

# elektor

N.º 80  
1987

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

electrónica: técnica y ocio

## Amplificador de 1000 W

Extensión doble trazo  
para osciloscopio



Equipos de TV  
vía satélite

Reloj en  
tiempo real

# SUMARIO

## **Teletipo Elektor ..... 01-10**

## **Reloj en tiempo real ..... 01-12**

Montada sobre el bus universal de E/S, esta placa permitirá a los usuarios colocar en los programas la información de fecha y hora, así como programar alarmas y temporizaciones.

## **Amplificador de 1000 W (1) ..... 01-18**

Una excelente calidad a plena potencia, unido a unos adecuados circuitos de protección, son las principales cualidades de esta etapa.

## **Mezclador portátil (3) ..... 01-26**

Descripción de la segunda unidad de salida, que comprende: monitor, con amplificador para cascos, control de efectos, y ecualizador paramétrico.

## **Bobinas ..... 01-32**

Teoría y programa para el cálculo de bobinas e inducciones prácticas

## **Placas de circuito impreso ..... 01-37**

## **Filtro de red ..... 01-40**

Un sencillo y económico filtro para evitar las interferencias de, o hacia, la red eléctrica.

## **Buffer inteligente para impresora (2) ..... 01-41**

Montaje y descripción de manejo del buffer listado del software y organigrama del mismo.

## **Equipos para recepción de TV vía satélite ..... 01-49**

Tabla de características técnicas de algunos sistemas comerciales existentes hoy día en el mercado nacional.

## **Extensión doble trazo para osciloscopios ..... 01-51**

La posibilidad de disponer de dos canales en un económico osciloscopio de un solo trazo permite visualizar al mismo tiempo señales de entrada y salida de un montaje.

## **Generadores de señal (1) ..... 01-56**

Osciladores con salida senoidal, triangular y cuadrada son fácilmente realizables con ayuda de amplificadores operacionales.

## **Índice del año 1986 ..... 01-61**

## **Correo del lector ..... 01-66**

Consultas técnicas, noticias e informaciones sobre componentes.

## **Libros ..... 01-68**



Mezclador portátil completamente montado en un maletín de fotógrafo



El buffer para impresora, una vez instalado en su caja, resulta muy útil y compacto

### **En nuestro próximo número, entre otros:**

- Osciloscopios de memoria.
- Interface RTTY.
- Simulador de modem.
- Propulsión eléctrica para satélites.



# EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 80 ENERO 1987

Redacción, Administración y Suscripciones:  
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.ª-A y B.  
28016 MADRID. Tel. 457 94 24  
Télex: 49371 ELOC E.

Edita:  
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:  
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

Redactor jefe edición española:  
JAVIER SAN JUAN

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

Colaboradores:  
JESUS ARRIAGA, JOSE EDREIRA, RUFINO GONZALEZ,  
ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANGEL  
SEGADO e INMACULADA de la TORRE.

Maquetación:  
CARLOS GONZALEZ- AMEZUA  
CARLOS TALLANTE

Producción:  
VICENTE ROBLES

Directora de publicidad:  
CARMINA FERRER

Publicidad Madrid:  
MAITE CONDE  
Pza. República del Ecuador, 2. 1.ª  
28016 MADRID. Teléf.: 457 69 23

Publicidad Barcelona:  
ISIDRO A. IGLESIAS  
Gran V. Corts Catalanes, 1010  
08020 BARCELONA. Teléf.: 307 11 13

Contabilidad:  
MARIA ANTONIA BUITRAGO

Distribución:  
SANTIAGO FERRER

Suscripciones:  
MARIA GONZALEZ-AMEZUA

Revistas atrasadas:  
MARIA ANTONIA GOMEZ

Distribución España:  
COEDIS, S. A.  
C/Valencia, 245-Teléf.: 215 70 97  
08007 BARCELONA  
Delegación en Madrid:  
C/ Serrano, 165-Teléf.: 411 11 48

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

Depósito legal: GU.3-1980

ISSN 0211-397X

Impreso en España.

PRINTED IN SPAIN

*Mano de la editorial*

*Estimado lector:*

Dentro de la gama profesional de equipos y complementos de audio de reciente publicación, presentamos en este número una auténtica «etapa de potencia», capaz de entregar hasta 1000 W. Este amplificador permite la sonorización de locales, o incluso conciertos al aire libre, pudiendo conectarse al mezclador portátil, cuya descripción finaliza con la segunda etapa de salida. A pesar de la elevada potencia que le da nombre, el amplificador admite varias formas de trabajo, permitiendo su empleo como etapa de  $2 \times 500$ , sobre  $4 \Omega$ , o unos «modestos»  $2 \times 200$  W, sobre  $8 \Omega$ , para aquellos que no necesitan, y/o no pueden soportar, el derroche de vatios.

En la serie dedicada a los equipos para recepción de televisión vía satélite, ofrecemos en este ejemplar una interesante tabla de características técnicas de algunos, aunque no todos, equipos existentes en el mercado. Debido a que éstos cubren un amplio margen que va desde la instalación individual hasta sistemas completos para un edificio o urbanización, no hemos incluido los precios, que se ven fuertemente alterados por la configuración (tipo y número de elementos) necesarios.



*Javier San Juan*

## DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.

Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser utilizados para fines privados o científicos, pero no comerciales. Su utilización no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora. La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación. Si acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo, traducirlo y utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.

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

Copyright © 1987. Beheer maatschappij elektuur  
B. V. (Beek, NL)  
© 1987. 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:

Número sencillo: 350 ptas. (IVA incluido). 307 ptas. (sin IVA). Número doble: 650. (IVA incluido). 613 ptas. (sin IVA). Suscripción anual (11 números): España 3.500 ptas. Europa (correo aéreo) 5.100 ptas.; resto países (correo aéreo): 8.500 ptas. ó 65 \$.

Derechos de envío certificado:

España: 400 ptas.  
Extranjero: 1.100 ptas.

P. V. P. PARA CANARIAS CEUTA Y MELILLA: Número sencillo 335 ptas. Número doble: 615 ptas.

## circuitos impresos

### E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

### E10: MARZO 1981

Top Amp	80023	515
---------	-------	-----

### E18: NOVIEMBRE 1981

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

### E34: MARZO 1983

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

### E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695

### E36: MAYO 1983

Preludio:		865
Amplificador para cascos	83022-7	1.490
Alimentación	83022-8	1.360
Placa de conexión	83022-9	2.180

### E37: JUNIO 1983

Preludio:		
Tarjeta bus	83022-1	4.235
Amplificador lineal	83022-6	1.840
Carátula adhesiva	83022-F	1.290
Curtis/Módulo COM	9729-1	1.035
Curtis/Alimentación	82078	1.345
Protector de fusibles	83010	572

### E40: SEPTIEMBRE 1983

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

### E41: OCTUBRE 1983

Preamplificador MC	83022-2	1.365
Preamplificador MM	83022-3	1.685
Semáforo:		
Emisor	83069-1	895
Receptor	83069-2	870

### E42: NOVIEMBRE 1983

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

### E43: DICIEMBRE 1983

Personal FM	83087	735
Maestro:		
Transmisor	83051-1	740
Carátula adhesiva	83051-F	1.330

### E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565

### E45: FEBRERO 1984

Eléctrometro	83067	905
--------------	-------	-----

### E46: MARZO 1984

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

### E48: MAYO 1984

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

### E49: JUNIO 1984

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

### E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Amplificador PDM 10W	83584	965
Convertidor D/A	83558	630

### E52: SEPTIEMBRE 1984

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

### E53: OCTUBRE 1984

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

### E54: NOVIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Placa de visualización	84024-3	4.740
Placa de base	84024-4	6.570
Receptor portátil de onda corta	84040	1.910

### E55: DICIEMBRE 1984

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

### E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220
Microfono sin hilos	84063	1.365

### E57: FEBRERO 1985

Convertidor RS232-Centronics	84078	2.035
Sonda batimétrica:		
Placa principal	84062	1.845
Placa display	81105-1	805

### E58: MARZO 1985

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

### E59: ABRIL 1985

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

### E60: MAYO 1985

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

### E61: JUNIO 1985

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

### E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación	84408	745
Frecuencímetro	84462	1.665
Alimentación para microordenador	84477	1.815

### E64: SEPTIEMBRE 1985

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

### E65: OCTUBRE 1985

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

### E66: NOVIEMBRE 1985

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

### E67: DICIEMBRE 1985

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

### E68: ENERO 1986

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

# EPS

## E69: FEBRERO 1986

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

## E70: MARZO 1986

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

## E71: ABRIL 1986

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

## E72: MAYO 1986

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

## E73: JUNIO 1986

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

## E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Display gigante «8» .....	85413-1	3.180
Displaya gigante «1» .....	85413-2	1.337
Display gigante «3» .....	85413-3	980
Medidor de audio .....	85423	975
Amplif. HI-FI para auriculares .....	85431	913
Cargador pequeñas baterías .....	85446	754
Sonda lógica para uP .....	85447	686
Preamp. microf. con silenciador .....		
versión simétrica .....	85450-1	630
versión asimétrica .....	85450-2	807

Mezclador de audio .....	85463	3.150
Trazador 6502 .....	85466	787
Vúmetro para discoteca/C.P. ....	85470-1	980
Vúmetro para disc/Víscualizador ..	85470-2	1.607
Atenuador doble para luces .....	85480	754
Monitor maqueta trenes .....	85493	975

## E76: SEPTIEMBRE 1986

Tarjeta color alta resolución .....	85080-2	3.282
Jumbo, reloj gigante .....	85100	3.258
Circuito protección altavoces .....	85120	2.807
Cartucho MSX .....	85130	1.338

## E77: OCTUBRE 1986

Central telefónica doméstica .....	85110	4.732
Megáfono .....	86004	919
Altavoz satélite .....	86016	870
Alimentación doble/C.P. ....	86018-1	1.994
Aliment. doble/Pre-regulador .....	86018-2	1.127
Alimentación doble/P.F. ....	86018-F	1.283

## E78: NOVIEMBRE 1986

Alarma anti-robo coche/C.P. ....	86005-1	1.277
Alarma anti-robo coche/teclado ..	86005-2	705
Interruptor automático I.R. ....	86006	916
Mezclador portátil/MIC-line .....	86012-1	1.396
Mezclador portátil/Frontal MIC- Line .....	86012-1F	748
Mezc. portátil/módulo estéreo .....	86012-2A	1.416
86012-2B .....	86012-2B	949
Mezc. portátil/Frontal mód. estéreo ..	86012-2F	837
Mezclador portátil/Alimentación ..	860012-4	1.584
Mezc. portátil/Frontal Aliment. ....	86012-4F	1.553
Interface C64/C128 .....	860035	933

## E79: DICIEMBRE 1986

Placa de experimentación RF .....	85000	476
Amplificador para autorradio .....	85102	1.224
Doblador de tensión .....	86002	1.532
Mezclador portátil/mod salida 1a. ....	86012-3A	1.400
Mezclador portátil/mod salida 1b. ....	86012-3B	1.247

## junior computer

Circuito principal .....	80089-1	4.220
Visualizador .....	80089-2	418
Fuente alimentación .....	80089-3	1.010
Fuente de alimentación de 12V ....	81033-2	484
Programador de EPROM .....	82010	1.562
Tarjeta de RAM dinámica .....	82017	1.815
Teclado ASCII .....	83058	6.565
Tarjeta VDU .....	83082	2.685
Tarjeta de memoria universal .....	83014	2.595
Omnibus .....	83102	3.085

## software

Junior Computer (2708) .....	ESS503	1.700
Matriz luminosa (2708) .....	ESS504	1.700
TM para Junior Computer (2716) ..	ESS506	940
PME para Junior Computer (2716) ..	ESS507	940
Crono-procesador (2716) .....	ESS512	940
Generador caracteres VDU (2732) ..	ESS523	1.175
Terminal universal (2732) .....	ESS525	1.175
Elaborito (2716) .....	ESS527	940
Copiadore de EPROM (2716) .....	ESS528	940
Frecuencimetro a µP (2732) .....	ESS531	1.175
Plotter X-Y (2732) .....	ESS532	1.175
Clepsidra (2732) .....	ESS535	1.175
Frecuencimetro a µP, U665B (2732) ..	ESS536	1.175
Jumbo, reloj gigante (2x2716) .....	ESS539	1.880
Buffer para impresora (2716) .....	ESS545	940

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

Cambio ESS531 → ESS 536: giro postal de 250 ptas.

## formant

### FORMANT sintetizador musical

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

### Carátulas:

Interface .....	9721-F	
VCO .....	9723-F	
VCF 12 dB .....	9724-F	
VCF 24 dB .....	9953-F	
RFM .....	9951-F	
ADSR .....	9725-F	
DUAL VCA .....	9726-F	
LFO .....	9727-F	
NOISE .....	9728-F	
COM .....	9729-F	

Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

## Este mes...

Elektor núm. 80. Enero 1987

	Referencia	P.V.P.
Buffer para impresora/C.P. ....	EPS 85114-1	3.254
Buffer para impresora/display teclado .....	EPS 85114-2	1.465
Mezclador portátil/mod. salida 2 .....	EPS 86012-5	1.730
Mezclador portátil/Frontal salida 2 .....	EPS 86012-5F	1.374
Mezclador portátil/Frontal vacío .....	EPS 86012-6F	983
Mezclador portátil/Frontal salida 1 .....	EPS 86012-3F	1.461
Reloj en tiempo real .....	EPS 86017	995
Amplificador 1000 W .....	EPS 86031	4.835

## OFERTA: AHORA 20% MENOS, STOCK LIMITADO

REFERENCIA	DESCRIPCION	P.V.P.	ELEKTOR
EPS 82066	Eolición .....	432	540 E-30
EPS 82069	Termostato para fotografía .....	536	670 E-24
EPS 82070	Cargador universal de NiCad .....	548	685 E-25
EPS 82077	Squelch automático .....	504	630 E-30
EPS 82080	DNR .....	840	1.050 E-28
EPS 82090	Comprobador de RAMs 2114 .....	572	715 E-29
EPS 82093	Mini-tarjeta de EPROM .....	476	595 E-28
EPS 82110	Poli-bus .....	932	1.165 E-45
EPS 82111	Sint. polifónico/u. salida .....	1.484	1.855 E-47
EPS 82112	Sint. polifónico/convertidor .....	620	775 E-47



*Probablemente muchos han tenido que descartar interesantes aplicaciones de software por no disponer de un reloj programable en el ordenador. Este artículo propone una placa de expansión de un reloj en tiempo real para programar fechas mediante datos.*

# RELOJ EN TIEMPO REAL

Con la presentación en mayo del 85 del bus universal de entradas/salidas en la revista Elektor se ha conseguido simplificar y potenciar el manejo de periféricos del famoso Commodore C64, así como de otros ordenadores personales, ya que la placa del bus de entradas/salidas permite insertar un cierto número de placas de extensión en una configuración realmente versátil.

El presente diseño permite al usuario programar drivers controlados en tiempo real, sin la necesidad de utilizar los engorrosos y críticos bucles en lenguaje de máquina. Ahora puede leerse y escribirse la hora y la fecha sin más que acceder a una dirección de I/O, de la misma forma en la que se accede a un puerto normal de entradas/salidas. La actualización de la hora la realiza de forma autónoma un integrado de bajo consumo especializado: el ICM7170, fabricado por Interil.

Para que esta placa sea utilizada para la mayoría de los usua-

rios de ordenadores personales, ha sido diseñada para operar con sistemas basados en el 6502 y el Z-80, equipados con nuestro bus universal de I/O. Sin embargo, existe una restricción importante cuando se use el micro Z-80: como el integrado se diseñó pensando en aplicaciones basadas en la familia 65XX, como, por ejemplo, el Commodore, no existe línea de bus para las señales NMI o INT del Z-80. Esto significa que tanto la alarma como las interrupciones periódicas ofrecidas por el RTC (real time controller=controlador en tiempo real), no pueden usarse con la CPU de la casa Zilog. Aún a pesar de ello, funcionarán correctamente la capacidad de dar la fecha y la hora en un sistema con el Z-80.

## Dentro del RTC

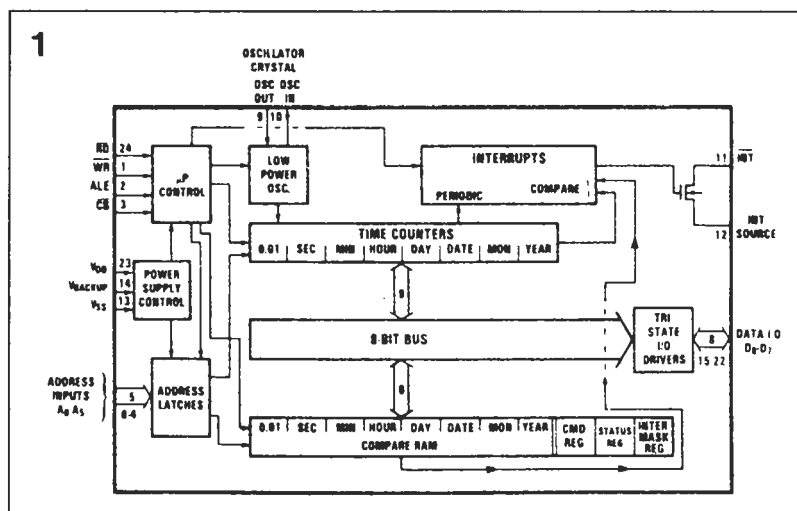
Como el RTC tipo ICM7170 es un CMOS de extremadamente bajo consumo, podrá alimentarse

a partir de una batería que mantendrá funcionando el oscilador interno y los contadores cuando se apague el ordenador o caiga la tensión.

Las características más importantes de esta placa RTC pueden resumirse así:

- compatibilidad plena con microprocesadores de 8 bits, que tengan tanto el bus de direcciones multiplexado o no;
- los registros de la hora contienen datos en BCD para simplificar los programas;
- transferencia sin errores desde los registros del RTC a los de la CPU, gracias a una sección de buffer intermedio;
- calendario con corrección automática de años bisiestos;
- el integrado se conmuta automáticamente para trabajar con la alimentación de emergencia (batería);
- tiempo de acceso inferior a 300 ns;
- seleccionable desde software para cuatro distintos cristales de cuarzo;
- transmisión de datos al buffer cada 10 ms (1/100 partes de segundo);
- alarma programable con función de memoria;
- genera interrupciones a la CPU desde la alarma o una de las 6 señales periódicas seleccionables;
- corriente de reposo: típicamente 2  $\mu$ A para 3 V de alimentación y con frecuencia del oscilador de 32 kHz.

Figura 1. Diagrama de bloques interno del ICM7170, un controlador de reloj en tiempo real compatible con microprocesadores, con tecnología CMOS.



La configuración interna del ICM7170 puede verse en la figura 1. El integrado contiene un oscilador de bajo consumo de tipo Pierce, que únicamente requiere

dos condensadores y un cristal de cuarzo externo para generar la frecuencia patrón. Uno de los condensadores debe ser variable para poder realizar el ajuste de la frecuencia, que se divide internamente hasta 4 kHz por un prescaler programable. Gracias a este prescaler es posible utilizar cuatro cristales de cuarzo distintos: 4,194304 MHz, 2,097152 MHz, 1,048576 MHz y 32,768 kHz. Como puede verse en las tablas 1 y 2, se utilizan dos bits, D0 y D1, del registro de comandos del RTC, situado en la dirección 11<sub>Hex</sub> (1001 en binario) para seleccionar la frecuencia, actuando sobre el factor de división del prescaler. El bit de datos D2 permite seleccio-

nar la representación en forma de 24 ó 12 horas.

La señal de 4 kHz se divide entonces hasta 100 Hz, que actúa como señal de entrada a los contadores de acarreo («ripple counter»). Los datos de la hora y fecha están disponibles en ocho contadores programables dispuestos secuencialmente: 10 milisegundos, segundos, minutos, horas, días de semana, días, mes y año. La información está en BCD y básicamente consta de ocho bits por sección, como puede deducirse de la tabla 3. Pero como para el día del mes basta una indicación de 31, 59 para los segundos y así sucesivamente, nunca son necesarios 8 bits ( $2^8=256$ ). Los restantes

bits están siempre a nivel bajo (0) durante las lecturas de los registros y no importan («don't care») durante las escrituras. También existe dentro del integrado una memoria RAM de 51 bits, que almacena la hora y la fecha de la alarma programada por el usuario; estos registros se programan de la misma forma que los contadores ya descritos. Si disponemos el RTC en modo alarma, éste generará una interrupción a la CPU cuando la hora actual llegue a la hora programada en la alarma (internamente se realiza, cada vez que se actualizan los contadores, una comparación byte a byte entre la hora real y la hora programada en la zona de RAM). Si debe

Tabla 1

DIRECCION DEL REGISTRO DE CONTROL (10001, 11 hex) SOLO ESCRITURA							
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
n/a	n/a	Test	Int.	Run	12/24	Freq.	Freq.

Tabla 2

D0	D1	FRECUENCIA DEL CRISTAL	D2	FORMATO 12/24	D3	MARCHA/PARO	D4	INTERRUPCIONES	D5	TEST BIT
0	0	32.768 kHz	0	12 horas	0	Paro	0	Inhibidas	0	Modo normal
0	1	1.048576 MHz	1	24 horas	1	Marcha	1	Permitidas	1	Modo test
1	0	2.097152 MHz								
1	1	4.194304 MHz								

Tabla 3

DIRECCION						FUNCION	DATO								VALOR
A4	A3	A2	A1	A0	HEX		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
0	0	0	0	0	00	Contador 1/100 segundo	—	—	—	—	—	—	—	—	0-99
0	0	0	0	1	01	Contador horas	—	—	—	—	—	—	—	—	0-23
						Idem modo 12 horas	—	—	—	—	—	—	—	—	1-12
0	0	0	1	0	02	Contador minutos	—	—	—	—	—	—	—	—	0-59
0	0	0	1	1	03	Contador segundos	—	—	—	—	—	—	—	—	0-59
0	0	1	0	0	04	Contador mes	—	—	—	—	—	—	—	—	1-12
0	0	1	0	1	05	Contador día	—	—	—	—	—	—	—	—	1-31
0	0	1	1	0	06	Contador año	—	—	—	—	—	—	—	—	0-99
0	0	1	1	1	07	Contador día de la semana	—	—	—	—	—	—	—	—	0-6
0	1	0	0	0	08	RAM 1/100 segundo	M	—	—	—	—	—	—	—	0-99
0	1	0	0	1	09	RAM horas	—	M	—	—	—	—	—	—	0-23
						Idem modo 12 horas	*	M	—	—	—	—	—	—	1-12
0	1	0	1	0	0A	RAM minutos	M	—	—	—	—	—	—	—	0-59
0	1	0	1	1	0B	RAM segundos	M	—	—	—	—	—	—	—	0-59
0	1	1	0	0	0C	RAM mes	M	—	—	—	—	—	—	—	1-12
0	1	1	0	1	0D	RAM día	M	—	—	—	—	—	—	—	1-31
0	1	1	1	0	0E	RAM año	M	—	—	—	—	—	—	—	0-99
0	1	1	1	1	0F	RAM día de la semana	M	—	—	—	—	—	—	—	0-6
						Registro de máscara y estado de interrupciones	+	—	—	—	—	—	—	—	
1	0	0	0	0	10	Registro de control	—	—	—	—	—	—	—	—	
1	0	0	0	1	11		—	—	—	—	—	—	—	—	

#### Notas

+ = no presente en el registro de máscara de interrupciones, MSB en el registro de estado.

— = no empleado.

\* = AM/PM en modo 12 horas (AM = 0, PM = 1).

M = El tiempo de alarma se compara con el del contador cuando este bit está a 0 (0).

Observe que las direcciones comprendidas entre 10010 y 11111 no son usadas por el RTC (12hex...1Fhex).

Tabla 4

DIRECCION DEL REGISTRO DE MASCARA DE INTERRUPCIONES (10000, 10 hex) SOLO ESCRITURA							
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
n/a	Día	Hora	Min.	Seg.	1/10 seg.	1/100 seg.	Alarma

DIRECCION DEL REGISTRO DE ESTADO DE LAS INTERRUPCIONES (10000 b, 10 hex) SOLO LECTURA							
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Int.	Día	Hora	Min.	Seg.	1/10 seg.	1/100 seg.	Alarma

Tabla 1. Organización de los registros dentro del RTC.

Tabla 2. Funciones de los bits D0...D5 del registro de control del RTC en la dirección 11 hexadecimal.

Tabla 3. Organización de direcciones para la sección contadora del RTC y las correspondientes posiciones de RAM.

Tabla 4. Organización del registro de máscara de interrupción y el registro estado de interrupciones del RTC en la dirección 10 hexadecimal.

ignorarse alguna de las secciones del contador en estas comparaciones, el usuario deberá de activar el bit M de máscara en el correspondiente byte de RAM. Esto evitará que se genere una interrupción cuando el registro actualizado coincida con el correspondiente registro de alarma.

Las interrupciones creadas por el RTC pueden programarse para generar cualquiera de las siguientes señales periódicas: 100 Hz, 10 Hz, 1 pulso/segundo, 1 pulso/minuto, 1 pulso/hora o 1 pulso/día. Se tiene la posibilidad de generar interrupciones por las señales periódicas o por alguna alarma de ambas formas de manera simultánea o independiente.

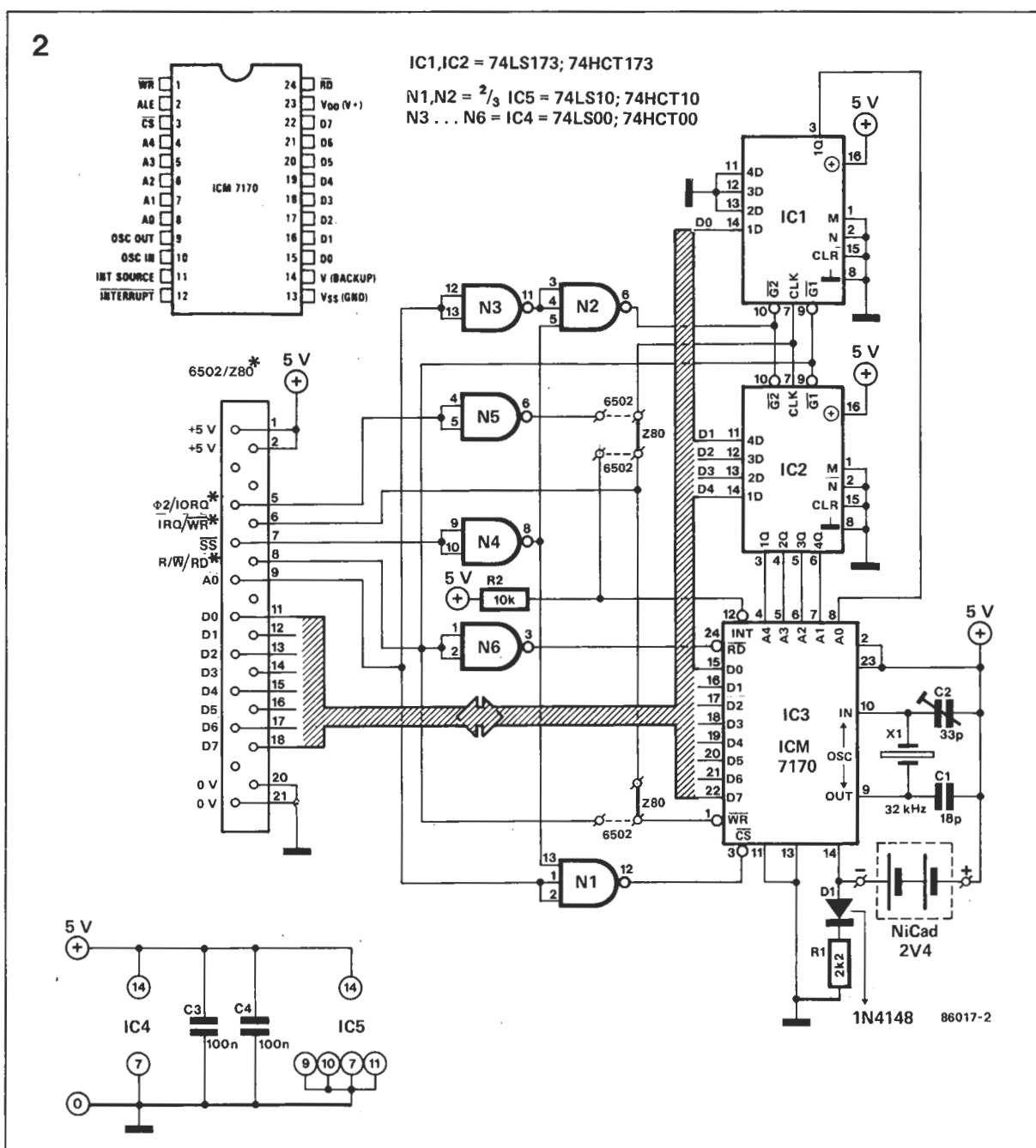
Ambas, las interrupciones periódicas y la alarma, están contro-

ladas por la máscara del registro de interrupciones (IMR) y el registro de estado de interrupciones (ISR). La asignación de bits de estos registros puede verse en la tabla 4. Para seleccionar cualquiera de las interrupciones basta poner el correspondiente bit del IMR en alto. Una vez generada ésta, basta leer el ISR para que la CPU se informe de qué interrupción es la que se ha generado; el ISR se borra automáticamente por el flanco de bajada del ciclo de lectura de la CPU.

Independientemente del tipo de interrupción que se trate, podrá pasarse o no a la línea IRQ del 6502, dependiendo del nivel lógico existente en el correspondiente bit del registro de comandos del RTC (ver tabla 1). Este bit contro-

la un FET de salida dentro del integrado, que tiene su drenador conectado a la línea INT (patilla 12) y su fuente a la línea INTERNAL-SOURCE (patilla 11). Esta disposición permite intercalar la interrupción del RTC en una configuración de «or-cableada», junto con otras interrupciones que puedan darse a la CPU. Si el RTC genera una interrupción, la salida INT estará a un potencial parecido al de la línea INTERNAL-SOURCE, ya que el FET se ha conmutado internamente. Esto puede ocurrir en ambos casos: en funcionamiento normal o en «stand-by», esto es, alimentado únicamente por la batería.

Si se conecta la alimentación entre las entradas  $V_{DD}$  y  $V_{SS}$  y la patilla INTERNAL-SOURCE a  $V_{SS}$ ,





como en este circuito, sólo podrá activarse la línea INT (se pone a nivel lógico bajo respecto a  $V_{ss}$ ) cuando exista suficiente tensión de alimentación, esto es, cuando se tenga conectado el ordenador (el RTC está en funcionamiento normal, no en «stand-by»). Si quisiéramos pasar interrupciones en el modo «stand-by» habría que conectar la patilla 11 al terminal negativo de la batería: a la patilla  $V_{backup}$  (14). Esta disposición podría ser interesante si quisiéramos activar un circuito que arrancara el ordenador automáticamente cuando haya pasado un cierto tiempo desde que se fue la tensión de alimentación general o a una determinada hora.

Cuando la tensión existente entre las patillas  $V_{backup}$  y  $V_{ss}$  baja de 1 V, el RTC se conmuta automáticamente a modo «stand-by», funcionando únicamente el oscilador interno y sección de interrupciones. Todas las demás funciones están desactivadas, para asegurar el mínimo de consumo de la batería de «stand-by». Las patillas AO...A4, DO...D7, ALE, WR, RD y CS se conectan internamente a  $V_{dd}$  con una resistencia de 50 k $\Omega$ . En el caso de que no se quiera utilizar una batería «stand-by», deberá conectarse la patilla 14 a  $V_{ss}$  (a la masa de alimentación).

## El circuito práctico

La placa de circuito impreso de nuestro reloj en tiempo real para

el bus universal de I/O puede verse en la figura 3. Se observa que son necesarios pocos componentes adicionales para hacer del ICM7170 una unidad funcional, tanto en un sistema basado en el 6502 como en uno basado en el Z-80. Para seleccionar una de estas CPUs basta con montar los correspondientes puentes en la placa (tres para el 6502 y dos para el Z-80). La conexión al bus de entradas/salidas se hace a través de un conector de 21 puntos. Nótese que la batería es parte integral de la placa completa del RTC; puede cargarse a partir de la tensión de +5 V del ordenador por medio de D1 y R1. Como pensamos que era un desperdicio utilizar para los registros del RTC 17 posiciones de memoria o canales de I/O, hemos utilizado dos latches, IC1 e IC2, para acceder a los registros del RTC, que se direccionan ahora como bits de datos con un POKE o un OUT a una dirección comprendida dentro del slot que tenga un cero para la línea de direcciones A0; el contenido de los registros podrá leerse o escribirse accediendo a una dirección dentro del mismo slot que tenga la línea A0 a nivel alto ("1"). Como cada slot tiene cuatro direcciones de entrada/salida (ver el artículo del bus universal de entradas/salidas, Elektor 69, febrero 86), tanto el latch como los registros estarán duplicados en el mismo slot, el ocupado por esta tarjeta. Finalmente, a los usuarios del Z-80 les remitimos al primer artí-

culo de la serie de extensiones MSX de Elektor 73, junio 86, para encontrar más detalles sobre las modificaciones necesarias para acoplar la placa del bus universal de I/O al Z-80.

## Puesta en marcha

Como puede verse en la tabla 1, es posible parar o arrancar el RTC accediendo al bit D3 del registro de comandos. Este bit controla la señal de reloj de 100 Hz que ataca a los contadores. Para parar el reloj, para poderlo sincronizar con un reloj patrón, basta con poner D3 a nivel bajo («0»). A continuación se carga en el registro de tiempo la hora de comienzo para el RTC. Se podrá arrancar el RTC poniendo el bit D3 otra vez a «1».

Para permitir que la CPU lea la hora sin perturbaciones, se han añadido unos buffers, de forma que los registros de tiempo se pasan primero a una sección de buffers, desde donde son transmitidos al bus de datos del micro durante los ciclos de lectura. Estos buffers se actualizan cada vez que se lea el registro de 10 ms, por lo cual le aconsejamos que comiencen cualquier ciclo de lectura del RTC empezando por este registro, para asegurar que la hora esté actualizada.

El registro de comandos incluye un bit de TEST (D5), para aplicar la frecuencia de 100 Hz al

## Lista de componentes

### Resistencias:

R2 = 2k $\Omega$   
R2 = 10 k

### Condensadores:

C1 = 18 p  
C2 = 10-33 p  
ajustable  
C3, C4 = 100 n

### Semiconductores:

D1 = 1N4148  
IC3, IC2 = 74HC(T)/LS173  
IC3 = ICM7170 (Intersil)  
IC4 = 74HC(T)/LS00  
IC5 = 74HC(T)/LS10

### Varios:

X1 = Cristal de 32.768 KHz (tipo miniatura)  
Conector 21 patillas macho acodado para circuito impreso DIN 41617  
Batería de NiCd de 2,4 V o 2 pilas de 1,2 V conectadas en serie  
EPS 86017

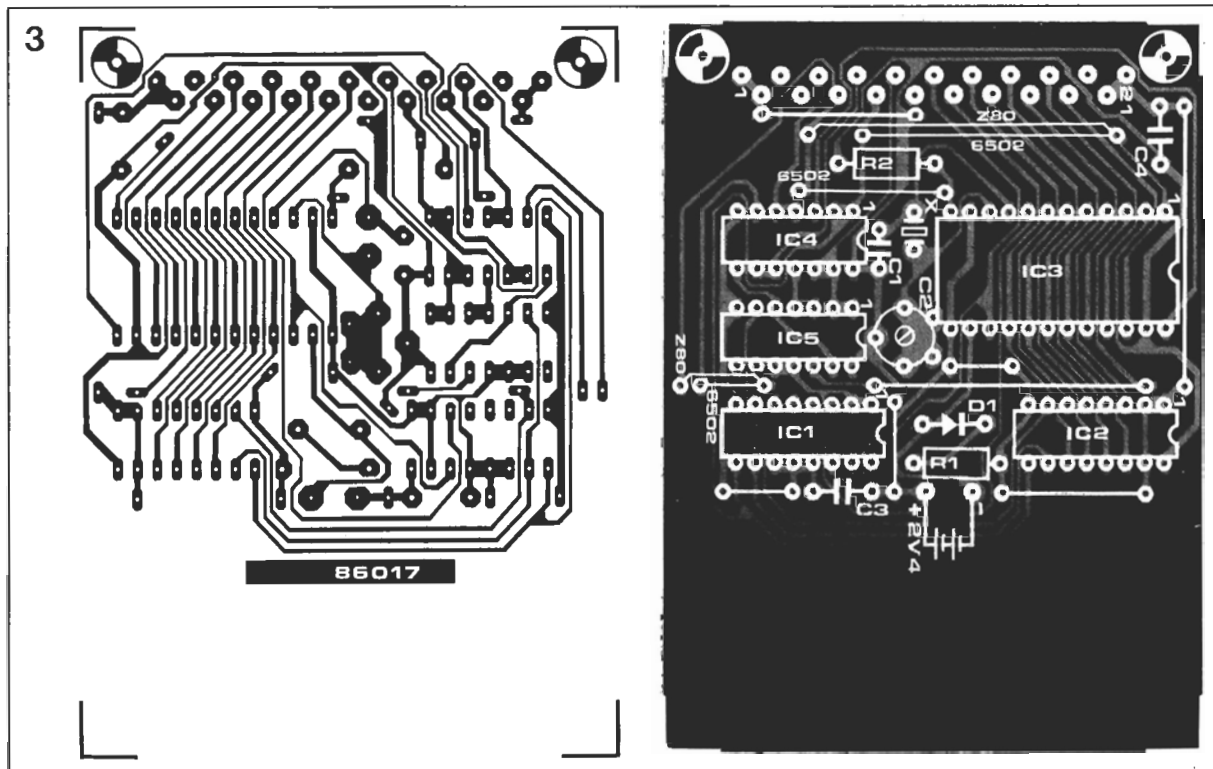


Figura 3. Placa de circuito impreso y disposición de componentes del RTC. La placa dispone de sitio para ubicar la pila de NiCd y los puentes para utilizarla en sistemas basados en el 6502 o el Z-80.

contador de segundos; esto hará que el reloj funcione cien veces más rápido de lo normal, lo cual puede ser útil para realizar pruebas.

Como es evidente, la precisión de este circuito depende de la estabilidad del cristal de cuarzo y del correcto ajuste de la frecuencia de oscilación. A continuación vamos a explicar el mejor método para ajustar el oscilador usando un contador de períodos, como el realizado en el número 60, mayo 85 («Frecuencímetro controlado por  $\mu P$ ») de Elektor. Para impedir que el RTC genere una interrupción al ordenador durante el ajuste, desconecte temporalmente el cable que sale de la patilla 12 de IC3.

Escriba en el IMR todo ceros. Cargue el registro de comandos con un 24 o un 28 (18 ó 1C hexadecimal, respectivamente) para poner la hora en modo de 12 ó 24 horas y con las interrupciones habilitadas. Ahora active D3 del IMR para generar interrupciones periódicas de 1 Hz. Ajuste el condensador C2 para que el contador de tiempos visualice exactamente

1.000 segundos. Este deberá estar conectado a la salida INT del RTC (patilla 12). Para esta medida deberá disponerse el contador para disparar en los flancos de bajada de la señal de entrada. Ponga a cero el ISR leyéndolo. Este desactivará también la salida INT (nivel lógico 1). Este método puede ser programado en forma de bucle hasta obtener el mejor ajuste del oscilador.

Si no se dispone de un contador puede hacerse uso de otra referencia de tiempos con suficiente precisión, tal como la indicación de la hora de la televisión o de la radio. Lógicamente, este método es más engorroso y más lento.

## Programación del RTC

El hardware siempre necesita soporte de soft y viceversa. Por lo tanto, hemos desarrollado dos pequeños programas, que pueden

ser útiles para realizar programas más potentes, complejos y sofisticados. Estos programas tienen como única misión permitir la comprensión del funcionamiento, a nivel de soft, del reloj en tiempo real.

Los programadores deberán estar bien enterados de la diferencia en el mapa de entradas/salidas para el Commodore y para ordenadores basados en el Z-80, tales como el MSX. Hablando de forma muy general, puede decirse que los primeros utilizan posiciones de memoria para la transferencia de datos I/O, mientras que los últimos disponen de 256 canales de I/O, que están bajo control de los comandos «IN» y «OUT». Los ordenadores basados en la serie 65XX deberán trabajar, en cambio, con «PEEK» y «POKE». Incluso con estas diferencias, el fundamento básico de ambos sistemas es el mismo: primero se especifica el registro interno del RTC con la instrucción correspondiente, luego se puede leer el dato del registro o escribir sobre él, direccionando correctamente el RTC.

Listado 1. Parte esencial en el programa del RTC para un MSX. Aunque el hardware de RTC no permite interrupciones con el Z80, se ha incluido en el listado la programación de la alarma. Para ello, deberá llamarse a las rutinas de las líneas 1000 y 2000 con N=8 y US="ALARM". Obsérvese que el registro está en OUT 113 y el RTC en IN/OUT 112.

```

5 CLS:PRINT"**** MSX REAL-TIME CLOCK ****"
7 OUT 113,17:OUT 112,4:REM STOP CLOCK
9 REM GO GET TIME&DATE INFO
10 N=0:US="SYNCHRO":GOSUB 1000
20 CLS:PRINT "SET ";US;"DATE =";A(N+5);"-";A(N+4);"-";A(N+6)
30 PRINT "SET ";US;"TIME =";A(N+1);":":A(N+2);":":A(N+3);":*";10*A(N)
40 PRINT "IF CORRECT PRESS LY1":INPUT Q$:IF Q$="Y" OR Q$="y" THEN 60
50 GOTO 7
55 REM GO LOAD RTC
60 N=0:GOSUB 2000
70 CLS:PRINT"HIT ANY KEY TO START CLOCK"
75 IF INKEY$="" THEN GOTO 75
80 CLS
84 REM READY TO START CLOCK
85 OUT 113,17:OUT 112,12
90 OUT 113,0:A=INP(112):REM 10MS LATCH
100 OUT 113,3:S=INP(112)
110 OUT 113,2:M=INP(112)
120 OUT 113,1:H=INP(112)
130 LOCATE0,0:PRINT"TIME=";H;":";M;":":S
140 IF INKEY$="" THEN GOTO 90
150 END:REM OPTION HERE FOR RETURN
1000 REM GET TIME AND DATE
1010 INPUT"YEAR = 19";A(N+6)
1020 INPUT"MONTH = (1-12)";A(N+4)
1030 INPUT"DATE = (1-31)";A(N+5)
1040 INPUT"DAY OF THE WEEK = (0-6)";A(N+7)
1050 INPUT "HOURS = (0-23)";A(N+1)
1060 INPUT "MINUTES = (0-59)";A(N+2)
1070 INPUT "SECONDS = (0-59)";A(N+3)
1080 INPUT "10 MILLI-SECONDS = (0-99)";A(N)
1090 RETURN
2000 REM LOAD RTC REGISTERS
2005 FOR N=N TO N+7
2010 OUT 113,N:REM POINT LATCH
2020 OUT 112,A(N):REM LOAD RTC
2030 NEXT N
2040 RETURN

```

```

10 REM * COMMODORE 64 REAL-TIME CLOCK CONTROL *
20 DIM A$(12),B$(7)
30 RESTORE
40 FOR Q=1 TO 12:READ A$(Q):NEXT Q
50 DATA "JANUARY","FEBRUARY","MARCH","APRIL","MAY","JUNE","JULY","AUGUST"
60 DATA "SEPTEMBER","OCTOBER","NOVEMBER","DECEMBER"
70 FOR Q=1 TO 7: READ B$(Q): NEXT Q
80 DATA "MONDAY","TUESDAY","WEDNESDAY","THURSDAY","FRIDAY","SATURDAY","SUNDAY"
90 PRINT CHR$(147):PRINT:PRINT"--COMMODORE 64 REAL-TIME CLOCK CONTROL--"
100 PRINT:PRINT:PRINT:
110 INPUT "CLOCK SETTING (Y/N)";V$
120 IF V$="N" THEN 365
130 PRINTCHR$(147)
140 REM CLOCK SETTING
150 INPUT " ENTER HOURS ";H:PRINT:PRINT
160 INPUT " ENTER MINUTES ";M:PRINT:PRINT
170 INPUT " ENTER SECONDS ";S:PRINT:PRINT
180 INPUT " ENTER MONTH ";M$:PRINT:PRINT
190 FOR Q=1 TO 12: IF M$=A$(Q) THEN R=Q
200 NEXT Q
210 INPUT " ENTER DATE ";D:PRINT:PRINT
220 INPUT " ENTER YEAR ";F:PRINT:PRINT
230 F1=INT(F/100):F2=INT(F1/10):F3=F1-10*F2:Y=F-F1*100
240 INPUT " ENTER DAY OF THE WEEK ";W$:PRINT:PRINT
250 FOR Q=1 TO 7:IF W$=B$(Q) THEN E=Q
260 NEXT Q
270 INPUT " PRINT MODE (NORMAL/REVERSE) ";P$: IF P$="R" THEN C=128
280 POKE 56832,17:POKE 56833,4:REM 24 HOURS-MODE SELECT
290 POKE 56832,1:POKE 56833,H:REM SET HOUR
300 POKE 56832,2:POKE 56833,M:REM SET MINUTES
310 POKE 56832,3:POKE 56833,S:REM SET SECONDS
320 POKE 56832,4:POKE 56833,R:REM SET MONTH
330 POKE 56832,5:POKE 56833,D:REM SET DATE
340 POKE 56832,6:POKE 56833,Y:REM SET YEAR
350 POKE 56832,7:POKE 56833,E:REM SET DAY OF THE WEEK
360 POKE 56832,17:POKE 56833,12:REM ACTIVATE CLOCK
365 PRINT CHR$(147)
370 POKE 56832,0:REM PUT TIME IN LATCH
380 POKE 56832,1:H=PEEK(56833):REM READ HOUR
390 POKE 56832,2:M=PEEK(56833):REM READ MINUTES
400 POKE 56832,3:S=PEEK(56833):REM READ SECONDS
410 DH=INT(H/10):UH=H-DH*10+C:DH=DH+C:REM PRINT HELP HOURS
420 DM=INT(M/10):UM=M-DM*10+C:DM=DM+C:REM PRINT HELP MINUTES
430 DS=INT(S/10):US=S-DS*10+C:DS=DS+C:REM PRINT HELP SECONDS
440 POKE 56832,4:R=PEEK(56833):REM READ MONTH
450 POKE 56832,5:D=PEEK(56833):REM READ DATE
460 DD=INT(D/10):UD=D-DD*10:REM PRINT HELP DATE
470 POKE 56832,6:Y=PEEK(56833):REM READ YEAR
480 DY=INT(Y/10):UY=Y-DY*10:REM PRINT HELP YEAR
490 POKE 56832,7:E=PEEK(56833):REM READ DAY OF THE WEEK
500 KL=54272:REM PRINT TIME WITH COLOUR HELP
510 POKE1051,DH+48:POKE1051+KL,14
520 POKE1052,UH+48:POKE1052+KL,14
530 POKE1053,58+C:POKE1053+KL,14
540 POKE1054,DM+48:POKE1054+KL,14
550 POKE1055,UM+48:POKE1055+KL,14
560 POKE1056,58+C:POKE1056+KL,14
570 POKE1057,DS+48:POKE1057+KL,14
580 POKE1058,US+48:POKE1058+KL,14
590 PRINT:PRINT TAB(27);B$(E)
600 POKE1171,DD+48:POKE1171+KL,14
610 POKE1172,UD+48:POKE1172+KL,14
620 PRINTTAB(30);A$(R)
630 PRINT " ";:REM CURSOR 3 LINES UP
640 POKE1211,49:POKE1211+KL,14
650 POKE1212,57:POKE1212+KL,14
660 POKE1213,DY+48:POKE1213+KL,14
670 POKE1214,UY+48:POKE1214+KL,14
680 GOTO 370

```

**Listado 2.** Los usuarios del Commodore 64 ó 128 pueden utilizar este programa, cuya intención es servir como guía para otros experimentos con el RTC. Las sentencias PEEK y POKE acceden a los registros del RTC en las direcciones 56832 (RTC) y 56833 (latch).

Los usuarios del MSX pueden utilizar el listado del programa número 1, que visualiza un reloj en la esquina superior izquierda de la pantalla. Lógicamente, la capacidad gráfica del ordenador permite reducir este pequeño programa únicamente a su parte más importante. Observe que en la línea 100 se hace la lectura del re-

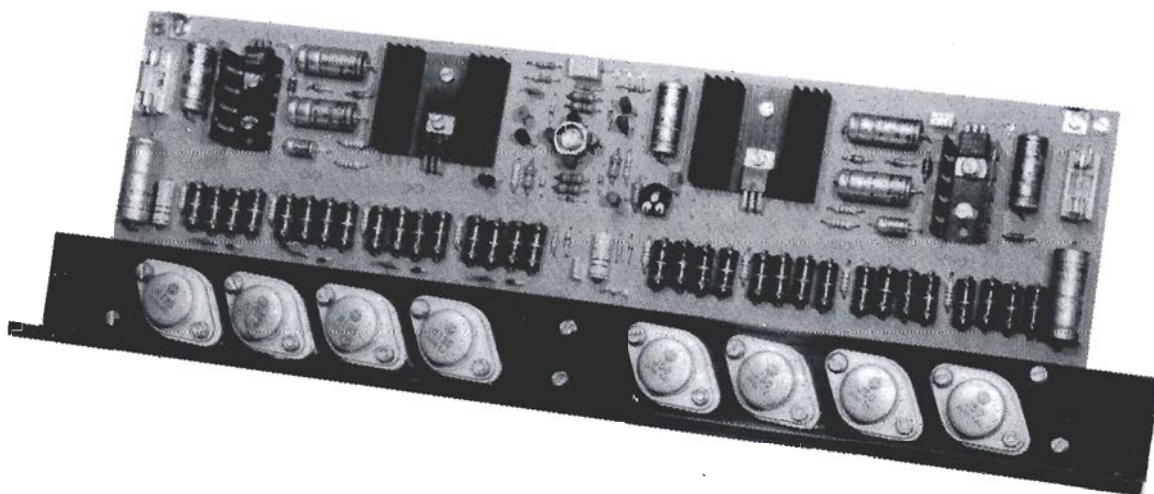
gistro de 10 ms antes de leer realmente la hora en un bucle. Una posible aplicación para programadores expertos es que se imprima en cada hoja de impresora la hora y día del listado. Una vez el reloj se ha sincronizado, basta con hacer un GOTO 90 para visualizar la hora. Sin embargo, hay que hacer algún tipo de previsión dentro del

bucle para permitir salir de él y volver al programa principal.

El listado de programa 2 está preparado para el Commodore 64 y 128. Es algo más largo que el de la versión del MSX, por lo cual permite más opciones, como selección de la polaridad del vídeo y entrada en forma de palabras de los días y meses. ■



*Presentamos un amplificador de potencia que, además de dar una buena calidad de sonido, tiene una elevada presión musical. Es capaz de entregar  $2 \times 500$  W en modo estéreo ó 1.000 W en configuración puente; este diseño puede ser llamado una etapa de potencia, en el sentido estricto de la palabra.*



# AMPLIFICADOR DE AUDIO DE 1.000 W (1)

La gran reserva de potencia de este amplificador es de mucha utilidad para aplicaciones en discotecas o en instalaciones al aire libre, donde sólo es posible conseguir un SPL (nivel de presión de sonido) suficiente para bajas y medias-bajas frecuencias con una serie de amplificadores y baffles de bajos de alta eficiencia.

Aparte de presentar un amplificador con características sorprendentes, tanto en calidad como en fiabilidad, este artículo puede ser de gran interés visto desde un punto de vista teórico, ya que para pasar de una pequeña señal de audio a los aproximadamente 10 amperios de corriente en la salida se necesita tener mucho cuidado para que el amplificador resultante sea eficiente, no pierda estabilidad y tenga una óptima transmisión de la potencia disipada.

## Consideraciones generales

Un amplificador con una potencia de salida de 1.000 W tiene problemas, como es el de la disipación de potencia, en forma de calor, de los transistores finales. Vamos a aclarar ahora brevemente las bases teóricas de este aspecto.

En teoría, el máximo rendimiento alcanzable por una etapa de potencia es del 78,5%, esto es, considerando aplicada la máxima señal de excitación y olvidándonos de los 2,5 V de tensión de saturación drenador-fuente. Para una potencia de salida de 1.000 vatios necesitaremos entonces una potencia de entrada en forma de tensión continua,  $p_{in}$ , de:

$$p_{in} = 1.000 \times (100/78,5) = 1.274 \text{ W}$$

La máxima disipación no se produce a la máxima potencia, ya que el rendimiento de la etapa de potencia disminuye a medida que baja la potencia de salida. Teóricamente, la máxima disipación de potencia se alcanza para una potencia de salida del 64% de la potencia total, siendo la potencia disipada:

$$p_{dis} = 0,4 \quad p_{out} = 0,4 \times 500 = 200 \text{ W}$$

Como se trata de un diseño estéreo, podemos esperar una disipación máxima de potencia de 400 W; las pérdidas, debido a las corrientes de reposo, supone unos cuantos vatios más. Suponiendo una corriente de reposo de 100 mA por transistor, es decir, de 400 mA por canal, la potencia adicional necesaria será de:

$$p_{qc} = 0,4 \times 75 \text{ V} \times 2 = 68 \text{ W por canal}$$

Otra vez hay que multiplicar este valor por 2, ya que tenemos dos canales. El factor dos que aparece en la ecuación se refiere a que empleamos tensiones simétricas de  $\pm 75$  V. Como resumen tenemos que cada transistor disipa una potencia de 33 W en las peores condiciones. Lógicamente esto exige utilizar un disipador de muy baja resistencia térmica, ayudado, además, por un potente ventilador que se encienda en el momento en el que la temperatura del disipador sobrepase un valor prefijado. Para conseguir alta eficiencia, y capacidad para trabajar con señales de gran amplitud,

tanto en régimen permanente como en régimen transitorio, cerca de la máxima potencia de salida, se ha utilizado una tensión de alimentación para la etapa de entrada superior a la de la etapa de potencia. Esto permite que el amplificador pueda responder a cualquier pico de corriente.

Por necesidad, se han añadido una serie de protecciones a este amplificador, ya que su gran reserva de potencia es capaz de destruir el baffle de alta potencia más robusto si no existe una protección para desconectar los altavoces y la presencia de toda la tensión de red en el primario del transformador de alimentación. También debe controlarse constantemente la temperatura del disipador y la tensión continua en la salida de la etapa de potencia, para poder detectar a tiempo un mal funcionamiento del amplificador y/o una elevada distorsión en momentos de sobrecarga. Todas las protecciones descritas pretenden impedir que los altavoces se destruyan (lo cual puede ser francamente caro) o que salten los fusibles cada dos por tres cuando se enciende el amplificador (lo cual es realmente molesto en algunas ocasiones).

Este artículo describe la teoría y montaje de una etapa de alta potencia. Son necesarias dos de estas placas para obtener un amplificador estéreo de  $2 \times 500$  W (sobre 4 ohm) o uno en configuración puente de 1.000 W (sobre 8 ohm). En la revista del mes siguiente hablaremos de la fuente de alimentación para la etapa de entrada y de potencia, de un preamplificador estéreo para la configuración en puente, detalles para el ajuste, los circuitos de protección y ayudas para el montaje.

## Diseño básico del amplificador

La división funcional de esta placa de amplificador de potencia en etapa de entrada, etapa excitadora y etapa de potencia es consecuencia inmediata de las distintas funciones que realiza cada uno de estos bloques. Todos estos bloques se han analizado brevemente, pasando ahora a describir el diseño resultante de cada una de estas secciones.

La etapa de entrada se ha diseñado para obtener unas características óptimas en lo que se refiere a bajo nivel de ruido, estabilidad y respuesta en frecuencia.

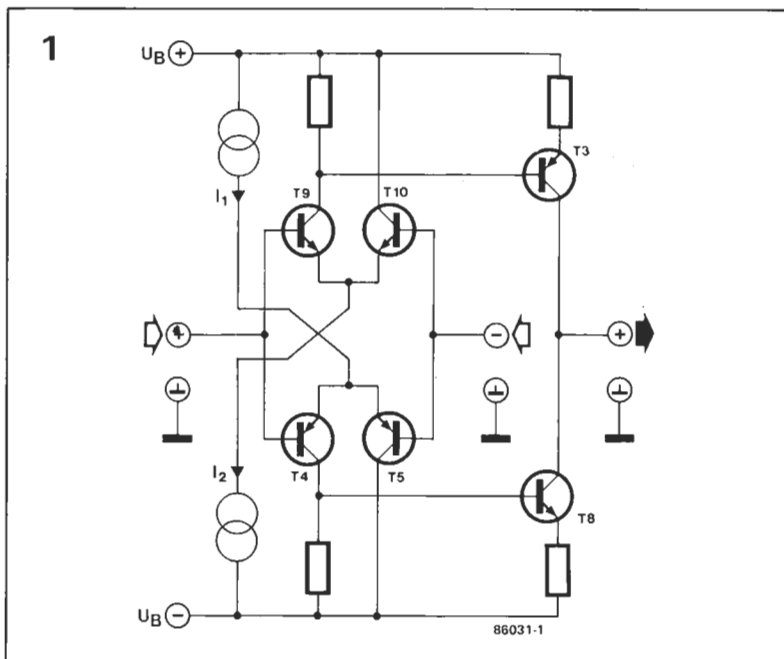


Figura 1. Circuito básico de la etapa de entrada de nuestro amplificador de potencia. Si se dimensiona correctamente, proporciona unos resultados excelentes.

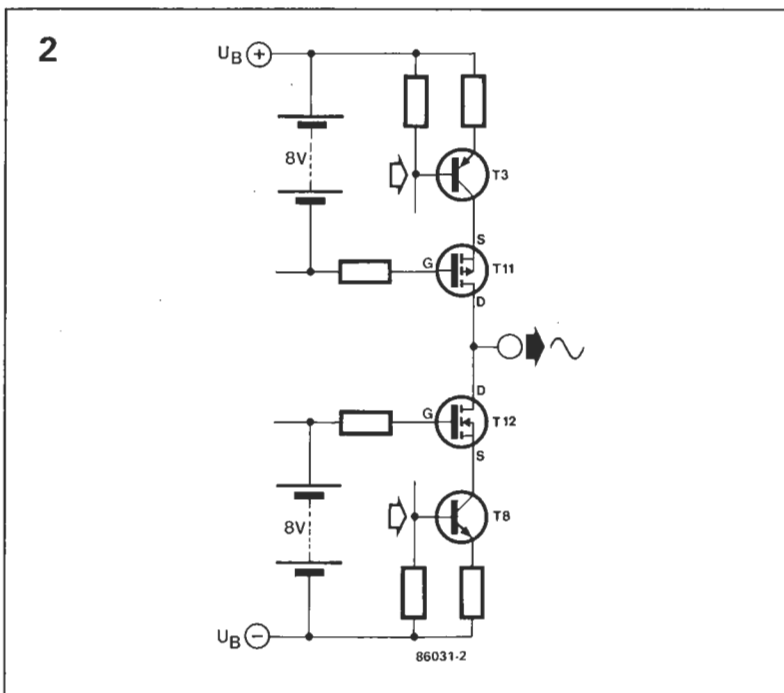


Figura 2. La etapa excitadora del amplificador de alta potencia es, básicamente, un circuito con configuración simétrica y complementaria en cascada. La utilización de los transistores excitadores con tecnología VMOSFET asegura una operación ultralíneaal con una banda pasante muy elevada.

### Características técnicas

Sensibilidad de entrada:	775 mV para máxima potencia de salida.
Impedancia de entrada:	amplificador de potencia: 22 KOhm. preamplificador: 47 KOhm (*)
Banda pasante a -3dB:	8 Hz...100 KHz
Distorsión:	<0,1% a 1.000 W sobre 8 Ohm, o $2 \times 500$ W sobre 4 Ohm, o $2 \times 250$ W sobre 8 Ohm; medidos entre 10 Hz...30 KHz.
Factor de amortiguamiento:	>100.
Formas de funcionamiento (*):	seleccionable mono/estéreo en el preamplificador con entrada simétrica o asimétrica y control de volumen. Limitación de la corriente del transformador en el arranque, control de la tensión continua de salida; conexión retardada de los altavoces; control térmico para la conexión del ventilador.

(\*) Se discutirá en la segunda parte.



La figura 1 muestra básicamente el concepto de la etapa de entrada diseñada, en la cual es posible conseguir estas características tan destacadas, debido a la configuración simétrica utilizada. La señal de entrada llega a la mitad izquierda del circuito, mientras que por la mitad derecha entra la señal de salida del amplificador en forma de realimentación. Bási-

- el hecho de utilizar transistores complementarios y de que los dos generadores de intensidad equivalentes, I1 e I2, sean iguales, hacen que las corrientes de las bases de T9 y T10 se equilibren con respecto a la entrada;
- los cuatro transistores trabajan virtualmente con una tensión colector-emisor constante, lo cual y debido al efecto Miller, hace que



la característica de la capacidad de realimentación interna del transistor sea constante, con la consiguiente eliminación de posibles no linealidades que podrían aparecer en la respuesta en frecuencia;

- la constancia de la tensión de colector-emisor asegura, además, una amplificación pura de corriente del amplificador diferencial, permitiendo así eliminar todo condensador que se carga y se descarga con el ritmo de la señal de audio de entrada.

Todo esto supone un gran logro, ya que se consigue calidad de amplificación con bajas corrientes del colector y, por ello, bajo ruido y elevada frecuencia de corte superior. Como resumen, la etapa de entrada tiene una distorsión de TIM (intermodulación transitoria) sorprendentemente baja.

La etapa de excitación formada por T3 y T8 debe dar una amplificación de tensión lo más limpia posible; sin embargo, y en lugar de la configuración básica, mostrada en la figura 1, estos transistores se han puesto en cascada con dos MOSFETs (ver figura 2). La ventaja más importante de la configuración en cascada es la mejora (¡aún más!) de la característica tensión-intensidad ( $I_o=f(U_o)$ ). Además, la banda pasante de esta etapa excitadora es tan grande como la de la etapa de entrada.

La etapa de salida es una configuración push-pull típica con transistores MOSFET complementarios de canal N y canal P de tipo horizontal, elegidos por su buena respuesta transitoria y característica lineal incluso a muy bajos niveles de potencia.

## Detalles del circuito

Un análisis detallado del circuito completo (ver figura 3) muestra la realización práctica de cada una de las etapas descritas separadamente en el apartado anterior. Observe que la numeración de componentes se ha mantenido con idea de facilitar su identificación.

Existe un número importante de diodos zener; D1...D4 forman, junto a los integrados IC1 e IC2, la alimentación estabilizada de  $\pm 80$  voltios para la etapa de entrada y la etapa excitadora. Los diodos D7...D12 aseguran que la tensión de polarización de los transistores complementarios

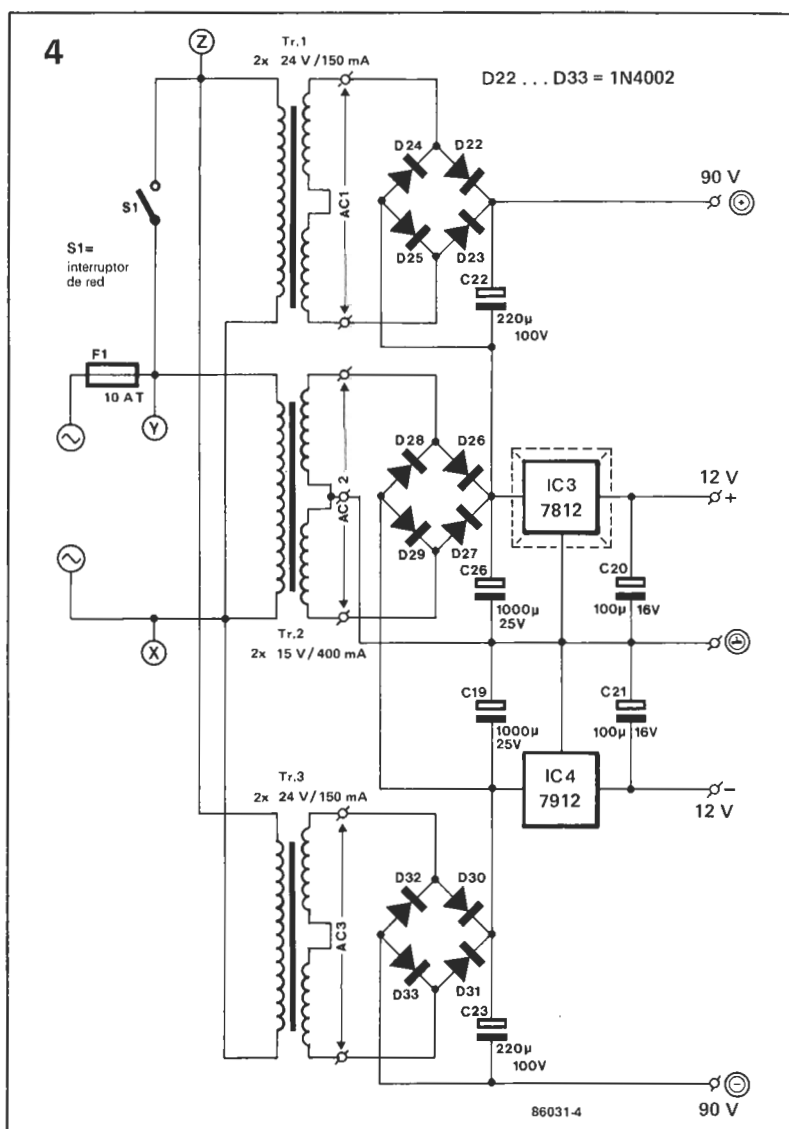


Figura 4. La alimentación de la etapa de entrada y la de excitación es de mayor tensión que la de la etapa de salida, para asegurar excitación suficiente trabajando cerca la potencia máxima de pico. El montaje de esta fuente de alimentación se verá en la segunda parte de este artículo.

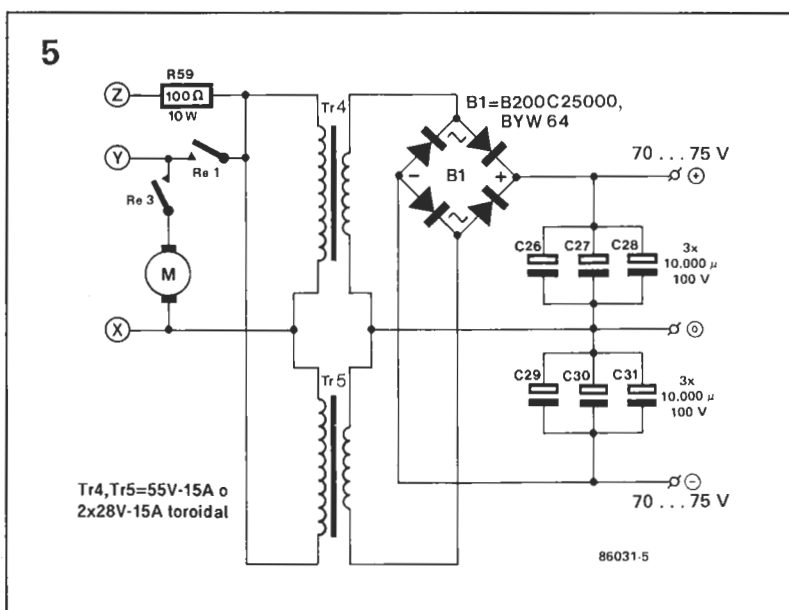


Figura 5. La fuente de alimentación es una etapa vital dentro de un amplificador que quiera presumir de una buena dinámica. Esta potente fuente de alimentación está provista de dos transformadores toroidales y unos condensadores de filtro de gran tamaño. Es capaz de dar los picos de corriente que el amplificador puede necesitar en algunos momentos.

(tipo BC550C-BC560C de muy bajo ruido) sea correcta. Los transistores T1 y T6 hacen las funciones de generadores de corriente constante ( $I_1$  e  $I_2$  de la figura 1), las cuales se han fijado a 0,45 mA

por transistor. Este valor constituye el compromiso exacto entre baja distorsión y alta frecuencia de corte superior de la etapa de entrada. T2 y T7 se han conectado como diodos a fin de reducir la

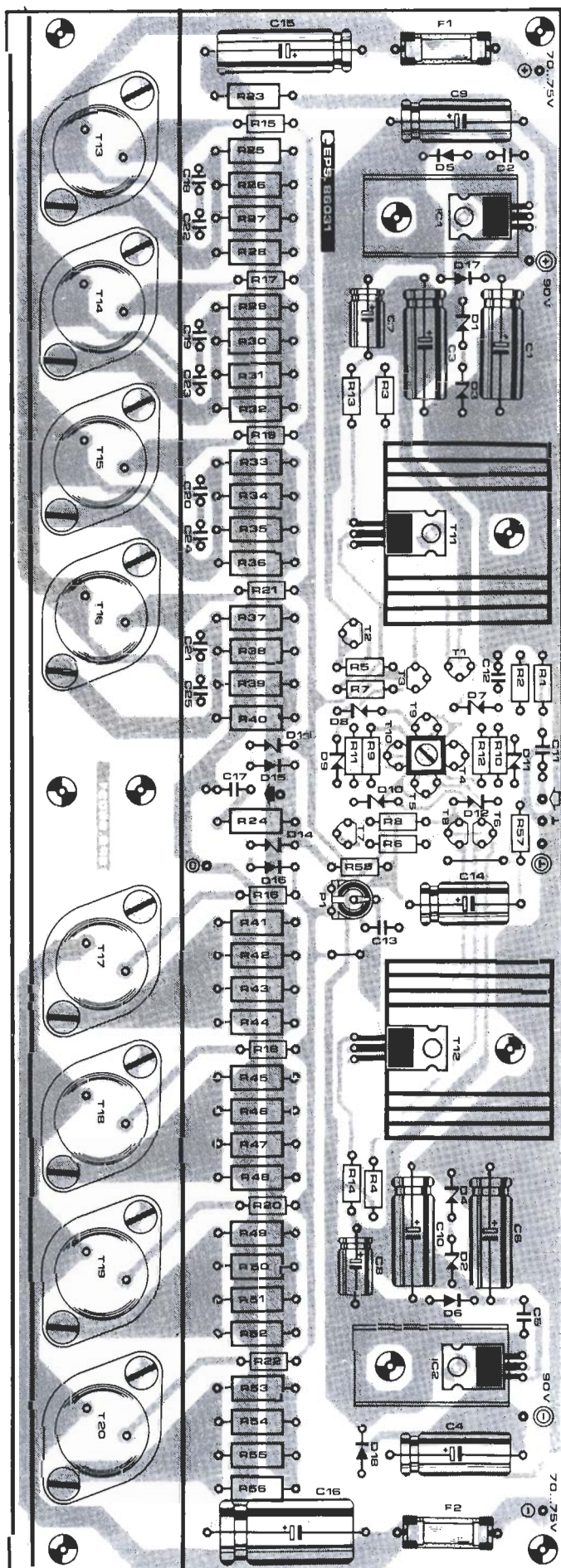


Figura 6.  
Disposición de  
componentes del  
amplificador de  
gran potencia.

excursión de tensión en los colectores de T9 y T4 y para corregir cualquier efecto de variación por temperatura de T3 y T8. La corriente de reposo de la etapa excitadora que pasa por T3, T11, T12 y P1 se ha fijado a 25 mA. Este último se usa para ajustar la corriente de reposo de la etapa de salida a 400 mA.

Desafortunadamente, los MOSFETs de potencia utilizados para este amplificador tienden a oscilar con mucha facilidad, especialmente si se conectan en paralelo. Para combatir esta tendencia se ha dispuesto cada puerta de los MOSFETs con una resistencia. Debido a la diferente estructura interna de los MOSFETs de canal N frente a los de canal P, los primeros (tipo 2SK135 y 2SK175) presentan unas capacidades de puerta a fuente y de puerta a drenador inferior que los de canal P (tipo 2SJ50 y 2SJ55). Para impedir el desequilibrio en la etapa de salida, y la consiguiente inestabilidad que esto puede suponer, se han añadido pequeños condensadores cerámicos (C18...C25) en puntos adecuados alrededor de T13...T16.

Los diodos D13...D16 limitan la corriente de drenador de cada MOSFET a un máximo de 5 A en caso de un cortocircuito a la salida. Esta protección efectiva no supone prácticamente ninguna distorsión en régimen normal de funcionamiento.

La fuente de cada MOSFET está conectada a la línea activa del altavoz a través de un grupo de cuatro resistencias de 1 W puestas en paralelo. Estas se usan en lugar de una única de 4 W que tendría que ser bobinada, lo cual supondría una inductancia en un punto crítico del circuito, causando inestabilidades y una posible tendencia a oscilar.

## Las fuentes de alimentación

La figura 4 muestra una fuente de  $\pm 90$  V que alimenta las etapas de entrada y la de excitación de los dos amplificadores, además de los futuros circuitos de protección. Esta fuente se verá con más detalle en el artículo del próximo mes.

La figura 5 muestra la fuente de alta corriente de  $\pm 75$  V para las dos placas amplificadoras descritas en este artículo. Debe dejarse



bien claro que la calidad de sonido de este amplificador depende en gran medida de la capacidad de dar corriente de esta fuente. Cualquier intento de reducir los componentes de ésta daría como resultado una peor calidad de sonido, especialmente en lo que se refiere a frecuencias bajas o medias-bajas donde se encuentra la mayoría de la potencia musical. La fuente propuesta responde perfectamente a picos cortos de señal generados habitualmente por instrumentos musicales, como el bajo, la batería o los sintetizadores.

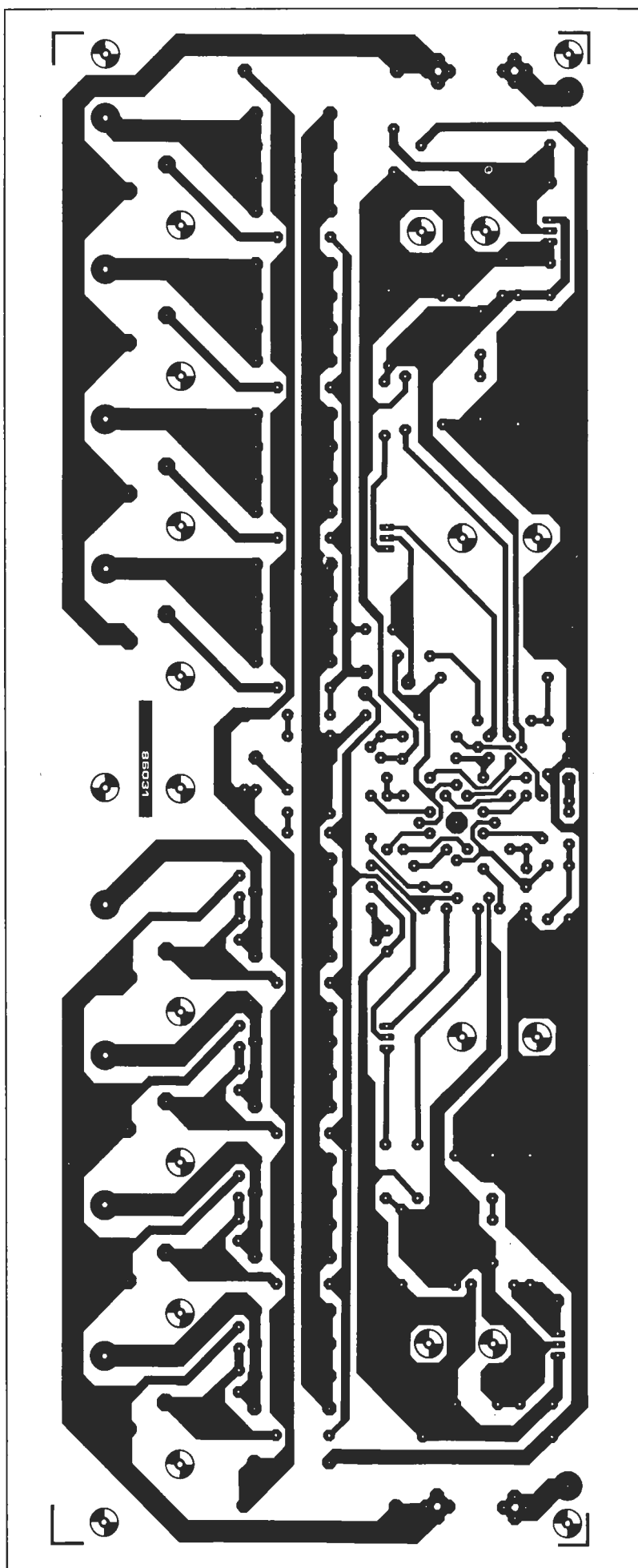
Para poder satisfacer la corriente demandada por el amplificador, se han utilizado dos transformadores toroidales idénticos de 750 VA, un puente rectificador de 25 A y  $2 \times 30.000 \mu\text{F}$  para filtrado. No hace falta decir que el montaje de una fuente de estas características requiere mucho cuidado. De esto se hablará también en la siguiente publicación de Elektor.

Para sacar el máximo partido del amplificador, todos los cables de alimentación deberán ser de  $2,5 \text{ mm}^2$  de sección y, preferiblemente, resistentes al calor. No olvide tomar todas las precauciones necesarias a la hora de manipular la fuente, ya que 150 V podrían dejarle «seco».

La resistencia de potencia R59 intercalada en la línea de alimentación de red impide que se funda el fusible del equipo y/o el de su casa (que suele ser de 13 A) cuando se conecte el amplificador (o, mejor dicho, la fuente de alimentación). Sin esta limitación de corriente los condensadores descargados y el transformador sin campo magnético causarían un pico de corriente suficiente para fundir los fusibles. El circuito de protección, analizado en el mes que viene, activa un relé, que cortocircuita R59, una vez transcurrido un corto período de tiempo, suficiente para restablecer el campo magnético en el transformador y cargar inicialmente los condensadores de filtro.

## Montaje y prueba inicial

Antes de comenzar a montar el amplificador, le recomendamos que se piense la aplicación que va a darle. Si se piensa utilizar como un amplificador mono de 1.000 vatios, se deberá configurar la fuente como se ha dicho anterior-





mente. Los MOSFETs 2SK175 y 2SJ55 son más convenientes que los 2SK135 y 2SJ50, ya que son más duros y aguantan mejor picos de alta tensión. Si se piensa utilizar el amplificador para dar 2×250 W estéreo sobre 8 ohm, sólo será necesario que los transformadores toroidales den 7 A cada uno, y la capacidad de filtraje puede reducirse a la mitad. Nótese que ambas configuraciones descritas hasta el momento necesitan dos circuitos como los indicados en la figura 3, con todos sus elementos asociados (incluido dos placas de circuito impreso). Montar la placa de circuito impreso de la figura 6 no supone demasiados problemas. Es necesario tener un poco de precaución a la hora de montar los 8 transistores de potencia (con encapsulado TO-3) y el disipador; esto se explicará más adelante.

Es altamente recomendable utilizar componentes de primera calidad. No use nunca condensadores y resistencias baratas compradas por lotes y observe las tolerancias y los valores límites de trabajo de todos los componentes antes de soldarlos en la placa. En especial, asegúrese que los condensadores C18...C25 son de, al menos, 150 V. Tenga cuidado también de tomar precauciones especiales en lo que se refiere a las líneas de alta tensión y la salida de potencia del amplificador.

Los transistores MOSFET de potencia deberán montarse sobre

la placa en último lugar. Estos se montarán sobre una plancha de aluminio de 5 mm de sección y en forma de «L», una vez realizados los taladros pertinentes sobre ella (ver figura 7 para las dimensiones y cotas de los taladros). No olvide montar los transistores con planchas de mica de buena calidad; son preferibles las de tipo cerámico ( $Al_2O_3$ ), pero son más caras y más difíciles de encontrar. Utilice una cantidad abundante de pasta de silicona para conseguir una buena conducción térmica entre los transistores y el disipador. Compruebe que no existe ningún cortocircuito entre las patillas de los transistores y la plancha de aluminio una vez que se hallan montados éstos sobre la misma.

Sugerimos que se tome tiempo en revisar cada uno de los componentes una vez montados sobre la placa de circuito impreso: verifique la correcta polaridad de los diodos y de los condensadores electrolíticos, asegurarse de que los transistores NPN y PNP se han montado correctamente. Tenga en cuenta que cualquier error, por muy tonto que sea, puede tener resultados desastrosos sobre el amplificador en conjunto y/o la fuente de alimentación, sin mencionar los posibles desperfectos de los altavoces.

Si todo parece ser correcto, proceda a montar la placa de circuito impreso sobre un disipador de dimensiones respetables y con una resistencia térmica no superior a

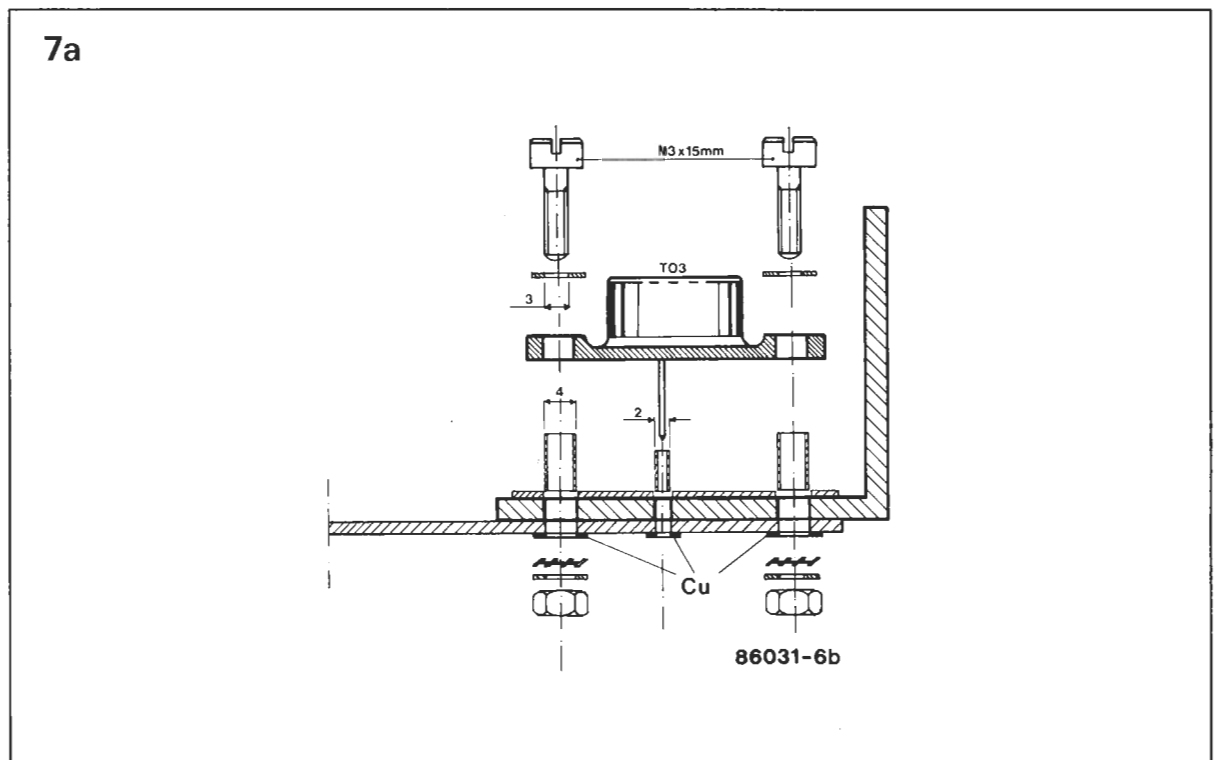
0,3 K/W. Ahora piense si quiere probar la placa ya, o prefiere esperar hasta tener la revista del mes que viene.

Debemos decir que probar el circuito en esta fase de montaje conlleva una serie de riesgos debido a que todavía no dispone del circuito de protección. Por lo tanto, si no se encuentra seguro de su montaje, le aconsejamos esperar al mes siguiente para que el circuito de protección corrija cualquier error que usted pudiera cometer. ¡En la duda, opte por el camino más seguro!

Para una prueba inicial, supondremos que ya ha montado el amplificador sobre un disipador y que dispone de la alimentación de  $\pm 75$  V (la ha montado aunque sea en modo experimental). Conecte la alimentación de +75 V al punto de +90 V indicado en la placa y el de -75 V al de -90 V. Sustituya los fusibles de 6,3 A por resistencias de 1 ohm, 4 W. Suelde, en paralelo con los diodos zener D3 y D4, una resistencia de 5,6 KOhm/1 W (son dos resistencias lógicamente). Ahora olvídense un momento de la placa del amplificador y pruebe antes la fuente de alimentación de  $\pm 75$  V.

Cortocircuite temporalmente la resistencia R59 y ponga en la línea de alimentación (de red) un fusible lento de 10 A. Asegúrese que la fuente provisional no esté tocando ningún elemento conductor y que usted está aislado de ella. Encienda ahora la fuente. Si

Figura 7.  
Dimensiones  
externas del  
soporte de los  
MOSFETs de  
potencia. Este  
forma el contacto  
térmico entre los  
transistores y el  
disipador. También  
se ve los detalles  
de montaje de los  
transistores.



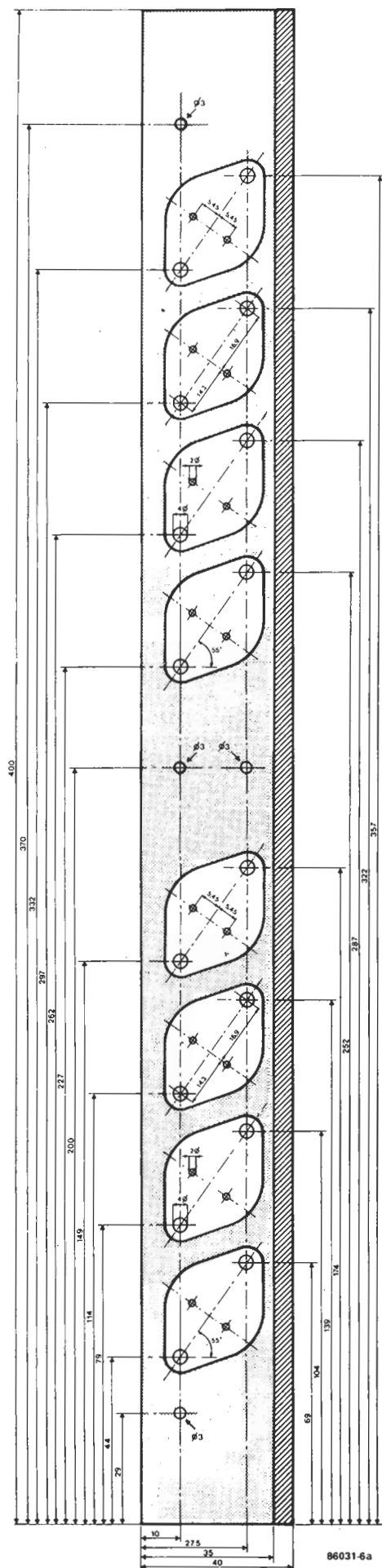
se funde el fusible, sustituya el puente hecho sobre R59 con un interruptor de potencia suficiente. Verifique que el interruptor esté abierto y, una vez sustituido el fusible, vuelva a conectar la fuente a la red. Cierre el interruptor lo más rápidamente que usted pueda; el nuevo fusible no debería saltar. Mantenga la fuente encendida durante unos minutos y mida la tensión de salida. Esta deberá ser del orden de  $\pm 75$  V a  $\pm 80$  V, dependiendo de las tensiones secundarias de los transformadores. Desconecte la alimentación y descargue los condensadores por medio de una resistencia de 500 ohm, 10 W. Si ha tenido que montar el interruptor, póngalo otra vez de forma que esté abierto.

Conecte ahora la fuente a los terminales de la placa del amplificador y gire P1 de forma que esté en la posición de mínima resistencia (sentido horario). No es necesario aún que haya conectada una carga a la salida del amplificador; conecte en su lugar un osciloscopio. Encienda de nuevo la fuente, haciéndolo como se dijo anteriormente y mida con cuidado la caída de tensión en los puntos donde estaban conectados los fusibles de 6,3 A. Esta caída debe ser de 0 V. Ajuste ahora P1 para que la caída sea de 0,4 V sobre cada «fusible». De esta forma conseguimos una corriente de reposo de 100 mA por transistor de salida. Observe esta tensión durante un rato y asegúrese de que el amplificador no se pone a oscilar a otras corrientes de reposo cercanas a ésta; tampoco debería haber ninguna tendencia a inestabilidad térmica. Mida la tensión continua a la salida del amplificador; ésta no debería ser superior a  $\pm 50$  mV. Si todo parece correcto, podrá conectar un altavoz adecuado (que aguante la potencia de salida del amplificador) para verificar que la amplificación se realiza sin distorsión. ¡No haga la prueba para máxima potencia aún!

Finalmente, sustituya las resistencias de 1 ohm, 4 W por los fusibles, quite los cables de alimentación y elimine las resistencias que había conectado anteriormente en paralelo con D3 y D4. Las pruebas a realizar sobre la otra placa amplificadora son, naturalmente, las mismas.

El próximo mes describiremos el diseño y construcción del preamplificador estéreo/puente, complementos de la fuente y los circuitos de protección.

7b



*Con este artículo se concluye la serie dedicada al mezclador portátil. Tiene dos partes bien definidas: descripción del segundo módulo de salida, dotado de un amplificador para monitor y cascos de auriculares, y recomendaciones sobre el montaje para la preparación de un equipo que sea realmente portátil.*

# MEZCLADOR PORTATIL (III)

En la figura 1 se muestra el esquema del circuito del último módulo, que tiene las secciones siguientes:

- un amplificador sumador de efectos especiales;
- un preamplificador sumador de preescucha (PFL);
- un amplificador de auriculares en un solo circuito integrado.

El amplificador de efectos especiales está basado en A1; P1 permite ajustar la ganancia, o la atenuación, entre -6 dB y +14 dB. La resistencia R30 protege la etapa final del amplificador operacional, en el caso de un cortocircuito en la salida.

El amplificador de preescucha PFL es también un amplificador operacional simple, cuya ganancia (definida por R27) debe ser igual a la de A2 y a la del primer módulo de salida.

Mediante la adaptación del valor de R3, podrá ajustar la ganancia del amplificador de monitor A2 al mismo nivel que el de A3 y del primer módulo de salida (señales del altavoz) para evitar diferencias de nivel apreciables en el amplificador de auriculares, cuando se conmuta a una de sus tres fuentes de señal con S1. Tenga presente que el monitor y el PFL son mono, mientras que la señal de línea es estéreo (señales de los altavoces derecho e izquierdo, procedentes del primer módulo de salida).

En estas condiciones, podrá escuchar una de estas tres señales (altavoces en estéreo) amplificadas por el circuito para auriculares IC5. La tensión de +12 V necesaria para la alimentación de este circuito se obtiene a partir de la tensión de +18 V suministrada por la alimentación general, después del tratamiento por el regulador de tensión integrado IC6.

Las redes atenuadoras R32-P5a y R34-P5b atenúan las señales de entrada y las resistencias R23 y R24 sirven para ajustar la ganancia de los dos amplificadores operacionales integrados en el circuito integrado TEA2025.

Los auriculares deben tener una impedancia mínima de 8 ohmios, mientras que el nivel de salida total puede establecerse para satisfacer las exigencias individuales mediante un reajuste adecuado de R23 y R24. Por consiguiente, la carga resistiva mínima a conectar al amplificador de casco de auriculares es de 8 ohmios, pero la conexión de un casco que tenga una impedancia más elevada no le hará correr el menor riesgo.

Basta echar un vistazo a la curva de la figura 2 para que se percate de la eficacia del ecualizador paramétrico, que se realiza con la ayuda de los amplificadores operacionales A4...A7. Esta curva nos permite ver que accionando P3 se podrá desplazar la frecuencia central del filtro pasabanda entre 50 Hz y 10 KHz. Con el potenciómetro P2 puede variar el factor Q (de calidad) entre dB/octava y 14 dB/octava y con P4 puede ajustar la ganancia desde -18 dB a +2 dB. La señal de salida del ecualizador paramétrico se desacopla por intermedio del buffer A8. La resistencia R31 tiene una función conocida: proteger al amplificador operacional contra un cortocircuito de la salida.

El módulo de salida n.º 2 utiliza el circuito impreso de la figura 3 y su montaje no debe plantear problema alguno si se siguen las normas dadas en los artículos anteriores de esta serie del mezclador portátil. Por último, en la figura 4 se muestra la disposición del panel frontal con la carátula correspondiente.

## Recomendaciones para el montaje

Para que el mezclador propuesto pueda transportarse con facilidad de un lugar a otro, los módulos se instalan en una «maleta de fotógrafo» de aluminio de unas dimensiones de 46×34×14 cm (ancho×fondo×altura).

Antes de detallar la preparación del receptáculo, se darán varias recomendaciones con respecto a los módulos por separado que constituyen el mezclador.

Por supuesto, los potenciómetros deslizantes debe montarlos en la posición correcta; Conviene emplear un óhmetro para ver la curva de resistencia logarítmica.

El potenciómetro debe instalarse de manera que su desplazamiento de abajo arriba traiga consigo una variación de la resistencia lenta al principio de su recorrido y una aceleración progresiva al ir subiendo.

Asegúrese el fácil movimiento del mando del cursor insertando espaciadores de 2 mm entre los potenciómetros deslizantes y el panel frontal del módulo. Las posiciones de los demás potenciómetros están claramente definidas por el hecho de que estén soldados al circuito impreso. Recorte sus ejes de manera que los mandos se asienten a unas fracciones de milímetro por encima del panel frontal.

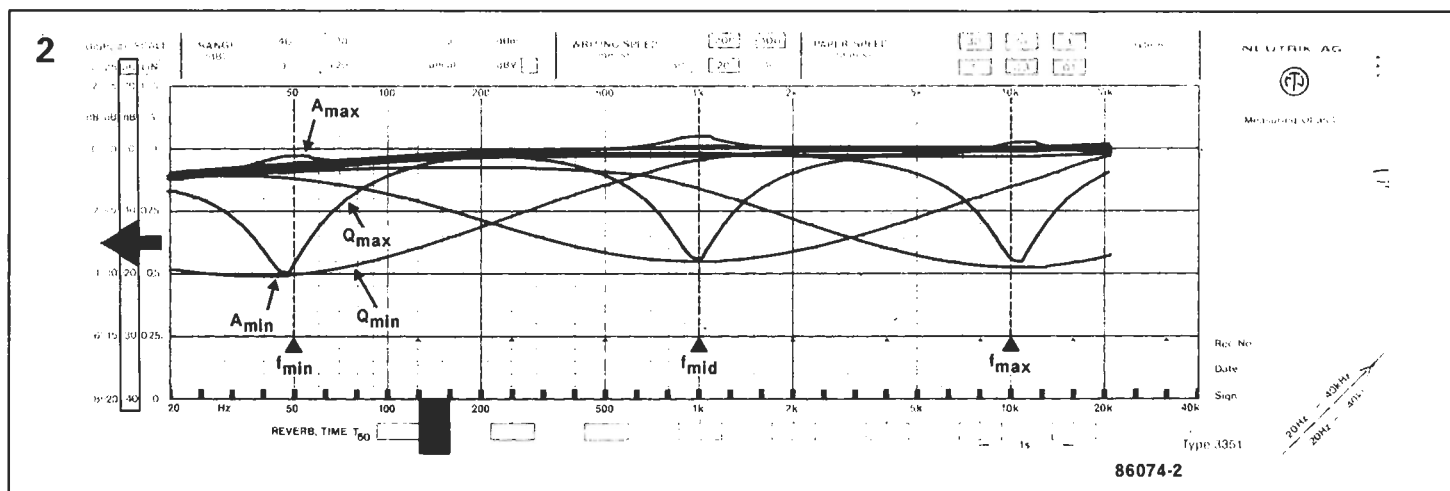
Todos los conectores hembra de entrada y de salida deben aislarse con respecto a los paneles del módulo para evitar la creación de bucles de masa. Como se explicó en la primera parte de esta serie, la masa de la red puede desconectarse de la fuente de alimentación del mezclador para evitar zumbidos molestos.





## Lista de componentes

D1, D2 = 1N4148  
IC1, IC2, IC3,  
IC4 = TL072  
IC5 = TEA2025  
(Thomson)  
IC6 = 7812  
IC7 = XR4195  
IC8 = TL071



**Figura 2. Curvas de respuesta características del ecualizador paramétrico.**

En lo que respecta a la sustitución del XR4195, insistimos sobre el hecho de que se trata de una medida de último recurso. Con esta solución «de recambio», es

posible que tenga molestos chasquidos audibles al poner los módulos bajo tensión.

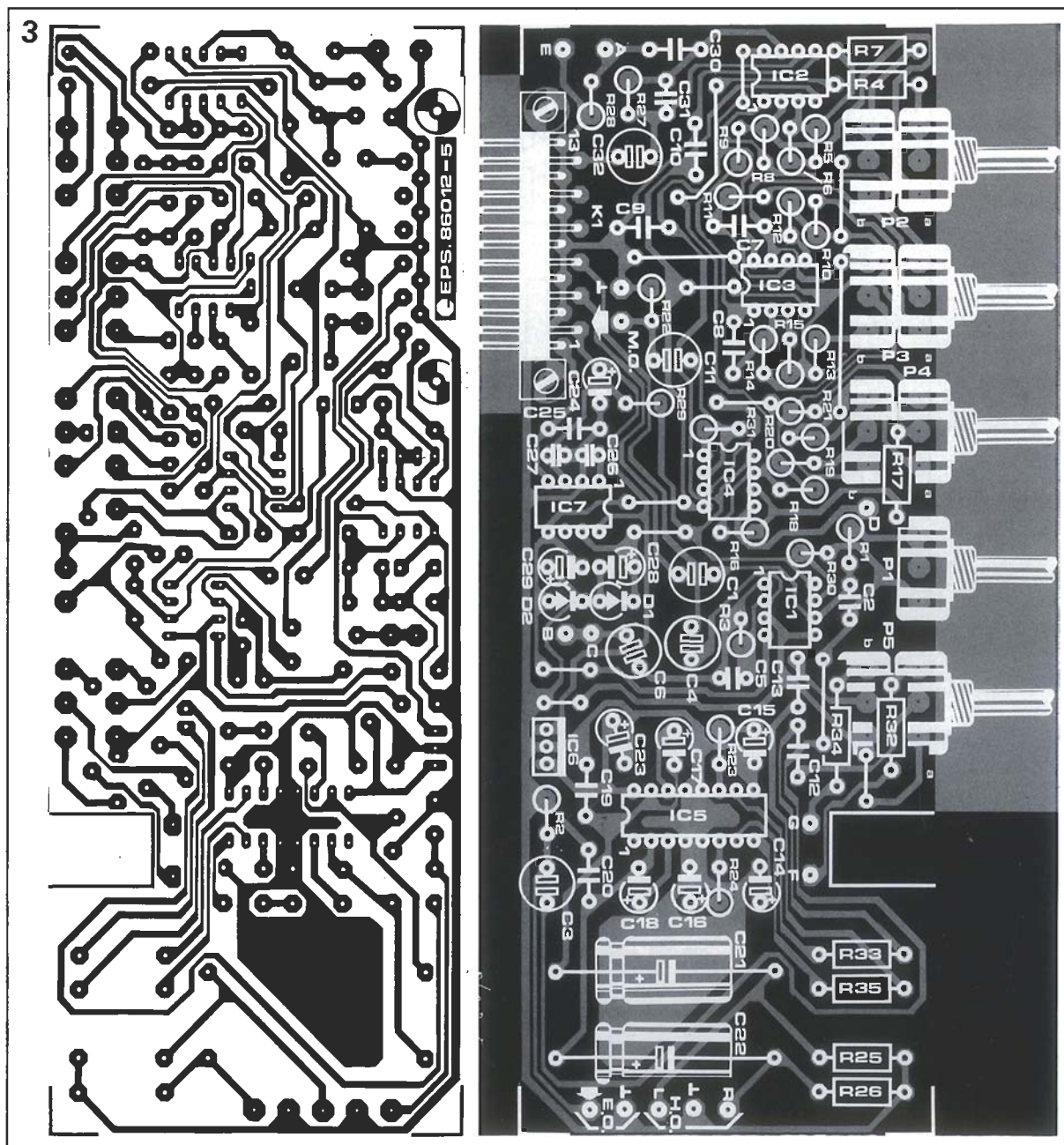
Digamos algo sobre los circuitos de control de los vúmetros.

Los circuitos U267B soportan una tensión de entrada máxima de 5 voltios. Para protegerles contra señales de entrada parásitas de nivel más elevado, podrá instalar-

Varios:  
S1 = conmutador giratorio de 2 circuitos

Varios:  
S1 = Conmutador giratorio de 2 circuitos y 3 posiciones  
Conector hembra de chasis de 6,3 mm estéreo (completamente aislado)  
2 conectores Cannon (XLR) con 3 patillas macho (DIN 41617)  
Botones para potenciómetros con eje de 4 mm  
Botón para potenciómetro deslizante  
EPS 86012-5  
EPS 86012-5F

**Figura 3. Disposición del montaje de los componentes y placa de circuito impreso para el módulo de salida núm. 2.**





le en paralelo, con el condensador de entrada de  $1 \mu\text{F}$ , un diodo zener de 4V7. En tal caso se conectará además, una resistencia de 470 ohmios en serie con el diodo rectificador 1N4148 en cada circuito de vúmetro. Estas modificaciones son fáciles de realizar en la placa del primer módulo de salida.

La mayoría de los diodos LED pueden montarse directamente en las placas de circuito impreso de los diferentes módulos, de modo que queden a ras del panel frontal correspondiente. En donde no sea posible, debe montarlos con cola o pegamento, de dos componentes, y trozos de longitud adecuada de hilo para su conexión a los puntos correspondientes de la placa de circuito impreso.

La construcción de la fuente de alimentación tal vez sea la parte más delicada del montaje. Las diversas fotografías de este artículo constituyen la mejor ilustración de la técnica adoptada. Además, tendrá que obtener una chapa de fijación con las dimensiones indicadas en la figura 5. Este soporte tiene varias funciones; por una parte, aumenta la rigidez mecánica del módulo, lo que constituye un blindaje eficaz de la alimentación con respecto a los demás módulos y por otra parte, recibirá los circuitos impresos y el panel frontal. Es importante obtener un aislamiento perfecto entre el interruptor de la red y la chapa de fijación, para evitar campos magnéticos parásitos.

Los reguladores de tensión integrados, instalados en la placa de la alimentación, tienen una temperatura de funcionamiento relativamente elevada. Para aumentar la seguridad funcional del mezclador puede dotarlos de una escuadra, que se fijará por una parte a los reguladores y por la otra, al panel frontal. Será preciso que se asegure de que los reguladores estén aislados tanto con respecto a las escuadras metálicas como con los radiadores de calor. Si prevé esta refrigeración suplementaria, tendrá que pensar, *antes* de colocar la película autoadhesiva en el panel frontal, en perforar los orificios que permitan la fijación de las escuadras y taladrarlos de manera que los tornillos de cabeza no sobrepasen los rebordes de los orificios. Tendrá que emplear tuercas y arandelas aislantes con los reguladores de tensión integrados.

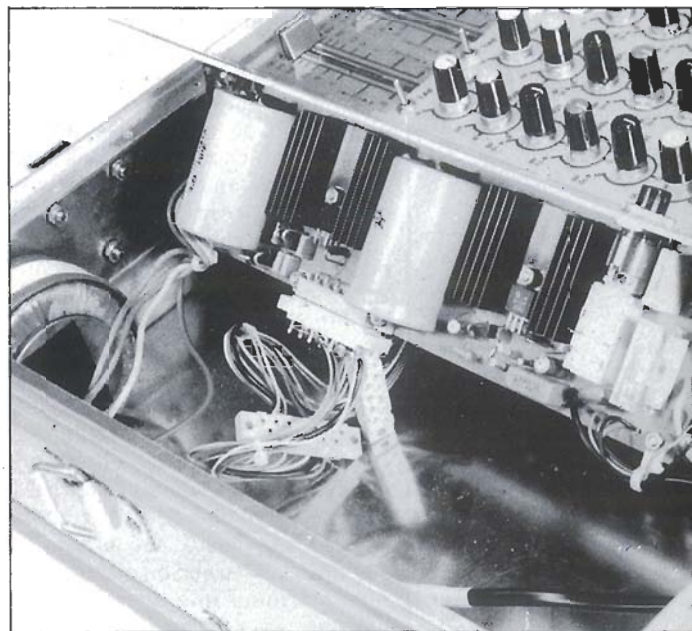
## Observaciones

El esquema del circuito de la fuente de alimentación muestra erróneamente a R4 y R5 con valores de 3K6 y 220 ohmios, respectivamente, mientras que la lista de componentes indica los valores correctos para estas resistencias (2K, 120 $\Omega$ ). También hay que señalar que D6 se muestra con la polaridad errónea en el esquema; sin embargo, aparece correcta en la disposición de los componentes de la placa de circuito impreso.

Por último, R9 y R10 se mostraron como tipos de 47K en el esquema del módulo de estéreo, mientras que el valor correcto de 22K se indica en la lista de componentes. Se advierte a los constructores de estos módulos que corrijan los valores erróneos de los componentes indicados en los esquemas.

## Recomendaciones

Nuestro mezclador, como se indica en la fotografía ilustrativa,



tiene varios módulos: 6 módulos MIC-LINE, 2 módulos de entrada estéreo, un módulo de salida tipo 1, un módulo de salida tipo 2 y un módulo de fuente de alimentación.

En el supuesto de que todos los módulos se hayan completado si-



## SOPHOS. DISEÑADOR DE CIRCUITOS IMPRESOS AMSTRAD CPC 128

- \* UNICO PARA MICROORDENADORES PERSONALES.
- \* DISEÑO AUTOMATICO: a doble cara a partir de los puntos de soldadura con sus nombres (20 puntos por minuto aprox.).
- \* DISEÑO MANUAL: punto/punto. Realiza puentes. Permite mover bloques vía disco, engrosar, estrechar o borrar pistas.
- \* IMPRESION: rápida o en alta calidad del circuito. En cualquier impresora matricial standard.
- \* EN 10 MINUTOS DISEÑA PLACAS CON 200 PUNTOS. UNE EL 95% DE LOS NODOS.

Software  
*Mister Chip*  
Escuela de Informática

Avda. Cardenal Herrera  
Oria, 171  
Tel. (91) 2019385  
28034 Madrid





guiendo las normas dadas en los artículos de esta serie y de que el mezclador esté provisto de la anterior configuración de módulos, el número de conectores de 13 vías a recibir los conectores machos de los módulos correspondientes es de once (?).

Con el empleo de estos 10 conectores hembra, vamos a realizar una especie de bus de conexión flexible. Para conseguirlo, interconectaremos las patillas 3, 5, 7, 9, 11 y 13 de los diferentes conectores con la ayuda de cable flexible de 1,5 mm<sup>2</sup> de sección. Si las longitudes del cable de interconexión son de unos 17 centímetros, la movilidad de cada uno de los módulos está asegurada, al permitir la extracción de un módulo sin tener que desconectarlo cuando se realicen medidas o pruebas. No obstante, debe puntualizarse que ha de evitarse unas longitudes excesivas de los hilos de conexión del bus, dada la mayor tendencia de los módulos a la generación externa de ruidos.

Las patillas 4, 6, 8, 10 y 12 se

han de interconectar con hilo de cableado de pequeña sección (de 0,15 mm<sup>2</sup>, por ejemplo). Sólo queda por conectar las líneas de alimentación y para ello se ha de interconectar todas las patillas 1 por una parte y todas las patillas 2 por la otra, con la ayuda de hilo de conexión de 0,75 mm<sup>2</sup>.

El mejor emplazamiento del transformador de alimentación es la esquina superior derecha de la caja de aluminio. A continuación, se conectará los hilos procedentes de la toma de corriente de la red a los puntos 1 y 2 del circuito impreso de la alimentación. El primario del transformador se conectará a los puntos 3 y 4, mientras que los arrollamientos del secundario están conectados a los puntos 5/6 y 7/8. La parte posterior de la caja es el mejor lugar para la instalación del interruptor de aislamiento entre la caja y tierra. Se soldará a los bornes de este interruptor una lámpara de neón; en caso de corriente de fuga en el secundario del transformador, se encenderá para

una tensión superior a 120-180 V y producirá el disparo del disyuntor diferencial. Finalmente, el punto 9 de la placa de circuito impreso se conecta a la masa de la caja con una longitud adecuada de cable y un terminal de soldadura.

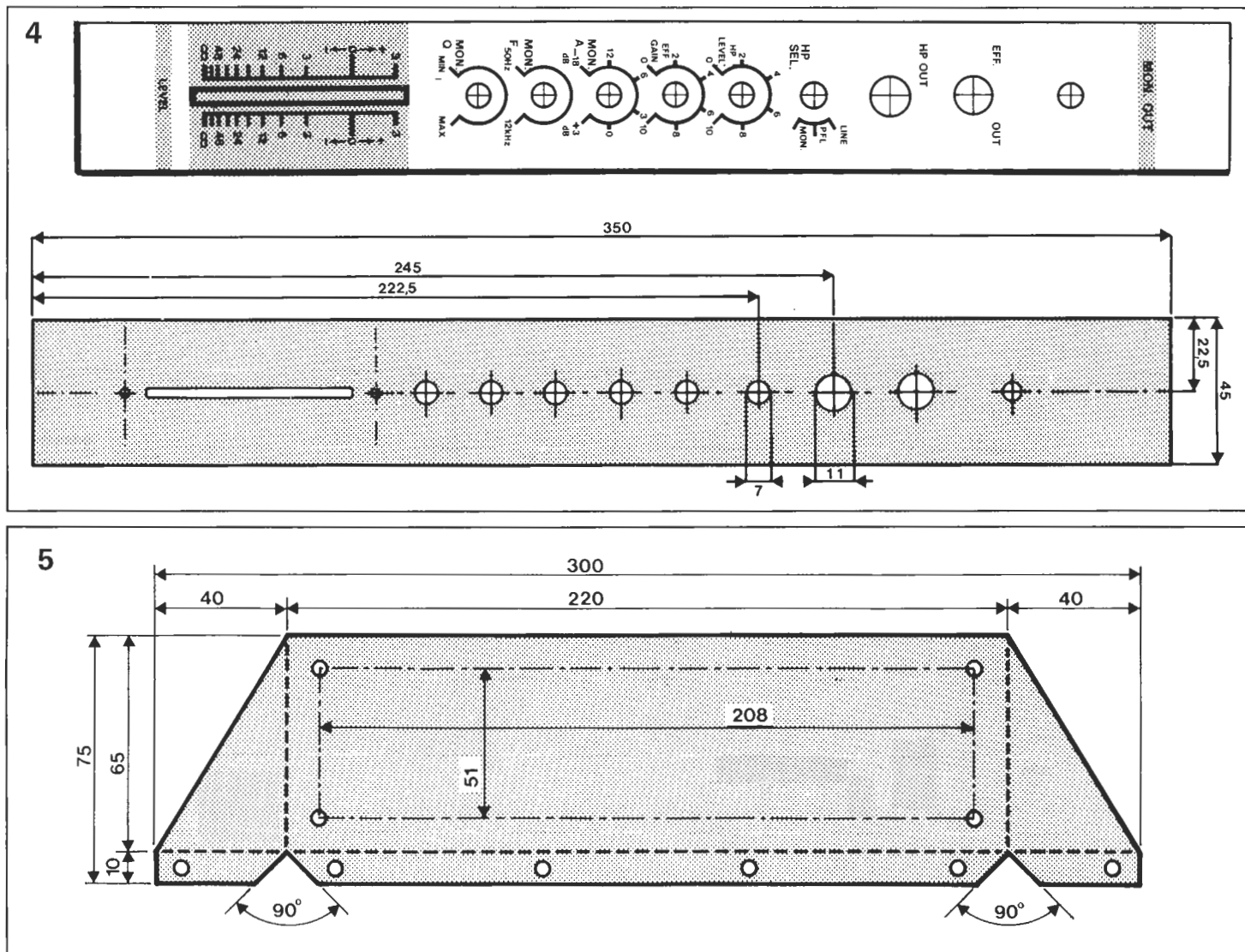
No queda más que tomar las medidas necesarias para la fijación mecánica de los módulos. Para este propósito, hay que perforar orificios en los lugares adecuados de los paneles frontales y en el reborde interior de la caja para permitir que los módulos se fijen con tornillos autorroscantes.

Según el tipo de maleta, su tapa puede necesitar modificaciones en su interior, para admitir las partes salientes (mandos, conmutadores) en los paneles frontales y por supuesto, ¡debe ser posible cerrar la tapa!

Las fotografías adjuntas deben servir para las adaptaciones a la caja particular de que se disponga. Por supuesto, estamos abiertos a sus sugerencias encaminadas a mejorar el montaje final. ■

Figura 4. Carátula y plantilla de perforación para el módulo de salida núm. 2.

Figura 5. Croquis acotado para la realización de una chapa de fijación para el circuito impreso del módulo de la alimentación y que sirve también de blindaje con respecto a los demás módulos.



*Gran número de lectores sienten horror a realizar sus propias bobinas. Los datos que damos en este artículo junto con un pequeño programa en BASIC deberían hacer perder ese miedo a lo desconocido.*

# BOBINAS

**¡Hágalo  
Vd.  
mismo!**

Una bobina no es sólo una autoinducción. Las pérdidas, resistencia a la corriente continua, dimensiones, campo de dispersión, juegan un papel importante y están estrechamente unidos entre ellos.

El primer paso es saber cuál es la función de la bobina. Los campos de aplicación de las bobinas pueden ser divididos en dos grandes categorías: las autoinducciones de choque y las bobinas de sintonía. Las primeras se utilizan normalmente para el desacoplo; las segundas se suelen encontrar en las redes de sintonización. Las exigencias de unas y otras son evidentemente distintas.

## *Autoinducciones de choque*

El campo principal es el del desacoplo (de tensiones de alimentación en particular) y de filtros antiparásitos (de banda ancha). El factor Q no tiene mucha impor-

tancia; se concede más importancia a la impedancia en un cierto rango de frecuencias, a los fenómenos de resonancia y a otras características asociadas. Una autoinducción de choque no es más que una bobina ordinaria, y no tiene las características especiales que son indispensables en una bobina empleada en un circuito resonante.

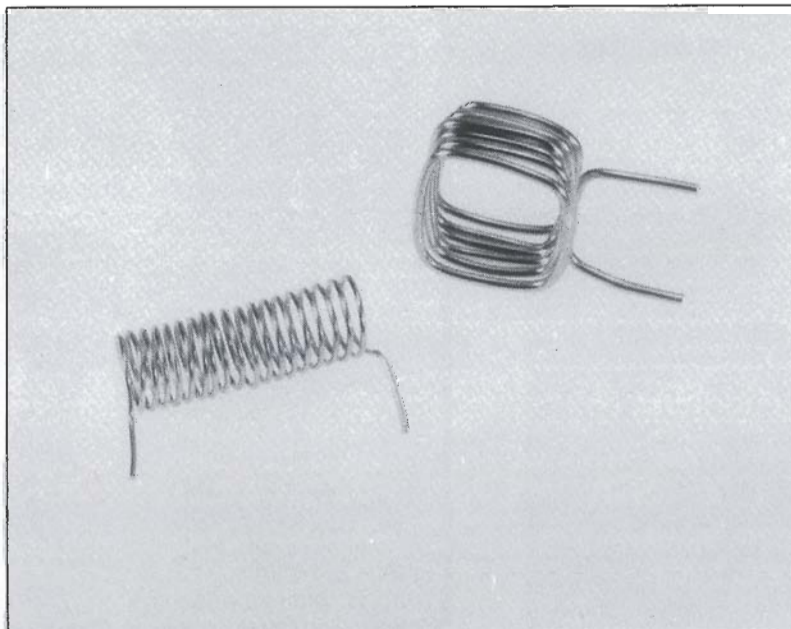
Una autoinducción de choque puede ser una bobina de aire o con núcleo. La bobina de aire es más fácil de hacer. Es suficiente enrollar un hilo de cobre esmaltado, alrededor de cualquier objeto de sección circular, de 3 a 6 mm aproximadamente. La sección del hilo no es un factor crítico. La ventaja de este tipo de autoinducciones es que permite eliminar fácilmente los desacoplos que nos estorban.

Para la fabricación de una autoinducción de choque con núcleo, la elección del material que lo constituye depende del rango de frecuencias. En la mayor parte de los casos se trata de ferrita; ciertos tipos de ferrita se pueden

utilizar hasta frecuencias de varios cientos de MHz, el palastro del transformador no permite superar los 300 Hz.

Como lo frecuente es que una autoinducción de choque esté recorrida por corrientes importantes, es indispensable tener en cuenta su resistencia a la corriente continua, ya que frecuentemente el campo magnético que crean no permanece en el interior de la bobina. En este caso, la única solución posible consiste en bobinar la autoinducción sobre un núcleo toroidal o en pot. La frecuencia más elevada a la cual la autoinducción funciona sin hacer que la temperatura alcance valores demasiado elevados, depende del tipo de material utilizado en el núcleo. Normalmente, la permeabilidad está también en relación inversa con la frecuencia (disminuye la permeabilidad al aumentar la frecuencia) y con su propio campo magnético. Hay que evitar la saturación brusca del núcleo; se crea entonces una tensión elevada que puede tener efectos destructivos inesperados y poco deseables.

En nuestros montajes utilizamos frecuentemente miniautoinducciones de choque constituidas por varias espiras de hilo de cobre esmaltado, arrolladas sobre un núcleo de ferrita de unos 3 mm. Cuando esto no es posible, preferimos utilizar bobinas de choque compradas en la tienda. Muchas veces están bobinadas sobre núcleos de ferrita de distintas formas. Algunos tipos tienen una cubierta de ferrita, destinada a limitar al mínimo el valor del campo radiado. Las bobinas de la tienda suelen tener un factor Q muy bueno, que permite su utilización para hacer filtros. Para hacer un filtro de buenas características es importante no perder de vista ciertas particularidades; por ejemplo, la resistencia óhmica: la experiencia nos dice que debe ser



Vemos aquí algunas bobinas de fabricación artesanal.



inferior a  $0,8 \Omega$  por mH. En una red de sintonía, una bobina de 100 mH no debe tener una resistencia óhmica de más de  $80 \Omega$ . Hay que tener cuidado con las interferencias recíprocas entre las diferentes bobinas que forman un filtro. Las bobinas que no están dotadas de recubrimiento deben estar separadas por lo menos por un intervalo igual a su diámetro y estar dotadas de una protección de chapa de hierro blanco, teniendo (según la forma redonda o cuadrada) un diámetro o lado igual al doble del diámetro de la bobina.

## Bobinas para redes de acoplamiento

La mayor parte de las especificaciones de las autoinducciones de choque son válidas para las bobinas de sintonía, aunque hay que añadir una más: la estabilidad con la temperatura, característica muy importante en el caso de un oscilador libre. Pero como hoy no se utiliza prácticamente nunca un oscilador LC libre, el coeficiente de temperatura no juega un papel importante. El factor importante es el factor Q. En el caso de preamplificadores con poco ruido se trabaja con fracciones de dB; por tanto, las pérdidas en una red de entrada no se pueden despreciar. Incluso cuando se construye un filtro LC, es importante reducir las pérdidas al mínimo. Si se realiza un filtro de cuatro redes sintonizadas en acoplamiento crítico, este filtro tendría unas pérdidas de 12 dB. Si se quiere alcanzar una atenuación aceptable es necesario que el acoplamiento sea mejor que el crítico, lo que significa que la longitud de la banda del filtro es superior a la anchura de banda —3 dB de una red única.

En estas bobinas de aire las pérdidas vienen dadas por las pérdidas en el cobre y el hecho de que una parte del campo se pierde debido a la irradiación de la bobina. Sabemos que, en el caso de aumento de la frecuencia, la corriente tiende a acumularse en la periferia (efecto pelicular o efecto skin); en otros términos, se puede decir que el diámetro eficaz del hilo se vuelve más pequeño cuanto más aumenta la frecuencia.

La figura 1 demuestra que es fácil, para frecuencias poco elevadas, realizar bobinas con un factor Q elevado. Si se adopta un blindaje de dimensiones adecuadas, es posible alcanzar factores

1a

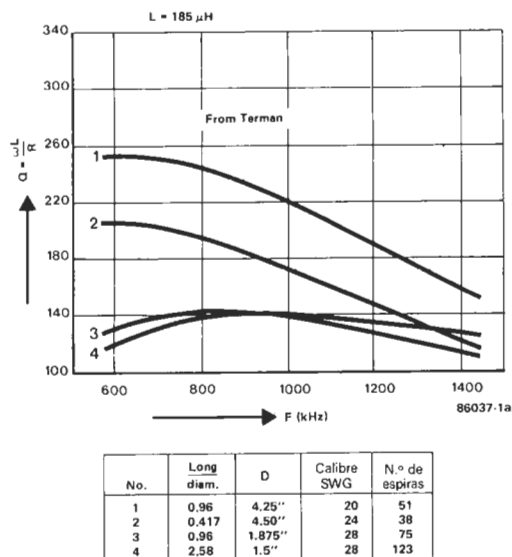


Figura 1a. Frecuencias pequeñas no es difícil alcanzar un factor Q elevado.

1b

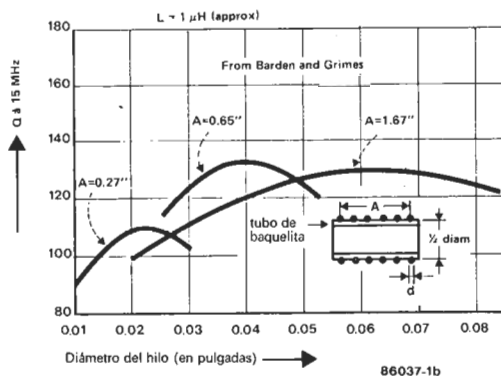


Figura 1b. No todas las fuentes están de acuerdo con el valor del factor Q, como muestran las diferencias entre estas dos gráficas.

2

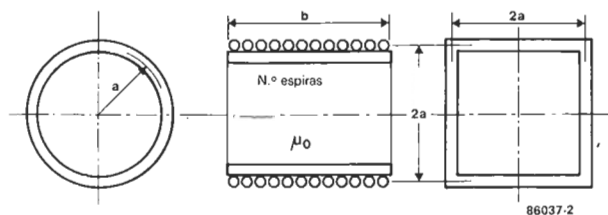


Figura 2. Con la ayuda de los elementos siguientes es posible, utilizando las fórmulas dadas en el texto, calcular la autoinducción de las bobinas circulares y cuadradas.

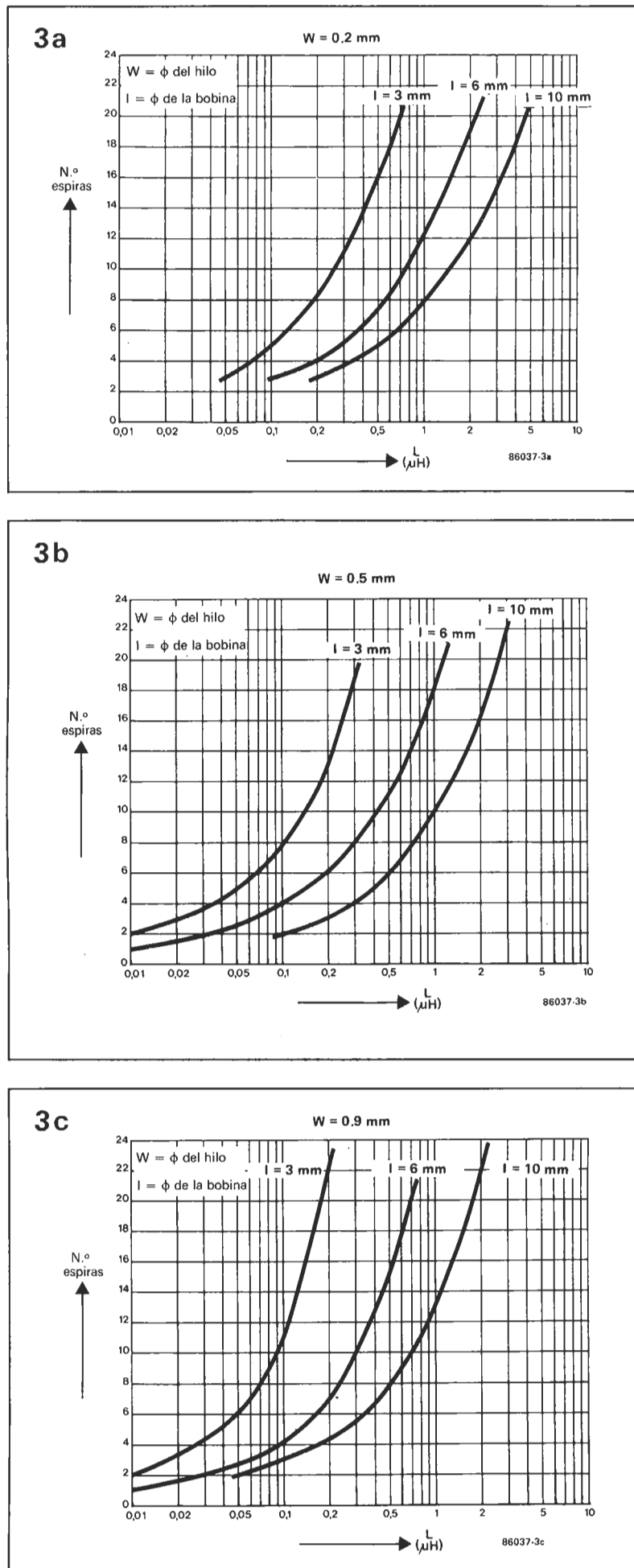
Q muy importantes (hasta 1.000) a frecuencias elevadas. De hecho, no nos encontramos en presencia de bobinas en el pleno sentido de la palabra, sino de líneas de transmisión cortas y estas últimas no son el objeto de este artículo. Para la fabricación de bobinas de aire con factor Q elevado se pueden admitir las siguientes reglas: 1. Adoptar una relación longitud/diámetro comprendida entre 0,5 y 2.

2. La relación diámetro de la bobina/sección del hilo elegido debe ser superior a 5. 3. En el caso de bobina larga, la separación óptima es de unas 0,7 veces la sección del hilo utilizado. Para las bobinas cortas (ver figura 1) es preferible no prever separación o, todo lo más, muy pequeña (hasta aproximadamente 0,3 veces la sección del hilo).

Existe todo tipo de fórmulas para el cálculo de la autoinduc-



Figura 3. Cuadro de recapitulación que indica la autoinducción de algunas bobinas de diámetro dado hechas con hilo de sección corriente, la autoinducción es función del número de espiras.



ción. Todas tienen algo en común: son aproximaciones. Cuanto mayor es la aproximación a la realidad más complicada es la fórmula, pero para eso está el ordenador; con él todo es calculable. Simplificando, se puede decir que la autoinducción es función de la forma de la sección de la bobina (redonda, cuadrada, rectangular) y de la relación longitud de la bobina-diámetro. Las fórmulas más simples se refieren a bobinas muy cortas o muy largas. Sin embargo, es posible encontrar una fórmula utilizable prácticamente en todos los casos. Para llegar a ella, se elige un extremo o el otro (muy corta o muy larga). Nosotros hemos optado por la fórmula que da la mejor aproximación. Damos dos versiones: para bobinas de sección circular y para bobinas de sección cuadrada (ver figura 2):

$$L = \mu_0 \cdot n^2 \cdot a \cdot \ln l + \pi \frac{a}{b} + \frac{1}{2,3 + 1,6 \frac{b}{a} + 0,44 \frac{b^2}{a}}$$

para las bobinas de sección circular y

$$L = \mu_0 \cdot n^2 \cdot a \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \ln l + \pi \frac{a}{B} + \frac{1}{3,64 + 2 \frac{b}{a} + 0,51 \frac{b^2}{a}}$$

para las bobinas de sección cuadrada.

En esta fórmula, L representa la autoinducción en henrios, n el número de espiras, a el radio (en caso de una bobina redonda) o el semilado (en caso de una bobina cuadrada) en metros y b la longitud axial en metros. Se utiliza a menudo las bobinas cuadradas para antenas de recepción de onda larga y onda media. La aproximación es, según la ref. (1), del 1%. En forma de tabla, la figura 3 está destinada a los lectores (cada vez menos) que no tienen ordenador; da la autoinducción en función del número de espiras para diferentes diámetros de bobinas corrientes, bobinas realizadas con hilos de secciones diferentes. Después de tener la longitud de la bobina, es fácil efectuar el cálculo, incluso sin ordenador. Las cosas se complican cuando se desea realizar una bobina con espiras unidas (juntas) con la ayuda de un cable de sección dada (cable que encontramos en el fondo de un cajón). El programa de la tabla 1 permite calcular rápidamente la autoinducción de una bobi-

Este programa está escrito en GWBASIC para un IBM PC o compatibles; es fácil de adaptar a cualquier ordenador dotado de BASIC (que es el caso más corriente). Cuidado con el número de columnas que tiene su ordenador y los caracteres de control de pantalla específicos para cada tipo de ordenador.


```

10 CLS :REM PRINT CHR$(nn) borrado de pantalla
20 A$ = "JAN"
30 PRINT "          Cálculo de una inductancia"
40 PRINT "          -----"
50 FOR X = 0 TO 5 : PRINT " " : NEXT
60 REM PRINT CHR$(30); : PRINT CHR$(7);
70 INPUT "De forma redonda o cuadrada (R/C) ?"; Q$
80 IF Q$= "R" OR Q$= "r" OR Q$= "C" OR Q$= "c" THEN 100
90 IF A$= "JAN" THEN 10 ELSE 60
100 IF Q$= "C" OR Q$= "c" THEN 190
110 INPUT "Diámetro de la bobina (en mm) = "; A
120 A= A/2
130 GOSUB 260
140 N= SQR(L/(.0000004*PI*A*(LOG(1+PI*V)+ 1/(2.3+1.6/V + .44/(V*V))))
150 IF S<> 1 THEN 330
160 GOSUB 450
170 IF Z <> 0 THEN 140
180 GOTO 330
190 INPUT "Lado del cuadrado (en mm) = ";A
200 GOSUB 260
210 N= SQR(L*PI/(.0000004*PI*A*(LOG(1+PI*V)+ 1/(3.64+2/V+.51/(V*V))))
220 IF S <> 1 THEN 330
230 GOSUB 450
240 IF Z<> 0 THEN 210
250 GOTO 330
260 INPUT "Separación entre dos espiras (S/N)"; S$
270 S= 0
280 IF S$= "N" OR S$= "n" THEN B= A :S=1: INPUT "Diámetro del hilo (en mm) = ";
D :D =D/1000 : GOTO 300
290 INPUT "Longitud de la bobina (en mm) = "; B
300 INPUT "L (µH) = ";L
310 B= B/1000 :A= A/1000 :L= L/1000000! :V= A/B :PI= 3.14159
320 RETURN
330 R= N-INT(N)
340 IF R< .5 THEN N= INT(N) ELSE N= INT(N) + 1
350 PRINT "Número de vueltas =";N
360 IF S=1 THEN 380
370 PRINT "Diámetro máximo del hilo =";1000*(B/N);" mm"
380 FOR X = 0 TO 79 :PRINT "-";:NEXT
390 INPUT "Otro cálculo (S/N)";A$
400 PRINT CHR$(30);
410 FOR X= 0 TO 79 : PRINT " " :NEXT
420 PRINT CHR$(30);: REM desplazar el cursor arriba (CURSOR UP 7)
430 IF A$= "S" OR A$= "s" THEN 70
440 END
450 Z= 1: K= N*D :IF ABS((K-B)/B)< .00003 THEN Z= 0 :RETURN
460 B= (K+B)/2 : V= A/B :RETURN

```

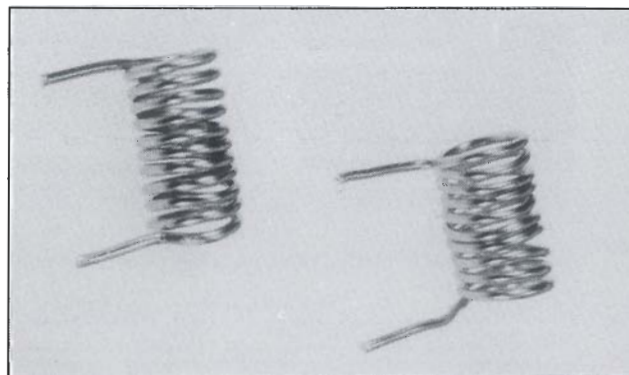
na: es necesario entrar en el orden indicado los diferentes elementos que pide el ordenador (forma, diámetro, sección del cable, etc.).

El ordenador efectúa un cálculo iterativo para que la autoinducción corresponda al número de espiras, la variable en este caso es la longitud de la bobina. Es prácticamente imposible hacer este cálculo a mano. Si se realiza una bobina de espiras distanciadas (separadas), es posible modi-

ficar su autoinducción modificando la separación (en un sentido o en otro) de las espiras. 

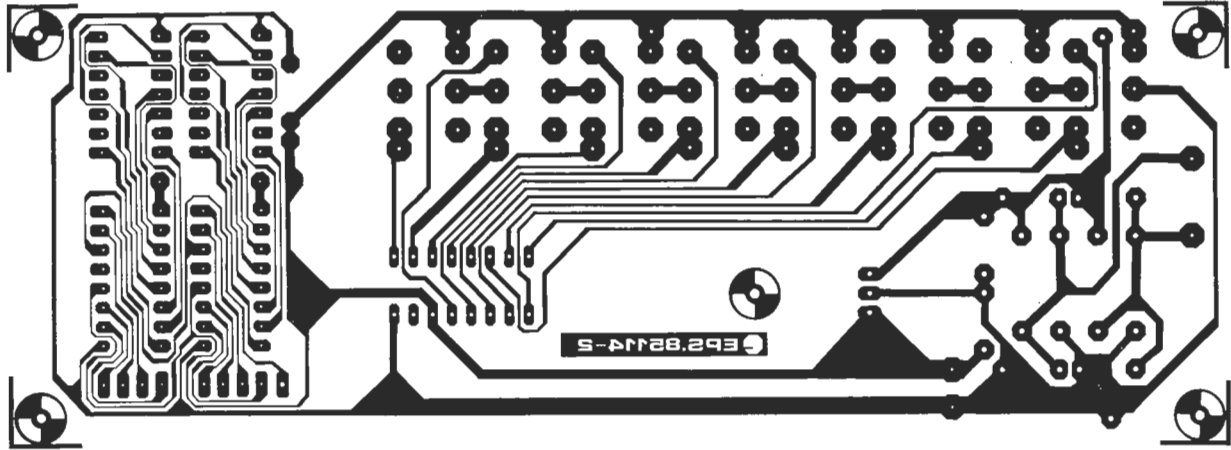
#### Bibliografía:

- 1) *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, núm. 12, dic. 1982: Harold A. Wheeler; *Inductance formulas for circular and square coils*.
- 2) *Radio Engineer Handbook*, por F. E. Therman, McGraw-Hill.

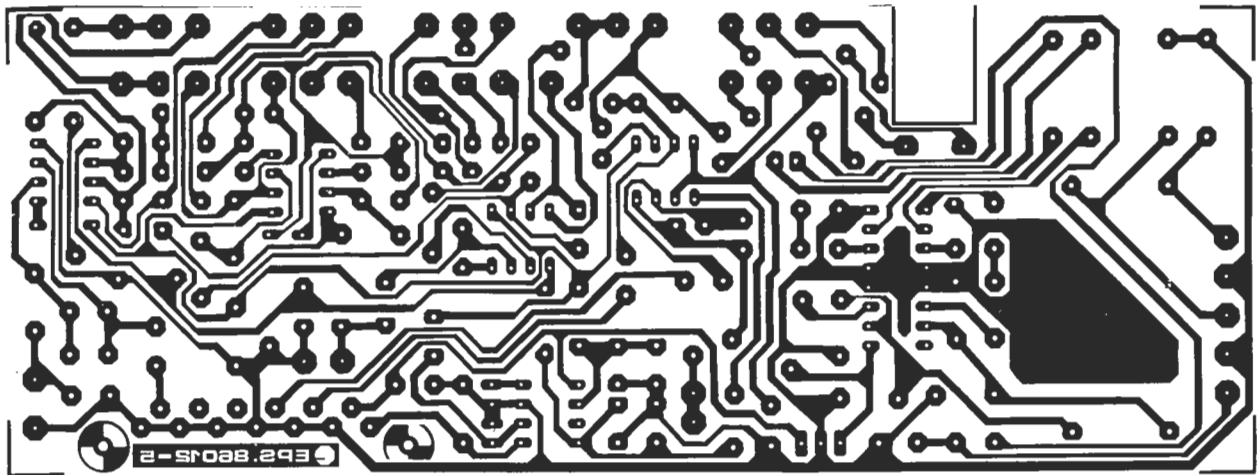


# EPS

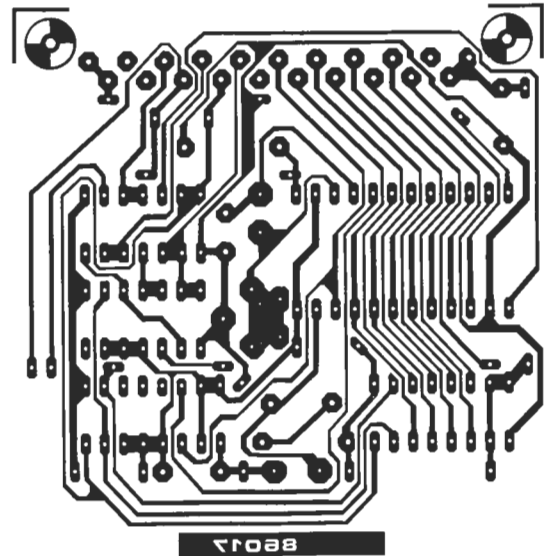
(EPS 85114-2)



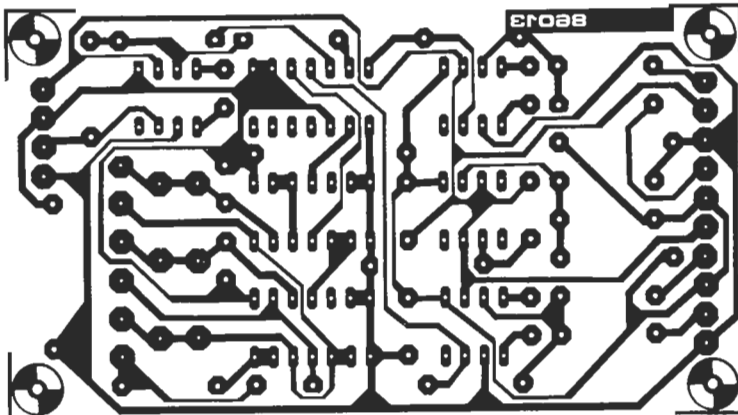
(EPS 85115-2)



(EPS 86017)



(EPS 86013)





INSOLADORAS

**KIT 1665:** De simple cara; 30 W de luz actínica; superficie útil: 270 x 400 mm; temporizador: (0-7) minutos.

**BI 1000 :** De simple cara; 60 W de luz actínica; superficie útil: 240 x 410 mm; temporizador: (0-7) minutos.

**BI 2000 :** De doble cara; 180 W de luz actínica; superficie útil 310 x 405 mm; temporizador: (0-7) minutos; bomba de vacío y medidor incorporados.

GRABADORAS

Estas máquinas de grabar crean, mediante un compresor, una espuma de percloruro de hierro que asegura una grabación rápida y eficaz de altísima definición.

**REF. 1660:** Sin calentamiento; capacidad: 2-3 L; formato útil: 180 x 240 mm.

**REF. 1661:** Con calentamiento; capacidad: 2-3 L; formato útil 180 x 240 mm.

**MG 1000 :** Sin calentamiento, capacidad: 8 L; formato útil: 400 x 260 mm; temporizador.

**MG 2000 :** Con calentamiento; capacidad: 20 L; formato útil 300 x 600 mm; temporizador digital.

INELEC-KF DISPONE DE TODO EL MATERIAL AUXILIAR PARA LA PERFECTA REALIZACION DE SUS CIRCUITOS IMPRESOS.

Revelador y fijador; spray para la transparencia de los circuitos impresos realizados sobre papel; cinta adhesiva; signos de transferencia; cubetas; placas perforadas; resina fotosensible; placas presensibilizadas positivas y negativas; percloruro de hierro; quitamanchas para el percloruro de hierro; plateado y estañado en frío; trenza de desoldar; goma abrasiva; limpiador del flujo de soldadura; disolventes y barnices de tropicalización.



*El filtro antiparasitario de red que presentamos es un ejemplo de sencillez, economía y eficiencia. Su empleo en equipos electrónicos resuelve problemas, en ocasiones muy serios, debido a interferencias en la red eléctrica.*

# FILTRO DE RED

Con el avance irresistible de los circuitos digitales y la micro-electrónica, los filtros antiparasitarios han tomado una gran importancia. No solamente aseguran una protección de los circuitos sensi-

bles a los parásitos, sino que sirven, también, para evitar que los propios ordenadores, y otros circuitos digitales, inyecten señales espúreas en la red. Por un lado, los relojes de conmutación, o entradas de puertas lógicas, pueden ser alterados al recibir, además de la entrada lógica correspondiente, señales parásitas, provocando un funcionamiento incorrecto de la lógica. Por otra parte, un electrónico digno de tal nombre, debe realizar sus montajes de forma que las posibles interferencias creadas por su equipo no lleguen a la red.

Todos los montajes que trabajan con altas frecuencias, analógicas o digitales, son generadores potenciales de parásitos. Los circuitos digitales tienen una mayor influencia debido a los bruscos flancos de conmutación de la señal, que generan una serie de armónicos en frecuencias elevadas. Otros circuitos que generan perturbaciones importantes son los controles de potencia por triac que no conmutan en el paso por cero; como es el caso de cualquier regulador de potencia o luminosidad, que funcionan por control de fase. Las modernas fuentes conmutadas de alimentación, que hoy día empiezan a tener una difusión elevada, causan también, si no se tiene precaución, interferencias importantes en la red.

Cuando se utiliza un filtro antiparasitario, no hay que perder de vista que su misión es tanto impedir que lleguen parásitos desde la red, como impedir que las perturbaciones creadas por el equipo sean inyectadas en ella. Estos filtros no impiden otros tipos de perturbaciones como las de acople inductivo o capacitivo, o las de radiación directa, que son resueltas mediante procedimientos de blindajes y puestas a masa (o tierra), por ejemplo, una vez finalizado el equipo.

## El filtro

Como se observa en la figura 1, la construcción de nuestro filtro antiparasitario es totalmente simétrica. No importa en qué extremo se conecta el equipo, o se engancha a la red. El principio empleado es de un filtro LC pasa-bajos, realizado con una doble red en T. Los choques empleados no deberían ser difíciles de localizar, puesto que se trata del mismo tipo que los empleados para desparasitar los montajes con transistores y triacs. Estos choques están realizados con un toroide, de polvo de ferrita, sobre el cual se bobinan una treintena de espiras de hilo de cobre esmaltado. La sección del hilo empleado, y el tamaño del toroide, son función de la corriente que deba soportar el filtro. Los choques estándar permiten una corriente entre 3 y 5 Amperios, y tienen una inductancia de 30 a 50  $\mu\text{H}$ . En caso de no localizar los toroides, o la bobina ya realizada, se puede emplear dos trozos, de 50 mm de ferrita para antena AM. En este caso se bobinarán, en sentido contrario, sobre el mismo trozo los dos arrollamientos correspondientes a la entrada (o salida).

Aunque la eficacia de este método es menor que la de los choques toroidales, constituye una alternativa más económica, y suficientemente eficaz en la mayoría de los casos.

Nuestro prototipo, ver figura 2, se realizó con choques de 3A y una inductancia de 40  $\mu\text{H}$ . La figura 3 muestra la curva de atenuación obtenida con estos componentes; la medida se realizó con una carga simétrica, en entrada y salida, de 60 ohmios. La atenuación a 1 MHz sobrepasa los 60 dB, valor más que suficiente en numerosos casos de interferencias.

Figura 1. Esquema del filtro de red, realizado con choques toroidales del tipo empleado en los montajes con triac.

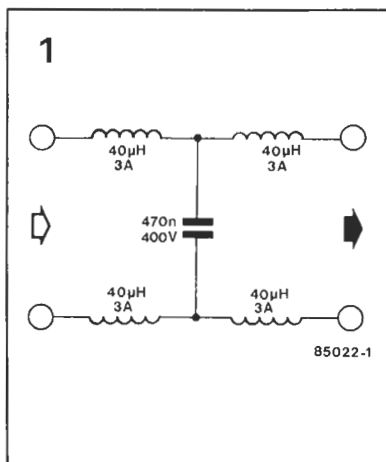


Figura 2. Prototipo realizado sobre una placa de experimentación.

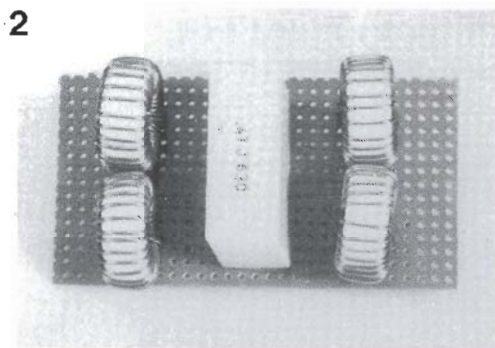
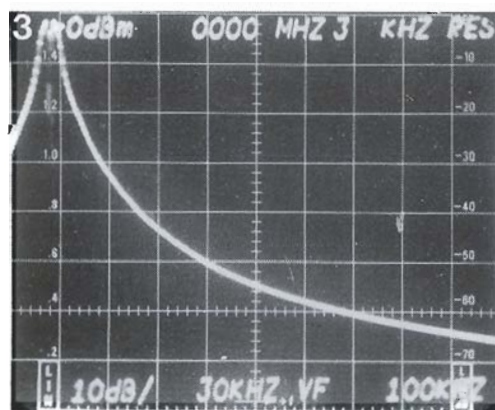


Figura 3. Curva de atenuación con carga simétrica de 60 ohmios en entrada y salida.



2



*En este segundo artículo detallamos la construcción y manejo del buffer inteligente para impresora.*



# **BUFFER PARA IMPRESORA (2)**

Para realizar la construcción de este montaje se precisan dos placas de circuito impreso. En una están alojados las teclas de control, visualizadores y alimentación (figura 6), mientras que la segunda contiene la UCP, memoria y circuitos de entrada y salida (figura 5). Para interconectar estas dos placas se ha empleado un cable plano de 16 hilos, con conector DIP (para conexión sobre un zócalo de circuito integrado) en cada extremo, y un cable de 9 hilos trenzados.

El montaje debe comenzarse por la placa de teclado-visualización. Primero se soldarán los diodos rectificadores y los condensadores cerámicos C7...C10. Observe que el condensador electrolítico C11 y el regulador de tensión IC26 deben colocarse en la cara de soldaduras de esta placa, convenientemente aislados; en el

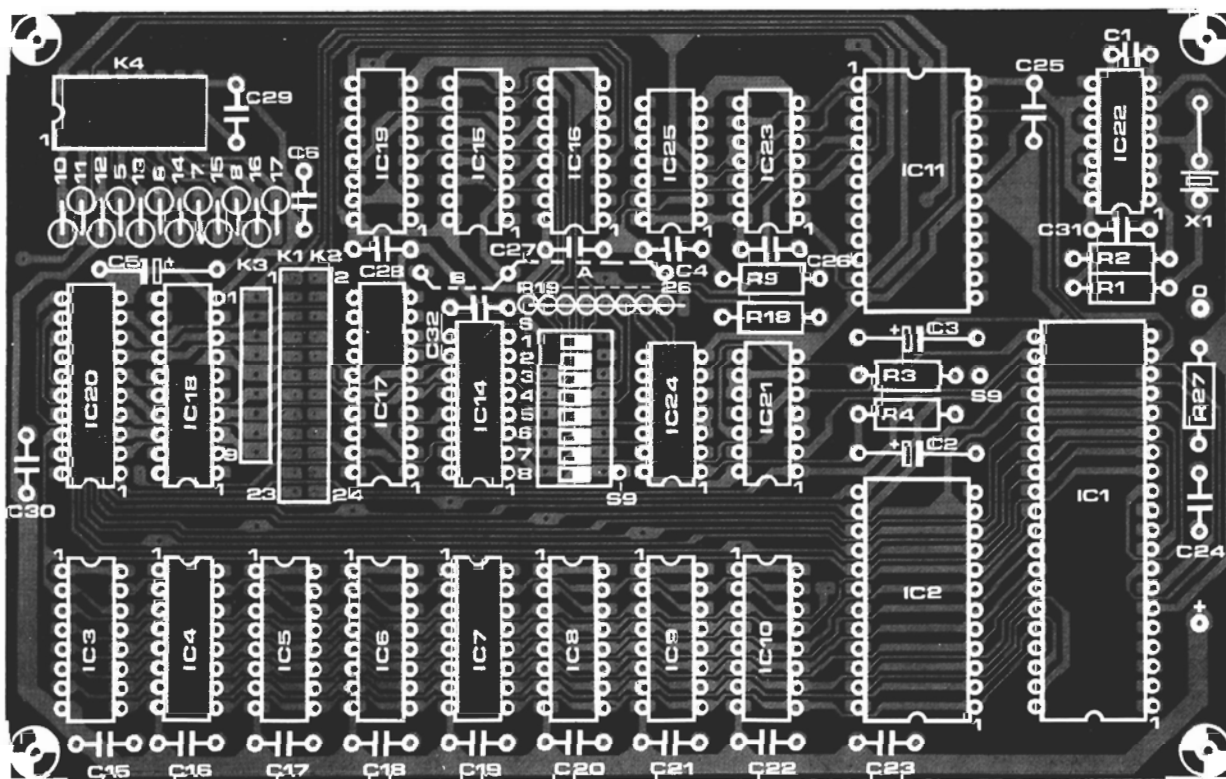
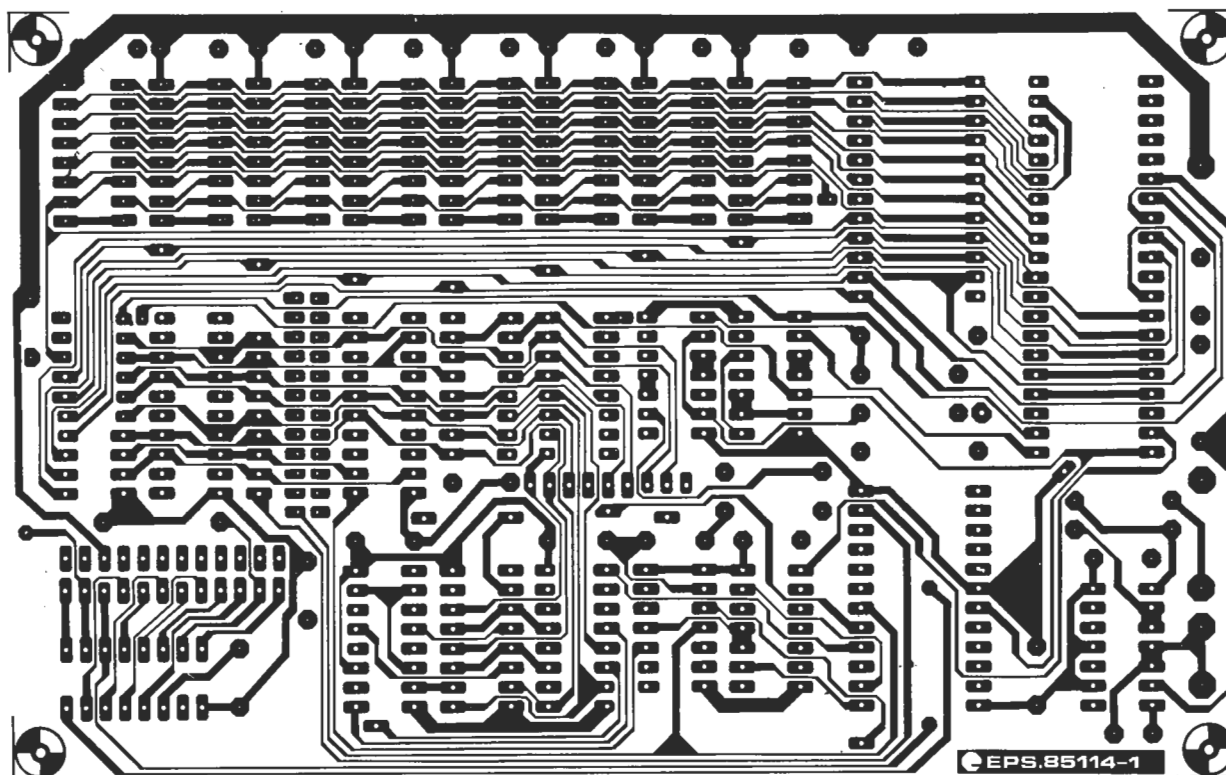
caso del condensador conviene colocar un trozo de cinta adhesiva (o cualquier otro material no conductor) bajo el cuerpo del condensador, antes de soldarlo. El regulador lleva un disipador, en forma de U, que deberá separarse del circuito impreso, por ejemplo con un tornillo entre el circuito impreso y el radiador, evitando que éste toque las pistas. Una vez colocados ambos, así como el resto de los componentes de la fuente de alimentación, se puede proceder a conectar el secundario del transformador, y realizar una prueba de la tensión de salida. Evidentemente, esta tensión será de +5 voltios ( $\pm 5\%$ ).

Por razones de estética, y de comodidad, hemos empleado en el diseño las teclas Digitast, de las cuales 5 llevan diodo indicador. Como alternativa se puede emplear la tecla SIE D15, cuyo pati-

llaje es igual, y led estándar para los indicadores. En la figura 6a se muestra el marcaje de las teclas. Los visualizadores de 7 segmentos se colocan sobre un zócalo de bajo perfil, para dar la «altura» necesaria. No olvide el doble puente de hilo rígido, y los 9 cables de los visualizadores. En esta placa se soldarán los cables, de unos 20 cm, directamente al circuito impreso, mientras que en el extremo de los mismos se empleará un conector para su unión a la placa principal. Empleando hilo de diversos colores se reduce el riesgo de equivocaciones.

El circuito impreso principal está realizado en una placa de doble cara con taladros metalizados (figura 5). Con la ayuda de la serigrafía de la misma, la colocación de los componentes no requiere una explicación detallada. Como es habitual en estos casos, se re-





comienda el empleo de zócalos de buena calidad, y una cierta habilidad con las soldaduras, para no dañar las pistas de cobre.

El puente A/B selecciona el protocolo específico de cara a la impresora empleada; si ésta utiliza el ACK (ACKnowledge) se realizará el puente A, mientras que el puente B emplea la señal BUSY. El mejor método es comprobar experimentalmente cual de las dos posibilidades se adapta a nuestra impresora. Si piensa emplear más de una impresora, se puede colocar un conmutador, accesible desde el exterior, para realizar el cambio de uno a otro protocolo.

El siguiente paso es realizar y conectar el cable plano de 16 contactos (K4), así como el conector (K3) para los 9 hilos. No estará de más revisar con el óhmetro, o un medidor de continuidad, el correcto conexionado de los cables y sus respectivos conectores antes de proceder a su instalación. Dos cables adicionales, más

gruesos, llevan la alimentación a la placa principal.

Aunque no es muy habitual en nosotros, y debido a una equivocación al numerar las patillas 7 y 8 del conector K4, al diseñar el circuito impreso se produjo un error. Para poner de nuevo las cosas en su sitio hay dos soluciones: en la placa EPS 85114-2 cortar las pistas que salen de las patillas 7 y 8 de K4, y cruzarlas con un puente de hilo; la segunda solución consiste en intercambiar las teclas S16 y S17 (sin olvidarse de cambiar también la serigrafía de sus funciones) y conectar un pequeño puente entre el cátodo de D5, y el correspondiente taladro, libre, en S17 (según la serigrafía de la placa). En este segundo caso el led D5, o la tecla con led, se colocará en la tecla serigrafiada como S17.

Los conectores de entrada y salida tienen patillaje estándar Centronics; la figura 8 muestra las conexiones para los modelos de 14

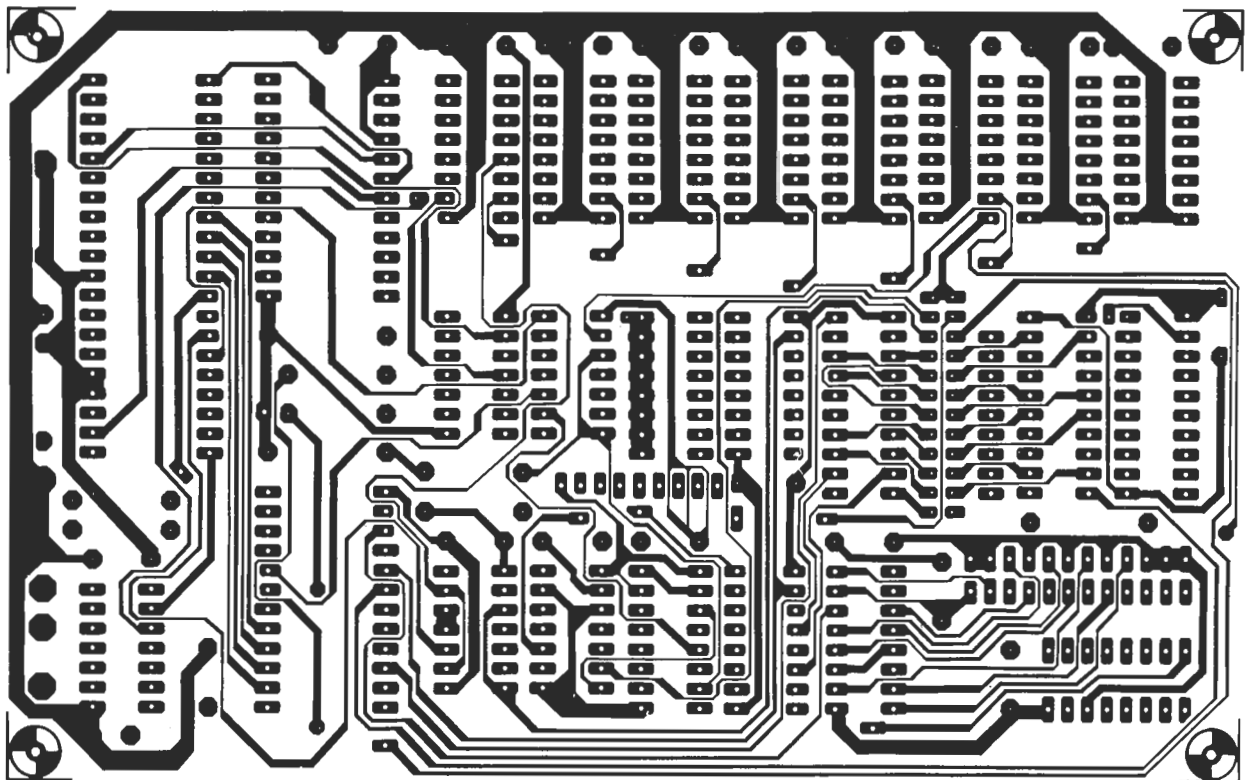
y 36 patillas. Para evitar errores de conexión, se puede emplear un conector de 36 patillas en la entrada (desde el ordenador) y uno de 14 en la salida (hacia la impresora) como se aprecia en la figura 9. Se puede emplear también un cable de impresora tipo MSX.

Dentro del buffer, los conectores de entrada y salida se cablean a la placa principal con un cable plano de 24 hilos (K1-K2). En el extremo hacia el circuito principal se colocará un conector hembra de 26 patillas (2 filas de 13 patillas), de las cuales los dos contactos libres pueden ser empleados como polarizadores, de forma que eviten un posicionamiento incorrecto del mismo. Las conexiones para K1 y K2 se ven en la figura 7.

Tras una cuidadosa inspección visual de la placa y los conectores, se colocará en su zócalo IC22 únicamente; a continuación se conecta la tensión y se comprueba la existencia de la señal de

**Figura 5.** Debido al elevado número de pistas que comporta el montaje, hemos optado por una placa de doble cara con taladros metalizados.

5

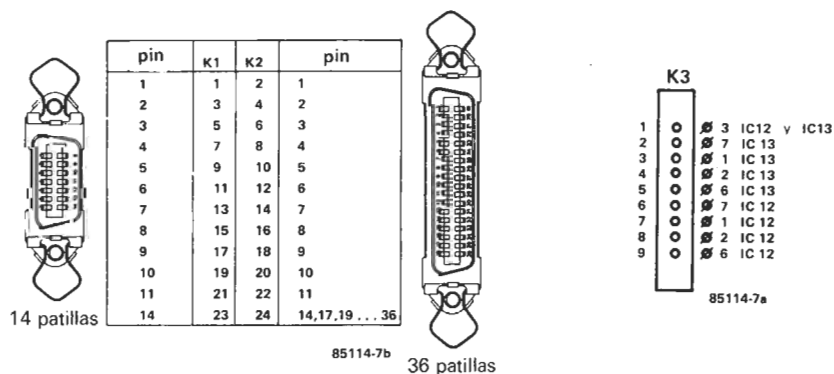




6



7



01-44 elektronenro 1987



4 MHz con un osciloscopio o un frecuencímetro. Si la medida resulta correcta, se puede proceder, tras apagar la alimentación, a colocar el resto de los integrados, excepto las memorias IC3...IC8 (vigilando que no queden patillas fuera y que los integrados se sitúan adecuadamente). Al encender de nuevo debe aparecer en el display un «16»; si aparece «01», «02» ó «03» indica que existe un fallo en la memoria IC10 (bit 0), IC9 (bit 1) o ambas, respectivamente. Sin embargo, si el montaje ha sido realizado correctamente, no cabe esperar esta situación, y se podrán colocar el resto de las memorias, una vez visto aparecer el «16» (y tras desconectar previamente la alimentación, como es natural).

## Verificación y modo de empleo

Una vez terminada la construcción, nuestro buffer puede ser intercalado entre el ordenador y la impresora. En caso necesario se puede emplear el convertidor paralelo-serie (ver Elektor número 57) si la impresora, el ordenador o ambos tienen conexión serie (ver figura 9). Una vez instalados los cables, y encendido el buffer, al apretar la tecla TEST/+10 la impresora irá imprimiendo «Elektor Printer Buffer», seguido por todos los caracteres disponibles en la impresora. Este proceso comprueba que la conexión entre el ordenador y el buffer está bien realizada. El display mostrará un «99» si la programación de la EPROM ha sido correcta (en caso contrario, evidentemente, el buffer puede no funcionar en absoluto, o hacerlo defectuosamente).

Si S9 está en OFF, apretando la tecla NUMBER el display mostrará el estado de los interruptores internos S1..S8; el modo de cancelación de Form Feed, avance de hoja, se indica con «FC» (lo cual es muy interesante en caso de grandes listados de programas fuente en Basic o ensamblador), la compresión de espacios (ASCII \$20, dec 32) con «5C» (muy útil con tratamientos de texto que justifican o «formatean» el texto). La aparición de un número entre 31 y 91 corresponde al número de líneas por página definidos por los interruptores DIL. Tras haber enviado el número de líneas programado, el buffer envía un código de avance de hoja (Form Feed) a la impresora. El interruptor S9 per-

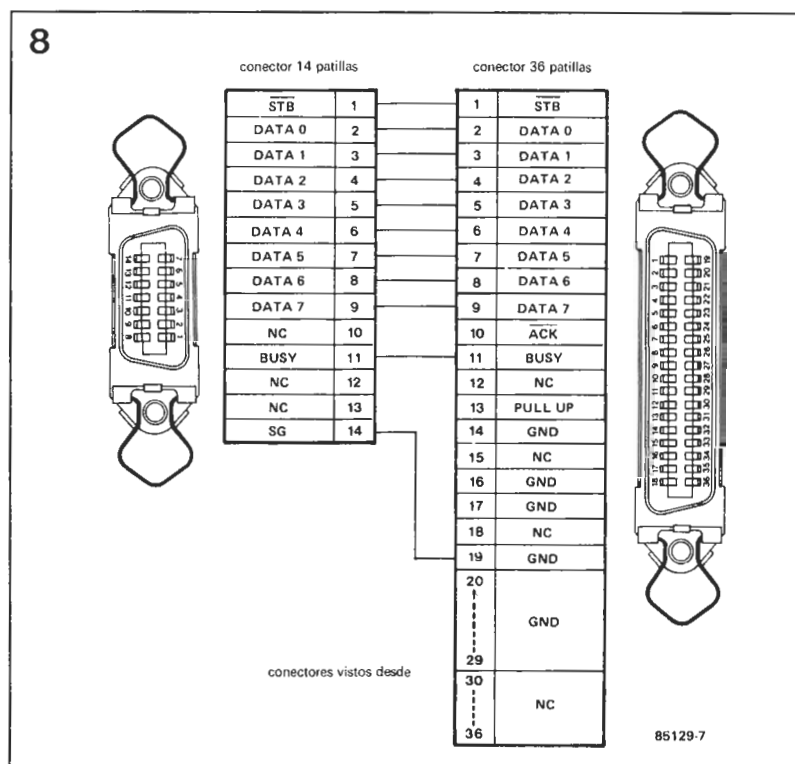


Figura 8. Equivalencia de las conexiones entre los conectores estándar Centronics de 14 y 36 patillas.

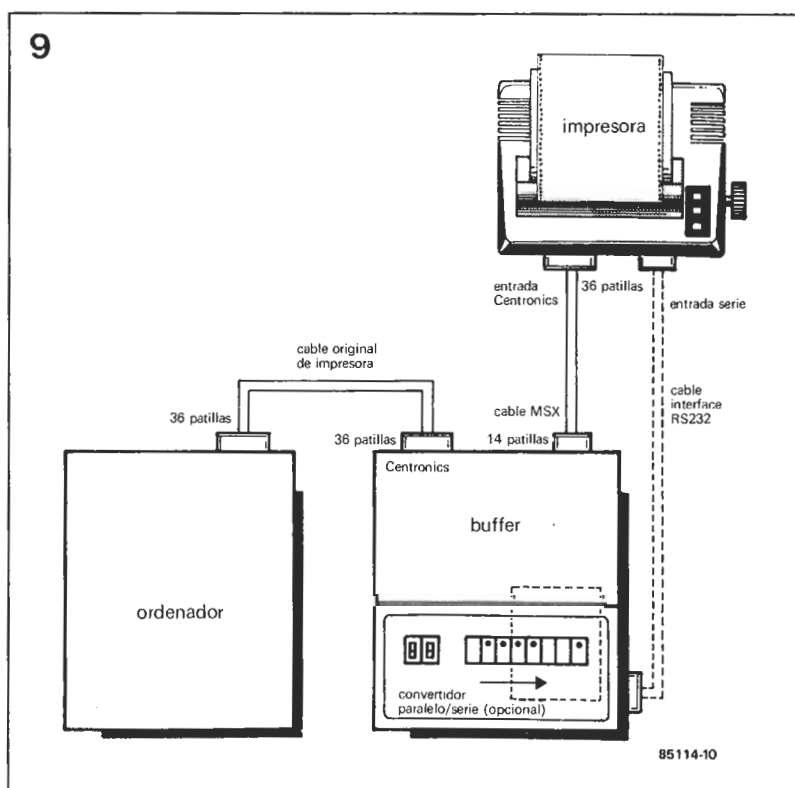


Figura 9. Siguiendo nuestros consejos sobre los tipos de conectores a emplear, jamás podrá realizar mal la conexión del buffer entre el buffer y la impresora.

mite cancelar o activar estas funciones.

La tecla COPY permite al usuario «volcar» todo el contenido actual de la memoria RAM del buffer a la impresora. Si se desea más de una copia, se usará la tecla NUMBER para incrementar una unidad; si se mantiene apretada durante un cierto tiempo la cifra de copias irá aumentando progresivamente. Para incrementar las decenas directamente, se pulsará al mismo tiempo la tecla

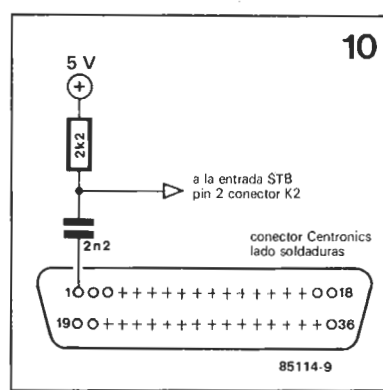


Figura 10. Cuando la señal STB suministrada por el ordenador es demasiado prolongada, habrá que instalar una red diferenciadora para evitar la repetición de falsos datos.



	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
D000:	3E	F0	ED	47	3E	0D	D3	06	D3	00	21	00	FF	06	00	78
D010:	ED	4F	70	ED	4F	4E	06	FF	ED	4F	70	ED	4F	7E	A9	A8
D020:	28	17	E6	0F	28	0D	E6	03	28	03	D3	0A	76	26	FD	3E
D030:	16	18	08	26	FE	3E	32	18	02	3E	64	D3	0A	DB	04	E6
D040:	04	28	56	DB	03	E6	08	20	53	C3	50	03	B0	20	03	0A
D050:	18	0C	79	EE	7B	20	06	01	95	00	0A	18	01	79	D3	06
D060:	D3	05	EE	03	28	09	0C	DB	04	E6	03	20	FA	18	DD	79
D070:	EE	98	28	28	01	30	01	18	D3	02	45	6C	65	6B	74	6F
D080:	72	20	20	50	72	69	6E	74	65	72	20	42	75	66	66	65
D090:	72	0D	0A	0A	03	0D	0A	0A	03	C3	F3	00	D9	0E	01	41
DOA0:	D9	DB	03	CB	57	20	4E	DB	07	CB	45	20	0A	CB	C5	CB
DOB0:	77	20	08	3E	FC	18	0C	CB	4D	20	0A	CB	CD	CB	7F	20
DOC0:	04	3E	5C	18	2A	2E	00	CB	F7	CB	FF	EE	FF	28	22	CB
DOD0:	AF	CB	A7	C6	30	27	47	0E	00	DB	07	CB	6F	20	02	0E
DOE0:	32	CB	67	3E	00	20	02	3E	16	81	27	80	27	00	00	D3
DOF0:	0A	18	2F	DB	03	CB	57	20	2F	D9	CB	5F	20	12	79	C6
D100:	10	CB	7F	28	08	CB	6F	28	04	CB	BF	CB	AF	4F	18	0E
D110:	0C	CB	59	28	08	CB	49	28	04	CB	99	CB	89	79	47	D3
D120:	0A	D9	DB	03	CB	57	28	FA	E6	03	C2	3D	00	00	00	00
D130:	11	00	00	01	00	00	D3	05	DB	07	CB	FF	CB	F7	EE	FF
D140:	C6	1F	D9	6F	11	00	00	D9	00	00	00	00	00	00	00	00
D150:	D9	7D	D9	A7	28	2B	DB	03	E6	03	28	50	7A	A8	C2	40
D160:	02	7B	A9	C2	40	02	DB	04	CB	57	20	EA	C3	28	03	00
D170:	D3	0F	DB	07	CB	FF	CB	F7	EE	FF	C6	1E	D9	AD	D9	28
D180:	12	DB	07	CB	FF	CB	F7	EE	FF	C6	1E	D9	6F	D9	2E	0C
D190:	C3	07	02	01	00	00	D9	DB	03	CB	67	28	08	79	3D	27
D1A0:	D3	0A	4F	20	03	48	D3	09	D9	C3	40	02	DB	02	D3	01
D1B0:	6F	00	00	D3	00	EE	0C	20	14	DB	07	CB	77	CA	40	02
D1C0:	CB	FF	CB	F7	EE	FF	C6	1F	D9	6F	D9	18	3A	EE	2C	20
D1D0:	09	DB	07	CB	7F	CA	40	02	18	2D	EE	2D	20	29	DB	07
D1E0:	CB	FF	CB	F7	EE	FF	28	03	D9	2D	D9	DB	04	CB	57	20
D1F0:	16	7C	C6	03	7A	20	02	CB	C7	EE	FF	20	0A	7C	3C	20
D200:	04	CB	7B	28	02	D3	0F	7D	00	00	00	00	00	00	00	00
D210:	6B	5F	ED	5F	08	7A	ED	4F	73	7C	3C	28	1C	2C	CB	3B
D220:	CB	3B	3C	7A	28	0C	ED	4F	73	2C	CB	3B	CB	3B	ED	4F
D230:	73	2C	CB	3B	CB	3B	ED	4F	73	08	ED	4F	5D	13	00	00
D240:	DB	03	CB	57	20	2F	D9	CB	5F	20	12	79	C6	10	CB	7F
D250:	28	08	CB	6F	28	04	CB	BF	CB	AF	4F	18	0E	0C	CB	59
D260:	28	08	CB	49	28	04	CB	99	CB	89	79	47	D3	0A	D9	DB
D270:	03	CB	57	28	FA	DB	04	E6	03	28	0D	7A	A8	C2	50	01
D280:	7B	A9	C2	50	01	C3	40	02	00	00	00	00	00	00	00	00
D290:	69	ED	5F	08	78	ED	4F	4E	7C	3C	28	40	2C	3C	28	2C
D2A0:	79	E6	03	4F	78	ED	4F	7E	E6	03	07	07	B1	4F	2C	78
D2B0:	ED	4F	7E	E6	03	07	07	07	07	B1	4F	2C	78	ED	4F	7E
D2C0:	E6	03	07	07	07	07	07	07	07	B1	4F	18	10	79	E6	0F
D2D0:	78	ED	4F	7E	E6	0F	07	07	07	07	B1	4F	08	ED	4F	79
D2E0:	4D	03	D3	06	D3	05	EE	0C	20	33	DB	04	CB	5F	20	02
D2F0:	D3	09	CB	57	20	27	DB	03	CB	67	20	21	D9	79	3D	27
D300:	4F	D3	0A	D9	28	0A	D9	7A	D9	47	D9	7B	D9	4F	18	0D
D310:	78	D9	57	D9	79	D9	5F	48	79	D9	D3	0A	00	00	00	C3
D320:	50	01	FF	FF	FF	FF	FF	FF	DB	03	CB	4F	20	16	2E	CF
D330:	DB	03	E6	03	CA	56	01	01	00	00	03	CB	78	28	FB	42
D340:	4B	2C	20	EC	C3	70	01	ED	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D350:	44	21	00	00	86	23	CB	5C	28	FA	60	D3	0A	01	79	00
D360:	C3	4F	00	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D370:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D380:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D390:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D3A0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D3B0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D3C0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D3D0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D3E0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D3F0:	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF	FF
D400:																

Tabla 1. Listado hexadecimal de la EPROM. A pesar de estar contenida en una 2716, el programa ocupa menos de 1 K de la misma.



*En estos últimos meses hemos dedicado varios artículos sobre el tema de la recepción de televisión vía satélite, intentando enseñar y clarificar los conceptos básicos. Un factor que ayuda a la elección de un determinado equipo, individual o colectivo, es el conocimiento de las características técnicas de los diversos sistemas existentes en el mercado.*

# EQUIPOS PARA RECEPCION TV VIA SATELITE

Realizar una descripción comparativa de los parámetros típicos de varios sistemas no es asunto sencillo; los diversos fabricantes pueden realizar sus medidas de diferentes maneras, por lo que datos que deberían ser iguales en dos antenas distintas, no coinciden. Para no sobrecargar las hojas técnicas de los equipos, con referencias a normas y sistemas de medida que son desconocidos por la mayoría de los usuarios, todos los fabricantes optan por indicar el parámetro directamente, sin puntualizar en muchos ca-

sos las condiciones de medida.

Como el tema de las antenas parabólicas, y sus correspondientes equipos, no ha adquirido, todavía, un carácter masivo o de gran consumo, las empresas que actualmente ofrecen estos sistemas son, en términos generales, empresas especializadas en este complejo sector. A partir de los catálogos de algunas de estas firmas, hemos elaborado el presente informe, donde se exponen los datos principales de los tres partes fundamentales de un equipo completo: la antena, el converti-

dor (unidad exterior) y el sintonizador (unidad interior). Algunas empresas contactadas no disponían aún de catálogos completos, por lo que no nos ha sido posible incluirlas en esta lista. En otras, como se puede apreciar, faltan algunos datos, debido a no figurar en la hoja del fabricante. A pesar de estas deficiencias, nos parece que los cuadros adjuntos permiten conocer el mercado, aunque sea en parte y en el momento presente, de los sistemas para recepción de TV vía satélite.

Nos parece interesante recalcar

SINTONIZADOR	FRECUENCIA ENTRADA (MHz)	NIVEL ENTRADA	AFC	ANCHO DE BANDA	SUBPORTAD. DE AUDIO	SALIDA DE AUDIO	ANCHO DE BANDA AUDIO	ANCHO DE BANDA VIDEO	NIVEL DE SALIDA VIDEO	OBSERVACIONES
PESA	950-1750MHz	-20/-60 dB	±15MHz	36MHz	6,5-6,65MHz	1,5V <sub>pp</sub> a 20KHz	30Hz-20KHz	5Hz-6 MHz	1V <sub>pp</sub> /75Ω	5 presintonías por módulo (1).
HIRS CHANN	950-1750 MHz	-47/-77 dB	—	27MHz	5-8 MHz	0dBm/600Ω (2)	150MHz-350Kz	30Hz-5MHz	1V <sub>pp</sub> /75Ω	— memoria digital 24 canales — control remoto IR, Dolby (3)
CK/ST 2010	—	-34/-79 dB	—	36 MHz	5-7,5 MHz	+5 dB a 600 Ω	—	—	1V <sub>pp</sub> /75Ω	(4) — salida VHF canales 3 y 4. — salida UHF ajustables canales 30-39 (5) — 20 presintonías (ampliables a 40)
TVSAT SSR7600 SSR8000	950-1.750MHz	1mV/30mV	SI	27-36MHz	5-8MHz	750mV/4K7	40Hz-15KHz	20Hz-5MHz	1V <sub>pp</sub> /75	— salida UHF ajustables canales 30-39 (5) — 20 presintonías (ampliables a 40).
ROVER SR751	950-1.750MHz	-52/-62 dB	± 10 MHz	36MHz	6,5-6,65MHz	<6 dB	50MHz-15KHz	50Hz-5MHz	1V <sub>pp</sub>	—
TRAGA S1200 B S1119	950-1.750 MHz	-30/-60 dB	SI	32MHz	6,5; 6,6; 6,625 y 6,65 MHz 6,625MHz	700mV/1KΩ 0dBm/600W	50Hz-15KHz	30Hz-4,8MHz	1V <sub>pp</sub>	(6) (7)
TELEVES**	950-1.750 MHz	-20/-50 dB	±15MHz	27,3/36MHz	6,5-6,65MHz	250mV/600Ω	40Hz-15KHz	50Hz-5MHz	1V <sub>pp</sub>	
HANDIC 5000	950-1.750MHz	-40/-70 dBm	SI	36MHz	5,4-8,5MHz	—	50Hz-12KHz	50Hz-5MHz	1V <sub>pp</sub> /75Ω	sintonía continua canales UHF 30-39 salida simultánea video y RF

\*\* tecnología propia

1 salida en canales UHF (21 al 69).

2 conmutador de audio: mono1, mono2, estéreo directo, estéreo matrix.

3 4 sistemas de sonido conmutables barrido de frecuencias

indicador de nivel de señal

2 salidas para video/audio (BNC/Fcnc)

salida regulable en canal 30 a 39

inversión de video

4 control polarización lineal/circular.

5 inversión video

ancho de banda video ajustable (banda ancha/banda estrecha)

dos presintonías sonido (6,2 y 6,8 MHz) y sintonía variable

salida video y audio

cambio polarizador H/V

el SSR 8000 con mando a distancia (control rotor)

y sintonías y ajustes

salida 12v para conmutación SCART

alimentación para el polarizador

6 32 presintonías

mando a distancia,

incluyendo control del rotor

7 formato rack para instalaciones

colectivas; sintonía manual

que no todas las firmas relacionadas aquí son instaladores, por lo que habrá que ponerse en contacto con las mismas para determinar el instalador que recomienda el distribuidor.

En las presentes tablas no hemos incluido el precio, ya que en algunos de los sistemas, sobre todo en las instalaciones colectivas, dependen de la configuración exacta escogida: número de antenas, número de canales, etc. Como se ha podido comprobar en el artículo de la revista Elektor N.º 79. Diciembre 86, y debido a la distribución de flujos, el tipo de antena depende de la localización de la misma, y del satélite que se desea recibir, por lo que las configuraciones idóneas cambiarán según la latitud de la instalación. Cuanto más al Sur estemos situados, mayores deben ser las antenas, o la ganancia de los conversores.

Marca Distribuidor/Fabricante

PESA	PESA Electrónica, S.A. Alcalá, 12; 28037 Madrid Numancia, 91-93; 08029 Barcelona
HIRSCHMANN	HIRSCHMANN España, S.A. Alcalá, 7; 28037 Madrid
CK SAT	CK Sat Paseo del Altillio, 6; 18690 Almuñecar, Granada
TVSAT	CS Import Ibérica, S.A. Bertrán, 72; 08023 Barcelona
ROVER	SATELITE ROVER, S.A. Avda. Donostiarra, 4; 28027 Madrid
TAGRA	TAGRA, S.A. Eduardo Maristany, 341; 08912 Badalona, Barcelona
TELEVES	TELEVES, S.A. Conxo de Abaixo, 23; Santiago de Compostela Provenza, 116; 08029 Barcelona Segovia, 75; 28005 Madrid
HANDIC	MICROBYTE Pº Castellana, 179; 28046 Madrid Tarragona, 110; 08015 Barcelona

ANTENAS	DIAMETRO	GANANCIA	ANCHO DEL HAZ	POLARIZACION	INTERFEREN. POR CRUCE DE POLARIZ.	EFICIENCIA	CARGA VIENTO	PESO (1)	TIPO ANTENA	ROTOR AJUSTE (OPCIONAL)	OBSERV.
PESA	3 m.	48,7 dB	0,5°	Especificar	<-35 dB	0,6	—	—	Parabólica		
HIRSCHMANN CSA 1860 E	1,8 m.	>45 dB	1,05°	Lineal	—	—	2,7 KN	57 Kg	Parabólica	—	
CK DSA 40GE	60 cm.	>35 dB	—		—			4 Kg.			Material CFRP antiadherente a la nieve.
DSA 407 E	75 cm.	>37 dB	—	lineal/circ.	—	>0,65	45 m/s	5 Kg.	offset	SI	
DSA 409 E	90 cm.	>38,5 dB	—		—			8,5 Kg.			
DSA 412 E	120 cm.	>41 dB	—		—			17,5 Kg.			
TVSAT SSA 12 SSA 18	120 cm (2) 180 cm (3)	42 dB 45,5 dB	±1,4° ±1°	lineal/circ.	<-30 dB	0,78	120 Km/h	18 kg 37 kg	offset	Si	Fibra plástica y cobre inyectada
ROVER PAF 122 PAF 201 PFL 201 PAF 202 PAF 301 PAF 302	1,2 m (2 piezas) 2 m (2 piezas) 2 m (1 pieza) 2 m (2 piezas) 3 m (1 pieza) 3 m (2 piezas)	40,5 dB 45 dB 45 dB 44 dB 48,4 dB 47,5 dB	1,6° 0,94° 0,94° 0,96° 0,63° 0,64°	— — — — — —	— — — — — —	— — — — — —	— — — — — —	14 Kg. 34 Kg. 26 Kg. 38 Kg. 75 Kg. 80 Kg.			Material de fibra de vidrio, con pintura de alta conductividad
TAGRA AR180C a 4GHz a 11GHz	1,8 m.	35 dB 44 dB	2,7° 1°	Lineal/circ. Lineal	<- 20 dB <- 35 dB	0,6	120 K/h<0,2°	56 Kg.	Parabólica	NO	material
AR180T a 4GHz a 11GHz	1,8 m.	35 dB 44 dB	2,7° 1°	Lineal/circ. Lineal	<- 20 dB <- 35 dB	0,6	120 K/h<0,2°	42 Kg.	Parabólica	NO	Aluminio
AR300C a 4GHz a 11GHz	3 m.	39,5 dB 48,7 dB	1,5° 0,6°	Lineal/Circ. Lineal	<- 20 dB <- 35 dB	0,6	120 K/h<0,2°	300 Kg.	Parabólica	NO	
AR400 a 4GHz a 11GHz	4 m.	42 dB 51,2 dB	1,2° 0,45°	Lineal/Circ. Lineal	<- 20 dB <- 35 dB	0,6	120 K/h<0,2°	570 Kg.	Parabólica	NO	
AR180 P AR150 P	1,80 cm 150 cm	44,2 dB a 11GHz 42,4 dB	1° 1,2°	Lineal/Cir.	<-35 dB	0,6	120 km	52 kg	Parabólica	SI	
TELEVES**	2,8 m.	48,5 dB	0,66°	Lineal	<-30 dB	—	200 K/h	2890 Kg.	Parabólica		
HANDIC	1,50	>45 dB	—	—	<-60 dB	—	—	40 Kg.	Parabólica	—manual —rotor	Aluminio

\*\* tecnología propia

1 Solo antena.

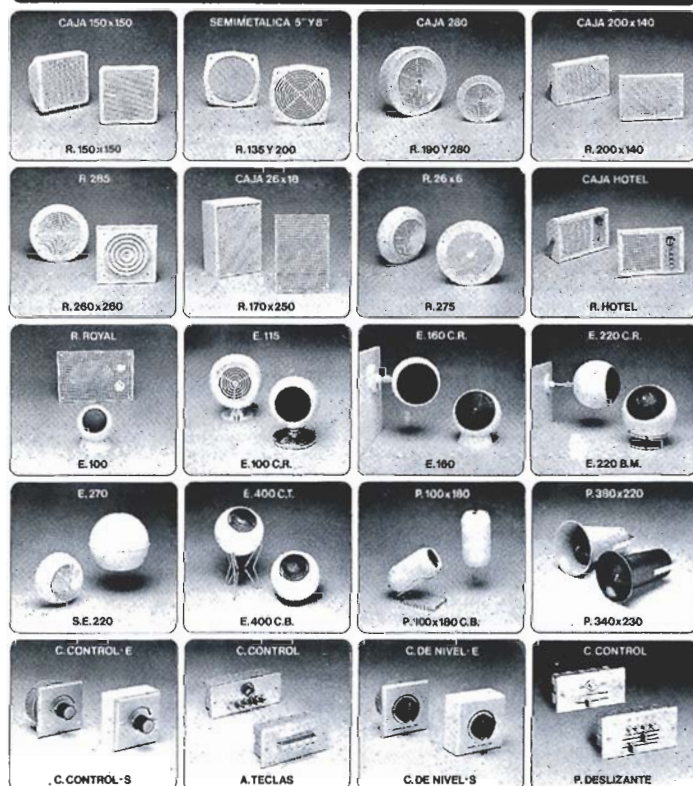
2 equivale a diámetro de 1,80 m.

3 equivale a diámetro de 2,50 m.

UNIDAD EXTERIOR O CONVERSOR	FRECUENCIA GHz	GANANCIA DEL CONVERSOR	FRECUENCIA DE SALIDA	ALIMENTACION C.C.	TEMPERATURA	RUIDO		OBSERVAC.
PESA	10,95-11,7 GHz	52 dB±2	950-1.700MHz	15 a 24 V	-15 a +60 °C	<2,5 dB		Accesorios: amplificador-ecualizador, ecualizador de cable; divisor de dos vías.
HIRSCHMANN CSC 7020 B	10,95-11,76 GHz	>48 dB	950-1.700MHz	15 V	—	<2,5 dB		acopló directo
CSC7320 B	10,95-11,76GHz	>45 dB	950-1.700MHz	15 V	—	<2,6 dB		doble polarización
CSC7220C	10,95-11,76 GHz	50 dB	950-1.700MHz	12...24V	—	<3 dB		polarización simple.
CK 180	11,7-12,26GHz	>50 dB	950-1.450MHz	15 a 24 V	—	<1,8 dB		
DSA513	12,5-12,75GHz	>50 dB	1.025-1.275MHz	15 a 24	-45 a +50 °C	<2,6 dB		
TV SAT LNB	10,95-11,75GHz	52±5 dB	950-1.700MHz	15-19 v	-40 a +55 °C	<2,2 dB		Low Noise Block Amplificador y conversor
ROVER	—	—	—	—	—	—		
TAGRA GSC111	10,95-11,7GHz	52 dB	950-1.750MHz	15 a 20 v	-20 a +60 °C	<2,7 dB		diseño integrado, doble polarización
GSC112	10,95-11,7GHz	57 dB	950-1.750MHz	15 a 20 v		<2,1 dB		
TELEVES 9350	10,9-11,76GHz	>50 dB	900-1.700MHz	15 a 24 v	-40 a +50 dB	<2,5 dB		
**								
HANDIC 6000	10,95-11,75GHz	>45 dB	950-1.750MHz	14 a 22 v	-40 a 60 °C	<2,3 dB		

\*\*Tecnología propia

## TODO PARA SONORIZACION



**manufacturas radio eléctricas ASTRA**

Calle Sagreres, N.º 28 - 08028 BARCELONA - Tel. 4.1.1.1.1.1

# ANUNCIESE POR MODULOS

**INFORMESE EN NUESTRO  
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD  
TFNO. (91) 4576923**



*El osciloscopio de simple trazo es, sin lugar a dudas, uno de los instrumentos de medida más utilizados por aquellos que efectúan cualquier tipo de reparación o medida casera de circuitos de audio. Sin embargo, la pantalla de simple trazo tiene muchas limitaciones. La más importante tal vez se padece cuando se trata de comparar, por ejemplo, la señal de entrada y de salida de un amplificador de audio. Este circuito es un complemento sobre un osciloscopio de simple trazo para conseguir la forma de operación de uno de doble trazo.*

# EXTENSION A DOBLE TRAZO PARA OSCILOSCOPIO

La ventaja que supone disponer de un segundo canal, visible simultáneamente, sobre una pantalla de osciloscopio es tan evidente para cualquier aficionado, que no necesita mayor explicación. Sin embargo, es necesario examinar cuidadosamente la forma de funcionamiento de un osciloscopio de dos canales, doble trazo, para comprender el circuito que presentamos.

Como muchos sabrán, los bloques básicos de un osciloscopio pueden representarse esquemáticamente como hemos hecho en la figura 1. La señal de entrada se amplifica antes de poder desviar el haz del tubo de rayos catódicos (CRT) en sentido vertical (Y). Al mismo tiempo se utiliza esta misma señal de entrada para modular la tensión en forma de diente de sierra, generada por una base de tiempos (deflexión horizontal o en sentido X). Con este esquema de un osciloscopio sólo será posible visualizar una señal, a saber, la señal de entrada.

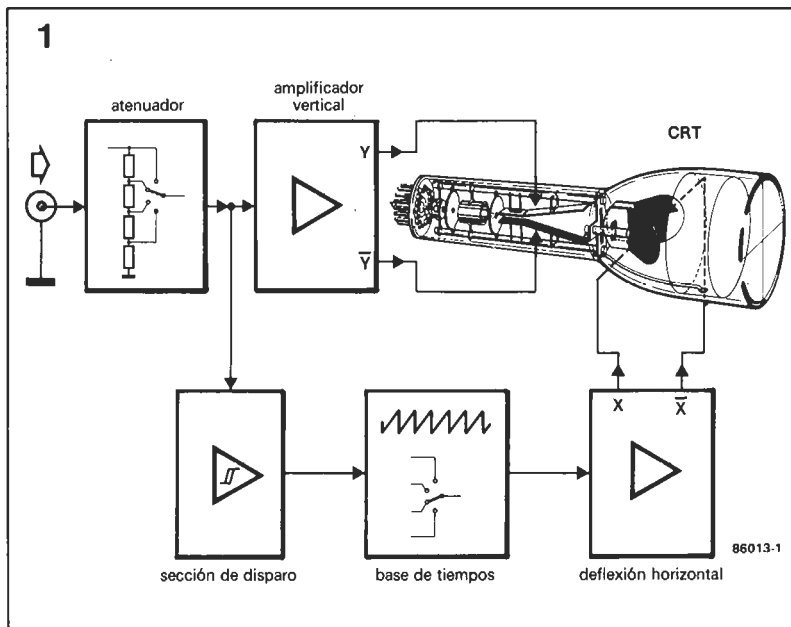
Básicamente hay dos métodos para representar dos y más señales sobre una misma pantalla. Existen tubos con dos haces de rayos catódicos. Esto es una solu-

ción cara y, por lo tanto, poco utilizada, ya que exige un tubo con dos controles independientes de deflexión en dirección de X e Y y su correspondiente circuitería. Por muy sencillo que resultase montar este sistema, resulta evidente que no es aplicable en nuestro caso, ya que disponemos de un tubo con un único haz. Existe otro tipo de osciloscopio de doble trazo que no utiliza un tubo de doble haz. Este tipo de osciloscopio tiene un tubo de rayos catódicos con un único haz y únicamente un sistema de deflexión de X e Y. La sección de modulación y la base de tiempos son también circuitos únicos. La pequeña diferencia frente a los de simple trazo es que dispone de dos atenuadores de entrada y un conmutador rápido entre ambos canales, que va a la suficiente velocidad, como para hacer aparecer los dos canales simultáneamente y posicionados correctamente sobre la pantalla. Lógicamente, esta unidad de conmutación puede considerarse un bloque separado y usarse conjuntamente con un osciloscopio de simple trazo para lograr el mismo efecto señalado anteriormente, es decir, uno de doble trazo.

## *Modo «chopping» o modo alternado*

La mayoría de los osciloscopios comerciales permiten seleccionar dos modos de operación en lo que se refiere a la conmutación entre los dos canales: modo «chopping» o modo alternado. La forma de funcionamiento en modo alternado es básicamente la siguiente: supongamos que el circuito del conmutador electrónico está seleccionado en el canal 1; se dispara la base de tiempos, lo que permite visualizar toda la curva correspondiente a la entrada del canal 1 (primer atenuador). Cuando ha acabado el barrido horizontal (el haz se encuentra en la parte derecha de la pantalla), la bajada de la onda en diente de sierra hace que el haz retorne al principio de la pantalla (parte izquierda), dispuesto así para realizar otro barrido de la pantalla provocado por el siguiente disparo del diente de sierra. Sin embargo, no sólo se dispara la base de tiempos, sino que, además, se conmuta, mediante el selector electrónico, el segundo canal (atenuador 2). Por lo tanto, este

Figura 1. Diagrama funcional de bloques de un osciloscopio de simple trazo.



barrido visualizará el canal dos en la pantalla. Se consigue así que ambas entradas aparezcan alternativamente en la pantalla. Si esto se realiza con la suficiente velocidad, no seremos capaces de apreciar esta alternancia. Sin embargo, este método es inefectivo para frecuencias lentas: si, por ejemplo, pretendemos visualizar dos ciclos completos de una onda sinusoidal de 1.000 Hz, la base de tiempos deberá ponerse en 0,2 ms/div (suponiendo un retículo de la pantalla de 10×10). En este caso, el haz necesita un total de 4 ms para representar dos veces dos ciclos completos de esta onda. La frecuencia de visualización de esta medida será de  $1/0,004 = 250$  Hz, lo cual es más que suficiente para asegurar una buena visualización sin parpadeos. Si ahora hiciéramos lo mismo con una onda de menos de 100 Hz, nos daría como resultado una frecuencia de aparición inferior a 25 Hz, lo cual es demasiado lento, dando como resultado

un parpadeo incómodo, que puede incluso llegar, para frecuencias muy bajas, a dificultar completamente la visibilidad de la imagen.

El otro procedimiento de conmutación, el método de «chopping» (que podríamos traducir por «trocear»), no ofrece este inconveniente, ya que el conmutador trabaja a una frecuencia muy superior a la frecuencia de la base de tiempos (típicamente es de varios kHz) e independiente de ésta. Suponiendo que la frecuencia de choqueo es de 50 kHz y que la frecuencia de entrada es de 1.000 Hz, el punto luminoso del CRT irá visualizando pequeños trozos (por ello se llama trocear) de cada una de las dos señales. Este principio puede entenderse fácilmente observando la figura 2. En ella se ve que las curvas están troceadas en unas 500 partes cada una. La frecuencia de conmutación es tan alta que hace que los tramos no visualizados sean tan cortos, que no puedan ser apreciados por el

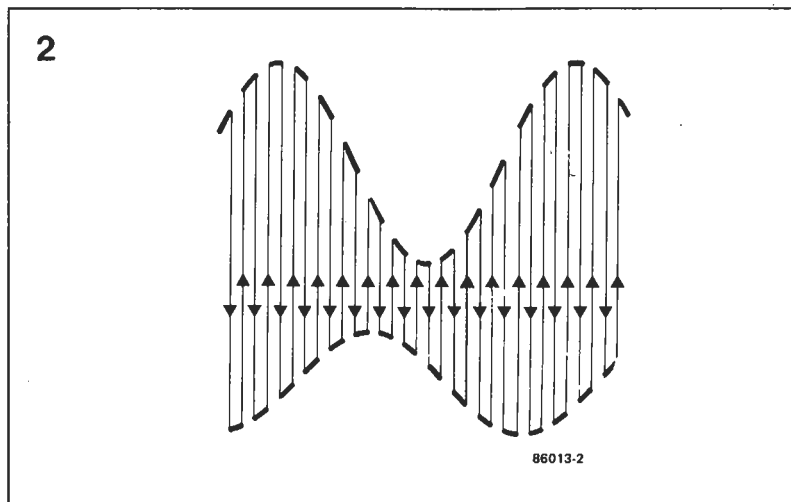
ojo humano, por lo cual las curvas aparecen (parecen) continuas. Si la frecuencia de choqueo es mucho mayor que la de visualización (como en el ejemplo, 50:1), este procedimiento asegura una imagen continua y sin destellos en la pantalla. Este método, sin embargo, también tiene sus limitaciones: precisamente cuando la frecuencia de entrada es del orden de la de choqueo, o están en una relación fija. En este caso, la imagen que aparece es comparable a la del modo alternativo. Este último caso puede arreglarse fácilmente, ya que no hay ningún problema en variar ligeramente la frecuencia de choqueo; en caso de inestabilidad en la imagen bastará con modificar ligeramente la frecuencia del oscilador.

## El circuito

El diagrama de bloques de la figura 3 pretende indicar a grandes rasgos la forma de funcionamiento de nuestro circuito. Tenemos dos amplificadores verticales, cada uno dotado de un ajuste vertical del trazo; a continuación están dos conmutadores electrónicos trabajando en antiparalelo controlados por el oscilador de choqueo.

El esquema en detalle puede verse en la figura 4. A la izquierda tenemos dos amplificadores operacionales idénticos, del tipo CA3130 (alta velocidad), que amplifican, respectivamente, las dos señales de entrada. Los potenciómetros P1 y P2 permiten modificar la posición vertical de los dos trazos: suman las señales de entrada a una señal continua (que puede ser variable mediante estos potenciómetros) para obtener una correcta posición vertical de ambas sobre la pantalla. Los conmutadores electrónicos ES1 y ES2 están contenidos dentro de un integrado tipo CMOS 4066. Para impedir que la capacidad de entrada del osciloscopio retarde los flancos de la señal de choqueo (esto los haría visibles en la pantalla) se ha dispuesto al operacional IC4 como un buffer de salida de alta velocidad. El oscilador del choper es un diseño convencional usando puertas NAND de tipo Schmitt-trigger. P3 permite el ajuste de frecuencia. La inversión necesaria para hacer trabajar ambos conmutadores en contrafase se consigue de la entrada y la salida de N2. La frecuencia de salida de este oscilador puede variar-

Figura 2. El modo «chopping» supone una conmutación muy rápida entre ambos canales de entrada. Si el ajuste de la base de tiempos es correcta, no será posible apreciar estas conmutaciones, apareciendo ambas señales continuas.



se entre 50 kHz y 100 kHz. Las puertas N4-N5 y N3-N6 impiden que coincidan la conmutación de ES1 y ES2. Finalmente, IC7 crea una masa virtual, para permitir trabajar todo el circuito a partir de una alimentación única de 18 V.

## Montaje, ajuste y empleo

Para eliminar las posibles interferencias que pudiera causar el oscilador del choper sobre equipos domésticos, recomendamos ubicar este circuito en una caja metálica cerrada. Después de montar toda la placa y conectarla al osciloscopio, deberemos ajustar P1 y P2 para posicionar los ejes horizontales de ambos canales sobre la pantalla del osciloscopio. Ajuste ahora P3 para obtener una visualización estable de la señal de conmutación del choper, disponiendo la base de tiempos del osciloscopio en  $10 \mu\text{s}/\text{div}$ . Ajuste ahora P4 y P5 para que los flancos de la señal de choqueo

aparezcan lo más pronunciados posible: idealmente deberán volverse invisibles en la pantalla. Con esto acaba la fase de ajuste.

El uso práctico de esta unidad tiene sus limitaciones, como es lógico, debido a la sencillez del circuito. Como no existe atenua-

dor de entrada, la señal aplicada no deberá superar los 12 V pico a pico ( $4,3 V_{\text{rms}}$ ). El uso de amplificadores operacionales limita inevitablemente la banda pasante del circuito a unos cientos de kHz, lo cual no es un inconveniente si piensa utilizarse esta unidad para

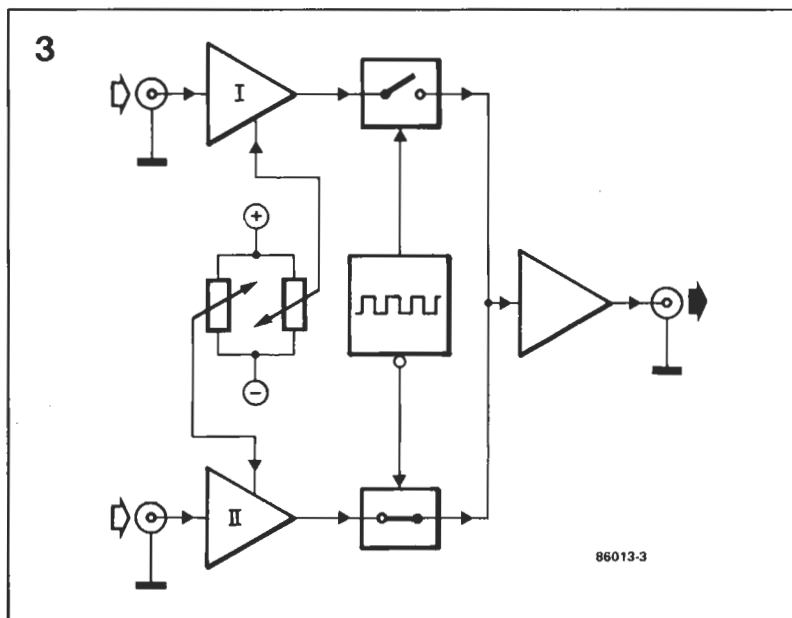


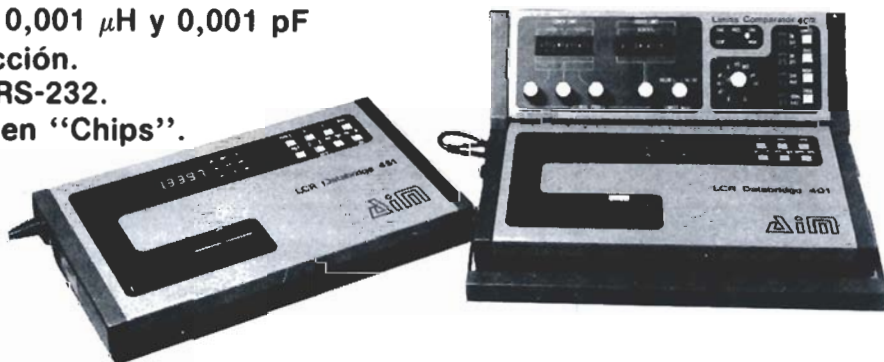
Figura 3. Diagrama de bloques de nuestro circuito.



## PUENTES UNIVERSALES LCR

Aseguran la calidad de sus componentes

- Medidas L, C, R, D, Q automáticas.
- 100 Hz, 1 KHz y 10 KHz.
- Resoluciones de  $0,1 \text{ m}\Omega$ ,  $0,001 \mu\text{H}$  y  $0,001 \text{ pF}$
- Para laboratorio y producción.
- Controlables IEEE-488 y RS-232.
- Sondas para mediciones en "Chips".



No dude en comprobarlo. Llámenos

### DISTRIBUIDORES:

**MOLHER**  
electrónica S.A.

Parque Eugenia Montijo, 94  
Tels.: 462 78 42 - 462 25 62 - 28047 MADRID

**DIGITAL MICROSISTEMAS, S.A.**

Tel.: (93) 210 52 61  
BARCELONA

**UKAI, S.A.**

Tel.: (94) 442 35 50  
BILBAO

**ELECTRONICA EDIMAR, S.A.**

Tel.: (985) 35 34 51  
GIJON

**MAPOR, S.A.**

Tel.: (981) 24 55 00  
LA CORUÑA



Figura 4. Esquema electrónico de nuestro circuito. Nótese que sólo se utilizan dos de los cuatro conmutadores existentes dentro de IC3. Las patillas de control de los dos conmutadores no usados se han puesto a masa para eliminar posibles interferencias causadas por el oscilador formado por N1/N2.

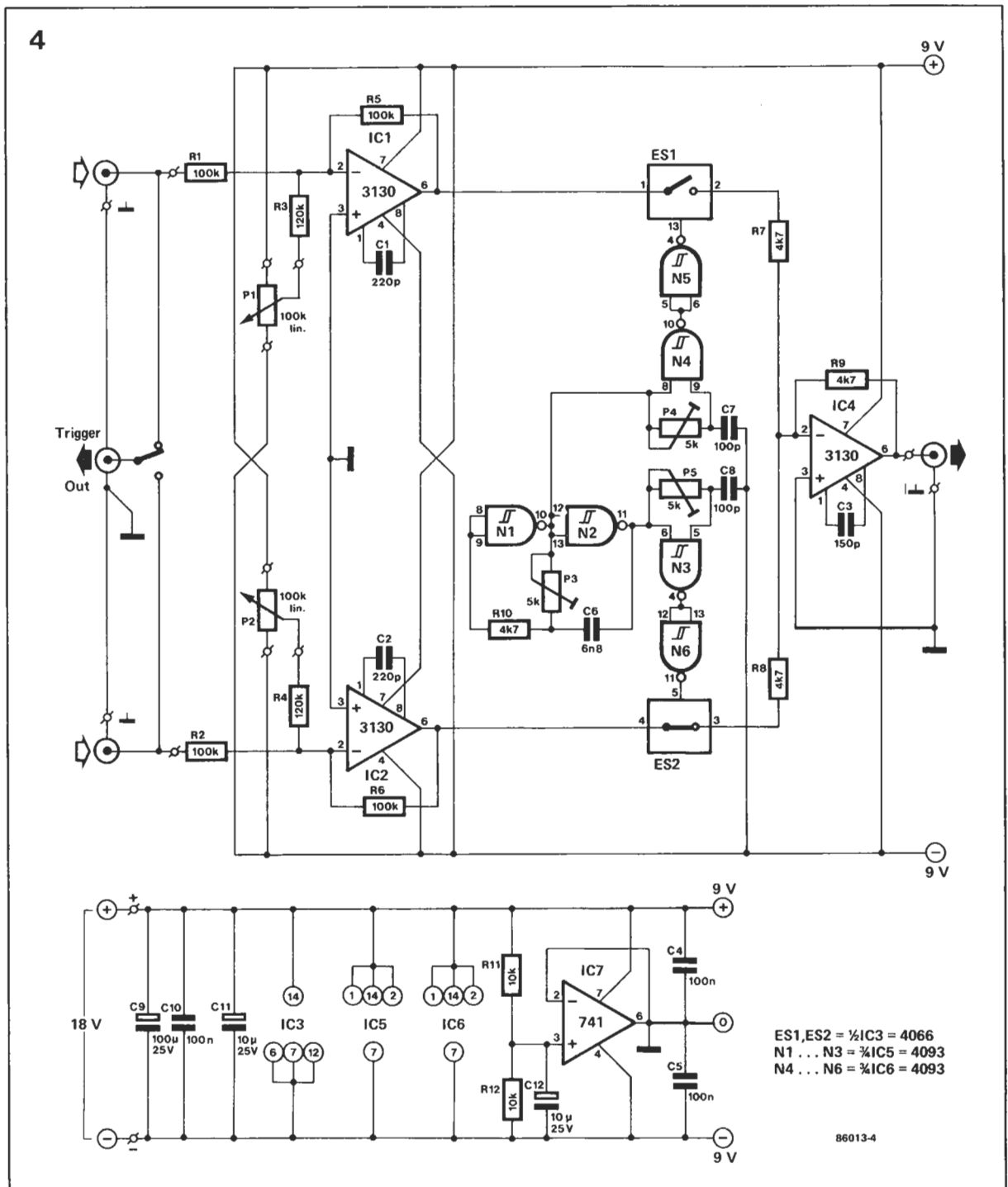
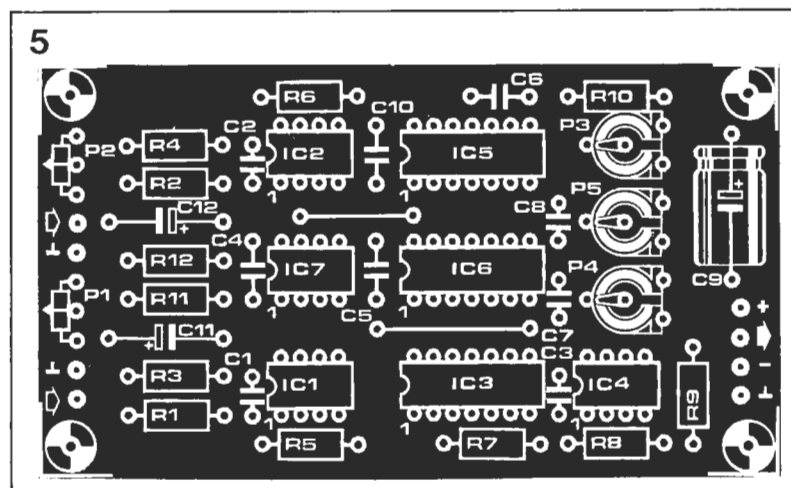


Figura 5. Trazado de pistas y disposición de componentes de nuestro circuito. Esta placa no está disponible en nuestro servicio de circuitos impresos.



aplicaciones de audio. Si se viera la señal del choper en la pantalla será necesario retocar ligeramente P3 para volver a hacer los flancos invisibles.

Finalmente, no hemos provisto el circuito una fuente de alimentación. Bastará con buscarse, o construirse, una alimentación capaz de dar 18 V/50 mA. Además, no está disponible a través de nuestro servicio de placas de circuito impreso esta placa. La placa podrá realizarse a partir del dibujo que se encuentra en las páginas centrales de esta revista. La disposición de componentes se muestra en la figura 5.

*En este artículo abordamos los generadores de señales con amplificadores operacionales. La versatilidad de estos componentes nos permite construir señales de todo tipo: ondas sinusoidales, ondas cuadradas, triangulares, dientes de sierra, etc. En la mayoría de los casos las características de la señal se determinan y controlan mediante unos pocos componentes externos a los amplificadores operacionales.*

# GENERADORES DE SEÑAL (1)

## Osciladores sinusoidales

**1. Oscilador en puente de Wien.** La forma de onda más familiar en electrónica es la sinusoide, que la emplea como señal de referencia, señal de prueba para el análisis de circuitos, portadora para la transmisión de información por radio, etc. Hay una gran variedad de circuitos, que emplean operacionales, lo que permite que la frecuencia y la amplitud de la señal sea fundamentalmente impuesta únicamente por los componentes que formen la realimentación del operacional.

Uno de los tipos más familiares es el denominado oscilador en puente de Wien, cuyo esquema se representa en la figura 1 a). Este circuito clásico se viene utilizando en electrónica desde los tiempos de los tubos de vacío. El puente de Wien tiene dos ramas: la rama del circuito compuesta por  $R_1$ - $C_1$  y  $R_2$ - $C_2$ , que proporciona una realimentación positiva al operacional, mientras que la rama  $R_3$ - $R_4$  y  $L_1$  (lámpara de resistencia no lineal), proporcionan realimentación negativa. A cierta frecuencia,  $f_0$ , el desplazamiento de fase total del circuito es cero y su transmisión a través del circuito de realimentación positiva es máxima, en relación al resto de las frecuencias, y proporciona la frecuencia de oscilación del circuito:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \text{siendo } R_1 = R_2 \\ \text{y } C_1 = C_2$$

La atenuación de la rama de realimentación positiva a la frecuencia de oscilación es tres; si la atenuación de la otra rama ( $R_3$ - $R_4$ - $L_1$ ) es también tres, el puente estará balanceado y la entrada diferencial del operacional  $A_1$  será pequeña (teóricamente nula).

Esta condición debe mantenerse, pues si la realimentación positiva es mayor, la amplitud de la oscilación aumentará rápidamente, provocando la saturación del operacional. Por el contrario, si la realimentación negativa es mayor, la amplitud de la oscilación disminuirá hasta la desaparición de la misma. En un oscilador práctico es necesario proporcionar algún medio de balancear automáticamente las realimentaciones y, por lo tanto, regular la amplitud de la oscilación. De esta forma, la pureza de la onda de salida sinusoidal será máxima así como la estabilidad de su frecuencia. La ganancia del operacional debe ser grande a la frecuencia de oscilación, con objeto de que su señal de entrada diferencial sea próxima a cero.

Cualquier medio de estabilizar la amplitud de la oscilación pasa por mantener la atenuación de la rama de realimentación negativa a tres. Esto puede realizarse con componentes no lineales de tipo térmico, como lámparas o termis-

tores, resistores no lineales, diodos zener, etc.

En la figura 1 a), la resistencia no lineal de una lámpara ( $L_1$ ), se utiliza para regular la «cantidad» de realimentación negativa de la siguiente manera: Si el nivel de salida  $V_0$  aumenta,  $L_1$  aumenta su resistencia por disiparse más potencia y aumentar su temperatura, por lo que la tensión en la borna inversora aumenta y la tensión de salida  $V_0$ , tiende a disminuir. El efecto contrario se tiene si disminuye  $V_0$ .

Una variante muy utilizada para controlar automáticamente la amplitud de salida de la onda sinusoidal es la de la figura 1 b), formada por dos diodos zener, colocados en el lazo de realimentación negativa, cuyo efecto es similar al descrito anteriormente. Existen C.A.G. (controladores automáticos de ganancia) más sofisticados, pero los circuitos ya descritos anteriormente ofrecen resultados satisfactorios.

Si se quiere variar la frecuencia de este oscilador, basta con cambiar el par de resistencias  $R_1$ - $R_2$  o las capacidades  $C_1$ - $C_2$  como elementos de sintonización. La máxima frecuencia que se puede obtener con este montaje está limitada por el slew-rate del operacional que se utilice. Los operacionales más idóneos, son los que tienen fet de entrada y alto slew-rate, como son: TL071, AD544, 353, 771, etc., con los que se pueden obtener frecuencias de hasta 100 kHz. Para obtener menos dis-

torsión de salida son recomendables el 5534, 318, 2505, etc.

**2. Oscilador en cuadratura (seno/coseno).** En sistemas electrónicos, surge a menudo la necesidad de obtener dos ondas sinusoidales en cuadratura, es decir, que tengan una diferencia de fase de 90°; esta función se logra con el circuito de la figura 2, que genera formas de onda en seno y coseno. El circuito está formado esencialmente por dos integradores colocados en cascada con realimentación positiva de la salida a la borna no inversora del operacional A<sub>1</sub>. Debido a que el desplazamiento de un integrador es 90°, las salidas V<sub>01</sub> y V<sub>02</sub>, difieren en una fase de 90°; luego entregan ondas en seno y coseno, respectivamente.

Para evitar que la tensión de salida esté próxima a la saturación del operacional A<sub>2</sub>, se coloca el circuito de control automático de ganancia, formado por los zener D<sub>1</sub>-D<sub>2</sub> y R<sub>5</sub>. Así, los límites de amplitud estarán entre ±V<sub>z</sub> y próximas a la tensión simétrica de alimentación del operacional A<sub>2</sub>.

La frecuencia de oscilación del circuito viene dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

siendo  $R_1 = R_3$ ,  $R_2 < R_1$ ;  $C_1 = C_2 = C_3$

con los valores expuestos en el esquema el circuito oscila a 1 kHz. No es recomendable utilizar el circuito como oscilador de frecuencia variable, debido al número de componentes de precisión que habría que alterar.

## Circuitos de amplitud variable. Conversor de onda cuadrada a sinusoidal

Para obtener un generador de onda sinusoidal de amplitud variable, basta con añadir en la salida, a los circuitos ya vistos, un amplificador de ganancia variable, o un controlador automático de ganancia (C.A.G.) más sofisticado. En cualquier caso, ambos métodos introducen distorsión.

Un circuito que no añade distorsión y permite la variación de la amplitud de una forma sencilla es el conversor de onda cuadrada a sinusoidal. Con este conversor el control de la amplitud se aplica a

la onda cuadrada sin crear distorsión a la onda sinusoidal. Para hacer la conversión, se utiliza el circuito de la figura 3, que es un filtro activo en la configuración paso-banda, precedido por un filtro paso-bajo, formado por R<sub>1</sub>-C<sub>1</sub>. Sabido es que cualquier tipo de onda periódica se puede descomponer por Fourier, en una suma de ondas sinusoidales puras de distintas frecuencias. Bastará, por tanto, eliminar los armónicos que no nos interesan y quedarse con el fundamental. El filtro activo paso-banda es diseñado para que pase la frecuencia fundamental, eligiendo los componentes de tal forma que satisfaga la ecuación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_2/R_3}{R_4 C_2 C_3}}$$

Por encima del ancho de banda del operacional, el filtro paso-banda no proporciona el filtrado suficiente; por ello, se añade el filtro paso-bajo R<sub>1</sub>-C<sub>1</sub>, bloqueando los armónicos de alta frecuencia.

Cuando el circuito esté bien sintonizado, la onda sinusoidal en la salida tiene una distorsión menor del 1%. Se puede reducir aún más la distorsión, añadiendo eta-

pas idénticas al filtrado paso-banda.

Existen una gran variedad de osciladores sinusoidales no expuestos en este artículo, que se pueden encontrar en la bibliografía expuesta al final.

## Integrador y comparador

Las ondas cuadradas y triangulares son generadas con amplificadores operacionales, mediante dos funciones básicas: integración y comparación, que exponemos antes de estudiar los generadores. El circuito integrador básico es el de la figura 4 a), donde el operacional se supone es ideal, luego  $v_{id} = 0$  y la tensión de salida viene dada por:

$$V_0 = -\frac{1}{C} \int I \, dt,$$

que coincide con la tensión en bornas del condensador, por ser el punto A masa virtual y estar a cero voltios. El valor de la corriente de carga viene dado por:

$$I = \frac{V_i}{R},$$

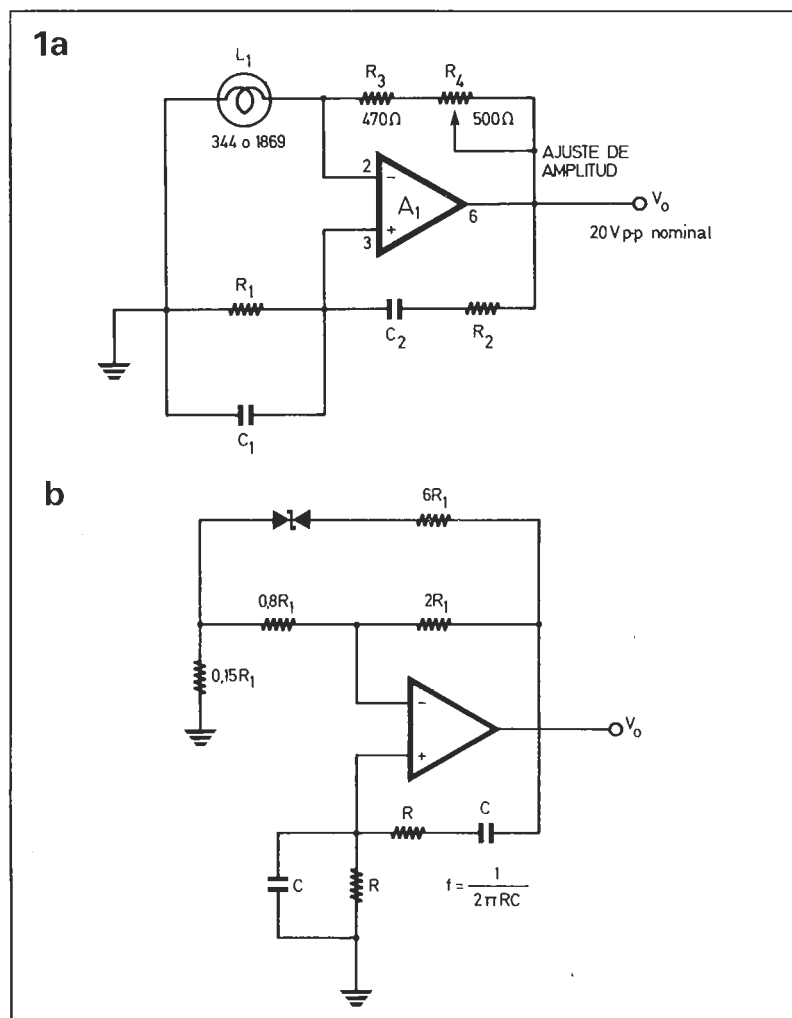


Figura 1. Osciladores en puente de Wien con diferentes controladores automáticos de amplitud.



por lo tanto, la tensión de salida será:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i dt$$

La forma más sencilla de generar una rampa (tensión de salida que varía linealmente con el tiempo) es cargar el condensador a corriente constante; para ello, basta que  $V_i$  sea fija. Así, si  $V_i = +V_{BB}$ , resulta de la integración:

$$V_o = -\frac{V_{BB}}{RC} t + K$$

siendo K la constante de integración que físicamente representa la tensión inicial del condensador cuando  $t=0$ .

El valor de la pendiente de la rampa depende de los valores de R y C. Siendo pendiente decreciente si la tensión de entrada es positiva y creciente si es negativa, la tensión de salida tiene como valor máximo posible la tensión de alimentación del operacional  $\pm V_{cc}$  (margen dinámico del operacional).

Un circuito que detecta dos niveles a la entrada se llama comparador, cuyo esquema más sencillo está en la figura 4 b). El operacional trabaja como componente no lineal, dada la realimentación positiva que se introduce en la borna no inversora a través de  $R_1$  y  $R_2$ , por lo que su salida sólo tiene dos valores posibles  $+V_{cc}$  y  $-V_{cc}$ . Por lo tanto, la tensión en el punto B, será:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\pm V_{cc})$$

de tal forma que cuando la salida

sea  $+V_{cc}$ , la tensión  $V_B$  será positiva y cuando sea  $-V_{cc}$  será negativa.

El circuito funciona de la siguiente manera: Cuando  $V_i$  es muy negativa,  $V_o = -V_{cc}$ , a medida que  $V_i$  se aumenta, cuando llegue a valer

$$V_{i1} = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

la salida del operacional conmuta a  $-V_{cc}$ , permaneciendo a esa tensión al seguir aumentando  $V_i$ .  $V_{i1}$  es el primer nivel de disparo de entrada. Si ahora se disminuye  $V_i$ , el valor que iguale la tensión en  $V_B$ , es decir,

$$V_{i2} = +\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

hará que la tensión de salida del operacional cambie a  $V_o = +V_{cc}$ ;  $V_{i2}$  es el segundo nivel de disparo. La tensión de salida varía entonces entre dos únicos valores  $\pm V_{cc}$ , dependiendo de la tensión de entrada  $V_i$ .

En la figura 4 c) se ha dibujado la forma de onda en la salida  $V_o$ , dada por el comparador de la figura 4 b), para una tensión de entrada arbitraria  $V_i$ . Como se puede ver, existen dos únicos niveles de tensión entregados por el operacional, comportándose como un componente no lineal.

## Generadores de onda cuadrada y triangular

Comentaremos primeramente circuitos sencillos prácticos que emplean un único operacional para luego pasar a circuitos con

dos operacionales que permiten mejorar la precisión y controlar distintas variables de la onda de salida.

En el circuito de la figura 5, llamado multivibrador a estable (o astable), R y C constituyen el integrador, y el operacional compara la tensión en bornas del condensador con la tensión de referencia establecida por la realimentación positiva formada por  $R_1$  y  $R_2$ . Cuando la tensión en el condensador alcance el nivel de la tensión en  $R_1$ , la salida del operacional conmuta y el condensador comenzará a cargarse exponencialmente hacia el valor fijado por los zener ( $\pm V_z$ ).

Supongamos que la tensión de salida es negativa e igual a  $-V_z$ . Entonces, la tensión en la borna no inversora del operacional, será:

$$-V_z \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

El condensador se irá cargando hacia  $-V_z$  con una constante de tiempo  $\tau = RC$ , y cuando alcance el valor de la tensión de la borna no inversora, el operacional conmutará apareciendo en la salida la tensión  $+V_z$ , y el condensador empezará a cargarse hacia ese nuevo valor de la salida, siguiendo la ecuación:

$$V_c(t) = V_z - \left( V_z + V_z \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$$

Al cabo de  $t=t_1$ ,

$$V_c(t_1) = V_z \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

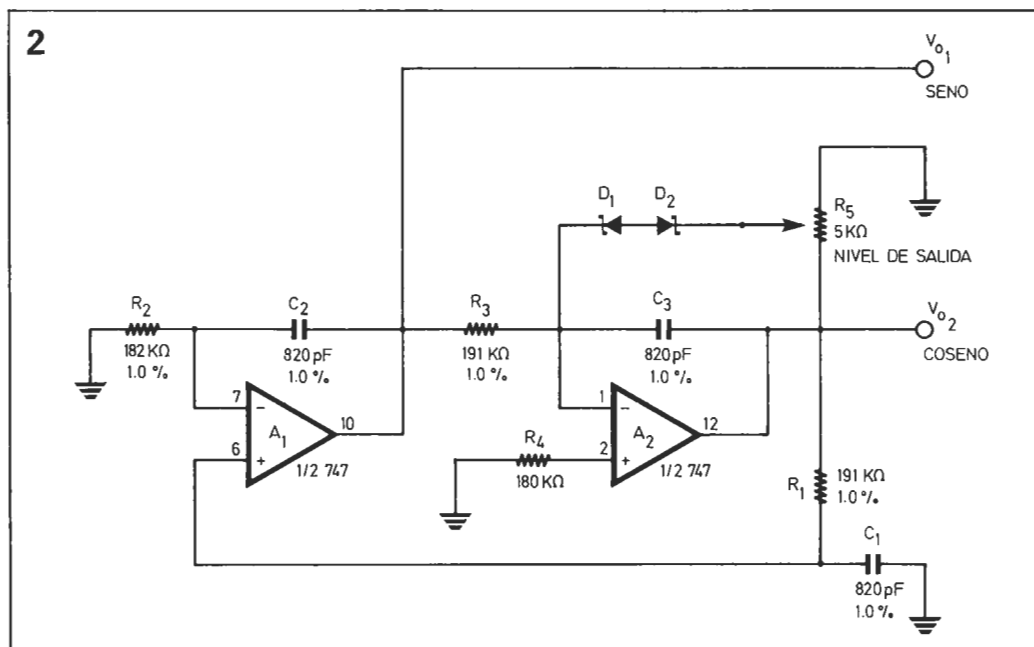
el operacional conmuta, y la salida pasa a valer  $-V_z$ , con lo que el condensador tiende a cargarse hacia ese valor.

$$t_1 = -RC \ln \frac{-V_z \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_z}{V_z \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_z} = RC \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

Al cabo de  $t=t_2$ , el operacional conmutará de nuevo y la salida pasará a valer  $+V_z$ , repitiéndose el ciclo continuamente como indica la figura y teniendo en cuenta que  $t_1=t_2$  (onda simétrica), el valor de la frecuencia será:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{2RC \ln \left( 1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)}$$

Figura 2. Oscilador en cuadratura.



la frecuencia puede variarse por medio de R, sin alterar la amplitud de las señales. La forma de onda triangular corresponde a la curva de carga y descarga de un condensador, siendo, por lo tanto, exponencial y no lineal.

Existen pocos problemas prácticos con este circuito, simplemente indicar que la linealidad del circuito y su frecuencia de oscilación se pueden ver seriamente afectados por las corrientes de entrada del operacional elegido. Así, el 301 A y el 748 son una buena elección para frecuencias por debajo de 10 kHz. El 357 tiene aplicación sobre un amplio rango de frecuencias, al tener corrientes de entrada bajas y gran ancho de banda.

El circuito de la figura 5 se optimiza para que oscile a 100 kHz, usando el operacional 3100, que tiene gran slew-rate y producto de ganancia por ancho de banda, y con los siguientes valores de los componentes pasivos:  $R_1=1\text{ Koh}$ ;  $R_2=3\text{ Koh}$ ;  $R_3=410\text{ oh}$ ;  $C=1.000\text{ pF}$ , y  $R=10\text{ Koh}$ .

Utilizando amplificadores operacionales separados para la integración y la comparación, se consigue mayor precisión y control en las formas de onda de los generadores de onda triangular y cuadrada. El circuito de la figura 6 está formado por un integrador ( $A_1$ ,  $R_1$  y C), y un comparador que conmuta a la tensión de referencia fija ( $\pm V_z$ ), que es la entrada del integrador. Este circuito utilizando dispositivos apropiados tiene un amplio espectro de frecuencias desde milihertzios, hasta cientos de kilohertzios.

Como ya se ha visto, si un condensador se carga a corriente constante, la tensión en sus bornas sigue una rampa lineal. El valor de la corriente a la que se carga C será:

$$I_c = \frac{V_{o1} - V_s}{R_f}$$

Como  $V_{o1}$  va conmutando de valor entre  $\pm V_z$ , habrá momentos en que la corriente  $I_c$ , será positiva y en otros negativa, luego la rampa tendrá pendiente positiva y negativa alternativamente. El potenciómetro  $R_s$  controla la simetría de la señal de salida, que es realimentada hacia el comparador formador por  $A_2$ , el potenciómetro  $R_A$  y los dos zener. El comparador conmutará su salida cuando la tensión en la borna no inversora,  $V_{OF}$ , se iguale a la inversora, es decir:

$$V_{o2} \frac{KR_A}{R_A} + V_{o1} \frac{(1-K)R_A}{R_A} = V_{OF}$$

Si suponemos que  $V_{OF}=0$  y que inicialmente  $V_{o1}=V_z$ , la tensión de salida,  $V_{o2}$  empezará a crecer hasta que alcance un valor igual a:

$$V_{o2} = V_z \left( \frac{1}{K} - 1 \right)$$

en que el comparador  $A_2$  conmuta y su salida pasa a valer  $+V_z$ , por lo que la tensión de salida  $V_{o2}$  disminuirá según la ecuación:

$$V_{o2}(t) = \frac{-(V_z - V_s)}{R_f C} t + V_z \left( \frac{1}{K} - 1 \right)$$

la tensión de salida decrece hasta que alcance el valor

$$-V_z \left( \frac{1}{K} - 1 \right)$$

en el que el comparador  $A_2$  conmuta a  $-V_z$ , para lo cual invertirá un tiempo  $t_1$ , dado por la siguiente ecuación:

$$t_1 = \frac{2V_z \left( \frac{1}{K} - 1 \right) R_f C}{V_z - V_s}$$

A continuación, la tensión de salida vuelve a aumentar hasta que valga

$$V_z \left( \frac{1}{K} - 1 \right)$$

que es cuando vuelve a conmutar el comparador a  $+V_z$ , invirtiendo un tiempo  $t_2$  igual a  $t_1$ . Luego la

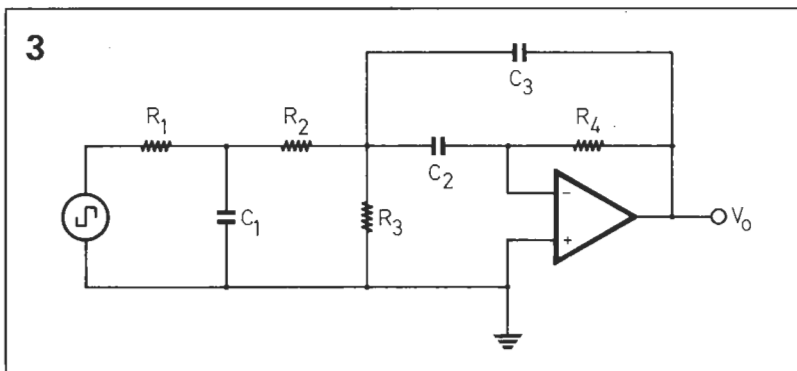


Figura 3. Conversor de onda cuadrada a sinusoidal.

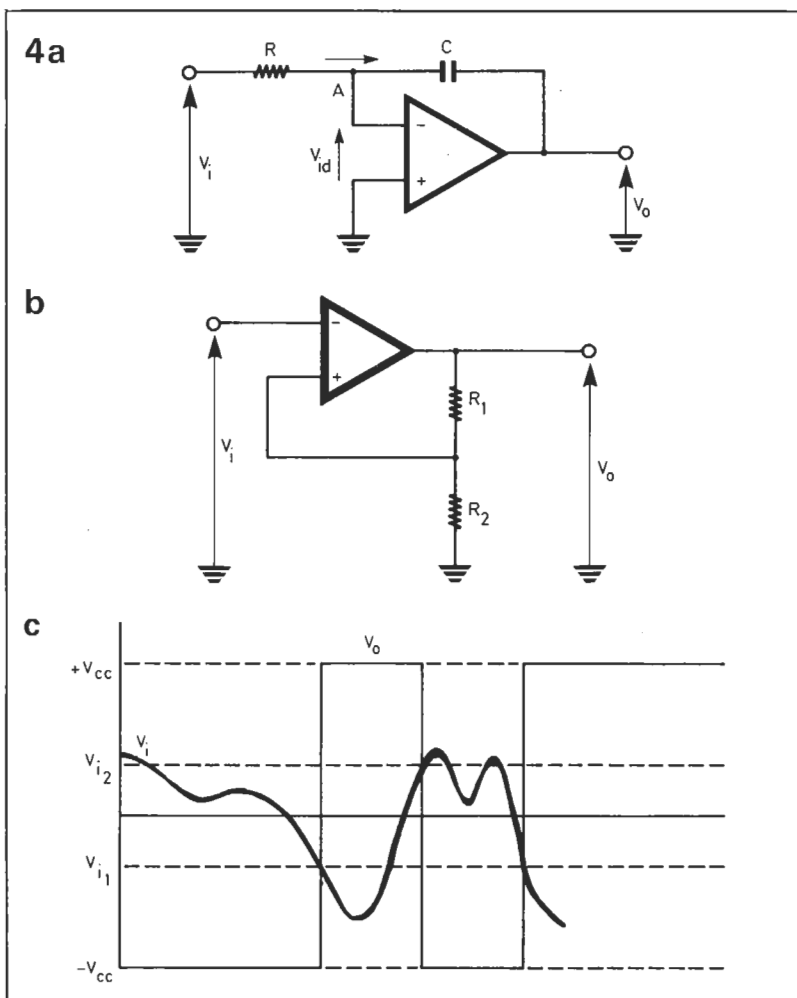


Figura 4. a) y b) Integrador y comparador básicos. c) Forma de onda en la salida del comparador ante una tensión de entrada  $V_i$  arbitraria.

frecuencia de la onda cuadrada y triangular viene dada por la siguiente ecuación:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{V_z^2 - V_s^2}{4V_z^2 \left( \frac{1}{K} - 1 \right)} \frac{1}{R_1 C}$$

siendo la amplitud de la onda triangular, pico a pico:

$$V_{pp} = 2 V_z \left( \frac{1}{K} - 1 \right)$$

la tensión  $V_{OF}$  introduce únicamente un nivel de continua en la onda triangular generada; la am-

plitud de la onda está controlada por el potenciómetro  $R_A$ . El elemento destinado a variar la frecuencia es el potenciómetro  $R_f$ .

La onda triangular es teóricamente lineal. Como siempre, la selección de los operacionales juega un papel importante en el funcionamiento del circuito, así, como  $A_1$  trabaja como comparador, debe tener alto slew-rate, como pueden ser el 357 y el TL 080. El  $A_2$  debe estar compensado y tener alto slew-rate, el 355 y el AD 544, serían una buena elección.

El circuito mostrado en la figura 7, con los valores de los componentes expuestos, que utiliza un puente de diodos y un zener en lugar de dos zener, oscila a una frecuencia de 250 Hz.

AUTORES:

Fco. Pérez González, Alberto Martín Fernández y Jesús Arriaga Cátedra de Electrónica de la EUITT (Universidad Politécnica de Madrid). Ctra. de Valencia km 7 - 28031 Madrid.

Figura 5. Multivibrador aestado, con sus formas de onda en  $V_c$  y  $V_o$ .

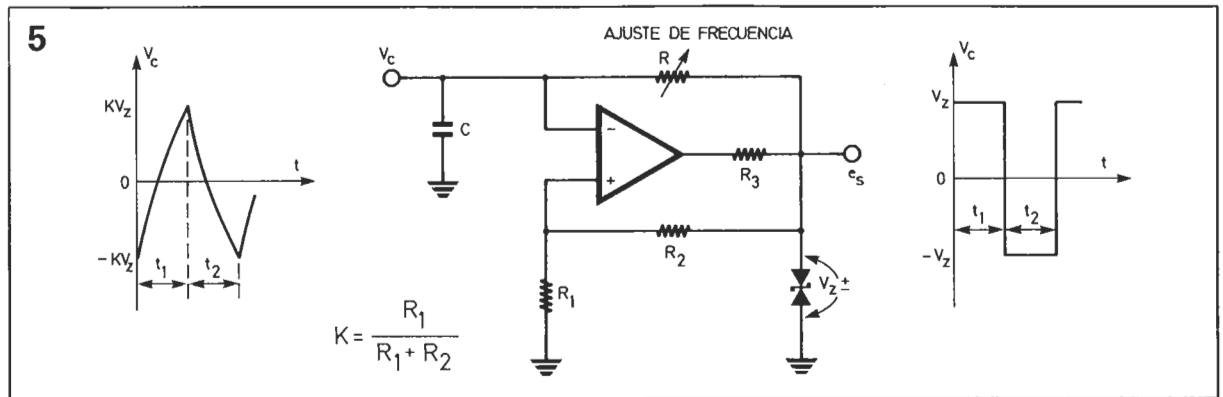


Figura 6. Generador de onda cuadrada y triangular simétrica.

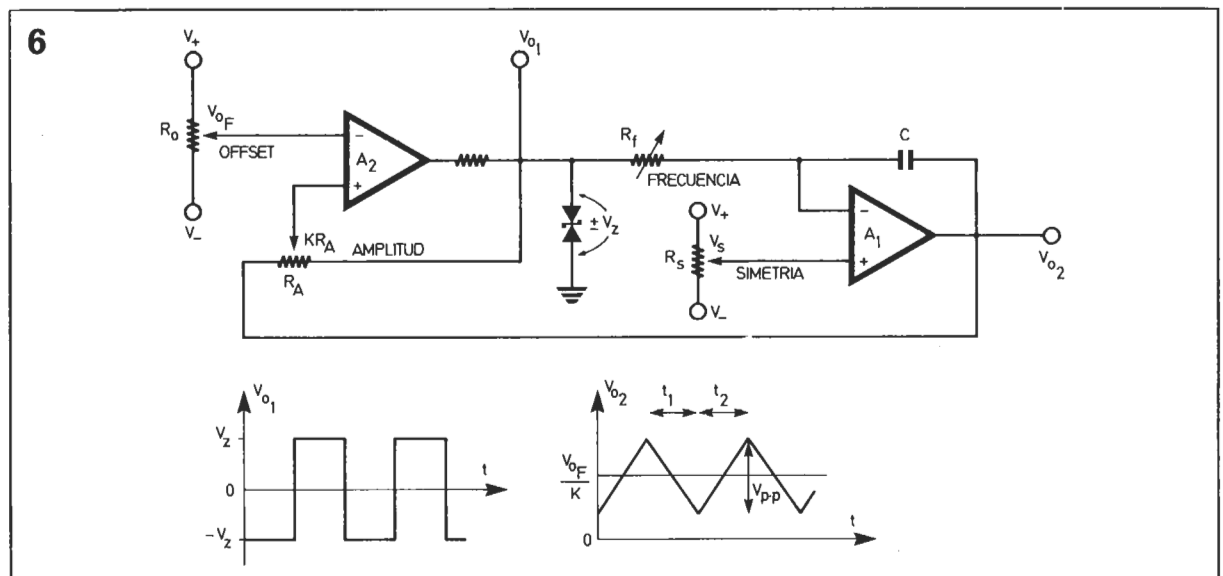
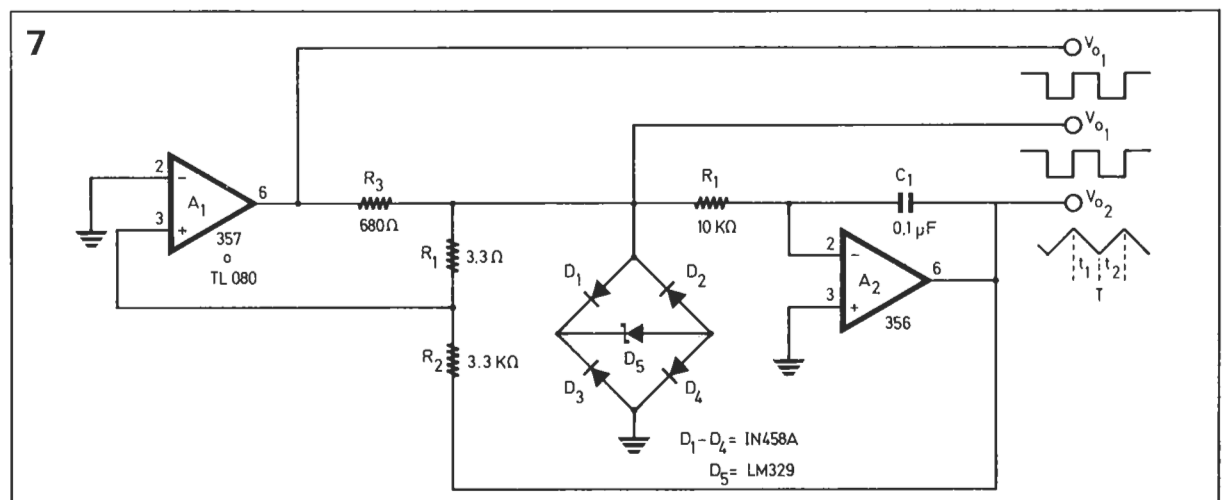


Figura 7. Generador de frecuencia 250 Hz.







# SUMARIO

## 1986

### Referencia números y mes:

1 enero (N.º 68); 2 febrero (N.º 68); 3 marzo (N.º 70); 4 abril (N.º 71); 5 mayo (N.º 72); 6 junio (N.º 73); 7 julio-agosto (N.º 77); 11 noviembre (N.º 78); 12 diciembre (N.º 79).

### Alarma

Alarma anti-robo para coche.....	11-44
Alarma automática para coche (060).....	07-77
Central de alarma.....	04-18
Dispositivo disuasorio de ladrones (006).....	07-18
Detector de humo y gas (078).....	07-91
Luces y alarma de bicicleta (014).....	07-25
Sirena (008).....	07-21

### Alimentación

(re)carga de baterías (002).....	07-14
Alimentación económica con regulación por tiristores (014).....	07-114
Convertidor CC/CC (005).....	07-18
Cargador de baterías con fuente de 12 V (013).....	07-24
Convertidor-generador de tensión negativa (017).....	07-30
Doble fuente de alimentación.....	10-26
Doblador de tensión.....	12-59
Doblador de tensión continua (029).....	07-45
Estabilizador de alta eficiencia.....	11-34
Fuente de alimentación con regulación en primario (001).....	07-14
Fuente variable de 3 Amperios (028).....	07-44
Pre-regulador de tensión.....	05-31

### Audio

Altavoz satélite.....	10-41
Amplificador Hi-Fi para auriculares (085).....	07-98
Amplificador de potencia con MOSFET (034).....	07-49
Amplificador para autorradio.....	12-48
Circuito de protección de altavoces.....	09-10
Diseño de amplificador de bajo ruido (067).....	07-83
Diseño de cajas cerradas.....	11-31
Ecuador de transferencia de señales audio (105).....	07-115
En antena (035).....	07-50
Filtro activo con desfase nulo.....	10-46
Filtro activo para DX.....	06-48
Generador de salvas.....	02-56
Megáfono.....	10-12
Mezclador de audio (015).....	07-26
Mezclador panorámico.....	06-27

Mezclador portátil (1).....	11-17
Mezclador portátil (2).....	12-13
Mini-amplificador (027).....	07-43
PL 301.....	01-24
Protección de altavoces (018).....	07-31
Preamplificador micrófono con conmutador silenciador (004).....	07-16
Preamplificador microfónico.....	01-41
Téster de audio (065).....	07-81
Vobulador de audio.....	03-41
Vúmetro para discoteca (091).....	07-103

### Automóvil

Alarma anti-robo para coche.....	11-44
Alarma automática para coche (060).....	07-77
Ayuda para aparcamiento (061).....	07-77
Automonitor.....	02-41
Cargador de baterías con fuente de 12 V (013).....	07-24
Encendido electrónico.....	05-41
La electrónica en el automóvil.....	05-16
Monitor para luces de freno (054).....	07-72

### Divulgación

¿Sabe qué es un PAL?.....	02-17
Amplificadores operacionales (1): el 741.....	03-56
Amplificadores operacionales (2) precauciones de manejo.....	04-56
Cables ópticos submarinos.....	12-22
Características AC de los amplificadores operacionales (3).....	05-56
Chip Select (SL486).....	02-12
Chip Select MC 68705.....	03-12
Combinando circuitos digitales (082).....	07-94
Conversión A/D y D/A.....	01-47
Diseño de amplificador de bajo ruido (067).....	07-83
Diseño de amplificadores con operacionales -4.....	06-54
Diseño de cajas cerradas.....	11-31
Estabilizadores de alta eficiencia.....	11-34
Fibras ópticas.....	11-12
Filtros activos (1).....	09-55
Filtros activos (2).....	10-58
Diseño de filtros activos (3).....	11-58
Fotografía y electrónica.....	06-21
Limpieza de cabezas de video.....	11-49
Los CMS.....	04-13
Recepción de TV vía satélite.....	10-16
Osciladores digitales.....	03-51
Recepción de TV vía satélite.....	10-16
Recepción de TV vía satélite (2).....	12-26
Secuencia de alimentación para operacionales (048).....	07-60
Video 8 mm.....	09-17



## Fotografía y vídeo

Amplificador de vídeo (003).....	07-15
Amplificador para televisor B/N (058).....	07-76
Distribuidor de vídeo de banda ancha (079).....	07-92
Fotografía y electrónica.....	06-21
Inversor de sincronismos para el QL (068).....	07-83
Limpieza de cabezas de vídeo.....	11-49
Modulador UHF-VHF.....	01-21
Recepción de TV vía satélite (2).....	12-26
Selector de vídeo (071).....	07-85
Separador de sincronismos (026).....	07-43
Tarjeta gráfica de alta resolución -1.....	02-25
Tarjeta gráfica de alta resolución -2.....	03-22
Tarjeta gráfica de alta resolución -3.....	04-31
Tarjeta gráfica de alta resolución -4.....	05-32
Tarjeta gráfica de alta resolución -5.....	06-29
Tarjeta gráfica de alta resolución -6.....	09-29
Tarjeta gráfica de alta resolución -7.....	10-34
Temporizador tomavistas (075).....	07-88
Vídeo 8 mm.....	09-17

## Generadores

Generador de frecuencias patrón.....	04-41
Generador de salvas.....	02-56
Generador de señal cuadrada (041).....	07-54
Generador de ruido (053).....	07-72
Generador de velocidad de transmisión programable (096).....	07-108
Oscilador doble (052).....	07-71
Recinto isotérmico para oscilador.....	11-41
Reloj de dos frecuencias (081).....	07-94
Verificador de cuarzos (087).....	07-99

## Hogar y montajes domésticos

Abrete Sésamo (089).....	07-100
Alarma para el congelador (064).....	07-80
Atenuador de luces de cuatro posiciones (039).....	07-53
Barrera I.R. (077).....	07-89
Cargador de baterías de plomo (049).....	07-61
Central telefónica doméstica.....	10-20
Clepsidra.....	01-52
Control de la caldera de calefacción central (090).....	07-102
Detector de cables (047).....	07-60
Detector de conductos metálicos (011).....	07-23
Detector de humo y gas (078).....	07-91
Doble regulador luminoso (036).....	07-50
Estrella navideña.....	12-19
Jumbo, reloj gigante.....	09-41
Indicador de humedad (093).....	07-106
Indicador de tendencia (033).....	07-48

Intermitencia fotosensible (030).....	07-45
Interrupción por infrarrojos.....	11-27
Luz automática para el baño.....	02-51
Luz de porche para ahorrar energía.....	04-12
Perro electrónico (007).....	07-19
Protección para taladro (092).....	07-106
Pulsadores múltiples en paralelo (038).....	07-53
Termorregulador con conmutador de cruce por cero (101).....	07-112
Timbre doble (051).....	07-71

## Instrumentación

Amplificador de instrumentación (107).....	07-116
Anemómetro portátil.....	03-28
Apagado automático (046).....	07-59
Automonitor.....	02-41
Comprobador de amplificadores operacionales (070).....	07-84
Conmutador electrónico de aparatos de medida (102).....	07-113
Frecuencímetro a $\mu P$ , revisión.....	09-64
Generador de frecuencias patrón.....	04-41
Indicador de tendencia (033).....	07-48
Interface A/D.....	02-58
Mediciones con un microordenador (099).....	07-111
Monitor de tensión de red (050).....	07-62
Monitor para radiadores (031).....	07-46
Pantógrafo electrónico.....	04-28
Recinto isotérmico para oscilador.....	11-41
Sencillo medidor de campo (020).....	07-33
Sensor de temperatura (012).....	07-23
Sonda lógica para microprocesadores (095).....	07-107
Téster de audio (065).....	07-81
Vobulador de audio.....	03-41
Voltímetro de medida directa para $\mu P$ (055).....	07-73

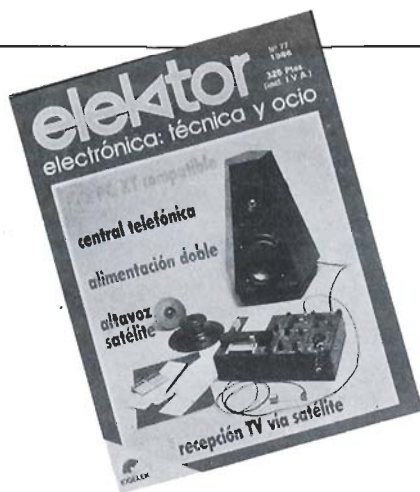
## Juegos

Display gigante (025).....	07-37
El primer cu-cú de la primavera.....	04-25
Entrenador de Morse con el Junior Computer (043).....	07-57
Flipper.....	05-51
Interface E/S de 8 bits.....	05-46
Interface para joystick digital (086).....	07-98
Luces deslizantes miniatura (009).....	07-21
Panel de control para trenes miniatura (032).....	07-47
Sencillo tragaperras.....	04-54
Vúmetro para discoteca (091).....	07-103

## Micros

Bucle de corriente para modem (069).....	07-84
Buffer inteligente para impresora (1).....	12-41





Bus universal de entradas/salidas.....	02-31
Centrado de discos flexibles (098).....	07-110
Clepsidra.....	01-52
Comparador binario simplificado (073).....	07-87
Cuantificador musical.....	09-23
Doble teclado para Apple II (062).....	07-78
El ojo de cristal.....	02-48
Entrenador de Morse con el Junior Computer (043).....	07-57
Excitador y receptor de línea serie (010).....	07-22
Extensión de RAM para el QL (042).....	07-56
Extensiones MSX -1.....	06-13
Extensiones MSX -2.....	09-48
Generador de velocidad de transmisión programable (096).....	07-108
IBM PC y 2.....	01-13
IBM PC/XT, construcción.....	10-50
Interface A/D.....	02-58
Interface C64/C128.....	11-53
Interface E/S de 8 bits.....	05-46
Interface para joystick digital (086).....	07-98
Interface RS-232 con niveles TTL (084).....	07-96
Interface RS-232C.....	06-41
Inversor de sincronismos para el QL (068).....	07-83
Inversor de video para ZX81 (040).....	07-54
Mediciones con un microordenador (099).....	07-111
Reloj de dos frecuencias (081).....	07-94
Sonda lógica para microprocesadores (095).....	07-107
Tarjeta gráfica de alta resolución (1).....	02-25
Tarjeta gráfica de alta resolución (2).....	03-22
Tarjeta gráfica de alta resolución (3).....	04-31
Tarjeta gráfica de alta resolución (4).....	05-32
Tarjeta gráfica de alta resolución (5).....	06-29
Tarjeta gráfica de alta resolución (6).....	09-29
Tarjeta gráfica de alta resolución (7).....	10-34
Teclado hexadecimal (023).....	07-35
Trazador para 6502 (022).....	07-34
Voltímetro de medida directa para $\mu P$ (055).....	07-73

## Modelismo

Cargador de baterías con fuente de 12 V (013).....	07-24
Doblador de tensión.....	12-59
Estabilizador de tensión para maquetas.....	02-50
Indicador de la carga de baterías para aeromodelismo (076).....	07-89
Modulador de bujías.....	01-44
Monitor para aeromodelismo (045).....	07-58
Panel de control para trenes miniatura (032).....	07-47

## Música

Cuantificador musical.....	09-23
Diente de sierra melódico (016).....	07-30
El primer cu-cú de la primavera.....	04-25
Lesley.....	02-52

Pedal de control (083).....	07-95
Sintetizador electroneumático (063).....	07-79
Wah-wah para guitarra (024).....	07-36

## Radiofrecuencia

Antena activa con CMS.....	10-56
Conmutador de antena con diodos PIN (106).....	07-115
Convertidor VLF (044).....	07-58
Entrenador de Morse con el Junior Computer (043).....	07-57
Filtro TTY/CW (074).....	07-88
Filtro activo para DX.....	06-48
Identificador de emisión/recepción (088).....	07-100
Indicador de sintonía RTTY (094).....	07-107
Placa de experimentación RF.....	12-20
Receptor de señales marítimas (080).....	07-93
Receptor de TV vía satélite (2).....	12-26
Receptor NAVTEX (097).....	07-109
Sencillo medidor de campo (020).....	07-33

## Varios

Apagado automático (046).....	07-59
Conmutador electrónico de aparatos de medida (102).....	07-113
Detector de metales universales (072).....	07-86
Detector de paso por cero (066).....	07-82
Detector electrónico de monedas (037).....	07-52
Fotoacoplador rápido (057).....	07-75
Iluminador (1).....	04-46
Iluminador (2).....	05-24
Jumbo, reloj gigante.....	09-41
Led indicador de dirección (056).....	07-75
Monitor para radiadores (031).....	07-46
Multiled de bajo consumo (103).....	07-113
Optoacoplador rápido (019).....	07-32
Prolongador de tiempo (059).....	07-76
Rectificador activo sin diodos (021).....	07-33
Relé de estado sólido.....	03-48
Sensor de red (100).....	07-112
Sumario año 1985.....	01-62

## Duende

Diseño de filtros activos (N.º 78).....	12-52
Encendido electrónico de estado sólido (N.º).....	06-66
Etapas de entrada de 1,2 GHz (N.º 61).....	06-66
Flipper (N.º 72).....	06-66
Generador de efectos especiales (N.º 66).....	06-66
Interface E/S de 8 bits (N.º 72).....	06-66
Lesley (N.º 69).....	06-66
Modulador de bujías (N.º 68).....	06-66