una reducción mayor de la ganancia con niveles de iluminación ambiente superiores al umbral de 200  $\mu$ A. Por debajo de este umbral la ganancia es ligeramente mayor que con la entrada, C1, abierta, pero la reducción por encima del mismo es mucho más fuerte.

**Inmunidad al ruido.** El ensanchador de pulsos puede emplearse como medio para mejorar las características del sistema receptor. Como el propósito de esta sa-

Figura 1. Patillaje y distribución del integrado, vista superior.

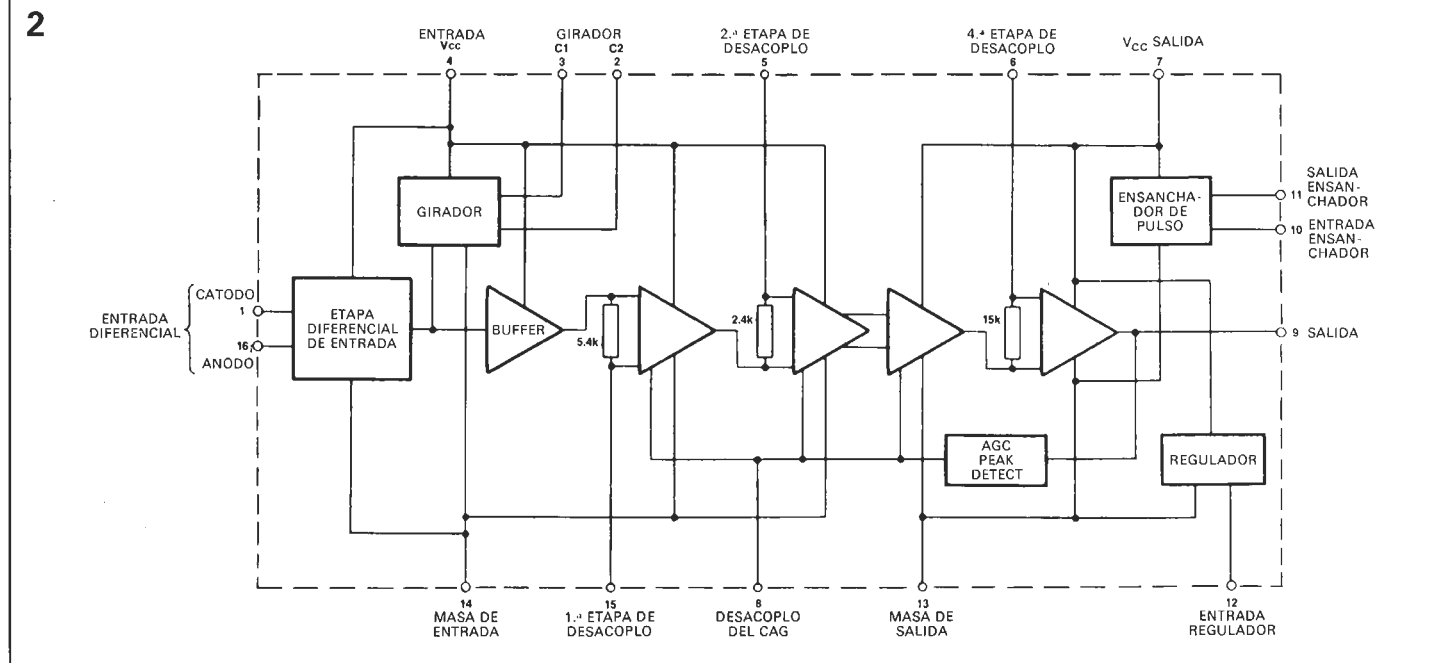


Figura 2. Diagrama de bloques del SL 486.

# **CARACTERISTICAS ELECTRICAS**

Condiciones de medida (salvo indicación en contra): Tamb = 25 °C, Vcc = 4.5 a 7.0 V

Características	Patilla	Valor			Unidades	Condiciones
		Min.	Tip.	Max.		
Consumo (ver nota 1)	4,7		6.5	9.0	mA	$V_{cc} = 5.0V, I_{DIO} = 1.0\mu A$ } patillas 13 y $V_{cc}=4.5V, I_{DIO}=1.5mA$ } 14 a masa $V_{cc}=18V, I_{DIO}=1.0\mu A$ , patilla 12 a masa
	4	3.5+3xID	4.2+3xID	5+3xID	mA	
	4,7		8.5	10		
Alimentación baja (externa)	4,7(+ve), 13, 14 (-ve)	4.5		9.5	V	patillas 4 y 7 unidas, patillas 12 y 14 unidas
Alimentación alta (externa)	4,7(+ve), 12(-ve)	8,4		18.0	V	patillas 4 y 7 unidas patillas 12 y 14 al regulador interno
Regulador interno	13(wrt 7)	5.9	6.2	6.5	-V	$V_{7-12} = +16V$
Tensión entre Vcc de entrada y salida	4,7			1.5	V	a temperatura ambiente
				1.1	V	a 70 °C
Mínima sensibilidad diferencial de entrada	1,16	9.0		2.3	nA	$I_{DIO} = 1.0\mu A$
		74.0		18.5	nA	$I_{DIO} = 100\mu A$
		168.0		42.0	nA	$I_{DIO} = 0.5mA$
Rechazo en modo común	1,16		35.0		dB	
Máxima señal de entrada	1,16	3.0	4.0		mA (pico)	
Rango CAG			68.0		dB	
Resistencia interna de salida (a positivo)	9,11		55.0		kΩ	a 25 °C
Anchura de pulso (Tp)	11		2.4		ms	Capacidad entre patilla 9 y 10 = 10nF; $T_p \leq -R \times C \ln(1.5/V_{cc})$ .
Coeficiente de temperatura (Rx)			0.7		% / °C	Donde $R_x = 200k\Omega \pm 25\%$ (resistencia interna)
Salida baja	9	Vcc salida -0.5		masa de salida +0.35	V	0.2 mA absorbida, max.
Salida alta	9				V	5μA entregados
Salida baja	11	Vcc salida -0.1		Masa de salida +0.5	V	1.6mA absorbida, max
Salida alta	11				V	Salida en circuito abierto 5μA entregados
Rechazo de la alimentación Vcc	4		1.5		V(pico)	Amplitud del rizado de 100 Hz, patilla 12 a masa.
			0.8		V(pico)	Amplitud de rizado de 100Hz, patillas 13 y 14 a masa.

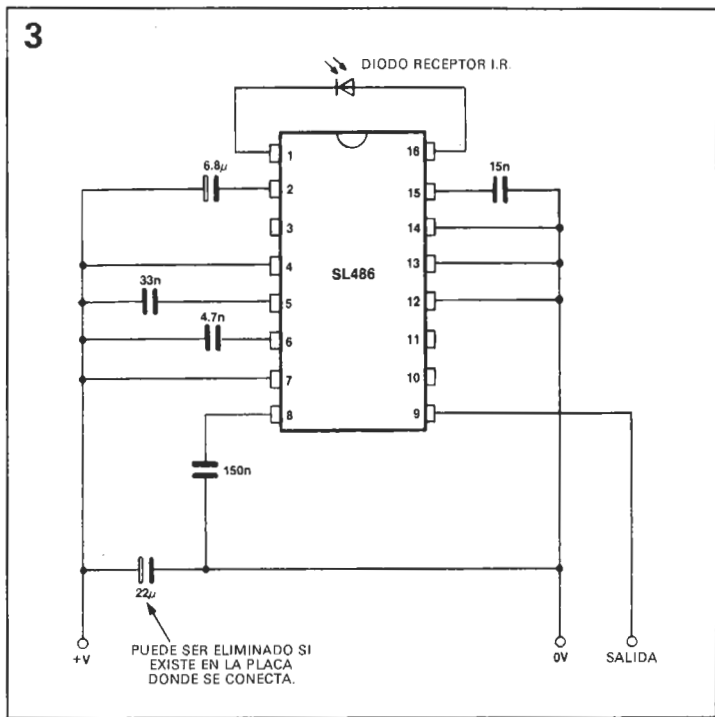
## **VALORES MAXIMOS**

Tensión de alimentación (V4 - 14 o V7 - 13)	+ 10 V
Entrada al regulador (V7 - 12)	- 20 V
Corriente de salida (I9)	5 mA
Corriente de salida ensanchador (I11)	5 mA
Temperatura de funcionamiento	0 °C a + 70 °C
Temperatura de almacenaje	- 55 °C a - 125 °C

## **NOTA 1**

$I_D = I_{DIO}$  = corriente directa del diodo infrarrojo.





lida es prolongar el pulso, la conexión del condensador C8 permite eliminar ruidos; cualquier pulso presente en la salida 9 durante la temporización del ensanchador no aparecerá en la salida 11.

Como precaución adicional se puede realizar un filtrado previo de la salida 9, con el condensador C10 de la figura 4; el valor de este condensador, valor típico de 100 pF, puede ser alterado hasta conseguir que los ruidos que superan el ajuste del temporizador queden a un nivel más bajo, de forma que no aparezcan en la salida 11.

Es conveniente resaltar que la salida del ensanchador de pulsos, patilla 11, tiene la lógica invertida respecto a la salida 9; si bien esta configuración resulta más útil de cara a la conexión con sistemas de microprocesador, o para mejora frente a ruidos, si se desea compatibilidad con la salida 9 deberá intercalarse un inversor.

**Apantallamiento.** Las características del integrado, así como la inmunidad al ruido, se mejoran empleando pistas de apantallamiento en el integrado y componentes asociados. La parte más sensible, y donde el apantallamiento debe ser más cuidadoso, es la parte del fotodiodo receptor de infrarrojos (patillas 1 y 16), el girador C1 (patilla 2) y el desacople de la primera etapa (patilla 15); cuando se realiza un adecuado apantallamiento en estas entradas, el resto del circuito no necesita tanta protección.

Si el ruido radiado en las inme-

diaciones del circuito es pequeño, se puede reducir la zona apantallada exclusivamente a las entradas del fotodiodo (patillas 1 y 16); en algunos casos se puede prescindir totalmente del apantallamiento, aunque esto depende básicamente de las condiciones del entorno y la disposición de los componentes de filtro y desacople, así como de la técnica utilizada en la decodificación.

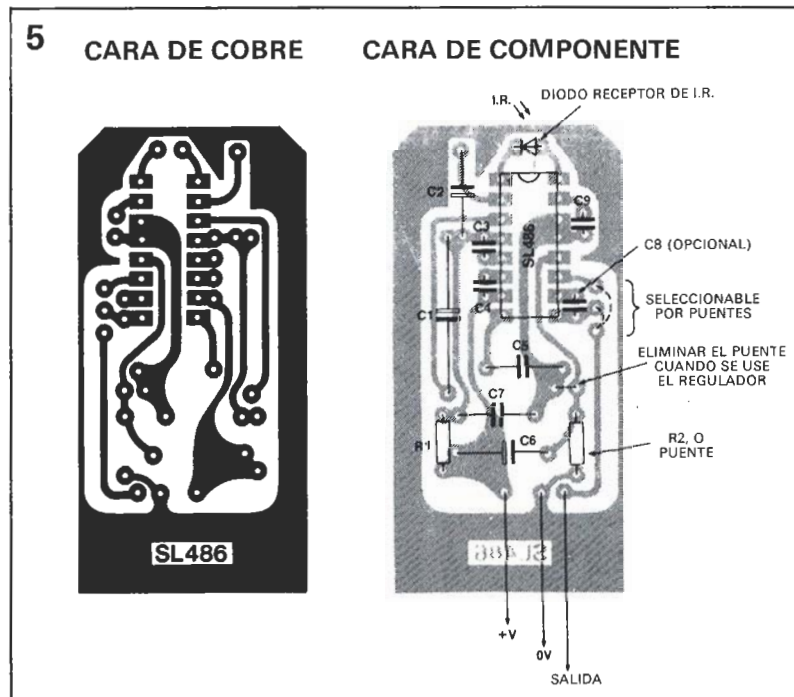
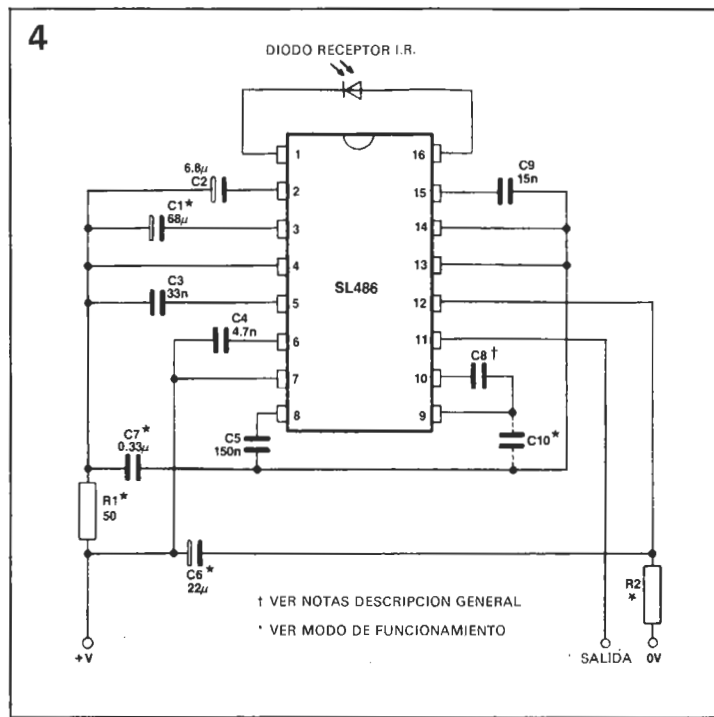
**Filtraje.** La disposición habitual de los componentes para filtraje, con y sin regulador, se muestra en las figuras 3 y 4, respectivamente. En caso de utilizar el regulador se consigue un rechazo de altas frecuencias mucho mejor

incluyendo la resistencia R2 (figura 4). El valor de esta resistencia se elige de forma que en la entrada del regulador, patilla 12, haya siempre una tensión comprendida entre 9.0 y 18 voltios (con respecto a la patilla 7) para que el regulador esté dentro del margen de funcionamiento adecuado. Con una alimentación de 15 voltios, como en el caso del Maestro, la resistencia R2 debe ser de 180 ohmios.

Debido a que el regulador presenta una baja impedancia entre las patillas 12 y 13, el empleo del condensador C7 mantiene el rechazo en altas frecuencias en la salida del mismo.

**Figura 3. Circuito básico de aplicación, con el mínimo de componentes. El regulador interno no está empleado, por lo que requiere una alimentación de 5 a 9 voltios.**

**Figura 4. El SL 486 con todos los circuitos opcionales, incluyendo el regulador interno y el ensanchador de pulsos.**



**Figura 5. Circuito impreso para la realización del esquema de la figura 4. El único componente que no tiene previsto sitio es el condensador C10.**

Figura 6. Esquema de aplicación con la familia ML 920, receptores para control remoto por infrarrojos, usando el estabilizador interno.

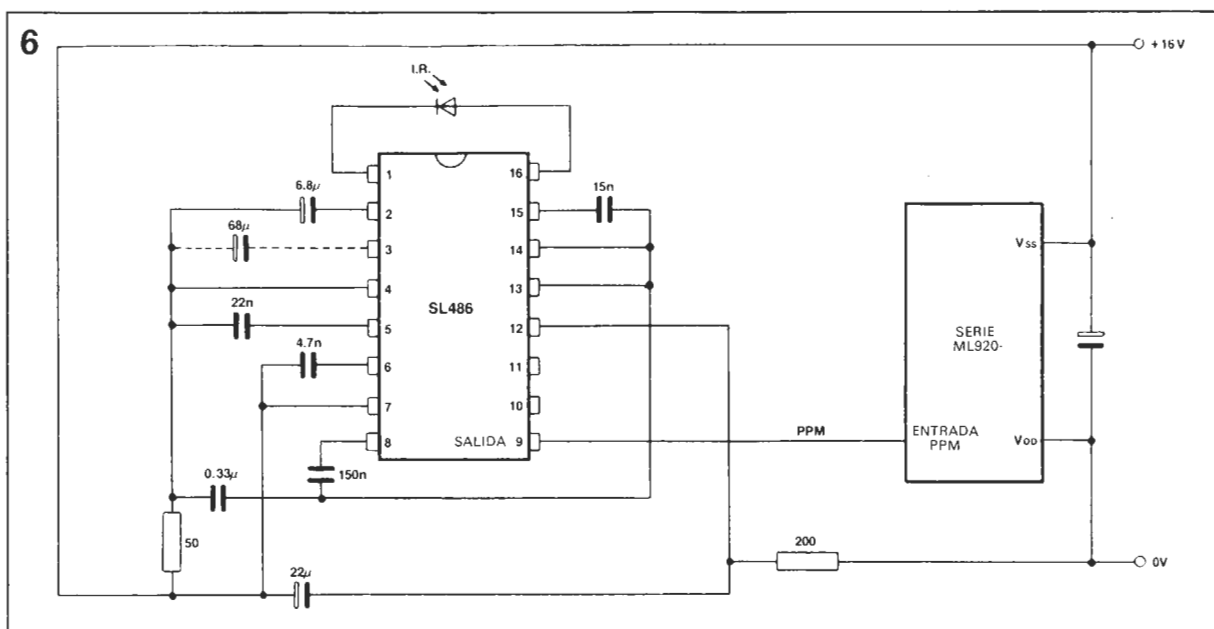


Figura 7. Circuito de conexión al ML 1910, receptor de control remoto.

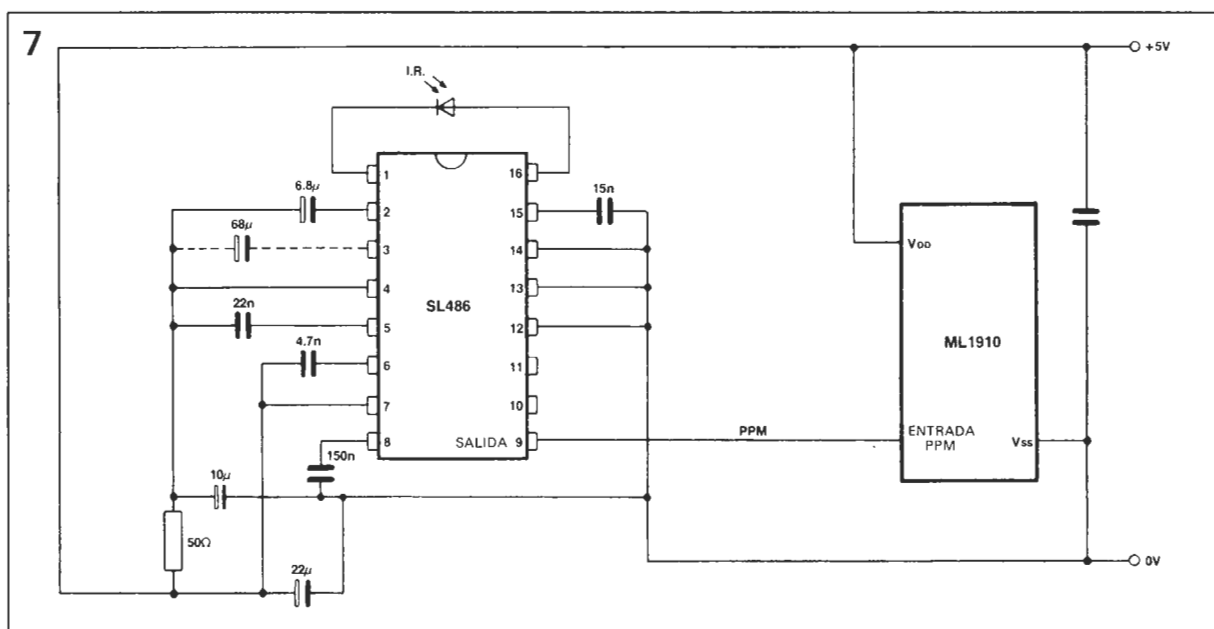
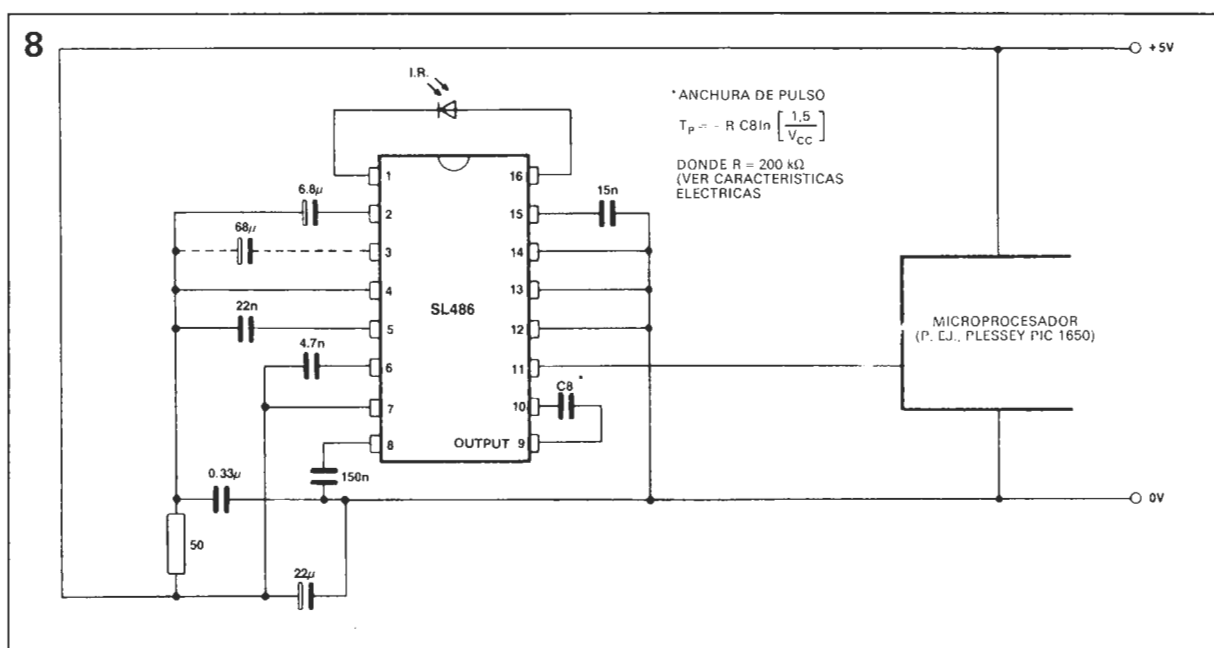


Figura 8. Esquema para interface con microprocesador, utilizando el ensanchador de pulso.





*Por el contenido de varios artículos publicados en Elektor, nuestros lectores saben que las memorias PROM y EPROM pueden utilizarse no solamente como soporte de un programa sino también como un operador booleano o un codificador complejo. Ahora, la lógica programable tiene sus propios componentes, mejor adaptados a las necesidades del diseñador moderno que las familias lógicas tradicionales (TTL) y más flexibles y rentables que las típicas memorias PROM bipolares. Se trata de las llamadas redes lógicas programables, más conocidas bajo el nombre de PAL (abreviatura de Programmable Array Logic).*

# ¿SABE QUE ES UN PAL?

Un dispositivo PAL es esencialmente una matriz o red integrada de operadores lógicos (puertas inversoras, AND y OR) y de circuitos biestables, cuya programación permite obtener una amplia gama de combinaciones lógicas. Se distingue entre los *dispositivos combinacionales* (que tienen, además, circuitos biestables y que se pueden sincronizar con un reloj exterior). Uno y otro tipo de dispositivos tienen posibilidad de realimentar las señales de salida en la red programable a las entradas. Los dispositivos secuenciales de más alto rendimiento tienen operadores lógicos EXOR asociados a los demás operadores ya citados. Volveremos sobre este tema más adelante en este mismo artículo y lo abordaremos con todo detalle. Antes de hacerlo, le proponemos acompañarnos a recorrer el camino que va desde la lógica discreta a las redes lógicas programables.

## La prehistoria de la Lógica

Si se nos permite la licencia gastronómica comparativa, la Lógica, tal como la conocemos con los operadores lógicos booleanos en TTL (y CMOS) sería el *plato del día*, mientras que la lógica programable sería el *plato a la carta*. En términos más rigurosos digamos que la lógica en *redes programables* está a medio camino entre la lógica discreta, como se la encuentra catalogada en un manual "TTL databook" y las *redes lógicas programadas* (y no programables!) tales como las que son cada vez más frecuentes en aparatos fabricados en muy grandes cantidades; por ejemplo, la ULA del

Spectrum. Estas redes lógicas programadas son circuitos con una gran densidad de integración, hechos a medida (o "personalizados") para una aplicación industrial, en la cual sustituyen a una "pléyade" de circuitos discretos... pero voluminosos. Es fácil comprender que estas redes son ruidosas si no se fabrican en cantidades muy grandes.

Con, o a pesar de (según se le considere!), la escalada en el grado de integración de funciones lógicas complejas lograda en los últimos años, el diseñador tiene que manipular constantemente una lógica de interconexión, de decodificación, de validación y (o) de multiplexión de estos circuitos LSI y por ello, los circuitos lógicos ordinarios se presentan como accesorios de primera mano universales, fáciles de acceso, prácticos y baratos. No olvidemos las calidades indiscutibles de los miembros de la familia integrada 74XX (7400, 7402, 7408 y 7430, por citar tan solo algunos de ellos) que son elementos básicos de los circuitos digitales. Son los fieles sirvientes de la aristocracia integrada de las CPU, RAM, ROM, EPROM, PIA, PIO y demás siglas ilustres. Cuando los circuitos se hacen muy complicados, se pone de manifiesto que estos circuitos integrados "normales" no son muy flexibles. Y habida cuenta que la única solución es emplear grandes cantidades de estos circuitos integrados, los diseñadores han estado intentando, durante años, utilizar (¡con frecuente éxito!) memorias PROM como redes pseudológicas. Un programador de PROM permite que una matriz vacía se codifique con una configuración lógica complicada en cuestión de segundos, dando lu-

gar a combinaciones de entrada y de salida que pueden convertirse al álgebra booleana. Un ejemplo típico lo constituye el dispositivo del analizador en tiempo real (supervisualizador de vídeo), objeto de un anterior artículo en nuestra revista, en el que una memoria PROM asegura la codificación de la información del color en 3 bits (rojo-verde-azul). Las memorias PROM bipolares son también muy adecuadas para su empleo como decodificadores de direcciones.

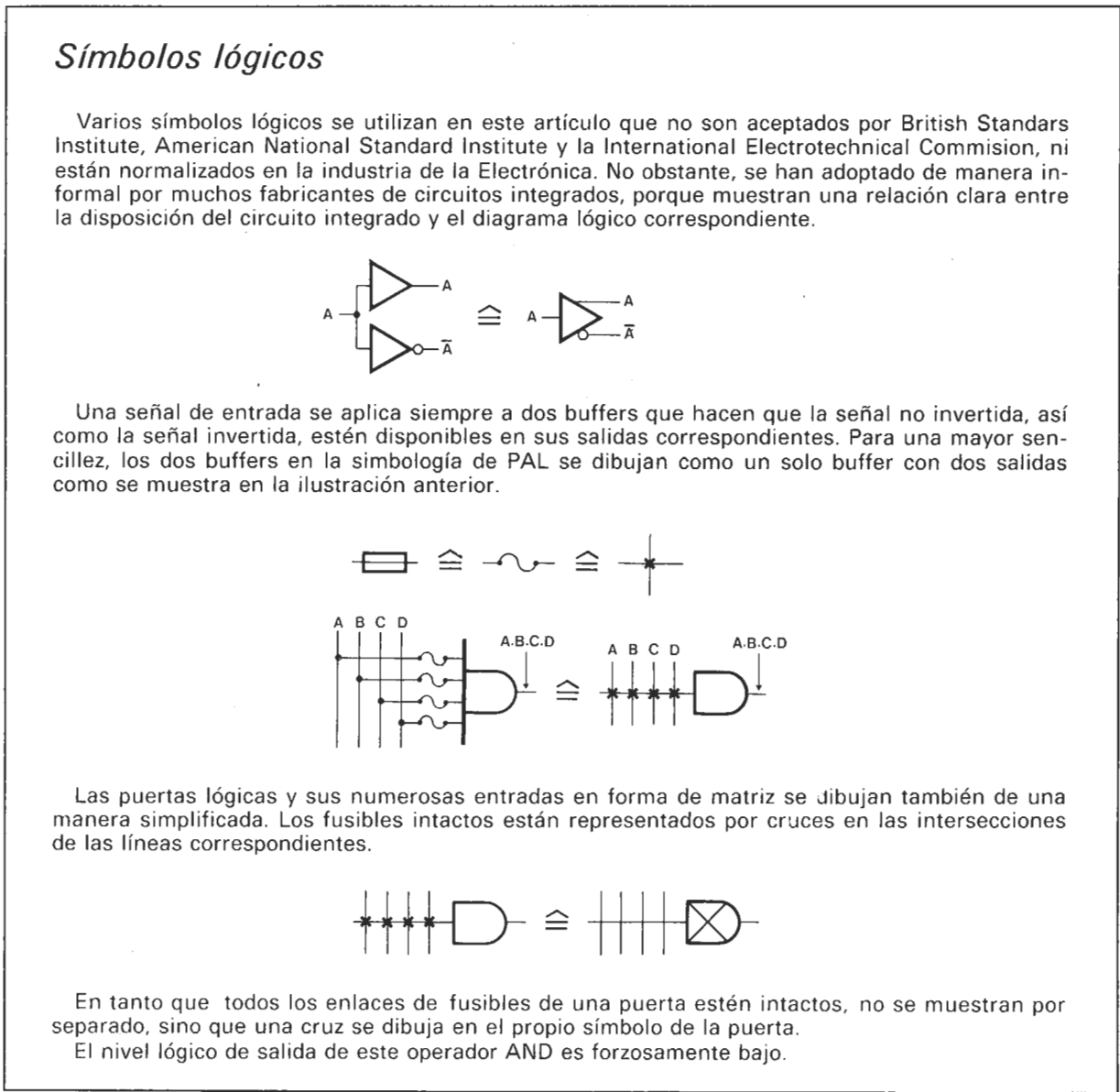
Lo que va en detrimento de la eficacia de las memorias PROM es la relación rígida (binaria) entre el número de configuraciones de entrada y el de las configuraciones de salida. Imaginemos un dispositivo lógico provisto de 10 entradas y de 8 salidas que ha de proporcionar 13 funciones de salida. En este caso, sería un gran despilfarro emplear una memoria PROM de  $1k \times 8$ , puesto que de las 1024 configuraciones de entrada y 256 configuraciones de salida disponibles sólo se utilizarán de forma efectiva 13 de ellas. Y para esto último nos sería preciso "quemar" millares de fusibles. Así llegamos a los límites de lo que pueden ofrecernos las memorias PROM: disponibilidad a la salida de todas las combinaciones posibles a partir de un número dado de variables de entrada (¡esto es lo positivo!), pero una restricción en el número de las variables de entrada (¡esto es lo negativo!).

## La "quema" de los fusibles

Algunos de nuestros lectores recordarán, sin duda, las matrices

**flexibilidad y  
alta  
velocidad al  
alcance de  
los econó-  
micamente  
débiles**

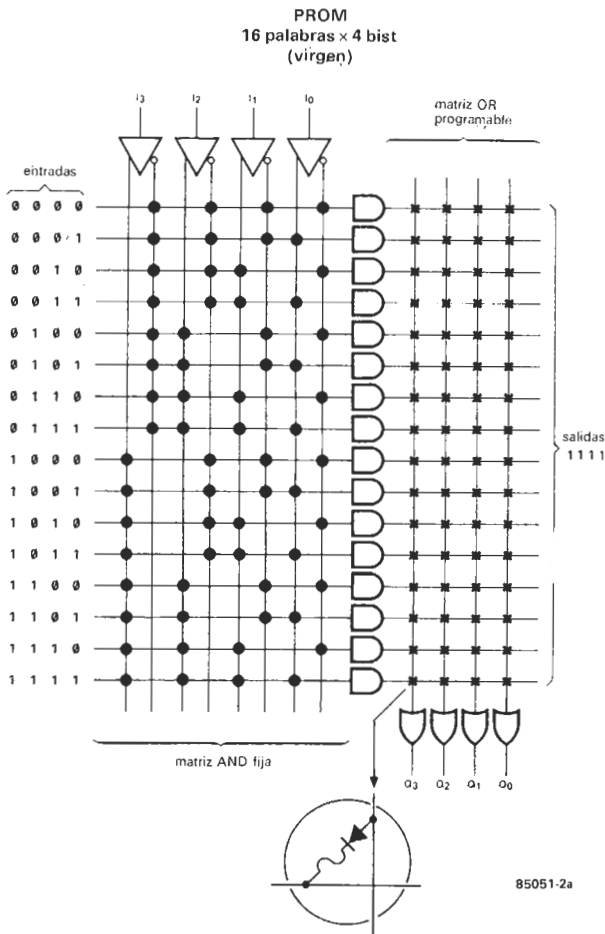
**Figura 2a.** Una memoria PROM virgen de cuatro entradas y cuatro salidas se presenta bajo la forma de una matriz AND fija, cuyos productos están organizados en una matriz OR programable. Cuando todos los fusibles están intactos, las salidas están forzosamente al nivel lógico alto.



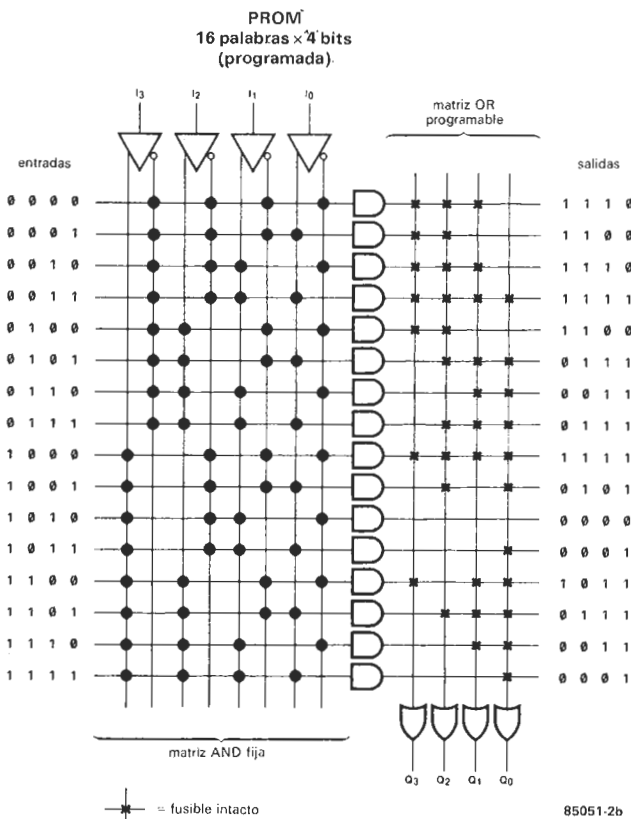
iz se dibujan también de una  
cruces en las intersecciones



2a



b



el nivel lógico de las líneas de salida correspondientes es bajo. Hay un total de 2<sup>4</sup> combinaciones posibles.

La estructura interna de un dispositivo PAL con 4 entradas y 4 salidas se muestra en la figura 3. La única diferencia visible con la figura 2b es que, en este caso, la matriz AND está programada, mientras que la matriz OR es fija. Un examen más profundo de la figura 3 pone de manifiesto que un fusible intacto puede corresponder a un nivel lógico alto o bajo.

Pero lo importante está en la amplia gama de dispositivos PAL disponibles:

- ☐ número de entradas 8, 10, 12, 14, 16, 18 ó 20;
- ☐ número de salidas 2, 4, 6, 8 ó 10;
- ☐ salidas provistas de buffers, posibilidad de realimentación a las entradas;
- ☐ entradas/salidas programables;
- ☐ funciones aritméticas;
- ☐ salidas con posibilidad de alta impedancia.

Se trata verdaderamente de un menú atractivo.

Para evitar toda confusión, y antes de abordar los dispositivos

Figura 2b. Al "destruir" algunos fusibles de la matriz OR de una memoria PROM bipolar, se hace pasar las líneas de salida correspondientes al nivel lógico bajo. Lo que se entiende aquí por "entrada", son las direcciones, mientras que las "salidas" son los datos.

Figura 3. A diferencia con una memoria PROM, un dispositivo PAL está constituido por una red AND programable y una red OR fija.

3

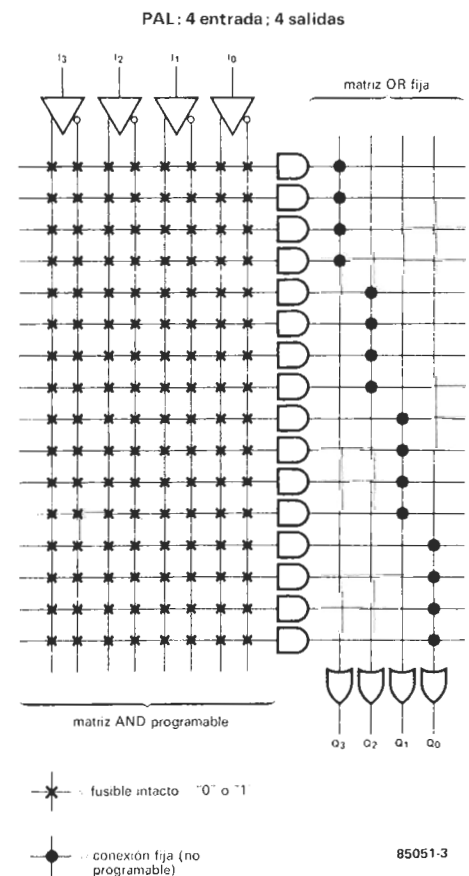
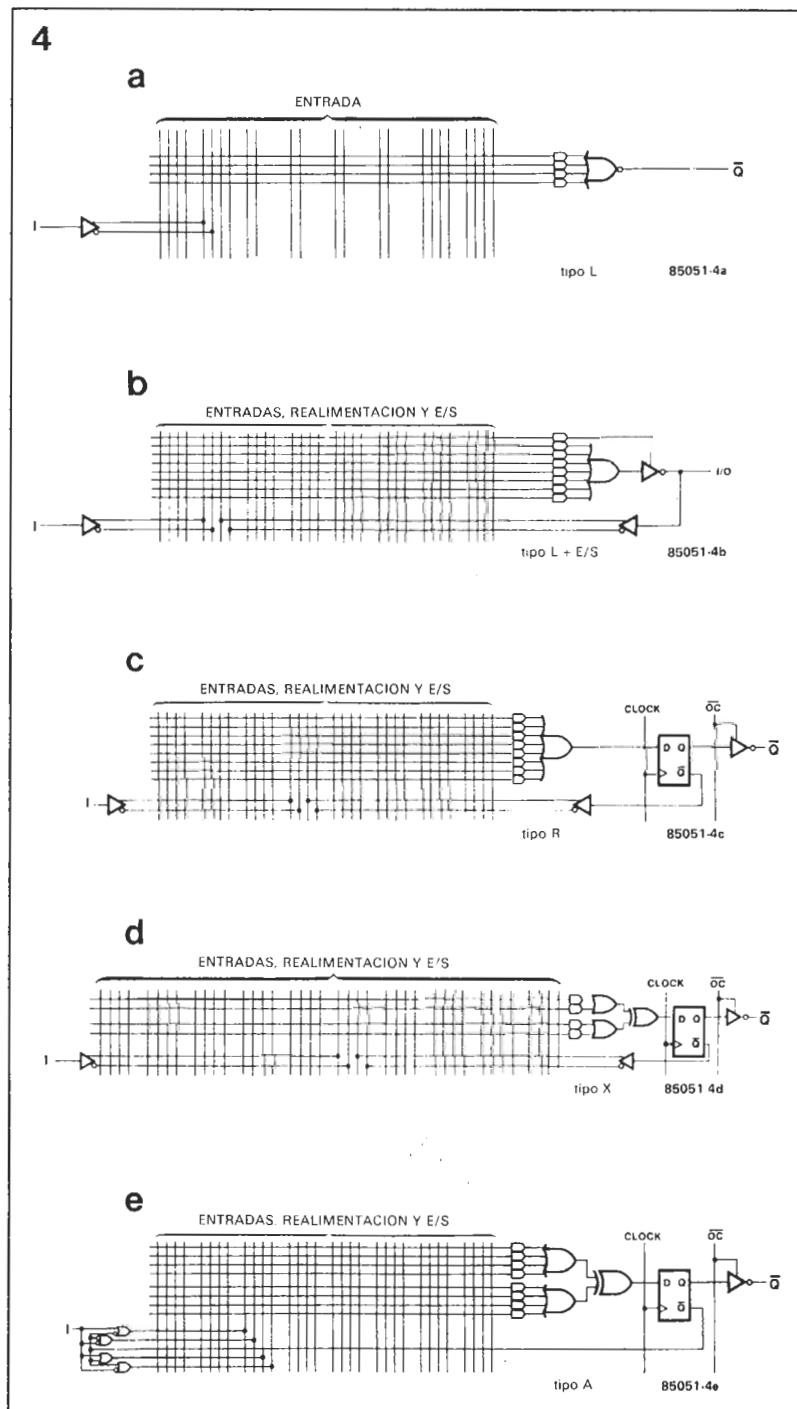


Tabla 1

tipo PAL	entra- das (I)	salidas (Q)	E/S progra- mable	registros	funciones
10H8	10	8			AND-OR
12H6	12	6			AND-OR
14H4	14	4			AND-OR
16H2	16	2			AND-OR
10L8	10	8			AND-OR-INVERSOR
12L6	12	6			AND-OR-INVERSOR
14L4	14	4			AND-OR-INVERSOR
16L2	16	2			AND-OR-INVERSOR
16C1	16	1			AND-OR/AND-OR-INVERSOR
16L8	10	8	6		AND-OR-INVERSOR
16R8	8	8			AND-OR-INVERSOR-REGISTRO
16R6	8	8	2	6	AND-OR-INVERSOR-REGISTRO
16R4	8	8	4	4	AND-OR-INVERSOR-REGISTRO
16X4	8	8	4	4	AND-OR-INVERSOR-XOR-REGISTRO
16A4	8	8	4	4	AND-CARRY-OR-XOR-INVERSOR-REGISTRO

Figura 4a...4e. Los diferentes dispositivos PAL disponibles pueden clasificarse en cinco grupos pertenecientes a dos categorías: los dispositivos PAL combinacionales y los PAL secuenciales (con circuitos biestables). En las figuras 4a...4e, hemos representado solamente una línea de entrada y una línea de salida con el fin de simplificar. Por otra parte, estos dispositivos PAL son vírgenes y por ello, todos los fusibles (no representados) están intactos.



PAL con detalle, consideramos preciso atraer la atención del lector sobre la existencia de otro tipo de redes lógicas programables, que son las PLA o FPLA, de las que se puede programar tanto la red AND como la red OR. Se trata, pues, del "no va más" en la flexibilidad... ¡que se paga, por supuesto! Además, estos circuitos son mucho más difíciles de programar que las memorias PROM o los dispositivos PAL, lo que les pone fuera del alcance del simple aficionado. Una de las ventajas esenciales aportadas por los dispositivos PAL es el aumento de la flexibilidad con respecto a las memorias PROM y ello sin sacrificar la facilidad de programación de estos circuitos, lo que contribuyó mucho a generalizar su empleo. Al menos es así como lo entienden los fabricantes y los profesionales. Para el aficionado, no hay nada más sencillo. Volveremos sobre lo anterior al final de este artículo y no es imposible que un día u otro, Elektor proponga a sus lectores la realización de un programador de PAL.

Además, debe destacarse la posibilidad de programar los dispositivos PAL con un programador de PROM normal, mediante un módulo de adaptación (denominado "módulo de personalidad").

## El PAL ¡un chico para todo!

En la tabla 1 se da una lista de varios dispositivos PAL actuales, de los que se dan sus símbolos lógicos en la figura 5. Tratan de abarcar todas las necesidades corrientes. Algunos fabricantes, más especializados que otros, proponen una variedad de PAL todavía más grande. Para identificar un dispositivo PAL, se utiliza dos



cifras, una correspondiente al número de entradas y otra al número de salidas (por ejemplo, 10×8 que corresponde a 10 entradas y 8 salidas) y una letra que define el tipo de operaciones efectuadas.

Los tipos de salida son:

□ H: AND-OR; una salida es activa al nivel lógico alto.

□ L: AND-NOR; una salida es activa al nivel lógico bajo.

□ C: AND-OR ó AND-NOR; programación posible del nivel lógico de salida activa.

□ R: AND-NOR; nivel lógico de salida "enclavable" en un circuito biestable y realimentable a la matriz AND programable.

□ X: AND-NOR-EXOR-"cerrojo", que es una función lógica OR exclusiva registrada.

□ A: Introducción de un bit de acarreo negativo en la matriz AND.

En la figura 4a se muestra la estructura simplificada de un dispositivo PAL del tipo L(AND-NOR) con una entrada y la salida correspondiente. La figura 4b muestra una estructura simplificada en la que la salida se realimenta un punto en la matriz, en donde se convierte en una entrada. Esta característica es de interés en el diseño de un registro de desplazamiento o de un bucle de datos. Cuando la puerta inversora de salida se conmuta a alta impedancia, la línea de realimentación puede emplearse como una entrada.

En la figura 4c se tiene la salida de un dispositivo PAL tipo R que está "buffereada" mediante un biestable y se realimenta a la matriz. La realimentación permite que el PAL recuerde el estado anterior y puede modificar su función basándose en ese estado. La salida Q del biestable podrá bloquearse al nivel de la puerta inversora de salida que una línea de control, común a todas las salidas, conmuta al modo de "alta impedancia". Esta configuración de la salida permite "memorizar" un estado anterior y reinyectarle (lo que es útil en las operaciones de conteo creciente y decreciente, desplazamiento, etc.).

En la figura 4d (tipo X) un operador XOR está intercalado entre la entrada del biestable y los operadores de suma. En la figura 4e (tipo A), encontramos el mismo circuito con más de un operador aritmético y ello hace posible las combinaciones  $I+Q$ ,  $I+Q$ ,  $I+Q$  y  $I+Q$  antes de realimentarles a la matriz AND. Esta disposición permite una fuerte reducción de al menos 12 a 1 en el número de los componentes frente a un factor de 4 a 1 en los circuitos lógicos estándar.

5

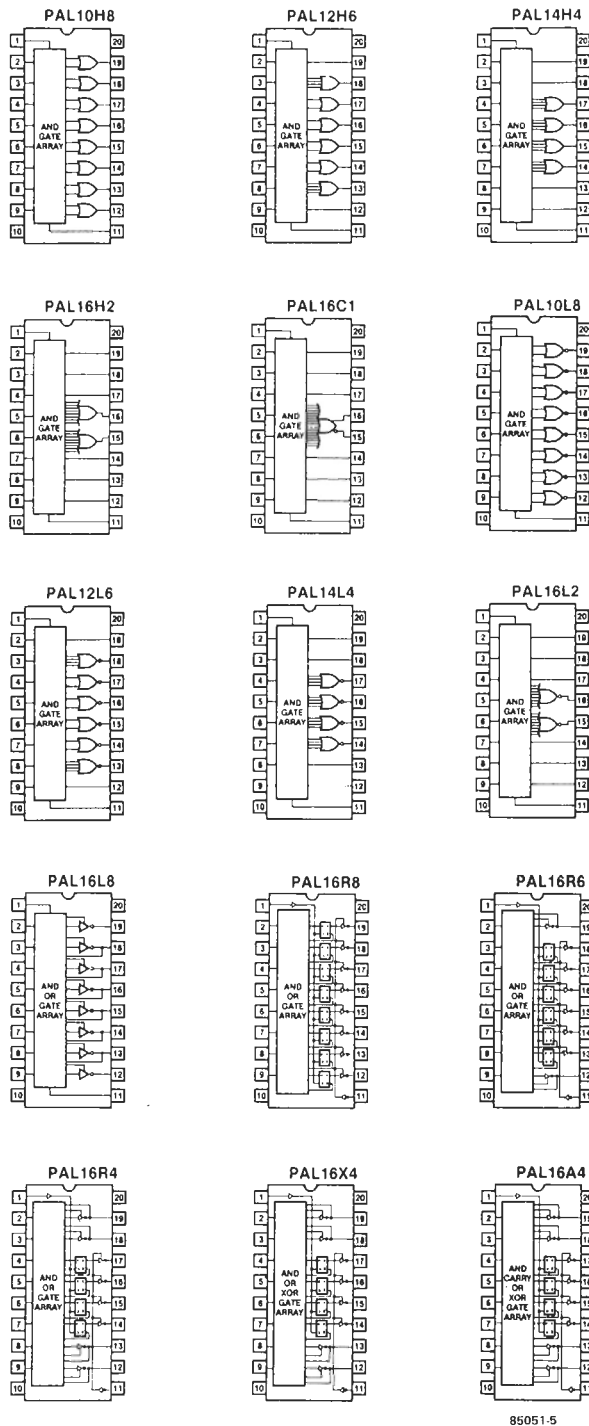


Figura 5. Patillaje y representación simbólica de algunos de los dispositivos PAL más utilizados. Observe los encapsulados de 20 patillas y su similitud en cuanto a la disposición de las líneas de entrada y de salida.

6a

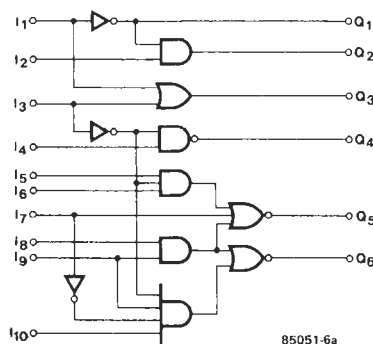


Figura 6a. Un circuito lógico que ha de sustituirse por un dispositivo PAL.

Figura 6b .  
Esquema lógico de  
un dispositivo PAL  
tipo 12L6 virgen  
adecuado para la  
sustitución del  
circuito de la figura  
6a.

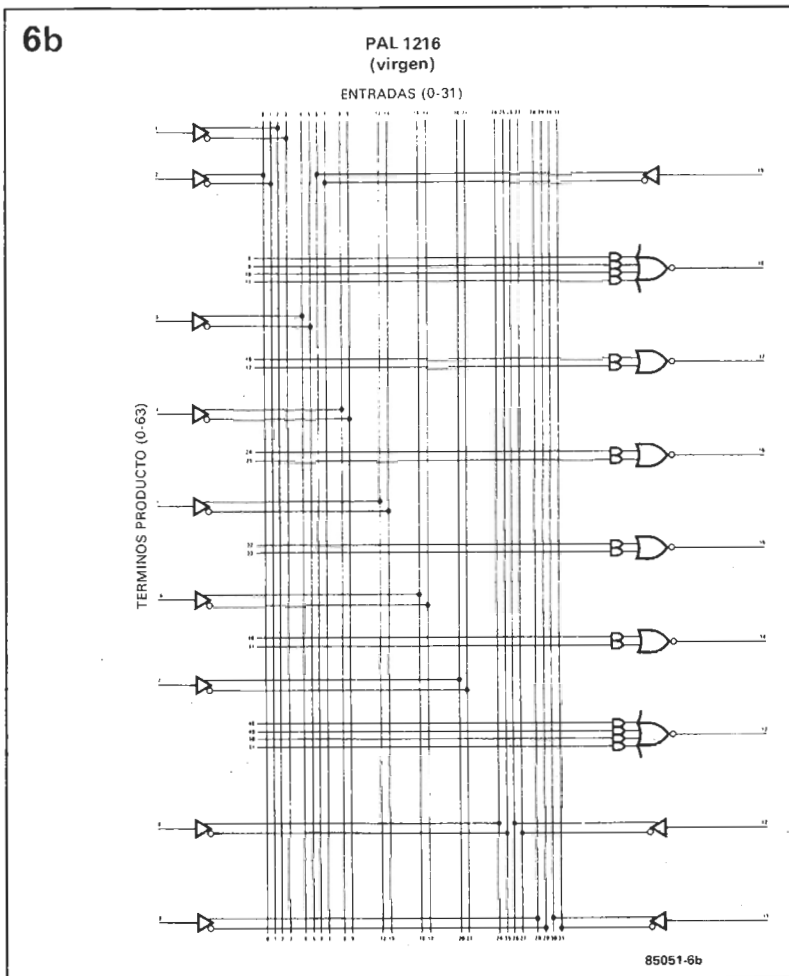
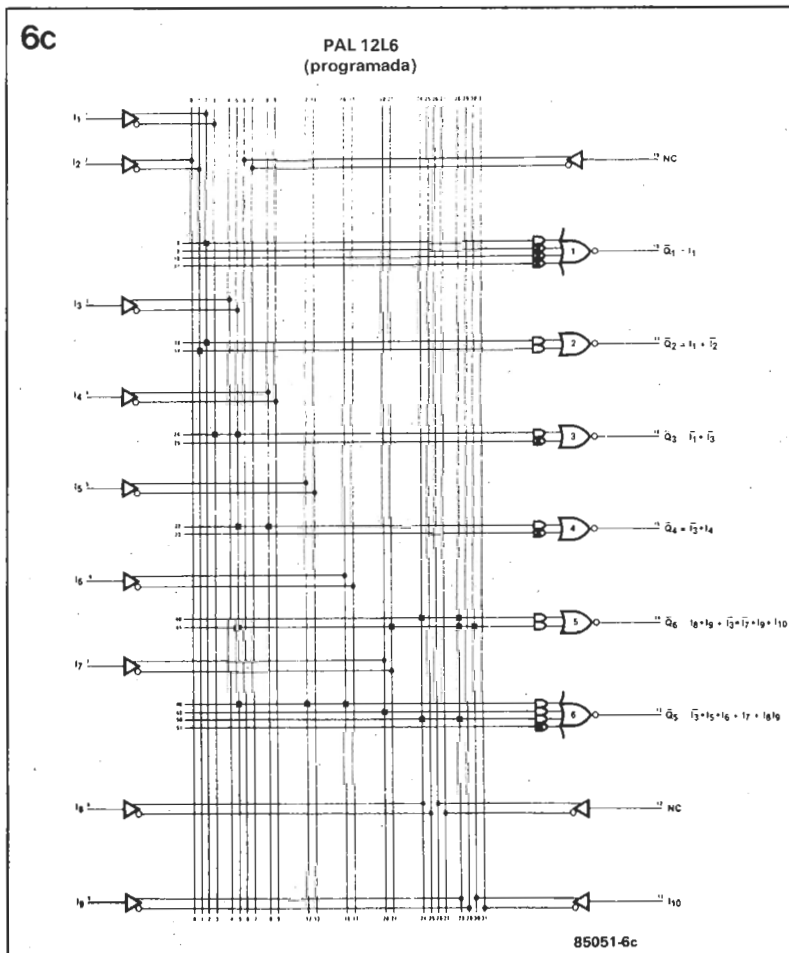


Figura 6c.  
Configuración de  
fusibles del  
dispositivo 12L6  
después de que se  
haya programado  
de acuerdo con las  
exigencias de la  
figura 6a.



## Escribir en el silicio

Para nuestros primeros pasos en la programación de un dispositivo PAL, no vamos a plantear un ejercicio muy difícil y trataremos de sustituir con un PAL a los operadores lógicos tal como están combinados en la figura 6a. En esta figura se muestra en 6a el circuito a sustituir, en 6b un dispositivo PAL virgen tal como se describe a continuación y en 6c se ilustra el PAL programado.

Como más de la mitad de las señales de salida están invertidas, se indica un tipo L. Para obtener 10 entradas y 6 salidas, la elección debería recaer en un tipo 10L8, pero en la figura 5 se muestra que el tipo 12L6 tiene dos puertas NOR, cada una con 4 entradas y puesto que una de las salidas Q5 en la figura 6a es una combinación de tres señales, el tipo 12L6 es adecuado para nuestros fines. Según el teorema de DeMorgan, nuestras salidas podrán definirse como sigue:

$$\begin{aligned} Q1 &= \overline{I1} & \triangleq \overline{Q1} &= I1 \\ Q2 &= \overline{I1} \cdot I2 & \triangleq \overline{Q2} &= I1 + I2 \\ Q3 &= I1 + I3 & \triangleq \overline{Q3} &= \overline{I1} \cdot \overline{I3} \\ Q4 &= \overline{I3} \cdot I4 & \triangleq \overline{Q4} &= I3 + I4 \\ Q5 &= \overline{I3} \cdot I5 \cdot I6 + I7 + I8 \cdot I9 \\ & \triangleq \overline{Q5} &= \overline{I3} \cdot I5 \cdot I6 + I7 + I8 \cdot I9 \\ Q6 &= I8 \cdot I9 + I3 \cdot I7 \cdot I9 \cdot I10 \\ & \triangleq \overline{Q6} &= I8 \cdot I9 + I3 \cdot I7 \cdot I9 \cdot I10 \end{aligned}$$

En la figura 6b se ilustra nuestro dispositivo PAL 12L6 virgen con todos los fusibles intactos. Para que  $Q1 = I1$  ó  $Q1 = \overline{I1}$ , es preciso que, en la figura 6c, las tres entradas inutilizadas de la puerta NOR N1 están el nivel lógico bajo y todos los fusibles de las líneas 9, 10 y 11 podrán mantenerse, pues, intactos. En la línea 8, sólo está establecido el enlace con la columna 2 y todos los demás fusibles deben "destruirse".

La salida Q2 debe combinar I1 y I2, pero como nuestra salida es inversora, tendremos como resultado  $Q2 = I1 + I2$ . En la figura 6b sólo se mantendrán los fusibles que conectan las entradas de la puerta NOR, N2, a las columnas 1 y 2; es decir, la salida inversora de I1 y la salida no inversora de I2.

Para Q3, sólo se necesita la línea de entrada de la puerta AND N3 a la que están conectadas las salidas no inversora de I1 y I3. La codificación de Q2, Q5 y Q6 se deja a su propia voluntad y puede creer que como práctica es algo muy interesante. En cualquier caso, los resultados se muestran en la figura 6c.

Otro ejemplo interesante es la creación de un dispositivo PAL



para poder realizar simultáneamente todas las funciones lógicas primitivas mostradas en la figura 7a. Como puede constatar, los componentes implicados son una puerta inversora y unas puertas AND, OR, NOR y XOR e incluso una puerta NAND con tres entradas, lo que da un total de 12 entradas y 6 salidas que son activas a nivel alto. A partir de los símbolos lógicos de la figura 5, es fácil ver que se requiere un circuito 12H6. Cuando este tipo de circuito se programa de forma adecuada, se encontrará la configuración de fusible de la figura 7b.

Titulamos este apartado cómo escribir en el silicio y ciertamente ello es posible, como hemos mostrado, a un nivel todavía elemental, en las figuras 6 y 7. Pero, por ahora, nuestros diagramas aunque son tan convincentes sólo se han reflejado sobre el papel y, sin duda, nos pedirá que le mostremos cómo utilizarlos en la práctica.

## La programación

No entraremos en el detalle del procedimiento de programación y será preciso contentarse, de momento, con una visión rápida de la misma. La tensión de programación debe ser  $11,5V \pm 0,5V$ , mientras que los impulsos de programación han de tener una anchura de  $10 \dots 50 \mu s$ . Para tener acceso a los fusibles uno a uno, la red está dividida en dos grupos: el primero para los fusibles de las líneas de matriz 0 a 31 y el segundo para los fusibles de las líneas 32 a 63. En las columnas de la matriz 1...31, la selección tiene lugar con la ayuda de las señales 10...17 y de la línea L/R. En las líneas o filas, la selección se realiza con el empleo de las señales A0...A2 y O0...O3.

Según que se direcciona el primero o el segundo grupo de líneas de la matriz, las conexiones de las patillas de circuito integrado no son las mismas. Las tablas 2 y 3 indican cómo se realiza esta selección, mientras que la figura 8 proporciona las conexiones de programación de los dos grupos. Finalmente, la figura 9 muestra el cronograma de las señales y las tensiones de programación y de verificación. Sucede de vez en cuando que algunos fusibles se "niegan a destruirse" y en tal caso, los fabricantes indican que se hace necesaria la reprogramación; después de las pruebas con resultado negativo de la verificación, podrá efectuarse esta operación hasta *cinco veces consecuti-*

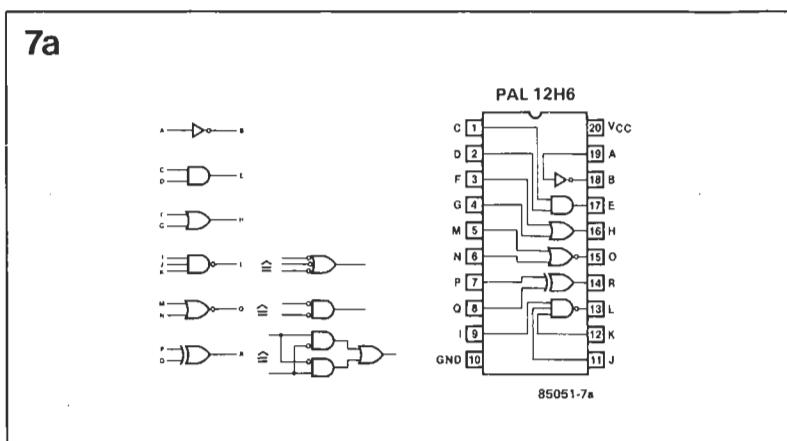


Figura 7a. Otro ejemplo de un dispositivo PAL que sustituye a varias funciones lógicas estándar.

vas en caso de necesidad. Se trata de un trabajo propio de un ordenador y la conversión de su ordenador en programador de PAL puede ser una buena solución. Todo consisten en pasar del diagrama de las figuras 6b y 7b a un código "digerible" para el programador de memoria PROM, es decir, direcciones y datos en formato hexadecimal. Existe para ello un software especial denominado PALASM, escrito en FORTRAN-

IV, que transforma sus ecuaciones lógicas en datos de utilidad para un programador de PROM equipado para la programación de PAL. Se trata de una herramienta muy eficaz, pero que sólo se hace rentable con una utilización intensiva.

Para una programación ocasional, se puede proceder "a mano", con la ayuda de una "rejilla de programación". Pero no hay que hacerse ilusiones, puesto que se

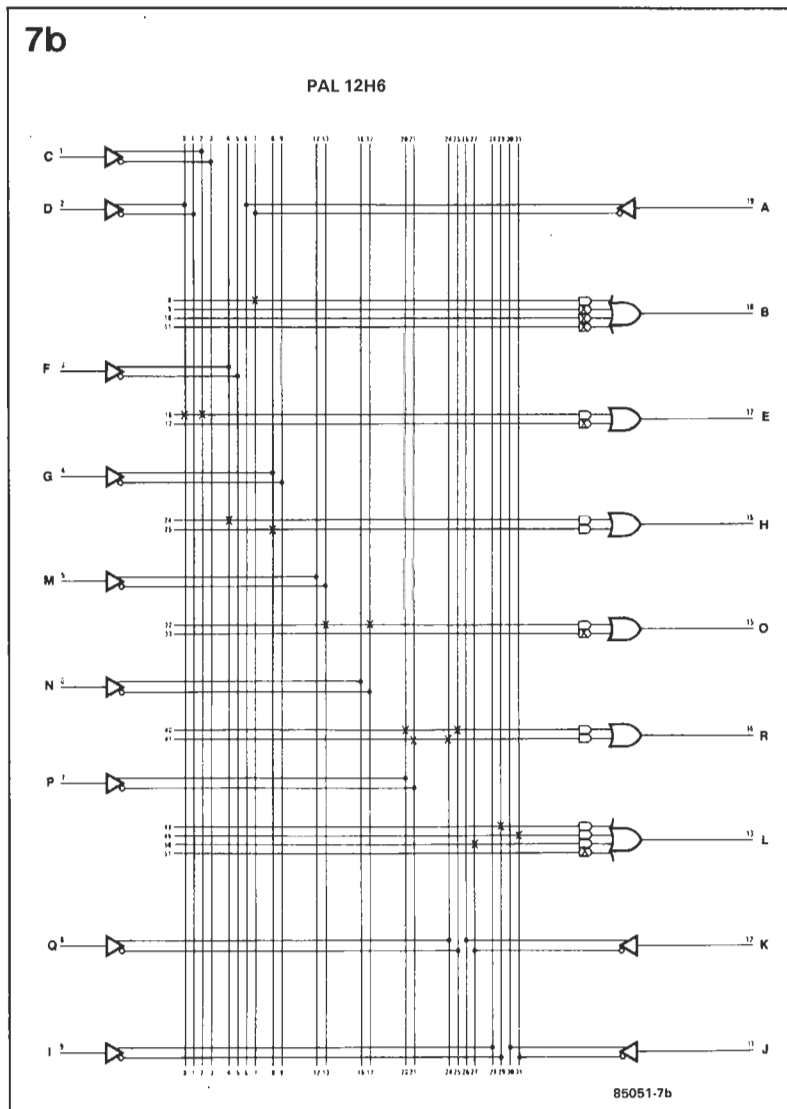


Figura 7b. Configuración de fusibles del 12H6 después de haberse programado de acuerdo con las exigencias de la figura 7a.

### Tabla 2

[illegible]

A modo de conclusión, quisiéramos tranquilizar a los lectores que llegaron hasta aquí pero que se sienten todavía "flotar" en esta materia, diciéndoles que el empleo de los circuitos integrados nos hace "miopes" al considerarles como simples "cajas negras", y cuando se trata de comprender su contenido o lo que es más difícil todavía, de intervenir en su comportamiento, nos sentimos desarmados. Pero si tienen un poco de fibra lógica, estamos seguros de que los dispositivos PAL le apasionarán y, antes o después, le serán tan familiares como cualquier miembro de la familia integrada 74XX. ■

**Figura 8. Durante la programación de un dispositivo PAL, las conexiones dependen del grupo de líneas que se esté programando.**

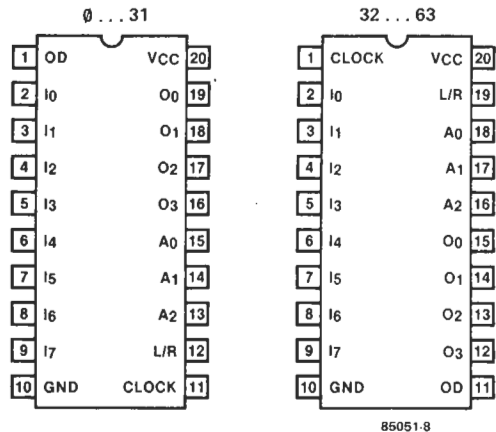
**Tabla 3**

línea de la matriz	pin identification						
	O <sub>3</sub>	O <sub>2</sub>	O <sub>1</sub>	O <sub>0</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>
0,32	R	R	R	VPH	R	R	R
1,33	R	R	R	VPH	R	R	HH
2,34	R	R	R	VPH	R	HH	R
3,35	R	R	R	VPH	R	HH	HH
4,36	R	R	R	VPH	HH	R	R
5,37	R	R	R	VPH	HH	R	HH
6,38	R	R	R	VPH	HH	HH	R
7,39	R	R	R	VPH	HH	HH	HH
8,40	R	R	VPH	R	R	R	R
9,41	R	R	VPH	R	R	R	HH
10,42	R	R	VPH	R	R	HH	R
11,43	R	R	VPH	R	R	HH	HH
12,44	R	R	VPH	R	HH	R	R
13,45	R	R	VPH	R	HH	R	HH
14,46	R	R	VPH	R	HH	HH	R
15,47	R	R	VPH	R	HH	HH	HH
16,48	R	VPH	R	R	R	R	R
17,49	R	VPH	R	R	R	R	HH
18,50	R	VPH	R	R	R	HH	R
19,51	R	VPH	R	R	R	HH	HH
20,52	R	VPH	R	R	HH	R	R
21,53	R	VPH	R	R	HH	R	HH
22,54	R	VPH	R	R	HH	HH	R
23,55	R	VPH	R	R	HH	HH	HH
24,56	VPH	R	R	R	R	R	R
25,57	VPH	R	R	R	R	R	HH
26,58	VPH	R	R	R	R	HH	R
27,59	VPH	R	R	R	R	HH	HH
28,60	VPH	R	R	R	HH	R	R
29,61	VPH	R	R	R	HH	R	HH
30,62	VPH	R	R	R	HH	HH	R
31,63	VPH	R	R	R	HH	HH	HH

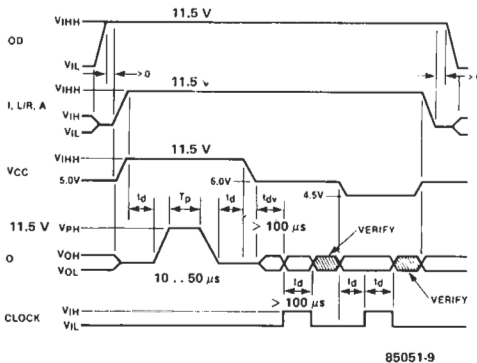
L = Tensión del nivel lógico de entrada bajo ( $V_{IL}$ )  
H = Tensión de nivel lógico de entrada alto ( $V_{IH}$ )  
HH = Tensión del nivel lógico de programación alto ( $V_{IHH}$ )  
R = 10 k Ohmios para 5,0 V  
 $V_{PH}$  = Impulso de programación

**Figura 9.**  
**Cronograma**  
**completo con las**  
**tensiones de**  
**prueba**  
**(verificación).**

8



9





*Una de las dificultades más comunes dentro del mundo de los microordenadores, es demostrar la capacidad gráfica del equipo. Desafortunadamente los circuitos encargados del proceso gráfico se consideran una opción extra en la mayoría de los casos o bien son tan sencillos que necesitan programas complejos para controlarlos. Comenzamos este mes la descripción de una tarjeta gráfica con un conjunto de opciones que difícilmente se encontrarán juntas en un solo equipo, conseguidas gracias al equilibrio logrado después de varios meses de diseño y pruebas entre el hardware y el software. Las características más notables se relacionan en la tabla 1.*

# TARJETA GRAFICA DE ALTA RESOLUCION (I)

Una tarjeta gráfica se puede considerar básicamente como un terminal autónomo que genera señales de vídeo según las instrucciones recibidas y decodificadas por el software de control, de igual forma que una impresora recibe códigos ASCII y los convierte en las señales de control que gobiernan la cabeza de impresión.

La diferencia entre una impresora o un plotter X-Y y una tarjeta gráfica radica en que esta última no necesita la utilización de un procesador o CPU para interpretar las instrucciones, sino que emplea la del sistema a la que está asociada, generando la denominada memoria de pantalla, o lugar donde reside la información a representar.

Si nos preguntamos sobre las ventajas que nos puede aportar la utilización de esta nueva tarjeta en lugar de la ya conocida tarjeta VDU, bastará tener en cuenta la posibilidad de disponer de un sistema de alta resolución capaz de realizar gráficos punto a punto en lugar del empleo de los semigráficos disponibles en la VDU y con posibilidad de tratamiento del color.

Además de estas ventajas, gracias al software asociado, la tarjeta gráfica permite la incorporación de texto a la imagen, convirtiéndose de esta forma en un terminal alfanumérico con una resolución de 32 líneas de 80 caracteres.

Esta ventaja es más importante de lo que pudiera parecer a primera vista, ya que permite la modificación tanto del color como del

Tabla 1

## Características

### HARDWARE

<b>Procesador:</b>	GDP 9366 89365) o GDP 9367.
<b>Bus de datos:</b>	8 bit, con buffer.
<b>Decodificación de direcciones:</b>	19 (XX50...XX5F, XX64...XX66). La memoria de pantalla es autónoma con refresco automático (16K por página y por color).
<b>Sincronización:</b>	Compuesta, normal o invertida (salida TTL bufereada).
<b>Vídeo:</b>	Monocromo, RGB o RGBI (salidas TTL bufereadas).
<b>Lápis óptico:</b>	Pulso negativo (entrada TTL bufereada).
<b>Resolución:</b>	4 páginas de 512 × 256 pixels (9366/9367). 2 páginas de 512 × 512 pixels (entrelazado, 9367).
<b>Colores:</b>	Monocromo con la tarjeta madre y 8 a 16 colores con la tarjeta de extensión. Nota: El número de colores no restringe la resolución en ningún caso. Se puede añadir varias tarjetas de extensión.
<b>Scrolling:</b>	Vertical (el software se encarga de desplazar las direcciones enviadas por el GDP a la memoria de vídeo).
<b>Modo RWM:</b>	Modo lectura/modificación/escritura (función Exor entre el color del punto y el color del fondo).
<b>Comunicación con la memoria de pantalla</b>	Lectura de pixel a pixel (el microprocesador emplea una instrucción especial que comunica las coordenadas del pixel al GDP).
<b>Interrupciones:</b>	IRQ (3 modos programables).
<b>Generadores de caracteres y vectores</b>	— Caracteres alfanuméricos en matriz de 5 × 8. El número de caracteres se programa individualmente para el eje X y el Y. — Vectores programables (4 tipos de trazo, ver apartado de software).

### SOFTWARE

La tarjeta gráfica se suministra completa con el software de control (algo menor de 4K en código máquina del 6502). Este se divide en dos programas: uno de ellos es el encargado de generar todos los textos en pantalla (como un terminal ASCII de vídeo) y el otro se encarga de tratar todo el proceso gráfico. El software es completamente autónomo y actúa como si se tratase de una super rutina de recepción de caracteres contenidos en el acumulador. El repertorio de comandos disponibles es el siguiente:

**Primer artículo de una serie en la que se irá describiendo una tarjeta gráfica, en blanco y negro o color, con una resolución a elegir entre 512 × 512 o 512 × 256 pixels y completada con el software de control.**

Tabla 1.  
Características técnicas de la tarjeta gráfica.

Tabla 2 (Controles)

Comandos en modo texto	
CHR\$	
(1)	Transfiere el contenido del bufer de vídeo a la pantalla.
(2)	Abre el bufer de vídeo.
(3)	Cierra el bufer de vídeo.
(4)	Uso de comandos gráficos en modo texto.
(5)	
(6)	
(7)	
(8)	Retroceso (cursor a la izquierda).
(9)	Tabulación horizontal (cursor a la derecha).
(10)	Nueva línea (cursor abajo).
(11)	Tabulación vertical (cursor arriba).
(12)	Borrado de pantalla y situar el cursor en la esquina superior izquierda (HOME).
(13)	Retorno de carro.
(14)	
(15)	
(16)	
(17)	Selección del modo texto.
(18)	Selecciona el modo gráfico.
(19)	
(20)	Puesta a cero del tamaño del carácter.
(21)	
(22)	
(23)	
(24)	
(25)	
(26)	Borra la línea del cursor.
(27)	Función ESCAPE.
(28)	Sitúa el cursor en la posición HOME.
(29)	Borrar hasta el fin de la línea.
Ejemplo en BASIC:	
PRINT CHR\$(18) "MO, 127,I"	
PRINT "B6,C4,D255,127,255,0"	
PRINT "C2,M127,63,I"	
PRINT "O255,60,2",	
etc.	
Comandos en modo gráfico	
A	Selecciona el modo texto.
B n	Sitúa el color de fondo "n".
B - n	Combina el color del fondo con el color "n".
C n	El punto pasa a tener el color "n".
C - n	Combina el color del punto con el color "n".
D x,y	Dibuja una línea desde la posición del cursor hasta el punto de coordenadas x,y.
D x,y,x,y	El comando D puede contener varias coordenadas. Los valores x,y se consideran desde el origen absoluto.
G ±n,x,y	n=1 ; n=2 ; n=-1 ; n=-2.
H	Sitúa el punto en la posición HOME (sin pintar).
I	Fija la posición actual como nuevo origen absoluto.
J x,y	Dibuja una línea desde la posición actual hasta la posición relativa x,y.
J x,y,x,y	El comando J puede contener varias coordenadas.
L n	Selecciona el tipo de línea "n".
	n=0 línea continua
	n=1 línea a puntos
	n=2 línea a rayas
	n=3 línea a punto y raya
M x,y	Desplaza, sin pintar, hasta la posición absoluta x,y.
O s,r,t	Dibuja un círculo o un disco con centro en la posición actual:
	s=sectores ; r=radio ; t=grosor.
P caracteres	Dibujo de caracteres alfanuméricos dentro del modo gráfico.
Q d	Elección de la dirección de dibujo:
	d=0 horizontal ; d=1 vertical.
R x,y	Situar el punto, sin pintar, en la posición relativa x,y desde la posición en curso.
S x,y	Fija el tamaño de los caracteres "x" sobre el eje X e "y" sobre el Y.
T t	Fija el tipo de caracteres "t":
	t=0 normal ; t=1 inclinados.
U p,u	Selección de punto.borrado, arriba/abajo
	p=0 borrador
	p=1 punto
	u=0 arriba
	u=1 abajo.
V x,y	Toma la palabra de estado del pixel especificado en la posición x,y.
W m	Elección del modo lectura/modificación/escritura.
	m=0 no elegido RMW
	m=1 modo RMW.
X a,s,i	Dibujo de ejes coordenados en la posición en curso en la dirección "a", graduados en incrementos de "s" (positivo o negativo) y con "i" intervalos.
Z p	Selección de la página "p".

#### NOTA

Las instrucciones E, F, K, N, Y no son utilizadas por ahora y se reservan para las ampliaciones que están en preparación, como por ejemplo la F para el comando de rellenar un contorno.

tamaño de los caracteres, ofreciendo por tanto una gran versatilidad. Todos los pixels que constituyen una pantalla son accesibles a través de las posiciones X-Y de una matriz controlada por el procesador gráfico. El origen de la pantalla (X=0, Y=0) se encuentra en la esquina superior izquierda en el modo de representación de textos, mientras que en modo gráfico se sitúa en la esquina inferior izquierda.

La conexión de la nueva tarjeta dentro del sistema del microordenador es inmediata, ya que ésta, junto con la tarjeta de extensión para el color, sólo ocupa 19 posiciones dentro del mapa de memoria del microprocesador que la controla. Esta característica permite incorporarla a cualquier sistema y particularmente a los basados en la CPU 6502 ya que el software de control está realizado sobre este procesador.

No obstante, el software se puede modificar y adaptarlo para distintos procesadores o bien para permitir el control directo de la tarjeta gráfica, pero esto conlleva algo más de trabajo como se explicará en una etapa posterior.

La estructura de la nueva tarjeta gráfica se realiza físicamente en dos placas tamaño Eurocard diferentes: la tarjeta base o madre y la tarjeta para la ampliación del color. La primera de ellas es completamente independiente, soportando un sistema gráfico de alta resolución monocromo, siendo la que se interconecta al procesador del sistema, ofreciendo en su salida las señales de sincronismo y vídeo monocromo que alimentan directamente las entradas de un monitor. Además del procesador gráfico y la circuitería TTL asociada, esta tarjeta contiene 64K de memoria RAM dinámica.

Por otra parte, la tarjeta de ampliación del color, que será descrita posteriormente, consta de tres bancos de memoria de 64K cada uno conectados en paralelo a la tarjeta madre. La comunicación entre la tarjeta de ampliación y el microprocesador del sistema se realiza a través del bus de datos de este, mientras que con la tarjeta madre se efectúa por medio de un bus independiente. La tarjeta de ampliación genera señales RGB que, mezcladas con la señal de vídeo procedente de la tarjeta madre, permiten obtener 2, 4, 6 u 8 colores (o gama de grises) sobre un monitor con entradas RGB (I=entrada de intensificación del haz). Asimismo, se puede añadir una segunda tarjeta de ampliación, y generar 32, 64 o 128 colores.



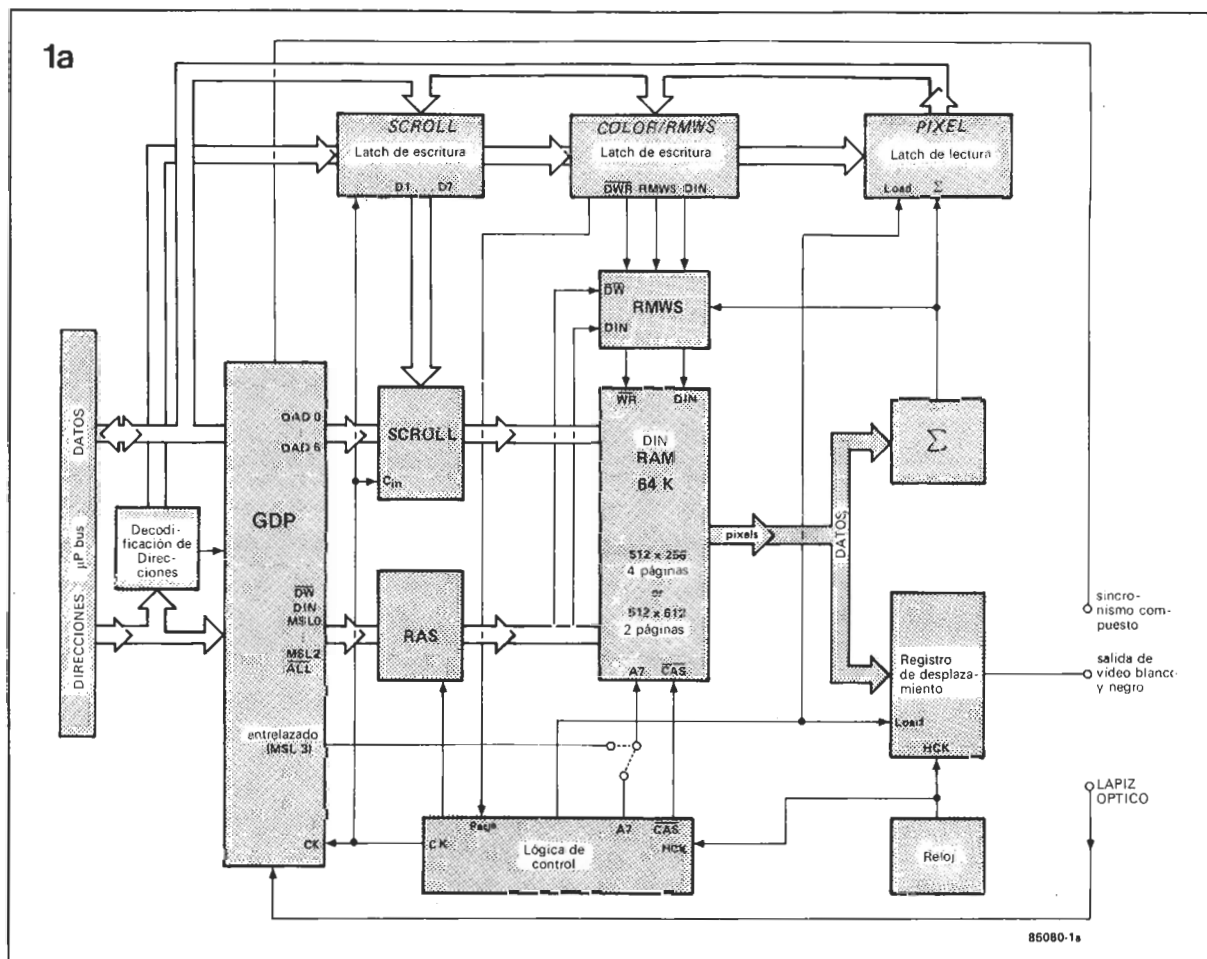


Figura 1a.  
Diagrama de bloques de la tarjeta gráfica en su versión en blanco y negro.

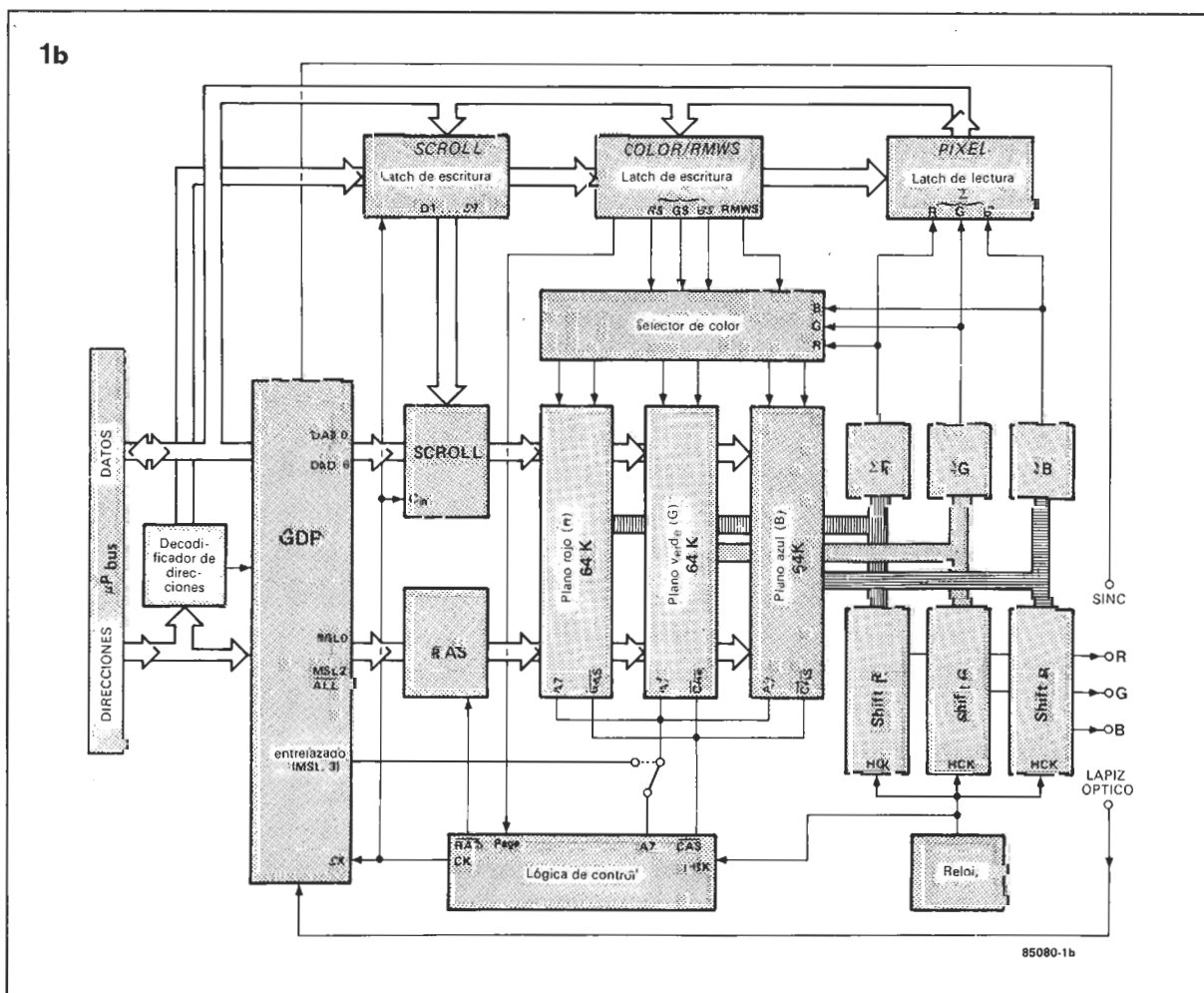


Tabla 2  
La tabla 2 ofrece las instrucciones, descritas posteriormente, que acepta el intérprete de los comandos. Estas instrucciones no son directamente procesadas por el GDP ya que no puede interpretarlas en las formas que se le ofrecen. Observar que gran parte de las instrucciones y su sintaxis tienen la misma estructura que las utilizadas en la mayoría de los plotters. Antes de explicar los distintos comandos del intérprete, es necesario estudiar primeramente la tarjeta madre y después la tarjeta de ampliación para el color.

Figura 1b.  
Diagrama de bloques de la tarjeta gráfica en su versión en color.

## Funcionamiento básico

El diagrama funcional se representa en la figura 1a, y se completa en la 1b con la extensión para el color. La tarjeta gráfica se basa en los circuitos integrados de Thomson EF 9365, EF 9366 o EF 9367 que son procesadores de imágenes gráficas (GDP). El GDP genera los 64K de la memoria de pantalla que son independientes de la memoria del sistema al cual se asigna la tarjeta gráfica. Las distintas secuencias de tiempo y control de señales de reloj se llevan a cabo a partir del denominado reloj de puntos, siendo este de 12 ó 14 Mhz, según la versión elegida.

La tarjeta gráfica accede al bus del microprocesador del sistema a través del bus de datos del GDP o bien por medio de un latch de lectura/escritura. Un circuito decodificador de direcciones interno gestiona todas las comunicaciones de tal forma que el microprocesador ve a la tarjeta gráfica como 19 posiciones dentro de su mapa de memoria.

Una rápida revisión a los distintos registros internos de lectura o escritura nos revelarán su función.

El registro de escritura SCROLL permite al microprocesador desplazar las direcciones ofrecidas

por el GDP a la memoria de pantalla para conseguir el movimiento vertical de la imagen en la pantalla. Esta propiedad es particularmente interesante cuando la pantalla contiene textos.

El registro de escritura COLOR se emplea para cambiar el color de cada pixel así como para conmutar la memoria de pantalla entre el modo de  $512 \times 256$  (4 páginas, no entrelazado) y el de  $512 \times 512$  (2 páginas, entrelazado).

El registro de escritura RMWS permite modificar el contenido de la pantalla sin necesidad de guardar el original pudiendo, sin embargo, volver a presentarlo después. Posteriormente tendremos la ocasión de entrar en más detalles sobre este registro.

El registro de lectura PIXEL es el que contiene la información del estado de cada pixel gobernado por el GDP, pudiendo ser seleccionado por el microprocesador para conocer por ejemplo el color, coordenadas, etc. Como podrá suponerse, este registro es inmodificable pudiendo accederse solo para leer su información.

El segundo bloque SCROLL realiza la función (junto con el registro scroll) de modificar las direcciones ofrecidas por el GDP a la memoria de vídeo para conseguir el desplazamiento vertical de toda la imagen (scrolling).

Por último, el bloque denomi-

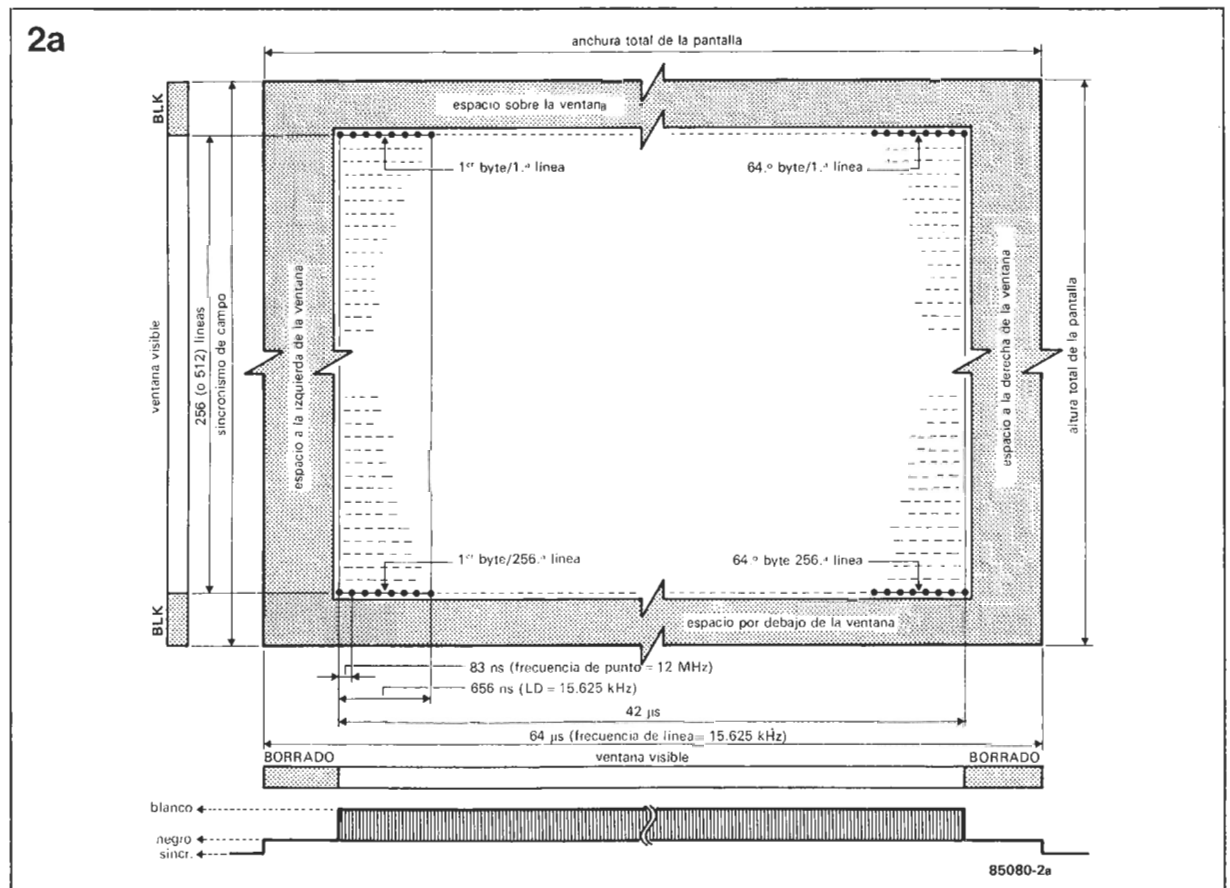
nado RAS sirve para distinguir entre los dos modos que posee el GDP de acceder a la memoria de vídeo. En el primer modo se accede simultáneamente a 8 circuitos de la memoria para proceder a su refresco, cambiar el color de fondo o cualquier otra función que afecte al byte seleccionado. El segundo modo es más concreto ya que se accede a un solo circuito para leer o escribir cuando se necesite modificar un bit del byte direccionado.

El diagrama de bloques de la figura 1b representa, a título avanzado, el sistema con ampliación para el color y permitirá al lector hacerse una idea del conjunto del proyecto. Entraremos en detalles sobre este diagrama a su debido tiempo, por ahora es suficiente saber que la extensión para el color no es única, sino que puede en principio repetirse tantas veces como se desee; no obstante, veremos que esto no es muy razonable en la práctica.

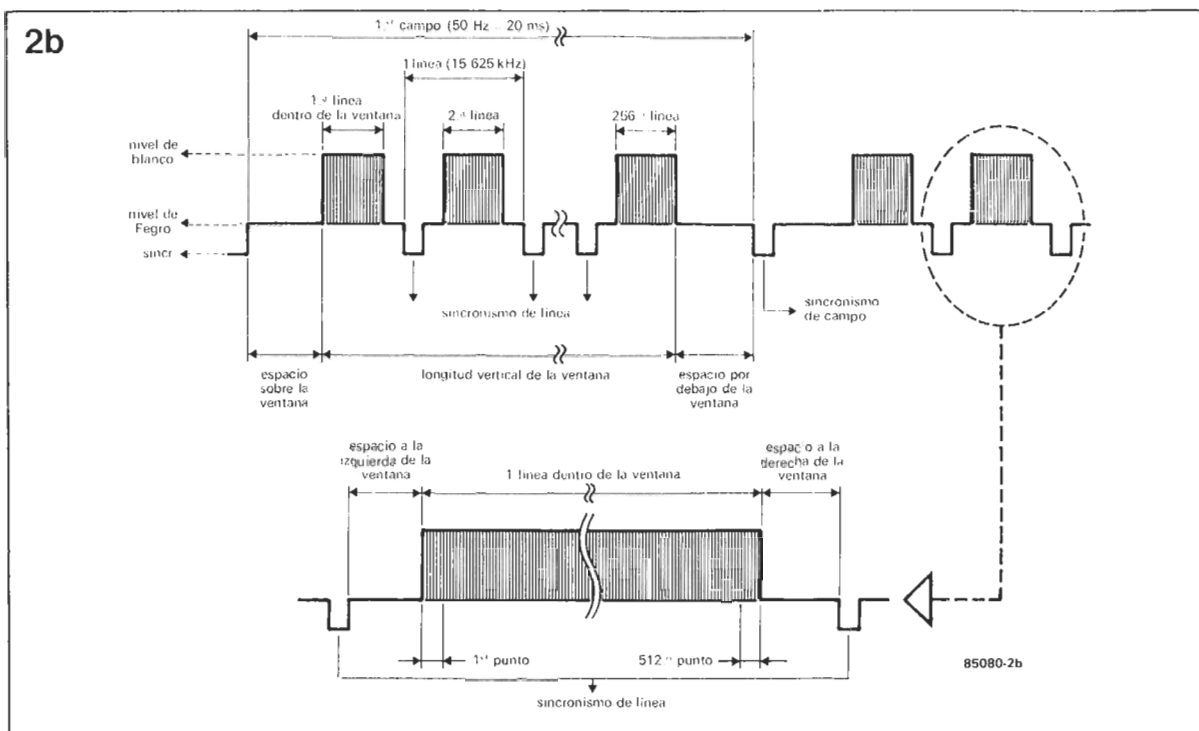
## Generación de imágenes en blanco y negro

Antes de abordar el estudio de la tarjeta gráfica propiamente dicha, no estará de más recordar en pocas palabras y con algunas cifras, en qué consiste la señal de

Figura 2a. Tamaño de la pantalla y producción de la imagen.







**Figura 2b.**  
Composición de  
una señal de vídeo.

vídeo que permite obtener una imagen gráfica sobre una pantalla.

La imagen generada sobre la superficie fluorescente de un tubo de rayos catódicos (TRC) de un monitor se compone de cientos de miles de elementos luminosos o pixels que se exploran tanto en sentido vertical como horizontal por medio de un haz de electrones desplazándose a una velocidad de  $64 \mu\text{s}$  por línea. La dirección horizontal se denomina línea mientras que la vertical forma el campo o cuadro de la pantalla.

La deflexión del haz de electrones se consigue aplicando a las bobinas de deflexión del TRC señales en forma de diente de sierra de tal forma que durante los períodos de retrasado del haz se generan señales de borrado que hacen no visible el haz en la pantalla.

Para poder efectuar una representación idéntica de la imagen original en la pantalla, se necesitan además una serie de impulsos de sincronización tanto en sentido vertical como en el horizontal. Los pulsos de sincronismo horizontal se generan durante el período de retrasado de una línea mientras que durante el retrasado de un campo aparecen los pulsos de sincronismo vertical o de campo.

La obtención de los mejores resultados en la representación de imágenes obliga a emplear un número mayor de barridos en la exploración horizontal que en la vertical. El número de líneas ex-

ploradas por segundo se denomina frecuencia de línea, mientras que el número de campos explorados en un segundo constituye la frecuencia de campo.

El método de exploración más frecuentemente utilizado es el denominado entrelazado en el cual, las líneas de un campo no están yuxtapuestas sino que están entrelazadas con las del campo siguiente de tal forma que para representar una imagen o cuadro se necesita la información contenida en dos campos consecutivos.

El número de imágenes por segundo se denomina frecuencia de cuadro y es por tanto la mitad de la frecuencia de campo. Esta ha de ser lo suficientemente lenta para permitir el mayor número de líneas horizontales (máxima resolución) a la vez que deberá ser rápida para eliminar el parpadeo de la imagen. Los valores adoptados para estas frecuencias varían en cada país, si bien todos ellos siguen las recomendaciones ofrecidas por el CCIR. Particularmente los sistemas europeos, incluido el español, utilizan el estándar de 625 líneas por cuadro con frecuencia de campo de 50 Hz.

Volviendo al caso de la tarjeta gráfica que nos ocupa, hay que resaltar que esta define una ventana rectangular, dentro del área total de la pantalla, en la que se exploran las líneas a razón de  $42.667 \mu\text{s}$  (Ver figura 2a) de tal forma que si cada línea tiene 512 pixels se necesitarán pulsos de 83 ns. de anchura.

La exploración de una línea

completa (desde un extremo de la pantalla al otro) contiene por tanto 768 pixels resultando una frecuencia de pixel de 12 Mhz que será la que se aplique al registro de desplazamiento que convierte la información paralelo contenida en la memoria de vídeo en información serie para ser aplicada al monitor. Si la capacidad de este registro es de 8 bits, la frecuencia de carga de los bytes será de 1,5 Mhz.

El mecanismo de funcionamiento es tal que al comienzo de cada línea no ocurre nada hasta que se alcanza el lado izquierdo de la ventana del cuadro, momento en el cual el registro de desplazamiento se carga con el primer byte y entrega a su salida un pixel cada 83 ns. (Ver figura 2b). Después de  $8 \times 83 \text{ ns}$ , los primeros 8 bits del extremo superior izquierdo de la pantalla estarán o no activados (visibles) y por tanto en el registro de desplazamiento se cargará el segundo byte y así sucesivamente hasta el último bit del 64 byte de la línea, cuando se llegue al extremo derecho de la ventana del cuadro.

Nuevamente no ocurrirá nada hasta el siguiente impulso de sincronismo de línea una vez que el haz de electrones haya realizado el retrasado hacia el comienzo de la siguiente línea. Este proceso continúa hasta el final de la última línea cuando se alcance el extremo inferior de la ventana. Observe que tanto el extremo superior como el inferior de la pantalla están fuera de la ventana.

El próximo impulso de sincronismo de campo obliga al haz de electrones a regresar al punto de origen situado en la esquina superior izquierda de la pantalla y el proceso anterior se repite de nuevo. Podemos observar que existen tres factores que determinan la presentación: los impulsos de sincronismo, con frecuencias independientes del contenido de la imagen, y la señal de video propiamente dicha. Esta señal de video puede considerarse compuesta de todos los impulsos correspondientes a los pixels que forman cada imagen generados a partir del reloj de puntos que es el encargado de suministrar las secuencias de tiempo para obtener las salidas en el registro de desplazamiento.

Este registro recibe información del brillo o señal de luminancia de cada pixel en bloques de 8 bits que se cargan simultáneamente en la memoria de video. El pulso de carga que nos indica que se ha de almacenar el siguiente byte se recibe mientras se está leyendo el byte anterior, suponiendo que el haz de electrones está dentro de la ventana. La señal de borrado garantiza que la zona de la pantalla exterior a la ventana permanece oscura.

El conjunto de este proceso descrito se ilustra en la figura 2a, mientras que la señal típica de video puede verse en la figura 2b.

co y negro gracias al empleo de un registro de desplazamiento alimentado por la información binaria almacenada en la memoria de video. La señal de luminancia generada nos indica qué pixel de la pantalla está iluminado (blanco) y cual está apagado (negro) sin posibilidad de otro estado intermedio.

La información del color se transporta en la señal de crominancia obtenida por la combinación de tres señales binarias representantes cada una de ellas de los colores primarios fundamentales: rojo (R), verde (G) y azul (B). Cualquiera de estos colores se puede combinar en las proporciones adecuadas para conseguir formar toda la gama de colores a excepción del negro. En otras palabras, el color viene determinado por una palabra binaria formada por la combinación de tres señales binarias de color. Esta combinación también se conoce como pixel, abreviatura inglesa de elemento de imagen.

Estas tres señales se aplican normalmente a las entradas RGB de un monitor de tal forma que si, por ejemplo, la señal R está activada y las otras dos no, el pixel seleccionado tomará el color rojo. Análogamente la activación única de la señal B producirá un pixel de color azul. El resto de los colores primarios se forman a partir de los fundamentales de acuerdo a las siguientes condiciones:

R (activo)	+ G (activo)	+ B (no activo)	= Amarillo
R (no activo)	+ G (activo)	+ B (activo)	= Cian (*)
R (activo)	+ G (no activo)	+ B (activo)	= Magenta (*)
R (activo)	+ G (activo)	+ B (activo)	= Blanco
R (no activo)	+ G (no activo)	+ B (no activo)	= Negro

Las señales de salida del color se suministran a través de tres registros de desplazamiento según puede verse en la figura 3a para el caso de imágenes en blanco y negro o un solo color. Estos registros reciben la información de tres bancos de memoria, cada uno de los cuales lleva la información de un color según se muestra en la figura 2b.

Las señales de sincronismo de línea y campo, el reloj de puntos y los pulsos de carga de los registros de desplazamiento son comunes a los tres canales. Cada pixel de la pantalla contiene tres bit con la misma dirección (cada uno en un banco distinto de memoria).

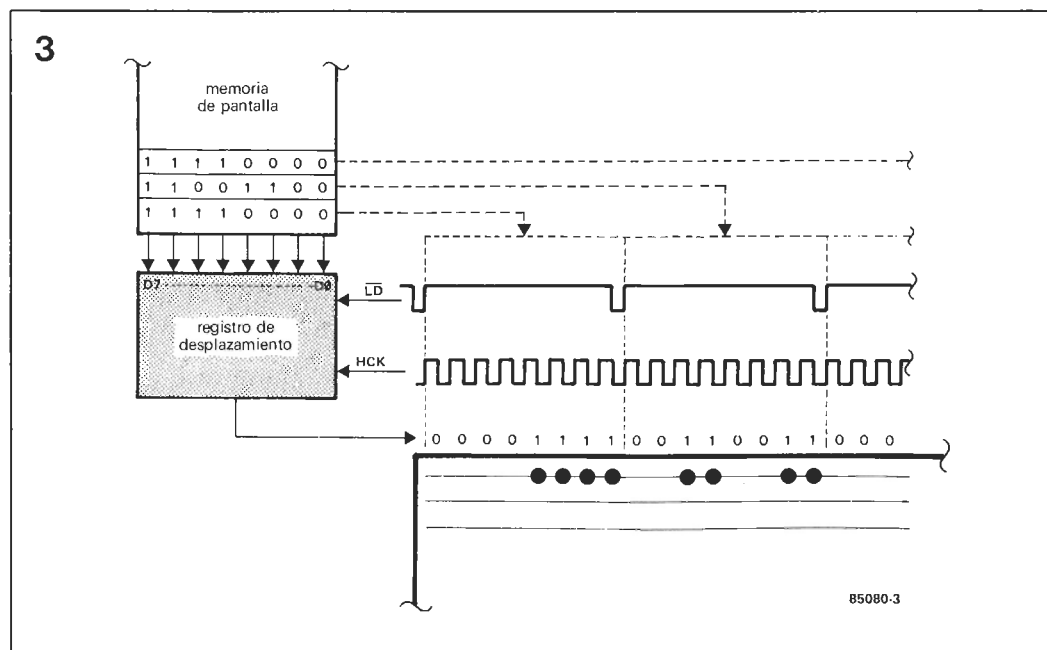
Por ejemplo, si la pantalla tiene el color negro y deseamos generar una pantalla roja, se deberá modificar el plano de memoria R pero si deseamos crear el color amarillo deberemos modificar los planos rojo y verde. Este proceso descrito no se aplica únicamente a una pantalla completa, sino que se puede aplicar a un pixel individual.

El resultado de todo lo visto, conlleva a disponer en la tarjeta gráfica de un bus de datos y una línea de selección de escritura común a los tres planos de memoria así como una línea de selección del banco de memoria direccionado. En la práctica esto requiere dos señales, una para indicar si se accede o no a un plano de memoria y otra para especi-

Figura 3.  
Generación de una  
señal en color. Para  
la tarjeta gráfica se  
necesitan tres  
registros como los  
representados.

## Generación de imágenes en color

Acabamos de ver cómo se genera una señal de video en blan-



\* Cian = Azul verdoso; Magenta = Azul rojizo (Violeta).

car qué operación se está realizando.

Cuando se escribe en verde sobre un fondo rojo, los pixels afectados deben direccionarse tanto en el plano verde como en el rojo; sin embargo cuando se direcciona el bit del plano verde debe inhibirse la misma dirección del plano rojo ya que si no se hace así, el pixel seleccionado tendría un color amarillo (verde + rojo) sobre un fondo rojo.

Para terminar, nos falta indicar que por razones de orden técnico, un pixel iluminado sobre la pantalla se corresponde con un nivel lógico bajo en la memoria de video mientras que un pixel apagado poseerá un nivel lógico alto. Podrá pensarse que esto es paradójico, pero es así.



*Un ordenador sin dispositivos de entrada/salida (E/S) puede ser comparado a una red telefónica sin cabinas; aunque funcione perfectamente, no puede utilizarse. De igual manera, un ordenador sólo puede ser empleado con mayores prestaciones si se puede comunicar con otros dispositivos externos. Por esta razón hemos ideado un bus de interface que puede ser empleado con la mayor parte de los ordenadores actuales. Gracias a este bus se podrá conectar a nuestro ordenador convertidores D/A y A/D, interfaces paralelo, serie o generadores de sonido, por no citar más que algunos ejemplos.*

# BUS UNIVERSAL DE ENTRADA/SALIDA

Por razones que solo los constructores de ordenadores parecen conocer, la conexión de equipos externos al ordenador está lejos de ser un asunto sencillo. Como, por otra parte, la potencia efectiva de un ordenador depende de la capacidad de acceder al exterior, las dificultades para realizar esta comunicación suponen un gran freno a gran número de aplicaciones que se le ocurren al usuario.

Para llenar esta laguna hemos diseñado nuestro bus de interface, que calificamos, sin presunción, como universal, por su capacidad de conectarse a cualquier ordenador personal. Con este montaje se dispone de cuatro conexiones de entrada/salida para adaptar cualquier tipo de interfaces serie, paralelo, o convertidores A/D, tal como describiremos en próximos artículos. El convertidor A/D, en concreto, aparece en este mismo número.

## Teoría

Un microcomputador no es más que un conjunto de unidades, básicamente la memoria y las puertas, conectadas a la Unidad Central de Proceso (UCP, o CPU en inglés), capaz de realizar un proceso independiente. Para comunicarse con un periférico (en el exterior) hace falta efectuar una operación de E/S, es decir, transferir datos hacia y desde el microprocesador. Este proceso se realiza habitualmente a través de integrados específicos, como son la

PIA (Adaptador de Interface Periférico), la VIA (Adaptador de Interface Versátil), o la ACIA (Adaptador de Interface para Comunicaciones Asíncronas). Estos circuitos se utilizan normalmente para la conexión a teclados, impresoras o interfaces serie.

Cualquiera que sea el tipo de periférico empleado, los datos se manejan a través del bus de datos del microprocesador. La forma utilizada para realizar esta comunicación de datos puede tomar dos maneras diferentes, en función de la manera de direccionar los periféricos: E/S en el mapa de memoria general, o E/S situadas en un mapa específico de E/S.

En esta última, existen direcciones, e instrucciones, particulares para los periféricos; el Z80 de Zilog, así como el 8085 o el 8086 de Intel emplean esta manera de manejar los periféricos. Cuando se ejecuta una instrucción de manejo de E/S se activan, junto con la dirección y los datos correspondientes, las líneas IOR (lectura de E/S) o IOW (escritura de E/S), en lugar de las señales  $\bar{R}$  (lectura de memoria) o  $\bar{W}$  (escritura de memoria).

En la primera, los periféricos son direccionados dentro del espacio de la memoria, y las instrucciones de manejo son iguales ya se trate de memoria o periféricos. La diferencia entre posiciones de memoria y de E/S viene determinada, exclusivamente, por los decodificadores de direcciones; de esta forma manejan las E/S el 6502 de Rockwell y los de Motorola 6802 y 6809.

En nuestro diseño hemos opta-

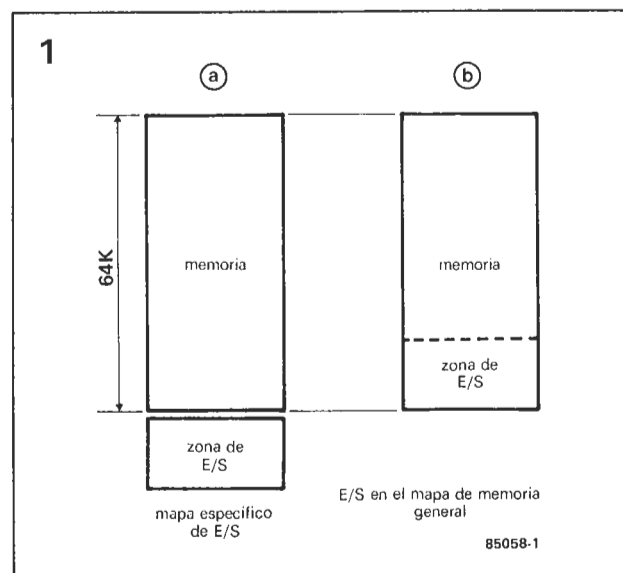
do por la segunda técnica, ya que se adapta mejor a las exigencias de flexibilidad indicadas. Sin embargo, y dada precisamente la universalidad del mismo, se puede emplear también en los sistemas con mapa específico de E/S, como se verá posteriormente en el artículo.

## Esquema de bloques

La figura 2 muestra las diferentes secciones que componen nuestro bus de E/S. El microprocesador proporciona las señales de direcciones, datos y control. Las líneas de direcciones con mayor peso, A4...A15, llegan al decodificador del campo de E/S. Los

**para  
Commodore  
64 y otros  
ordenadores.**

**Figura 1. Las diferencias entre los dos tipos más extendidos para direccionar las E/S.**



interruptores DIL permiten seleccionar 16 posiciones consecutivas, reservadas a las E/S, dentro del mapa de memoria. En el rango así definido, las líneas de datos llegan a los conectores de expansión a través de un buffer. Las direcciones A2 y A3 permiten dividir el espacio en cuatro grupos de 4 posiciones; estos grupos corresponden a las puertas de entrada/salida propiamente dichos. Las líneas A0 y A1 llegan a cada conector para permitir la selección individual de estas 4 posiciones disponibles en cada uno de ellos.

La localización del rango de E/S dentro de la memoria es totalmente arbitraria. Si los interruptores DIL se colocan para decodificar las direcciones, en hexadecimal, 400X (no intervienen los cuatro bits de menor peso), el primer conector responderá en las direcciones 4000 a 4003, el segundo entre 4004 y 4007, el tercero entre 4008 y 400B, y el cuarto entre 400C y 400F. La única limitación a la hora de asignar el rango de memoria E/S, es que las posiciones elegidas no deben estar ya ocupadas, por memoria o

periféricos, en el mapa del microprocesador.

Se dispone también, en cada conector, de las líneas del bus de control: la señal de lectura/escritura (Read/Write) para indicación de salida o entrada de los datos; la línea de puesta a cero o inicialización (NRST); una línea de interrupción (IRQ); y el reloj del sistema ( $\phi$ 2) para sincronización de los diversos periféricos.

Para completar la placa, se ha previsto la posibilidad de alimentación externa, de +5 y +12 y -12 voltios, que puede servir para no sobrecargar la alimentación del ordenador, o para alimentar a la totalidad del sistema, expansiones incluidas o sólo a estas. En caso de utilizar la propia alimentación del sistema, no hay que olvidarse de realizar la unión entre las líneas de masa.

## Descripción del circuito

El circuito práctico de la figura 3 no se aparta en absoluto del

diagrama de bloques; de hecho sólo es necesario rellenar las casillas de este último, con los integrados correspondientes. Los integrados IC3 e IC4 forman el decodificador del rango de E/S. Se trata de dos comparadores de ocho bits, montados en cascada, que compararán el código definido por las posiciones de los interruptores DIL, con las direcciones A4...A15. Cuando coinciden ambas combinaciones, la salida P=Q de IC4 activa (a nivel lógico bajo), a través del puente "b", la entrada de validación del buffer de datos IC3 y el decodificador de conectores IC5. El sentido de los datos en el buffer IC3 viene determinado por la señal de lectura/escritura.

La decodificación de los conectores es realizada por IC5, un doble decodificador de 2 a 4 líneas, del cual sólo se utiliza una sección; obviamente sobra cualquier otro comentario sobre este circuito. Este integrado activa una de las 4 selecciones de conectores dentro del campo de 16 posiciones de E/S. Cada una de estas señales, activas a nivel lógico bajo, pueden servir para validar los cir-

2

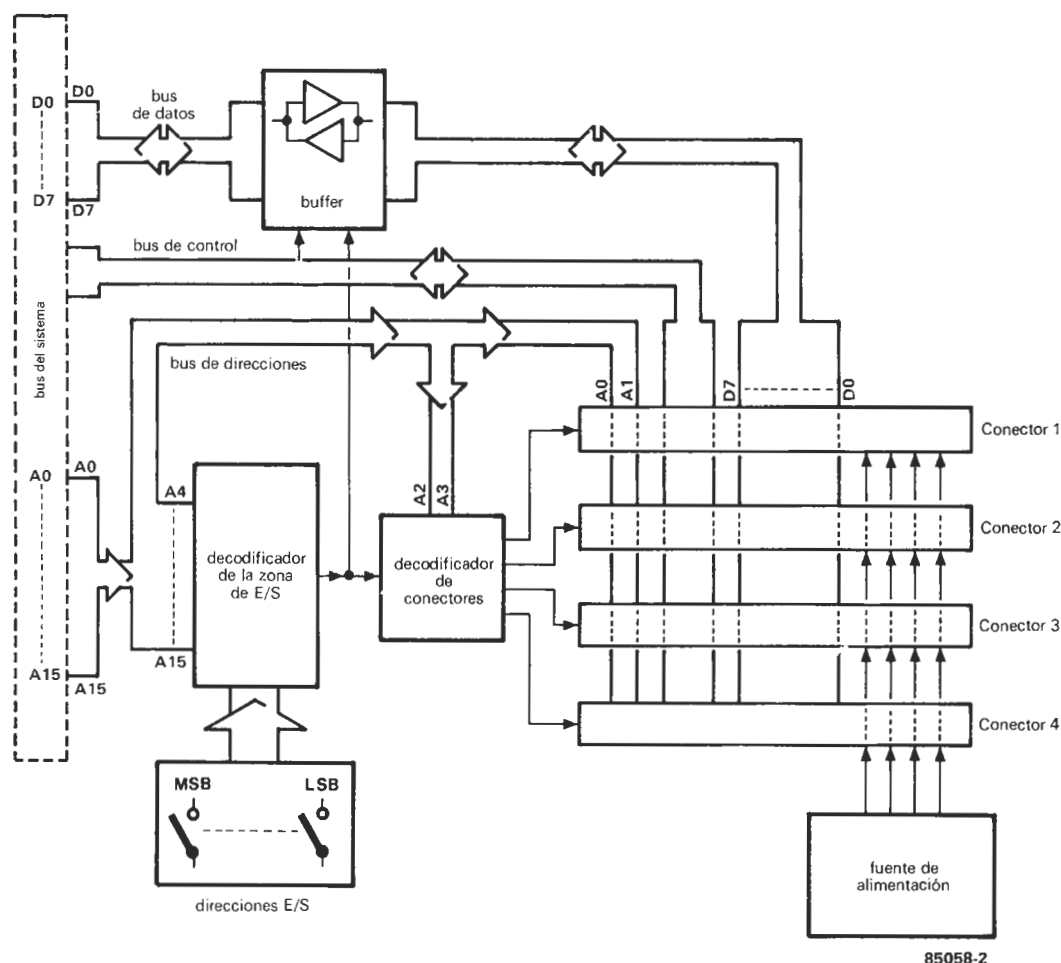


Figura 2. Diagrama de bloques del bus universal de entradas/salidas. Decodificación de direcciones, selección del conector, y buffer para las líneas de datos.

Las líneas de dirección A0 y A1 que llegan a cada conector permiten seleccionar las cuatro posicio-

nes de memoria que ocupa cada uno de ellos. Estas líneas sirven para acceder a los diferentes registros de una PIA o dispositivo similar conectado. El reloj O2 puede servir bien como reloj de un dispositivo, o como sincronización de un periférico. En ocasiones esta sincronización es obligatoria, realizándose en tal caso el puente "f", para evitar conflictos en la ocupación del bus de datos.

Nos queda por comentar las señales BUS SEL (selección del bus) y BUS ACK (reconocimiento del bus). La primera puede servir para activar el bus de E/S con una señal externa, en lugar de con unas direcciones. Esto es particularmente útil en el caso de sistemas donde se dispone de una zona particular para E/S, o bien en los sistemas de mapa específico de E/S. La señal de reconocimiento

**Figura 3. Esquema del bus universal de E/S. Observe la similitud con el diagrama de bloques del mismo. Un conector auxiliar permite la conexión de la fuente de alimentación opcional.**

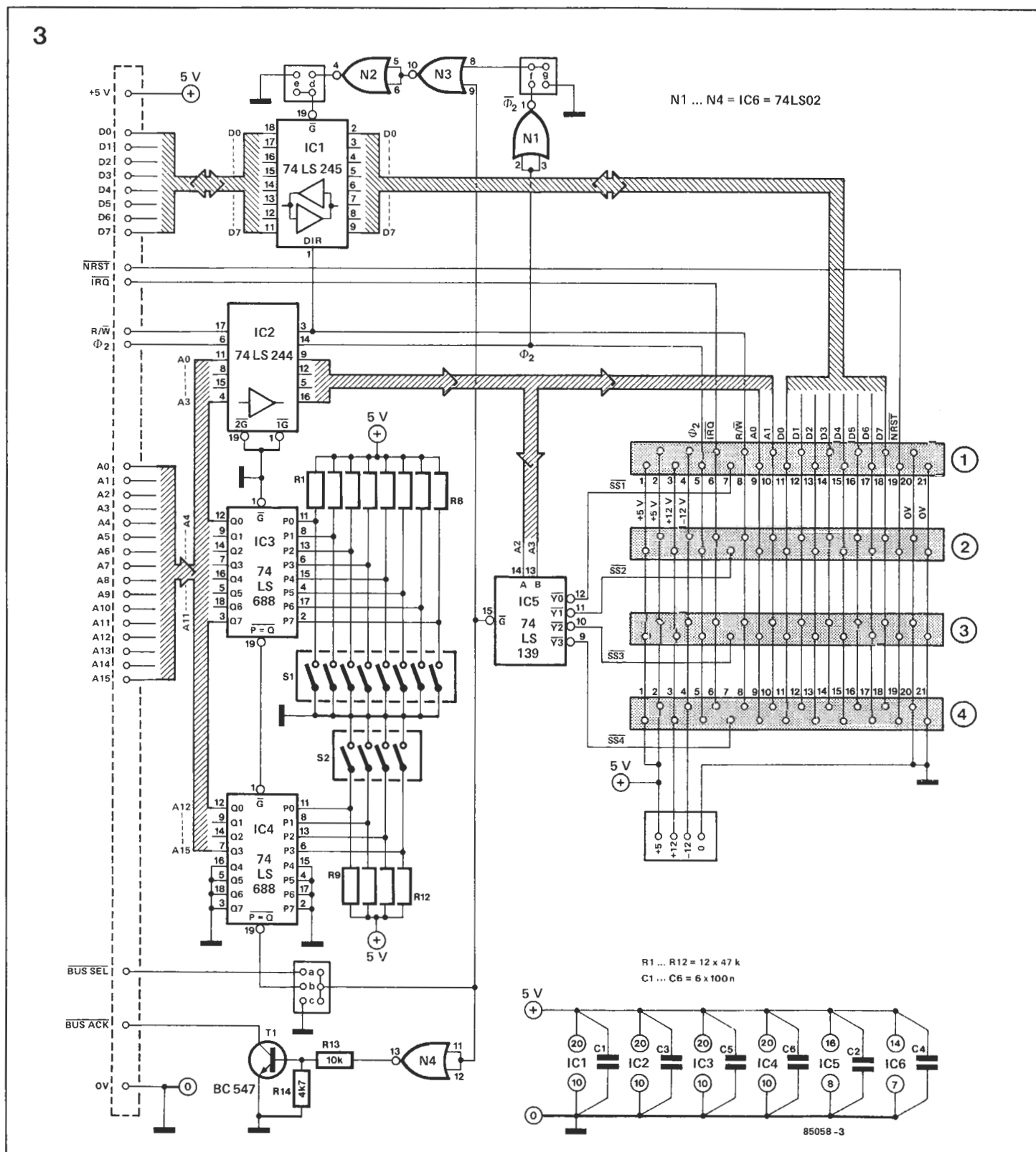
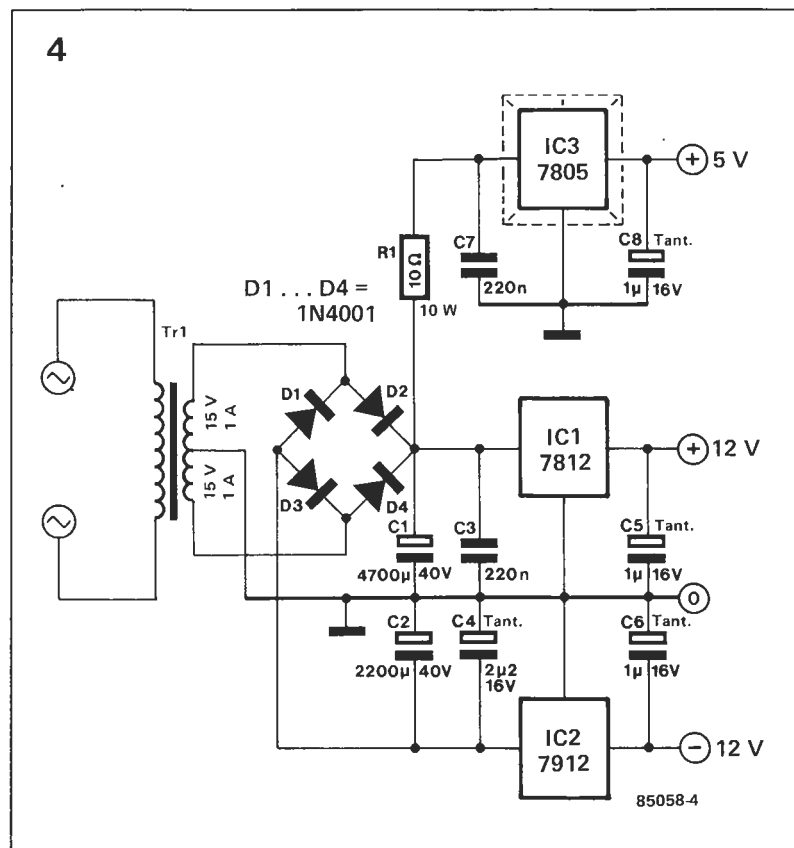




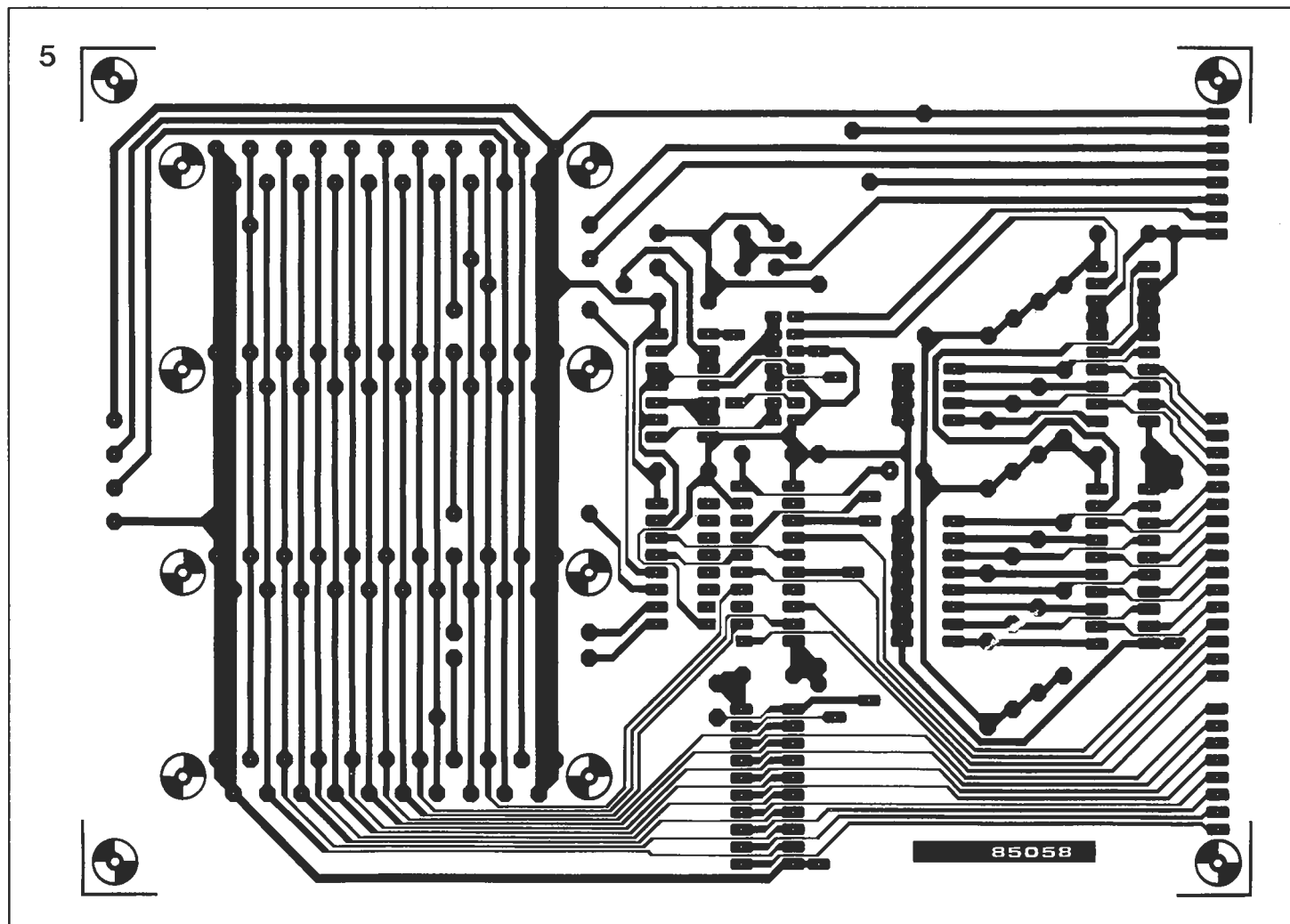
Figura 4. Circuito de la fuente de alimentación con salidas de +5, +12 y -12 voltios. Solo se utilizará cuando la fuente del sistema no permita la alimentación de las tarjetas de expansión.



del bus se activa, a nivel lógico bajo, cuando se detecta una dirección de la zona de E/S seleccionada.

En muchos ordenadores se puede conectar a la señal que inhibe la memoria, o periféricos, internos, de esta manera se sustituye una zona que ya existe en el ordenador por nuestra zona de E/S. Hay que prestar especial atención a la zona de memoria inhibida de esta manera. En caso de tratarse de alguna zona "vital", que contenga variables del sistema o periféricos indispensables, el equipo dejará de funcionar, o, todavía peor, tendrá un funcionamiento incorrecto.

Si el consumo de las tarjetas conectadas al bus no es muy importante, la alimentación puede ser tomada del mismo ordenador. Si el exceso que puede soportar la alimentación interna es pequeño, o no se conoce con exactitud, el esquema de la figura 4 nos da una solución al problema. En algunos ordenadores solo está disponible la alimentación de +5, mientras las tarjetas conectadas pueden requerir las tensiones de +12 o -12; se puede suprimir del



montaje los reguladores que no sean necesarios. Los reguladores del esquema permiten disponer de las tres alimentaciones, +5, +12 y -12, con un consumo de hasta 1 amperio. En caso de colocar el regulador de +5, NO debe realizarse la conexión a la línea +5 del ordenador. En todos los casos es, evidentemente, obligatorio realizar la unión entre las masas.

## Realización

Para conseguir un montaje sencillo de poner en marcha, hemos diseñado un circuito impreso, fi-

gura 5, sobre el que se colocan todos los componentes, incluso los conectores. En estos se conectan, verticalmente, las tarjetas de expansión, mediante conectores macho de 21 contactos.

Debido a la gran variedad de los conectores de expansión en los diferentes ordenadores a los que se puede adaptar la tarjeta, no se ha realizado una disposición específica del conector del microprocesador; de esta manera cada usuario puede adaptar el montaje a su ordenador particular, sin más que realizar el cableado correspondiente.

Mirando la placa desde el lateral de conexiones al bus, los inte-

ruptores de selección de direcciones están situados de forma que los bits de mayor peso (MSB) quedan situados a la izquierda (S2, interruptor DIL de 4 circuitos), mientras los de menor peso (LSB) están a la derecha (S1, interruptor DIL de 8 circuitos), facilitando notablemente la definición de la zona de E/S.

## Modo de empleo

Una vez terminada la construcción, y posterior verificación, de la placa, se conecta al bus de expan-

### Lista de componentes

#### Resistencias:

R1...R12 = 47 k\*  
R13 = 10 k  
R14 = 4k7

#### Condensadores:

C1...C6 = 100 n

#### Semiconductores:

T1 = BC 547  
IC1 = 74LS245  
IC22 = 74LS244  
IC3, IC4 = 74LS688\*  
IC5 = 74LS139  
IC6 = 74LS02

#### Varios:

S1 = Interruptor DIL de 8 circuitos

S2 = Interruptor DIL de 4 circuitos

4 conectores de 21 contactos, tipo DIN 41617

Clema de 4 contactos para circuito impreso

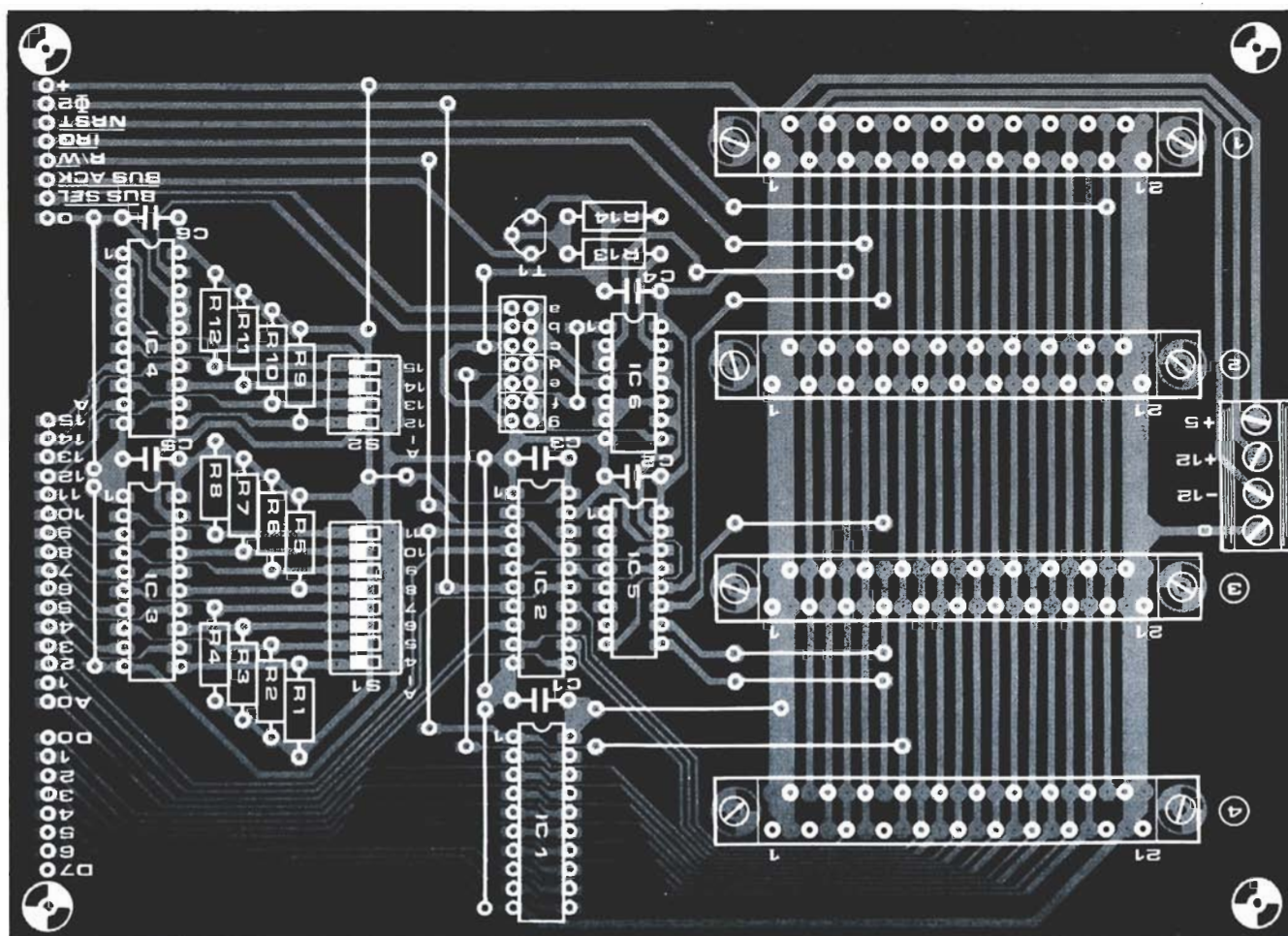
Conector para puentes de 2 x 7 contactos

3 puentes (según el caso)

EPS 85058

\* ver texto

Figura 5. Circuito impreso de la placa del bus universal, vista por el lado de pistas.





sión del ordenador. Dada la gran variedad de ordenadores a los que se puede conectar, es casi imposible dar una descripción general que sirva para todos.

Para ilustrar el camino a seguir hemos tomado como ejemplo práctico la conexión a un Commodore 64, equipado con la CPU 6502 de Rockwell. La disposición del conector de expansión del C-64 se muestra en la figura 6.

Se conectarán las líneas DO...D7, A0...A3,  $\overline{IRQ}$ ,  $\emptyset 2$ , GND (masa), y, opcionalmente, la línea de +5, a los correspondientes terminales del conector. La línea  $\overline{RST}$  del micro se conecta a la toma  $\overline{NRST}$  de la placa; el C 64 dispone en el bus de expansión de zonas decodificadas para expansiones, por lo que no es necesario, en este caso particular, montar en la placa IC3, IC4, ni los interruptores DIL S2 y S3, así como las resistencias R1...R12. En lugar de ello se utiliza la línea  $\overline{I/O}$  a la entrada BUS SEL de la placa, a través del puente "a".

La salida  $\overline{IO}$  del C 64 se activa, a nivel lógico bajo, con direcciones dentro del rango DE00-DEFF, de forma que las posiciones ocupadas por los conectores son las siguientes:

- Conector 1 : DE00...DE03;
- Conector 2 : DE04...DE07;
- Conector 3 : DE08...DE0B;
- Conector 4 : DE0C...DEFF;

Realice los puentes "a", "d" y "f" en la placa; llegados a este punto se puede leer mediante

PEEK y escribir con POKE en las direcciones indicadas.

Para adaptación a otros microprocesadores hay que comenzar por mirar en el manual las zonas libres, y ocupadas, del mapa de memoria. En los sistemas que dispongan de alguna señal de decodificación para E/S externas se puede proceder de forma análoga al caso del C 64, realizando los puentes "a" y "d", y utilizando la señal BUS SEL como validación de direcciones. Las señales A0...A3, así como R/W y  $\emptyset 2$ , se toman directamente del bus.

Para aquellos sistemas que no dispongan de estas señales, pero se tiene acceso completo al bus de direcciones, se instalarán los integrados IC3 e IC4, y los puentes "b" y "d". La lectura o escritura puede realizarse en las direcciones seleccionadas mediante S1 y S2. Estos interruptores fijan el comienzo de la zona de E/S disponible en la placa. Suponiendo que deseamos tener la primera dirección en 4000 (hexadecimal), los interruptores se situarán, de izquierda a derecha, en 0100 00000000 (0 = interruptor cerrado, 1 = interruptor abierto).

También se puede optar por realizar la selección permanente de la zona de E/S a través de un periférico, por ejemplo una PIA; en este caso se realizan los puentes "c" y "e", y se suprimen los decodificadores IC3 e IC4 así como los componentes asociados S1, S2 y R1...R12.

Cuando no se tiene acceso al bus completo del microprocesador, pero sí a un port de usuario, hay que emplear un pequeño truco para efectuar la conexión. Se suprimen IC3, IC4 y componentes asociados, y se colocan los puentes "a" y "d". La selección se realiza a través de la entrada BUS SEL. Esta señal, junto con las señales A0, A1, A2 y A3, se generan a través de, complejas, instrucciones POKE. Un grave inconveniente de este sistema es el control de la línea R/W, ya que previamente al posicionamiento de esta señal hay que controlar adecuadamente el periférico, para disponer las líneas conectadas como bus de datos, A0...A7, en situación de lectura o escritura según corresponda. Para efectuar cada direccionamiento hay que realizar las siguientes operaciones:

- 1.º posicionar el port de datos como entrada o salida,
- 2.º colocar el dato que actúa como dirección en las entradas A0...A3, así como la señal R/W en su estado correspondiente,
- 3.º en el caso de lectura validar, a estado lógico bajo, la señal

BUS SEL, y efectuar la lectura en el port (PEEK). En caso de escritura colocar el dato en el port y, posteriormente, validar la señal BUS SEL.

La señal de reloj,  $\emptyset 2$ , se emplea para la sincronización de datos entre la CPU y los periféricos; no siempre es necesario el uso de esta señal, pero su empleo nunca está de sobra.

La designación de las señales empleadas es la habitual de los sistemas basados en los procesadores de las familias 6502 y 6800. En los sistemas que incorporan el Z80 hay que sustituir la señal  $\emptyset 2$  por la  $\overline{IOREQ}$ , mientras que R/W se reemplaza por  $\overline{WR}$ .

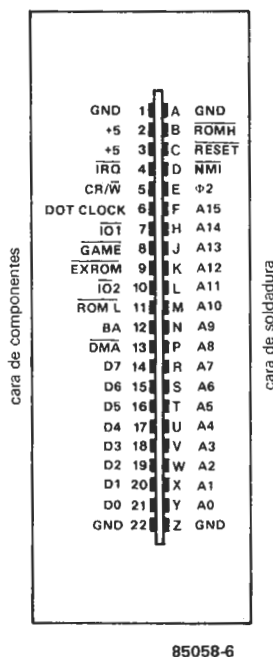
La frecuencia del reloj del sistema no tiene ninguna influencia sobre la tarjeta de expansión. Si el sistema funciona a 2 MHz la única precaución es utilizar periféricos que sean capaces de trabajar a esta frecuencia.

Una pequeña precisión sobre los decodificadores IC3 e IC4; se trata de integrados del tipo 74LS688. Estos integrados incorporan un comparador de 8 bits, con una entrada para permitir el encadenamiento de varios de ellos, y una salida activa a nivel lógico cero. Debido a ser de reciente aparición puede haber problemas para la localización del mismo. Varios fabricantes disponen de este comparador en la familia HC, 74HC688, que es compatible totalmente con la versión LS.

En caso de no localizar ninguno de estos tipos se pueden sustituir los dos integrados por tres integrados del tipo 74LS85, comparador de 4 bit, más un inversor. El 74LS85 dispone de tres entradas, y tres salidas, para encadenamiento de varios integrados:  $A > B$ ,  $A < B$  y  $A = B$ . Las dos entradas  $A > B$  y  $A < B$  se conectan a positivo en los tres integrados; la entrada  $A = B$  del integrado que compara los bits de menor peso (A4...A7) se conecta también a positivo, y su salida  $A = B$  a la entrada  $A = B$  del segundo. La salida  $A = B$ , pin 6, del segundo se lleva a la entrada  $A = B$ , pin 3, del tercer 74LS85 que compara los bits de mayor peso, A12...A15; la salida  $A = B$  de este último, activa a nivel lógico alto, se lleva, a través de un inversor, al pin 19 de IC4 para activar la selección a través del puente "b".

Esta sustitución requiere una pequeña placa para cablear las líneas de direcciones e interruptores, así como la alimentación (masa y +5) de los integrados. Procure que las líneas que van conectadas al bus de direcciones sean lo más cortas posibles. ■

6





## NORMAS PARA LA REPRODUCCION DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS DE ELEKTOR

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

- Antes de poner manos a la obra, necesita disponer de ciertos materiales: una lámpara ultravioleta, sosa cáustica, cloruro férrico y una placa de circuito impreso de material fotosensible positivo (que puede adquirir como tal o bien prepararla en casa, depositando sobre una placa de circuito impreso convencional una película de laca fotosensible que puede adquirir en aerosol). El equipo debe completarse con un aerosol especial transparentizador, como el Pausklar 21, cuya misión es lograr que el papel sobre el que se aplica se convierta en translúcido (especialmente a la luz ultravioleta) y aumentar la adherencia de éste a la placa de circuito impreso.
- Una vez que disponga del material necesario (para adquirirlo puede dirigirse a su proveedor habitual de componentes electrónicos) puede ya empezar las operaciones. En primer lu-

gar, 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.

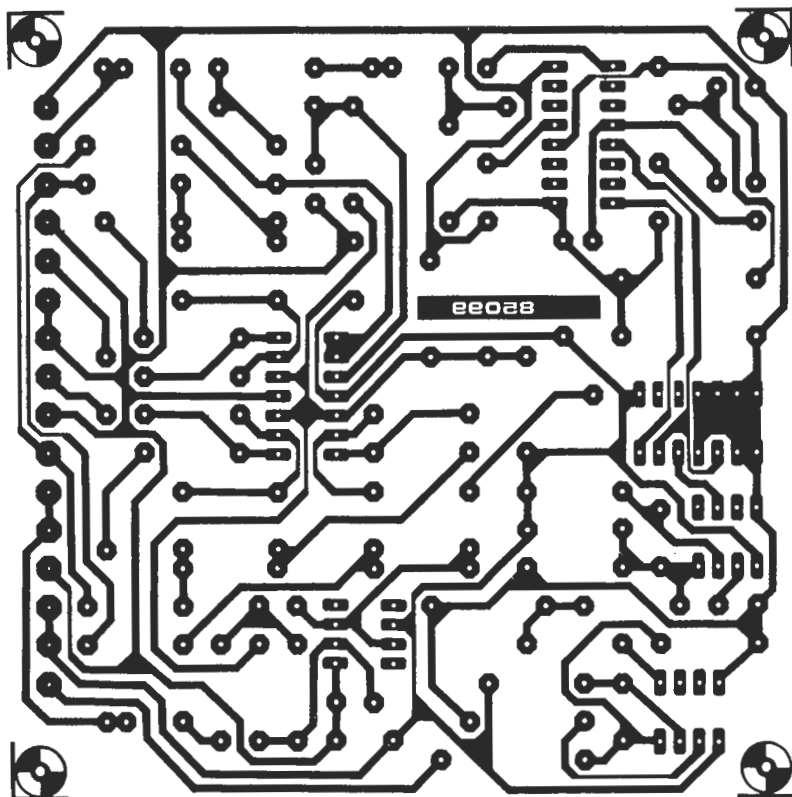
• El conjunto puede ahora ser expuesto a la luz ultravioleta. Para tiempos de exposición prolongados o cuando el papel no está perfectamente liso (sobre todo si no ha utilizado el aerosol transparentizador), es muy conveniente «emparedar» el papel contra la placa de circuito impreso por medio de una placa de vidrio que mantendrá el papel fijo y plano. En todo caso, hay que tener en cuen-

ta 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.

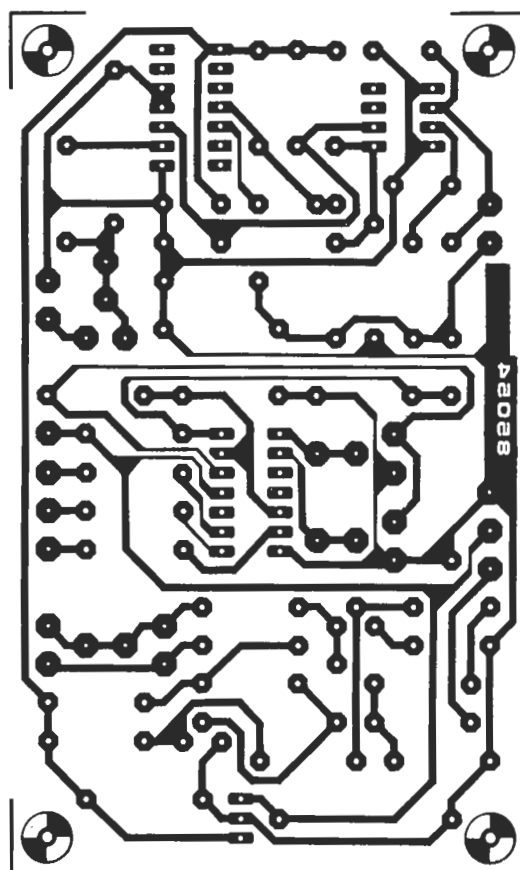
• El tiempo de exposición depende de la lámpara que utilice, de la distancia entre ésta y la placa y del material fotosensible utilizado. Si emplea una lámpara ultravioleta de 300 vatios a una distancia de unos 40 cm del circuito, con una placa de plexiglás, puede bastar un tiempo de exposición comprendido 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.

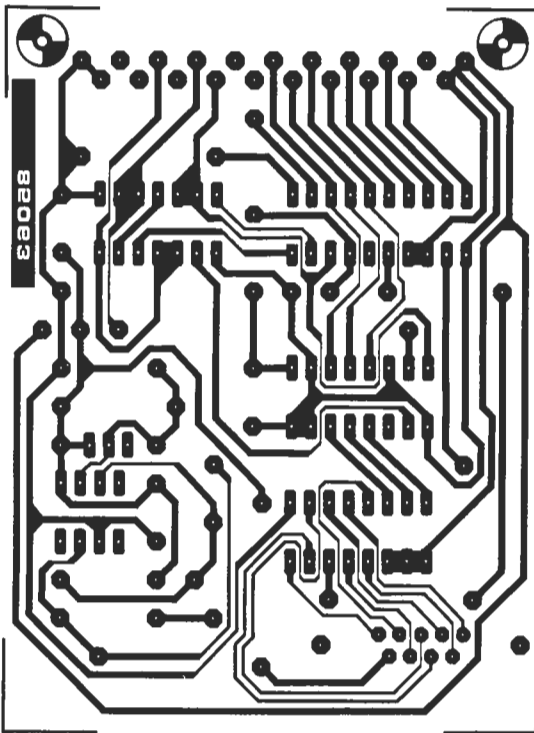
¡Ya tiene en su poder la placa de circuito impreso!



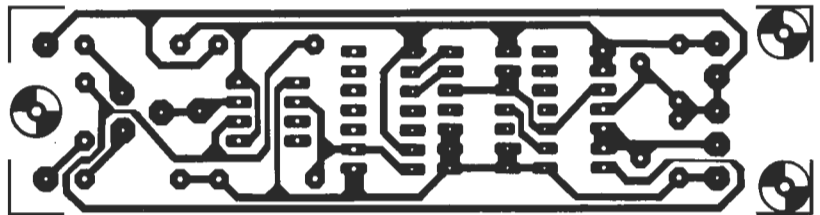
Leslie (EPS 85099)



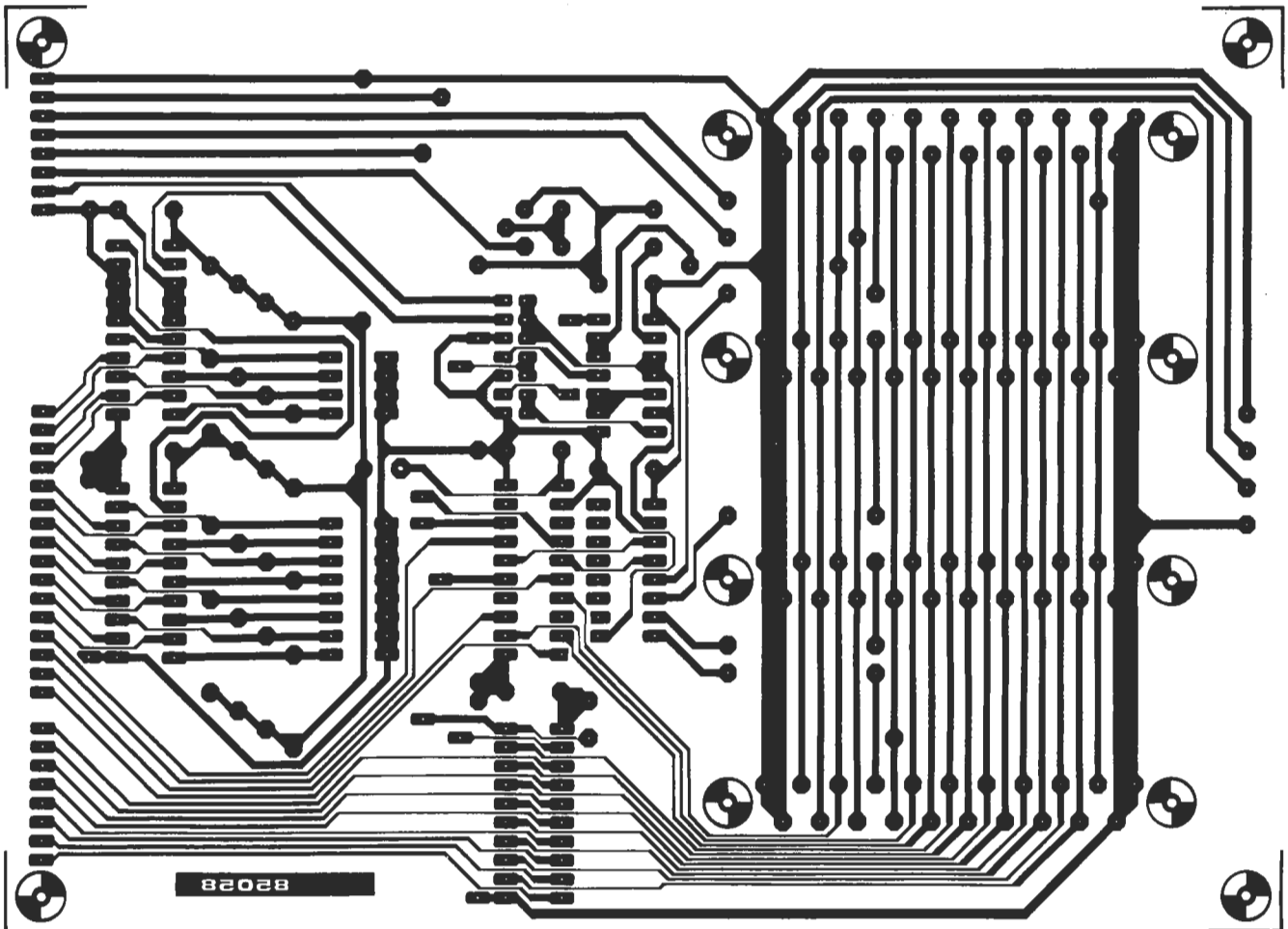
Automonitor (EPS 85054)



Convertidor A/D (EPS 85063)



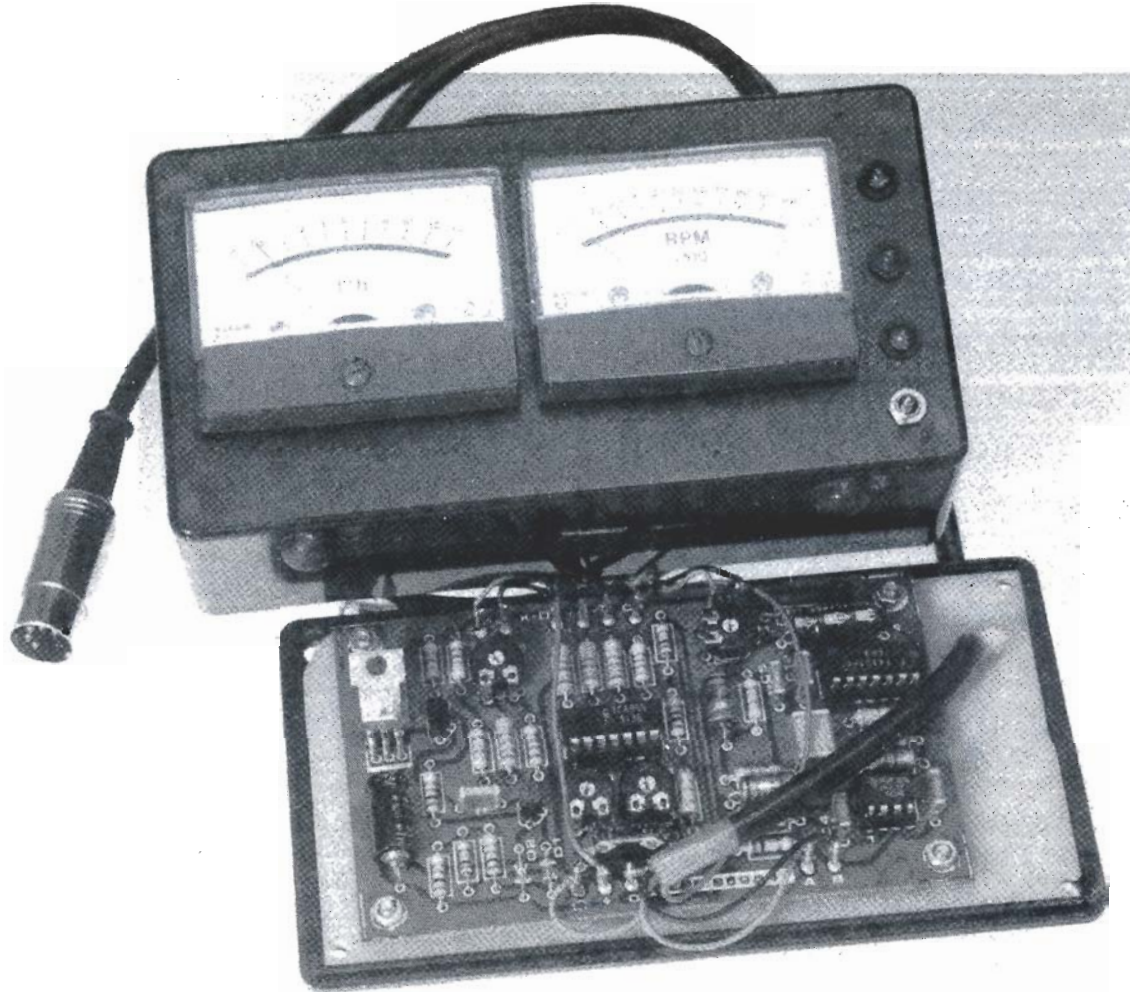
Generador de salvas (EPS 85057)



Bus universal E/S (EPS 85058)



Muestra la  
información  
más  
importante  
que necesita  
saber el  
conductor



# AUTOMONITOR

*"El multi-indicador del automóvil" podría ser una posible definición del circuito, que surge para satisfacer la necesidad de una información útil para el conductor. Exceptuando los renombrados —y carísimos— ordenadores de a bordo, muy pocos coches vienen equipados con medidor del régimen del motor, menos aún con indicador de carga de la batería y prácticamente ninguno con indicador del consumo de combustible. Cualquier conductor consciente sabe que estas informaciones son actualmente mucho más importantes que el saber la velocidad a la que se circula. Ha habido, no obstante, un gran crecimiento de este tipo de instrumentos en las tiendas de accesorios del automóvil, pero nunca, hasta ahora, habían aparecido los tres combinados en una unidad conjunta.*

Este automonitor es un instrumento original, pero no podemos presumir que sea realmente revolucionario. Por ello vamos a ahorrarnos alabanzas y nos vamos a centrar en responder algunas preguntas pertinentes.

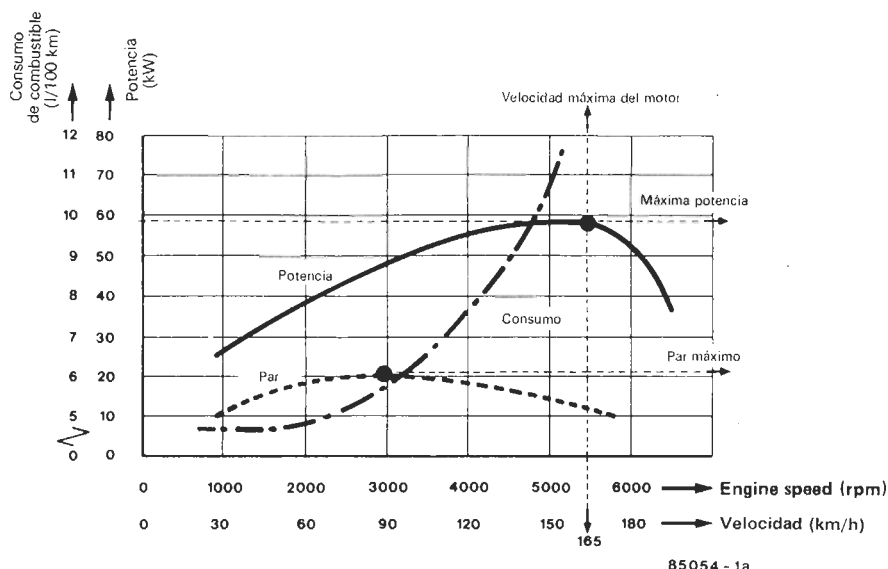
El monitor dispone de un indicador del consumo de combustible en litros por hora. Una indicación de los litros por cada 100 Kms. podría parecer más lógica, pero hay varias razones importantes para descartar esta opción.

Cualquier medida relacionada con la distancia, sea ésta en millas o en kilómetros, requeriría manipular en el cable del velocímetro. Esta es la mayor dificultad, ya que en la mayoría de los casos es virtualmente imposible. Una



Figura 1a. Estas son las curvas típicas del motor de un automóvil. Es obvio que el par máximo y la máxima potencia se consiguen a velocidades distintas.

1a



lectura de los litros por hora (familiar para los pilotos) se consigue con un circuito de precio razonable, y... ¿quién se opone a este tipo de argumentos?

Lo que debe quedar claro es que el automonitor no es un ordenador de a bordo. Una de las principales diferencias estriba en el precio.

Los componentes necesarios son bien conocidos por los diseñadores de Elektor. Los transductores y otros elementos hardware no son excesivamente baratos, sin embargo, y aparte de otros problemas, este proyecto está plenamente justificado puesto que supone un mejor aprovecha-

miento económico de nuestro automóvil.

## Consumo de combustible

La sección del régimen del motor de este circuito no necesita ningún tipo de introducción, ya que recientemente ha aparecido un artículo similar publicado en la revista de marzo de 1985. Para las explicaciones del circuito recomendamos a nuestros lectores que vuelvan a leer el mencionado artículo.

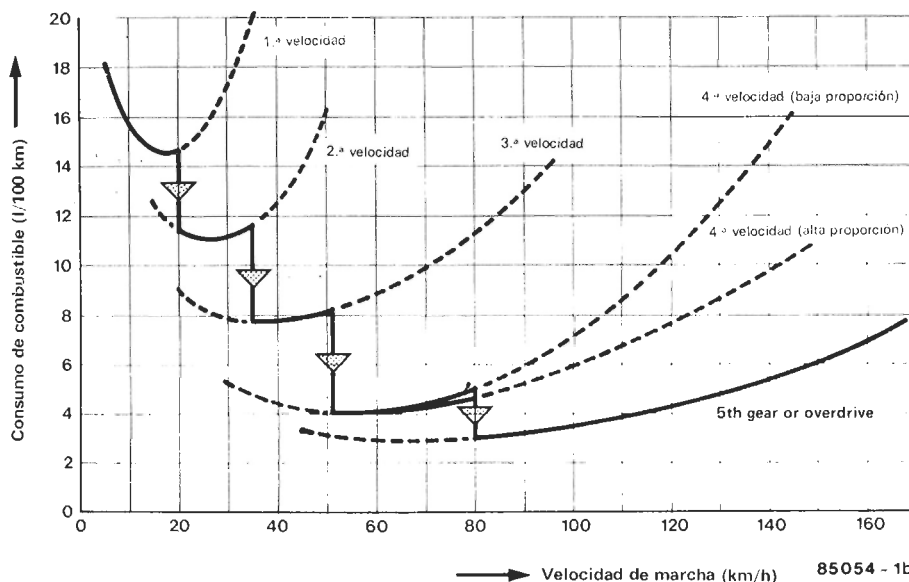
El indicador del estado de la ba-

tería utiliza un único circuito integrado, por tanto no necesita que hagamos aquí una introducción.

El consumo de combustible de un automóvil depende de un cierto número de factores. Como muestran las curvas de la figura 1a, uno de los más importantes es la relación entre la velocidad y el régimen del motor y la potencia. La pendiente de la curva del consumo de combustible aumenta rápidamente después de pasar por un punto muy importante, el del máximo par motor. En el par máximo se obtiene el mayor rendimiento del motor, y, por tanto, por debajo de este punto es menos económico.

Figura 1b. Aquí vemos unas gráficas que ilustran la relación entre la marcha seleccionada y el consumo de combustible.

1b



La curva de la figura 1b complementa de alguna manera lo visto en la figura anterior. Esta gráfica nos da un ejemplo del consumo de combustible de un automóvil en las diferentes marchas. La primera necesita una relación muy baja para vencer la gran inercia del coche, lo que la hace ser bastante antieconómica. Esto nos da una idea del por qué el indicador de consumo de combustible en los más modernos modelos de BMWs está graduado en pasos de 2 litros, de 2 a 30 litros a los 100 Kms. Las partes económicas de las gráficas de las tres primeras velocidades son bastante lineales, de manera que están claros los puntos donde se debe cambiar de velocidad.

## Diagrama de bloques

Los tres diagramas de bloques de la figura 2 nos muestran por separado las partes que componen la unidad completa. Dada su simplicidad, no es de extrañar que vayamos directamente "al grano"...

## El esquema del circuito

Los esquemas de las tres partes del circuito aparecen, convenientemente divididas, en la figura 3. Esto hará que sea más fácil tratarlas como entidades separadas y estudiarlas una a una comenzando por la más sencilla.

## El indicador de carga de la batería

El corazón de este circuito es el integrado TCA 965, discriminador de ventana, diseñado especialmente para este tipo de aplicaciones. La razón por la cual se ha utilizado este integrado parece obvia teniendo en cuenta que este circuito muestra el estado de la batería no como un número sin más, sino como un punto situado entre unos valores de máximo y mínimo determinados. La ventana del TCA 965 viene determinada, como habrá adivinado, por la distancia entre ellos.

La tensión de entrada se aplica, a través de un divisor, al pin 8 de IC4 donde se compara con los dos valores de referencia. Estos umbrales —superior e inferior— se aplican a los pines 6 y 7 que son

establecidos por los potenciómetros P3 y P4. El resultado de la comparación indica si el valor de entrada está por encima, por debajo, o dentro de la ventana de referencia. Estas tres condiciones están respectivamente visualizadas por los leds D3, D4 y D5.

Las referencias para IC4 se obtienen de la propia tensión de referencia del chip (disponible en el pin 10) llevada a los niveles necesarios por los potenciómetros P3 y P4. Las dos tensiones elegidas han sido  $V_6 = 14,5$  v. y  $V_7 = 115$  v. La tensión de entrada únicamente es aceptable en la escala de 0 a 6 v, de forma que sólo

una parte de la tensión de la batería puede pasar al pin 8.

Los valores elegidos para R18 y R19 están en la relación de 4 a 1 entre la tensión aplicada y esa misma medida en el pin 8. El TCA 965 compara esta entrada con los umbrales de referencia y entonces emite su veredicto. Si la entrada es mayor que el límite superior, el pin 2 adquiere un nivel bajo; si es menor que el umbral inferior, es el pin 13 quien toma el nivel bajo; y si la tensión de entrada cae dentro de la ventana de IC4, es el pin 14 quien se activa a nivel bajo. Si la tensión de la batería es exactamente 11,5 ó 14,5,

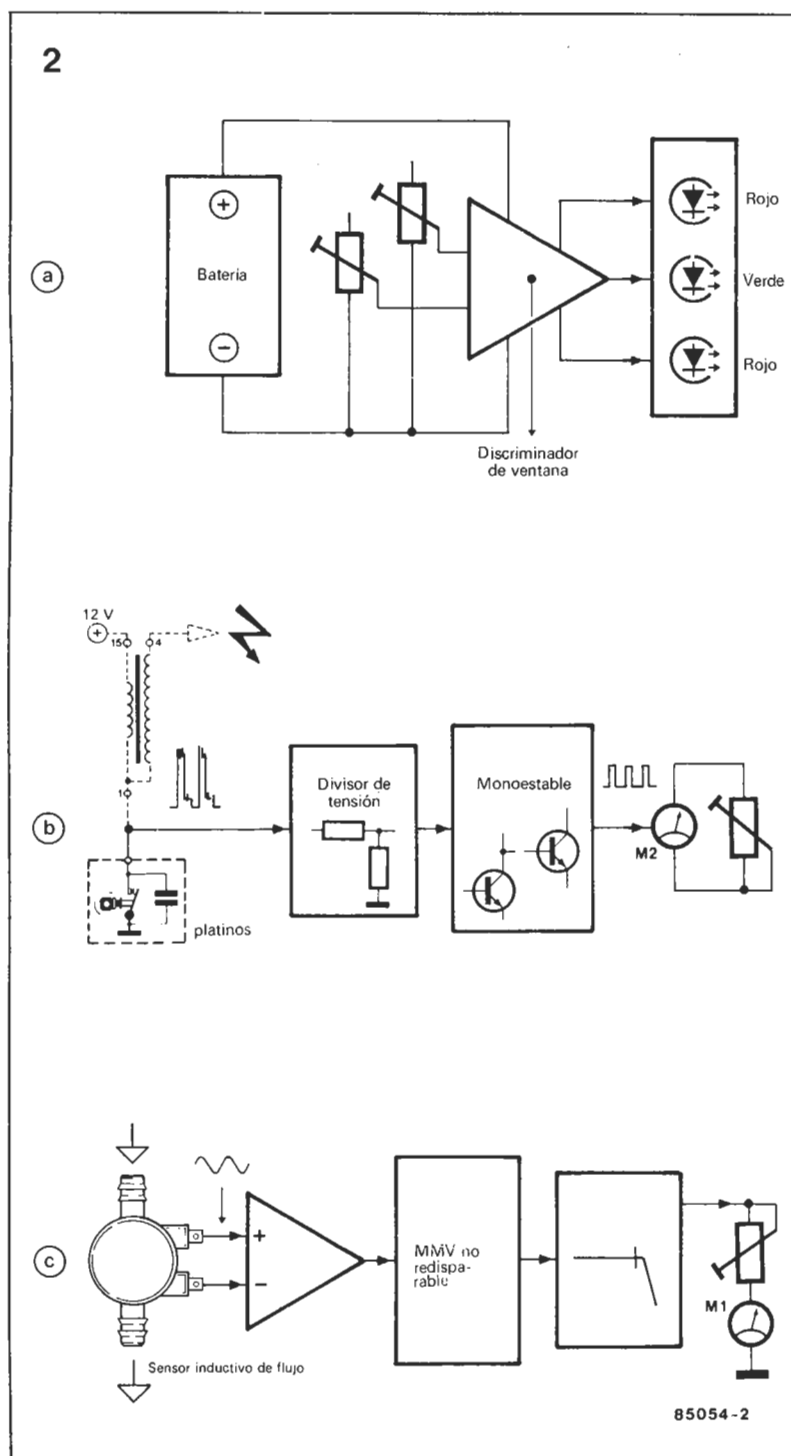


Figura 2. Los tres bloques de la figura muestran las tres subsecciones del circuito: a. es el indicador del estado de la batería, b. es el tacómetro; y, c. es el indicador de consumo de combustible.

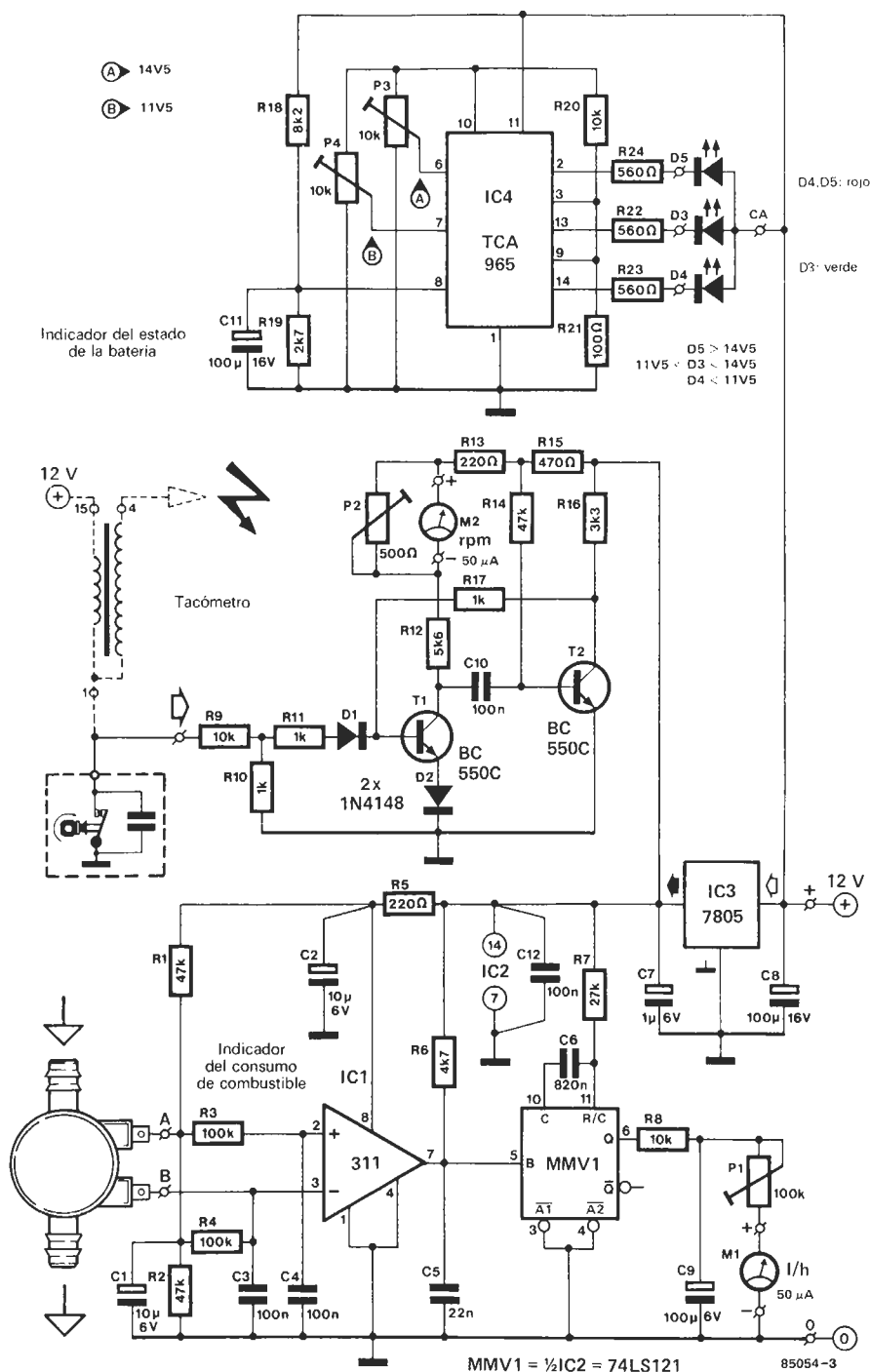


Figura 3. Las tres subsecciones están claramente definidas en este esquema del circuito. Cada una por separado es bastante sencilla, pero las tres combinadas forman una unidad muy potente.

las resistencias R20 y R21 impiden que parpadee el LED en cuestión. Las tres salidas del integrado mencionado son del tipo "colector abierto" lo cual significa que se pueden conectar directamente a los LEDs.

### El tacómetro

La tensión tomada de la bobina del automóvil se lleva al transis-

tor T1 a través del divisor R9-R10, el cual sirve como protección contra las tensiones excesivamente grandes provocadas por la conmutación de los contactos de los platinos. La tensión resultante se aplica al monoestable formado por T1 y T2, de manera que los pulsos que se producen tienen un ancho constante cuyo valor está determinado por los valores de R14 y C10. La frecuencia de los pulsos es directamente proporcional a la velocidad del motor y, de

igual modo, lo es también la tensión media resultante. El potenciómetro P2 se utiliza entonces para permitir que parte de la tensión del colector de T1 sea aplicada al instrumento de aguja M2, así, éste nos da una indicación visual de la velocidad del motor.

### Indicador del consumo de combustible

Esta sección del circuito ha sido posible gracias al sensor inductivo JG52.01 conectado entre los puntos A y B en la figura 3. La gasolina circula a través del sensor provocando el giro de la hélice del transductor. La salida es entonces una señal senoidal cuya amplitud es proporcional a la velocidad de la hélice. La señal se aplica simétricamente a las entradas del comparador Schmitt, de tensión, el cual suprime de forma efectiva cualquier efecto parásito que pudiera provocar el motor.

El operacional elegido como IC1 ha sido el 311 dada su capacidad para trabajar con tensiones de entrada muy pequeñas: cien veces menores que el 710 C, por ejemplo.

La señal de entrada senoidal de baja frecuencia es convertida en un tren de pulsos rectangulares. Esta es la salida del pin 7 de IC1 que se aplica a la entrada B de un 74LS121: un multivibrador monoestable no redispensible. El disparo ocurre con una tensión de entrada determinada, y no está relacionada directamente con el ancho del flanco (de esta forma el circuito es prácticamente inmune a los efectos parásitos). Este disparo siempre es estable, incluso cuando la tensión de entrada varía tan poco como 1 voltio/segundo, debido al disparador de Schmitt conectado en la entrada B.

Un circuito interno de regulación asegura la estabilidad de los pulsos de salida, el cual es prácticamente independiente de la tensión de alimentación y de la temperatura ambiente.

La duración del pulso viene dada por la expresión:

$$T = 0,7 \cdot C_{\text{ext}} \cdot R_T$$

La salida Q del MMV presenta continuamente pulsos del mismo ancho pero separados por intervalos diferentes, de forma que la tensión media resultante es variable. Debido a que C6 es un condensador de gran capacidad, el



monoestable es muy estable con la temperatura.

La señal de salida del MMV1 se aplica al filtro paso-bajo R8/C9 y el valor medio del tren de pulsos es el que actúa sobre el medidor M1, que lo visualiza. La corriente que circula por el instrumento de medida es determinada por el potenciómetro P1.

La alimentación del circuito la proporciona, lógicamente, la batería del automóvil. El tacómetro y el indicador de consumo de combustible necesitan una tensión estable de +5v que obtienen a través de IC3.

Para que el indicador del estado de la batería realice correctamente su función ha de ir conectado directamente a la batería.

Una vez completa la teoría del circuito, es el momento de entrar en la parte práctica de este proyecto.

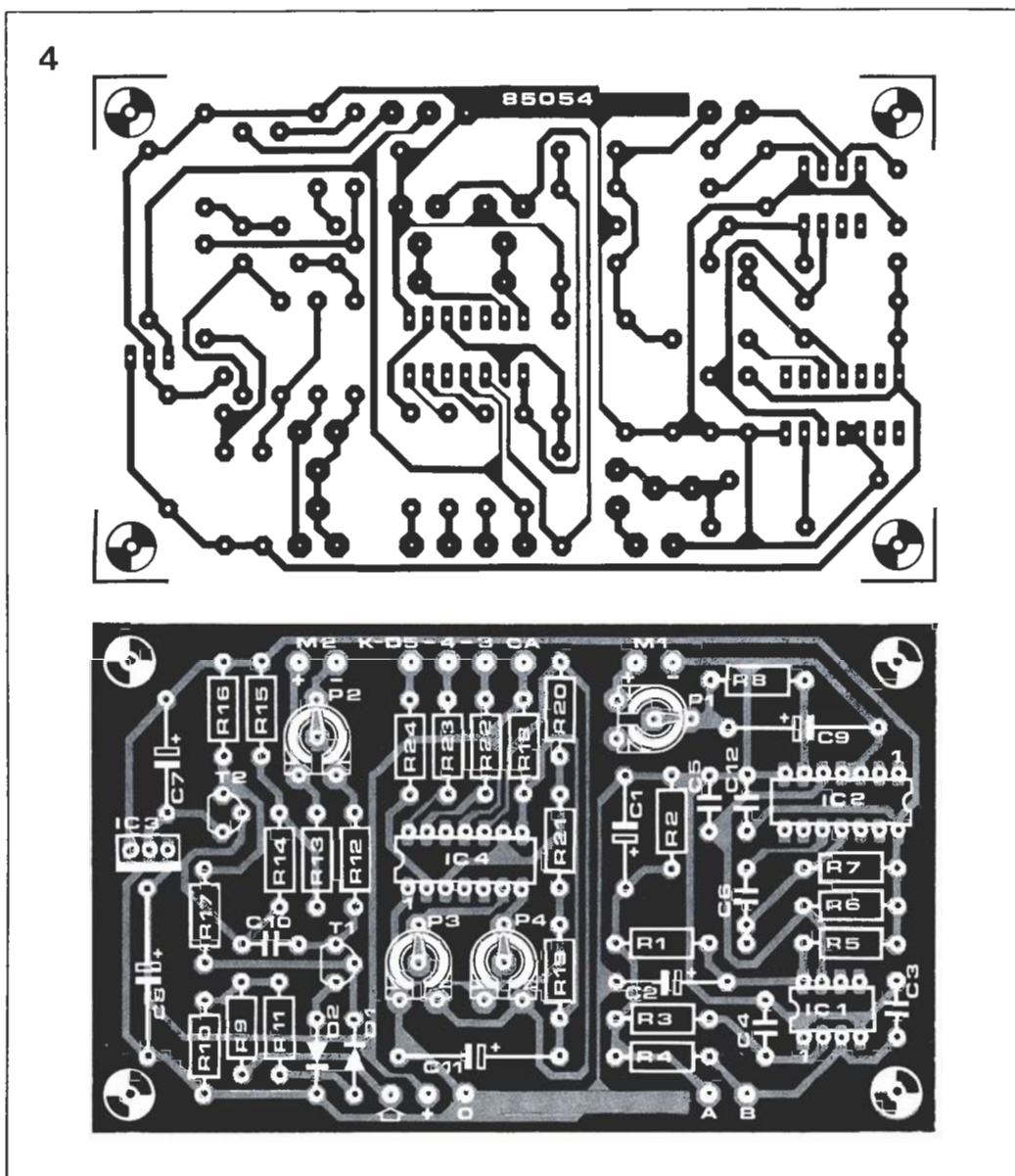
## Construcción e instalación

La placa de circuito impreso que se muestra en la figura 4 se puede utilizar para simplificar enormemente la construcción de nuestro diseño. No hay que tomar ninguna precaución especial a la hora de montar los componentes sobre la placa. Las conexiones con los componentes que van fuera de ella se especifican claramente. Los dos vúmetros se conectan en las salidas mardadas M1 y M2; los LEDs a K-D5-4-3 y el común en CA (ánodo común); el sensor de flujo de combustible entre A y B; la batería entre + y 0; y la toma entre la bobina y los platinos se conecta donde indica la flecha blanca.

Si se desea, todos estos puntos se pueden conectar con espadines y soldando posteriormente.

Antes de montar los circuitos integrados 1, 2 y 4, conectar los +12v de la batería al circuito y comprobar el funcionamiento de IC3 midiendo los +5v en el pin 14 del zócalo de IC2. Ajustar todos los potenciómetros en la mitad de sus recorridos aproximadamente, y entonces ya se pueden insertar los integrados en sus zócalos. Conectar los vúmetros y los LEDs a la placa con la menor longitud posible de cable. Utilizando un cable apantallado de 4 hilos realizar las 5 conexiones: A, B, bobina y batería. La malla del cable se utiliza para unir el terminal negativo de la batería al punto 0.

Ha llegado el momento en el que hay que montar el sensor de flujo de combustible en su lugar



### Lista de componentes

#### Resistencias:

R1, R2, R14 = 47 k  
R3, R4 = 100 k  
R5, R13 = 220  $\Omega$   
R6 = 4k7  
R7 = 27 k  
R8, R9, R20 = 10 k  
R10, R11, R17 = 1 k  
R12 = 5k6  
R15 = 470  $\Omega$   
R16 = 3k3  
R18 = 8k2  
R19 = 2k7  
R21 = 100  $\Omega$   
R22...R24 = 560  $\Omega$   
P1 = 100 k ajustable

P2 = 500  $\Omega$  ajustable  
P3, P4 = 10 k ajustable

#### Condensadores:

C1, C2 = 10  $\mu$ /6 V  
C3, C4, C10, C12 = 100 n  
C5 = 22 n  
C6 = 820 n  
C7 = 1  $\mu$ /6 V  
C8, C9, C11 = 100  $\mu$ /6 V

#### Semiconductores

D1, D2 = 1N4148  
D3 = LED, verde  
D4, D5 = LED, rojo

IC1 = 311 (8-pin DIL caja antigua)  
IC2 = 74LS121  
IC3 = 7805  
IC4 = TCA 965

#### Varios:

Sensor de flujo, Semitronic 52.01 (+8.500 pulsos/litro)  
M1, M2 = medidores de aguja, 500 A f.s.d.  
Cable apantallado de 4 hilos

adecuado. Esto se puede hacer de tres formas distintas, como se ve en la figura 5. Si el automóvil donde vamos a instalar el auto-monitor no dispone de una línea de retorno del carburador al depósito de combustible, el sensor se coloca donde muestra la figura 5a. Las figuras 5b y 5c son muy similares, distinguiéndose únicamente en que una tiene un carbu-

rador y la otra una bomba de inyección. En ambos casos el sensor se coloca entre el depósito y la bomba. La línea de retorno desde el carburador o el inyector al depósito aparece partida en el lado del depósito. Una pieza en "T" (de material no férreo) se coloca entre el sensor y la bomba para aceptar el combustible de la línea de retorno.

Figura 4. El circuito impreso simplifica notablemente la realización y apariencia del montaje.

Una vez montados el sensor y la pieza en "T" asegúrese que están colocados firmemente y en su lugar adecuado. Si la pieza en "T" fuera de un metal férreo (que es susceptible al magnetismo) podría alterar el funcionamiento del sensor, así pues preste atención a este detalle. También sería muy sensato mantener en lo posible alejado el sensor de las partes calientes del motor. Antes de conectar el sensor al circuito asegurarse de que el automóvil funciona correctamente.

Si falla al arrancar, es muy probable que encontremos el fallo en

la línea del combustible. Si funciona correctamente, se pueden efectuar las restantes conexiones eléctricas (A y B). Si ahora fallara al arrancar probablemente tengamos un cortocircuito en la placa.

## Calibrado

En este, como en la mayoría de los diseños de Elektor el procedimiento de calibrado no requiere un equipo de test especial. Comenzaremos con el indicador del estado de la batería. El circuito

auxiliar que se necesita se muestra en la figura 6. El automonitor se conecta al + y al 0 del circuito de la figura 6 en lugar de a la batería del automóvil. Poner el conmutador en la posición "a" y ajustar al potenciómetro P hasta que el LED Da se ilumine. La tensión entre + y 0 es entonces de 14,5 v exactamente. Ajustar el potenciómetro P3 hasta que el diodo LED de "tensión alta" se apague y se ilumine el LED verde, indicando que la tensión es de 14,5v exactamente. Actuar sobre P hasta que el led Da se apague. Cambiar el interruptor S a la posición "b"

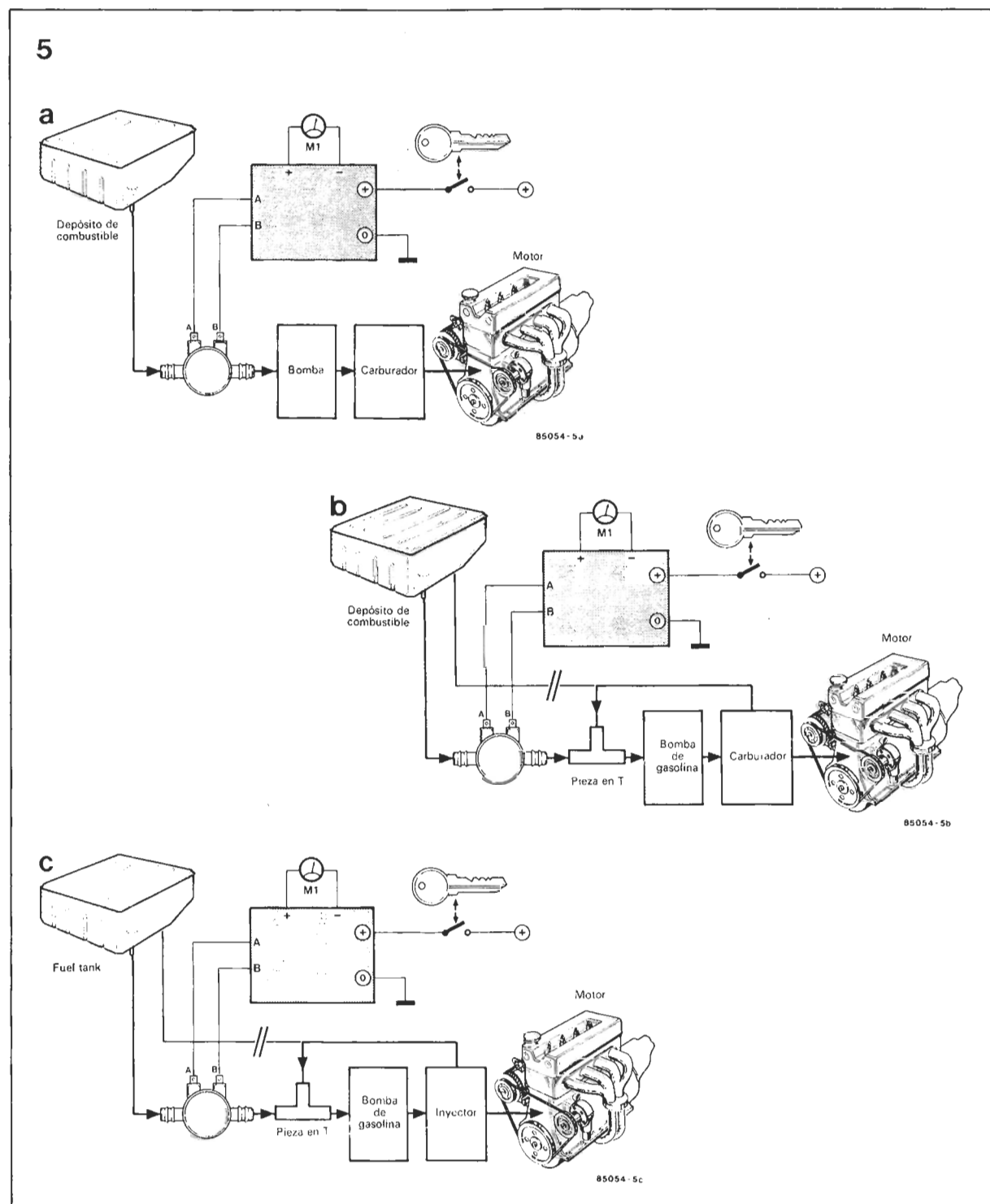


Figura 5. Existen tres formas distintas de montar el sensor del flujo dependiendo del sistema de circulación del combustible del automóvil. Las tres están explicadas en el texto.



y actuar sobre P buscando el punto donde el led Db comienza a iluminarse. La tensión en este momento será de 11,5 voltios. Girar P4 hasta que el LED verde se apague y se encienda el LED de "tensión baja". El circuito ya se puede conectar a la batería del automóvil puesto que ya está calibrado.

Si dispone de una fuente de alimentación regulable, este ajuste se simplifica muchísimo. Aplique 14,5v entre + y 0 en el circuito y ajuste P3. Cambie la tensión aplicada a 11,5v y ajuste P4 correctamente. De esta forma terminan el calibrado de esta sección.

Cuando el motor está parado el Led de "tensión baja" debe iluminarse (a menos que la batería sea nueva). Esto no debe preocuparnos, ya que tan pronto como el motor se ponga en marcha, este LED se apagará y se iluminará el LED verde. El LED de sobrecarga únicamente lucirá cuando exista algún fallo eléctrico, en el regulador, por ejemplo.

Unicamente se necesita ajustar un potenciómetro para el calibrado del tacómetro, se trata de P2. Esto se debe hacer con un tacómetro fiable de referencia y con la ayuda de algún amigo mecánico.

Conectar ambos tacómetros al motor y poner éste a una velocidad razonable (sobre 3000 ó 4000 r.p.m.). Ajustar P2 hasta que la lectura sea idéntica en ambos tacómetros.

El calibrado del indicador del consumo de combustible es un poco más complicado. Se necesita algo de tiempo y mucho cuidado para ajustarlo correctamente ya que se acumulan las tolerancias de los componentes, el sensor, el comparador de tensión, etc. Para simplificar la tarea le sugerimos el procedimiento siguiente:

— Girar P1 hasta la mitad de su recorrido.

— Buscar en el manual del automóvil qué velocidad del motor corresponde al máximo par en la marcha mayor.

— Localizar una carretera en buen estado y con poco tráfico (¡si ésto es aún posible!), pare en la primera estación de servicio y llene completamente el depósito de combustible.

— Conduzca durante 30 ó 40 km por esa carretera con la velocidad del motor correspondiente al par máximo. Observe la posición de la aguja del vúmetro.

— Pare de nuevo en otra estación de servicio y vuelva a llenar el depósito de combustible.

— Calcule el consumo de combustible (en litros/hora) sabiendo la distancia recorrida y el tiempo y combustibles empleados.



— Marque este punto en la escala del vúmetro.

— Señale la posición de la aguja cuando el motor se encuentra en ralentí. El promedio de un motor 1500 c.c. es de 3 l/h al ralentí.

— El consumo a una velocidad constante de 120 km/h es una característica que suelen dar los fabricantes, de forma que también la podemos plasmar en el indicador. Es ya cuestión de simple aritmética convertir todos estos datos a litros/hora.

Como ya hemos dicho, un automóvil está en su rendimiento óptimo cuando trabaja en el par máximo, así pues, en el indicador se podría pintar de verde a partir de este punto y de rojo por debajo de él. De esta forma se ve rápidamente si está conduciendo de forma económica o no.

## Consideraciones finales

La sección del indicador de consumo de combustible, en particular, pronto dará su fruto que justificará el tiempo y el dinero em-

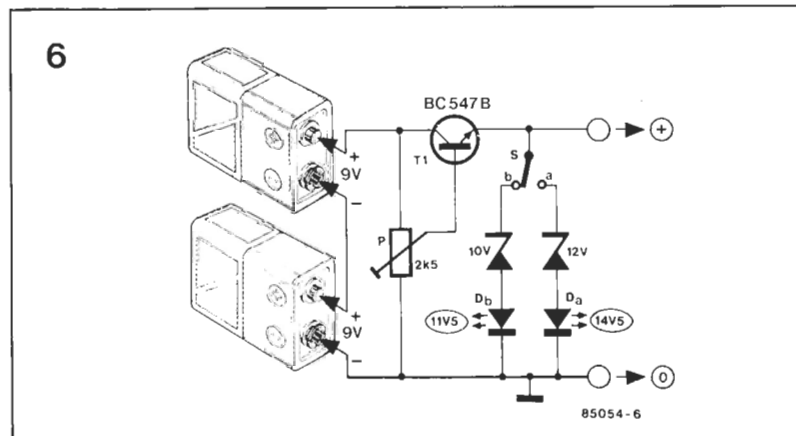
pleado en ella. Con el tiempo se pueden añadir más puntos a la escala hasta que tenga el aspecto mostrado en la fotografía. No espere que la graduación de la escala sea lineal puesto que no lo es de hecho.

El número de pulsos por litro proporcionado por el sensor no es constante: a 1 l/h es del orden de 5000; de 8000 a 3 1/2 l/h y sobre 10000 a 9 l/h.

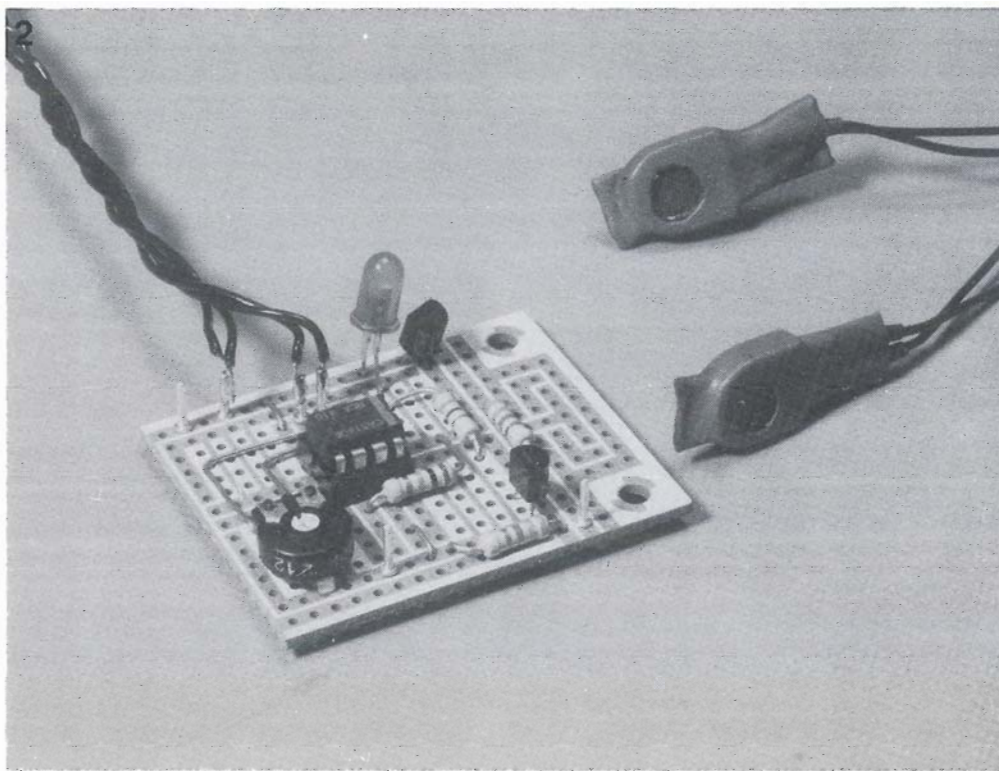
Si no desea tener simultáneamente la indicación de velocidad del motor y consumo de combustible, se puede utilizar un único vúmetro. Debemos conectar entonces un conmutador doble de tres posiciones (tipo ON-OFF-ON) entre el vúmetro y los cuatro puntos que teníamos para el par de indicadores original. Análogamente se puede conectar un conmutador ON/OFF en la línea de alimentación de +12 v si no desea que el circuito esté permanentemente conectado.

Finalmente, una cuestión importante. Asegúrese que la unidad queda montada en el automóvil de forma segura y fiable. Pero sobre todo, colóquelo de forma que se vea bien, pero que no entorpezca en ningún momento el movimiento del volante.

Figura 6. Si no dispone de una fuente de alimentación regulable, puede utilizar este circuito auxiliar para ajustar el indicador del estado de la batería.







# EL OJO DE CRISTAL

...para  
microorde-  
nadores:  
control a  
través de la  
pantalla

*Si usted quiere utilizar su ordenador para controlar un equipo externo sin conectarlo directamente al ordenador, el circuito que proponemos en este artículo le permitirá encender y apagar un circuito externo en base a determinadas señales de salida por la pantalla de su ordenador. En otras palabras, proporciona un acoplamiento óptico entre el ordenador y el equipo que se quiere controlar. Esto implica, por supuesto, que usted dispone de una pantalla en su ordenador, y que éste tiene unas mínimas posibilidades gráficas.*

Esta fotografía muestra nuestro prototipo de prototipo del circuito, y junto a él, las LDRs con sus correspondientes fundas.

Cuando se desea realizar algún control exterior desde un ordenador surge una pregunta inevitable ¿dónde están las señales necesarias que debo usar en mi ordenador? Cada modelo, dependiendo de la CPU utilizada y de la distribución del conector de expansión, necesita una placa específica para este propósito. La respuesta para el ZX-81 y el Spectrum puede encontrarla en nuestro número 56, enero 85. El montaje exigía sin embargo la conexión ade-

cuada en el conector de expansión para poder controlar los dos relés de salida. Con solo unos conocimientos mínimos de electrónica nuestro «ojo de cristal» constituye una alternativa válida para cualquier modelo de ordenador; y por si fuera poco no es necesario hurgar en el interior del interior del mismo (detalle interesante pues anula la garantía), ni entender o localizar las señales del bus de expansión.

El circuito está basado en el

comparador optoelectrónico de la figura 1. El acoplamiento óptico está constituido por dos LDRs (resistencias dependientes de la luz), R1 y R2. La tensión en el punto común a ambas es aplicada a la entrada inversora del comparador IC1, a través de R4. La entrada no inversora de IC1 está unida a una tensión fija de referencia. El comparador bascula cuando el nivel en su pin 2 es menor que la tensión de referencia. Entonces el transistor T1 pasa a conducir, y el relé es actuado. Al mismo tiempo, T2 conduce, de modo que el LED, D1, luce indicando el estado del circuito visualmente.

Cuando el nivel en la entrada no inversora del comparador es mayor que la tensión de referencia, el relé no está actuado, y D1 está apagado.

La idea consiste en que el programa de control incluya instrucciones que hagan que dos pequeñas zonas de la pantalla se enciendan y apaguen a conveniencia. La intensidad de una de estas zonas debe ser constante, mientras que la de la otra debe ser baja y alta (apagada y encendida). El modo de funcionamiento adecuado consiste en que la segunda zona está apagada cuando se quiera encender el equipo externo, y encendida cuando se quiera apagarlo.

Las dos LDRs hay que colocarlas encima de estas dos zonas de la pantalla. La tensión (del orden de 2V pico a pico) en la unión de estas resistencias es una medida de la diferencia de brillo entre las dos zonas de la pantalla. Superpuesta a esta tensión está, por supuesto, la tensión en diente de sierra producida por el barrido de pantalla a 50Hz. La resistencia R4 y el condensador C1, y en alguna medida P1, aseguran que el diente de sierra no afecta al correcto funcionamiento del comparador.

La construcción del circuito no es crítica: todos los componentes, excepto las LDRs, pueden montarse en una pequeña placa de prototipo. Las LDRs se conectan a esta placa mediante cable trenzado suficientemente largo. Se recomienda colocarlas en una funda ajustada o envolverlas en cinta aislante, de modo que sólo la luz procedente de las dos pequeñas zonas de la pantalla incida sobre ellas (ver la fotografía). Pueden fijarse a la pantalla con un poco de cinta autoadhesiva. Si el equipo a controlar se enciende cuando debería apagarse, y vice-

versa, simplemente intercambie la posición de las LDRs.

El ajuste de P1 no es crítico si la frecuencia de variación de la luz de las dos áreas es del orden de 1 Hz. En este caso, P1 se ajusta de modo que el relé sea conectado y desconectado al ritmo del cambio de luz en las zonas. Cuando esta frecuencia es mayor, por ejemplo, cuando el circuito se utiliza para transferencia de datos, el ajuste de P1 es más crítico. La máxima frecuencia de cambio permitida depende de la frecuencia de corte del filtro de paso bajo,  $R4/C1$ , en este caso menor de 10 Hz. El ajuste óptimo de P1 puede conseguirse aplicando una onda cuadrada de una frecuencia del orden de 8 Hz a la entrada del comparador. Mida la salida en el pin 6 con un voltímetro (escala de 10 V) y ajuste P1 para que esa tensión sea la mitad de la tensión de alimentación. Aunque la aguja del voltímetro oscile un poco, el ajuste puede llevarse a cabo sin grandes problemas. Si dispone de un osciloscopio, es preferible para este ajuste. Tenga en cuenta que

la corriente por la bobina del relé no debe ser demasiado alta: cuando para T1 se utilice un BC547, esta corriente no debe superar los 100 mA. Esto significa que la resistencia de la bobina no debe bajar de 50 Ohm para una alimentación de 5 V, y de 90 para 9 V. El tipo de contactos del relé depen-

de del tipo de equipo que se vaya a controlar.

El consumo del circuito es de sólo unos pocos mA, más la corriente consumida por el relé. Si el circuito sólo va a funcionar para transferencia de datos, no se necesita el relé; la señal se toma directamente del colector de T1. ■

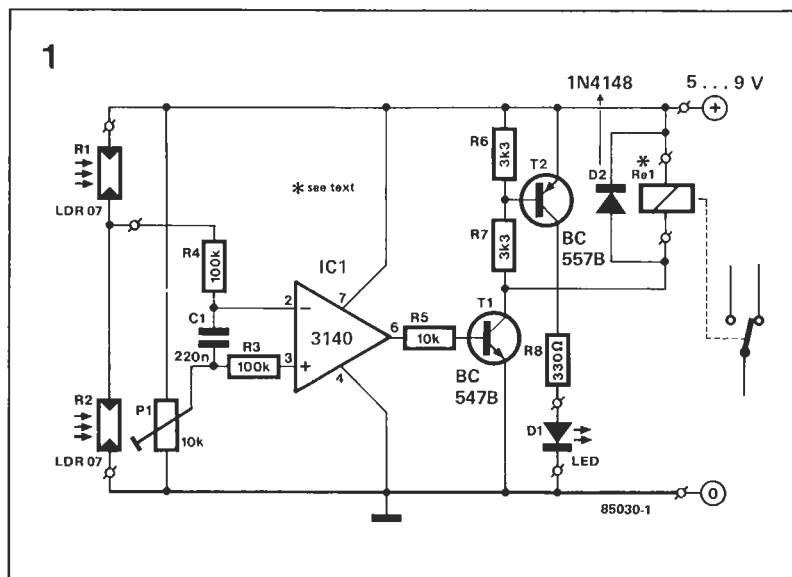


Figura 1. Si usted no quiere conectar todo tipo de equipos a su ordenador, usted puede controlarlos con este circuito; un optoacoplador, que no es otra cosa más que un comparador dependiente de la luz.

Cuando se canse de jugar ...

## PONGA SU SPECTRUM A TRABAJAR !!

Con el sistema de disco **DISCOVERY 1** con acceso aleatorio y sus formidables prestaciones:

- Disco standart de 3,5" y 180 K. de capacidad.
- Interface Centronics incluido.
- Salida para monitor monocromo.
- Interface joystick. incluido.
- Alimentación a 220 V.

Y los depurados programas que **SILOG** ha creado para sacar el máximo partido de su **Spectrum o Spectrum +**



**SISTEMAS LÓGICOS GIRONA, S.A.**

Avda. San Narciso, 24 - 17005 Girona - Tel. (972) 23 71 00

**BASE DE DATOS** .- Versión similar a la de ordenadores mayores a una fracción de su coste. Hasta un total de 4.000 fichas por disco. Ideal para mailing, cartas personalizadas, fichero clientes, etc...

**TRATAMIENTO DE TEXTOS** .- Convierte a su Spectrum, con ayuda de una impresora en una auténtica máquina de escribir electrónica. Justifica márgenes, busca palabras, inserta, mezcla párrafos, ect... Hasta un total de 100 folios en cada disco.

**TRANS - EXPRESS** .- Para pasar a disco cualquier programa procedente de cassette, esté protegido o no. Efectivo con la mayoría de programas en circulación.

**Tx/Rx-RTTY** .- Partiendo de un transmisor adecuado decodifica las señales de teletipo, presentando los mensajes en pantalla. Recibe emisoras comerciales y de aficionados.

**PODEMOS PASARLE A DISCO CUALQUIER PROGRAMA COMERCIAL QUE LE INTERESE.**

SI CREE QUE EL SPECTRUM TIENE UN TECLADO POCO ORTODOXO PARA USARLO COMO ORDENADOR SERIO ... TIENE VD. TODA LA RAZON. POR ELLO, TAMBIÉN LE OFRECEMOS EL MEJOR TECLADO PROFESIONAL QUE EXISTE EN LA ACTUALIDAD: EL SAGA 3 ELITE.

**TECLADO SAGA 3 + SPECTRUM + DISCOVERY**, el sistema informático completo más económico del mercado.

**EN PREPARACIÓN:** CONTABILIDAD, FACTURACIÓN, DECLARACIÓN RENTA 1985, etc.

*Uno de los inconvenientes en las maquetas de barcos (y otros tipos de maquetas) es que necesitan disponer de dos baterías, una para los servos y otra para la alimentación del motor. El circuito sugerido aquí elimina tal deficiencia, haciendo posible que tanto el receptor como los servos puedan ser alimentados por la batería del motor.*

# ESTABILIZADOR DE TENSION PARA MAQUETAS

**...una sola  
batería, dos  
alimen-  
taciones.**

El circuito consta de dos partes: un estabilizador para conseguir los 4.8 V nominales para el receptor, y un comparador que acciona un relé cuando la alimentación del motor desciende por debajo de un valor predeterminado.

No es siempre necesario construir ambas partes del circuito ya que cada una puede funcionar independientemente.

## Estabilizador

Como la tensión nominal de la batería,  $U_b$ , es 6 V y el receptor necesita 4.8 V, el estabilizador debe ser capaz de trabajar con sólo 1.2 V de diferencia entrada-salida.

El diodo zener D3 se alimenta a corriente constante mediante

T1, a la vez que dispone la tensión de base de T4 y el nivel de la entrada inversora del comparador IC1 a 2.7 V.

Debido a la presencia de los diodos D1 y D2, la fuente de corriente toma una tensión de polarización fija de 1.4 V.

Con el ajuste de P2 a 2.7 V en la base de T5, hacemos que T4, T3 y T2 conduzcan normalmente.

Señalemos que la función de T3 es incrementar la  $hFE$  de T2 (desde aproximadamente 40 hasta más de 100).

Si la alimentación del receptor sube por encima de 4.8 V, la tensión de base de T5 subirá y el transistor entregará más corriente. La tensión del emisor de T4 aumentará en consecuencia y el transistor se corta, provocando que T3 y T2 hagan lo mismo. Tan pronto como la alimentación del receptor caiga por debajo de 4.8 V otra vez, el potencial de base de T5 bajará y T4, T3 y T2 conducirán otra vez.

El BD 240 permite una corriente máxima al receptor y servos de 1 A. Debido a la pequeña caída de tensión a través del estabilizador, no puede incorporarse una limitación de corriente; sin embargo tal limitación puede, en algún caso, ser indeseable debido a que durante la maniobra de los servos se necesita una intensidad relativamente alta y la limitación de corriente provocaría un colapso en la tensión de alimentación.

## Comparador

Como anteriormente mencionamos la tensión  $U_-$ , en la entrada inversora de IC1 es mantenida a

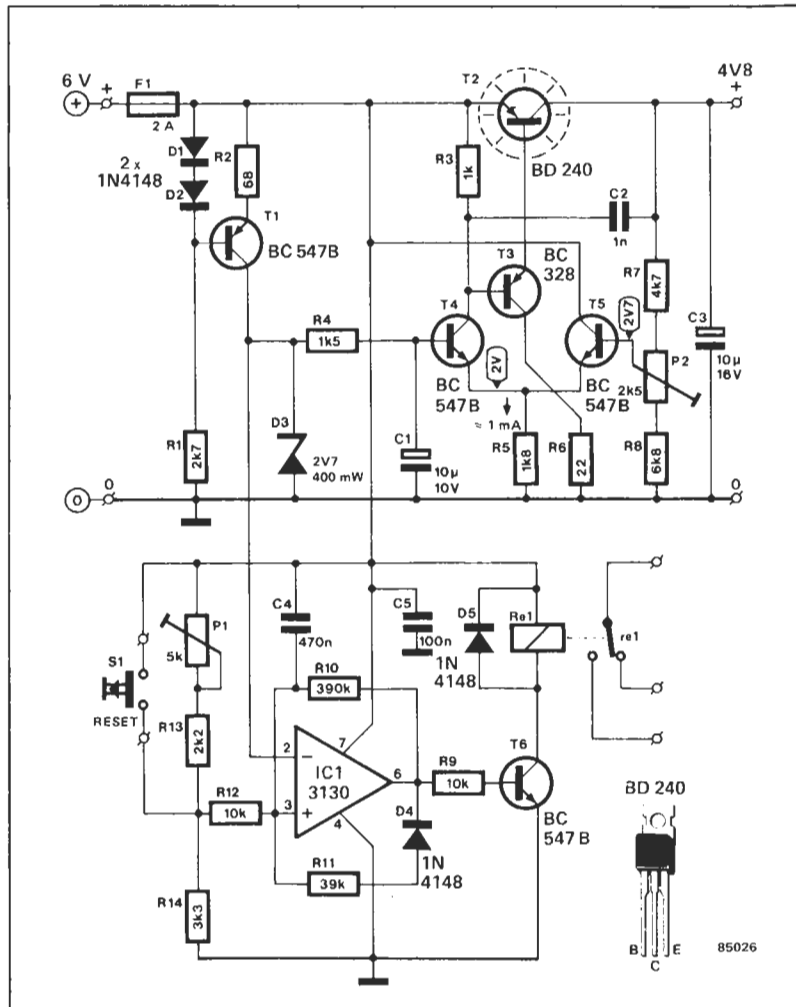


Figura 1. Esquema completo del estabilizador de tensión.



2.7 V por el zener D3. El voltaje  $U_+$  a la entrada no inversora está determinada por el divisor de tensión formado por  $P1/R13/R14$ ;  $P1$  se encarga del ajuste fino de esta tensión.

Mientras que el voltaje de la batería esté alrededor de 6 V,  $U_-$  es menor que  $U_+$  y la salida,  $U_o$ , (pin 6) está a nivel alto. El transistor T6, por tanto, conduce y su colector acciona un relé Re1. Cuando la tensión de la batería cae, por ejemplo, por debajo de 5.5 V,  $U_-$  es mayor que  $U_+$  y  $U_o$

está a nivel bajo. T6 es entonces cortado y por tanto se interrumpe la alimentación de la bobina del relé. Los contactos del relé pueden usarse para apagar el motor, reducir su velocidad a la mitad o menos, o provocar que una lámpara de aviso se encienda y apague; de cualquier forma han de usarse los contactos del relé para reducir sustancialmente el consumo de corriente.

El motor puede ser conectado de nuevo con el interruptor de reset, S1. El condensador C4 ase-

gura que el relé se conecta al dar tensión al conjunto (porque en ese momento  $U_+=U_b$ ).

Cuando el motor ha sido desconectado por tensión baja en la batería, ésta se recupera y sube poco a poco debido a la reducción de carga. Para prevenir entonces que el comparador cambie de estado otra vez (conectando y desconectando el relé repetidamente), han sido incorporadas las resistencias R10 y R11 que proporcionan dos niveles diferentes de histeresis al comparador. ■

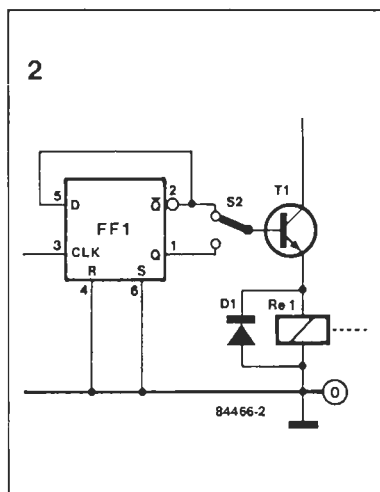
# LUZ AUTOMATICA PARA BAÑO

Mientras Vd. busca el camino en la oscuridad hacia ese lugar donde hasta el rey va solo, en una estancia desconocida, siguiendo las indicaciones del hotelero "al fondo del pasillo", "la segunda puerta a la izquierda", "la luz está según entra a la derecha"...

Probablemente sus amigos o familiares, tienen las mismas dificultades cuando estan en su casa en condiciones similares. En resumidas cuentas, el WC también merece un poco de confort electrónico. Con este pequeño circuito, es posible hacer que una lucecita se encienda mientras se abre la puerta, permanezca encendida cuando se vuelva a cerrar, y se apague cuando se vuelva a abrir. En otras palabras, la luz se encenderá al entrar, y se apagará al salir.

El principio del circuito es sencillo: dos biestables de un circuito integrado 4013 CMOS, conectados en serie. FF2 está configurado como biestable R-S, para hacer que rebote el interruptor S1, que debe cambiar tan pronto como se abra la puerta. Por ello el lugar más apropiado para instalar este interruptor, es el propio marco de la puerta. Cuando la puerta está abierta, es el propio marco de la puerta. Cuando la puerta está abierta, FF2 está conectado y su salida (pin 13), pasa a nivel alto, haciendo de reloj para el biestable FF1 (pin 3). Este bascula, con lo cual su salida pasa a nivel alto, haciendo conducir a T1. Este transistor hace que el relé salte y la luz se encienda.

Cuando la puerta esté cerrada, no pasa nada, FF2 se pone a cero



una ayuda a sus huéspedes

y presenta en su salida (pin 13) un nivel bajo.

La salida de la báscula FF1 (pin 1), no volverá al nivel lógico bajo, hasta que no se vuelva a abrir la puerta, es decir, hasta que vuelva a aparecer un nuevo flanco de subida. Al pasar la salida de este biestable a nivel bajo, se corta el transistor T1, y el relé se desactiva, apagándose la luz automáticamente. El relé debe trabajar con voltajes comprendidos entre 5 y 15 voltios.

Como la puerta puede ser abierta y cerrada sin que nadie entre es posible que la luz se apague bajo ciertas condiciones (alguien abre inoportunamente la puerta cuando está ocupado...). Esto puede remediarse abriendo y cerrando nuevamente la puerta (lo que es probable que haga la inoportuna visita, para disculparse...), aunque, desde luego, es mejor disponer de un segundo conmutador S2, como se indica en la figura 2.

Este conmutador restablecerá FF1, a su estado anterior, y todo quedará como estaba.

El esquema del circuito en la figura 1, ilustra la posición de "puerta abierta" del interruptor S1, con la báscula FF2 en funcionamiento. ■

Figura 2. Añadiendo un segundo conmutador se aumentan las posibilidades del circuito.

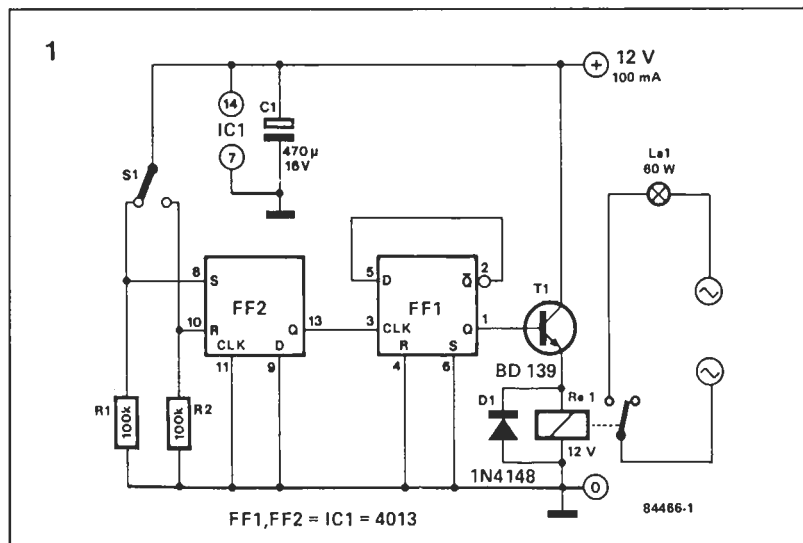


Figura 1. Esquema eléctrico de la luz automática para cuarto de baño.



# LESLEY

*¿Quién se acuerda todavía de esa gran caja de madera que se encontraba siempre al lado del órgano eléctrico (después electrónico) en el escenario de los teatros de cualquier concierto? Esa caja era la cabina Lesley, un efecto especial muy útil para «inflar» un poco el sonido del órgano, normalmente raquítico, hasta finales de la década de los sesenta. En la cabina Lesley hay un altavoz rotativo, que produce el efecto Doppler (como cuando se oye la sirena de la policía o de una ambulancia a lo lejos, que la frecuencia parece aumentar cuando se acerca y da la impresión de disminuir cuando se aleja).*

## Simulación electrónica de un altavoz rotativo.

Por supuesto no vamos a hablar aquí de la construcción de una cabina Lesley; tratamos temas electrónicos, no mecánicos. Todavía puede encontrarse gente que se apasiona y discute sobre la mejor manera de conseguir esta construcción mecánica tan delicada. Un buen Lesley mecánico es siempre embarazoso y a menudo pesado. Si se desea que sea verdaderamente un altavoz que gire, sometiéndole a una fuerza centrífuga, se impone la elección de un altavoz que no sea ni demasiado grande ni muy frágil. Dicho de otro modo, nada bueno para reproducir tonos graves. Y la señal debe ser dirigida hacia el altavoz por medio de una escobilla ¡no lo olvidéis! Por algo las buenas cabinas Lesley cuestan caro.

Si se renuncia a hacer girar el altavoz sobre sí mismo, queda todavía otra posibilidad, colocar detrás un tambor helicoidal rotativo (de poliestireno expandido, por ejemplo). Este tambor, al girar, di-

funde el sonido direccionalmente. Dejemos pues estas elucubraciones mecánicas y vayamos a lo nuestro que es la electrónica.

## La simulación

Para imitar algo bien, lo primero es conocer con precisión el aparato original. ¿Qué es lo que pasa desde el punto de vista acústico para que un altavoz (plano vertical) gire en un plano horizontal a una velocidad constante? Para el que escucha esto se traduce en un conjunto de deformaciones de la señal sonora bastante difícil de analizar.

Hemos citado ya el efecto Doppler, que consiste en variaciones senoidales de la frecuencia (como la sirena de la policía yendo o viniendo delante o detrás de nosotros); una especie de vibrato. Como el altavoz no está orientado directamente hacia el oído de

forma permanente, se alarga y se acorta periódicamente, hay también variaciones de presión acústica, es decir de amplitud. Una especie de trémolo.

La rotación del manantial sonoro provoca un desfase periódico de las señales directa y reflejada percibidas por el oído. Las interferencias entre las ondas reflejadas y las ondas directas provocan tanto una atenuación como un refuerzo de ciertas frecuencias. Estas frecuencias se organizan como las de un filtro peine y esta organización varía periódicamente. Es pues como ya hemos dicho una especie de «phasing».

Estos tres efectos reunidos constituyen lo que se entiende por sonido Lesley.

Para la simulación electrónica hay que acudir a un circuito que retarde la señal y después deberá mezclarse su salida con la señal original en determinada proporción. Lo esencial es que el conjunto de las manipulaciones efectuadas sea periódico.

En la figura 1 se encuentra un esquema de las funciones ejecutadas para obtener el efecto Lesley.

## Una línea de retardo analógica

La palabra CCD debería recordarles las cosas, si Ud. es un lector asiduo de Elektor; Charge Coupled Devices o memoria de transferencia de cargas; pequeños cubos que se vacían unos en los otros a un ritmo determinado por la frecuencia de un reloj. Los pequeños cubos en este caso son condensadores. El oscilador que genera la frecuencia del reloj, está regulado por un segundo oscilador senoidal de muy baja frecuencia; éste determina a qué velocidad gira el altavoz. Antes de explicar la cadena de cubos (o de condensadores), la señal BF debe ser filtrada muy rigurosamente, ya que, de no hacerlo así, sus

componentes armónicos más agudos se interferirán con la frecuencia del reloj, produciendo unos ruidos muy molestos. Después la cadena de condensadores que constituye la línea de retardo, la señal debe pasar por un filtro que elimina las alteraciones sufridas debido a la frecuencia del reloj. La señal retrasada y la señal directa se mezclan por el canal de la izquierda, con una inversión previa de la señal retardada (desfasada 180°).

En la figura 2 hay dos 566 montados en VCO. Estos circuitos integrados generan una señal cuadrada en la patilla 3 y una señal triangular en la patilla 4. La resistencia y el condensador que determinan la frecuencia están conectados en las patillas 6 y 7. Esta frecuencia varía en función de la tensión presente en la patilla 5. IC1 es el oscilador modulador de muy baja frecuencia, cuya frecuencia es regulable con la ayuda de P1 entre 0,2Hz y 6Hz. La señal triangular extraída de la patilla 4 es aplicada a una red RC paso-bajo (R3/C3), que la hace casi senoidal, y luego se aplica a la patilla 5 de IC2 para modular la frecuencia. El valor medio de esta frecuencia de reloj es del orden de 120 KHz. La báscula FF1 la divide entre dos (60KHz) y la convierte en perfectamente simétrica, con una relación cíclica del 50% exactamente. De esta forma

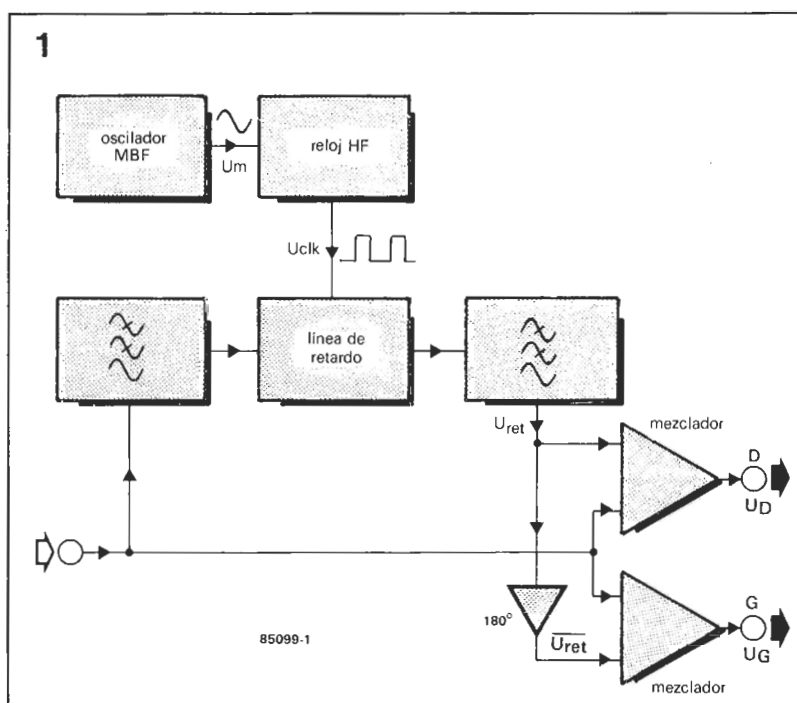


Figura 1. Esquema sinóptico que da una idea del principio electrónico de operación del altavoz rotativo.

tenemos en las salidas Q y  $\bar{Q}$  de FF1 dos señales cuadradas de 60KHz en perfecta oposición de fase, que se aplican en las patillas 1 y 4 de IC4, la memoria de transferencia de cargas (CCD). La simetría y la oposición de fase de las dos señales de reloj permiten un buen rechazo de estas señales en la salida BF de IC4. El amplificador operacional A1 es el filtro paso bajo antienganche (12dB por octava). Todas las frecuencias superiores a 15KHz son eliminadas.

La señal BF así filtrada llega a la entrada de IC4 a través del condensador de desacoplo C9.

Esta misma entrada está sometida también a una polarización, regulable con la ayuda de P2. La presencia de esta tensión de polarización continua es esencial para el buen funcionamiento de la memoria de transferencia de cargas; se puede asimilar a la polarización continua de la base de un amplificador con un transistor. La señal BF retardada es extraída de

Figura 2. Este circuito no es demasiado complicado, interesa en la elección la relación eficacia/precio y en este caso esta relación es muy superior a la de los circuitos fabricados industrialmente.

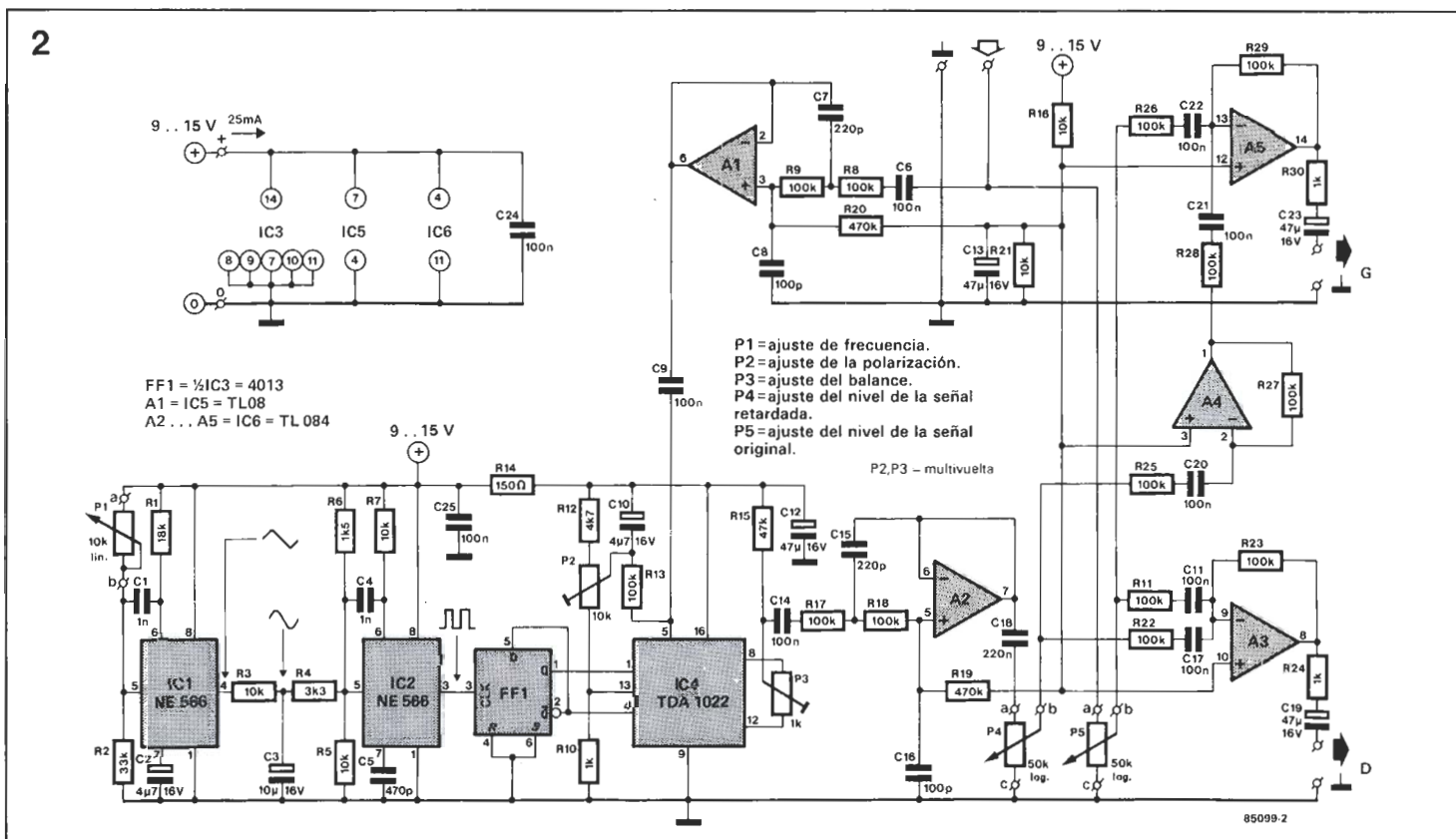




Figura 3. Circuito impreso y serigrafía de componentes. La manipulación de IC4 debe realizarse con cuidado. En todos los casos es el último circuito que debe colocarse, y el uso de un zócalo es obligatorio.

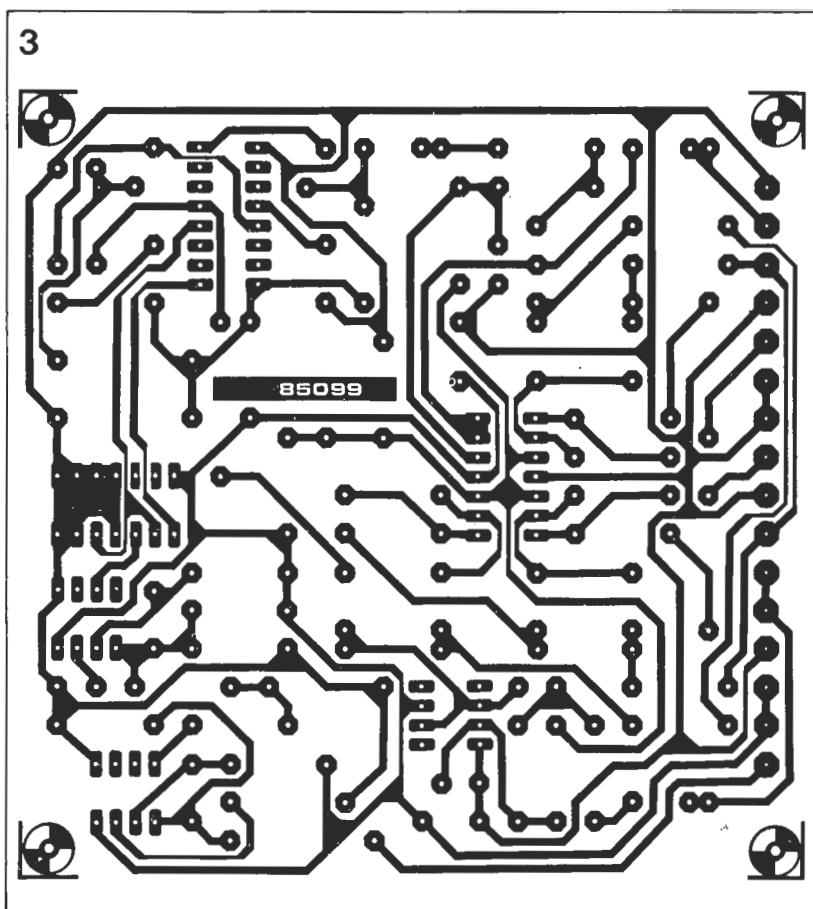
la salida de IC4 por medio del cursor de P<sup>3</sup> y desacoplado por C4. Para volver a utilizarlo, es necesario eliminar las alteraciones de la frecuencia del reloj; esto se hace por el segundo filtro paso bajo (15KHz) construido en torno a A2. Después viene el mezclado.

P5 determina la parte de la señal original distribuida simétricamente en los mezcladores A3 y A5. La parte de la señal retardada viene determinada por P4. Esta señal llega al mezclador A3 directamente (vía R22) mientras que A5 recibe la señal a través del inversor A4.

### Realización, ensayos y ajuste

¡Cuidado con el IC4! Es un circuito integrado MOS bastante frágil y particularmente sensible a las descargas de electricidad estática, aunque sean débiles. Colocad este circuito sobre un soporte de buena calidad.

Una vez que se ha comprobado la ausencia de puentes de soldadura, malos contactos, inversión de condensadores polarizados y todos los otros defectos que pueden ocurrir es el momento de dar



tensión al circuito. Una vez efectuada la elección de la tensión (9...15V) es necesario tenerlo en cuenta, porque toda modificación

de la tensión de alimentación implica una modificación de los ajustes de polarización. Aquí presentamos un procedimiento para la puesta en marcha:

- Sacar IC1 de su soporte y conectar la tensión al circuito.

- Verificar la presencia de una señal de 120KHz en la patilla 3 de IC2 (osciloscopio o frecuencímetro). En caso de que difiera mucho, modificar el valor de R1 (un valor menor hace aumentar la frecuencia y viceversa).

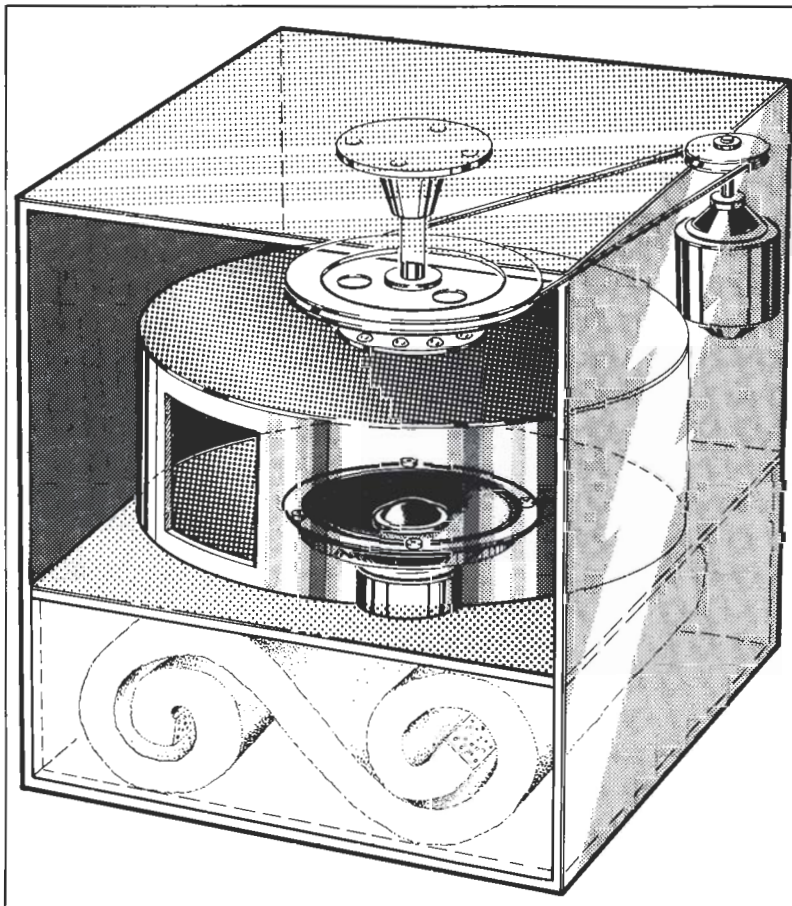
- Verificar la presencia de las señales simétricas en la salida de FF1.

- Cortar la tensión y volver a insertar IC1. Verificar la presencia de la señal MBF en la patilla 4 de IC1 (con la ayuda de un voltímetro analógico-calibrado a 10V).

- Verificar el cambio de frecuencia cuando se actúa sobre P1.

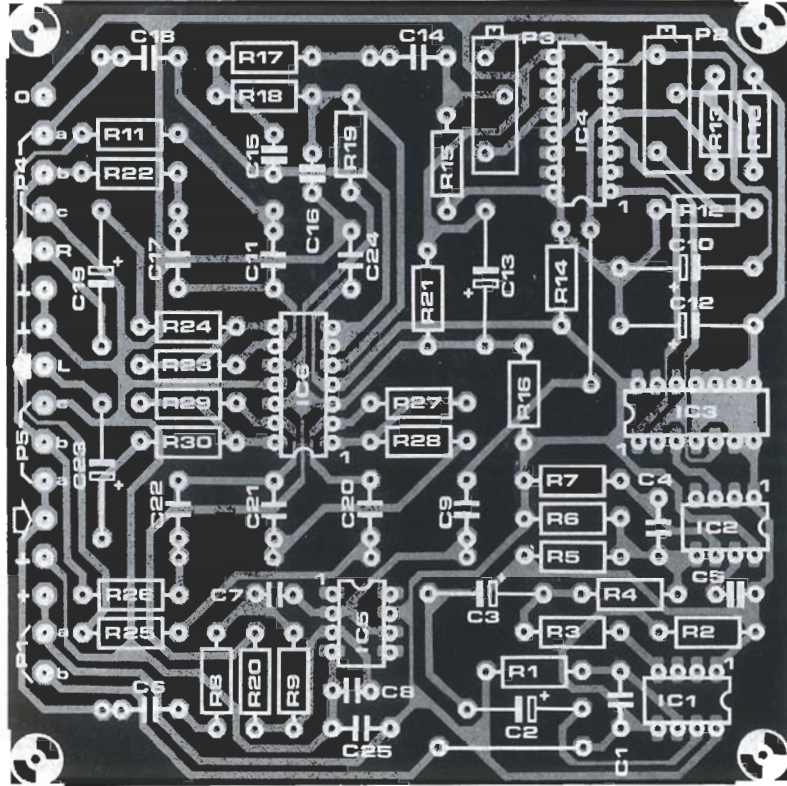
- Cortocircuitar la entrada del montaje (conectar C6 a masa con una pinza de cocodrilo). Unir la sonda del osciloscopio al punto «a» de P4; después de haber elegido la sensibilidad máxima del osciloscopio, se regula P3 de tal forma que quede el mínimo valor residual de la señal de reloj de 60KHz.

- Dejar la sonda en el punto «a» de P4 y aplicar en la entrada



Ejemplo de Lesley mecánico en el cual el altavoz está fijo, pero superpuesto a un tambor rotativo que crea el efecto Doppler.





del montaje la señal de un generador BF (si Ud. no lo tiene coja un transformador de 3 a 8V y un potenciómetro suplementario para conectar a la entrada del circuito; así funciona muy bien).

Aumentar progresivamente la tensión de entrada y regular P2 de tal forma que el recorte de los picos de la señal sea simétrico.

Si no se dispone de osciloscopio, se conecta el punto «a» de P4

un auricular de alta impedancia o a la entrada de un amplificador. A medida que aumenta la tensión de entrada del montaje se oye una deformación progresiva de la señal BF; corrija esta deformación con ayuda de P2.

Una vez completado el ajuste, el circuito está preparado para ser empleado. El efecto más sorprendente se obtiene cuando la señal musical no es demasiado complicada (un solo instrumento).

Por otro lado, cuando se aplica el Lesley electrónico el producto de la mezcla estereofónica de varios instrumentos, el efecto pierde mucho de su interés. El montaje no está previsto para esto y hay que decirlo. Utilizado con un órgano y un solo altavoz, el efecto obtenido es de nuevo satisfactorio. Lo ideal es, sin embargo, la utilización de los altavoces unidos a las vías G y D del Lesley. Precisemos además que no hay que esperar de este circuito una calidad Hi-Fi; ya hemos dicho que la banda pasante está limitada a 15 KHz; añadamos ahora que la dinámica es de 70dB para 2 Vefi.

Recomendamos leer:

— Elektor n.º 10 marzo 1981, Cámara de reverberación analógica, página 3-49.

— Elektor n.º 49 junio 1984, Desfasador de audio, página 6-31.

— Elektor n.º 49 junio 1984, Girófono, página 6-15.

## Lista de componentes

### Resistencias:

R1 = 18 k  
R2 = 33 k  
R3, R5, R7, R16, R21 = 10 k  
R4 = 3k3  
R6 = 1k5  
R8, R9, R11, R13, R17, R18, R22, R23, R25...  
... R29 = 100 k  
R10, R24, R30 = 1 k  
R12 = 4k7  
R14 = 150 Ω  
R15 = 47 k  
R19, R20 = 470 k  
P1 = 10 k lin.  
P2 = 10 k aj.  
multivuelta  
P3 = 1 k aj. multivuelta  
P4, P5 = 50 k log.

### Condensadores:

C1, C4 = 1 n  
C2, C10 = 4μ7/16 V  
C3 = 10 μ/16 V  
C5 = 470 p  
C6, C9, C11, C14, C17, C20... C22, C24, C25 = 10 n  
C12, C13, C19  
C23 = 47 μ/16 V  
C7, C15 = 220 p  
C8, C16 = 100 p  
C18 = 220 n

### Semiconductores:

IC1, IC2 = NE 566  
(y no 556!)  
IC3 = 4013  
IC4 = TDA 1022  
IC5 = TL 081, TL 071  
LF 356  
IC6 = TL 084, TL 074

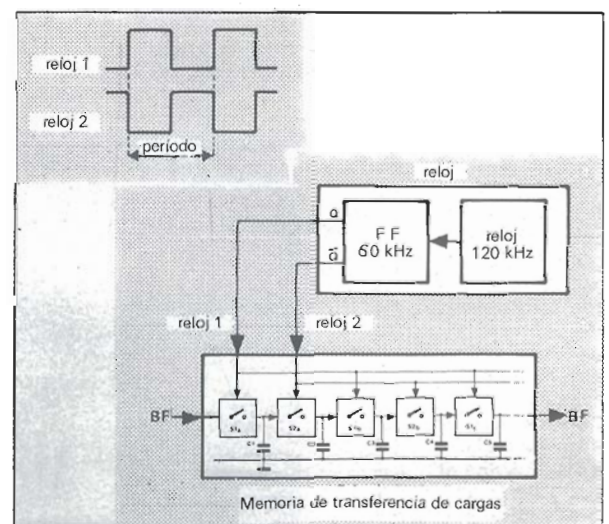
## EL INTEGRADO TDA 1022

El circuito TDA 1022 es de la misma familia que el SAD 1024. Se trata de memorias para señales analógicas que se pueden comparar con una cadena de cubos que pasan de mano en mano. Cada uno de estos cubos es un condensador integrado; en cada etapa se encuentra un interruptor electrónico integrado, realizado con un transistor MOSFET.

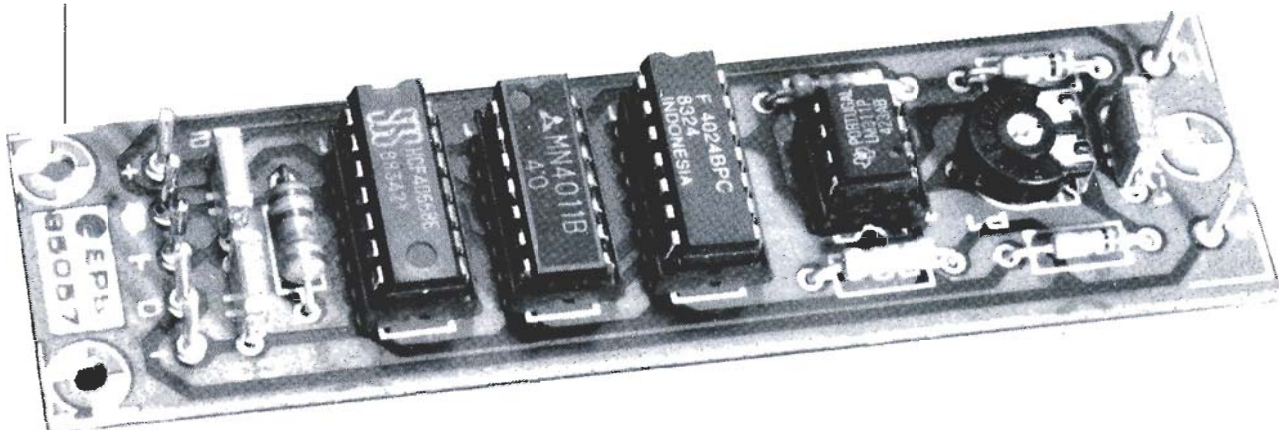
En la entrada, la tensión BF (a la cual se superpone una componente continua) se aplica al primer interruptor de la cadena. Estos interruptores se reparten en dos grupos; aquellos cuyo número de orden es impar que son controlados por una de las dos señales de reloj, mientras que aquellos cuyo número de orden sea par están controlados por la segunda señal de reloj, desfasado 180° con respecto a la primera. Mientras está el flanco activo de la primera señal de reloj, los interruptores impares se cierran:

entre ellos se encuentra el interruptor número 1 que cuando está cerrado permite que se cargue el primer condensador. A continuación aparece el flanco activo de la segunda señal del reloj, y entonces son los interruptores pares los que se vuelven conductores, mientras que los impares están de nuevo bloqueados: la carga de C1 se transfiere a C2. En el ciclo siguiente, la carga de C2 es transferida a C3, mientras que C1 se carga con un valor determinado por el nivel instantáneo de la señal BF de entrada. Y así sucesivamente hasta que la carga inicial de C1 haya llegado al final de la cadena de condensadores. A cada período de la señal de reloj corresponden dos redes de la cadena, una impar y otra par. Como nuestro circuito integrado cuenta con 512 etapas, la información muestreada por C1 vuelve a salir al circuito al cabo de 256 ciclos de reloj. Se puede pues afirmar

que la duración del retardo que afectará a la señal BF, restituida por la memoria de transferencia de cargas, es igual a la duración de 256 ciclos de reloj. Con una frecuencia de 60 KHz, esto nos da un retardo de unos 4 min.







# GENERADOR DE SALVAS

*Una salva es una señal de test muy usada en la ingeniería de audio, particularmente en las medidas en altavoces. Consiste en un tren de ondas senoidales seguidas de una ausencia de señal. El circuito sugerido aquí puede conectarse a cualquier generador de onda senoidal para producir salvas (burst). Esto permite construir un circuito simple y compacto.*

## Ondas senoidales con cuentagotas.

La fotografía mostrada en la figura 1a fue tomada de un osciloscopio que mostraba un tono burst de ocho ondas senoidales seguida de 20 períodos sin señal, luego otras 8 ondas más y ausencia de señal otra vez. Es importante hacer notar que la primera onda empieza, y la última acaba, en el paso por cero. Un análisis de onda por el método de Fourier de tal señal muestra armónicos múltiples y submúltiplos de la onda fundamental.

En los test, una salva debe ser considerada como una combinación de una onda senoidal y una señal escalón. Esto hace posible la medida de dos parámetros de un sistema: la respuesta senoidal y el comportamiento en conmuta-

ción. Es revelador el estudio de un filtro de audio con una salva: da una nueva perspectiva de estudio de la calidad y operatividad del filtro en cuestión.

Como ya se mencionó anteriormente, la salva se usa para el análisis de pantallas acústicas. Una salva y un micrófono de medida son suficientes para el estudio de las respuestas. También facilita el estudio del margen dinámico de una pantalla (esta es la región en la que el cono o la membrana responde linealmente a la tensión aplicada).

Esto puede ser arriesgado sin una salva, porque la potencia aplicada al altavoz puede ser muy elevada y pudiera quemarse; con ella este riesgo desaparece ya

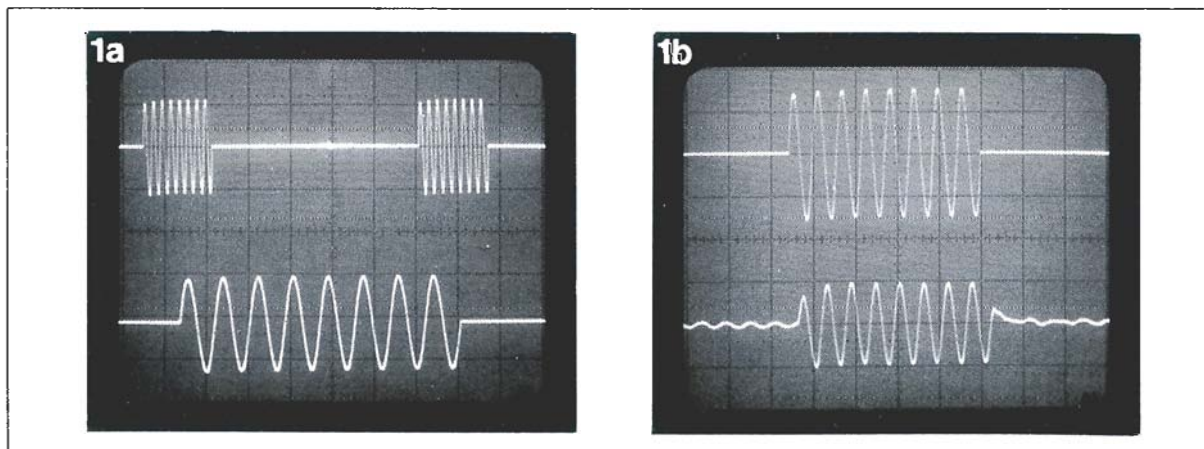
que la potencia es aplicada al altavoz en intervalos cortos.

## Descripción del circuito

Las ondas senoidales han de ser producidas por un generador de funciones o aparato similar. El circuito mostrado en la figura 2 detecta el paso por cero de las ondas senoidales y utiliza esta información para determinar cuándo deben pasar a la salida o no. Para conseguir esto necesitamos cumplir dos condiciones: la salva comienza y acaba justo al paso por cero, y el número de períodos es independiente de la frecuencia.

Figura 1a. En la traza inferior la onda sinusoidal de entrada; en la superior la salida del generador de salvas.

Figura 1b. Uso de las salvas en la práctica: arriba el burst y abajo la reproducción por un buen altavoz de medios.





La etapa de entrada, IC1, compara para la tensión de entrada con el potencial del cursor del potenciómetro P1.

Su salida es una onda rectangular, cuya frecuencia es idéntica a la de la señal de entrada. El offset del comparador, y los efectos de una alimentación no totalmente simétrica, pueden ser compensados mediante el ajuste de P1.

La resistencia de 22 K a 9 V es necesaria dado que la salida del LM311 es de colector abierto. Los pulsos rectangulares son introducidos a la entrada de reloj del contador IC2. El nivel lógico en la salida Q3 del contador cambiará cada ocho períodos y en la salida Q4 cada 16 períodos. Ambas salidas están conectadas a la puerta lógica NAND N1, de manera que la salida de esta puerta está en nivel alto durante 24 períodos, y en nivel bajo durante 8 períodos. N2 invierte esta señal. El diagrama de tiempos de diversas salidas se muestra en la figura 3.

Las salidas de N1 y N2 manejan dos interruptores electrónicos, ES1 y ES2. Como las señales de actuación de ambos son opuestas, trabajan en oposición. Cuando ES1 está cerrado (y ES2 está abierto), la señal de entrada pasa a la salida. Las resistencias R3 y R5 aseguran que ni la resistencia de salida ni la de entrada sea demasiado alta cuando ES2 o ES1, están abiertos.

El circuito necesita una alimentación simétrica de  $\pm 9V$ , que deben estar bien filtrados y estabilizados, con un consumo de apenas 5 mA. Es importante que la tensión no exceda de  $\pm 9V$  porque los integrados CMOS sólo pueden soportar 18 V.

## Construcción y ajuste

La figura 4 muestra el diseño para el circuito impreso de nuestro generador de salvas.

Para el ajuste del potenciómetro P1 se necesita un generador de señales y un osciloscopio. Conectar el generador a una fuente de  $\pm 9V$ , al generador de onda senoidal y al osciloscopio. Ajustar los mandos del osciloscopio a 1 Vpp y a 1 ms.

Ajustar P1 hasta que la última onda termine en el paso por cero. Si se detiene demasiado pronto, esto es visible en la pantalla como una línea vertical que cruza el paso por cero. Si se detiene de-

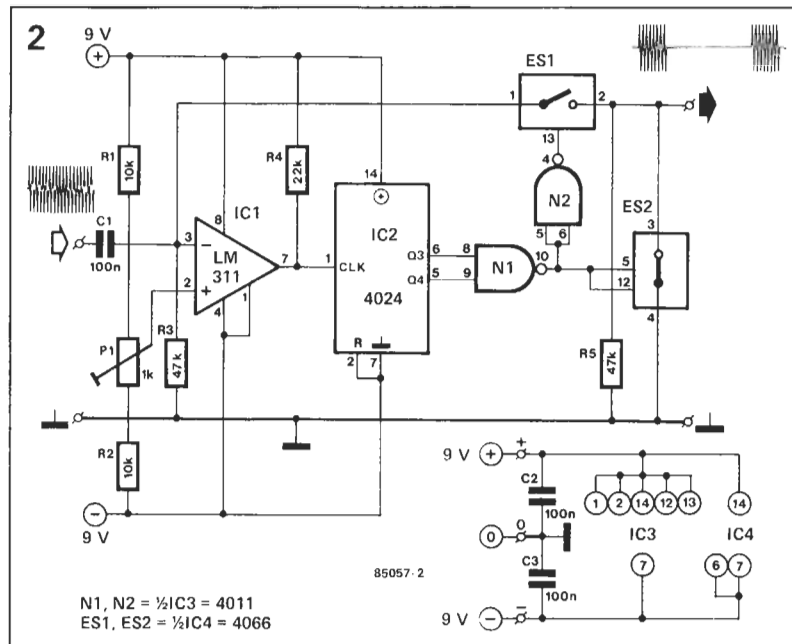


Figura 2. Circuito del generador de tono burst.

masiado tarde, la onda continuará en la dirección positiva después del paso por cero.

Cuando este punto se haya cumplido, la salva debe también comenzar exactamente al paso por cero.

## Finalmente...

El condensador de entrada C1, bloquea la continua que pudiera

aparecer en la salida del generador de onda senoidal.

Cuando se manejan frecuencias inferiores de 100 Hz, es aconsejable incrementar el valor a 1 microfaradio. La relación de señal-no señal de 8:24 en el presente circuito puede alterarse conectando diferentes salidas Q del integrado IC2 a la puerta N1. Por ejemplo una relación de 8:8 se obtiene desconectando el pin 5 de IC2 (Q4) del pin 9 de N1 y conectando este último a  $\pm 9V$ .

## Lista de componentes

**Resistencias**  
R1, R2 = 10 K.  
R3, R5 = 47 K.  
R4 = 22 K.  
P1 = 1 K ajustable.

**Condensadores**  
C1 ... C3 = 100 nF.

**Semiconductores**  
IC1 = LM311  
IC2 = 4024  
IC3 = 4011  
IC4 = 4066

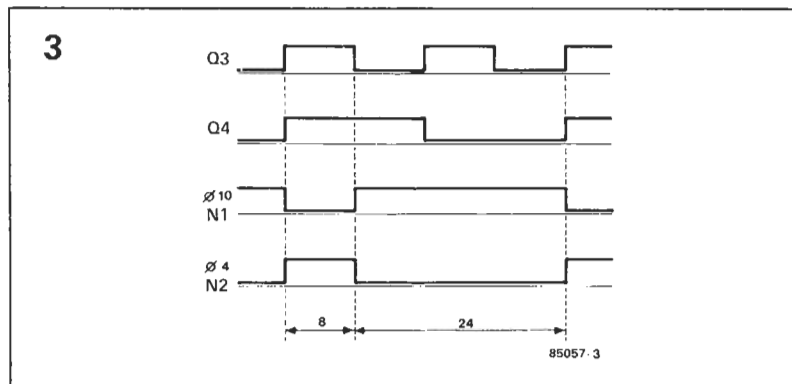


Figura 3. Diagrama de tiempos de diferentes partes del circuito.

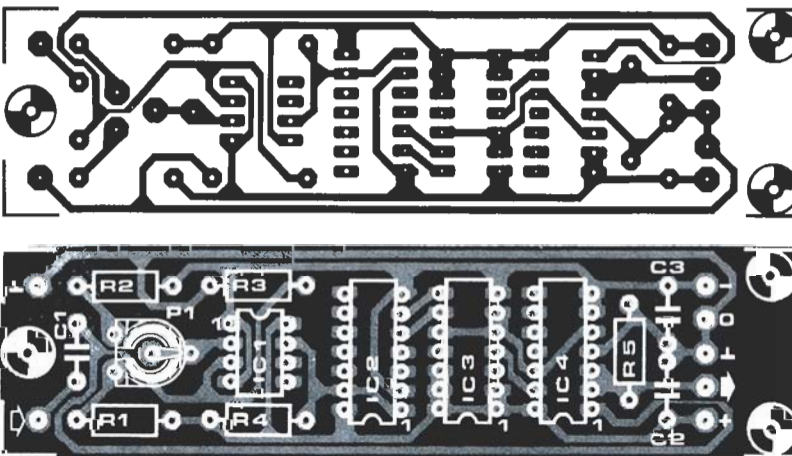
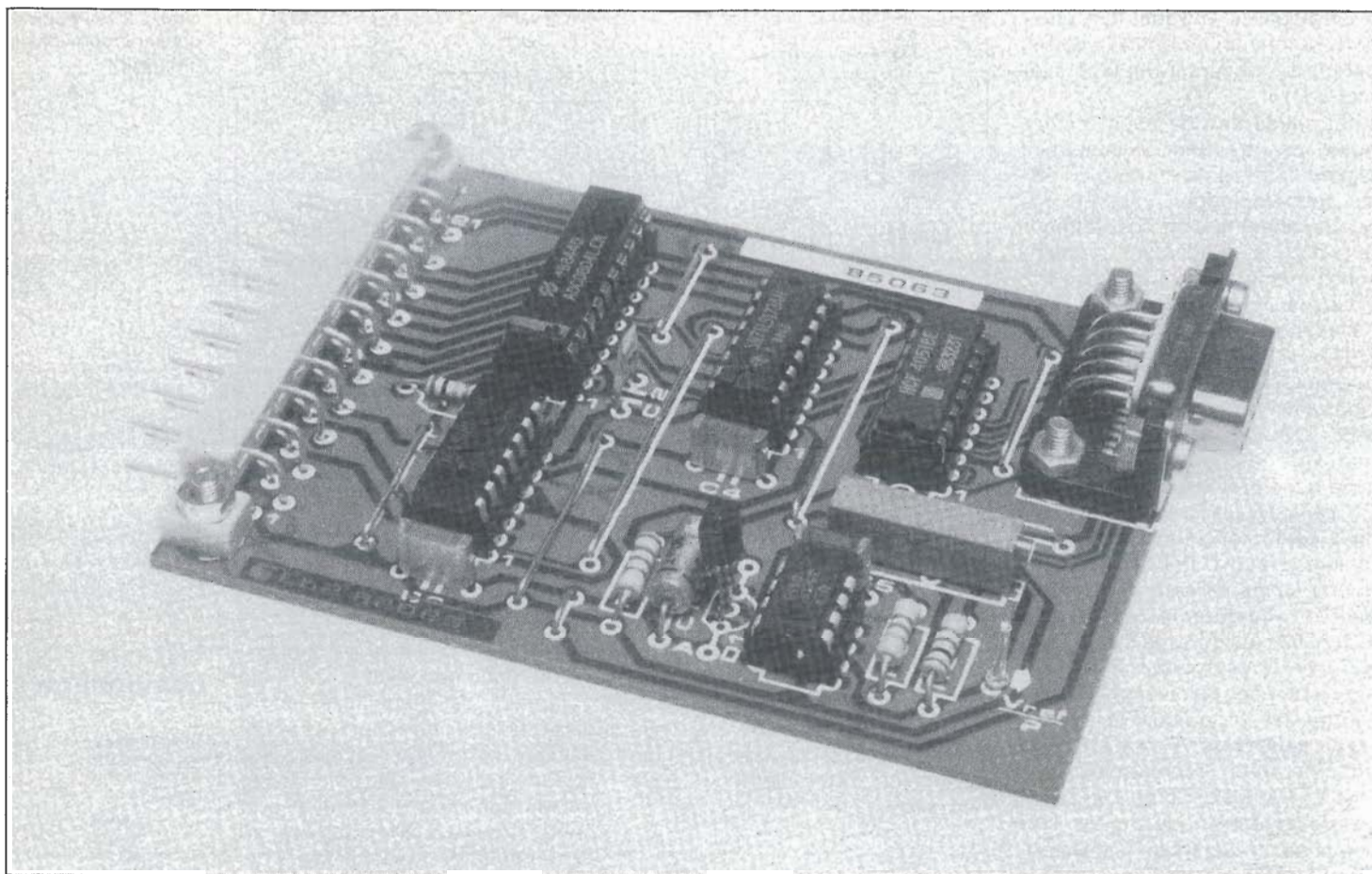


Figura 4. El c. i. del generador de tono burst ha sido diseñado pequeño para incorporarlo al generador de onda senoidal o de funciones.



# INTERFACE A/D

El puente  
entre su  
ordenador y  
el mundo  
analógico

*La comunicación con el mundo exterior es importante para el ordenador, pero la mayor parte de la información externa se presenta en forma analógica; es decir, con variación continua de las magnitudes, en lugar de la variación digital que maneja el microprocesador. Afortunadamente, las variaciones continuas pueden ser convertidas en bits, de forma que sean leídos y tratados por un sistema digital. La llave que permite relacionar ambos tipos de información es el convertidor A/D. El montaje que proponemos se conecta sobre el bus universal de E/S, descrito en este mismo número, por lo que es posible adaptarlo a una gran variedad de ordenadores personales.*

*Nuestro montaje incorpora, además del convertidor propiamente dicho, una pequeña lógica, de forma que admite 8 entradas analógicas en la placa.*

*El programa de control es tan sencillo como una serie de lecturas (PEEK), después de escribir (POKE) el número de canal deseado.*

El circuito incorpora ocho entradas analógicas, a las que se puede conectar cualquier tipo de señal (dentro de los márgenes que comentaremos más adelante). Una instrucción POKE del ordenador permite seleccionar el canal, cuya entrada se conecta, a través de un multiplexor analógico, al convertidor A/D. Al mismo tiempo esta instrucción sirve para iniciar el proceso de conversión. Con la posterior lectura, mediante un comando PEEK, el dato, en forma binaria, llega al ordenador para su posterior tratamiento.

Una de las características más notables de nuestro montaje es que su funcionamiento es tan sencillo como la descripción que acabamos de hacer. No es necesario un complejo programa en código máquina, tan temido por algunos programadores, ya que un sencillo programa en BASIC, mucho más difundido entre los lectores, basta para el control del convertidor.

A pesar de la aparente sencillez del montaje, las prestaciones del conjunto son excelentes.

## El convertidor

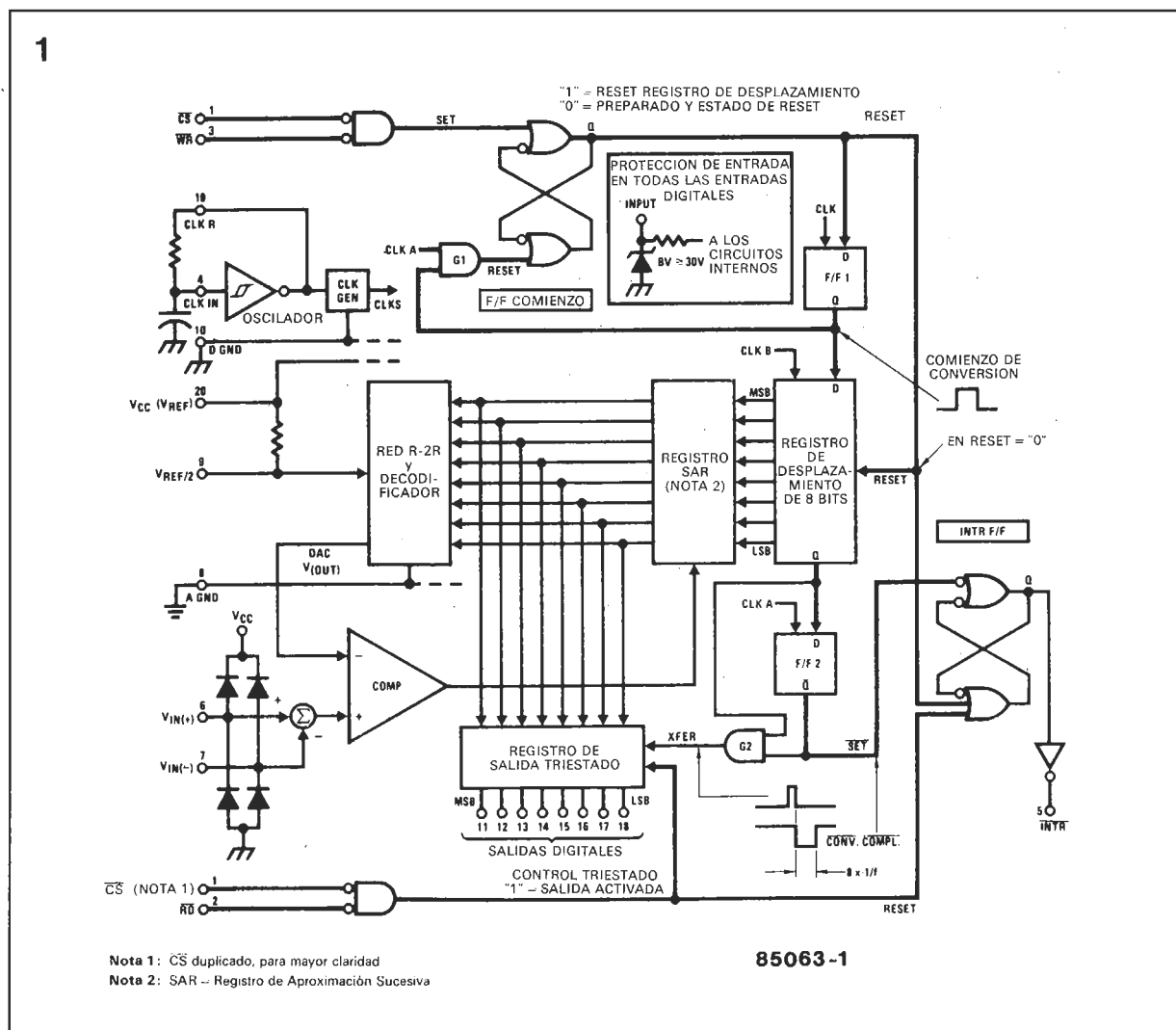
Antes de entrar en la descripción del montaje completo, es preferible dedicar algunas líneas al estudio del integrado especializado que constituye el corazón del mismo. El modelo escogido es el ADC 0804 de National Semiconductor, que trabaja con la técnica de aproximación sucesiva. Este integrado ha sido concebido para conectarse directamente al bus de un microprocesador; dispone de 8 salidas, que pueden ser llevadas al estado de alta impedancia. Su conexión a un bus de datos es, por tanto, directa, sin necesidad de complejas adaptaciones. Como ya conocemos, un bus de 8 bits tiene  $2^8$  estados diferentes, es decir 256 combinaciones posibles. El ADC 0804 es un convertidor de 8 bits también, lo que nos da una resolución (mínima cantidad que puede ser diferenciada) de  $1/256$ .

Para conocer mejor el funcionamiento del circuito, creemos que no es superfluo describir suma-

riamente el método de conversión adoptado. En nuestro número de enero de 1986 publicamos un artículo, «conversión A/D y D/A», que trataba en forma más general los diferentes tipos de conversión. En el caso de la conversión por aproximación sucesiva, la tensión de entrada se compara con lo que podríamos llamar una tensión de referencia que, en sucesivos pasos, se va aproximando, cada vez más, a la tensión de entrada. Para lograr esto el integrado utiliza una red del tipo R-2R y una tensión de referencia.

El primer paso consiste en confrontar, mediante un comparador, la señal presente en la entrada con la mitad de la tensión de referencia. Su entrada es inferior a  $1/2 V_{ref}$ , el bit de mayor peso (MSB) es puesto a cero; en caso opuesto (señal de entrada mayor que  $1/2 V_{ref}$ ) el bit es puesto a 1. En el paso siguiente se utiliza para la comparación la tensión de referencia anterior dividida por dos (en este caso  $1/2 * 1/2 V_{ref} = 1/4 V_{ref}$ ), más el resultado de la primera comparación. Si la pri-

Figura 1. Diagrama interno del integrado convertidor analógico/digital.





mera comparación nos dio como resultado un 1 tendremos un nivel de comparación de  $(1/2 + 1/4) V_{ref} = 3/4 V_{ref}$ . De nuevo si la señal de entrada es mayor que este nivel de comparación, se coloca el correspondiente bit a 1 (en caso contrario a 0). La tensión de referencia se reduce de nuevo a la mitad ( $1/8 V_{ref}$ ) y se suma al resultado del último ciclo. Se repite el proceso, y, tras cada nueva comparación, se reduce a la mitad el nivel de referencia ( $1/16 V_{ref}$ ,  $1/32 V_{ref}$ ...), y así sucesivamente hasta que se ha repetido 8 veces el procedimiento (para los 8 bits de nuestro caso particular.) Al final de este proceso los 8 bits de salida contienen el valor de la señal de entrada.

Debido a que la conversión así realizada contiene un número finito (tantos como bits de conversión) de pasos hay un punto que no debe ser olvidado; al realizar la última conversión queda una diferencia, indeterminada, entre el valor de la señal y el valor binario del convertidor. Si pudiéramos realizar otra comparación más, tendríamos una cantidad a

sumar al resultado (o tal vez no, en caso de ser 0 el resultado de esta conversión). Esto significa que en el peor de los casos esta diferencia es igual o menor que la mitad del bit menos significativo ( $1/2 \text{ LSB}$ ). Nuestra imprecisión por tal motivo es siempre menor, o igual, que  $1/2 \text{ LSB}$ .

El esquema sinóptico de la configuración interna del integrado se muestra en la figura 1. La tensión de referencia en cada paso se toma de la red R-2R por medio de unos conmutadores analógicos internos (en el bloque red y decodificador). La conversión se realiza comenzando por el bit más significativo (MSB) y, tras 64 ciclos del reloj, se completa el bit menos significativo (LSB).

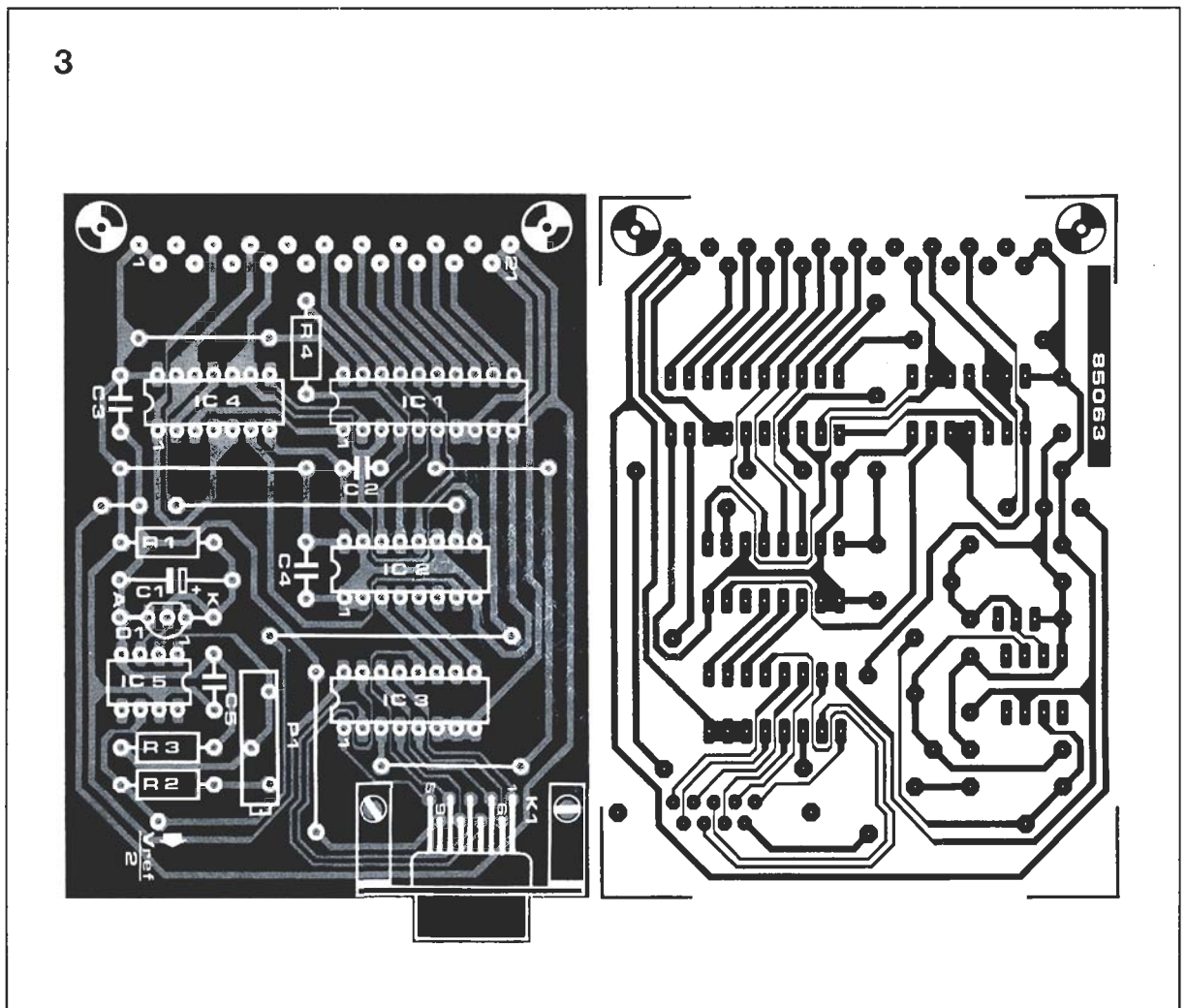
El código así obtenido se transmite al tampón de salida (con capacidad de nivel triestado, o alta impedancia) donde se almacena hasta la lectura por el bus de datos. Al mismo tiempo la báscula INTR se activa proporcionando en la patilla 5 una indicación de final de la conversión. Esta salida puede emplearse para activar una interrupción (IRQ del bus univer-

sal, por ejemplo), aunque en nuestro montaje no la hemos utilizado.

El convertidor posee dos entradas que permiten el comienzo de la conversión:  $\overline{WR}$  y  $\overline{CS}$ . La señal  $\overline{CS}$  selecciona el integrado, por lo que debe existir primero, o al mismo tiempo, que la señal  $\overline{WR}$ . En el flanco de bajada de la señal  $\overline{WR}$ , las memorias internas del registro de aproximación sucesiva, SAR, se ponen a cero. Mientras las dos entradas permanecen a cero el convertidor se mantiene en el estado de puesta a cero. La conversión no comienza hasta pasado un intervalo que puede ser de 1 a 8 periodos del reloj, medidos desde la subida de una cualquiera de estas dos señales.

El estado de puesta a cero ( $\overline{CS}$  y  $\overline{WR}$  simultáneamente a cero) constituye la inicialización del integrado; la báscula de comienzo de conversión se activa, desactivando a su vez la báscula de interrupción. El flip-flop 1, F/F 1, recibe un estado lógico uno que, tras un impulso de reloj, es transmitido a la entrada del registro de desplazamiento de 8 bits. A través

Figura 3. Circuito impreso del interface A/D.



salda Q del SAR se transfiere a través de F/F2 posicionando la báscula de interrupción (INTR) que presenta un nivel lógico bajo en la patilla 5 del integrado. El resultado de la conversión queda almacenado en el registro de salida, listo para ser leído por el microprocesador. Para realizar la lectura hay que colocar a cero, simultáneamente, las señales  $\overline{CS}$  (selección) y RD (lectura). Esta combinación coloca a cero la salida de la báscula de interrupción, y presenta en el bus de datos el contenido del registro de salida, que estaba en alta impedancia. En el instante que cualquiera de estas dos señales se pone a nivel lógico alto, el registro de salida vuelve al estado de alta impedancia. Una vez extraído el dato se puede comenzar una nueva conversión repitiendo de nuevo el proceso.

La entrada  $\overline{WR}$  del integrado, patilla 3, está conectada directamente a la conexión R/W del bus universal de E/S. La señal  $\overline{RD}$ , patilla 2, se extrae de la línea R/W a través del inversor N1. La señal de selección  $\overline{CS}$ , patilla 1, se genera a partir de la combinación de las líneas 02 y SS (selección del conector), realizada en

## Lista de componentes

### Resistencias:

R1 = 2k2  
R2 = 100  $\Omega$   
R3 = 4k7  
R4 = 10 k  
P1 = 500  $\Omega$  ajustable  
multivuelta

### Condensadores:

C1 = 10  $\mu$ /16 V  
C2 = 150 p  
C3...C5 = 100 n

### Semiconductores:

D1 = LM 336, 2,5 V  
(ver texto)  
IC1 = ADC0804  
IC2 = 74LS173  
IC3 = 4051  
IC4 = 74LS00  
IC5 = LF 356

### Varios:

Conector de 21  
contactos, macho  
acodado DIN 41617  
Conector de 9 contactos  
D9 PCB 85063

**Figura 4.** A través del conector el circuito se coloca directamente sobre el bus universal de E/S, como se aprecia en la fotografía.

las puertas N2 y N3. La validación efectiva del integrado sólo se realiza cuando la señal O2 está a nivel alto para asegurar la correcta lectura de los datos en los sistemas basados en el 6502.

Para aumentar las prestaciones del montaje hemos añadido un multiplexor analógico de entrada, IC3; Este integrado permite canalizar una de las 8 tensiones analógicas, comprendidas entre 0 y 5 voltios, a la entrada del convertidor. La selección del canal que se conecta a la entrada de IC1 se realiza por medio de un registro de almacenamiento, IC2, que recibe los datos de las líneas DO, D1 y D2 del bus de datos. Los datos presentes en el bus se almacenan en el 74LS173 cuando están presentes las señales de selección del conector,  $\overline{SS}$ , y reloj, O2. La transferencia a este registro se realiza tanto si se ejecuta una escritura (POKE), como una lectura (PEEK). En el segundo caso el canal seleccionado viene dado por los tres bits menos significativos (DO, D1 y D2) de la conversión.

En la parte inferior del circuito está el conjunto que forma la referencia de tensión, formada por el zener D1 y el operacional IC5. Para facilitar el montaje se ha previsto en el circuito impreso, figura 3, una doble posibilidad: un verdadero zener de precisión, el

LM 336 de National Semiconductor, o, si las exigencias de precisión no son elevadas, un zener cualquiera de tensión comprendida entre 1,8 y 2,2 voltios. El uso del integrado IC5 permite la realización de un ajuste fino de la tensión de referencia por medio de P2.

Las entradas analógicas de nuestra placa se han dispuesto sobre un conector tipo D con 9 patillas, para realizar su enganche a las diferentes señales.

## Modo de empleo

Es importante la lectura del artículo relativo al «bus universal de E/S», en este mismo número, para adquirir una visión de conjunto sobre el funcionamiento del sistema.

La placa del convertidor puede conectarse en cualquiera de los 4 conectores de la placa de E/S. En función del conector elegido, y de la posición de los interruptores DIL (o las señales empleadas cuando se prescinde de los integrados decodificadores), el convertidor responde, exclusivamente, en las cuatro posiciones de memoria reservadas al mismo. Aunque el convertidor sólo ocupa una posición (en lectura o escritura), puede ser llamado en cual-

quiera de las cuatro, siendo equivalentes todas ellas.

Antes de utilizar el convertidor, hay que realizar el ajuste de la tensión de referencia. Conecte un voltímetro, a ser posible digital, en la salida  $V_{ref}/2$  y, mediante P1, ajuste una tensión de 2,50 voltios lo más exactamente posible. Evidentemente se puede calibrar para disponer de otra escala cualquiera, dentro del margen de 0-5 voltios. El diodo zener D1 debe proporcionar una tensión ligeramente inferior a la deseada en  $V_{ref}/2$ . En caso de resultar insuficiente el margen obtenido al actuar sobre P1, puede resultar insuficiente el margen obtenido al actuar sobre P1, puede aumentarse el valor de R2.

La utilización del montaje no puede ser más sencilla. Se comienza por escribir, en una de las cuatro direcciones definidas por el conector empleado, una cifra comprendida entre 0 y 7 mediante un POKE (como IC2 recibe únicamente los tres bits inferiores el 8 es igual que el 0, el 9 como el 1 etc.). Este número determina cuál de las ocho entradas se aplica al convertidor, y, al mismo tiempo arranca la conversión. Dada la rapidez de la conversión, 100  $\mu$ s con los componentes del esquema, no es preciso disponer de un bucle de temporización antes de proceder a una lectura, PEEK, del dato; en una misma línea de programa se puede colocar las sentencias:

— 1000 POKE dirección, canal; LET A=PEEK (dirección).

Si se desea emplear una sola entrada, hay que reescribir el mismo número de canal en la dirección del convertidor.

Con algunas señales analógicas hay que utilizar un procedimiento algo más complejo. En efecto, si la impedancia de salida de la señal a medir es elevada, hace falta un cierto tiempo hasta que la señal está realmente disponible en la entrada del convertidor. Este tiempo viene determinado por la red RC constituida por la impedancia de salida de la señal (más los cables) y la capacidad de entrada del convertidor (más la capacidad de los cables y el multiplexor). En este caso será suficiente realizar dos instrucciones POKE (con el mismo número de canal) sucesivas antes de ejecutar la sentencia PEEK. El primero de ellos selecciona el canal y arranca una (posiblemente errónea) conversión; en la segunda, como no hay cambio de canal, se efectúa la lectura correcta.

