

# elektor

N.º 113  
1989

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

electrónica: técnica y ocio

**Medidor ultrasónico  
de distancias**

**Monitor RS-232**

**Regulador AF para  
tubos fluorescentes**

**Convertidor VLF**

# SUMARIO

## ARTICULOS

**Filtros de capacidad conmutada** ..... 10-16

**Interruptor de red controlado por la carga** ..... 10-22

**Medidor ultrasónico de distancias** ..... 10-28

Basado en el mismo principio del radar, pero empleando ultrasonidos, este equipo permite la medida de distancias entre 25 cm y 6 metros.

**Interface digital de audio** ..... 10-34

Descripción del interface Philips-Sony para estándar de la salida digital de audio.

**Regulador AF para tubos fluorescentes** ..... 10-48

El control mediante alta frecuencia de los tubos fluorescentes permite no sólo un encendido más rápido y fiable sino también la posibilidad de graduar la luminosidad de un tubo estándar.

**Convertidor VLV** ..... 10-56

Para realizar la recepción de la gama de ondas entre 30 KHz hasta 150 KHz en un receptor multibanda capaz de ser sintonizado entre 10,015 y 10,300 MHz.

**Monitor RS-232** ..... 10-60

Una sencilla herramienta para poner a punto y verificar las conexiones RS-232.

**Controlador para pantallas LCD de alta resolución con interface para bus (1.ª parte)** ..... 10-64

Placa para el control de visualizadores LCD de alta resolución en modo texto, 8 líneas x 50 caracteres, y/o gráfico, 400 x 64 puntos, con interface para bus de microprocesador.

**Medición de la temperatura con NTC** ..... 10-70

Sistemas analógicos y digitales para linealizar la curva logarítmica suministrada por una NTC.

## SECCIONES

Teletipo ..... 10-08

Las placas de circuito impreso ..... 10-37

Mercado ..... 10-73

### En nuestro próximo número:

- Módulo de control MIDI Q4.
- Divisor de señal para TV vía satélite.
- Decodificador de locomotora (tren digital 2).

AÑO 10, NUM. 113 OCTUBRE 1989

**Redacción, Administración y Suscripciones:**  
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º-A y B.  
28016 MADRID. Tel. 457 94 24  
Télex: 49371 ELOC E.  
Fax: 458 18 76

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

**Director:**  
MIGUEL J. GOÑI

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

**Director Ejecutivo**  
JAVIER SAN JUAN

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

**Colaboradores:**  
IGNACIO GARRIDO, JOSE EDREIRA, RUFINO GONZALEZ,  
ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANTONIO  
CARMONA, LUIS PEDRO MARZAN, FERNANDO ACERO

**Diseño gráfico:**  
LUIS DE MIGUEL

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

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

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

**Distribución España:**  
COEDIS, S. A.  
Avda. Barcelona, 225  
08750 MOLINS DE REI (BARCELONA)

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

**Composición:**  
Pérez-Díaz  
Santa Leonor, 48

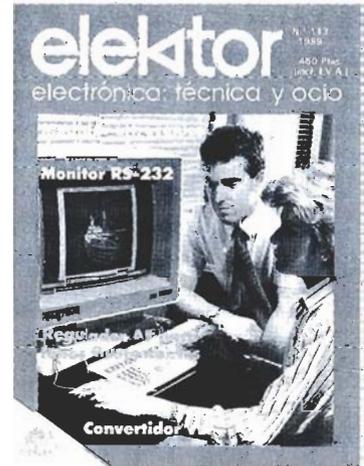
**Impresión:**  
Gráficas Reunidas, S. A.  
Avda de Aragón, 56.

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

## Estimado lector:

En ocasiones, los métodos aparentemente menos adecuados proporcionan un resultado más que suficiente para realizar un montaje con excelentes prestaciones. Aunque todo el mundo conoce el empleo de ondas de radio para determinar la distancia a un objeto, no parece imaginable que se puedan obtener buenos resultados empleando ondas sonoras ligeramente por encima del oído humano. Y sin embargo, nuestro montaje de portada viene a desmentir esta afirmación.

El empleo de transductores de ultrasonidos permite la realización de un equipo de medida de distancias con una adecuada precisión, en torno al 2%, y a base de componentes relativamente simples. El principio de funcionamiento es similar a su hermano mayor, el radar, determinando la distancia en función del tiempo que tarda en ir y volver una señal sonora emitida por el equipo. Un poco de circuitería adicional permite eliminar falsas lecturas producidas por señales parásitas o ecos no deseados. Una posible aplicación de este equipo será la medida de la distancia entre nuestro automóvil y el anterior, o el posterior, a fin de mantener en todo momento una razonable «distancia de seguridad» y evitar accidentes.



### 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 después la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo, traducirlo y utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.

Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

Copyright © 1989. Beheer maatschappij elekturr  
B. V. (Beek, NL)  
© 1989. Ediciones INGELEK, S. A. (Madrid, E)

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

### CONTROL DE DIFUSION



### Servicios Elektor para los lectores

#### EPS (Elektor Print Service)

La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.

Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS.

#### CONSULTAS TECNICAS

Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas C. T. e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

**IMPORTANTE:** No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

### LISTA DE PRECIOS:

Ejemplar sencillo	450 ptas.
Ejemplar doble	800 ptas.

#### SUSCRIPCIONES

España	4 500 ptas.
España certificada	4 900 ptas.
Europa	5 100 ptas.
Europa certificada	6 100 ptas.
Resto países correo aéreo	8 700 ptas.
	9 700 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla	
Ejemplar sencillo	425 ptas.
Ejemplar doble	755 ptas.

# EPS

## circuits impresos

### E1: ENERO/FEBRERO 1980

Generador de Funciones: Placa	*9453	1.600
Tren de Vapor	*1473	1.050

### E3: MARZO 1980

Modulador	*80054	800
-----------	--------	-----

### E4/5: JULIO/AGOSTO 1980

Fte. de alimentación variable 0-10V	*77059	750
Control sensorial de iluminación	*78065	750
Frecuencímetro para sintetizadores	*79114	800

### E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980

Termómetro digital	*80045	1.500
--------------------	--------	-------

### E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980

Ordenador para Juegos de TV:		
Circuito principal	*79073	5.570
Fuente de alimentación	*79073-1	840
Circuito del teclado	*79073-2	1.260
Grillo eléctrico	*80016	500
Mida su fuerza	*79006	650

### E8: ENERO 1981

Juego del Tula	*79007	650
----------------	--------	-----

### E9: FEBRERO 1981

Tarjeta de memoria RAM y EPROM	*80120	6.230
Alarma para frigorífico	*81024	750
Medidor consumo carburante Módulo 1	*81035-1	675
Medidor consumo carburante Módulo 2	*81035-2	650
Medidor consumo carburante Módulo 3	*81035-3	650
Med. cons. carb. Display/Placa Pral.	*81035-4	1.000

### E10: MARZO 1981

Top Amp	*80023	500
Top Reamp	*80031	1.200

### E11: ABRIL 1981

El genio de la lata	*81042	500
Latómetro: Circuito principal	*81043-1	550
Latómetro: Display	*81043-2	450
Electro-multijuegos	*81044	1.500
Termómetro de baño	*81047	1.100
Gaita electrónica	*81048	1.000
Manantial para Ni-Cads	*81049	800
Xilófono	*81051	750

### E12: MAYO 1981

Encendido Electrónico	*80084	2.000
Limpia-parabrisas inteligente	*80086	1.800
Anti-Robo	*80097	900
Indicador de Tensión de batería	*80101	750
Protección para la batería	*80109	750
Medidor de temperatura de aceite	*80102	700

### E13: JUNIO 1981

Fuente de alimentación de precisión	*80514	900
Comprador de transistores	*80077	1.750

### E14/15: JULIO AGOSTO 1981

Termómetro lineal	*80127	850
Fte. alimentación 0-50V/0-2A	*80516	1.050
Sensor escaparatte/M1	*80515-1	700
Sensor escaparatte/M2	*80515-2	1.100
Programador de memorias PROM	*80556	2.100
Micro-amplificador	*80543	750
Amplificador de potencia con V-FET	*80505	1.300

### E:17 OCTUBRE 1981

Limitador electrónico	*81112	1.000
-----------------------	--------	-------

### E:18 NOVIEMBRE 1981

Analizador lógico. Circuito de entrada	*81094-2	1.500
Analizador lógico. Tarjeta memoria	*81094-3	1.450
Gong DOL	*81135	850
Voltim. 2 1/2 dígitos. Circuito Prchal.	*81105-2	1.200

### E19: DICIEMBRE 1981

Locomotor a vapor	*80019	1.000
Criptófono	*81142	1.300
Timbre sensorial	*81005	650

### E20: ENERO 1982

Interfono	*80069	1.400
Paristor	*81123	850

### E21: FEBRERO 1982

Amplificación ordenador juegos		
TV	*81143	5.000
Medidor de continuidad	*81151	850
Voltímetro+Frecuencímetro	*81156	1.700
Mini amplificador telefónico	*82009	800

### E22: MARZO 1982

Modulador luminoso 3 canales	*81155	1.500
------------------------------	--------	-------

### E23: ABRIL 1982

Extens. memor. Elekterminal	*79038	2.100
Oscilador Senoidal	*82006	1.050
Lecturas de mapas por ordenador	*81032	950
Mini-órgano	*82020	1.500

### E24: MAYO 1982

Termostato para fotografía	*82069	1.000
Bucle de escucha: circuito emisor	*82039-1	1.300
Bucle de escucha: circuito receptor	*82039-2	1.150

### E25: JUNIO 1982

Detector de humedad	*81567	800
Programad. de procesos: Visualizador	*81101-1	1.500
Programad. de procesos. Alimentador	*81101-2	1.400

### E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Indicador de pico para altavoces	*81515	750
Generador de números aleatorios	*81523	1.350
Buffers entrada p/analizador lógico	*81577	1.000
Voltímetro digital universal	*81575	1.900
Sirena holofónica	*81525	1.250
Ctrl. velocidad y direc. p/mo-delismo	*81506	950
Diapasón electrónico	*81541	1.000

### E28: SEPTIEMBRE 1982

Generador de prueba RF	*81150	800
Construya su propio DNR	*82080	1.800
Minitarjeta de EPROM	*82093	800

### E29: OCTUBRE 1982

Comprador de RAMs 2114	*82090	1.000
Mini-téster	*82092	950
Frecuencímetro a cristal líquido	*82026	950
Anti-robo activo	*82091	950

### E30: NOVIEMBRE 1982

Eolición	*82066	800
Módulo capacitivo	*82040	1.000
Squelch Automático	*82077	1.000
Artist. Adhesivo frontal	*82014-F	950

### E31: DICIEMBRE 1982

Intermitente electrónico	*82038	1.000
Sist. telefonía int. placa alimentaci.	*82147-2	900
Detector de gas	*82146	1.200

### E32: ENERO 1983

Antenas activas-placa RF	*82144-1	950
Antenas activas-fuente	*82144-2	950
Cronoprocesador universal C. pral.	*81170-1	2.200
Cronoproc. univ. C. Display/teclado	*81170-2	1.500
Foto Computer-Interface-Teclado	*82141-2	1.100
Foto Computer-Display	*82141-3	1.200
Silbato ultrasónico	*82133	750

### E33: FEBRERO 1983

Foto Com. 2ª-Temporizador programable	*82142-3	950
Convertidores para BLU. Conversor BF	*82161-1	950
Convertidores para BLU. Conversor AF	*82161-2	1.000
Crescendo	82180	2.260

### E34: MARZO 1983

El nuevo sintetizador de Elektor	*82027	2.200
Accesorios para el crescendo	83008	1.480
Cancerbero	*82172	1.100

### E35: ABRIL 1983

Mili-ohmetro	*83006	925
Módulo combinado VCF/VCA	*82031	1.800

### E36: MAYO 1983

Mód. LFO/NOISE /doble ADSR. Doble ADSR	*82032	1.800
Mód. LFO/NOISE /doble ADSR.LFO/NOISE	*82033	1.700
Super-eco	*82175	1.200
Lucipeto	*82179	1.150
Preludio:		
Alimentación	*83022-8	1.830
Placa de conexión	*83022-9	2.925

### E37: JUNIO 1983

Curtis/Alimentación	*82078	2.050
Regulador para faros	*83028	750
Preludio:		
Amplificador lineal	*83022-6	2.500
Protector de fusibles	*83010	750

### E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Interruptor fotosensible	*82528	700
Generador de efectos sonoros	*82543	1.150
Flash-esclavo	*82549	575
Juegos TV en EPROM. Bus	*82558-1	1.300
Juegos TV en EPROM. Tarjeta EPROM	*82558-2	700
Super fuente de 5V	*82570	800

### E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:		
Corrector de tonos	83022-5	1.875
Semáforo de audio	83022-10	1.020
Diapasón para guitarra	*82167	1.000

### E41: OCTUBRE 1983

Preamplificador MC	83022-2	1.985
Preamplificador MM	83022-3	2.445
Semáforo:		
Emisor	*83069-1	1.400
Receptor	*83069-2	1.350
Reloj programable. Carátula	83041-F	4.500

### E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio	*83022-4	1.900
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	*82107	2.300
Desplazador de sintonía	*82108	1.500
Supresor Rebotes	*82106	1.200
Vatímetro	*83052	1.300

### E43: DICIEMBRE 1983

Carátula adhesiva	83051-F	1.820
Auto-test	*83083	1.850
Iluminación tren eléctrico	*82157	1.700

### E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	*83562	950
Maestro: Receptor	*83051-2	6.400
Adaptador de red	*83098	750

### E45: FEBRERO 1984

Poli-bus	*82110	1.350
Elektrómetro	*83067	1.300
Decodificador RTTY	*83044	1.300
Detector de heladas	*83123	700

### E46: MARZO 1984

Pseudo-estéreo	*83114	950
Fonóforo a flash	*83104	950

### E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico unid. salida	*82111	2.650
Sintetizador polifónico. convert. D/A	*82112	1.000

### E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de Medida	*84005-1	1.700
Visualización	*84005-2	1.650
Audioscopio espectral:		
Filtros	*83071-1	1.600
Control	*83071-2	1.500
Visualización	83071-3	1.465
Receptor para banda marítima	83024	2.135

### E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	*83120-1	1.900
Oscilador y control	*83120-2	1.300
Valeta electrónica	*84001	2.400
Capacimetro:		
Panel frontal	84012-F	1.920

\* Stock limitado hasta agotar existencias. Precios en vigor a partir de la publicación del presente número, quedando anulados los anteriores

# EPS

Tarjeta de medida.....	84012-1	1.960
Visualización.....	84012-2	1.150
<b>E50/51: JULIO/AGOSTO 1984</b>		
Señalizaciones inter. en carretera.....	*83503	895
Micromatón.....	*83515	1.075
Amplificador PDM para automóvil.....	*83584	1.200
Termómetro p/disparadores de ca- lor.....	*83410	1.335
Indicador térmico para radiadores.....	*83563	770
Fuente de luz constante.....	*83553	1.050
Convertidor D/A sin pretensiones.....	*83558	915
Generador de Miras B/N con inte- grado.....	*83551	750
<b>E52: SEPTIEMBRE 1984</b>		
Elaberinto:		
Placa principal.....	*84023-1	1.850
Placa de control.....	*84023-2	1.630
Generador de impulsos:		
Placa frontal.....	84037-1	2.395
Placa de doble cara.....	*84037-2	2.850
Carátula adhesiva.....	*84037 F	1.705
<b>E53: OCTUBRE 1984</b>		
Analizador en tiempo real:		
Circuitos entrada/alimentación....	84024-2	1.610
<b>E54: NOVIEMBRE 1984</b>		
Placa de visualización.....	*84024-3	5.735
Analizador en tiempo real:		
Placa de base.....	84024-4	8.080
Lanzadestellos portátil.....	*84048	1.225
Interface p/máquinas escribir elect.....	*84055	1.930
<b>E55: DICIEMBRE 1984</b>		
Analizador en tiempo real:		
Generador de ruido rosa.....	84024-5	1.705
Carátula adhesiva frontal.....	84024-F	2.760
Supervisualizador de vídeo.....	84024-6	2.825
Mini-Creciendo.....	84041	2.310
<b>E56: ENERO 1985</b>		
Fuente de alimentación conmuta- da.....	84049	1.425
Amplificadores p/ZX-81 y Spec- trum.....	*84054	1.300
<b>E57: FEBRERO 1985</b>		
Sonda batimétrica:		
Placa principal.....	*84062	2.305
Placa display.....	81105-1	1.870
<b>E58: MARTES 1985</b>		
Simulador de estéreo.....	83133-3	1.375
Preamplificador dinámico.....	*84089	1.080
Tacómetro digital.....	84079-1	1.265
Tacómetro digital.....	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas.....	*84095	2.410
<b>E59: ABRIL 1985</b>		
Falsa alarma.....	*84088	1.150
Generador de funciones:		
Adaptador SCART.....	*84072	1.350
Controlador de mini-car.....	*84130	1.520
Harpagón. Versión 1.....	*84073	960
Harpagón. Versión 2.....	*84083	890
Mini-impresora.....	*84106	2.775
<b>E60: MAYO 1985</b>		
Filtro activo.....	84071	2.235
Fláshmetro.....	84081	1.620
Termorregulador para soldador....	*84112	1.090
Frecuencímetro a µP:		
Circuito principal.....	*85013	4.800
Visualizador.....	*85014	1.975
Oscilador.....	85015	925
Panel Frontal.....	*84097-F	4.400
Limpiador impulsos casete p/ZX-81.....	*84075	1.680
<b>E61: JUNIO 1985</b>		
Autodim.....	*84096	1.100
Alimentación alterna.....	*84035	1.180
Etapas de entrada a 1,2 GHz.....	*85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W.....	*85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP.....	*84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa po- tenc.....	*84115-2	2.600
<b>E62/63: JULIO/AGOSTO 1985</b>		
Protector de alimentación.....	84408	920
Frecuencímetro.....	84462	2.055
Alimentación para microordena- dor..... 84477 2.230		
Alarma para frigorífico.....	*84437	1.050
Convertor VHF/AIR.....	*84438	1.470
Analizador línea RS-232.....	84452	1.370
Timbre musical.....	84457	1.135
<b>E64: SEPTIEMBRE 1985</b>		
Modulador UHF.....	*84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC-20.....	*85010	1.125
Contador Universal.....	*85019	1.260
Telefase.....	*84100	950
<b>E65: OCTUBRE 1985</b>		
Metronomo electrónico:		
Placa Principal.....	83107-1	1.355
Alimentación.....	83107-2	1.765
Interruptor crepuscular.....	85021	1.050
Radio solar.....	85042	1.120
<b>E66: NOVIEMBRE 1985</b>		
Medidor RLC.....	*84102	2.825
Temporizador Universal.....	*84107	1.150
Plotter gráfico X-Y.....	*85020	5.350
Cuentarrevoluciones.....	*85043	2.645
Detector de infrarrojos.....	*85064	3.120
<b>E67: DICIEMBRE 1985</b>		
Subsonikator.....	*84109	1.185
Pseudo 2732.....	85065	1.050
Indicador mantenimiento p/coche.....	*85072	3.300
<b>E68: ENERO 1986</b>		
Modulador UHF/VHF.....	*85002	835
Preamplificador microfónico.....	*85009	1.020
Modulador de bujías.....	*85053	1.160
<b>E69: FEBRERO 1986</b>		
Automonitor.....	85054	1.640
Bus universal E/S.....	85058	3.785
Lesley.....	85099	2.130
<b>E70: MARZO 1986</b>		
Relé de estado sólido.....	85081	805
Generador de frecuencias patrón.....	85092	1.495
Anemómetro portátil.....	85093	3.635
Volubador de audio/p. frontal.....	*85103-F	1.760
<b>E71: ABRIL 1986</b>		
Central de alarma C. Principal.....	*85089-1	3.190
Central de alarma, interface.....	85089-2	915
Iluminator, C. Principal.....	85097-1	2.295
Iluminator, control lámpara.....	*85097-2	2.375
<b>E72: MAYO 1986</b>		
Interface E/S de 8 bits.....	85079	1.550
Flipper, circuito principal.....	85090-1	2.425
Flipper, visualizador.....	85090-2	1.740
Iluminador Alim y filtros.....	*85097-3	1.720
<b>E73: JUNIO 1986</b>		
Interface RS232C.....	85073	1.470
Tarjeta gráfica alta resolución.....	85080-1	5.710
Filtro activo para DX.....	86001	4.515
<b>E74/75: JULIO/AGOSTO 1986</b>		
Medidor de audio.....	85423	1.335
Amplif. Hi-Fi para auriculares.....	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías.....	85446	1.030
Sonda lógica para µP.....	85447	935
Preamp. microf. con silenciador:		
Versión simétrica.....	*85450-1	790
Versión asimétrica.....	85450-2	1.100
Mezclador de audio.....	85463	4.430
Trazador 6502.....	85466	1.070
Vómetro para discoteca/C.P.....	*85470-1	1.225
Vómetro para disc/V visualizador.....	85470-2	2.450
Monitor maqueta trenes.....	85493	1.375
Display gigante «8».....	*85413-1	4.130
Display gigante «1».....	85413-2	1.825
Display gigante «i».....	*85413-3	1.270
Barrera infra-roja.....	*85449	1.420
<b>E76: SEPTIEMBRE 1986</b>		
Tarjeta color alta resolución.....	*85080-2	4.100
Jumbo, reloj gigante.....	85100	4.400
Circuito protección altavoces.....	85120	3.790
<b>E77: OCTUBRE 1986</b>		
Megáfono.....	*86004	1.150
Altavoz satélite.....	*86016	1.085
Alimentación doble/C.P.....	*86018-1	2.490
Alimentación doble/P.F.....	*86018-F	1.605
<b>E78: NOVIEMBRE 1986</b>		
Alarma anti-robo coche/teclado....	86005-2	995
Interruptor automático I.R.....	86006	1.295
Mezclador portátil/MIC line.....	86012-1	1.975
Mez. portátil/Frontal MIC line.....	*86012-1F	935
Mez. portátil/módulo estéreo-A.....	86012-2A	2.005
Mezc. portátil/módulo estéreo-B.....	86012-2B	1.345
Mezclador portátil/alimentación....	86012-4	2.240
Mez. portátil/Frontal Aliment.....	86012-4F	1.915
Interface C64/C128.....	86035	1.320
<b>E79: DICIEMBRE 1986</b>		
Placa de experimentación RF.....	*85000	595
Amplificador para autorradio.....	*85102	1.530
Doblador de tensión.....	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida 1ª.....	86012-3A	1.980
Mezclador portátil mod salida 1b.....	86012-3B	1.765
<b>E80: ENERO 1987</b>		
Buffer para impresora /C.P.....	85114-1	4.400
Buffer p/impres./display teclado....	85114-2	1.885
Mezc. portátil/mod. salida 2.....	86012-5	2.230
Mezc. portátil/Frontal salida 2.....	86012-5F	1.770
Mezc. portátil/Frontal vacío.....	86012-6F	1.290
Mezc. portátil/Frontal salida 1.....	86012-3F	1.880
Reloj en tiempo real.....	86017	1.440
Amplificador 1000 W.....	*86031	6.040
<b>E81: FEBRERO 1987</b>		
Interface RTTY.....	86019	2.835
Accesorios amplificador 1000 W....	*86067	4.210
Microprocesador: placa PIA.....	86100	1.070
<b>E82: MARZO 1987</b>		
Módulo RF TV sat.....	86082-1	4.720
Microscopio.....	86083	9.195
Piuvímetro.....	86068	1.345
<b>E83: ABRIL 1987</b>		
Medidor de impedancias.....	86041	2.525
Medidas de impedancias/Frontal.....	86041-F	2.330
TV sat módulo Audio/vídeo.....	86082-2	3.175
TV sat frontal.....	86082-F	1.295
Preamplificador/F.A. y control.....	86111-1	3.900
Convertidor D/A para bus E/S.....	86312	1.355
<b>E84: MAYO 1987</b>		
TV sat., accesorios.....	86082-3	2.585
Preamplificador/Frontal.....	86111-F	2.095
Preamplificador/Trasera.....	86111-F2	1.655
Medidor valor eficaz real.....	*86120	3.345
Medidor valor eficaz real/Frontal.....	86120-F	2.375
<b>E85: JUNIO 1987</b>		
Circuito de reverberación.....	*87015-E	480
Amplificador de cascos.....	86086	1.505
Convertidor remoto/C.P.....	86090-1	2.975
Convertidor remoto/Placa A/D.....	86090-2	1.110
Preamplificador/C. principal.....	86111-2	8.415
Control univ. motor paso a paso....	*87003	4.985
<b>E86/87: JULIO/AGOSTO 1987</b>		
Control motor paso a paso.....	86451	960
RAM extra de 16K (junto con la EPS 86454).....	*86452	685
Dado en CMS (junto con EPS 86452).....	86454	725
Convertidor RMS ca/cc.....	86462	635
Ahuyentador de roedores.....	86490	755
<b>E88: SEPTIEMBRE 1987</b>		
Extensión E/S para MSX.....	86125	3.155
Generador ruido VHF/UHF.....	*86081	565
Capacimetro de bolsillo.....	86042	1.375
Estudio de audio portátil.....	86047	7.860
<b>E89: OCTUBRE 1987</b>		
Módulo de memorización para os- ciloscopio.....	*86135	1.787
Programador EPROM para MSX.....	87002	3.550
Ecuilizador para guitarra.....	86051	1.980
<b>E90: NOVIEMBRE 1987</b>		
Preamplificador a válvulas/CP.....	*87006-1	2.445
Preamplif. a válvulas/Entradas.....	86111-3A	2.885
Gerador. senoidal digitalizado/CP.....	87001	2.505
Gerador. senoidal digitalizado/PF.....	87001-F	2.040
<b>E91: DICIEMBRE 1987</b>		
Telemando domést. por I.R. (emi- sor).....	86115-1	1.065
Telemando domést. p/I.R. (recep- tor).....	*86115-2	1.110
Distribuidor MIDI.....	87012	2.770

\* Stock limitado hasta agotar existencias. Precios en vigor a partir de la publicación del presente número, quedando anulados los anteriores

A medida que la miniaturización se ha ido convirtiendo en una exigencia, el tratamiento de señal se ha convertido en un problema grave en todos los campos de aplicación. La necesidad de aumentar la precisión de un filtro, y en consecuencia su orden, obliga al diseñador a aumentar el número de componentes, con los consiguientes problemas de estabilidad y criticidad. La aparición de los filtros de capacidad conmutada ha revolucionado el concepto de filtrado, señalando un importante paso hacia el ahorro de espacio y el aumento de precisión.

# FILTROS DE CAPACIDAD CONMUTADA

## Principios básicos

Considérese la figura 1. Cuando el conmutador está en la posición 1, la carga en el condensador C es  $Q_1 = C \times V_1$ . Si el conmutador está en la posición 2, la carga en los terminales del mismo condensador es  $Q_2 = C \times V_2$ . Esta conmutación permite establecer una transferencia de carga igual a  $Q = Q_2 - Q_1 = C \times (V_2 - V_1)$ , es decir, igual a C por la diferencia de potencial entre los puntos 1 y 2 del circuito.

Esta transferencia de carga es equivalente a un flujo de corrien-

te  $I = \Delta Q / T = Q \times F = C \times \Delta V \times F$ , donde F es la frecuencia de conmutación.

Si ahora se compara la anterior fórmula con la ley de Ohm, es decir,  $I = \Delta V / R$ , puede deducirse que la resistencia equivalente es:

$$R = 1 / (C \times F)$$

La técnica de la capacidad conmutada permite simular resistencias mediante condensadores. Por otra parte, el valor de estas resistencias equivalentes varía con la frecuencia de conmutación. Estos son puntos clave de esta tecnología. Una consideración se hace inevitable: la equivalencia entre transferencia de cargas y cantidades de corriente es válida en la práctica con frecuencias de muestreo más bien elevadas.

Este es el caso de los MPF en los que, para evitar los problemas típicos de las frecuencias de muestreo elevadas, el llamado *smoothing* (señal de salida muestreada por puntos) y *aliasing* (presencia de la frecuencia de muestreo en la señal de salida), se utilizan frecuencias de muestreo re-

lativamente altas o, más exactamente, suficientemente elevadas para que se mantenga válida la anterior correlación.

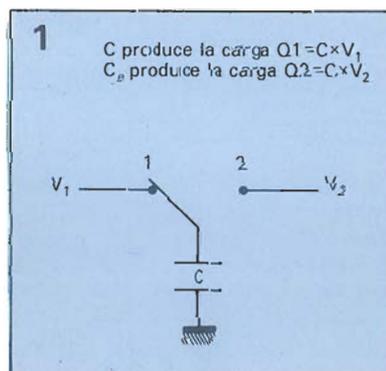
## Antialiasing

Los filtros de capacidad son filtros de muestreo por lo que han de cumplir la condición de Shannon que impone una frecuencia de muestreo como mínimo doble de la máxima frecuencia de transferencia del filtro. En estas condiciones no se añade ni se suprime ninguna otra señal a la señal a transferir.

Este teorema describe además el fenómeno llamado *aliasing* de espectro, indicado en la figura 2, que muestra que todo el espectro transmitido se agrupa en torno a  $F_s$  (frecuencia de muestreo),  $2F_s$ ,  $3F_s$ , etc, con todas las componentes de señal en torno a dichos valores.

Para obviar estos inconvenientes, es preciso filtrar antes del MPF todas las componentes de señal mayores de  $F_s - F_c$ . Este fil-

Figura 1. Principio de funcionamiento de los filtros de capacidad conmutada.



2

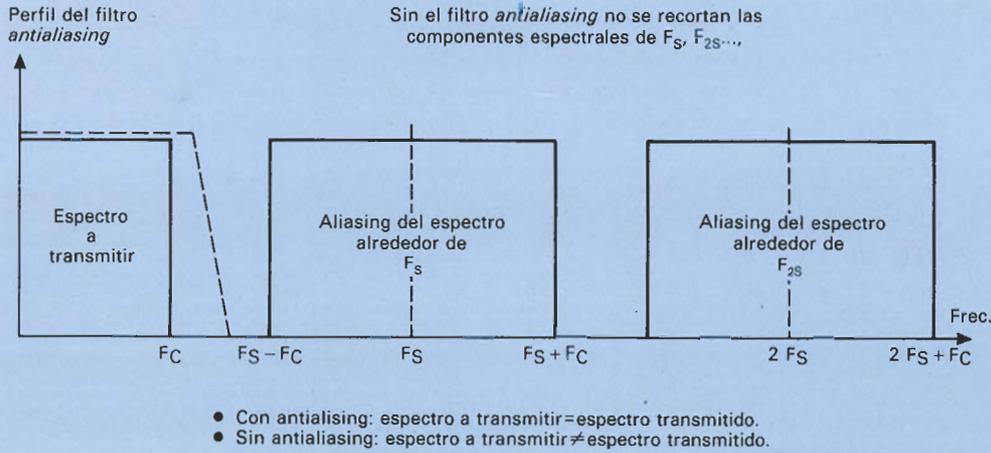


Figura 2. Fenómeno de aliasing.

Figura 3. Circuito suavizador (de smoothing). Filtro Sallen-Key: el transistor sustituye al amplificador operacional.

Figura 4. Ejemplo de aplicación de un MPF: detector de frecuencia de una frecuencia portadora.

tro analógico, llamado filtro *anti-aliasing* ha de situarse antes del filtro MPF.

La selectividad de este filtro depende de la relación  $F_s/F_c$ :

- Si  $F_s/F_c > 200$ , basta con un filtro RC (orden I).

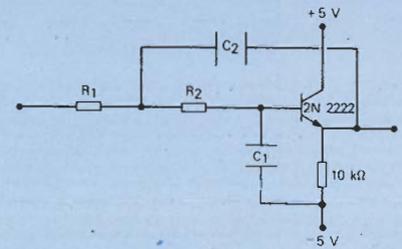
- Si  $F_s/F_c < 200$  se necesita un filtro de Sallen Key (orden II) Smoothing (suavizado): la señal a la salida del filtro es evidentemente una señal muestreada.

Si se ha de utilizar una señal

reconstruida, es preciso colocar a la salida del MPF un filtro de suavizado diseñado con la misma estructura Sallen Key anteriormente citada.

Los MPF de Thomson Semiconducteurs, disponibles en diversos encapsulados, contienen en su versión de 16/20 pines dos amplificadores operacionales para realizar estas funciones. Si se desea un filtro de *anti-aliasing* de orden mayor que el II, se pue-

3



4

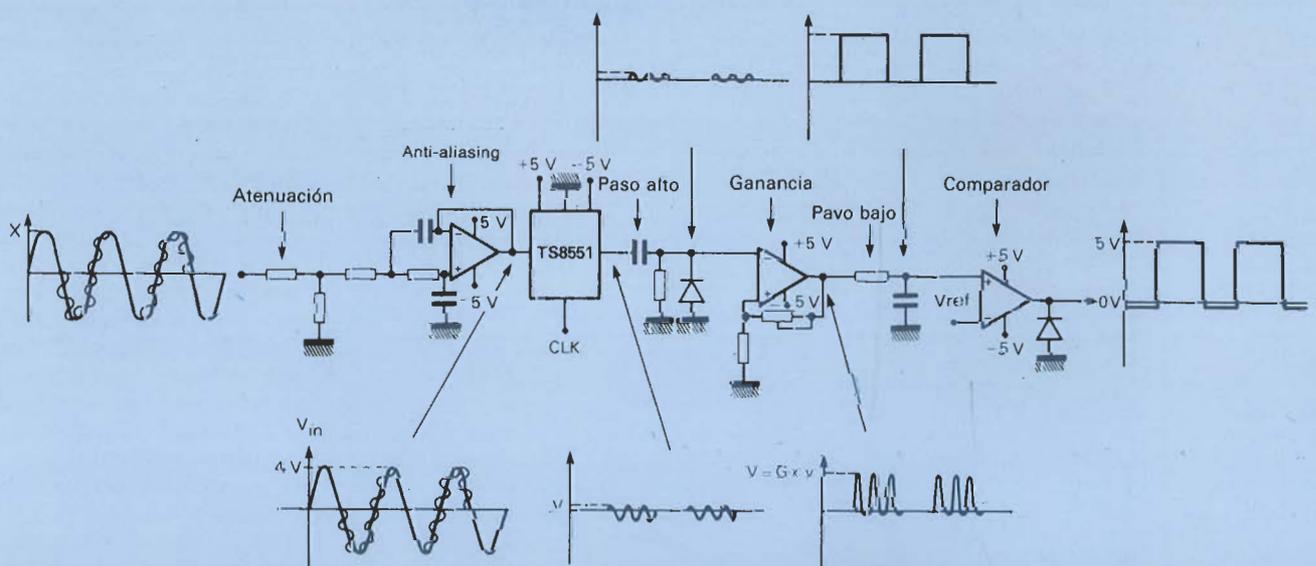


Figura 5. Esquema de funcionamiento del rectificador de media onda.

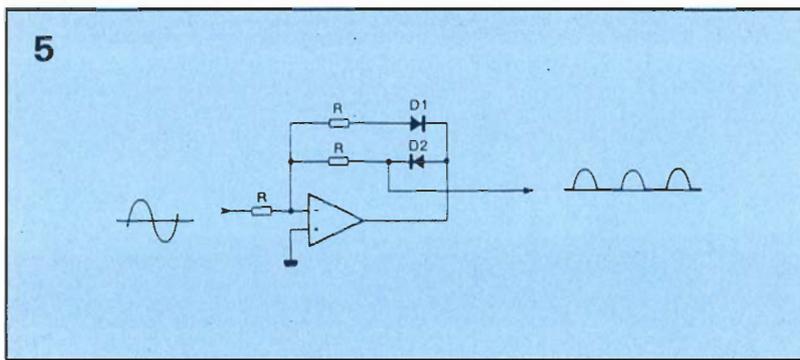


Figura 6. Configuración del rectificador de media onda.

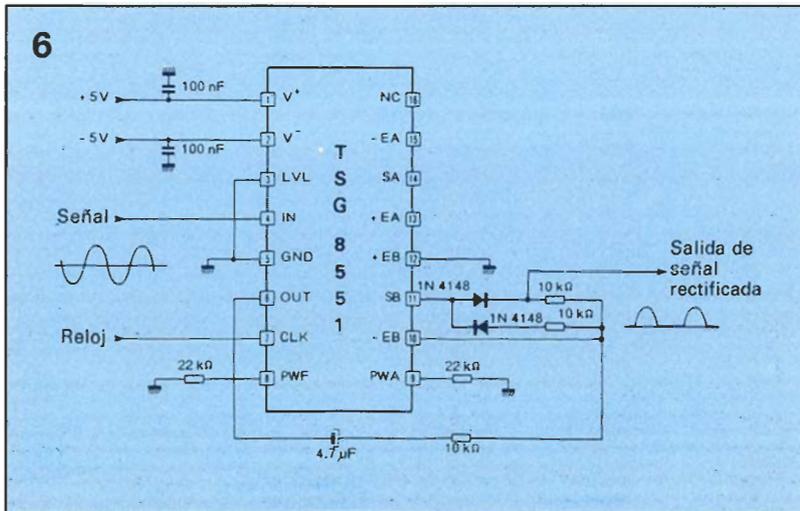


Figura 7. Rectificador de onda completa.

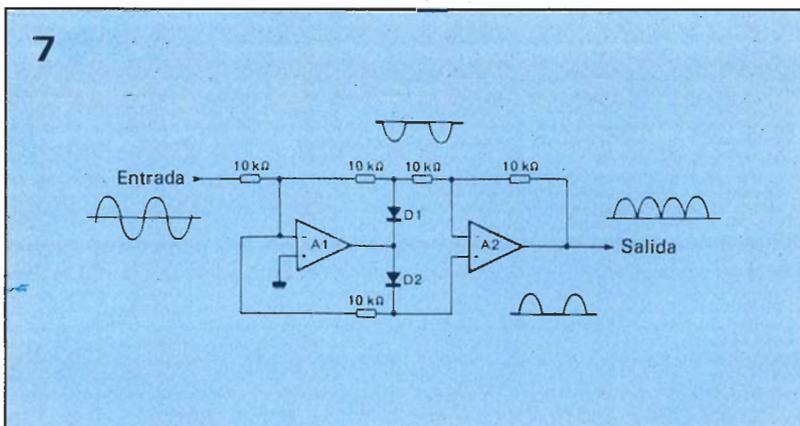
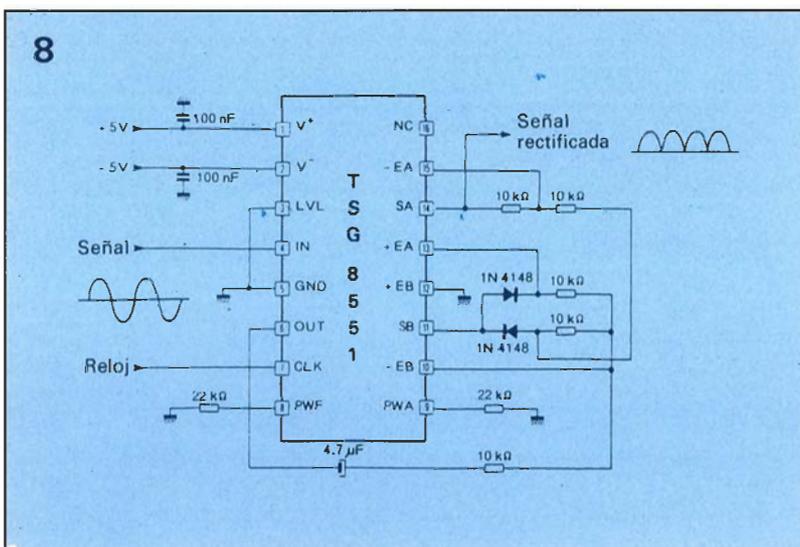


Figura 8. Aplicación con rectificador de onda completa.



den utilizar ambos amplificadores para el filtro de *aliasing*, realizando el suavizado con el sencillo descrito en la figura 3.

## Aplicaciones típicas

La aplicación representada en la figura 4 consiste en un filtro utilizado para separar una frecuencia de señal de una portadora y de posibles señales espúreas. Para una aplicación de este tipo se requiere una elevada selectividad y precisión. Por esta razón se utiliza el filtro TGS8551 (6.º orden).

La aplicación describe el filtro, los filtros *antialiasing* y de suavizado. El reloj se puede obtener fácilmente con un oscilador de cuarzo o con un oscilador RC, variando eventualmente la frecuencia central del propio filtro.

## Características del TSG8551

El TSG8551 es un filtro paso banda HCMOS de alta selectividad. Sus características principales son las siguientes:

- Orden VIII.
- $Q=35$ .
- Ganancia típica a frecuencia central: 30 dB.
- Atenuación típica en la banda eliminada: 70 dB.
- Relación entre frecuencia de reloj y frecuencia central del filtro: 187,2.
- Frecuencia de reloj comprendida entre 4 KHz y 3,8 MHz.
- Frecuencia central del filtro: 22 Hz a 20,3 KHz.

Thomson Semiconducteurs se presenta con un concepto innovador en el campo de los filtros de capacidad conmutada: los *Mask Programmable Filters* (MPF).

Los filtros de capacidad conmutada MPF son filtros activos cuyas resistencias están constituidas por capacidades conmutadas. Las constantes de tiempo  $R/C$  están así constituidas por una relación de capacidades.

Los valores de capacidad integrada en la tecnología MOS alcanzan valores de precisión mejores que el 0,1%; de esta forma la precisión y capacidad del filtro dependen únicamente de la precisión de la frecuencia de muestreo. Por otra parte las caracterís-

9

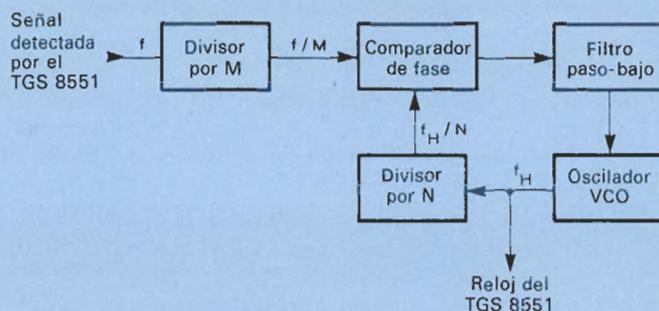


Figura 9. Esquema del PLL.

10

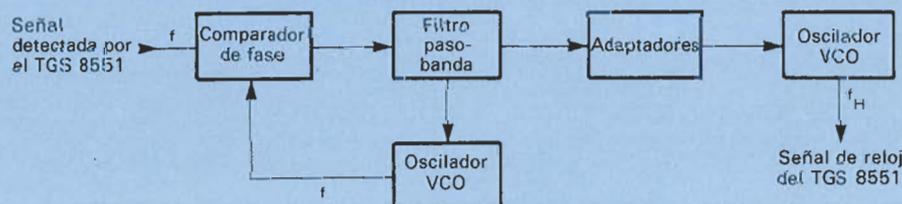


Figura 10. PLL simplificado.

ticas del filtro dependen únicamente de la máscara del filtro y no de los componentes externos, que no tienen influencia en las características del mismo, sino que únicamente tienen funciones de polarización.

La frecuencia de corte del filtro depende únicamente de la frecuencia externa de reloj.

Estas características hacen que los MPF estén especialmente indicados para la detección de señales con extrema precisión y estabilidad, eliminando los tediosos problemas de complejas calibraciones y puestas a punto.

El tipo de filtro (paso bajo, paso alto, paso banda, etc.) y su orden dependen de la máscara del filtro, que puede ser programada bajo pedido para frecuencias específicas y para un orden dado.

## Medidas de amplitud

El objetivo de la aplicación es medir la amplitud de una señal detectada por el filtro **TSG8551** a una frecuencia específica. La forma de la señal no es relevante. A la salida, el filtro genera sólo la

sinusoide correspondiente a la frecuencia central. Esto hace posible la medida de una señal superpuesta a una portadora o contaminada con otras señales espúreas.

Esta aplicación requiere una extremada precisión en el generador de reloj (cristal o resonador cerámico). La deriva de la frecuencia de reloj corresponderá a una variación de la frecuencia central y a una variación en amplitud de la señal detectada. En lo que sigue se verá cómo la frecuencia de reloj se puede enganchar a la frecuencia de la señal que se ha de detectar.

Para detectar de forma muy precisa la amplitud de la señal, es preciso compensar el *offset* del filtro. Esto se puede hacer simplemente con una entrada «LEVEL» disponible en el filtro **TSG8551**. El pin LEVEL regula la componente continua de la salida del filtro.

## Sensibilidad de los filtros de capacidad conmutada

La amplitud mínima de las señales que puede detectar el filtro

**TSG8551** es aproximadamente 0,5 mV. También pueden detectarse señales con amplitudes menores. Para ello se requiere montar un preamplificador antes del filtro.

Dicho previo puede realizarse con algunos amplificadores operacionales integrados en el filtro y no utilizados para otros fines. En este caso, la amplitud mínima de la señal a la entrada del amplificador ha de ser de 50  $\mu$ V aproximadamente.

## Rectificación de la señal

La rectificación de la señal es necesaria en general para la medida de amplitudes (rectificación en media onda o en onda completa). Se puede conseguir la rectificación utilizando los amplificadores operacionales del filtro.

## Rectificación en media onda

La figura 5 describe la forma de obtener una rectificación en me-

dia onda. Modificando la resistencia de realimentación del amplificador operacional, se puede cambiar la ganancia, lo que permite, si es preciso, amplificar la señal. Es cómodo utilizar para este fin uno de los amplificadores integrados con el filtro (fig. 6). La componente continua de la señal a la salida del filtro se puede eliminar haciendo pasar la señal por un condensador.

## Rectificación de onda completa

La figura 7 describe la forma de operar de este rectificador. En el ejemplo se utilizan dos amplificadores operacionales. Las resistencias utilizadas tienen el mismo valor y pueden adaptarse fácilmente, aumentando la precisión. La figura

8 describe la aplicación completa. Una sencilla red RC montada a la salida del rectificador permite obtener la señal continua a la salida.

## Control de la frecuencia de reloj

Generalmente, la señal que hay que detectar está sometida a cambios de frecuencia. En tal caso, la frecuencia central del filtro ha de mantenerse bloqueada a la frecuencia de la señal. Esto se puede conseguir fácilmente con un circuito de enganche de fase (PLL), véase la figura 9.

Veamos una simplificación eliminando los divisores de frecuencia. El diagrama indicativo se presenta en la figura 10. En este caso el enganche de fase se obtiene a la frecuencia de la señal que hay

que detectar. Las variaciones de frecuencia generan una tensión de error a la salida del filtro paso bajo. Esta tensión en continua se utiliza después de los adaptadores (amplificación, filtros, etc.) para pilotar un oscilador (VCO) cuya frecuencia es la del reloj del **TSG8551**. El esquema de la figura 11 muestra el circuito en la práctica.

Según lo expuesto anteriormente, y con los valores mostrados en el esquema, el bucle permanece enganchado en un margen de frecuencias de  $190 \text{ Hz} \pm 25 \text{ Hz}$ . Si la amplitud de la señal a la entrada es constante, la amplitud de la señal detectada es constante en torno al valor  $190 \text{ Hz} (+ \text{ ó } - 10 \text{ Hz})$ .

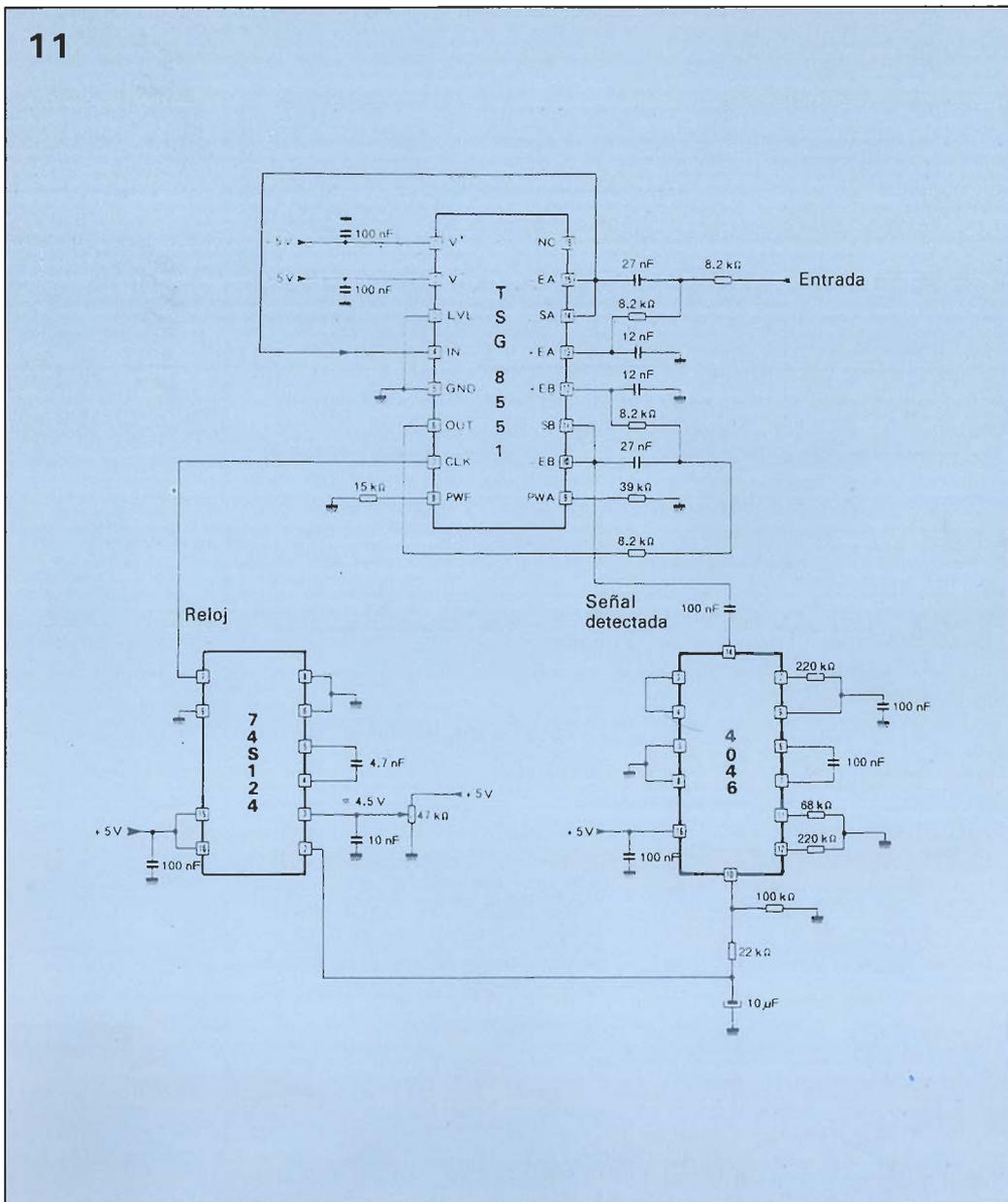
El principio del enganche es completamente operativo en este intervalo de frecuencias: se realiza así un perfecto filtro de seguimiento. En cualquier caso, la constante de tiempo es aproximadamente  $0,2 \text{ s}$  y el dispositivo sólo sigue cambios de frecuencia relativamente baja en la señal que se ha de detectar (aproximadamente  $10 \text{ Hz}$  por segundo), que resultan útiles en aplicaciones de este tipo (inestabilidad en osciladores o variaciones de temperatura). El principal inconveniente es el riesgo de engancharse a una señal parásita cuya frecuencia caiga dentro del margen.

En cualquier caso, a la entrada se ha colocado otro filtro *antialiasing*, antes del auténtico filtrado, para reducir el ruido de banda. Antes del comparador de fase hay que utilizar también un filtro de nivel.

## Medida de la frecuencia

El caso más frecuente es la detección de la presencia (o ausencia) de señal a una frecuencia prestablecida. El **TSG8551** se adapta especialmente bien para aplicaciones de este tipo; ello se debe a su ganancia y a su elevada selectividad. La frecuencia central del filtro **TSG8551** puede variar desde unos hertzios (típicamente  $22 \text{ Hz}$ ) a unos kilohertzios (típicamente  $20,3 \text{ KHz}$ ), dependiendo de la frecuencia de reloj. La señal de salida del **TSG8551** puede hacerse compatible con los niveles TTL utilizando uno de los operacionales del filtro como *Schmitt Trigger*.

Figura 11. Aplicación para enganche en frecuencia de la señal detectada.

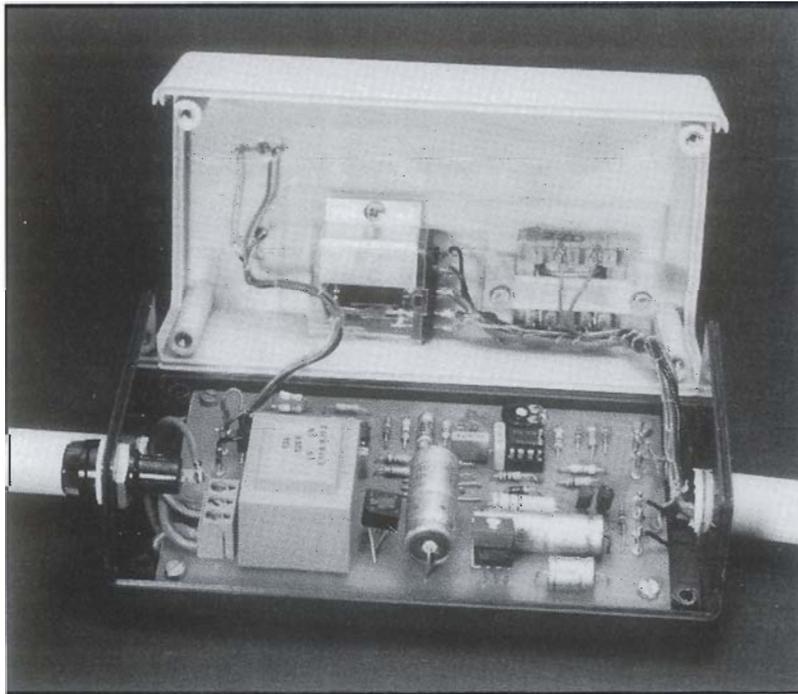


**Supresión  
de los  
campos  
eléctricos  
de su  
alrededor,**

*El interruptor de red aquí presentado ha sido realizado para aquellas personas deseosas de mejorar su entorno, suprimiendo «radiación de las líneas eléctricas», pero puede utilizarse en cualquier otro lugar que no sea el dormitorio.*

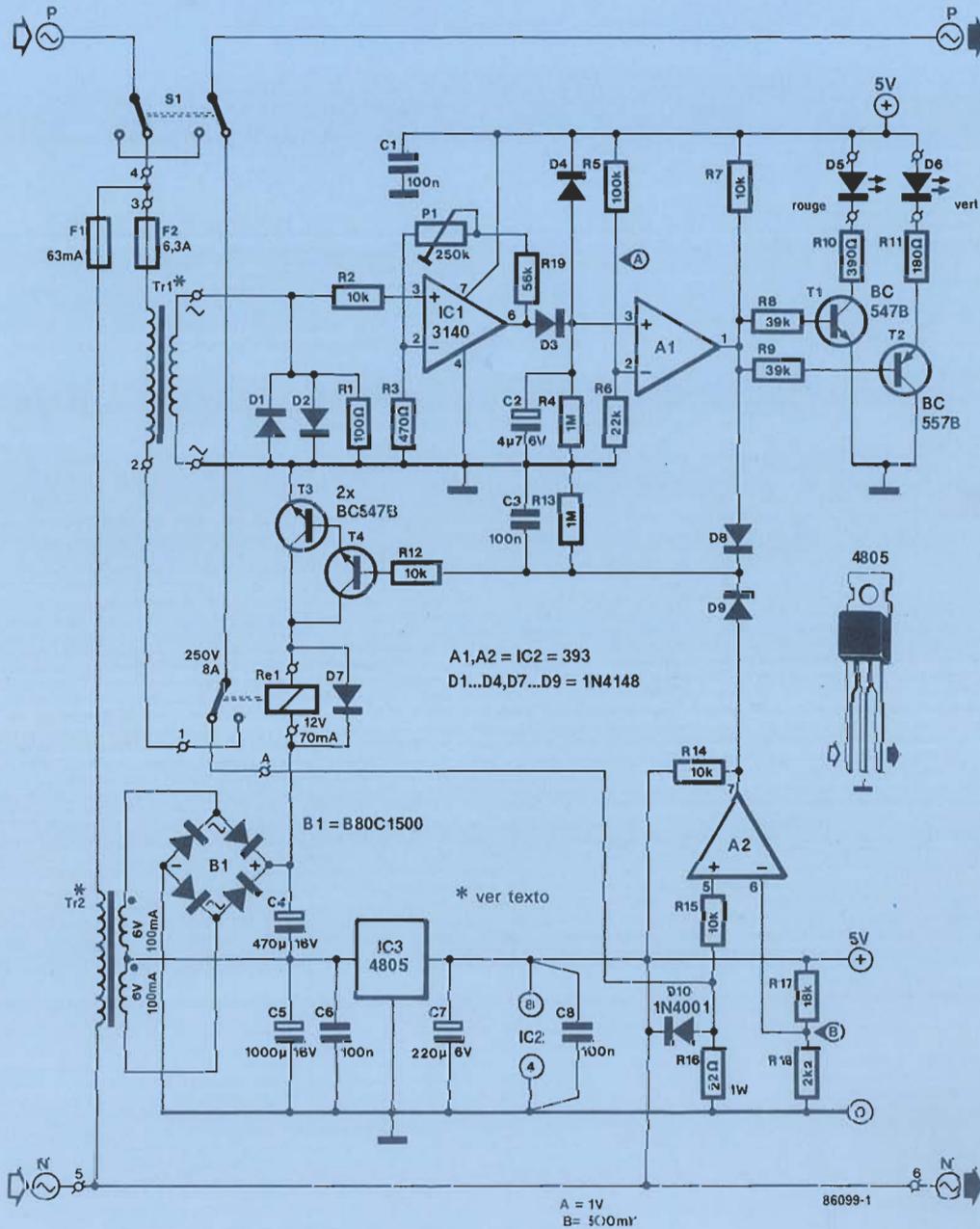
# INTERRUPTOR DE RED CONTROLADO POR LA CARGA

Foto. Nuestro prototipo del interruptor de red controlado por carga ha sido colocado en una sólida caja de plástico.



No sabemos verdaderamente cual es la influencia de la tensión alterna sobre el organismo humano; la presencia de los campos eléctricos está por contestar, y no todo el mundo está de acuerdo sobre su grado de nocividad. ¿Será entonces la corriente continua más «biológica» que la alterna? En el laboratorio de Elektor como en cualquier otro sitio las opiniones están divididas, pero hemos decidido ofrecer a nuestros lectores, sensibles a este tipo de problemas un montaje que les permita mejorar sus condiciones de vida. Fuera del problema biológico, este montaje puede igualmente resolver otro tipo de problemas provocados por la «radiación» de la red eléctrica alterna. El dispositivo se nos presenta bajo la forma de un interruptor que corta una línea eléctrica cuando ninguna carga está unida a esta línea o cuando las cargas que están «ligadas» no están en servicio. El dispositivo de «puesta en servicio» es enteramente automático: en el momento en que una carga es conectada, la línea es puesta en servicio inmediatamente.

El circuito de la figura 1, no es de lo más simples, lo que no es de extrañar cuando consideremos



la diversidad de tareas que debe realizar. En el caso normal, podemos decir, que en el momento que la línea eléctrica alimenta una carga, circula una corriente sobre esta línea (P=fase). En la ausencia de la carga, o cuando la corriente es inferior de 15 a 20

mA la línea eléctrica debe ser cortada en el término de un breve tiempo de temporización. Para detectar la puesta en servicio de una carga, enviaremos una corriente continua sobre la línea de fase: si el valor de esta corriente alcanza 25 mA más o menos, la tensión

alterna es conectada sobre la línea. Examinemos el esquema de cerca, e imaginemos que la línea está cortada en ese momento, como indica la posición del relé Re1 en el esquema. A la salida del interruptor de la línea eléctrica, obtenemos una tensión conti-

**Resistencias:**

- R1=100Ω
- R2,R7,R12,R14,R15=10 K
- R3=470 Ω
- R4,R13=1 M
- R5=100 K
- R6=22 K
- R8,R9=39 K
- R10=390Ω
- R11=180 Ω
- R16=22Ω/1 W
- R17=18 K
- R18=2K2
- R19=56 K
- P1=250 k ajustable

**Condensadores:**

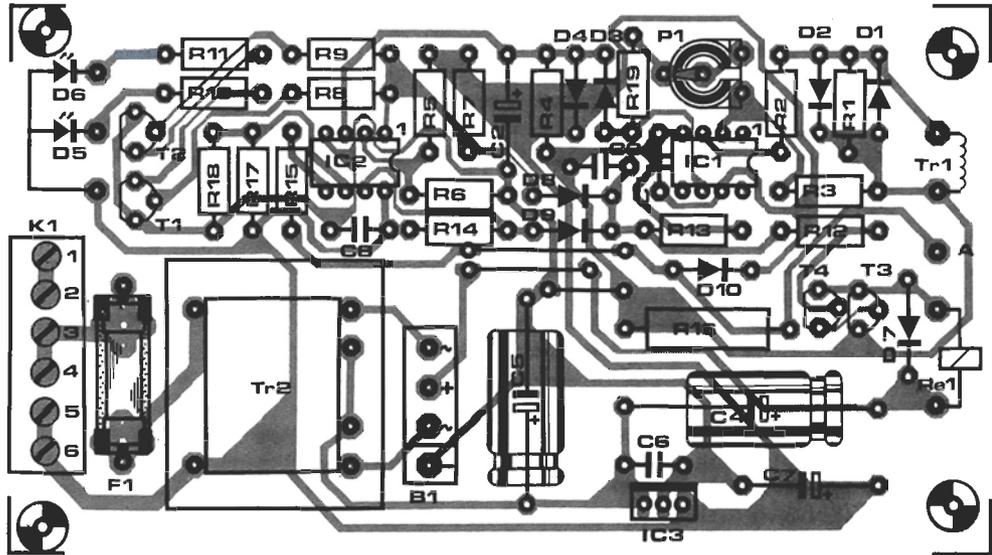
- C1,C3,C6,C8=100 N
- C2=4μ7/6 V
- C4=470 μ/16 V
- C5=1000μ/16 V
- C7=220μ/6 V

**Semiconductores:**

- B1=B80C1500
- D1...D4,D7...D9=1N4148
- D5=LED rojo
- D6=LED verde
- D10=1N4001
- T1,T3,T4=BC547B
- T2=BC557B
- IC1=CA3140E
- IC2=LM393
- IC3=4805 (National Semiconductor)

**Varios:**

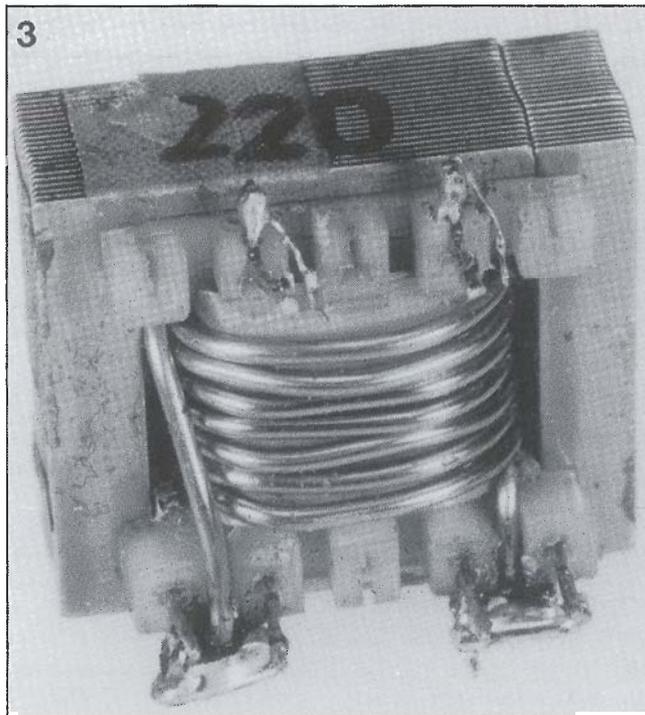
- F1=Fusible de 63 mA, con portafusibles para circuito impreso
- F2=Fusible rápido de 6,3 A, con portafusibles de chasis
- S1=interruptor de red doble con contactos de 8 A
- Re1=relé 12 V, con contactos dobles de 8 A
- K1=regleta de 6 contactos para circuito impreso
- Tr1=transformador de alimentación pequeño EPS 86099
- Tr2=transformador 2 × 6 V/0,1 A para circuito impreso Caja de plástico



nua de 5 V entre la fase y el neutro de la línea eléctrica interrumpida. Una carga correcta a esta línea forma junto al R16 un divisor de tensión. Cuando la carga es puesta en servicio circula una co-

rriente a través de R16, lo que provoca una caída de tensión de 0,55 V para 25 mA. Esta tensión es comparada por A2 con la tensión de referencia obtenida mediante el divisor R17/R18 (0,5 V).

El sobrepaso del umbral se traduce por el cambio de la salida de A2 a un nivel alto. El relé Re1 es excitado a través de D9 y T3/T4. La red eléctrica se encuentra unida de nuevo al resto de la red y la carga conectada se pone en funcionamiento «por las buenas». La corriente de la carga circula a través del fusible F2, el relé Re1 y a través del sensor de corriente Tr1. El arrollamiento secundario se encuentra cargado con una resistencia de 100 Ω y dos diodos de protección colocados en antiparalelo. La tensión en el secundario es amplificada por IC1, y rectificadada por D3. El ajuste de ganancia de P1 se hará de tal manera que el interruptor corte la línea una vez que la corriente alterna se encuentra por debajo de 15 ó 20 mA. La tensión rectificadada es filtrada por C2 y comparada por A1 con la tensión de referencia fijada por R5 y R6 (1 V aproximadamente). Mientras que la tensión en los bornes de C2 sea superior a 1V, la salida del comparador se encontrará a nivel alto y el relé quedada excitado a través de D8. Cuando la corriente a través de la carga (y el transformador) queda por debajo del umbral de referencia, la salida de A1 basculará a un nivel bajo después de un pequeño retardo (R4 C2) y el relé desconecta a la carga de la red; por lo que no circula más que los 5 V sobre la línea interrumpida. El con-



**Figura 3.** Fotografía del transformador rebobinado: el nuevo arrollamiento secundario se convierte en el primario, y debe poder soportar la corriente consumida por las cargas conectadas a la línea eléctrica que se desea interrumpir.

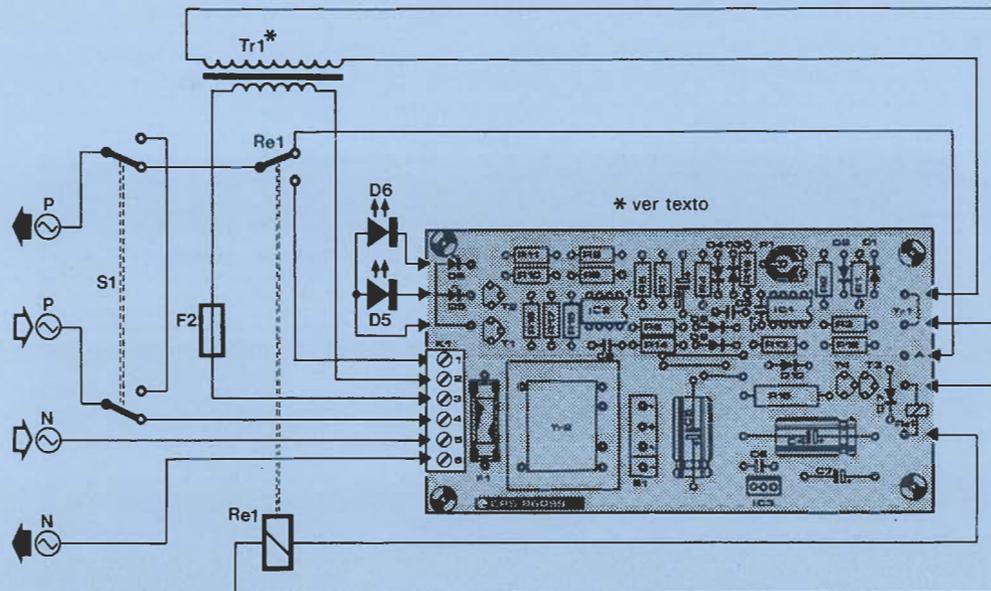


Figura 4. Diagrama del cableado y conexiones a realizar sobre la red eléctrica. La conexión de la fase marcada con una flecha blanca se encuentra después del disyuntor diferencial.

mutador S1 permite puentear al interruptor de línea y ponerlo fuera de servicio. Los leds D5 y D6 indican cuándo la línea eléctrica se encuentra conectada a la red (Rojo) y cuándo no lo está (Verde).

## Realización

No hay ningún componente crítico en la placa de la figura 2. En este montaje no hay mayor complicación más que con el transformador de corriente Tr1, cuyo prototipo vemos en la figura 3. Hemos utilizado un pequeño transformador de alimentación (3VA) no inyectado, al que le hemos desenrollado el bobinado del secundario para reemplazarlo por 6 ó 7 espiras de hilo grueso de cobre esmaltado (al menos de 1 mm de sección) capaz de soportar corrientes de 5 a 8 A. Este nuevo arrollamiento es el primario de Tr1 mientras que el antiguo primario será el secundario en nuestra aplicación. Para Tr2 hay que elegir un transformador cuyos dos arrollamientos secundarios puedan ser conectados en serie y hay que poder invertir esta conexión, ya que cuando los dos arrollamientos secundarios se encuentran en «anti-fase», la tensión inducida es casi nula.

Es indispensable utilizar un regulador del tipo 4805, ya que la tensión resultante tras el rectifi-

cado es insuficiente para un regulador 7805 ordinario. Si el transformador bobinado queda bajo de señal, podemos aumentar el valor de P1 y llevarlo a 1 M $\Omega$ . La caja sobre la que montaremos el interruptor será de material plástico y con toma de puesta a tierra.

El lugar de colocación ideal del montaje dentro del tendido eléctrico es en las proximidades del contador o de la caja de distribución principal, asociado al disyuntor de la línea a equipar. Si usted no es manitas con las altas tensiones (peligrosas) como los 220 V, haga uso de un especialista.

La línea de fase queda interrumpida por nuestro interruptor de línea, mientras que el neutro pasa, pero sin ser interrumpido, la unión de tierra entre la red comercial y la línea en cuestión no debe ser interrumpida. Esto se muestra en la figura 4. Una vez instalado el interruptor de línea y debidamente verificadas todas las conexiones, hay que desenchufar todas las cargas unidas a la línea eléctrica correspondiente y colocamos S1 de forma que interrumpa la línea de fase. El led verde debe iluminarse; seguidamente enchufamos una carga que pondremos en funcionamiento, el led rojo se enciende y el aparato comienza a funcionar. Después de haber conectado a la salida una carga de 15 K $\Omega$ , y unos 10 W, y gire lentamente (recuerde la tem-

porización) P1 hasta que se encienda el led verde; entonces se encuentra el punto de desconexión.

¡Atención!, las tensiones que circulan por ciertas parte de este montaje son mortales. Absténgase de introducir los dedos o un destornillador sin haber cortado el interruptor local o principal. Cuando manipule sobre una línea dirigida por el interruptor que acabamos de describir, no lo haga igual que si el disyuntor de la línea se encontrara cortado. No se crea seguro cuando el interruptor corta la línea. Recuerde siempre que este montaje puede conectar la tensión de 220 V a la línea si detecta, o cree haber detectado, una carga conectada.

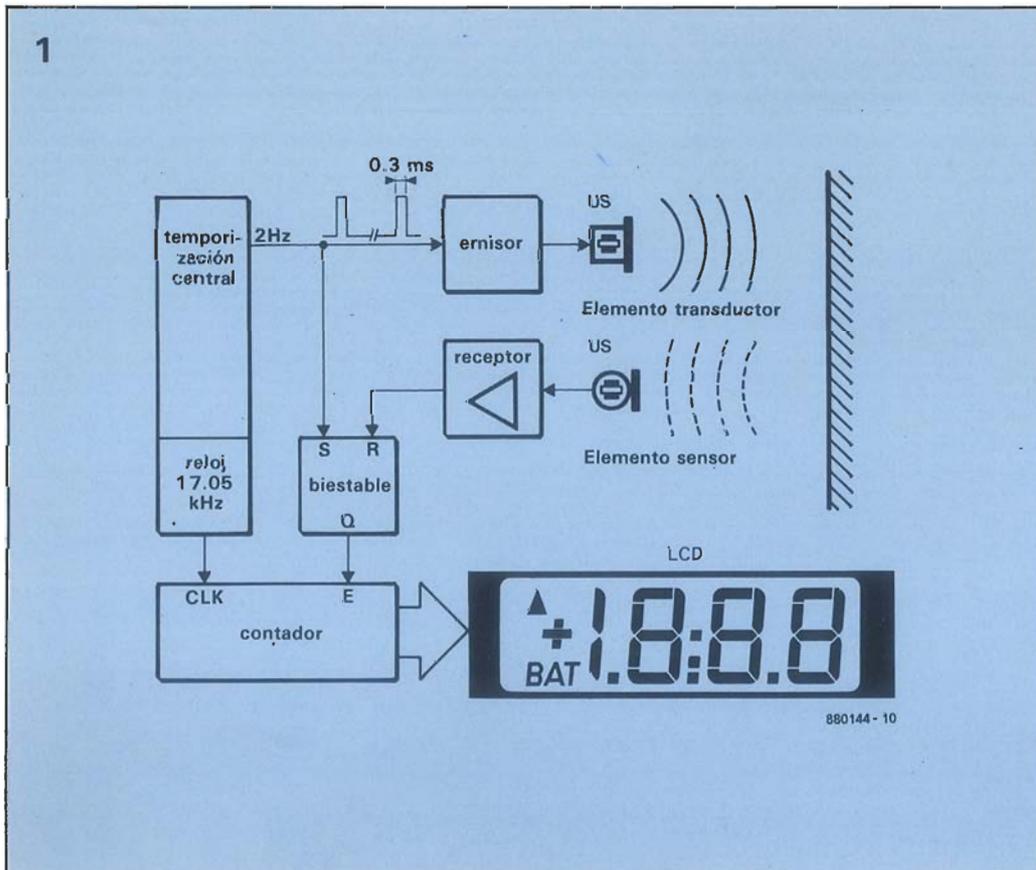
Para terminar, tenga dos recomendaciones, monte una resistencia de 10K $\Omega$ /5W entre la fase y el neutro sobre las lámparas de neón unidas a las líneas a interrumpir; esto favorece su cebado. La segunda recomendación se refiere a los consumos parásitos como por ejemplo los amplificadores de antena, los condensadores de los motores eléctricos y todo tipo de cargas escondidas que debemos de tener en cuenta. En presencia de estas cargas escondidas conectadas a la línea por interrumpir, es evidente que el interruptor no funcionará o más exactamente, funcionará, pero rechazará interrumpir la línea. ◀

*Hasta bien entrado el siglo veinte, la mayor parte de los instrumentos o dispositivos desarrollados para medir distancias se basaban en el mismo principio: la comparación de la distancia a medir con una unidad de longitud patrón. Hoy día, hay otras posibilidades. Una de ellas es la medida del tiempo que tarda una onda sonora en recorrer una determinada distancia. Estos sonidos quedan generalmente fuera del espectro auditivo humano.*

# MEDIDOR ULTRASÓNICO DE DISTANCIAS

Figura 1. Diagrama de bloques del medidor ultrasónico de distancias.

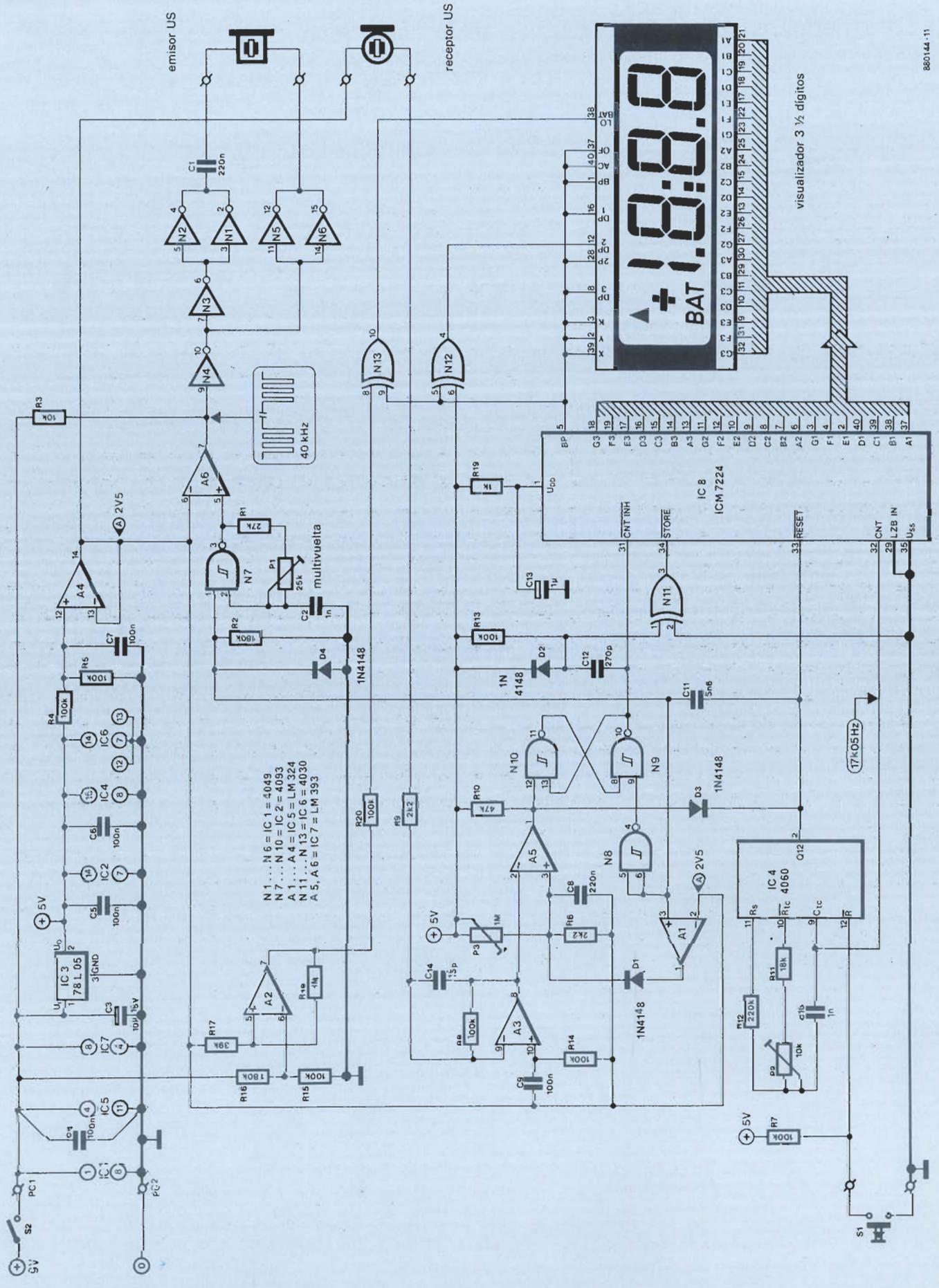
Figura 2. Esquema del circuito del medidor ultrasónico de distancias.



El medidor ultrasónico que presentamos es adecuado para la medida de distancias entre 25 cm y 6 m, aproximadamente. La distancia medida se muestra en una pantalla de cristal líquido (LCD) de tres dígitos. El sistema se puede alimentar con baterías gracias a su poco consumo. En el LCD hay un indicador 'LO BAT' (LOW BATTERY, batería descargada), que avisa cuando deben cambiarse las baterías.

El diagrama de bloques de la figura 1 muestra las cuatro grandes secciones del medidor: un emisor, un receptor, un temporizador y una referencia de tiempos, y un contador con su visualizador LCD.

El transductor emite grupos de 12 pulsos a una frecuencia de alrededor de 40 kHz. Esta frecuencia es aproximadamente igual a la frecuencia de resonancia de los dos transductores, de tal forma que hay una cierta selectividad en el elemento sensor. Tan pronto como se emite el primer grupo de impulsos, se activa un biestable que permite el funcionamiento del contador. Inmediatamente



- N1...N6 = IC 1 = 4049
- N7...N10 = IC 2 = 4093
- A1...A4 = IC 5 = LM 324
- N11...N13 = IC 6 = 4030
- A5, A6 = IC 7 = LM 393

visualizador 3 1/2 dígitos

3

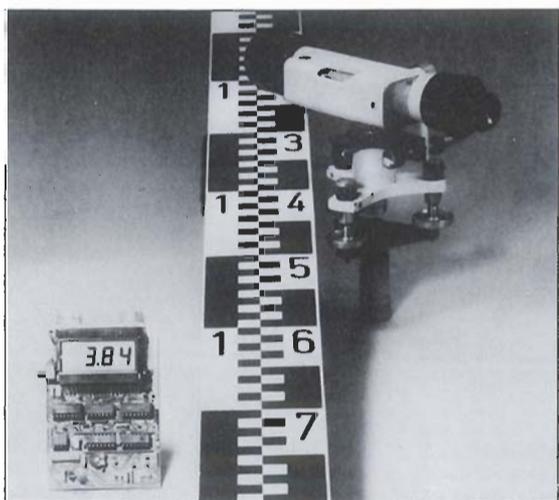


Figura 3. Vista general del medidor.

tras la emisión de los impulsos, la unidad se conmuta a recepción. La sensibilidad del receptor es función del tiempo. Durante y justo después de la emisión del grupo de impulsos, la sensibilidad se mantiene baja. Por tanto, la diafonía producida entre el elemento transductor y el elemento sensor, no perturba el funcionamiento del sistema (ver figura 5).

Si se recibe un eco muy poco tiempo después de la emisión de los impulsos, éste será lo suficientemente fuerte como para ser procesado por el receptor a pesar de que la sensibilidad esté en ese momento muy baja. Si un eco tarda más tiempo en llegar al receptor será más débil, pero como contrapartida, la sensibilidad del receptor ya será lo suficientemente alta. El resultado de esta estrategia es que pueden efectuarse medidas fiables, inmunes a la diafonía y a las reflexiones espúreas, con medios relativamente sencillos.

En el momento en que el eco es recibido, el biestable se inicializa, y el estado del contador se transfiere a un registro de salida. Como la frecuencia del reloj es de 17.05 kHz, y la velocidad del sonido en condiciones atmosféricas normales puede tomarse como 341 m/s, el período del reloj es igual al tiempo que tardan los impulsos en viajar 2 cm, esto es, 1 cm de ida y 1 cm de vuelta.

Esto significa que el número de pulsos de reloj contados entre que se enviaron los impulsos y se recibió el eco, representa el número de centímetros entre los transductores y la superficie reflectante.

## Precisión

La precisión de las medidas depende de la precisión con la que se mida el tiempo, y de las condiciones ambientales. La velocidad del sonido depende de la presión atmosférica, la temperatura y la densidad del aire. Los lectores interesados en los detalles de tales dependencias pueden consultar el recuadro.

Una fuente de errores mayores que los debidos a las condiciones atmosféricas es el propio medidor ultrasónico, sobre todo debido al disparo incorrecto del receptor. Debido en parte al factor Q del sensor, pasa un tiempo determinado (varios períodos de la señal de 45 kHz) hasta que la señal recibida obtiene su amplitud máxima, y se dispara el receptor. Cada período de retraso produce un error en la medida de alrededor de medio centímetro.

Pese a todo lo anterior, las medidas hechas con el prototipo hasta seis metros de distancia en condiciones normales, dieron siempre una precisión mejor que el 2%, esto es, 2 cm por metro.

## Descripción del circuito

El dispositivo transductor se excita a través de cuatro etapas separadoras CMOS emparejadas. La etapa de salida es en realidad un puente completo que duplica la tensión eficaz que es aplicada al dispositivo. El condensador C1 bloquea la componente continua de la señal de salida durante las pausas en la emisión. Para obtener impulsos con la máxima energía posible, IC1 está conectado directamente a una batería de 9 voltios. Los demás circuitos trabajan con 5 voltios.

El oscilador de 40 kHz se sintoniza a la frecuencia de resonancia de los transductores mediante el potenciómetro P1. La tensión de alimentación regulada asegura una estabilidad adecuada para la frecuencia. El comparador A6 comprueba los niveles lógicos del oscilador (nivel alto = 5 V) y del circuito de salida (nivel alto = 9 V).

La alimentación de 5 V la regula un 78L05. Este tipo de regulador únicamente necesita una pequeña corriente de polarización para bajas corrientes de salida, ayudando de este modo a que el consumo total del circuito sea reducido (4.5 mA típico). Desafortu-

nadamente, la regulación de carga de este integrado es bastante pobre. Debido a esto, un buen desacoplamiento, sobre todo del integrado contador (R19-C13), resulta fundamental.

La temporización central la da IC4. Cuando se pulsa S1, la salida Q12 conmuta a estado alto dos veces por segundo. La red R2-C11 activa al oscilador de 40 kHz durante unos 0.3 ms. De este modo, el grupo de impulsos emitidos contiene 12 períodos de la señal de 40 kHz. Durante la emisión, la salida de A1 pasa a estado alto, lo cual, a través de D1, hace que el umbral del comparador A5 alcance un nivel imposible de disparar mediante diafonía.

Al comienzo de una emisión se activa el biestable N9-N10. Esto desactiva la entrada de inhibición de conteo de IC8, que por tanto, comienza a contar los pulsos de 17.05 kHz aplicados a la patilla 32 de IC4.

El amplificador de entrada del receptor, A3, tiene una ganancia de 33 dB [20 log (R8/R9)]. El amplificador se halla acoplado en alterna, ya que el dispositivo sensor posee una resistencia en continua virtualmente infinita. Por tanto, la tensión de desplazamiento de entrada (offset) no se amplifica. Además, R14 sirve para disminuir el desplazamiento de tensión causado por la corriente de polarización de entrada. Es importante que a la salida la tensión de desplazamiento sea mínima porque ésta determina, junto con la tensión de desplazamiento de entrada (offset) de A5, la máxima sensibilidad alcanzable. La sensibilidad en función del tiempo la determina A1 bajando el nivel de disparo de A5 a través de la constante de tiempo R6-C8.

La sensibilidad máxima puede ajustarse a las condiciones ambientales mediante P3. En el apartado de calibración se dan más detalles al respecto.

Cuando se recibe un eco, la salida de A5 pasa a estado bajo, lo que hace que el biestable se inicialice, y a su vez inhiba el reloj de IC8. Simultáneamente, se aplica un breve pulso negativo a través de R13-R12 y N11 a la patilla 34 (/STORE), lo que provoca la transferencia del estado del contador al registro de salida de IC8. La puerta N11 simplemente hace de etapa separadora para la entrada STORE de baja impedancia. Cuando la salida Q12 de IC4 pasa a estado bajo, el contador de IC8 se inicializa (puesta a cero), y el

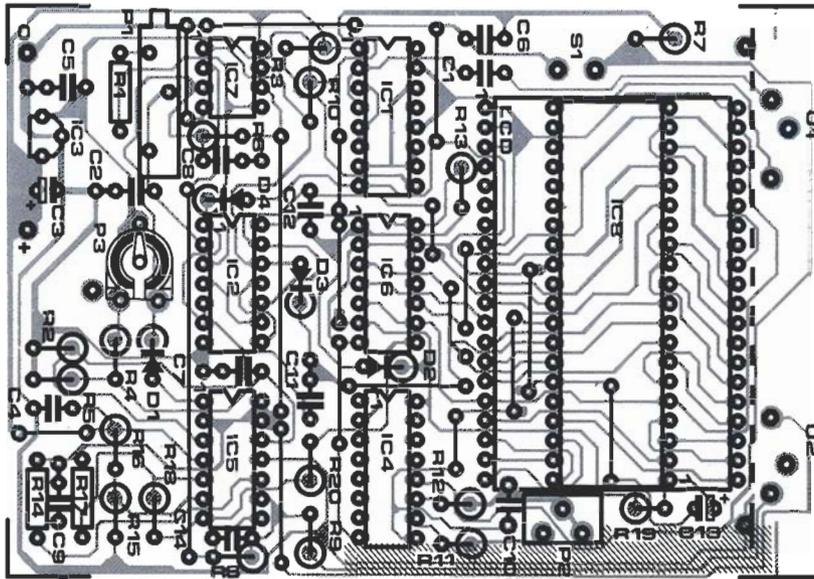


Figura 4. Cara de componentes de la placa de circuito impreso.

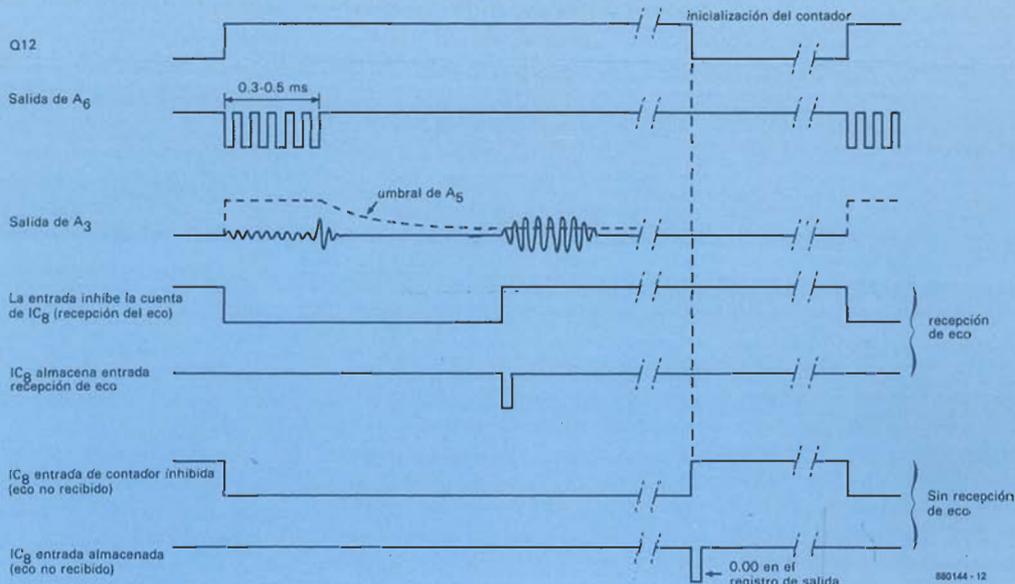
### Lista de componentes

**Resistencias ( $\pm 5\%$ ):**  
 $R_1 = 27K$   
 $R_2, R_3 = 180K$   
 $R_4 = 10K$   
 $R_4, R_5, R_7, R_8, R_{13} \dots R_{15}$  incl.;  $R_{20} = 100K$   
 $R_6, R_9 = 2K2$   
 $R_{10} = 47K$   
 $R_{11} = 18K$   
 $R_{12} = 220K$   
 $R_{17} = 39K$   
 $R_{18} = 1M$   
 $R_{19} = 1K$   
 $P_1 = 225K$  ajustable multivuelta  
 $P_2 = 10K$  ajustable V  
 $P_3 = 1M$  ajustable H

**Condensadores:**  
 $C_1 = 220n$   
 $C_2 = 1nO$  (ver texto)  
 $C_3 = 10\mu; 16V$ ; tántalo  
 $C_4 \dots C_7$  incl.;  $C_9 = 100n$   
 $C_{10} = 1nO$   
 $C_{11} = 5n6$   
 $C_{12} = 270p$   
 $C_{13} = 1\mu O; 6.3V$ ; tántalo  
 $C_{14} = 15p$

**Semiconductores:**  
 $D_1 \dots D_4$  incl. = 1N4148  
 $IC_1 = 4049$   
 $IC_2 = 4093$  (ver texto)  
 $IC_3 = 78L05$   
 $IC_4 = 4060$   
 $IC_5 = LM324$   
 $IC_6 = 4030$   
 $IC_7 = LM393$   
 $IC_8 = ICM7224$  (Inter-sil).

**Varios:**  
 $U_1 = MA40A5S$  transmisor ultrasónico (Murata)  
 $U_2 = MA40A56$  transmisor ultrasónico (Murata)  
 Display LCD de  $3\frac{1}{2}$  dígitos, con indicador de batería baja.  
 $S_1 =$  pulsador.  
 $S_2 =$  interruptor minuatura.  
 2 tiras de 20 contactos para montaje del visualizador LCD.  
 Conector para pila 9V tipo PP3.  
 EPS 880144.



circuito se encuentra preparado para realizar la siguiente medida. Si Q12 pasa a un estado bajo en ausencia de eco, el contador estará todavía inicializado, de igual modo que el biestable (a través de D3). La pantalla mostrará entonces la lectura 0.00 para indicar que se ha abortado una medida errónea.

Además de un contador, IC8

contiene también toda la circuitería necesaria para controlar una unidad de visualización de cristal líquido de 3 dígitos y medio. En el circuito que estamos describiendo sólo son necesarios tres dígitos. La puerta N12 invierte la señal del panel trasero del LCD (visualizador de cristal líquido), proporcionando un controlador para el punto decimal.

La tensión de la batería es vigilada por N13. Cuando baja hasta unos 7 V, la función de la puerta pesa de no inversora a inversora, lo que hace que el segmento LO BAT (batería baja) del LCD aparezca. Para evitar el parpadeo de este indicador cuando se esté en el entorno de los 7 V, R18 establece una histéresis de unos 200 mV.

Figura 5. Diagrama de tiempos del proceso de medida.

## Construcción

Antes de hacer nada, asegúrese de que la placa de circuito impreso ajusta perfectamente dentro de la caja escogida. Debe tenerse en cuenta que hay que eliminar dos de las esquinas para permitir el paso de los tornillos que sujeten la parte delantera y trasera de la caja.

Hacen falta unos cuantos cableados, y por regla general, deben hacerse antes de instalar ningún componente en la placa. Verifique que la unidad LCD se monta en la posición adecuada de tal forma que ajuste adecuadamente en la ventana que hay preparada a tal efecto en la caja. La distancia entre la parte superior del LCD y la placa de circuito impreso debe ser de unos 25 mm. Para prevenir la diafonía entre los pulsos de control del LCD y el receptor, es fundamental colocar una pantalla de estaño o latón entre la fila superior de patillas del LCD y los transductores. Esta pantalla debe fijarse en los dos espadines que están previstos en esta zona de la placa.

Debe colocarse también una segunda pantalla cubriendo el área sombreada que puede verse en la figura 4. Debe soldarse a la primera pantalla cerca de C13, y sujetarse en su sitio mediante unas cuantas gotas de pegamento de alta adherencia o de resina epoxy.

Los transductores pueden colocarse sobre los dos espadines que hay en la placa, o fuera de la caja, por ejemplo, en los parachoques de un coche. En la placa deben situarse hacia la parte delantera de la caja, donde deben perforarse dos agujeros de 16 mm de diámetro. Si se montan externamente, deben conectarse a la placa mediante dos cables de dos hilos apantallados individualmente.

Si la unidad se emplea en un coche y se alimenta con la batería del coche, debe conectarse un choque pequeño en serie con la línea de alimentación y desacoplarla con un condensador de 16 V, 100  $\mu$ F.

## Calibración

Para una calibración correcta es esencial un buen polímetro. También es útil un osciloscopio y/o un frecuencímetro.

Primero, la frecuencia del osci-

lador de 40 kHz debe ajustarse a la frecuencia de resonancia de los transductores. Conéctese temporalmente un cable entre las patillas 1 y 14 de IC2: esto hará que el dispositivo transductor trabaje continuamente. Gírese P1 completamente en sentido contrario a las agujas del reloj. Con el polímetro, mídase la corriente entregada por la batería, y gírese P1 lentamente en el sentido de las agujas del reloj, hasta que la corriente sea máxima (alrededor de 16 mA). En este momento el oscilador está puesto a la frecuencia correcta. Nótese que si se continúa girando P1, aparece un segundo pico de corriente, pero éste no es el punto deseado. Todo esto es suponiendo que el 4093 empleado en IC2 es de los fabricantes SGS o RCA. La versión de Motorola tiene una histéresis menor, que puede hacer necesario el incrementar el valor de C2 a 2n2. La versión de National Semiconductor, por el contrario, tiene una histéresis mayor, de tal forma que el valor de C2 debe reducirse a 470 pF.

Llegado este punto, debe retirarse el cablecillo instalado entre las patillas 1 y 14 de IC2. Púlsese S1, y asegúrese de que el elemento transductor produce un breve click dos veces por segundo.

Seguidamente, P2 debe ajustarse hasta que el oscilador de IC4 trabaje a 17.05 kHz (medido con un frecuencímetro en la patilla 9 de IC4). Si no se dispone de un frecuencímetro, colóquese la unidad en una posición tal que la distancia entre el frente de los transductores y una superficie reflectora adecuada (como por ejemplo una pared), sea exactamente un metro (medida con una cinta métrica o similar). Púlsese S1 y gírese P2 hasta que el LCD visualice 1.00. Si la lectura no es estable, o es 0.00, gírese P3 ligeramente hasta que se obtenga una lectura correcta y estable.

El ajuste de P3 (sensibilidad) depende mucho de las circunstancias de su uso. En entornos tranquilos, el control puede girarse completamente en sentido contrario a las agujas del reloj (máxima sensibilidad). Si, por el contrario, el LCD da lecturas erráticas como 128, 256, 512, es que la sensibilidad es demasiado alta y el medidor ha detectado su propio reloj. Esto se soluciona girando P3 ligeramente en sentido de las agujas del reloj.

Si la unidad va a emplearse en

entornos ruidosos, debe reducirse aún más la sensibilidad, de tal forma que no responda a sonidos aleatorios. Debe tenerse en cuenta que en este caso, la máxima distancia que se puede medir queda reducida.

En cualquier caso, las superficies absorbentes, como los muebles, la gente vestida, etc., no pueden, o al menos no tan fiablemente, detectarse. Esto se debe al hecho de que el eco que devuelven es demasiado débil para disparar al receptor. Debe sin embargo experimentarse. Por ejemplo, la sensibilidad del receptor puede aumentarse (dentro de unos límites razonables) reduciendo el valor de R6. Más aún, la dependencia con el tiempo de la sensibilidad puede alterarse cambiando el valor de la constante de tiempo R6-C8. Si se reduce este valor, se consigue que el medidor sea más sensible en distancias cortas.

## Velocidad del sonido en un gas

La velocidad del sonido en un gas, p. e. aire, viene dada para frecuencias por encima de los 200 Hz, por

$$v = \sqrt{(\gamma p / \rho)}$$

donde:

$\gamma$  es la constante adiabática de un gas (1.4 para el aire),

$p$  es la presión del gas en Pa (la presión al nivel del mar es de  $1.01325 \times 10^6$  Pa).

$\rho$  es la densidad del gas en  $\text{kg/m}^3$  (la densidad del aire es:  $1.29 \text{ kg/m}^3$ ).

Si un mol de gas tiene una masa  $M$  y un volumen  $V$ , la densidad es igual a  $M/V$ , y la velocidad del sonido,  $v$ , es:

$$v = \sqrt{(\gamma p / \rho)} = \sqrt{(\gamma p V / M)}$$

Pero  $p V = R T$ , donde  $R$  es la constante molar del gas y  $T$  es la temperatura absoluta. Así pues,

$$v = \sqrt{(\gamma R T / M)}$$

Ya que  $\gamma$ ,  $M$  y  $R$  son constantes dado un gas, se llega a que la velocidad del sonido en un gas es independiente de la presión si la temperatura permanece constante. También se deduce que la velocidad del sonido es proporcional a la raíz cuadrada de la temperatura absoluta. Por tanto si la velocidad del aire a cero grados centígrados es 331 m/s, la velocidad a una temperatura ambiental de  $20^\circ \text{C} = 293^\circ \text{K}$ , se obtiene a partir de:

$$v / 331 = \sqrt{(293 / 273)} =$$

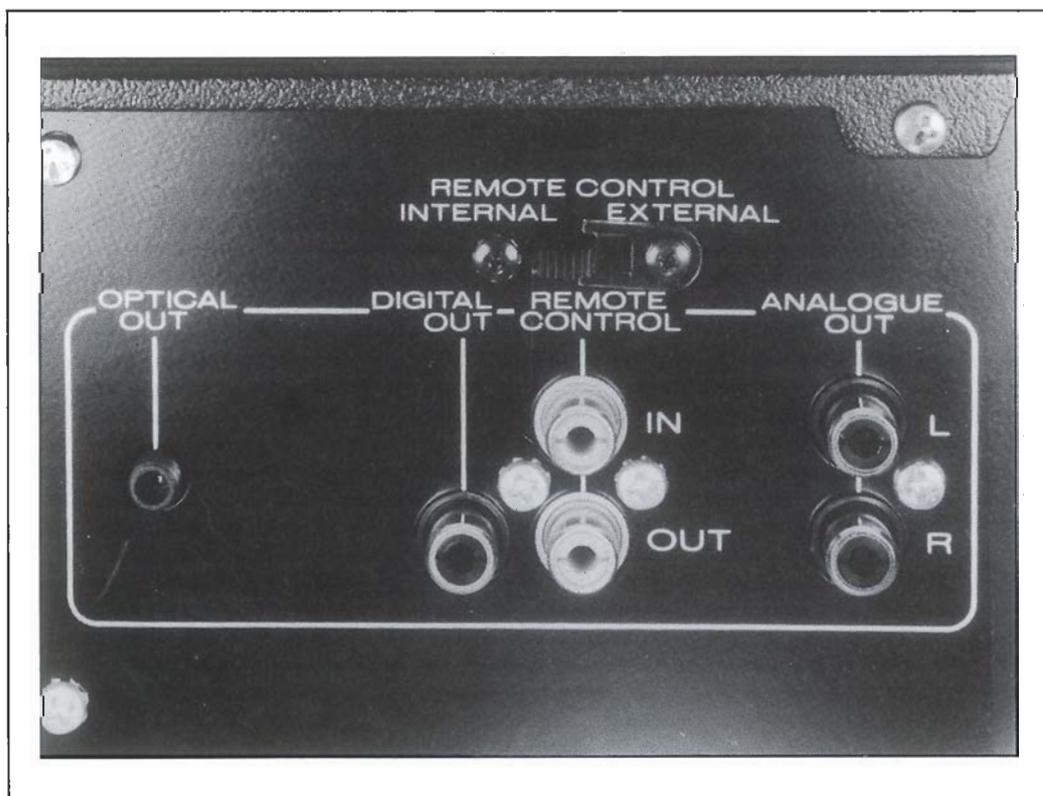
$$331 \sqrt{1.07326} = 342.91 \text{ m/s} \quad \blacksquare$$

*La Tecnología digital está presente en prácticamente todos los campos de aplicación de la ingeniería electrónica. El campo del audio no podía escaparse de esta «invasión». Quizá el mejor ejemplo de este tipo de aplicación sea el interface de audio para sonido digital que tienen los reproductores de CD (Compact Disc). Este artículo describe el interface digital de audio diseñado por Philips-Sony.*

Figura 1. Codificación de la señal de audio digital, en código «biphase-mark». La polaridad de la señal de salida cambia al principio de cada bit; el «1» da lugar a un nuevo cambio de polaridad, a la mitad de la duración de bit.

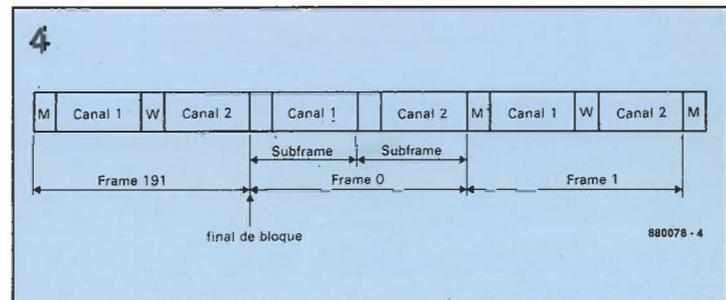
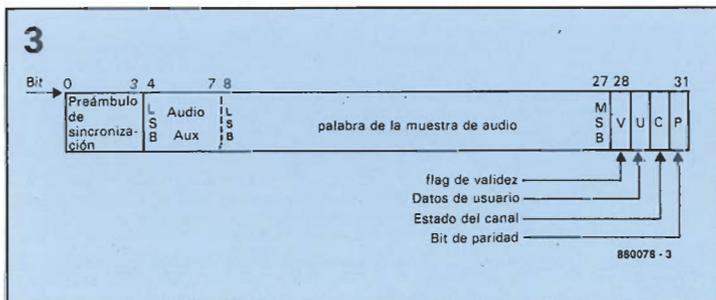
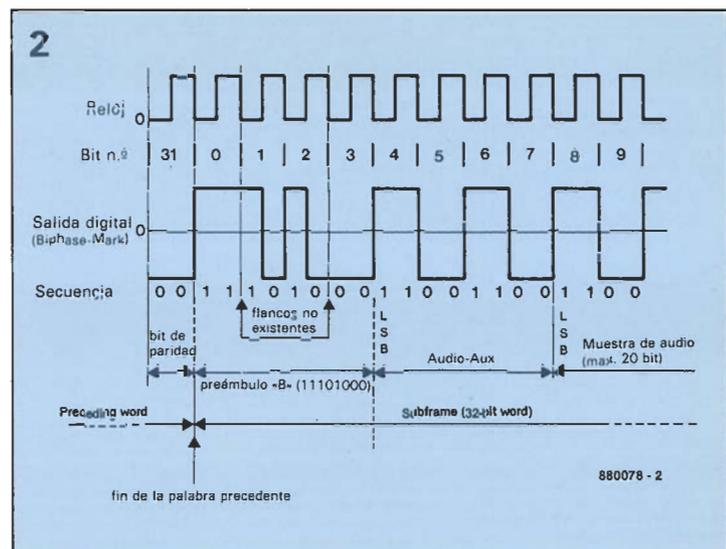
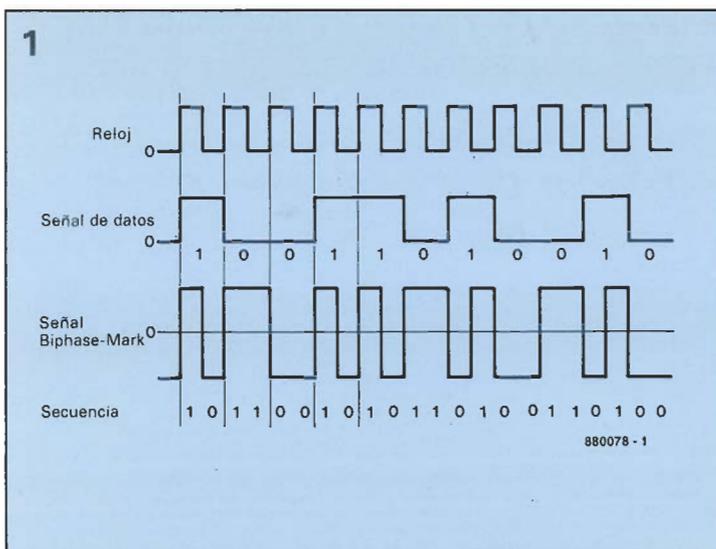
Figura 2. Principio de una palabra de 32 bits, los 4 bits (0...3) que forman una estructura de sincronismo denominada preámbulo; este sistema permite identificar el inicio de los bloques de datos y la designación de los canales.

# INTERFACE DIGITAL DE AUDIO



En radiodifusión y en estudios de grabación de sonido, la Técnica Digital ya lleva presente desde finales de los años 70. Para que aparatos de distinto origen y naturaleza diferente puedan intercambiar datos digitales, deben seguir todos ciertas normas y compartir un tipo de interface estándar. Siguiendo estos requisitos es como apareció el interface serie rápido, conocido por las siglas AES/EBU; los parámetros de este dispositivo fueron definidos por la Audio Engineering Society y la European Broadcasting Unión. Cuando el disco compacto hizo su aparición en el mercado de consumo, la norma AES/EBU fue modificada y a partir de entonces, se la consideró como la definidora del estándar; también se la conoce bajo el nombre de formato Philips-Sony y ha sido adoptada por la totalidad de los lectores de CD con salida digital que hay en el mercado.

La diferencia más notable de la norma actual, con respecto de la



norma original, es la referente al conector de salida, bajo la forma de una ficha tipo «cinch» hembra, en lugar de la salida simétrica, obligatoria en estudios de grabación (impedancia de 110 ohmios). El nivel de salida requerido en estudio también es otra de las diferencias notables, en relación con las características de los equipos de gran consumo, ya que en el caso primero, se requieren niveles de salidas de entre 3 y 10 Vpp, mientras que los equipos comerciales se conforman con niveles de señal de salida de valores más bajos.

### Especificaciones

La señal de salida digital de un lector de CD no tiene ninguna componente de corriente continua. La señal se presenta bajo la forma de una tensión alterna, casi sinusoidal, con una amplitud de 500 mVpp y una frecuencia de unos 3 Mhz. Esta frecuencia depende de la de muestra; para cada muestra se emiten dos palabras de 32 bits (una palabra por cada canal estereofónico). De esta manera, una frecuencia de 44, 1kHz produce 2,8224 Mbits/seg. En el caso de los DAT («Digital Audio Tape» = Reproductores de Cinta

Digital) la frecuencia de muestreo es de 48 KHz y en consecuencia la generación de 3,072 Mbits/seg. y para los receptores de radio digitales, de 32 KHz de frecuencia de muestreo, tendremos 2,048 Mbits/seg. El interface del que vamos a tratar, es compatible con los tres rangos aquí citados. La impedancia de entrada, la de salida y la del cable son de 75 ohmios, lo cual nos permite utilizar cable coaxial, sobre todo para conexiones largas ya que la tensión nominal mínima de entrada es de tan sólo 200 mV. Por encima de 10 m de conexión es importante respetar escrupulosamente las exigencias, en cuanto a impedancia, para evitar problemas de decodificación en el otro extremo de la línea. Conviene resaltar que una conexión por fibra óptica supone una gran ventaja para estos casos, ya que la conexión puramente eléctrica entre la salida y el emisor suele ser una distancia muy reducida, no importando, por lo tanto, la distancia que se emplee en la conexión óptica. Por desgracia, las fibras ópticas baratas tienen también sus desventajas, como por ejemplo que producen considerables pérdidas de señal, debido a un alto coeficiente de atenuación, y por otra parte también existe en estos casos, la posibilidad de rotación

de fase debida a la diferencia de tiempos de propagación cuando la frecuencia supera 1 MHz. Esto implica que la señal sea tratada a su llegada, por el módulo receptor.

### Codificación y sincronización

Para transmitir información digital se emplea una especie de código de dos fases. En la práctica, esto se traduce por dos pasos por cero de la señal para un «1» lógico y un sólo paso por cero para un «0» lógico, mientras que el reloj marca una cadencia de transmisión a una frecuencia doble del promedio de transmisión, tal como se puede ver en la figura 1. Cada bit que se transmite está compuesto por dos niveles lógicos sucesivos, de hecho puede decirse que cada bit está compuesto, en este caso, por otros dos bits que forman una célula. Esta célula corresponde a una duración de bit. El nivel lógico al inicio de la célula es siempre la inversa del último nivel lógico de la célula anterior. El nivel de inicio de la célula no cambiará durante la segunda mitad de la célula en

Figura 3. Formato de una palabra de 32 bits. Hay 24 bits disponibles para el dato de audio, aunque cada muestra de disco audio compacto sólo utiliza 16 de ellos.

Figura 4. Un bloque tiene siempre 192 pares de palabras de 32 bits, denominadas «frames». Estas se descomponen en dos «subframes», correspondiendo cada una de ellas a un canal estereofónico.

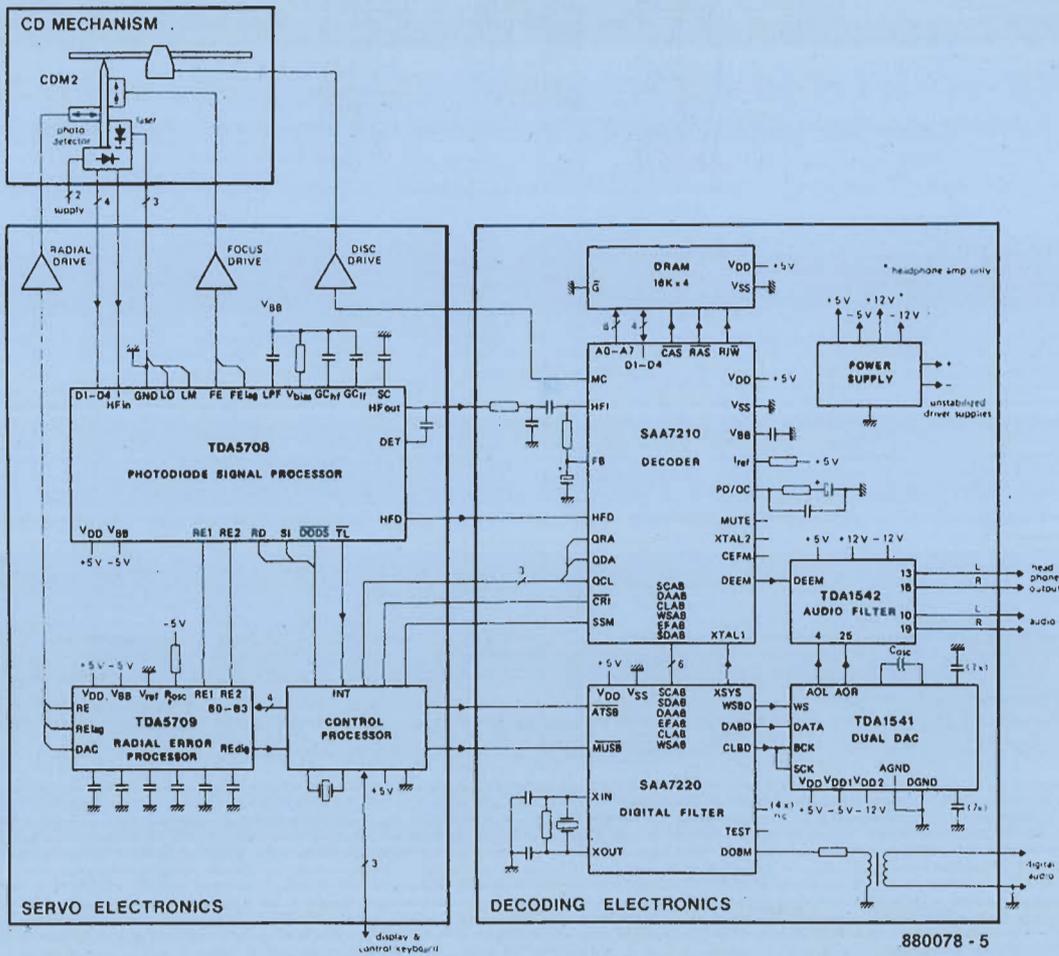
Tabla 1

Características eléctricas del formato Philips-Sony

**Nivel de salida**  
0.5 Vpp ± 20%  
sobre 75Ω ± 1%  
componente c.c.  
< 50 mV

**Nivel de entrada:**  
> 200 mV

**Impedancias:**  
Fuente: 75Ω ± 20%  
Carga: 75Ω ± 5%  
Cable: 75Ω ± 35%  
(longitud < 10 m)  
75Ω ± 5% (longitud > 10 m)



880078 - 5

Figura 5. Esquema muy simplificado de un lector de Disco Compacto que emplea los circuitos Valvo.

cuestión, si el bit de datos que se transmite es un «0» lógico. Si por lo contrario, el bit de datos es un «1» lógico, el nivel lógico de la señal de transmisión cambiará durante la segunda mitad de la célula. Siguiendo el proceso en la figura 1, puede comprenderse fácilmente todo lo explicado en este último párrafo. Este procedimiento recibe el nombre de «biphase-mark», ya que la polaridad de la señal cambia dos veces para un «1» que también puede llamarse «mark», mientras que solo cambia una sola vez la polaridad cuando se trata de un «0» (el 0 recibe el nombre de «space» en la terminología de las transmisiones).

Los cuatro primeros bits de una

palabra de 32 bits forman la señal de sincronización (véase figura 2). La muestra de sincronización no contiene ningún dato, y por lo tanto no está codificado como el resto de la señal; sólo la longitud de los cuatro bits de datos es determinante. Sin embargo existen cuatro identificadores diferentes que permiten distinguir entre las palabras de datos y los demás bloques. Los cuatro bits de sincronización se diferencian de los de datos por la falta de dos cambios de polaridad (dos flancos), al final de los bits 0 y 1. El nivel lógico de la célula de la primera señal de sincronización es la inversa del nivel lógico de la segunda mitad de la célula anterior, que por otra parte, no es más que el bit de paridad (bit 31) del dato de 32 bits anteriores. La tabla 2 nos da la secuencia de células de sincronización o de preámbulo, constituidas por 8 niveles lógicos sucesivos (4 células). Las funciones de estos preámbulos son las siguientes:  
 — el preámbulo M marca una palabra de datos A situado fuera del inicio de un bloque.  
 — el preámbulo W marca una palabra de datos del canal B (en

estereofonía, vía derecha); en algún caso, podría indicar otros canales, salvo la vía A.  
 La figura 2 muestra un preámbulo B que comienza por un flanco ascendente.

### Formato de las palabras y de los bloques

A cada muestra emitida le corresponde una palabra de 32 bits a la que se denomina «subframe»; se representa esta composición en la figura 3. La primera sección se compone del preámbulo (bits 0...3) seguido de 4 bits de datos de audio auxiliares (bits 4 a 7). Después vienen los 20 bits de datos audio. El nivel de transmisión permitiría, pues, el llegar a una definición de hasta 24 bits por muestra. El reproductor de CD se conforma con 16 bits, del bit 13 (ponderación baja) al bit 28 (ponderación alta), mientras que los bits no utilizados se quedan a «0». Al final de cada «subframe» encontramos el bit de validación (o de invalidación), mediante el cual

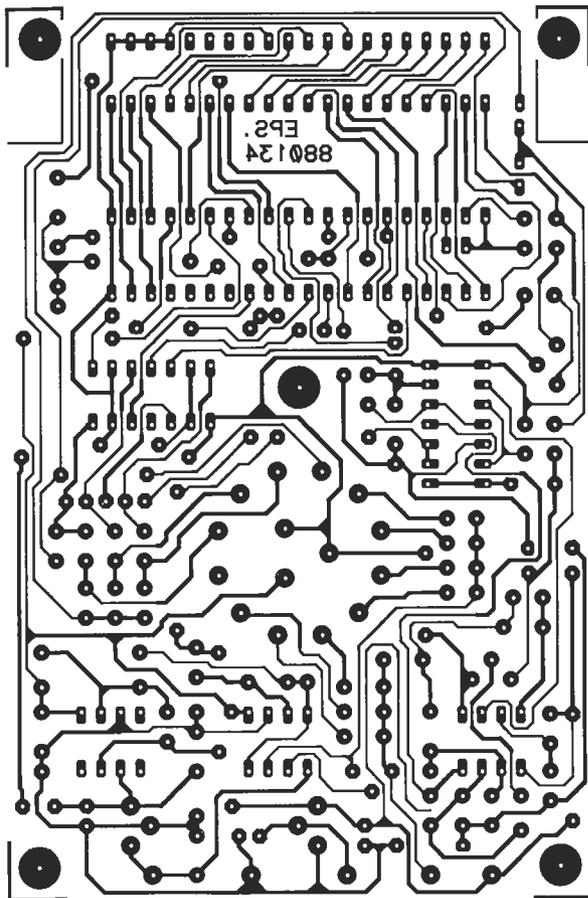
Tabla 2

Secuencia del preámbulo

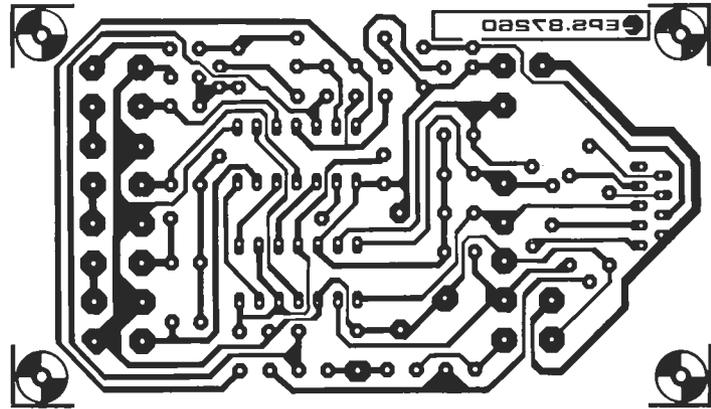
Preámbulo	Bit anterior 0	Bit anterior 1
'B'	11101000	00010111
'M'	11100010	00011101
'W'	11100100	00011011

# EPS

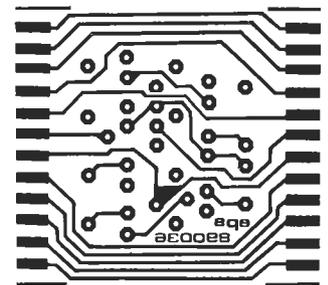
Para la realización de los circuitos impresos de ELEKTOR se pueden emplear los productos INE-LECK-KF (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



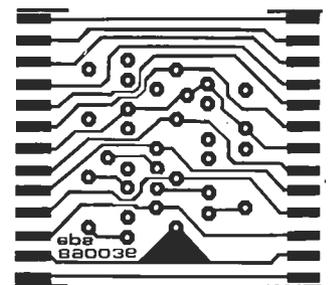
EPS 880134 Medidor de autoinductancias



EPS 87260 Turbo-ratón



cara de pistas

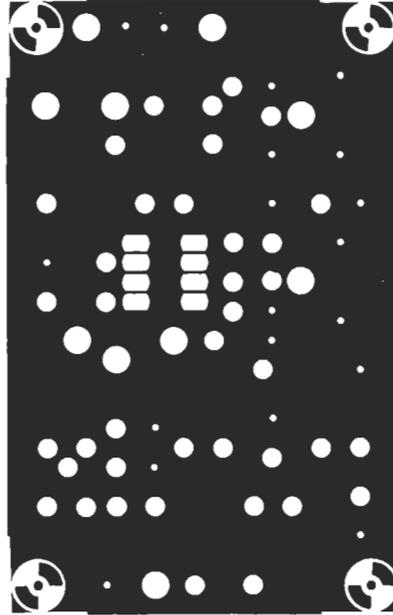


cara de componentes

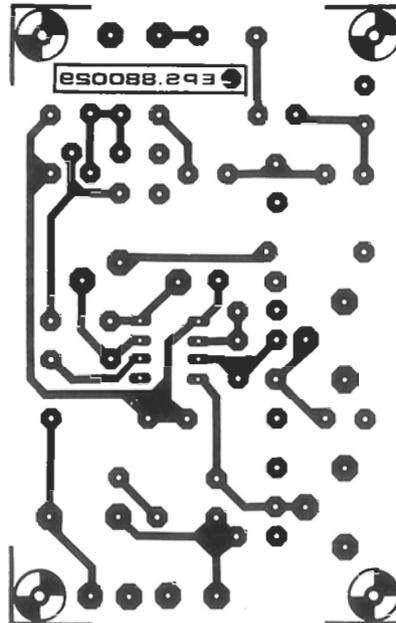
EPS 890036 Monitor RS-232

# EPS

cara de masa

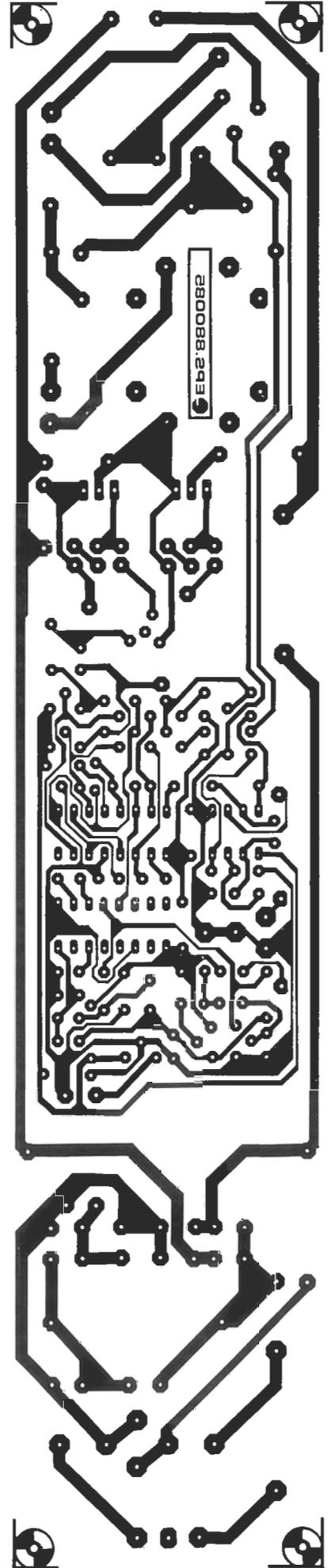


cara de pistas

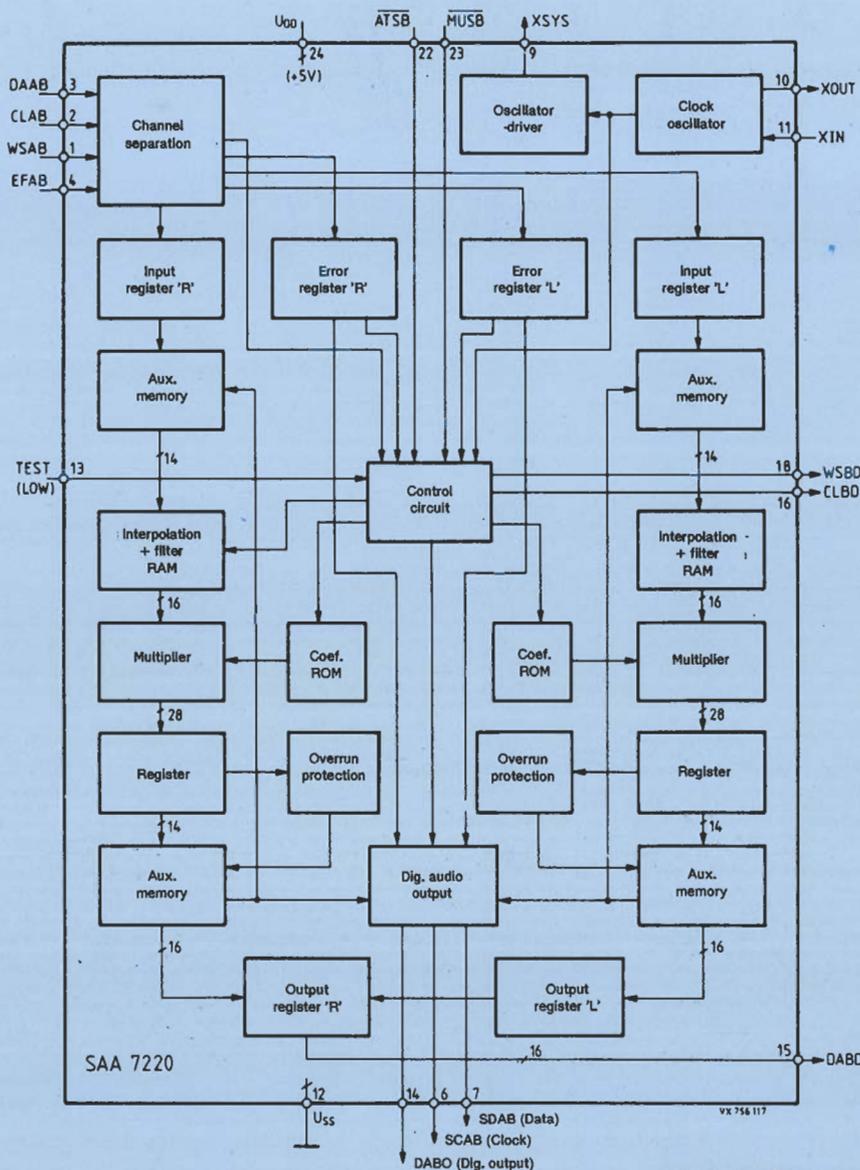


EPS 880029 Convertidor VLF

EPS 880085 Regulador AF para tubos fluorescentes



6a



880078 - 6a

Figura 6. El filtro digital de sobre-muestreo SAA7220 contiene un interface digital, en la salida de datos, patilla 14. La red de componentes discretos permite eliminar la componente de continua de la señal, también permite adaptar el nivel a 500 mV y de llevar la impedancia de salida a 75  $\Omega$ .

el emisor puede indicarle al receptor que no utilice la muestra transmitida. Esto ocurriría en el caso en que el reproductor de CD detectase un error de lectura, en cuyo caso activaría este bit. El bit 29 puede llevar informaciones complementarias que, por ejemplo, sean leídas en el propio disco compacto. El bit 30 puede contener órdenes y protecciones. El bit 31 es un bit de paridad, cuyo nivel lógico está determinado, de forma que el número de «1» contenidos en la palabra sea siempre par (sin tener en cuenta los cuatro bits de sincronización).

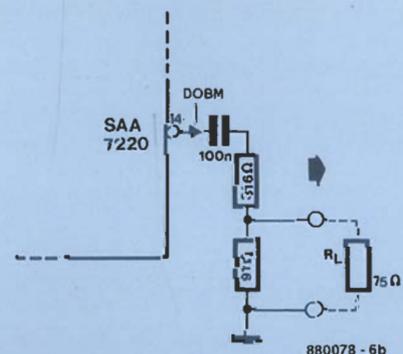
El número de canales corresponde exactamente al número de «subframes» contenidas en una «frame». En el caso de un CD, una «frame» contiene dos «subfra-

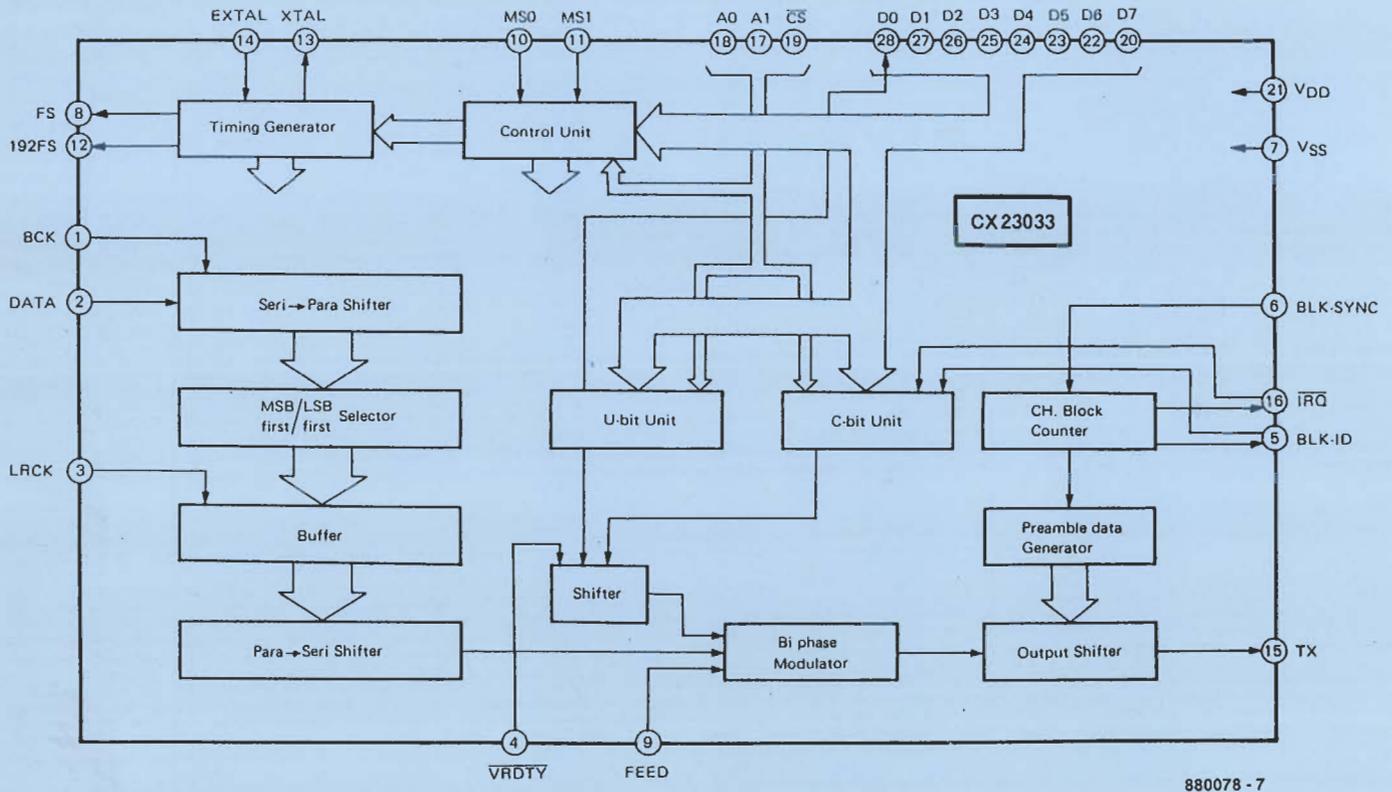
mes»: una para el canal A y una para el canal B. Un bloque está compuesto por 192 «frames» y comienza por el preámbulo B (véase figura 4). La duración de transmisión de una «frame» depende de la duración del período de la frecuencia de muestra de la fuente CD = 44,1 kHz).

### Estado de canal y subcódigo

A razón de un bit por «subframe», el reproductor de discos compactos termina transmitiendo 384 bits de estado y de subcódigo, por cada bloque. Como los bits de estado de canal son idénticos

6b





880078 - 7

Figura 7. El circuito integrado CX23033 también es válido como interface digital del audio para un grabador DAT, para un sintonizador digital y para otros equipos periféricos de los referidos.

Figura 8. Conexión entre un circuito emisor CX23033 y un lector de discos compactos.

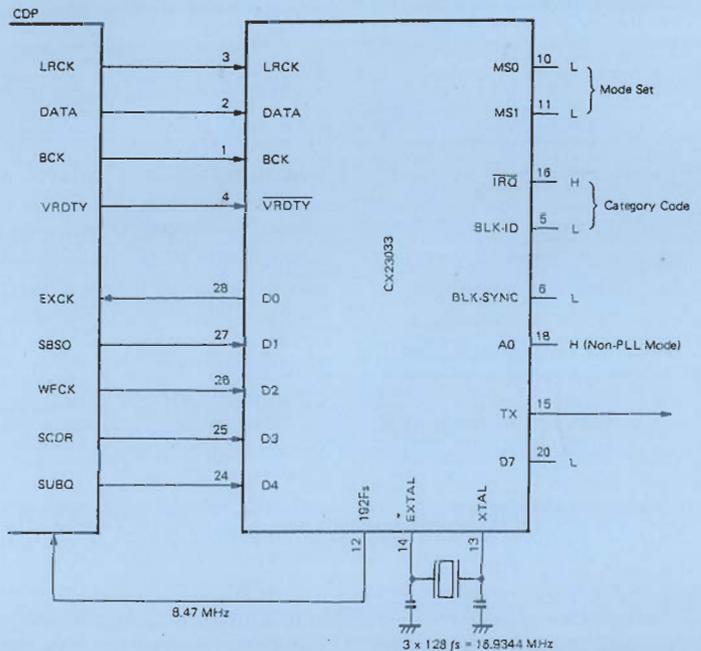
en las dos subframes de una frame, solo se usarán 192 bits de cada bloque. Los cuatro primeros son los bits de control: el bit número 1 no estará a nivel lógico «1» más que cuando se transmita por cuatro canales. El bit 2 está reservado y a «0». El bit 3 es el célebre BIT DE PROTECCIÓN contra las copias que elimina la posibilidad de copia cuando está a nivel «0». El bit 4 es el de preacentuación y cumple esta función cuando está a nivel lógico «1».

Los bits del 5 al 8 están a nivel lógico «0» y reservados. Los bits 9 al 16 componen el código de categoría; puede distinguirse:

- el formato normal de dos canales cuando los bits del 9 al 16 están a «0»;
- el formato CD de dos canales, cuando el bit 9 está a «1»;
- el formato de dos canales codificador-decodificador PCM, cuando el bit 10 esté a «1».

El bit 9 es puesto a «1» por el propio CD cuando éste emite un subcódigo; de lo contrario estaría siempre a «0». Los otros bits de estado de un bloque (17 al 192) estarán siempre a «0».

Los bits del subcódigo pueden ser utilizados libremente por el fabricante del compact disc; por



880078 - 8

ahora no existe ningún acuerdo para la utilización del subcódigo, sólo el hecho de que los bits son agrupados en bloques de 1176, con una introducción de una palabra de sincronismo de 16 bits al menos.

## Circuitería

La figura 5 nos muestra el esquema simplificado de un lector de discos de audio compactos. En el diagrama se puede apreciar el juego de circuitos integrados Valvo que pueden encontrarse en equipos Philips, Grundig, Marantz y de otras marcas. El filtro de sobre-muestreo SAA7220 es particularmente interesante y está asociado al decodificador de datos del CD SAA7210 que figura a la entrada, y al doble convertidor Digital/Analógico de 16 bits, TDA 1541 que está a la salida. Este dispositivo de cuádruple sobre-muestreo de 16 bits está más que comprobado y tiene la ventaja de no necesitar más que un filtro Bessel de tercer orden, para que actúe como pasabajos de salida. En este caso se ha configurado el filtro en cuestión, con el filtro integrado estereofónico TDA1542. Lo que quizá no sea tan conocido, pero que merece el mayor de los intereses, es que Valvo ha logrado integrar la salida digital en el propio filtro digital, como puede verse en la figura 5. En la salida, terminal 14, se dispone de una señal DOBM, lo cual significa «Digital Output Biphase Mark», la famosa señal del formato Philips-Sony, que por otra parte ya hemos descrito, al principio de este artículo. Se trata de la salida de un circuito integrado NMOS, alimentado por 5 V, y cuyos niveles lógicos corresponden, en consecuencia, a tensiones de 0,2 V y 4,8 V aproximadamente. El dispositivo de la figura 6 permite adaptar el nivel a las exigencias de la salida 75 Ω/500 mV, mediante un condensador de 100 nF y de un divisor de impedancia. En la figura 5 podemos ver cómo el fabricante del CD resuelve el problema, colocando un transformador a la salida DOBM, en la parte inferior derecha del diagrama.

Luego de lo anteriormente expuesto se deduce, que en un aparato en el que se ha empleado el juego de circuitos Valvo, los costes adicionales ocasionados por la suma de una salida digital, son despreciables: en realidad, el precio del circuito de adaptación de

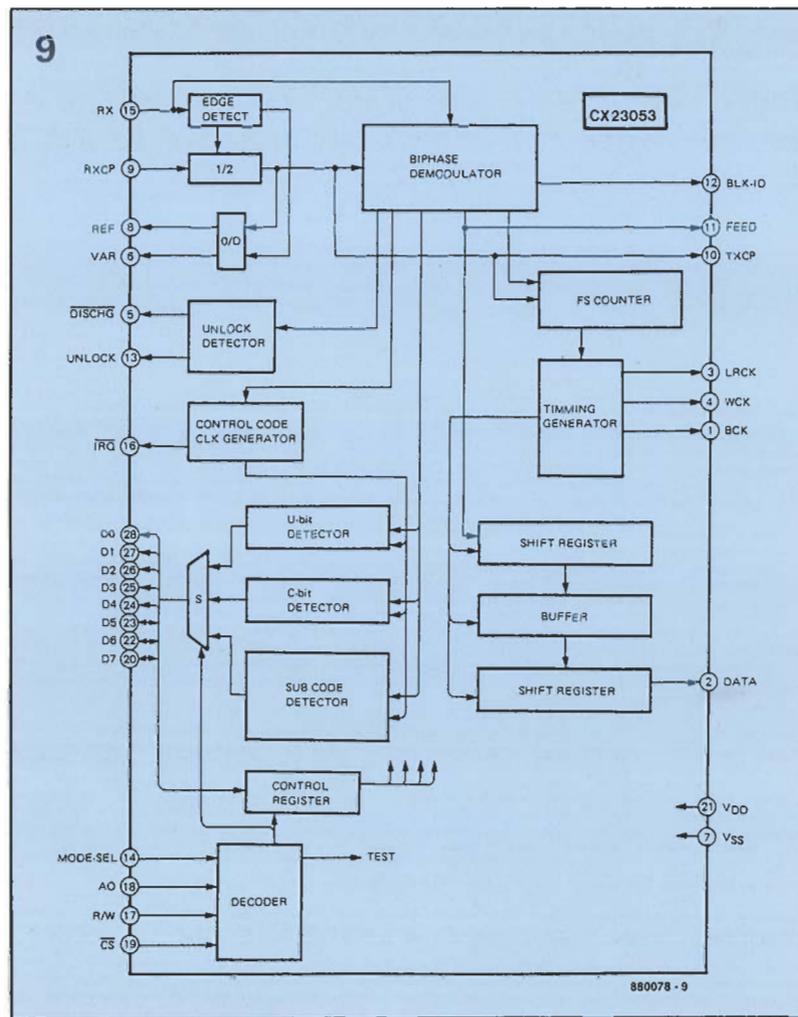


Figura 9. El circuito CX23053 está especializado para la demodulación y la decodificación de la señal «biphase-mark».

nivel y de impedancia y el del contacto «cinch». A pesar de esto, las salidas digitales son todavía raras de encontrar. La modificación de un aparato equipado con un SAA7220 no debería suponer ningún problema en particular. Si se intenta hacer lo mismo con circuitos integrados japoneses, el tema será más difícil, si no imposible.

Sony nos propone el CX23033 que ha sido concebido especialmente para este fin: se trata de un circuito integrado modulador y transmisor de datos digitales de audio, que podremos encontrar en los lectores de discos compactos, los lectores-grabadores de cintas magnéticas digitales (DAT) y en los sintonizadores PCM (cuando existan). Sony ha desarrollado un circuito de emisión y recepción de formatos PS, especial para los DAT (CSD1146Q). La figura 7 nos da una idea de lo que ocurre en un circuito que conoce cuatro modos de funcionamiento diferentes, seleccionados mediante los terminales 10 y 11. En modo DAT, por ejemplo, es posible activar el bit de protección (bit 3), a través del terminal 22 (D6). Los datos a transmitir van siendo dosificados

en la entrada (2) por la señal BCK (1), y salen por el terminal 15 (TX), en formato PS. La figura 8 nos muestra el ejemplo de una conexión entre un lector CD de un solo chip (CX23052 de Sony, con 48 impulsos de reloj por muestra) y el circuito de modulación y emisión CX23033.

En el otro extremo de la conexión digital podemos ver el CX23053 de la figura 9 que se encarga de la demodulación de la señal de doble fase (después del sincronismo por PLL externo). Este circuito también trata los datos digitales, ya que los suministra de forma separada por las salidas DATA (2) y salidas auxiliares (subcódigo y código de control). En su patilla 26 aparece el bit de protección (D2). Valvo también tiene un receptor del mismo tipo, pero no está disponible, mientras que los circuitos de Sony sí lo están. De todas formas, la combinación con el CX20017 (figura 10) no cumple con todos los requisitos para satisfacer plenamente a los oídos más exigentes. Los propios diseñadores de Sony no han dudado en emplear para su primer DAT la pareja SAA7220/TDA1541 de Philips.

En este artículo se describe un circuito que permite controlar los tubos fluorescentes en modo alta frecuencia (AF), lo que no sólo incrementa la ya alta eficacia luminosa de estos tubos, sino que permite variar su intensidad luminosa de forma gradual.

# REGULADOR AF PARA TUBOS FLUORESCENTES

Aunque los tubos fluorescentes de por sí tienen una eficacia (el término «eficiencia luminosa» sería aquí incorrecto, ya que es la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida, pero cuando ambas están expresadas en las mismas unidades) luminosa mucho mayor (80-90 1m/W) que las lámparas de vacío ordinarias (15 1m/W) y poseen una vida media mucha mayor, no son precisamente muy populares en los hogares. Esta impopularidad viene motivada por el tipo de luz «fría» que producen, por la dificultad de atenuar de forma gradual su intensidad luminosa, y por la

molestia psicológica que produce su parpadeo tras el encendido. Aunque el circuito que presentamos aquí no modifica el carácter «frío» de la luz (los fabricantes están de hecho produciendo tubos con luz mucho más «cálida»), elimina los otros dos inconvenientes.

## Ahorro del control AF de los tubos fluorescentes

Las unidades de control de alta frecuencia para fluorescentes llevan ya tiempo disponibles en el mercado, pero se emplean sobre todo en fábricas, edificios de oficinas y similares. El motivo principal de su uso es que proporcionan una mayor eficacia luminosa. Esto es así debido a que la transformación de la potencia eléctrica en potencia luminosa es más eficiente a altas frecuencias, y también porque las pérdidas en las unidades de control son menores a dichas frecuencias (el choque de una lámpara fluorescente doméstica de 40 W disipa alrededor de 9 W).

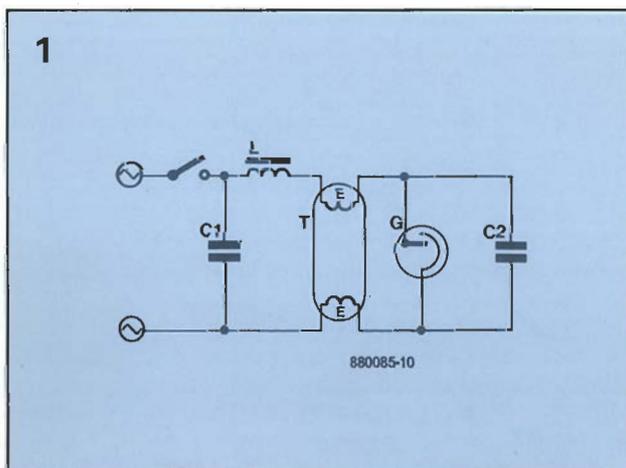
Estas ventajas, por supuesto, no son de gran interés en la ilu-

minación doméstica, ya que el ahorro de energía conseguido no se notaría demasiado en la factura de la electricidad. El motivo principal para adoptar este circuito en la iluminación fluorescente de los hogares, es su capacidad de regular de forma gradual la intensidad luminosa de tales fluorescentes.

## Encendido convencional de los tubos fluorescentes

Un tubo fluorescente consta generalmente de un largo tubo de cristal, T (ver figura 1), que está recubierto en su cara interna con polvo fluorescente, aunque actualmente existen otras formas disponibles. El tubo contiene una pequeña cantidad de argón junto con un poco de mercurio. En cada extremo del tubo se encuentra un electrodo E, que en todos los casos consiste en un filamento arrollado de tungsteno recubierto con una mezcla de óxidos de bario y estroncio. Cada electrodo tiene unidas a él dos pequeñas placas metálicas, una en cada extremo del filamento. Estas placas se comportan como ánodos para re-

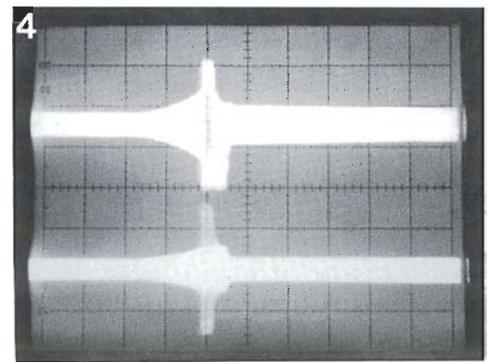
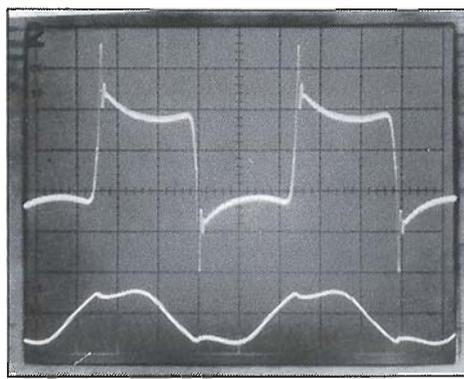
Figura 1. Circuito de un tubo fluorescente convencional de baja presión.



cibir el bombardeo de electrones durante los semiciclos en que el electrodo es positivo. Durante los restantes semiciclos, el filamento caliente adyacente actúa como cátodo, emitiendo electrones.

Para que pueda ionizarse un gas dentro de un tubo fluorescente, el circuito de control debe cumplir unas determinadas condiciones. Este circuito de control está compuesto de un choque L y un interruptor de encendido, G. Antes de la ionización del gas, la resistencia medida entre los dos electrodos es alta.

El interruptor G, llamado interruptor de descarga, es, estrictamente hablando una pequeña lámpara de descarga llena con una mezcla de argón, helio e hidrógeno a baja presión. Los contactos del interruptor de descarga están abiertos en situación normal, pero cuando se conecta la tensión de alimentación, se produce una descarga luminosa entre los electrodos del interruptor. El calor resultante es suficiente para doblar las tiras bimetálicas hasta que hacen contacto y cierran el circuito entre los electrodos EE del tubo. En ese momento comienza a circular una corriente bastante grande a través de dichos electrodos, cuyo valor viene determinado por el choque L. La corriente calienta los electrodos, los cuales, por emisión térmica, generan electrones libres en el interior del tubo. Estos electrones son necesarios para el inicio de la ionización (efecto avalancha).



Debido a que los contactos de G se hallan cerrados, la disipación en este interruptor disminuye rápidamente. Esto hace que las tiras bimetálicas de G se enfríen y que el contacto establecido entre ellas se abra tras un segundo o dos. La brusca reducción en la corriente producida en L genera una f.e.m. de alrededor de 1.000 V en L. La suma de esta f.e.m. y de la tensión de alimentación es suficiente para ionizar el argón del tubo T. Esto reduce la resistencia del tubo, y el choque limita la corriente a un valor fijado por el fabricante. La caída de tensión a lo largo del tubo T es en ese momento de orden de 100 V, que es menor que la tensión necesaria para arrancar el interruptor de descarga.

El motivo por el que los tubos fluorescentes parpadean antes de que se enciendan de forma apropiada, es porque la reducción de la corriente causada por la apertura de las tiras bimetálicas se

produce de forma arbitraria con respecto al período de la tensión de alimentación. Si se abren en el momento en que la corriente que pasa a través del choque es pequeña, la f.e.m. inducida puede no ser lo suficientemente alta como para ionizar el argón del interior del tubo T. En este caso, el proceso se repite hasta que se produce el proceso de ionización.

El condensador C1 eleva el factor de potencia (desfase entre la tensión y la corriente) de 0,5 a 0,9.

El condensador C2 es un supresor de RF.

La mayor parte de la energía luminosa de este tipo de fluorescentes se radia a una longitud de onda de 253,7 nm, que cae dentro de la región del espectro ultravioleta. El recubrimiento fluorescente del tubo absorbe esta energía y la convierte en radiación visible. Mediante distintos recubrimientos pueden obtenerse distintas longitudes de onda en el

Figura 2. Formas de onda de la tensión y la corriente en un tubo fluorescente convencional.

Figura 4. Arranque electrónico: la frecuencia conmuta desde 80 kHz a 30 kHz. Cuando pasa por unos 50 kHz, el tubo se ilumina.

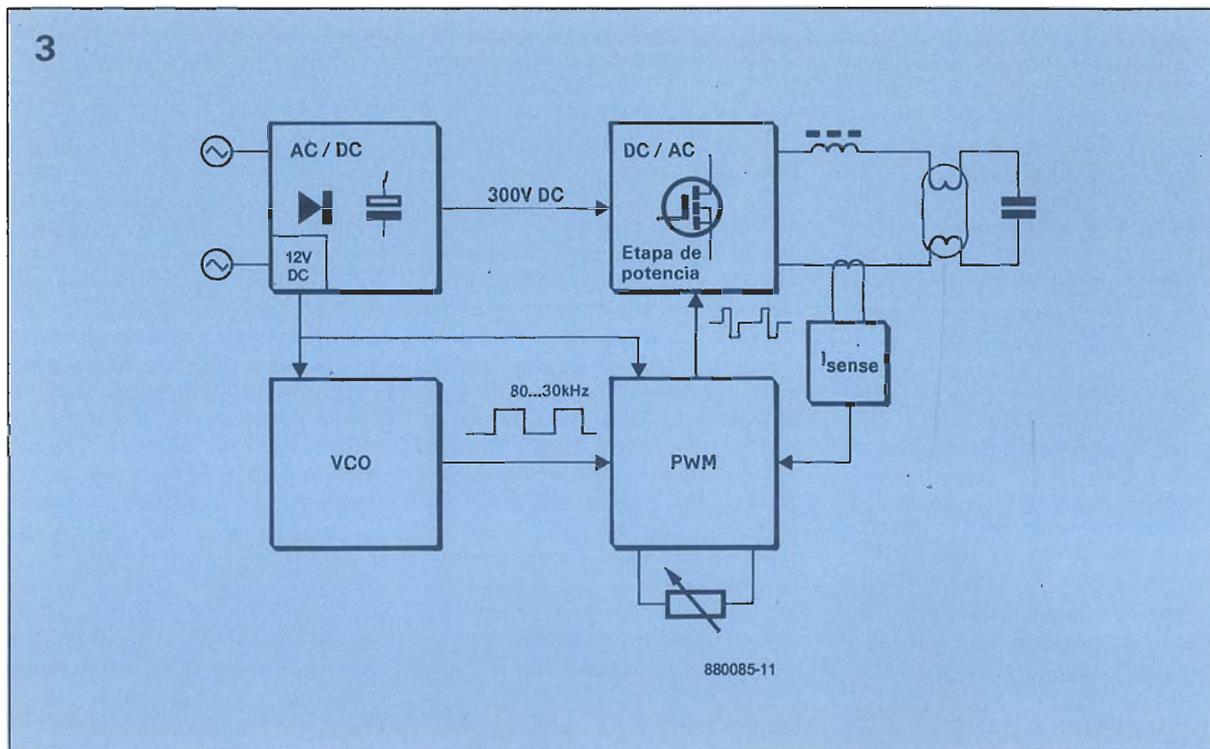
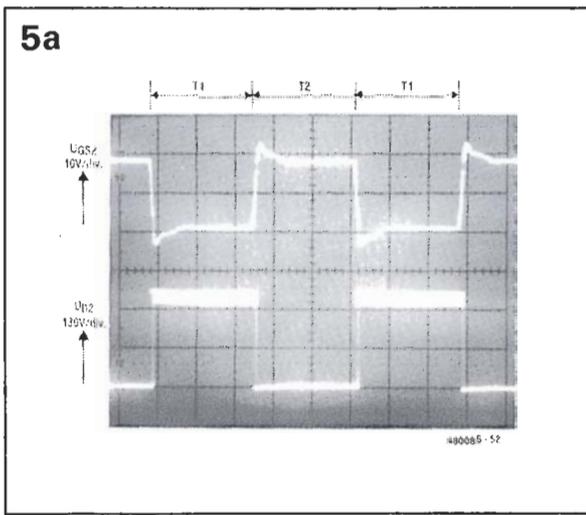
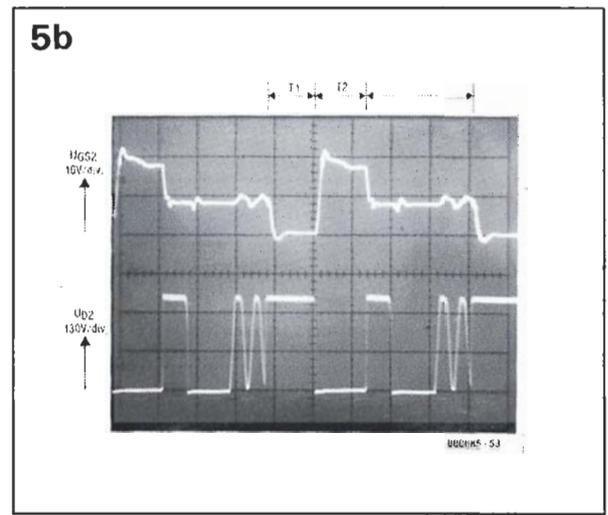


Figura 3. Diagrama de bloques del regulador de alta frecuencia.

**Figura 5a.** Señal de puerta (traza superior) y tensión en la unión de la fuente de T1 y el drenador de T2 al máximo ciclo de servicio. La línea gruesa de la traza inferior está causada por el rizado de 50 Hz.



**Figura 5b.** La misma señal que en 5a, pero graduando la intensidad luminosa del tubo. Durante el período de recuperación ninguno de los MOSFET conduce, y la unión fuente-drenador oscila varias veces entre 0 y 300 V.



espectro visible: el silicato de zinc-berilio genera amarillos y naranjas, el borato de cadmio e itrio da rojo, el tungsteno de magnesio da azul pálido, y el silicato de zinc, verde. El empleo de las mezclas adecuadas de estos componentes hace posible conseguir el color que se desee.

### Control gradual de la intensidad luminosa

El control gradual de la intensidad de los tubos fluorescentes que trabajan a la frecuencia de red es complicado.

La razón para esto puede verse en la figura 2, que muestra la tensión y la corriente en función del tiempo. Puede observarse que después de todos y cada uno de los cruces por cero, la tensión debe subir bastante antes de que el tubo vuelva a iluminarse. Aunque la iluminación que producen todos los fluorescentes fluctúa por este motivo con una frecuencia doble que la de red, el efecto visible que producen se ve bastante disminuido gracias a la persistencia luminosa del recubrimiento fluorescente.

Si la intensidad luminosa del tubo se controla mediante un circuito triac convencional, el instante de tiempo durante el cual la corriente que circula por el tubo es cero, es mayor, y el riesgo de que el tubo se apague es mayor. Hay varias formas de evitar que esto ocurra. La primera de ellas es mantener alta la temperatura de los electrodos mediante una corriente auxiliar externa. La segunda es emplear una tira resistiva a lo largo del tubo como ayuda para el encendido. Esta tira se conecta a uno de los extremos del electrodo mediante una resisten-

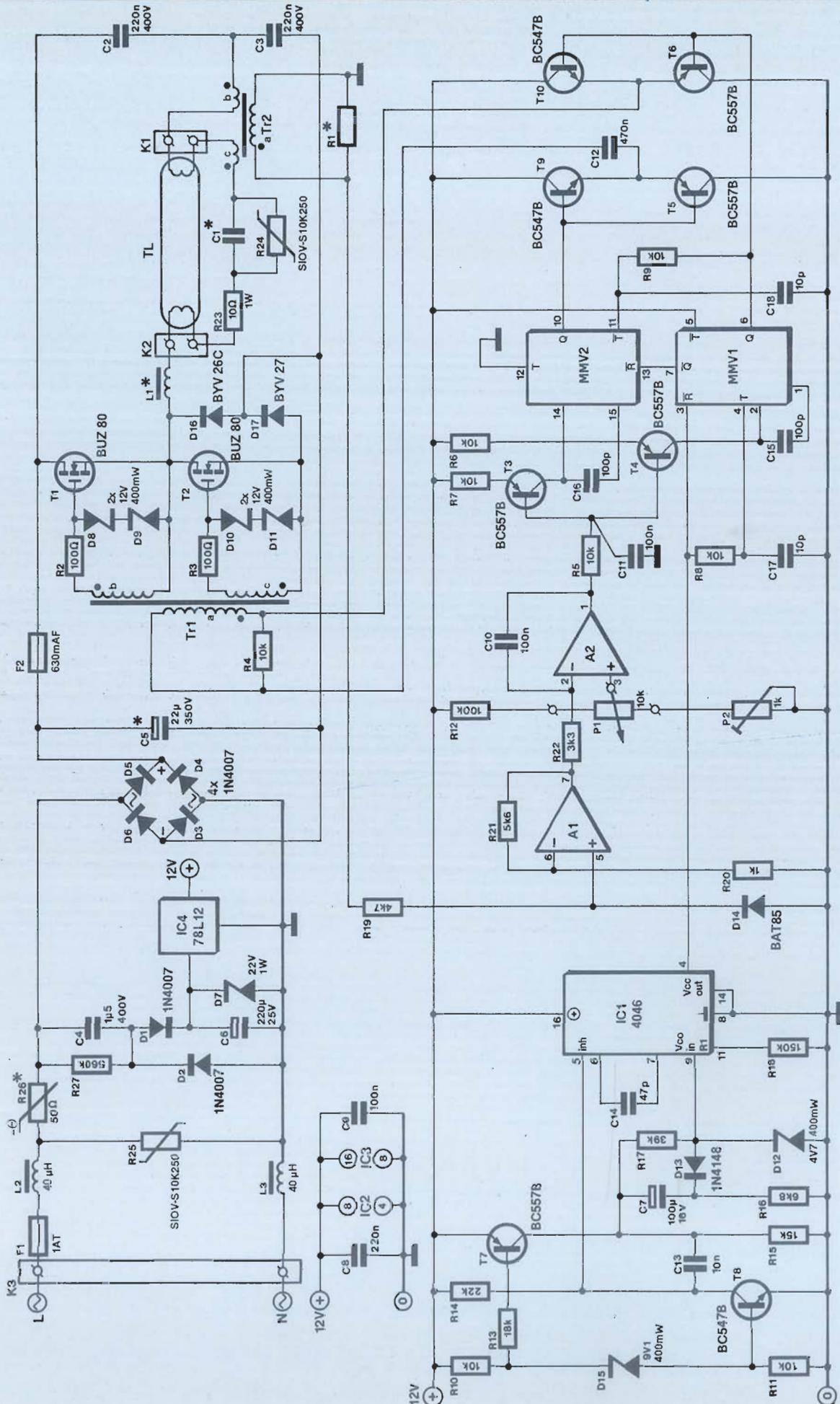
cia de alto valor. En el otro extremo esto produce una especie de pre-encendido, ya que la distancia efectiva entre los electrodos disminuye y hace que la intensidad del campo sea localmente mucho mayor. El tercer método consiste en aumentar la frecuencia de la tensión de alimentación de tal forma que el período sea pequeño con respecto al tiempo de recuperación del gas ionizado en el interior del tubo. El circuito que describimos aquí se encuentra englobado en esta última clase.

### Diagrama de bloques

El circuito es, de hecho, un convertidor AC-AC. La tensión de alimentación se rectifica primero, en onda completa, y se filtra. La tensión continua resultante, de 300 V, se convierte a una tensión en onda cuadrada con una frecuencia de 80 KHz (en el encendido) o de 30 KHz (en el modo de trabajo normal). El tubo fluorescente es parte de un circuito LC serie que está puenteado por un condensador. Mientras que el tubo no esté encendido, tiene una resistencia alta, y no carga al circuito. Durante el arranque inicial con una frecuencia relativamente alta, la reactancia del condensador es más bien baja. Cuando se le aplica tensión al circuito, la corriente que circula hace que los electrodos del tubo se calienten. Inmediatamente tras la conexión, la frecuencia disminuye de forma gradual. Según se va aproximando a la frecuencia de resonancia del circuito, la impedancia del mismo decrece rápidamente, lo que provoca el paso de una corriente muy superior a través de los electrodos. Al mismo tiempo, la caída de tensión en L y en C au-

menta también en forma importante. Como el tubo se encuentra en paralelo con C, se ilumina con facilidad. Cuando sucede esto, la resistencia del tubo decrece rápidamente, amortiguando el circuito LC. A partir de ese momento, la corriente que pasa entre los electrodos se hace mucho menor. El circuito de control reduce aún más la frecuencia hasta que ésta alcanza un valor de 30 KHz. La corriente que pasa por el tubo y el condensador se hace pequeña, debido a que la tensión de encendido a lo largo de la lámpara (y por tanto la caída de tensión en el condensador) es relativamente baja y también porque la reactancia del condensador a 30 KHz es grande.

El ajuste de la intensidad luminosa del tubo se lleva a cabo controlando la corriente que circula por él. Contrariamente a los triacs convencionales, el circuito que presentamos es un bucle de control automático. La corriente se mide con un transformador de corriente y es realimentada al circuito de control. Este último circuito varía el ciclo de trabajo hasta que la corriente medida tiene el mismo valor que la corriente establecida como referencia. Este esquema permite ajustar la intensidad luminosa del tubo prácticamente hasta su apagado. La extinción completa no es posible, ya que exigiría un nuevo ciclo de arranque, con el consiguiente cambio brusco de frecuencias. La regulación en corriente asegura también que en el encendido, cuando la corriente de la lámpara es cero, se optimice automáticamente el ciclo de trabajo de la señal de salida. De este modo, el tubo siempre comienza a iluminarse de forma gradual, independientemente de la posición del control de intensidad luminosa.



A1, A2 = IC2 = 3240  
MMV1, MMV2 = IC3 = 4528

\* Ver tabla 1

880085-12

Figura 7. Placa de circuito impreso del controlador de alta frecuencia.

## Lista de componentes

### Resistencias ( $\pm 5\%$ ):

R<sub>1</sub> ver texto  
 R<sub>2</sub>; R<sub>3</sub> = 100 $\Omega$   
 R<sub>4</sub>...R<sub>11</sub> incl. = 10K  
 R<sub>12</sub> = 100K  
 R<sub>13</sub> = 18K  
 R<sub>14</sub> = 22K  
 R<sub>15</sub> = 15K  
 R<sub>16</sub> = 6K8  
 R<sub>17</sub> = 39K  
 R<sub>18</sub> = 150K  
 R<sub>19</sub> = 4K7  
 R<sub>20</sub> = 1K  
 R<sub>21</sub> = 5K6  
 R<sub>22</sub> = 3K3  
 R<sub>23</sub> = 10 $\Omega$ ; 1 W  
 R<sub>24</sub>; R<sub>25</sub> = varistor  
 S10K250  
 R<sub>26</sub> = NTC  
 50  $\Omega$ ; W, por ejemplo,  
 Mullard n.º 2322  
 610 11509.  
 R<sub>27</sub> = 560K  
 P<sub>1</sub> = 1K ajustable  
 P<sub>2</sub> = 10K  
 potenciómetro lineal  
 con eje de plástico

### Condensadores:

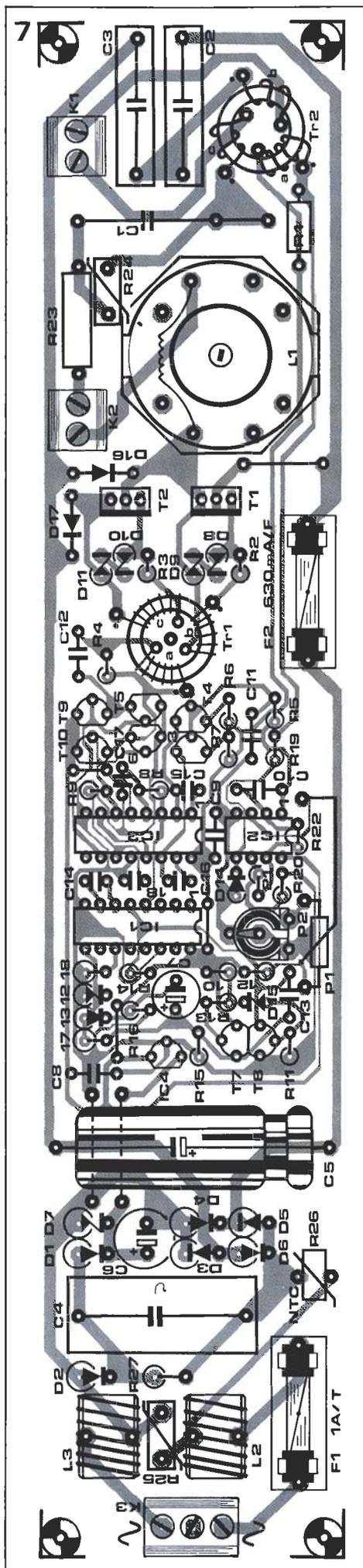
C<sub>1</sub> = ver texto  
 C<sub>2</sub>; C<sub>3</sub> = 220n; 400 V  
 C<sub>4</sub> = 1 $\mu$ s; 400 V  
 C<sub>5</sub> = 22 $\mu$ ; 350 V  
 C<sub>6</sub> = 220 $\mu$ ; 25 V; radial  
 C<sub>7</sub> = 100 $\mu$ ; 16 V; radial  
 C<sub>8</sub> = 220n  
 C<sub>9</sub>; C<sub>10</sub>; C<sub>11</sub> = 100n  
 C<sub>12</sub> = 470n  
 C<sub>13</sub> = 10n  
 C<sub>14</sub> = 47p  
 C<sub>15</sub>; C<sub>16</sub> = 100p  
 C<sub>17</sub>; C<sub>18</sub> = 10p

### Semiconductores:

D<sub>1</sub>...De incl. = 1N4007  
 D<sub>2</sub> = diodo zéner 22 V;  
 1 W  
 D<sub>3</sub>...D<sub>11</sub> incl. = diodo  
 zéner 12 V; 400 mW  
 D<sub>12</sub> = diodo zéner 4V7;  
 400 mW  
 D<sub>13</sub> = 1N4148  
 D<sub>14</sub> = BAT85  
 D<sub>15</sub> = diodo zéner 9V1;  
 400 mW  
 D<sub>16</sub> = BYV26C  
 D<sub>17</sub> = BYV27  
 T<sub>1</sub>; T<sub>2</sub> = BUZ80  
 T<sub>3</sub>...T<sub>7</sub> incl. = BC557B  
 T<sub>8</sub>; T<sub>9</sub>; T<sub>10</sub> = BC547B  
 IC<sub>1</sub> = 4046  
 IC<sub>2</sub> = 3240  
 IC<sub>3</sub> = 4528  
 IC<sub>4</sub> = 78L12

### Varios:

F<sub>1</sub> = fusible lento de  
 1A  
 F<sub>2</sub> = fusible rápido de  
 630 mA  
 2 portafusibles para  
 circuito impreso  
 K<sub>1</sub>; K<sub>2</sub> = terminales de  
 2 bornas para circuito  
 impreso.  
 K<sub>3</sub> = terminal de 3  
 bornas para circuito  
 impreso.  
 L<sub>1</sub> = los siguientes  
 elementos de  
 Siemens son  
 necesarios para  
 realizar esta bobina:  
 1 pot core  
 B65701-L1000-A4B;  
 1 soporte de bobinado  
 B65702-B-T2;  
 2 arandelas  
 B65705-A5000;  
 1 conjunto de montaje  
 B65705-B3;  
 1 tornillo nylon para  
 pot core  
 B65679-E1-X22;  
 1 abrazadera  
 B65679-L3;  
 L<sub>1</sub>, L<sub>3</sub> = choque  
 antiparasitario  
 40  $\mu$ H/2A.  
 TR<sub>1</sub> y TR<sub>2</sub> están  
 bobinados sobre dos  
 toroides de ferrita  
 tipo RK60 (Mullard  
 n.º 4322 020 97060).  
 EPS 880085.



## Descripción del circuito

En la figura 6, el fusible F1 y los choques L2 y L3 están puestos en derivación a través del varistor R25, lo que elimina los picos de la tensión de alimentación. Dicha tensión de alimentación se rectifica en el puente formado por D3-D4-D5-D6 y se filtra en C5. Los picos de corriente a través de C5 los limita la resistencia R26. Debe tenerse en cuenta que el encendido puede producirse en cualquier momento del ciclo de la tensión de alimentación, y los picos de la corriente de carga que esto puede provocar no han de subestimarse. Para mantener baja la disipación en la resistencia R26, ésta es del tipo NTC. Inmediatamente tras el encendido, esta resistencia se calienta, lo que hace que su resistencia caiga de 50  $\Omega$  hasta unos 2  $\Omega$ , limitando de forma eficaz la disipación.

Los condensadores C4 y C6 y los diodos D1, D2, y D7 efectúan un control previo a la tensión de alimentación del circuito de excitación. Dicha tensión se estabiliza a 12 voltios mediante IC4. La máxima corriente que esta disposición puede proporcionar es de 30 mA (determinados por C4). El circuito de excitación requiere unos 20 mA. La etapa de potencia la forman los transistores T1 y T2, que se hallan conectados en medio puente. La tensión existente en la unión entre la fuente de T1 y el drenador de T2 varía entre 0 y 300 V (que equivalen a la tensión de alimentación rectificada). La componente continua de esta tensión la bloquean los condensadores C2 y C3. Con un condensador podría haber bastado, pero dos de ellos en serie proporcionan un desacoplo extra de la alta tensión de alimentación presente. Por lo que atañe a la corriente alterna que pasa a través de la lámpara, los dos condensadores se encuentran en paralelo.

Los FET's de potencia contienen diodos parásitos de recuperación (formados por las uniones p-n del FET) que se activan durante el funcionamiento de la lámpara. Durante la regulación de intensidad luminosa, los dos FET's quedan desconectados durante un intervalo del período de la tensión aplicada. La tensión presente en la unión de la fuente de T1 y el drenador de T2, debido al circuito serie L1-C1, variará varias veces entre 0 y 300 V durante tal inter-

valo, lo que hace que los diodos de recuperación conduzcan alternativamente (ver figura 5b). Cuando T1 se conecta, comienza un nuevo período. Supongamos por un momento que D17 está conduciendo, que D16 no existe y que el diodo de recuperación de T2 conduce justo en el instante en que T1 se conecta. Durante el tiempo de recuperación del diodo de T2, circulará un pequeño pico de corriente entre T1 y T2, lo que afecta a la disipación de manera adversa. Debido a que este problema está provocado por el relativamente elevado tiempo de recuperación inversa del diodo interno de T2 (típicamente del orden del  $1.8 \mu s$ ), se puede solventar conectando el diodo D17 en serie con T2, ya que esto evita la conducción del diodo parásito. Los diodos conectados en serie pueden ser puenteados entonces por el diodo de recuperación D16, mucho más rápido ( $T_{rr}=25 \text{ ns}$ ).

El circuito serie LC lo forman L1 y C1. Este circuito está amortiguado por R23 y R24. Sin estas resistencias, la amortiguación del circuito dependería solamente de la resistencia de los electrodos del tubo. Debido a que ésta es muy baja, podrían darse valores muy altos de la corriente que circula por el tubo antes de que éste se encendiese. La resistencia R23 garantiza una determinada resistencia serie mínima en el circuito. La resistencia en el varistor R24 cae tan pronto como la tensión que hay en bornas de C1 supera el valor de 1 kV. La limitación de la tensión que puede caer en C1 impide variaciones demasiado bruscas en la tensión y la corriente del circuito. Tan pronto como el tubo se ilumina, su resistencia amortiguará más el circuito. Ya que la tensión final que cae en la lámpara es relativamente baja, se evita la disipación adicional de potencia que pueda darse en R24 debido a que el varistor posee una resistencia alta para tales tensiones.

Como la frecuencia de trabajo, 30 KHz, es mucho mayor que los 50 Hz de la tensión de alimentación, que es la frecuencia usual, las dimensiones y la autoinductancia del choque L1 deben disminuirse en la proporción adecuada. Aunque sería posible limitar la corriente de la lámpara a un valor dado mediante la ayuda del circuito regulador de corriente, es mejor hacerlo mediante el choque. La autoinductancia debe escogerse de tal manera que con el

máximo ciclo de trabajo posible, la corriente de la lámpara no supere el valor indicado por el fabricante del tubo.

### Circuito de control

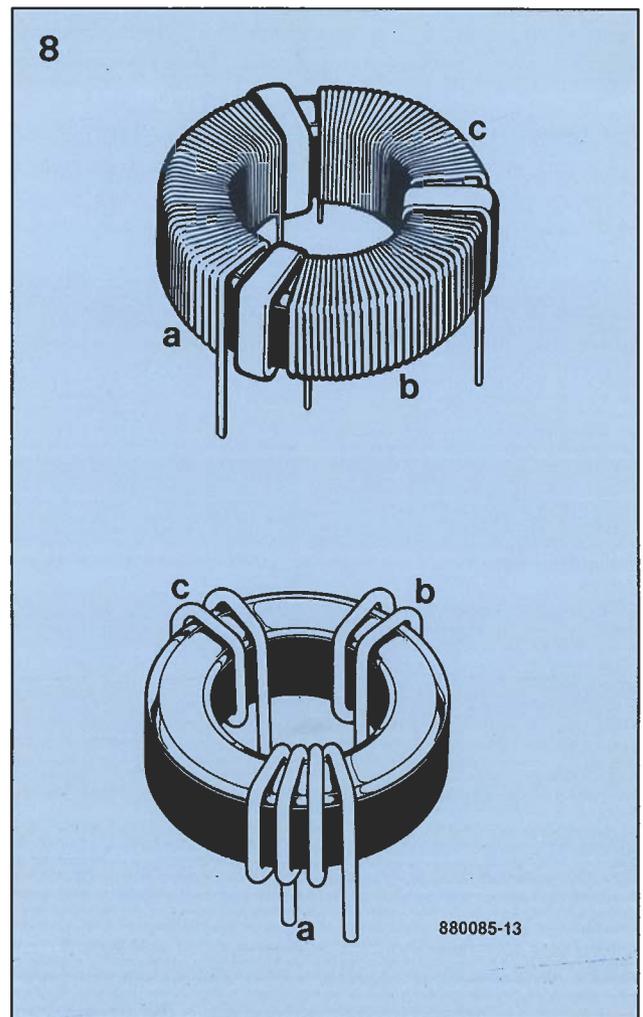
El circuito de control tiene dos tareas que cumplir:

- En primer lugar, la generación de una frecuencia tal que en un intervalo de dos segundos a partir del encendido, varíe desde los 70-80 kHz iniciales hasta la frecuencia normal de trabajo de 30 kHz, pasando por la frecuencia de resonancia, que son 50 kHz.

- En segundo lugar, el control de la corriente de la lámpara de acuerdo con el valor variable escogido, para permitir la variación gradual de la intensidad luminosa de la lámpara. La corriente se controla variando el ancho del pulso de la señal excitadora.

La síntesis de frecuencia la realiza el oscilador controlado en tensión (VCO) IC1, un PLL CMOS 4046. La tensión de alimentación la mantiene estable el zéner D15. Cuando la alimentación cae por debajo de los 11 V, T7 y T8 se desconectan, y el 4046 permanece inhibido. Cuando la tensión de entrada no es menor de 11 V, C7 se conecta a la línea positiva mediante T7. Como al principio el condensador se encuentra descargado, la entrada del VCO tiende también a subir hacia los 12 V, pero D12 previene que dicha subida sobrepase los 4.5 V. Con esta tensión se genera una señal de frecuencia comprendida entre los 70 y 80 kHz. El condensador C7 se carga entonces a través de R16, lo que provoca una caída de potencial en la unión de C7 y R16. Cuando esta tensión cae por debajo de 4 V (los anteriores 4.5 V menos la caída en D13), la entrada del VCO se reduce y por tanto, la frecuencia de la señal de salida disminuye. De esta forma, la entrada al VCO y por consiguiente la frecuencia de trabajo, queda determinada por el divisor de tensión R17-R16.

Los multivibradores MMV1 y MMV2 proporcionan la modulación de ancho de pulso. La señal VCO posee un factor de trabajo del 50% (onda cuadrada). Al monoestable MMV1 lo dispara el flanco anterior de esta señal. Inmediatamente tras la terminación del mono período de MMV1, se dispara el otro multivibrador, que tiene un mono período idéntico. El mono período de los multivibrado-



res es variable debido a que C15 y C16 no están cargados mediante resistencias de un valor fijo como es normal, sino mediante una fuente de corriente variable (un espejo de corriente, estrictamente hablando), formado por T4 y R6, T3 y R7 respectivamente.

La magnitud de la corriente, y por tanto del mono período y del ciclo de trabajo, es continuamente ajustada según sea necesario, por el circuito regulador de corriente. Los mono períodos no pueden exceder en duración a la mitad del período de la señal del VCO. Si uno de los multivibradores intentase generar un mono período con una duración mayor a la indicada, la entrada de «reset» limita dicha duración. De este modo queda asegurado el que el máximo ciclo de servicio del circuito sea exactamente del 50%, según determina el ciclo de trabajo del 50% de la señal del VCO. Por supuesto, esto es fundamental para garantizar el control simétrico de la etapa de salida.

La excitación de la etapa de salida se efectúa mediante un transformador de pulsos, Tr1, que se encuentra situado en el puente T5-T6-T9-T10. Cualquier compo-

Figura 8. Forma de bobinar el transformador de pulsos (a), y el transformador de corriente (b).

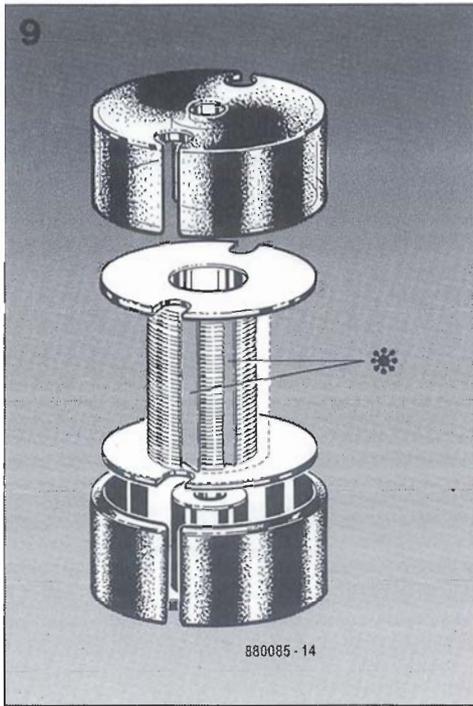


Figura 9. Forma de bobinar el choque L1. En la tabla 1 se dan los distintos números de espiras necesarios, en función del tubo empleado.

Figura 10. Cuando se empleen tubos fluorescentes de más de 30 W, deben refrigerarse los MOSFET, por ejemplo, mediante radiadores de aluminio en forma de L, como se muestra en la figura.

nente continua causada por pequeñas desviaciones de los monoperíodos, queda bloqueada por C12. Tales componentes continuas provocarían corrientes innecesariamente grandes en el primario de baja resistencia del transformador de pulsos, lo que podría llevar a la saturación del núcleo de dicho transformador.

Los MOSFET son excitados directamente por los secundarios de Tr1. Es importante que estos devanados estén conectados en oposición de fase para que los MOSFET nunca se conmuten simultáneamente. Las resistencias R2 y R3 se emplean para amortiguar las oscilaciones provocadas por las autoinductancias parásitas. Los dichos zéner del circuito

de puerta limitan la amplitud de la tensión de puerta.

Para hacer posible la regulación de la corriente de puerta, la corriente de la lámpara se mide mediante un transformador de corriente, Tr2. Una complicación que surge aquí es el hecho de que el condensador C1 está en paralelo con el tubo. Esto significa que no sólo se mide la corriente que circula por la lámpara, sino también la que circula por el condensador. Cuando la intensidad luminosa de la lámpara se reduce y por tanto la corriente que circula a través de ella es pequeña, la corriente que circula por el condensador es relativamente grande y puede impedir cualquier tipo de regulación en corriente. La medida directa de la corriente de la lámpara de forma aislada no es posible, por lo que deben recurrirse a medidas indirectas. Esto se realiza midiendo la corriente total (devanado 1) y restándole a continuación la corriente que pasa a través del condensador (devanado 2, bobinado en oposición de fase al devanado 1). La corriente del secundario de Tr2 se transforma en tensión mediante R1. De esta tensión, la mitad positiva es amplificada por A1, y su valor medio es comparada con una tensión establecida previamente mediante P1. Si se mide alguna diferencia, A2 aumenta la excitación de las bases de T3 y T4, lo que varía el ciclo de servicio hasta que las dos tensiones se igualan. La corriente mínima de la lámpara (aquella para la cual la iluminación está a punto de desaparecer) se ajusta mediante P2.

## Construcción

Como el presente circuito va conectado directamente a 220 V, debe insistirse en EXTREMAR LAS PRECAUCIONES.

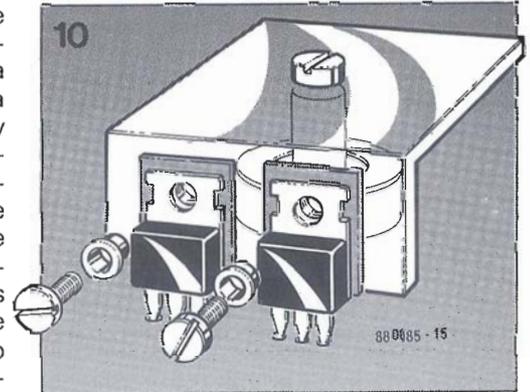
El circuito se construye y se prueba mejor si se realiza en etapas sucesivas. Recomendamos especialmente el empleo de un transformador de aislamiento durante las pruebas del circuito.

Debe comenzarse con la sección de control del centro de la placa de circuito impreso. Móntense todos los integrados, exceptuando IC4, y todos sus componentes asociados, incluyendo los transistores. También pueden ins-

talarse las resistencias R1 y R4, pero los dos transformadores deberán esperar todavía un poco. El potenciómetro P1 puede conectarse temporalmente mediante tres cablecillos cortos.

Debe suministrarse una tensión estabilizada de 15 V a la entrada del regulador, conectada en lugar del puente cercano a IC4 (y la masa de dicha tensión al punto de tierra más cercano, en el borde de la placa, o en el puente exterior). Verifíquese la señal de salida del VCO (patilla 4 de IC1) mediante un osciloscopio o un frecuencímetro. La señal de onda cuadrada debe permanecer estable a unos 70-80 kHz durante un segundo aproximadamente, para a continuación descender hasta  $30 \pm 5$  kHz en pocos segundos. Las desviaciones que puedan surgir en estos valores son debidos a las tolerancias de IC1, y deben compensarse variando ligeramente los valores de R18 y C14.

La misma señal de onda cuadrada debe estar presente en R4, pero en cambio aquí no es un tren



de pulsos, sino una señal alterna con un valor de pico de unos 12 V. Como en esta etapa no puede haber corriente en la lámpara, el regulador de corriente optimizará automáticamente el ciclo de trabajo.

Cuando la alimentación de entrada disminuye por debajo de 11 V, el oscilador deja de funcionar. Cuando la tensión sube por encima de 12 V, comienza un nuevo ciclo.

Verifíquese que la corriente consumida por el circuito de control es del orden de 10 a 15 mA.

## Choque y transformadores

Tanto el choque L1 como los dos transformadores (figura 8 y fi-

Tabla 1

Potencia del tubo	L <sub>1</sub>	C <sub>1</sub>	R <sup>1</sup>
20 W	2,0 mH 45,5 espiras	4n7 1.500 V	2R2
30 W	1,8 mH 43,5 espiras	5n8 1.500 V	1R8
40 W	1,6 mH 42,5 espiras	6n8 1.500 V	1R8
60 W	1,1 mH 32,5 espiras	10 n 1.500 V	1R0

gura 9), no se encuentran disponibles comercialmente.

El choque L1 está bobinado sobre un núcleo con entrehierro de aire (pot core), de  $30 \times 19$  mm, y  $A1 = 1000$ . El número de vueltas depende del tipo de tubo que se vaya a emplear (ver tabla 1). Como en el choque caen tensiones bastante altas, especialmente en el arranque, es fundamental separar cada capa de la siguiente con cinta aislante de buena calidad. El hilo de cobre esmaltado es del tipo 24-26 SWG (0.5 mm de diámetro).

Los dos transformadores están bobinados en el mismo tipo de toroide de ferrita. El devanado primario del transformador de pulsos, Tr1, consta de 40 vueltas de hilo de cobre esmaltado, SWG 35 (0.2 mm de diámetro). Los dos devanados secundarios están formados de 30 vueltas de hilo de cobre esmaltado, SWG 14. Es importante que los devanados secundarios estén bobinados en direcciones opuestas entre sí para asegurar la excitación en oposición de fase de los MOSFET de potencia. Además, como la diferencia de potencial entre los devanados primarios y secundario es de unos 300 V, es importante mantener los secundarios bien aislados del primario.

El transformador de corriente es bastante sencillo de hacer. Los dos devanados primarios constan de dos vueltas de cable de cobre esmaltado SWG 25 (0.5 mm de diámetro), bobinados en direcciones opuestas entre sí. El secundario está formado de cuatro vueltas del mismo tipo de cable que los primarios.

## Construcción final

Los transformadores Tr1 y Tr2 deben colocarse en su sitio en la placa de circuito impreso, seguidos de R2, R3, D8, D9, D10, D11, T1 y T2. A continuación, aliméntese con una tensión de 12 V de una fuente externa, y verifíquese la corriente consumida. Esta debe ser del orden de 20-25 mA pasados unos 5 segundos (a la frecuencia de trabajo normal).

Seguidamente deben verificarse que los devanados secundarios están bobinados en oposición de fase, interconectando temporalmente las fuentes de los MOSFET en la placa de circuito impreso (cortocircuito entre drenador y fuente de T2), y verificando que NO hay señal entre las dos puer-

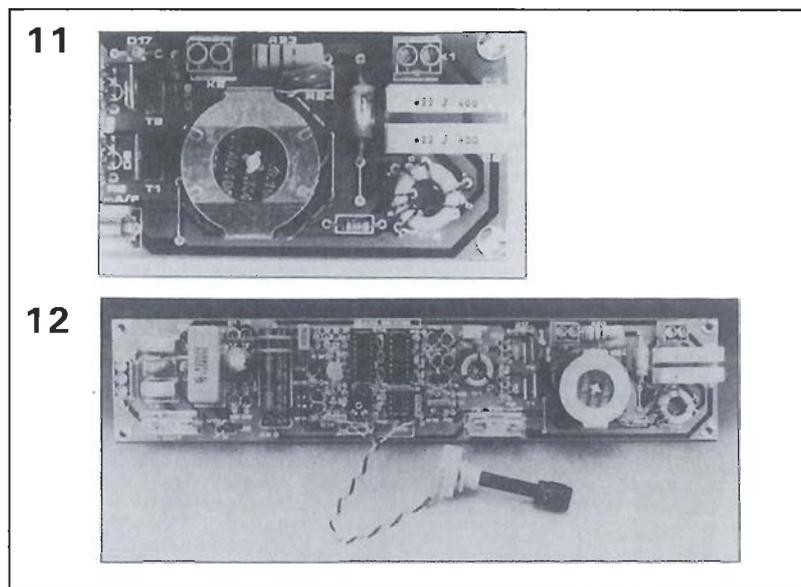


Figura 11. Transformador de corriente y choque L1.

Figura 12. Controlador de alta frecuencia completo, dispuesto para colocarse dentro del chasis de soporte del tubo fluorescente.

tas de los MOSFET. Tras esto, deben montarse K3, F1, L2, L3, R25, R26, R27, C4, C6, D2 y D7. Con un cable de alimentación adecuado, conéctese seguidamente K1 a la tensión de red, y enciéndase. La caída de tensión medida en D7 debe ser de 18 V. **RECUÉRDESE QUE EN ESTE MOMENTO SE ESTA TRABAJANDO CON TENSIONES DE RED, de 220 V.**

Desconéctese la alimentación de K1, descárgese C6 mediante una resistencia, y móntese IC4. Tras esto, colóquense los dos cables que están cerca de C5, pero todavía no coloque este condensador. De nuevo, conéctese la alimentación de red a K1, y compruébese que la salida de IC4 son 12 V. Después debe medirse la señal de puerta con un osciloscopio (compárese con el trazado superior de la figura 5a).

Para terminar, móntense los restantes componentes, sin olvidar el puente que hay cerca de T1. Los valores de C1, L1 y R1 se dan en la tabla 1. Téngase cuidado en no confundir D16 con D17, ya que su aspecto es muy parecido.

Cuando se empleen tubos con una potencia mayor de 30 W, es conveniente montar los transistores T1 y T2 en unos radiadores sencillos, en forma de L y de aluminio, según puede verse en la figura 10. Nótese, sin embargo, que los MOSFET deben aislarse de los radiadores. A causa de las relativamente altas tensiones que se dan en este circuito, las placas aislantes deben ser de cerámica y no de mica.

## Ensamblado y conexión final

Conéctese el tubo fluorescente al circuito, gírese P2 completa-

mente en sentido contrario a las agujas del reloj, póngase P1 al centro de su recorrido, respire profundamente, y conecte el circuito a la red. En principio, el tubo debería encenderse pasados uno o dos segundos, y también debería encenderse pasados uno o dos segundos, y también debería ser posible graduar su intensidad luminosa con P1. Es posible que se vean desagradables efectos luminosos desplazándose a lo largo del tubo. Esto puede eliminarse girando el tornillo de ajuste del núcleo de L1.

Póngase P2 en la posición en la que el tubo permanece apenas iluminado. Debe tenerse en cuenta que un tubo templado puede graduarse bastante más que un tubo frío. Por esto, es conveniente ajustar P2 cuando el tubo esté frío.

A la vista de las frecuencias a las que trabaja el circuito, y a la forma de onda de la señal de salida, es conveniente mantener cortas las conexiones entre el circuito y el tubo. En la práctica, esto significa que el circuito debe instalarse dentro del chasis que soporta el tubo. Esto ya se ha tenido en cuenta al diseñar la placa de circuito impreso. Asegúrese de que hay al menos 6 mm de separación entre cualquier componente metálico de la placa del circuito y cualquier parte metálica del chasis del tubo. Por supuesto, el choque y el cebador antiguos pueden quitarse.

El potenciómetro P1 se conecta a la placa de circuito impreso mediante tres cables. ¡Recuerde que está conectado al neutro de la red a través de P2 y L3! Es conveniente por tanto emplear un potenciómetro con el eje de fibra o plástico. ◀

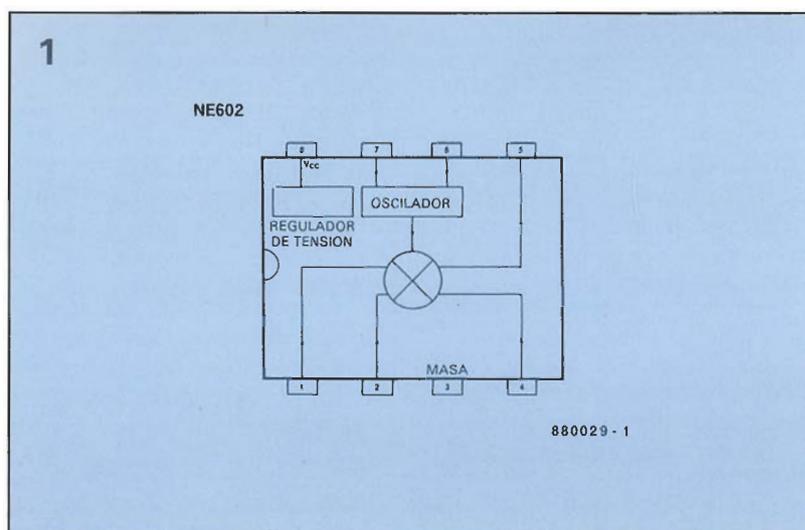
*Construye este convertidor-elevador de 10 MHz si estás interesado en recibir señales horarias, FAX, RTTY y otras estaciones útiles que operan en las bandas kilométricas.*

# CONVERTIDOR VLF

Las frecuencias en el rango de 30 KHz hasta 150 KHz es denominada frecuentemente como la banda de Muy Baja Frecuencia (VLF, «Very Low Frecuency»). Es usada relativamente poco, ya que se necesitan grandes potencias de transmisión y grandes sistemas de antena, los cuales dan una cobertura relativamente pequeña (normalmente entre 300 y 1.000 km). Para un número de aplicaciones, esto no se considera una desventaja, no obstante. La programación de las ondas VLF es muy predecible, ya que no tienen apenas reflexión atmosférica: por lo tanto la distancia de transmisión es definida con mucha exactitud. Las señales VLF se propagan solamente de forma atmosférica a través de la también llamada onda de tierra, donde el espacio entre el suelo y la ionosfera actúa como una guía de ondas. Gracias a esta propiedad de la banda VLF, las señales recibidas están normalmente libres de cambios de fase y variaciones de amplitud («fading», tan frecuentemente encontradas en las bandas de onda corta. La banda VLF es apropiada para la transmisión de datos en un sentido, a media distancia, tales como transmisores

de señales horarias (Rugby GBR, Rugby MSF, Mainflingen DCF77, Prangins HBG), facsímil meteorológicos, comunicaciones submarinas y redes de télex. Una desventaja de la banda VLF es el gran tamaño del sistema de antena que se necesita al lado del transmisor. Sistema de antena de varios kilómetros cuadrados y con múltiples puntos de alimentación para transmisor, no son difíciles de encontrar, todavía logrando una efectividad de solamente un reducido tanto por ciento. Al lado del

receptor deben ser tenidas en cuenta las consideraciones pertinentes, por el alto nivel de ruido producido por el hombre (ordenadores, tubos de neón, aparatos de televisión y otras aplicaciones eléctricas). En la mayoría de los casos, el también llamado «hilo largo» es una antena factible solamente en el lado del receptor. Treinta metros o más de hilo aislado colocado de forma inclinada u horizontal montado bien alejado de las fuentes de interferencia anteriormente mencionadas es lo



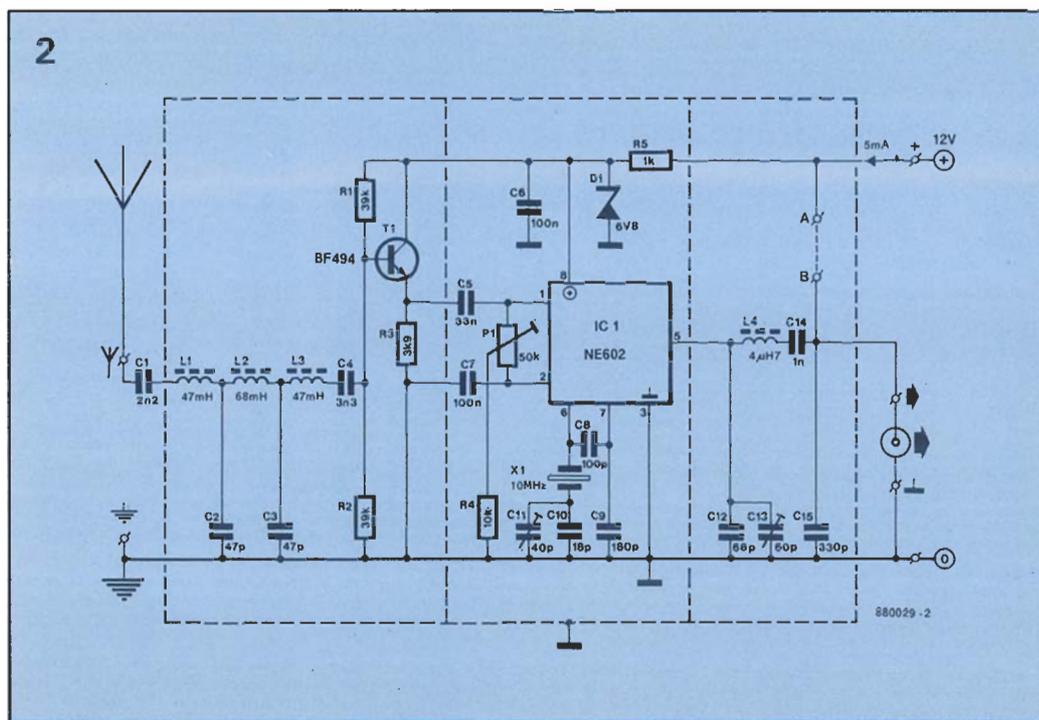
recomendado para los experimentos serios de recepción de transmisores VLF.

Generalmente, cuando más baja es la frecuencia, más rara y más interesante es la estación. No todos los receptores de comunicaciones pueden ser sintonizados tan abajo como 15 KHz, pero esto se hace posible mediante el convertidor elevador descrito aquí. Este efectivamente convierte las frecuencias de 15 KHz a 300 KHz a 10 MHz, de tal forma que las posibilidades del receptor de comunicaciones para sintonizar CW, RTTY, FAX, AM o SSB, en la banda entre 10,000 y 10,300 MHz puede ser explotada para recibir transmisiones VLF.

### Descripción del circuito

El convertidor VLF es una aplicación del doble mezclador oscilador balanceado activo del tipo NE602, cuyo diagrama de bloques es mostrado en la figura 1. El chip requiere solamente un puñado de componentes externos para realizar un convertidor elevador de buena calidad.

El esquema del circuito del con-



vertidor es mostrado en la figura 2. La función del circuito es convertir el rango de frecuencia que va desde 15 kHz hasta cerca de 300 JHz a una banda de un ancho igual que comienza a 10 MHz. El receptor SSB/CW/FAX/RTTY conectado a la salida del convertidor es sintonizado entre 10,015

y 10,300 MHz. Una estación VLF como Rugby MSF es por ejemplo, «recibida» a 10,060 MHz. La señal de antena VLF pasa a través del filtro pasabajos L1-C2-L2-C3-L3-C4, el cual define el rango de frecuencia de entrada (15 KHz...300KHz). El transistor T1 forma un transformador de impe-

## 29

### FERIA OFICIAL MONOGRAFICA INTERNACIONAL DEL EQUIPO DE OFICINA Y DE LA INFORMATICA.

Jornadas profesionales de SIMO, días 17, 20, 21, 22, 23 y 24. Estos días no habrá taquilla desde las 10 hasta las 15 horas. En este periodo y para la entrada en el recinto, será necesario la presentación de su invitación o acreditar su identidad.

Congreso internacional sobre diseño y confort en la oficina CIDYCO 89.  
Conferencia internacional de informática 89. Jornadas para profesiones.

**DEL 17 AL 24 DE NOVIEMBRE.**

**ESTE AÑO VISITE LOS NUEVOS PABELLONES.**

HORARIO: De 10 a 19,30 horas sin interrupción.  
Domingos de 10 a 15 horas (cerrado por la tarde).  
(Prohibida la entrada a menores de 18 años).

# S.I.M.O.

RECINTO FERIAL DE IFEMA EN LA CASA DE CAMPO. MADRID.

APLICACIONES ESPECIFICAS PARA PROFESIONALES

## Lista de componentes:

3

### Resistencias ( $\pm$ %):

R1; R2=39K  
R3=3K9  
R4=10K  
R5=1K  
P1=50 K ajustable multivuelta

### Condensadores:

C1=2n2  
C2; C3=47p  
C4=3n3  
C5=33n  
C6C7=100n  
C8=100p  
C9=180p  
C10=18p  
C11=40p trimmer  
C12=68p  
C13=60p trimmer  
C14=1n0  
C15=330p

### Bobinas:

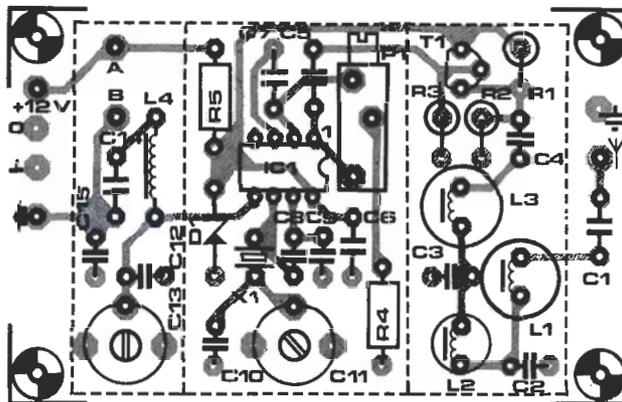
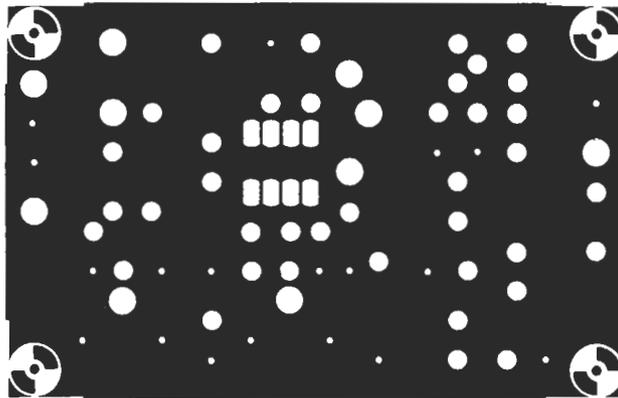
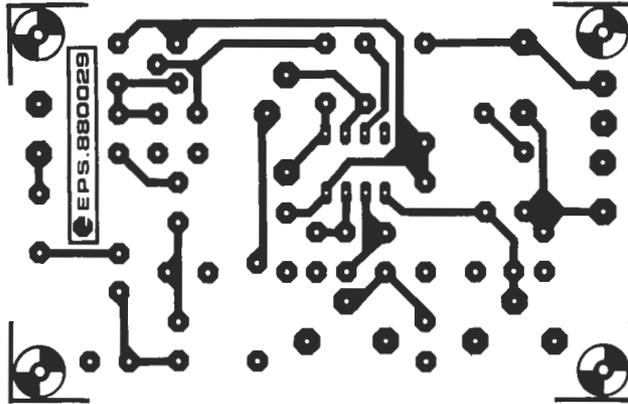
L1; L3=47mH choque encapsulado en ferrita para montaje radial; Toko Type 181LY-473.  
L2=68mH choque encapsulado en ferrita para montaje radial; Toko Type 181LY-683.  
L4=4 $\mu$ H7 choque axial.

### Semiconductores:

D1=diodo zener 6V8; 400 mW  
IC1=NE602  
T1=BF949

### Varios:

EPS 880029  
X1=Cristal de cuarzo 10MHz; 30p resonancia paralelo.



dancia entre la salida del filtro y una entrada RF del mezclador activo en IC1. El NE602 está colocado aquí en una configuración asimétrica. La entrada de RF en la patilla 2 es derivada hacia masa con C7, mientras que P1 es usado para ajustar los voltajes directos iguales en las entradas de RF para optimizar el balance del mezclador. La frecuencia de sali-

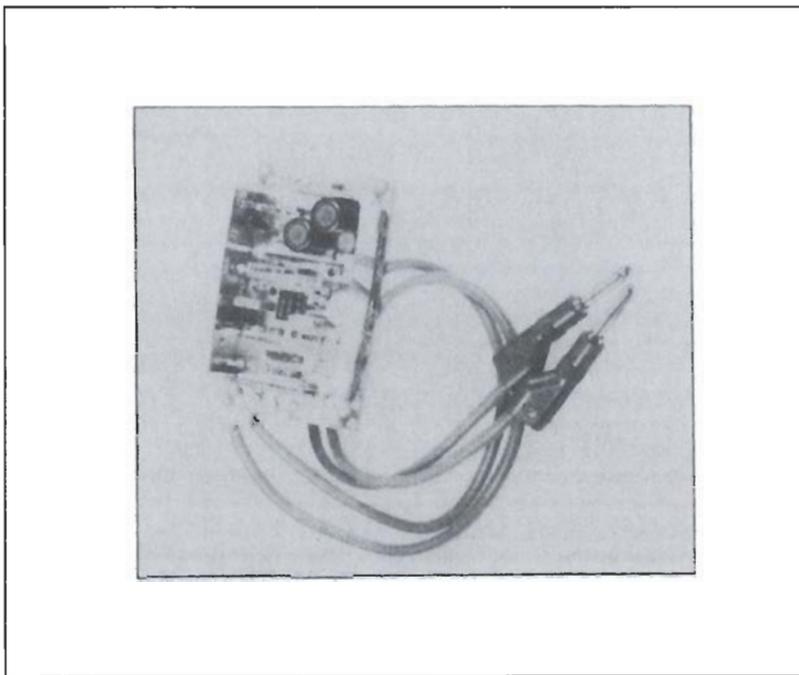
da del oscilador local incluido en el NE602 es ajustada a 10 MHz con ayuda de un cristal de cuarzo externo, X1, el condensador variable (Trimmer) C1 proporciona la forma de ajustar con precisión la frecuencia LO a 10,000 MHz. De esta forma, la escala de sintonía en el receptor corresponde a la verdadera frecuencia recibida, ingorando, por supuesto, el «10»

que precede a los dígitos KHz en el visualizador de sintonía. La salida del mezclador balanceado activo doble tiene una configuración de un solo terminal. La banda de frecuencia convertida hacia arriba es filtrada por un filtro en PI formado por C12 + C13-L4-C14-C15, para suprimir las frecuencias espúreas producto del mezclador. El punto de resonan-

cia de baja frecuencia del filtro es ajustado a unos 10 MHz mediante el trimmer C13. Se debe ver que el mezclador también genera una banda imagen entre 9,985 MHz (10 - 0,915) y 9,700 MHz (10 - 0,3), pero esto tiene pocas consecuencias. El convertidor es alimentado por una fuente regulada de 12 V, ya sea a través de un cable de alimentación separado (no coloque el puente A-B), o a través del cable coaxial al receptor (coloque el puente A-B, y asegúrese que la tensión de salida del receptor se encuentra entre 10 y 15 V). El oscilador-mezclador y el transistor de preamplificación están alimentados a través de una vía creada con el estabilizador R5-D1.

## Construcción y ajuste

El convertidor VLF es un proyecto sencillo de construir. La placa de circuito impreso es de doble cara, pero no es del tipo de orificios metálicos preestañados (ver la figura 3). Comience la construcción colocando las pantallas de cobre o de chapa metálica de unos 15 mm como muestra la disposición de componentes. Las patillas de los componentes mostradas sin el pequeño círculo son soldadas en la cara de las pistas de la placa y el área de tierra provista en el lado de los componentes. Las bobinas radiales L1, L2 y L3 son del tipo de ferrita encapsulados de la casa Toko. El oscilador-mezclador IC1, se suelda directamente a la placa



de circuito impreso (no use zócalo); taladre un orificio de 2 mm. de diámetro en el apantallamiento para proporcionar acceso al tornillo de ajuste multivuelta de P1. Finalmente coloque terminales de soldadura, para la entrada, salida y alimentación. Instale el puente de hilo, ajuste P1, C11 y C3 a la mitad de su recorrido. Aplique 12 voltios al circuito y compruebe la presencia de 6,8 voltios en la pantalla 8 de IC1. Mida la tensión directa en las patillas 1 y 2, y ajuste P1 hasta que ambas se encuentren a un potencial igual de 0,8 voltios. Conecte el receptor y sintonízelo a 10,000 MHz. Con el modo CW CBO a off, o en el centro de su recorrido, conecte el atenuador de entrada o seleccione una ganancia de en-

trada de RF reducida, disminuya la frecuencia del batido de oído hasta que tenga un valor de cero mediante el ajuste de C11 (batido cero). Conecte las antena al convertidor VLF y sintonízelo a una transmisión relativamente fuerte en el rango de unos 200 KHz (10,200 MHz en el receptor), por ejemplo Droitwich (AM), reduzca la ganancia de entrada del receptor y retoque C13 para una recepción óptima (este ajuste es relativamente poco crítico).

## Estaciones y servicios

Debería notar que el conversor VLF tiene cierta ganancia de conversión, de tal forma que se deben tomar todas las precauciones para no sobresaturar el receptor de comunicaciones. Esto es, por lo tanto, muy recomendable hacer uso del atenuador de RF fijo o variable disponible en la mayoría de los receptores. La conexión entre el conversor VLF y la entrada del receptor no balanceada de baja impedancia (50-100 Ω), debe ser realizada mediante un cable coaxial para prevenir la saturación por señales fuertes en la banda de 10 MHz.

15-100 KHz, comunicaciones submarinas (CW), balizas y transmisores de marcas horarias;

100 a 150 KHz: RTTY (radio teletipo) y servicios de facsímil meteorológico;

150 a 300 KHz: Radio difusión de onda larga y ocasionalmente RTTY.

Frecuencia	Estación	Potencia	Servicio
16 kHz	GBR Rugby (UK)	60 kW	Señales de tiempo durante 5 minutos precediendo a las 03.00h, 09.00h, 15.00h y 21.00h
50 kHz	RTZ Irkutsk (USSR)	50 kW	Patrón de tiempo.
60 kHz	MSF Rugby (UK)	60 kW	Patrón de frecuencia y señales BCD de fecha y hora.
71 kHz	not identified		señales horarias.
77.5 kHz	DCF77 Mainflingen (FRG)	50 kW	Patrón de frecuencia y señales BCD de fecha y hora.
117.4 kHz	DCF37 Mainflingen		Facsímil meteorológico.
134.2 kHz	DCF54 Mainflingen		Facsímil meteorológico.
139.0 kHz	DCF39 Mainflingen		Facsímil meteorológico foto-facsímil.

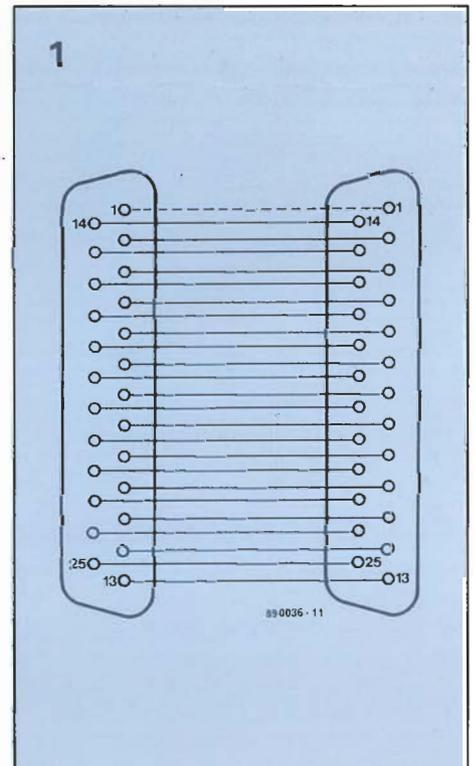
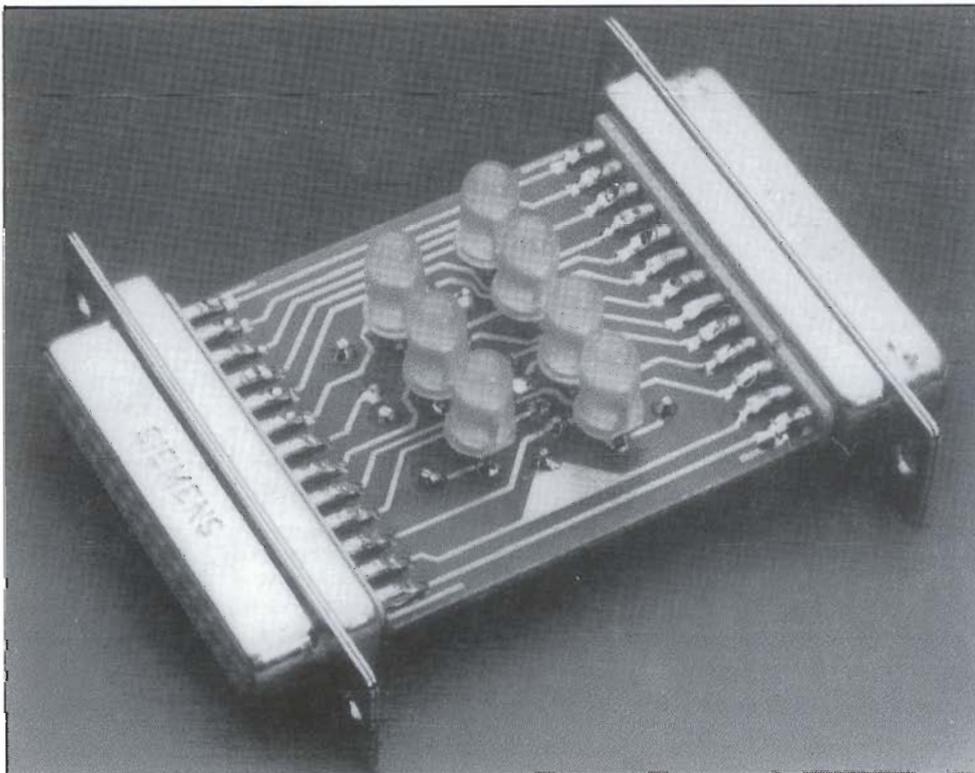
Las comunicaciones serie entre ordenadores y equipos periféricos, o bien de ordenadores ente sí, basadas en el estándar RS-232 resultan bastante complicadas la primera vez. Gran parte de los usuarios de ordenador han sufrido alguna vez durante la realización de una conexión serie a causa de «no poder ver lo que ocurre» en las líneas de datos y protocolos. El voltímetro resulta excesivamente lento en estos casos, y no siempre se dispone de un osciloscopio para poder visualizar, aunque sea de una en una, o de dos en dos, todas las líneas. El pequeño monitor que presentamos aquí resuelve ampliamente este complicado problema.

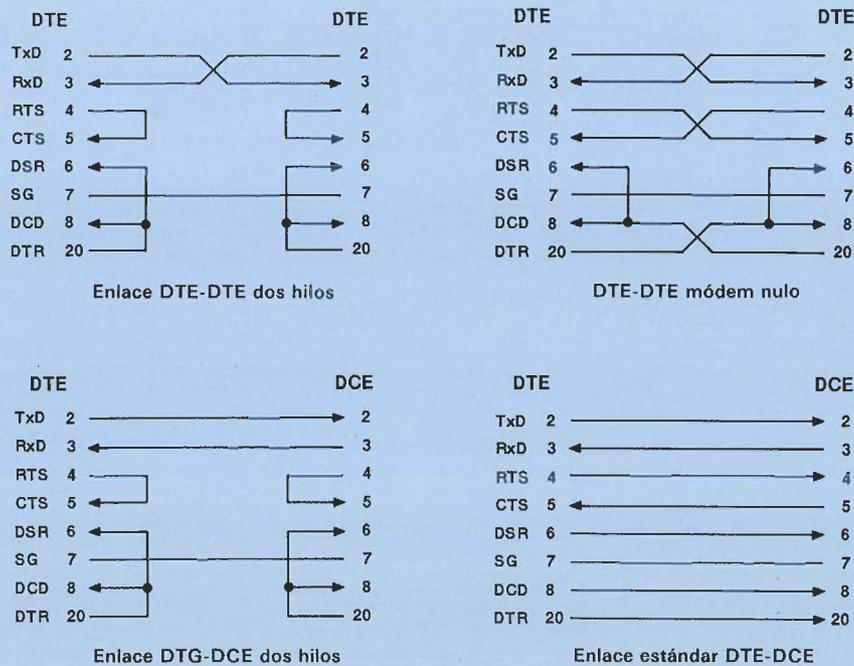
# MONITOR RS-232

Las conexiones, salidas de ordenador, y cables necesarios con el estándar RS-232 son tan habituales actualmente que en muchos casos se olvida, o simplemente no se conoce, la aplicación original de la interconexión serie. En el mundo de los ordenadores resulta algo habitual que cual-

quier conexión Rs-232 «diferente del estándar» (aunque sólo sea ligeramente distinta, e incluso en el caso de la denominada conexión de «módem nulo») conlleva una gran cantidad de tiempo hasta conseguir su correcto funcionamiento. En estos casos, resulta de gran ayuda disponer de una sen-

cilla herramienta que nos permita visualizar la actividad de las señales de datos y protocolo. Antes de comenzar la descripción del funcionamiento y construcción de dicha herramienta, resulta útil hacer una breve recapitulación del funcionamiento básico de la propia interconexión RS-232.





890036 - 12

## Estándar RS-232: correcto mientras funciona

Las señales disponibles en un conector Rs-232, ya sea macho o hembra, de 9 o 25 patillas, están en principio pensadas únicamente para asegurar la correcta transmisión y recepción de datos desde un equipo denominado DTE («Data Terminal Equipment», equipo terminal de datos) a un DCE («Data Communication Equipment», equipo de comunicación de datos). Un DTE es generalmente cualquier fuente de datos, aunque más habitualmente se trata de un ordenador. Un DCE es cualquier dispositivo que convierte los datos de manera que puedan ser transportados una cierta distancia hasta el sistema de recepción. El ejemplo más conocido de equipo DCE es el Módem (MODulator/DEModulator) para teléfono.

El interface RS-232 está especificado para conectar un DTE con un DCE mediante hilos que conectan las patillas con la misma numeración de los conectores en ambos extremos; esto es, la patilla 1 de DTE con la 1 del DCE, la patilla 2 del DTE con la 2 del DCE, etc... (ver figura 1). De forma similar, las funciones de la señal están asignadas de forma que la

transmisión de datos sea óptima en este cable multi-hilo, pero esencialmente sencillo de realizar (ver tabla 1).

## DTE a DTE: conexión de módem nulo

Todo iba bien, y era sencillo de realizar, en el interface RS-232 hasta que, a comienzos de los setenta, a alguien se le ocurrió transferir ficheros entre dos ordenadores (DTE) utilizando los conectores de RS-232. Este tipo de conexión entre dos dispositivos DTE no estaba contemplada ni especificada ni soportada por el estándar RS-232, y eliminaba un buen número de señales de protocolo. La denominada conexión de «módem nulo» mostrada en la figura 2 es conocida actualmente por cualquier usuario de PC como un cable de 6 hilos (excluyendo la masa que, en un sentido estricto, no transporta señal en el cable) con una interconexión, 6-8, en cada conector. De hecho, la conexión de módem nulo no es en absoluto un módem (de ahí su nombre), sino que actúa como un único DCE «visto» por dos ordenadores (DTE).

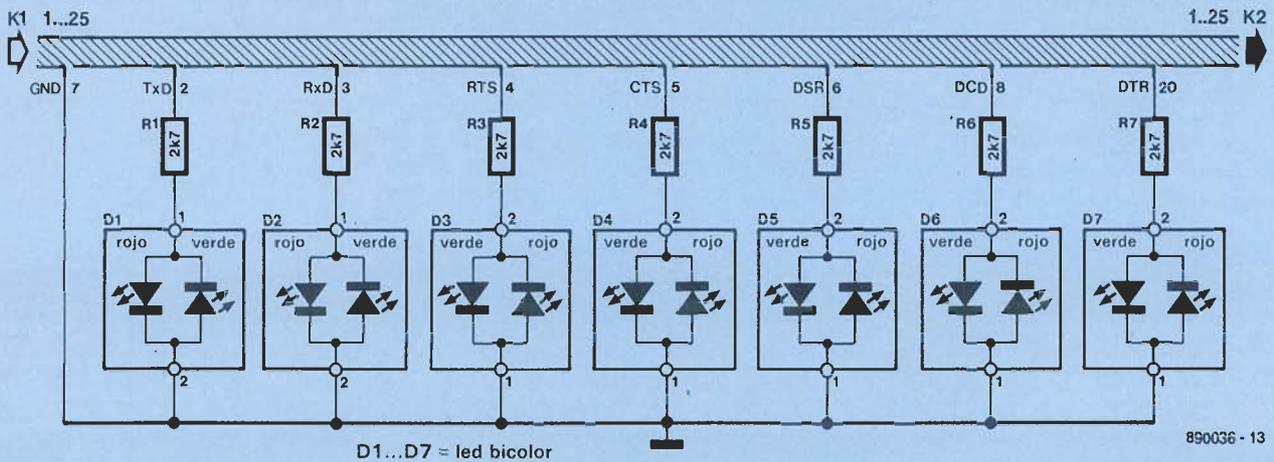
La otra solución, más sencilla todavía, para la comunicación DTE-DTE es la conexión de dos hi-

los, también mostrada en la figura 2. Dado que esta conexión sólo proporciona protocolo a cada ordenador individual, y no entre ambos ordenadores, puede causar problemas con velocidades de transmisión relativamente altas. Para la mayor parte de los PC y compatibles, con la ejecución de una sencilla instrucción COPY COM1: los problemas se presentan a partir de 9.600 bit/s.

El intento de algunos usuarios de PC para introducir protocolos en la transferencia de ficheros ordenador-ordenador a menudo caen en un uso ligero pero esencialmente diferente de los puertos serie; las señales disponibles por dos DTE no siempre resultan adecuadas para este propósito. No hay que olvidar que, al menos en el origen, el interface estaba previsto para conectarse a un DCE, y no a un DTE. En estos casos, los experimentos resultan altamente dependientes de la máquina específica empleada, y no garantizan resultados satisfactorios en otras configuraciones diferentes de sistemas y equipos.

Volviendo a recalcar que el estándar RS-232 fue concebido originalmente, y resulta todavía perfectamente válido, para realizar una comunicación bidireccional entre un DTE y un DCE, resulta bastante fácil deducir que la mayor parte de los problemas de

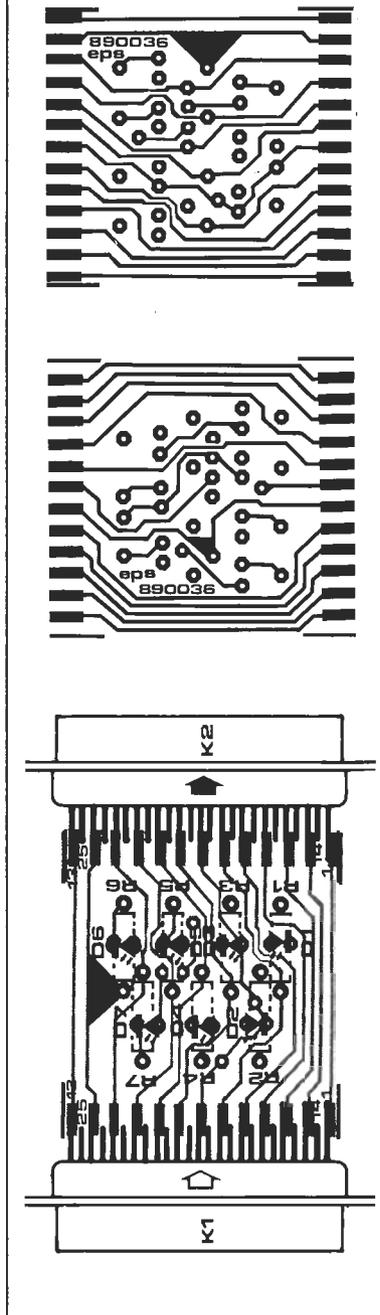
3



compatibilidad experimentados actualmente están causados por aplicaciones y configuraciones no estándar del mismo. Sin embargo, y debido a la rápida expansión de las comunicaciones basadas en ordenadores, hoy día las aplicaciones que se salen del estándar resultan, con mucho, más numerosas que las que se ajustan a él. A menudo el interface RS-232 es injustamente criticado por una innecesaria complejidad al ser usado en configuraciones para las cuales jamás fue imaginado que podrían ser empleadas.

Parte de la confusión creada en torno a este interface proviene del rápido crecimiento e implementación de los microprocesadores. De los antiguos equipos DCE que meramente suministraban señales lógicas para indicar un cierto estado, se ha pasado a existencia de equipos DCE tan inteligentes como los DTE. Este elevado nivel de inteligencia ha obligado al empleo diferente de algunas señales, e incluso a la introducción de señales de control totalmente nuevas, incluso en patillas inicialmente no empleadas, o utilizadas de diferente manera, y todo ello al arbitrio de cada fabricante. Ejemplos de interconexiones serie que son definitivamente específicas de una marca son, por ejemplo, la salida serie de los PC (El famoso conector de 9 patillas), las impresoras láser con Postscript (que pueden «hablar» con el ordenador) así como el empleo de tensiones no simétricas en las líneas (como el uso de señales extraídas de una alimentación digital de +5 V), así como muchas impresoras de puntos (que incluyen «exóticas» líneas de control), módems inteligentes, scanners y otros digitalizadores, todos ellos empleados de forma masiva en torno a

4



los PC. Por todo ello, resulta imprescindible una herramienta que permite al «experto en comunicaciones» localizar rápidamente un problema si la unión serie no trabaja como es debido.

### Descripción del circuito

El esquema de la figura 3 muestra que el indicador de señal está construido a base de unos cuantos led bicolors, sus resistencias serie asociados, dos conectores, y una placa de circuito impreso cuyo diseño se muestra en la figura 4. Esta placa lleva las 25 patillas del conector hembra tipo D25, K1, situado en un extremo, directamente a las patillas del conector macho situado en el otro lado. Siete de las líneas entre K1 y K2 están derivadas para excitar los led bicolors encargados de indicar el nivel lógico de corriente. Las 7 líneas que están controladas son aquellas consideradas generalmente como indispensables para la correcta transferencia de datos con un enlace RS-232.

Referente a la definición de los niveles lógicos empleados en las líneas de RS-232, conviene recordar que el nivel lógico 1 corresponde a una tensión negativa, y el nivel lógico cero a una tensión positiva. Esto se aplica tanto a las líneas de datos como a las de control.

### Construcción

El circuito impreso se ha diseñado de forma que sea lo sufi-

cientemente pequeño como para asegurar que el monitor RS-232 es robusto y fácil de transportar. Los islotes de cobre situados en los extremos de la placa permiten el empleo de conectores D25 (macho y hembra) del tipo de conexión a cables, en lugar de los modelos especiales para circuito impreso, con el consiguiente ahorro. Una vez realizada la soldadura por ambas caras, se dispone de un conjunto compacto de una excelente rigidez mecánica. Se recomienda colocar los dos led correspondientes a las líneas RxD (Recepción de datos) y TxD (Transmisión de datos) con la polaridad invertida respecto a los otros 5 led, como se indica en el esquema, de forma que un led verde encendido corresponda siempre a un nivel lógico alto.

El acabado final del monitor RS-232 depende del gusto individual. La placa completa puede ser incorporada en una caja de plástico, o bien emplear las tapas de plástico de los conectores D25 para fabricar una cubierta del circuito impreso, o incluso emplear alguna pasta o resina, posteriormente recubierta de barniz, para englobar el montaje. **M**

Tabla 1

Patilla	Señal	Función	DTE	DCE
1	CG	Masa chasis		
2	TxD	Transmisión datos	Salida	Entrada
3	RxD	Recepción datos	Entrada	Salida
4	RTS	Interrogar para enviar	Salida	Entrada
5	CTS	Borrar para enviar	Entrada	Salida
6	DSR	Datos preparados	Entrada	Salida
7	SG	Masa de señal		
8	DCD	Detección de portadora	Entrada	Salida
9		Tensión positiva de prueba		
10		Tensión negativa de prueba		
11		No asignada (libre)		
12	SDCD	DCD secundario	Entrada	Salida
13	SCTS	CTS secundario	Entrada	Salida
14	STxD	TxD secundario	Salida	Entrada
15	TxC	Reloj de transmisión (DCE)	Entrada	Salida
16	SRxD	RxD secundario	Entrada	Salida
17	RxC	Reloj de recepción	Entrada	Salida
18		No asignada (libre)		
19	SRTS	RTS secundario	Salida	Entrada
20	DTR	Terminal de datos preparado	Salida	Entrada
21	SQ	Detector de calidad de señal	Entrada	Salida
22	RI	Indicador de timbre (de llamada)	Entrada	Salida
23	SEL	Selector de velocidad DTE	Entrada	Salida
24	TCK	Selector de velocidad DCE	Salida	Entrada
25	BSY	Línea de datos ocupada	Entrada	Salida



# CURSO TECNICO DE INTRODUCCION A LA ELECTRONICA

**E**ste curso pretende actuar como directriz para todo aquél que desee introducirse en el cálculo y diseño de circuitos con semiconductores. Para facilitar el aprendizaje, se presentan los diversos circuitos de una forma más simple y didáctica. Con una mínima preparación teórica y matemática el lector consigue desenvolverse en el tema del diseño electrónico.

Pida su ejemplar en el (91) 255 63 25



Plza. República Ecuador, 2. 1.º  
28016 Madrid, Teléf.: 4579424

*Aunque hay actualmente disponibles una gran variedad de módulos de visualización de cristal líquido (LCD, Liquid Crystal Display), tanto en su forma como en sus dimensiones, sus particulares entradas serie requieren un interface para permitir su conexión al bus de un ordenador. El interface que aquí describiremos es versátil y relativamente sencillo de configurar y programar desde el punto de vista de un dispositivo conectado a un bus, para un gran número de ordenadores personales. Aunque la aplicación que presentamos está fundamentalmente enfocada al módulo LCD matricial de 400 × 64 puntos LM40001 de Sharp, la tarjeta de interface es también adecuada para varias unidades similares de las series LM de Hitachi.*

# CONTROLADOR PARA PANTALLAS LCD DE ALTA RESOLUCIÓN CON INTERFACE PARA BUS (1ª PARTE)

Figura 1. Diagrama de bloques del interface universal para pantallas de cristal líquido.

Las pantallas de cristal líquido (LCD) destinadas a aplicaciones de texto y gráficos se suministran generalmente en forma de un panel reflexivo (Los visualizadores de cristal líquido «reflejan» la luz ambiente cuando sus segmentos están polarizados de cierta manera) protegido por un cristal (la pantalla real), y una tarjeta controladora unida a su parte posterior. El controlador traduce los da-

tos recibidos en su entrada serie en señales adecuadas para el panel reflexivo. Estas señales se manifiestan como grupos de puntos que forman caracteres legibles o gráficos. En la mayoría de los casos los controladores LC poseen una ROM de caracteres incorporada. El formato serie empleado para controlar los módulos de visualización de cristal líquido no guarda ninguna similitud con

los estándares conocidos, como por ejemplo el RS232. Cuando en un ordenador se desea utilizar un módulo de visualización LC inteligente y de relativamente alta resolución, como por ejemplo el LM40001, es necesario emplear un circuito de interface como el que se describe en este artículo.

Entre los ordenadores que pueden conectarse al interface men-

cionado se encuentran los siguientes:

- Sistemas basados en el 6502 (C64, C128, Acorn).
- Sistemas basados en el Z80 (ordenadores CP/M y MSX).
- PC's IBM y compatibles.
- El ordenador BASIC, de Elektor (1).

Además, debe destacarse que el interface LCD puede controlarse completamente desde BASIC.

## Pantallas de cristal líquido

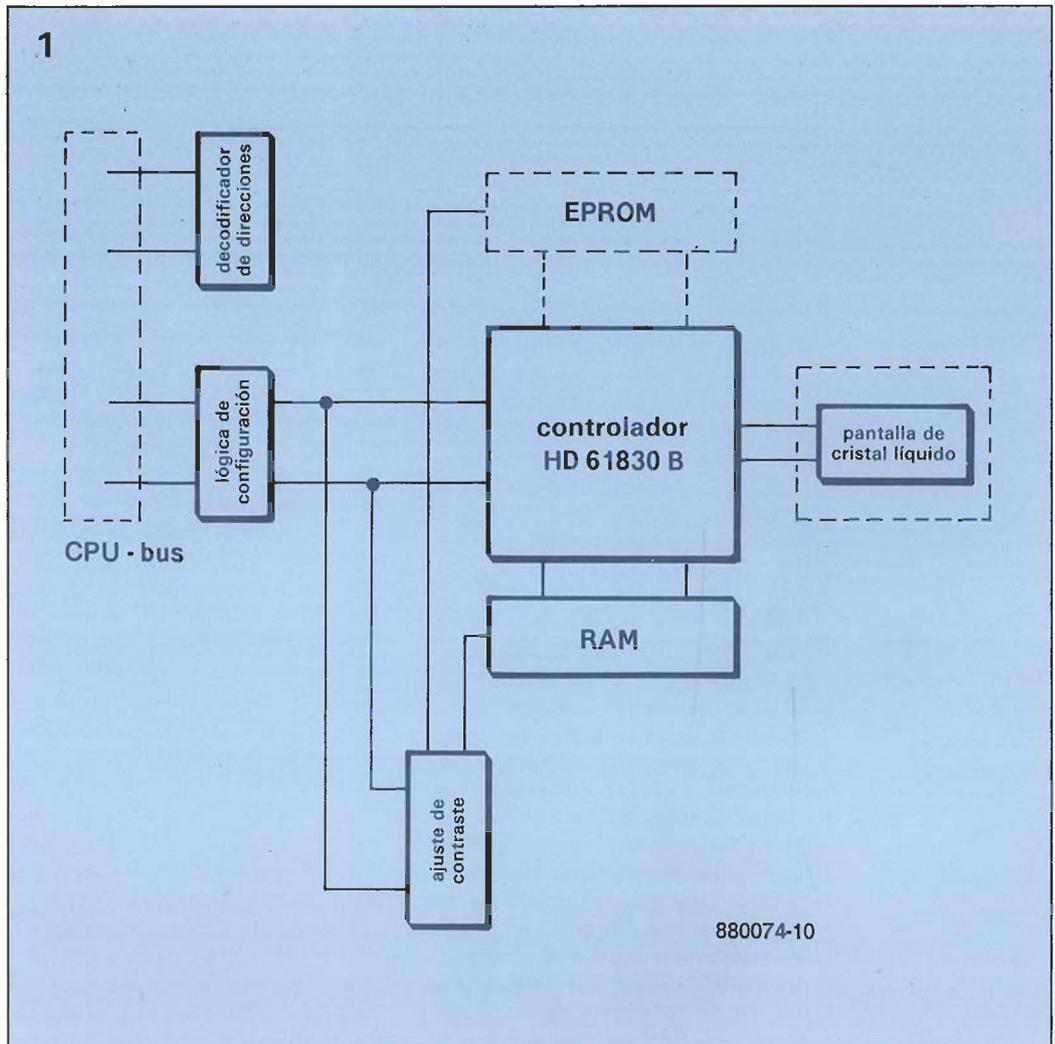
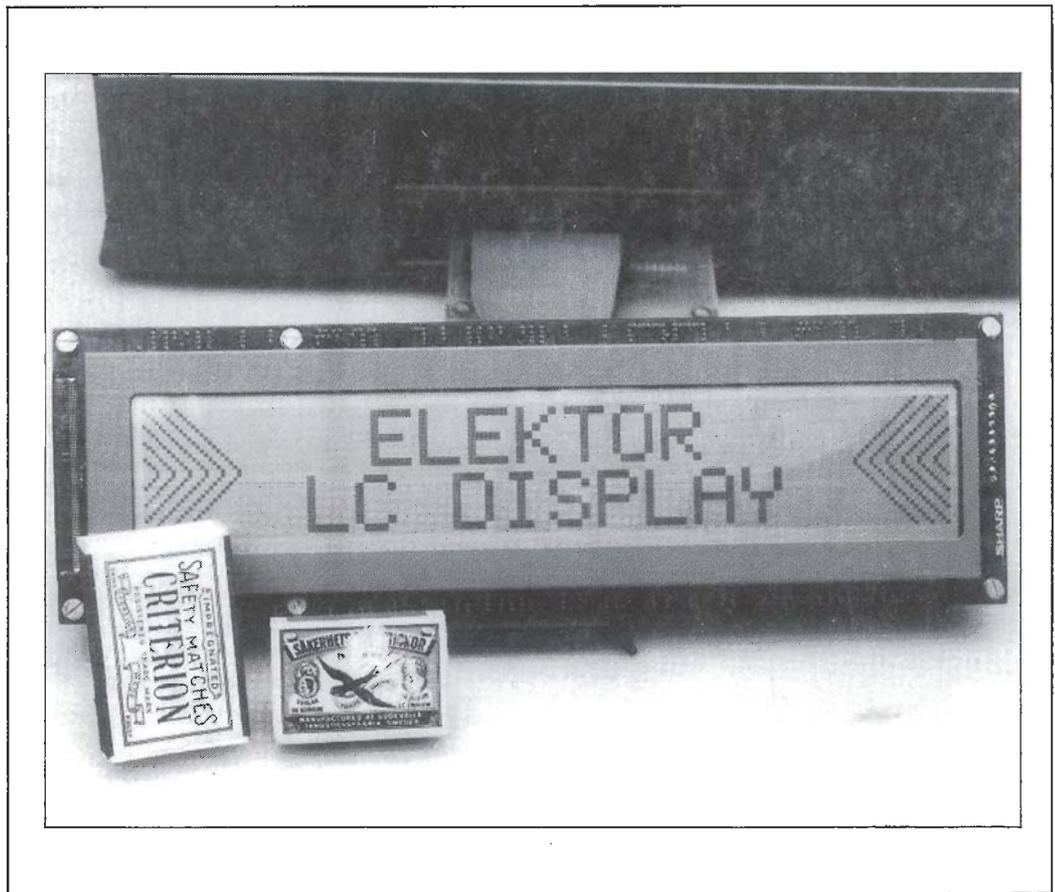
Aunque estrictamente hablando el LM40001 de Sharp es un módulo de visualización de cristal líquido, es más adecuado denominarle pantalla de cristal líquido, debido a su gran superficie visible (220 x 35 mm), y a su capacidad de interpretar datos como información gráfica (pueden direccionarse los puntos de forma individual). Esto contrasta con la mayoría de los módulos LCD menores, que en general sólo son capaces de visualizar texto y números en 1, 2 ó a veces en 4 líneas, dependiendo del tamaño.

Una pantalla de cristal líquido está esencialmente formada por una matriz de puntos, sin ningún carácter predefinido. El interface que describimos aquí, junto con el controlador incorporado al módulo de la pantalla de cristal líquido, permite combinar los puntos para formar caracteres legibles, del mismo modo que en una pantalla de TV o en una impresora matricial.

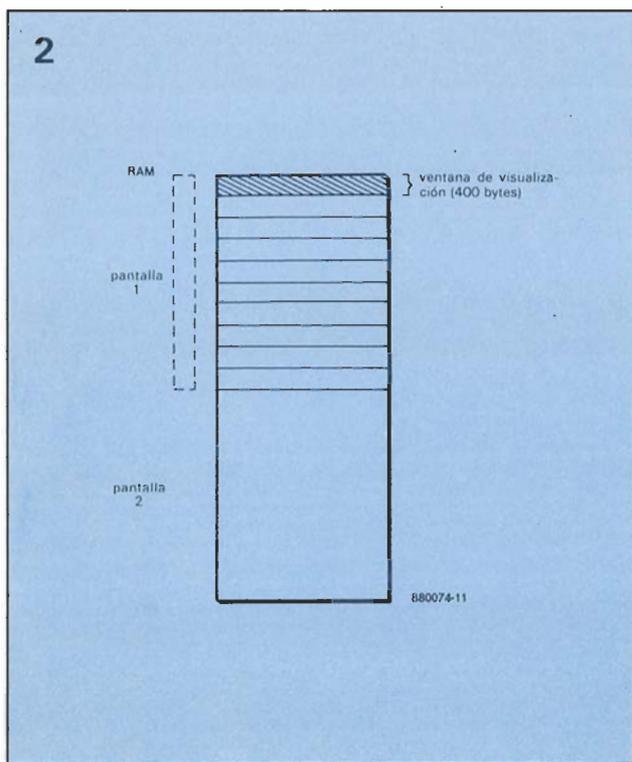
Aunque el prototipo del interface se desarrolló, verificó y utilizó con el módulo LM40001 de Sharp, puede conectarse directamente a los módulos LM200, LM021, LM212 y LM211 de Hitachi.

## Funcionamiento

El diagrama de bloques de la figura 1 muestra el decodificador de direcciones necesario para incluir la pantalla de cristal líquido en una zona de memoria del ordenador. Dependiendo del tipo de procesador que posea el ordenador, tales direcciones pueden estar en la memoria real (por ejemplo en los sistemas basados en el 6502), o en el segmento de E/S (como por ejemplo, en los sistemas basados en el Z80). La lógica de configuración, mostrada



880074-10



**Figura 2.** Cada memoria de pantalla de 4 Kbytes está subdividida en diez ventanas de 400 bytes.

**Figura 3.** Esquema del circuito del interface universal para pantallas de cristal líquido de alta resolución. La configuración de los puentes debe hacerse de acuerdo con el tipo de ordenador que vaya a controlar el circuito.

como un bloque separado en la figura 1, es necesaria para asegurar la correcta temporización y combinación de los pulsos para el interface.

El bloque de RAM de 8 Kbytes se divide en dos segmentos de 4 Kbytes mediante un controlador dedicado de LCD's, el HD61830B de Hitachi. En modo texto, cada memoria de pantalla de 4 Kbytes contiene los datos de diez ventanas de texto. En modo gráfico, dicha memoria contiene una pantalla gráfica. La diferencia de capacidad que se da entre el modo alfanumérico y el gráfico es debida a que cualquier carácter ASCII, formado por una compleja combinación de puntos, puede invocarse mediante un único byte, mientras que en modo gráfico, el mismo byte sólo es capaz de representar una línea horizontal de 8 puntos (un bit por punto).

En la figura 2 puede verse la división interna de la memoria de pantalla en las ventanas a visualizar. Una señal de control externa proporcionada por un sistema de enclavamiento («latch») divide la memoria en dos mitades iguales. La dirección de comienzo determina las 400 posiciones de memoria que aparecerán en la pantalla («ventana de visualización»). De aquí es que haya diez ventanas de texto (4096/400). La posición en la pantalla del próximo carácter cargado es determinada por la dirección del cursor, que se incrementa automáticamente en una unidad tras la vi-

sualización por parte del controlador del carácter actual.

Comenzando con el cursor en la dirección 0, y suponiendo que la dirección de comienzo no se cambia, los caracteres que siguen al 400 no se visualizan, pero permanecen almacenados en la memoria de pantalla. Pasan a ser visibles únicamente cuando la dirección base o de comienzo se incrementa de forma adecuada. Los datos antiguos desaparecen de la pantalla, pero permanecen en la memoria de pantalla. Sin embargo, la posición de memoria 0 se sobrescribe con datos nuevos cuando la memoria de pantalla se llena. El desplazamiento del texto línea a línea o pantalla a pantalla es fácil de efectuar incrementando las direcciones de comienzo del cursor en pasos de 8 ó 50 respectivamente, suponiendo que la pantalla de cristal líquido se ha programado para visualizar 8 líneas de 50 caracteres cada una.

En modo gráfico hacen falta 50 bytes para representar una línea horizontal. La resolución vertical es de 64 puntos, así que una pantalla gráfica completa queda descrita con  $50 \times 64 = 3.200$  bytes. Esto implica que la memoria de pantalla (4 Kbytes) puede contener una pantalla gráfica, quedando libres 896 bytes.

El controlador empleado en el circuito de interface es un circuito integrado relativamente complejo. Tiene una ROM de caracteres incorporada, y se ocupa además de la conversión paralelo-serie de los datos entregados por el circuito de interface del ordenador. Si se añade una EPROM externa (opcional), el usuario tiene la posibilidad de emplear tres conjuntos distintos de caracteres.

El último bloque de la figura 1 es el circuito de control del contraste. A través de un registro se controla un convertidor D/A discreto de 4 bits, mediante el que se pueden ajustar 16 niveles de contraste. El registro, de acceso directo, se emplea también para conmutar entre las dos memorias de pantalla de 4 Kbytes, y los dos conjuntos de caracteres residentes en EPROM, que son opcionales.

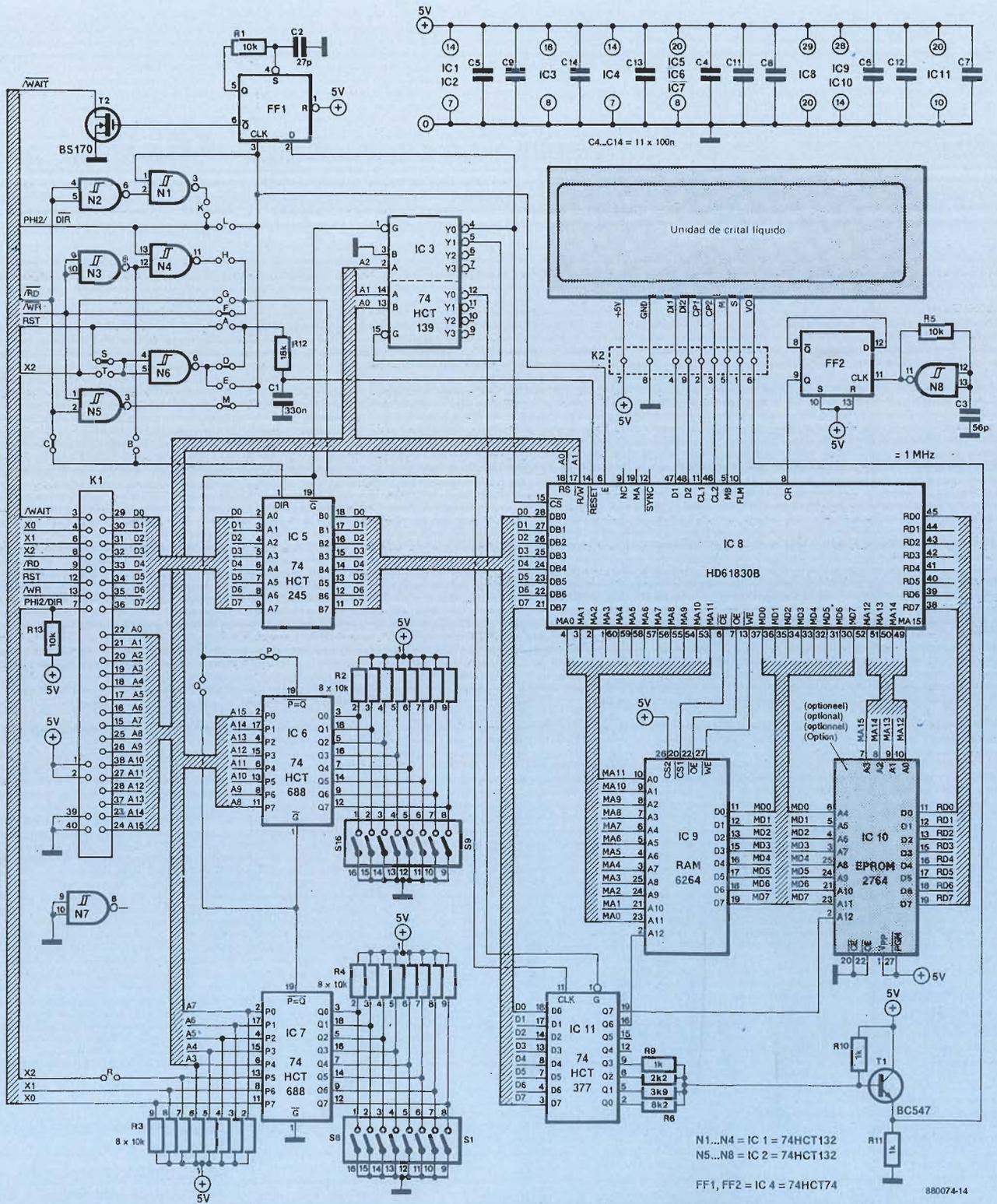
## Descripción del circuito

La complejidad del circuito mostrado en la figura 3 es sólo

aparente, y está ocasionada sobre todo por la capacidad del interface de ser empleado con diversos tipos diferentes de ordenador. El conector K1 interconecta la CPU del ordenador al interface de la pantalla de cristal líquido. Los integrados IC6 e IC7, junto con bloques de interruptores DIL (Dual In Line) de 8 contactos, forman un decodificador de direcciones preajustables de 16 bits, para ubicar la tarjeta en un lugar determinado de la memoria del ordenador. Cuando el patrón de bits establecido mediante los interruptores DIL coincide con los bits del bus de direcciones menos significativas no se hallan conectadas al decodificador de direcciones, y aparecen como X0, X1 y X2 en el bus interno del interface. Esta disposición permite la combinación con la decodificación de direcciones, de señales dependientes del sistema. En el caso del PC IBM, por ejemplo, X0 lleva la señal AEN. Del mismo modo, con los sistemas MSX, la línea X2 lleva la señal IOREQ, y X0 la señal M1 del bus (X1 no se emplea, y el puente R no se coloca). El interface ocupa 8 posiciones de memoria, 5 de las cuales se emplean para direccionar registros (ver la tabla 1). El circuito IC5 funciona como etapa separadora bidireccional del bus de datos. Junto con IC3, que es un decodificador de señales internas, es activado cuando se selecciona el interface mediante el bus de direcciones del ordenador. Las puertas N1 a N6 convierten y combinan las señales de control proporcionadas por el bus del microprocesador.

La tabla 2 da información de las conexiones del bus, y lista las configuraciones de los puentes del A al T, de acuerdo con el tipo de ordenador empleado.

Se ha incluido en el interface una señal de salida WAIT, para asegurar un funcionamiento correcto del controlador cuando éste se halle conectado a un bus de ordenador relativamente rápido. El biestable FF1 es un multivibrador monoestable que fuerza la señal WAIT a estado bajo a través del FET T2. Su período es de alrededor de 450 ns, establecido mediante la red R1-C2. WAIT es una línea en colector abierto que puede conectarse a una red AND cableada, de la forma que se utiliza en los PC IBM (8088/8086) y en los micros MSX (Z80). Evidentemente, la señal WAIT no se emplea en aquellos sistemas en los que no es necesaria.



## Lista de componentes:

### Resistencias (± 5 %):

R1; R5; R13=10K  
 R2; R3; R4=Matriz de resistencias SIL 8x10K  
 R6=8K2  
 R7=3K9  
 R8=2K2  
 R9; R10; R11=1K  
 R12=18K

### Condensadores:

C1=330n  
 C2=27p  
 C3=56p  
 C4...C14 incl.=100n

### Semiconductores:

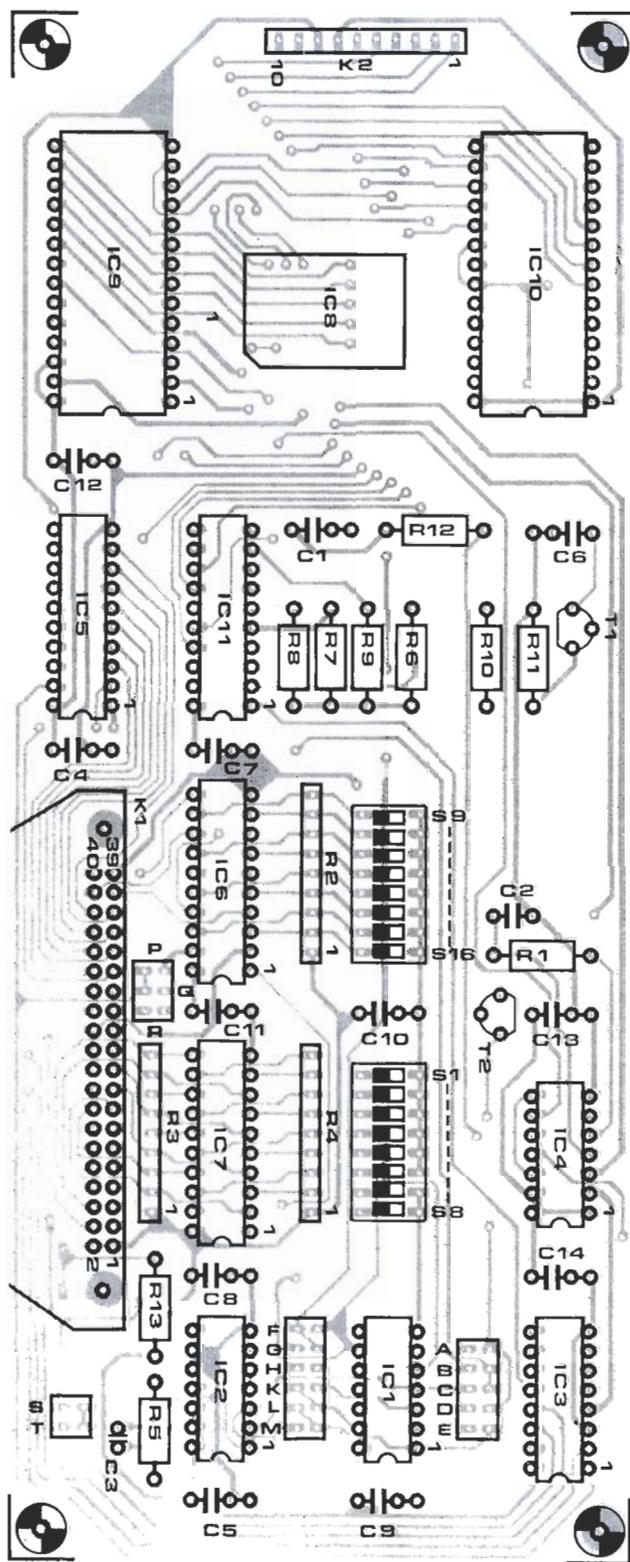
T1=BC547B  
 T2=BS170  
 IC1; IC2=74HCT132  
 IC3=74CT139  
 IC4=74HCT74  
 IC5=74HCT245  
 IC6; IC7=74HCT688  
 IC8=HD61830B (Hitachi)  
 IC9=6264 ó 8264 8Kx8RAM estática  
 IC10=2764 (conjunto opcional de caracteres EPROM, disponible a través del servicio EPS con la referencia ESS 560).  
 IC11=74HCT377

### Varios:

S1...S8 incl.; S9...S16 incl.=2 bloques DIL de 8 interruptores.  
 K1=Conector macho adodado de 40 pastillas para placa de circuito impreso.  
 K2=Conector SIL de 10 pastillas.  
 EPS 880074  
 Visualizador LCD

Figura 4. Plano de la disposición de los componentes en la tarjeta de circuito impreso del interface para pantallas de cristal líquido. Esta placa puede conseguirse a través del servicio EPS.

4



La entrada RESET del controlador IC8, está conectada a la línea RESET de la CPU a través de un filtro paso-bajo, R12-C1, que sirve para eliminar los pulsos provocados por ruido.

IC11 es el circuito de enclavamiento ya comentado en el circuito de ajuste del contraste. Sus salidas, Q0 a Q3, controlan el convertor D/A discreto, formado por R6-R9-T1. De las cuatro salidas restantes de IC11 sólo se emplean dos; Q6 como la línea A12 de los 4 Kbytes de la RAM de pantalla, IC9, y Q7 lo mismo para la EPROM de caracteres, IC10, respectivamente. Es posible almacenar cuatro conjuntos de caracteres de pantalla en EPROM empleando el integrado 27128, de 16 Kbytes, y una de las dos restantes salidas de IC11 como la línea de direcciones 14.

El generador de reloj para el integrado controlador está realizado con un oscilador RC, N8. La frecuencia exacta del reloj no es demasiado importante, pero para el HD61830B sí es importante el que tal señal de reloj sea simétrica; de aquí el uso de un biestable divisor por dos, FF2.

Una conexión del interface algo infrecuente es la de la entrada R/W del controlador a la línea de direcciones A1. Se adoptó esta solución para evitar problemas con las temporizaciones. Los niveles de lectura y escritura deben estar disponibles 140 ns después del pulso de activación, que a su vez debería tener una duración mínima de 440 ns. La conexión de A1 a la línea R/W produce direcciones diferentes para las operaciones de lectura y escritura en los registros del interface (ver la tabla 1).

## Construcción

El interface para pantallas de cristal líquido está construido en una placa de circuito impreso metálica de doble cara (ver figura 4). No se da la disposición de las pistas debido a que esta placa es prácticamente imposible de hacer por otros procedimientos distintos a los fotográficos, mientras que el metalizado sólo puede hacerse por lo general en talleres especializados. El tamaño de la tarjeta, una vez montada, es tal que puede fijarse a la tarjeta controladora de la unidad LM40001. ■

Tabla 1. Registros de Datos/Control

Direcciones	A15/A3	A2	A1	A0
DATA-WR	x	0	0	0
CTRL-WR	x	0	0	1
DATA-RD	x	0	1	0
CTRL-RD	x	0	1	1
LATCH	x	1	0	0

Las NTC son componentes captadores de temperatura que se utilizan para numerosas y variadas aplicaciones. Existen en el mercado NTC de todas las formas y valores. Sin embargo, estos elementos tienen una curva de respuesta no lineal. Esto implica que, para aplicaciones analógicas, sea necesario un amplificador corrector; y en el caso de aplicaciones digitales, serán necesarios algunos cálculos.

# MEDICIÓN DE LA TEMPERATURA CON NTC

El presente artículo pretende realizar una aproximación a las NTC (componentes electrónicos que varían su resistencia en función de un coeficiente negativo de temperatura, es decir que a mayor temperatura, las NTC presentan menos resistencia).

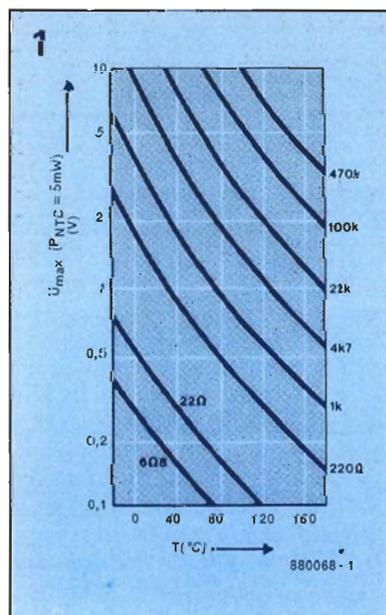
Antes de pasar a la parte prác-

tica del artículo, en la que explicaremos la linearización de la curva característica, debemos localizar, en cada caso, la NTC adecuada. En este caso hemos buscado una resistencia de coeficiente de temperatura negativo importante (entre 3 y 6°/K).

ejemplo, placas de materiales muy específicos que podrán ser moldeadas según las necesidades del usuario. Una vez elegido el tipo de modelo más adecuado a la aplicación de destino, habrá que localizar la NTC que presente el valor resistivo nominal requerido, para lo que nos remitiremos al catálogo de características del fabricante. El valor resistivo nominal es la resistencia que presenta el componente, a una determinada temperatura, que en la mayoría de los casos es la temperatura ambiente normal de 25 grados C; aunque nada impide que este dato pueda ser, en algunos casos -30 o +100 grados C.

Una vez conocidos estos parámetros iniciales, la NTC nos permitirá conocer los cambios de temperatura, en función de la resistencia que presente, en cada momento. Por supuesto, la NTC en sí, no es un termómetro, luego es más correcto decir que este componente nos va a dar los valores de la temperatura a la que esté sometido, pero de forma indirecta; es decir tomando medida de la tensión que haya, en cada

Figura 1. Estas curvas nos demuestran que, para mantener constante la potencia disipada en la NTC, debemos disminuir la tensión a medida que va aumentando la temperatura del componente en sí.



## La elección de la NTC

Uno de los factores más importantes a tener en cuenta para la elección de este peculiar componente, es la técnica de fabricación, que debe responder a la exigida para la aplicación a la que la vayamos a destinar. Por ejemplo, podemos encontrar en el mercado, NTC especialmente dedicadas a las medidas de temperatura de líquidos, aire u otros gases; otras NTC están diseñadas para medir la temperatura de objetos macizos. También podremos encontrar otro tipo de elementos «desnudos», sensibles en sentido negativo, a la temperatura, como, por

momento, entre los bornes de la resistencia sensible a la temperatura. En efecto, se comprobará un aumento considerable de la señal medida, cuando se incrementa alguno de los siguientes parámetros: resistencia, tensión de trabajo o carga admisible. Sin embargo, se ha de evitar una carga excesiva en la NTC, ya que de ser así, la potencia disipada por el componente en sí sería muy alta y en consecuencia aumentaría la temperatura generada por la propia resistencia, efecto este que falsearía la lectura del valor de la temperatura que se pretende medir. Una de las características importantes de la NTC es la conductividad (Gth expresada en mW/K). Esta cifra indicará la cantidad de carga por la que la NTC incrementará su valor resistivo en 1 °K (1 grado C). Recordemos que para una carga constante, la tensión debe ir disminuyendo, al tiempo que aumenta la temperatura (la tensión disminuye siguiendo la ley de Ohm, porque la resistencia disminuye). En la figura 1 podemos ver una serie de curvas características de la NTC. En este caso, estamos en presencia de varias NTC de diferentes valores nominales, todas de la serie K164 y cargadas con 5 mW. En la gráfica pueden apreciarse muy claramente dos temas: el primero es que las NTC de valor resistivo más elevado soportan un nivel de tensión mayor, y en consecuencia generan una señal de medición mucho más precisa. Por otra parte, también podemos observar que la variación de tensión es relativamente poca.

### Linearización de la R/T

La característica resistencia/temperatura de las NTC es claramente no lineal, como puede observarse en las curvas de la figura 2. Aparentemente este hecho no es demasiado importante. Aunque observando con detalle la gráfica, y fijándonos en concreto en la escala de resistencias, nos daremos cuenta que se trata de una progresión logarítmica. Volvemos a encontrar esta característica, en la fórmula que permite calcular estas curvas:

$$R_T = R_N \times e^{B(1/T - 1/T_N)}$$

aquí  $R_T$  representa la resistencia para una temperatura  $T$ ,  $R_N$  la re-

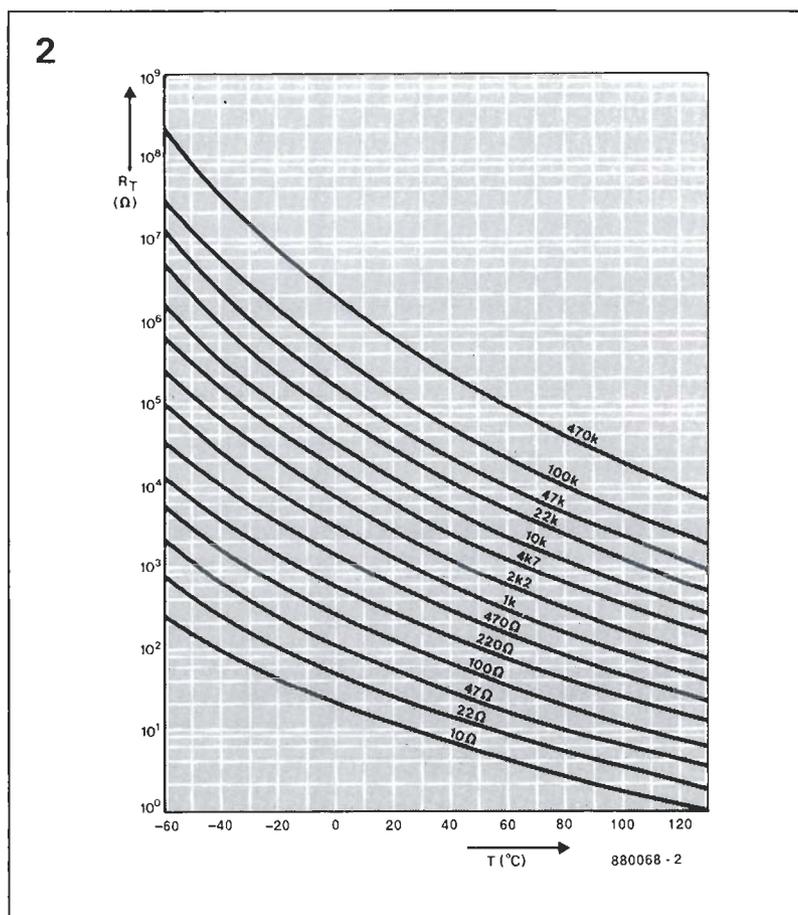


Figura 2. Gráfica de la resistencia de la NTC en función de la temperatura.

Tabla 1

$U_s$ (V)	Número de intervalo	Temperatura (°C)
0	0	220
0,5	1	130,61
1	2	99,36
1,5	3	80,84
2	4	66,69
2,5	5	54,30
3	6	42,27
3,5	7	29,18
4	8	12,14
4,5	9	-32,81
5	10	-150,00

sistencia a temperatura nominal  $T_N$ , B una constante que viene indicada en la ficha de características técnicas de la NTC, T la temperatura (en grados Kelvin). Por lo general, cuando se pretende realizar una medición de temperatura, es más cómodo, y de hecho usual, disponer de una escala lineal. La implantación de una resistencia en serie y paralelo, permitirá alcanzar un grado de linealidad aceptable. Según las exigencias de linealidad dadas, el espectro de temperaturas no deberá exceder los 50 a 100 °K. Se obtendrá una linealidad bastante

adecuada, si a la resistencia R1, de la figura 3a, se le da un valor igual al valor resistivo que presenta la NTC en el centro del espectro de su temperatura de trabajo; y por otra parte se le da a R2 (resistencia paralelo), un valor 10 veces más alto. La figura 3b muestra la evolución de la tensión de señal UE, obtenida entre bornes de la red resistiva montada; también se puede observar una indicación gráfica de la potencia disipada en la NTC. La variación de esta potencia es relativamente limitada, de forma que el calentamiento resultante queda

**Tabla 2**

```

CONST
TABLE_1: ARRAY [0..10] OF REAL
= (220,130.61,99.36,80.84,66.69,54.3,42.27,29.18,12.14,
-32.81,-150);
INTERVAL: INTEGER = 100;

VAR F_0, F_1, F_X: REAL;
    X, XX, INTERVAL_NR: INTEGER;

{Esta función simula la presencia de convertidor A/D.
En el ejemplo indicado suponemos se trata de un
convertidor decimal que produce números 0..
..1000.
El valor 637 corresponde a una temperatura de 37,4 °C.}
FUNCTION AD_CONVERSION: INTEGER;
BEGIN
    AD_CONVERSION := 637
END;

BEGIN
    {Efectuar conversión A/D.}
    X := AD_CONVERSION;

    {Determinar en qué intervalo se encuentra X.}
    INTERVAL_NR := X DIV INTERVAL; {INTERVAL_NR = X0}

    {Determinar la posición de X en relación a X0.}
    XX := X MOD INTERVAL; {XX = X - X0}

    {Buscar los valores de la función en la tabla.}
    F_0 := TABLE_1 [INTERVAL_NR];
    F_1 := TABLE_1 [INTERVAL_NR + 1];

    {Efectuar la interpolación.}
    F_X := F_0 + XX * (F_1 - F_0) / INTERVAL;

    WRITELN ('LA TEMPERATURA ES DE:', F_X, ' °C.')
END.

```

más o menos constante; esto es altamente beneficioso para la precisión de la medición. Sin embargo, este montaje adicional, que presentamos en la figura 3, tiene un doble inconveniente: por una parte se disminuye la sensibilidad de la NTC y por otra la necesidad de evitar una carga en esta red. Estos condicionantes no serán ningún problema para un amplificador de medida (amplificador operacional).

### Aproximación digital

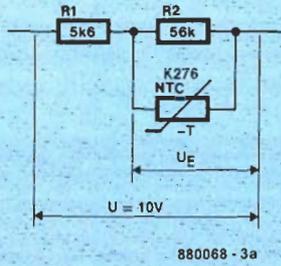
Si se está pensando en utilizar un ordenador para realizar el tratamiento de la medición de la temperatura, puede que valga la pena preguntarse el porqué no utilizar el ordenador también, para efectuar el proceso de «li-

nearización» de las curvas, indispensable para el tratamiento posterior de la señal. El método más sencillo consiste en calcular la temperatura ayudándose de la fórmula antes expuesta. Si la velocidad de medición de la temperatura es un factor importante del proceso, es muy probable que los largos cálculos necesarios para la resolución de esta fórmula hagan resultar lenta la operación, en su conjunto. Englobando, en una tabla de variables algunos de los puntos de la característica, y utilizándolos en el proceso de cálculos, obtendremos una reducción muy sensible de la complejidad de las operaciones. La figura 4 muestra un sinóptico de un sistema de medida digital.

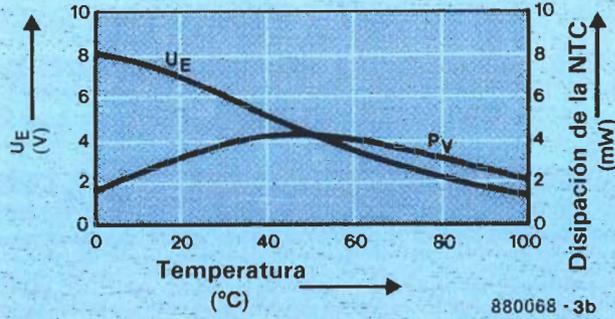
En este caso, puede extrañarnos el encontrar una red de linealización, asociada a la NTC. La presencia de esta red se explica por dos motivos: en primer lugar,

midamos lo que midamos, siempre será necesario aplicar una tensión de la alimentación a la NTC (recordemos que estamos ante la presencia de un componente pasivo). A menudo se implantan NTC en un montaje de tipo puente (en este caso en semi-puente). En segundo lugar la evolución exponencial de la resistencia tiene una influencia nefasta sobre la precisión de la conversión D/A (digital/analógica). Recordemos que un paso de un bit representa una variación de temperatura cuya amplitud depende de la pendiente de la característica, con lo cual la precisión de la conversión también es variable. Las figuras 5 y 6 ilustran, por una parte la curva analógica resultante, y por otra su conversión a digital. La gran ventaja de la aproximación digital es el no limitar el entorno de temperatura, como en el caso analógico. El cálculo de

3



880068 - 3a



880068 - 3b

Figura 3. «Linearización» de una NTC. Las curvas de la parte 3b de la figura, nos dan la tensión UE, en bornes de la NTC, así como la potencia disipada PV.

las partes curvas se hace de forma lineal.

La figura 5 muestra la señal aplicada a un convertidor A/D de la figura 4. Una vez realizada la conversión, la resultante es la que se puede apreciar en la figura 6.

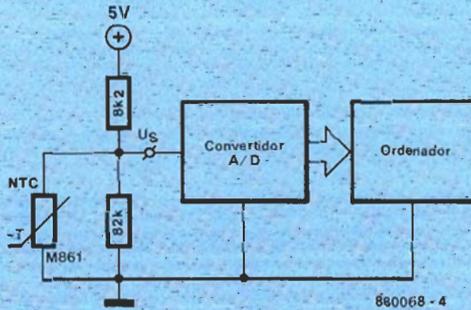
### Digitalización de una característica

Este proceso permitirá el almacenamiento en memoria de ordenador de la temperatura, a una determinada tensión, mediante cierto número de puntos de la característica. La tabla 1 recoge los 10 puntos de la curva de la figura 5. El número de puntos a memorizar, para una medición, está en función de la medición requerida (para mayor precisión, mayor número de puntos). Si se utiliza un convertidor de 8 bits, almacenaremos 2.8, es decir 256 valores. Aparte de los inconvenientes prácticos, que representa esta solución, es importante destacar que se puede obtener una precisión suficiente, sin tener que llegar a un número tan elevado de valores. En efecto, el ordenador es capaz, partiendo de dos valores conocidos, de interpolar uno u otro valor intermedio. La interpolación lineal es el procedimiento más sencillo; en tal caso, se supone que la curva que une dos puntos conocidos de una gráfica es una línea recta (figura 7). Se puede calcular un valor intermedio  $f_x$ , mediante la fórmula siguiente:

$$f_x = f_0 + (x - x_0) (f_1 - f_0) / (x_1 - x_0).$$

Aplicando la técnica, es posible limitar al mínimo los cálculos;

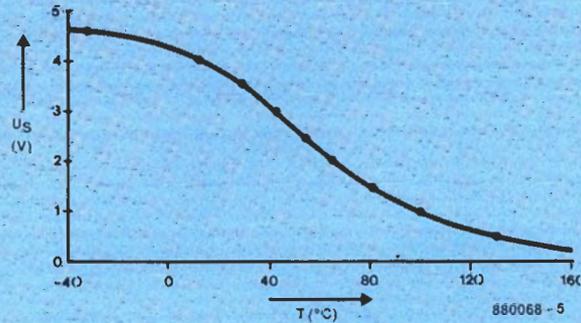
4



880068 - 4

Figura 4. Principio de la medición informatizada de temperatura, partiendo de una NTC.

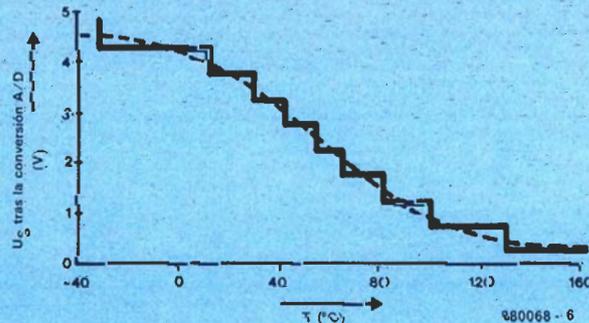
5



880068 - 5

Figura 5. Señal de salida US de la red NTC de la figura 4.

6



880068 - 6

Figura 6. Resultado del tratamiento de la curva de la figura 5, pasando por un convertidor A/D.

para empezar, se confecciona una tabla de variables. Si hacemos que el intervalo entre dos puntos de medida sea constante, podemos considerar a este factor como una constante; en la fórmula, el valor del intervalo viene dado por  $(x_1 - x_0)$ , que en la tabla 1 es 0,5 V. Si, por otra parte conseguimos que el número de valores que toma el convertidor A/D (256 en

el caso de una conversión sobre 8 bits) sea múltiplo del número de intervalos definido en la tabla, los cálculos se verán notablemente simplificados. La última simplificación consiste en utilizar las características del sistema de numeración empleado para el cálculo. El resultado del convertidor A/D (un número de varias cifras) se subdivide en dos partes: una de

alta ponderación o peso y la otra de baja ponderación. La parte de más peso, las cifras del principio del número (izquierda), indican qué valor de la tabla deberemos utilizar; la parte de menos peso representa la diferencia  $(x - x_0)$ . Mejor veamos un ejemplo...

La tabla 2 muestra un listado de un programa escrito en PASCAL. Las bases de las que se ha partido para trabajar con el programa, son la tabla 1 y un convertidor capaz de producir números decimales de 0 a 999. Estos números, algo extraños en principio (10 siendo el número de intervalos y 1.000 el número de valores de conversión posibles), son los que convienen al sistema de numeración aquí utilizado, ya que se trata del sistema decimal. En la práctica, se tratará generalmente de valores que convengan al sistema binario, es decir a potencias de 2. Pero volviendo a nuestro ejemplo, de las tres cifras que constituyen el producto de la conversión, el primero indica en qué intervalo se sitúa  $x$  (intervalo NR) y las dos últimas cifras indican la posición de  $x$  con respecto a  $x_0$  ( $x - x_0$ ). Los lenguajes informáticos de alto nivel no permiten utilizar de la mejor manera las ventajas de este método, sino que por lo contrario, esta forma de determinar el intervalo en el que se encuentra  $x$  y de proceder a la localización de  $(x - x_0)$ , resultan ser de una gran sencillez en cuanto se trabaja en código máquina. La división del resultado de la conversión, en una parte de más peso y otra de menos peso, se obtiene por desplazamiento hacia la derecha de  $x$ , un número dado de veces, y por la puesta a cero de los bits de mayor peso, con la ayuda de una operación lógica AND. Entonces ya es más sencillo «pescar» los valores interesantes de la tabla, por direccionamiento indexado. Las instrucciones requeridas para esta operación, son las que tienen de por sí, la mayoría de los microprocesadores, por lo que no se necesitan subprogramas complicados.

Antes de terminar, añadamos una puntualización con respecto a la interpolación. La figura 8 muestra la derivada frente a la característica real, cuando se usa el programa de la tabla 1. Se puede ver que los valores comprendidos entre 1 y 4 V son más que excelentes. Destaquemos que la precisión aumenta, a medida que aumenta el número de valores de la tabla.

Figura 7. La interpolación permite calcular valores intermedios, partiendo de valores conocidos, obteniendo de este modo, resultados altamente satisfactorios.

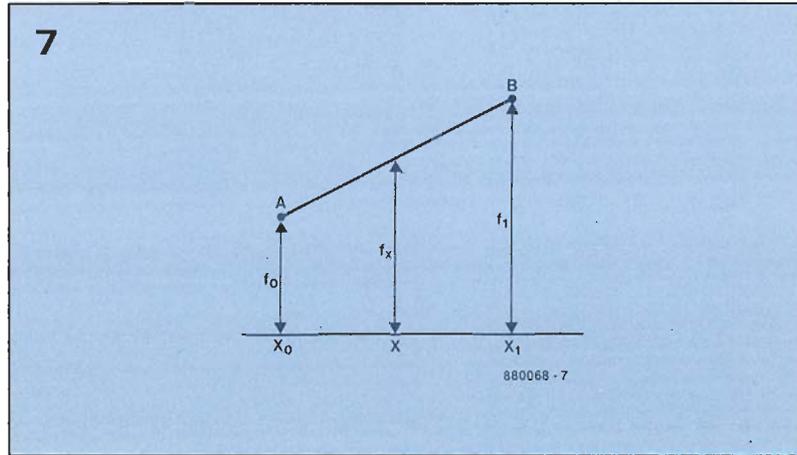


Figura 8. Comparación de la precisión obtenida por interpolación de la Tabla 1 y la curva real (figura 5).

