

# elektor

N.º 146-147  
1992

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

electrónica: técnica y ocio

**Sistema de desarrollo  
para microprocesadores**

**Altimetro  
digital**

**Controlador de luces  
de automóvil**

10.00000000

FUNCTION  
DISPL  
CAL HOLD  
FREQ A  
PERIOD A  
RPM A  
TI A-B  
TOTAL A  
SPECIAL FUNCTION  
FREQ C  
CHECK

RESOLUTION  
MODE  
PARAM  
GATE  
HOLD  
TIME  
OFF

**Diseño de  
circuitos  
atenuadores (y II)**

**Mezcladores  
de audio**

**Relé de  
estado sólido**



UNIVERSAL COUNTER  
TCE 6725

# S

# UMARIO

## ARTICULOS

- Controlador de luz MIDI** ..... 07-14  
La técnica Midi al servicio de la luminotecnia.
- Relé de estado sólido** ..... 07-20  
Un interruptor de la tensión de red a base de semiconductores.
- Diseño de circuitos atenuadores (y II)** ..... 07-24  
Fin de la miniserie dedicada a este tema.
- Amplificador híbrido de válvulas y transistores ..** 07-30  
Un amplificador que combina las ventajas de ambos tipos de componentes.
- Altimetro digital** ..... 07-34  
Un útil instrumento para conocer la altura a la que nos encontramos.
- Sencillo generador de datos de 32 bits** ..... 07-40  
Sencillo equipo de prueba para ordenadores.
- Comprobador de transistores sobre circuitos** ..... 07-42  
Para no tener que levantar innecesariamente los transistores.
- Doblador de tensión de 40 W** ..... 07-44  
Aprovechemos mejor la tensión de la batería del automóvil.
- Selector de leds por relé de un solo contacto** .... 07-46  
Un sencillo pero eficaz método de selección para paneles de control.
- Bobinas sin pérdidas para filtros LC** ..... 07-48  
Conozcamos las ventajas de los amplificadores operacionales para el diseño de filtros.
- Diferenciador de valor absoluto** ..... 07-52  
Un sencillo circuito que permite conocer el valor absoluto de la diferencia entre dos tensiones.
- El magnetrón** ..... 07-54  
Una descripción de este eficaz dispositivo electrónico.
- Prolongador de la vida de las pilas** ..... 07-60  
Aprovechemos mejor nuestras pilas y baterías.
- Mezcladores de audio** ..... 07-62  
Para conocer mejor estos sofisticados equipos.
- Oscilador digital de alta frecuencia** ..... 07-79  
Un sencillo circuito que aprovecha las ventajas de la técnica digital para lograr elevadas frecuencias.
- Controlador para luces de automóvil** ..... 07-80  
Un detector automático de los cambios fuertes de la luz del día que puede controlar los faros del automóvil.
- Polarización óptica para amplificadores de audio** .... 07-86  
Un original sistema de polarización con ciertas ventajas sobre el tradicional.
- Sistema de desarrollo para microprocesadores (I) ...** 07-92  
Económico sistema de desarrollo con muchas posibilidades prácticas.
- El transformador " Balun "** ..... 07-100  
Para adaptar impedancias en RF.
- Control de velocidad de trenes miniatura**..... 07-104  
Un nuevo circuito de control que interesará, sin duda, a los aficionados a los trenes miniatura.
- Generador de tonos programable** ..... 07-112  
Sencillo generador de tonos de audio de fácil programación.
- Pedal para guitarra eléctrica** ..... 07-114  
Sencillo circuito que permite variar el volumen de la guitarra.
- Fuente conmutada para laboratorio** ..... 07-120  
Un equipo imprescindible para nuestro laboratorio.

## SECCIONES

Teletipo .....	07- 08
Las placas de circuito impreso .....	07- 69
Mercado .....	07-130
Libros .....	07-138
Anuncios breves .....	07-140

### En nuestro próximo número:

- Sistema de desarrollo para microprocesadores (y II)
- Los paneles LCD
- Comprobador de cables
- Termostato electrónico
- Amplificadores para microfono

AÑO 12, Núm. 146-147 JULIO-AGOSTO 1992

**Edita:**

F &amp; G EDITORES, S. A.

**Director:**

JULIO GOÑI

**Director de Producción:**

JULIO RODRIGUEZ

**Ayudante de Producción:**

CRISTINA MELGOSA

**Director Ejecutivo:**

RUFINO GONZALEZ GONZALEZ

**Cuerpo de redacción:**VIDELEC, S. L.  
Riaño 3, 3º B**Colaboradores:**JOSE M. VILLOCH  
FERNANDO ACERO MARTIN  
LH SERVICIOS INFORMATICOS  
DAVID LOPEZ APARICIO  
ELECTRONICS WORLD  
RADIO ELECTRONICS  
LEONARDO MARTIN ANGULO  
JESUS C. GARCIA PRECIADO  
GUILLERMO SANCHEZ CARRASCO**Diseño gráfico:**

J.G. PALMA

**Redacción, Administración y Suscripciones:**PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR. 2. 1.º-A.  
28016 MADRID. Teléf: 457 94 24  
Fax: 458 18 76**Suscripciones y pedidos:**APARTADO 61294  
MADRID  
Teléf.: 457 94 24**Distribución España:**COEDIS, S. A.  
Ctra. N. II Km. 602,5  
08750 MOLINS DE REI (BARCELONA)**Distribución en Argentina capital**

Ayerbe, Interior: DGP

**Distribución en Chile :**Alfa Ltda.  
Editor para Chile:  
PYESA, Doctoir Barros Borgoño, 123  
Santiago de Chile.**Importador exclusivo Cono Sur:**CEDE, S.A.  
(Compañía española de ediciones, S.A.)  
Cerrito 520  
BUENOS AIRES ARGENTINA**Maquetación y filmación:**VIDELEC S.L.  
Riaño, 3, 3ºB**Impresión:**Gratipren, S A:  
C/ Los Naranjos, 3. S. Sebastián de los Reyes (Madrid)  
Depósito legal: GU.3-1980  
ISSN 0211 -397X  
Impreso en España  
PRINTED IN SPAIN*Estimado lector:*

**E**ste año, al igual que los anteriores, y tal como viene siendo tradicional a la llegada del verano, hemos preparado nuevamente el número doble de la revista ELEKTOR que se encuentra en sus manos.

Lógicamente el contenido de este ejemplar es muy variado con temas para todos los gustos, incluyendo diseños más o menos complejos y diversos temas de actualidad. Así, ofrecemos algunos montajes de cierta complejidad para aquellos lectores con mayores conocimientos y experiencia, tales como la Fuente de alimentación conmutada o el Controlador de luz Midi, otros de tipo medio entre los que podríamos incluir el Pedal para guitarra eléctrica o el Controlador de velocidad para trenes miniatura y otros muy simples como pueden ser el Relé de estado solido o el Selector de leds por relé de un solo contacto.

Entre los artículos que versan sobre avances técnicos o temas generales en electrónica podríamos destacar el destinado a describir un curioso método de polarización óptica para amplificadores de audio o el que explica como conseguir bobinas sin pérdidas para filtros, o bien el artículo dedicado a describir el diseño y funcionamiento de los transformadores del tipo "Balun".

En resumen, se trata de una edición realmente especial pensada para todos, la cual podremos leer sin problemas aunque nos encontremos en nuestro lugar favorito de vacaciones estivales.

¡Felices vacaciones y hasta septiembre!


**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, trasladarlo 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=1990.F&G EDITORES,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.

**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.

**AVISO A NUESTROS LECTORES**

El horario de nuestro consultorio telefónico, para aclarar cualquier duda es de 16 a 18 horas todos los lunes.  
Teléfono 747 62 72.

**LISTA DE PRECIOS DE N.º ATRASADOS**

Ejemplar sencillo	550 ptas.
Ejemplar doble	900 ptas.

**SUSCRIPCIONES**

España	6.400 ptas.
España certificada	7.900 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla	
Ejemplar sencillo	520 ptas.
Ejemplar doble	850 ptas.

## circuítos impresos

<b>E4/5 JULIO/AGOSTO 1980</b>		
Frecuencímetro para sintetizadores ...*79114	800	
<b>E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980</b>		
Junior Computer:		
Circuito principal .....*80089-1	6.000	
Fuente de alimentación .....*80089-3	1.264	
Quinielista electrónico .....*79053	1.100	
Sistema centralizado de alarma:		
Estación principal .....*9950-1	1.000	
Estación subordinada .....*9950-2	1.000	
Termómetro digital .....*80045	1.500	
<b>E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980</b>		
Amplificador telefónico:		
Circuito captador .....*9987-1	800	
Circuito principal .....*9987-1	850	
Golf de bolsillo .....*9988	1.000	
<b>E8: ENERO 1981</b>		
Juego del Tula .....*79007	650	
<b>E9: FEBRERO 1981</b>		
Tarjeta de memoria RAM y EPROM...*80120	6.230	
Medidor consumo carburante Módulo 1.....*81035-1	675	
Medidor consumo carburante Módulo 2.....*81035-2	650	
Medidor consumo carburante Módulo 3.....*81035-3	650	
Med. cons. carb. Display/Placa Pral. ....*810354	1.000	
<b>E10: MARZO 1981</b>		
Top Amp.....*80023	500	
Top Reamp.....*80031	1.200	
<b>E11: ABRIL 1981</b>		
El genio de la lata.....*81042	500	
Latómetro: Circuito principal.....*81043-1	550	
Latómetro: Display.....*81043-2	450	
Electro-multijuegos.....*81044	1.500	
Termómetro de baño.....*81047	1.100	
Gaita electrónica.....*81048	1.000	
Xilófono.....*81051	750	
<b>E12: MAYO 1981</b>		
Encendido electrónico.....*80084	2.000	
Anti- robo.....*80097	900	
Indicador de tensión de batería.....*80101	750	
Protección para la batería.....*80109	750	
Medidor de temperatura de aceite.....*80102	700	
<b>E13: JUNIO 1981</b>		
Sensor escaparaté.....*80515-1	1.100	
.....*80515-2	1.100	
<b>E14/15: JULIO/AGOSTO 1981</b>		
Termómetro lineal.....*80127	850	
Fte. alimentación 0-50V/0-2A.....*80516	1.050	
Sensor escaparaté/M1.....*80515-1	700	
Sensor escaparaté/M2.....*80515-2	1.100	
Micro-amplificador.....*80543	750	
Amplificador de potencia con V-FET...*80505	1.300	
<b>E16: SEPTIEMBRE 1981</b>		
Digiparad.....*79088	500	
Gate Dip.....*79514	800	
<b>E17: OCTUBRE 1981</b>		
Imitador electrónico.....*81112	1.000	
Interface para Junior Computer:		
Fuente alimentación.....*81033-2	1.000	
Tarjeta adaptación.....*81033-3	1.450	
<b>E18: NOVIEMBRE 1981</b>		
Analizador lógico.Circuito de entrada.....*81094-2	1.500	
Gong DOL.....*81135	850	
<b>E19: DICIEMBRE 1981</b>		
Criptófono.....*81142	1.300	
Timbre sensorial.....*81005	650	
<b>E20: ENERO 1982</b>		
Interfono.....*80069	1.400	
Paristor.....*81123	850	
<b>E21: FEBRERO 1982</b>		
Ampliación ordenador Juegos TV.....*81143	5.000	
Medidor de continuidad.....*81151	850	
Voltímetro + Frecuencímetro.....*81156	1.700	
<b>E23: ABRIL 1982</b>		
Extens. memor. Elektterminal.....*79038	2.100	

Oscilador senoidal.....*82006	1.050	
Lecturas de mapas por ordenador.....*81032	950	
Mini organo.....*82020	1.500	
Ionizador.....*9823	1.700	
<b>E24: MAYO 1982</b>		
Termostato para fotografía.....*82069	1.000	
8ucle de escucha: circuito emisor.....*82039-1	1.300	
8ucle de escucha: circuito receptor.....*82039-2	1.150	
Antena Omega:		
Alimentación.....*80076-1	1.300	
Amplificador.....*80076-2	1.100	
<b>E25: JUNIO 1982</b>		
Detector de humedad.....*81567	800	
Programad de procesos: Visualiza-		
dor.....*81101-1	1.500	
Programad de procesos: Alimenta-		
dor.....*81101-2	1.400	
Tarjeta de RAM dinamica.....*82017	4.000	
<b>E26/27: JULIO/AGOSTO 1982</b>		
Indicador de pico para altavoces.....*81515	750	
Generador de números aleatorios.....*81523	1.350	
8uffers entrada p/analizador lógico.....*81577	1.000	
Voltímetro digital universal.....*81575	1.900	
Sirena holofónica.....*81525	1.250	
Diapasón electrónico.....*81541	1.000	
<b>E28: SEPTIEMBRE 1982</b>		
Construya su propio DNR.....*82080	1.800	
Minitarjeta de EPROM.....*82093	800	
Cronoprocador universal:		
Display - Teclado.....*81170-2	1.900	
<b>E29: OCTUBRE 1982</b>		
Comprobador de RAMs 2114.....*82090	1.000	
Mini-téster.....*82092	950	
Frecuencímetro a cristal líquido.....*82026	950	
Anti-robo activo.....*82091	950	
<b>E30: NOVIEMBRE 1982</b>		
Eolición.....*82066	800	
Módulo capacímetro.....*82040	1.000	
Squelch automático.....*82077	1.000	
Artist adhesivo frontal.....*82014-F	1.000	
<b>E31: DICIEMBRE 1982</b>		
Intermitente electrónico.....*82038	1.000	
Sist telefonia int placa alimentación.....*82147-2	900	
Detector de gas.....*82146	1.200	
<b>E32: ENERO 1983</b>		
Cronoproc univ C Display/teclado.....*811702	1.500	
Foto Computer-Interface Teclado.....*82141-2	1.100	
Silbato ultrasónico.....*82133	750	
Antenas colectivas:		
Placa R F.....*82144-1	1.100	
Fuente alimentación.....*82144-2	1.100	
<b>E33: FEBRERO 1983</b>		
Foto Com 2-Temporizador programable.....*82142-3	950	
Convertidores para 8LU Convertor 8F.....*82161-1	950	
Convertidores para 8LU Convertor AF.....*82161-2	1.000	
Crescendo.....*82180	2.260	
<b>E34: MARZO 1983</b>		
El nuevo sintetizador de Elektor.....*82027	2.200	
Cancerbero.....*82172	1.100	
<b>E35: ABRIL 1983</b>		
Módulo combinado VCF/VCA.....*82031	1.800	
<b>E36: MAYO 1983</b>		
Mód LFO/NOISE/doble ADSR.....*82032	1.800	
Mód LFO/NOISE/doble ADSR LFO/NOISE.....*82033	1.700	
Preludio:		
Alimentación.....*83022-8	1.830	
Placa de conexión.....*83022-9	2.925	
Amplificador para cascos.....*83022-7	1.550	
<b>E37: JUNIO 1983</b>		
Curtis/Alimentación.....*82078	2.050	
Regulador para faros.....*83028	750	
Preludio:		
Amplificador lineal.....*83022-6	2.500	
Protector de fusibles.....*83010	750	
Nuevo sintetizador:		
Alimentación.....*82078	2.500	
Regulador para faros.....*83028	1.000	

<b>E38/39: JULIO/AGOSTO 1983</b>		
Generador de efectos sonoros.....*82543	1.150	
Flash-esclavo.....*82549	575	
Juegos TV en EPROM Bus.....*82558-1	1.300	
Juegos TV en EPROM Tarjeta		
EPROM.....*82558-2	700	
Super fuente de 5V.....*82570	800	
<b>E40: SEPTIEMBRE 1983</b>		
Preludio:		
Corrector de tonos.....*83022-5	1.875	
Semáforo de audio.....*83022-10	1.020	
Amplificador para guitarra.....*82167	1.000	
<b>E41: OCTUBRE 1983</b>		
Semáforo:		
Emisor.....*83069-1	1.400	
Receptor.....*83069-2	1.350	
Reloj programable Carátula.....*83041-F	4.500	
Preamplificador MC/MM: Placa MC.....*83022-2	2.300	
<b>E42 NOVIEMBRE 1983</b>		
Interludio.....*83022-4	1.900	
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada.....*82107	2.300	
Desplazador de sintonía.....*82108	1.500	
Supresor rebotes.....*82106	1.200	
Vatímetro.....*83052	1.300	
Teclado ASCII.....*83058	8.300	
<b>E43: DICIEMBRE 1983</b>		
Carátula adhesiva.....*83051-F	1.820	
Iluminación tren eléctrico.....*82157	1.700	
Personal FM.....*83087	800	
Iluminación para tren eléctrico.....*82157	1.900	
Maestro:		
Transmisor.....*83051-1	1.000	
Frontal adhesivo.....*83051-F	1.820	
<b>E44: ENERO 1984</b>		
Búfer Preludio.....*83562	950	
Maestro: Receptor.....*83051-2	6.400	
Adaptador de red.....*83098	750	
<b>E45: FEBRERO 1984</b>		
Poli-bus.....*82110	1.350	
Elektómetro.....*83067	1.300	
Decodificador RTTY.....*83044	1.300	
Detector de heladas.....*83123	700	
<b>E46: MARZO 1984</b>		
Pseudo estéreo.....*83114	950	
Fonóforo a flash.....*83104	950	
<b>E47: ABRIL 1984</b>		
Sintetizador polifónico unid.salida.....*82111	2.650	
Sintetizador polifónico convert. D/A.....*82112	1.300	
<b>E48: MAYO 1984</b>		
Crono-Maestro:		
Circuito de medida.....*84005-1	1.700	
Visualización.....*84005-2	1.650	
Audioscopio espectral:		
Filtros.....*83071-1	1.600	
Control.....*83071-2	1.500	
Receptor para banda marítima.....*830242	2.135	
<b>E49: JUNIO 1984</b>		
Desfasador de audio:		
Módulo de retardo.....*83120-1	1.900	
Oscilador y control.....*83120-2	1.300	
Veleta electrónica.....*84001	2.400	
Capacimetro:		
Tarjeta de medida.....*84012-1	1.960	
Tarjeta de memoria universal.....*83014	3.800	
<b>E50/51 JULIO/AGOSTO 1984</b>		
Señalizaciones inter. en carretera.....*83503	895	
Amplificador PDM para automóvil.....*83584	1.200	
Termómetro p/disparadores de calor.....*83410	1.335	
Preludio Búfer.....*83562	1.100	
Indicador térmico para radiadores.....*83563	770	
Fuente de luz constante.....*83553	1.050	
Convertidor D/A sin pretensiones.....*83558	915	
Generador de miras B/N con integrado.....*83551	750	
<b>E52: SEPTIEMBRE 1984</b>		
Elaborinto:		
Placa principal.....*84023-1	1.850	
Placa de control.....*84023-2	1.630	
Generador de impulsos:		

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

# EPS

Placa frontal.....	*84037-1	2.600
Placa doble cara.....	*84037-2	3.250
Carátula adhesiva.....	*84037-F	2.000
<b>E53: OCTUBRE 1984</b>		
Analizador tiempo real:		
Circuito entrada y alimentación .....	*84024-2	1.800
<b>E54 NOVIEMBRE 1984</b>		
Interface p/máquinas escribir. eloct .....	*84055	
Analizador tiempo real:		
Placa de visualización .....	*84024-3	5.750
Placa de base .....	*84024-4	8.500
<b>E55: DICIEMBRE 1984</b>		
Analizador en tiempo real:		
Carátula adhesiva frontal.....	84024-F	2.760
Supervisualizador de video .....	84024-6	2.825
Analizador tiempo real:		
Generador ruido rosa .....	*84024-5	2.000
<b>E56 ENERO 1985</b>		
Fuente de alimentación conmutada.....	84049	1.425
Amplificadores p/ZX-81 y Spectrum.....	*84054	1.300
<b>E57 FEBRERO 1985</b>		
Sonda batimétrica:		
Placa principal .....	*84062	2.305
Convertidor RS 232 - Centro N/CS .....	*84078	3.500
<b>E58 MARZO 1985</b>		
Preamplificador dinámico .....	*84089	1.080
Tacómetro digital .....	84079-1	1.265
Tacómetro digital .....	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas .....	*84095	2.410
<b>E59 ABRIL 1985</b>		
Falsa alarma .....	*84088	1.150
Generador de funciones:		
Adaptador SCART .....	*84072	1.350
Controlador de mini-car. ....	*84130	1.520
Harpagón Versión 1 .....	*84073	960
Harpagón. Versión 2 .....	*84083	890
Mini-impresora .....	*84106	2.775
<b>E60 MAYO 1985</b>		
Filtro activo .....	84071	2.235
Fláshmetro .....	84081	1.620
Termostato regulador para soldador .....	*84112	1.000
Frecuencímetro a $\mu$ P:		
Circuito principal .....	*85013	4.800
Visualizador .....	*85014	975
Oscilador .....	*85015	925
Panel frontal .....	*84097-F	4.400
Limpificador impulsos casete p/ZX 81 .....	*84075	1.680
<b>E61 JUNIO 1985</b>		
Autodim .....	*84096	1.100
Alimentación alterna.....	*84035	1.180
Ltapa de entrada a 1,2 GHz .....	*85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W .....	*85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP .....	*84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa potenc. ....	*84115-2	2.600
Selector de Eproms .....	*85007	1.600
<b>E62/63 JULIO/AGOSTO 1985</b>		
Protector de alimentación .....	84408	920
Frecuencímetro .....	84462	2.055
Alimentación para microordenador .....	84477	2.230
Alarma para frigorífico .....	*84437	1.050
Convertidor VHF/AIR .....	*84438	1.470
Analizador línea RS-232 .....	84452	1.370
Timbre musical.....	84457	1.135
<b>E64: SEPTIEMBRE 1985</b>	85470-2	2.450
Modulador UHF .....	*84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC 20 .....	85010	1.125
Contador Universal .....	*85019	1.260
Telefase .....	84100	950
<b>E65 OCTUBRE 1985</b>		
Metronomo electrónico:		
Placa Principal .....	83107-1	1.355
Alimentación .....	83107-2	765
Interruptor crepuscular .....	85021	1.050
Radio solar .....	85042	1.120
Medidor RLC .....	*84102	3.125
<b>E66: NOVIEMBRE 1985</b>		
Medidor RLC .....	*84102	2.825
Temporizador Universal .....	*84107	1.150
Plóter gráfico X-Y .....	*85020	5.350
Cuentarrevoluciones .....	*85043	2.645
Detector de infrarrojos.....	*85064	3.120
<b>E67: DICIEMBRE 1985</b>		
Subsonikator .....	*84109	1.185
Pseudo 2732 .....	85065	1.050

Indicador mantenimiento p/coche .....	*85072	3.300
<b>E68 ENERO 1986</b>		
Modulador UHF/VHF .....	*85002	835
Preamplificador microfónico.....	*85009	1.020
Modulador de bujías.....	*85053	1.160
<b>E69: FEBRERO 1986</b>		
Automonitor .....	85054	1.640
Lesley .....	85099	2.130
Generador de salvas .....	*85057	1.000
<b>E70: MARZO 1986</b>		
Relé de estado sólido.....	85081	805
Generador de frecuencias patrón .....	85092	1.495
Anemómetro portátil .....	85093	3.635
Vobulador de audio/p frontal .....	*85103-F	1.760
<b>E71: ABRIL 1986</b>		
Iluminador, C. Principal .....	85097-1	2.295
Iluminador control lámpara .....	85097-2	2.375
Central alarma interface .....	*85089-2	950
<b>E72 MAYO 1986</b>		
Interface E/S de 8 bits .....	85079	1.550
Flipper, circuito principal .....	85090-1	2.425
Flipper, visualizador .....	85090-2	1.740
Iluminador Alim y Filtros .....	*85097-3	1.720
<b>E73 JUNIO 1986</b>		
Tarjeta gráfica alta resolución .....	85080-1	5.710
Filtro activo para DX.....	86001	4.515
Interface RS 232 C.....	*85073	2.300
<b>E74/75 JULIO/AGOSTO 1986</b>		
Medidor de audio .....	85423	1.335
Amplif. HI-FI para auriculares .....	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías .....	85446	1.030
Sonda lógica para $\mu$ P .....	85447	935
Pream. microf. con silenciador:		
Versión simétrica .....	*85450-1	790
Versión asimétrica .....	85450-2	1.100
Mezclador de audio .....	85463	4.430
Trazador 6502 .....	85466	1.070
Vúmetro para disquete/CP .....	*85470-1	1.225
Vúmetro para disc/Visualizador .....		
Monitor maquetas trenes .....	85493	1.375
Barra infr. roja .....	*85449	1.420
<b>E76: SEPTIEMBRE 1986</b>		
Tarjeta color alta resolución .....	*85080-2	4.100
Jumbo, reloj gigante .....	85100	4.400
Circuito protección altavoces .....	85120	3.790
<b>E77: OCTUBRE 1986</b>		
Megáfono .....	*86004	1.150
Altavoz satélite .....	*86016	1.085
Alimentación doble/PF .....	*86018-F	1.605
Alimentación doble:		
Pre regulador.....	*86018-2	1.127
<b>E78: NOVIEMBRE 1986</b>		
Mezclador portátil/alimentación .....	86012-4	2.210
Interface C64/C128 .....	86035	1.320
Mezclador portátil:		
Frontal MIC line .....	*86012-1F	1.200
Módulo Estéreo .....	*86012-2B	1.900
Frontal módulo estéreo.....	*86012-2F	1.300
Frontal Alimentación.....	*86012-4F	2.300
<b>397: DICIEMBRE 1986</b>		
Placa de experimentación RF .....	*85000	595
Amplificador para autorradio .....	*85102	1.530
Doblador de tensión .....	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida 1b .....	86012-3B	1.765
<b>E81 FEBRERO 1987</b>		
Accesorios amplificador 1.000 W .....	*86067	4.210
Microprocesador placa PIA .....	86100	1.070
<b>E82: MARZO 1987</b>		
Pluviómetro .....	86068	1.345
<b>E83- ABRIL 1987</b>		
Medidor de impedancias .....	86041	2.525
Medidas de impedancias/Frontal .....	86041-F	2.330
Convertidor D/A para bus E/S.....	86312	1.355
TV satélite:		
Módulo audio/video .....	*86082-2	3.800
Frontal .....	*86082-F	1.500
<b>E84: MAYO 1987</b>		
TV sat., accesorios.....	86082-3	2.585
Medidor valor eficaz real .....	*86120	3.345
Medidor valor eficaz real/Frontal.....	86120-F	2.375
<b>E85: JUNIO 1987</b>		
Circuito de reverberación.....	*8701-5-E	480
Amplificador de cascos .....	86086	1.505

Convertidor remoto/C.P. ....	86090-1	2.975
<b>E86/87 JULIO/AGOSTO 1987</b>		
Control motor paso a paso .....	86451	960
RAM extra de 16K (junto con la EPS 86454) .....	*86452	685
Convertidor RMS ca/cc .....	86462	635
<b>E88: SEPTIEMBRE 1987</b>		
Generador ruido VHF/UHF .....	*86081	565
Capacimetro de bolsillo.....	86042	1.375
Estudio de audio portátil.....	86047	7.860
<b>E89: OCTUBRE 1987</b>		
Módulo de memorización para os- copio .....	*86135	1.787
Ecuálizador para guitarra .....	86051	1.980
Vúmetro estéreo.....	*87022	600
<b>E90: NOVIEMBRE 1987</b>		
Gerador senoidal digitalizado/CP.....	87001	2.805
Gerador senoidal digitalizado/PF .....	87001-F	2.040
Preamplificador de válvulas:		
Alimentación control da reles .....	*87006-2	3.800
Telemando:		
Emisor .....	*86115-1	1.200
Receptor .....	*86115-2	1.350
<b>E92 ENERO 1988</b>		
16K RAM CMOS para C64 .....	87082	1.090
Filtros de Linkwitz.....	*84071	2.300
<b>E93 FEBRERO 1988</b>		
Telecanguro .....	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits .....	87160	2.420
<b>E94: MARZO 1988</b>		
Interface para facsimil .....	87038	2.715
Bifase, efectos sonoros.....	*87026	3.785
<b>E95: ABRIL 1988</b>		
Receptor para BLU en 20 y 80 m.....	87051	3.920
<b>E96: MAYO 1988</b>		
Autobomba.....	86085	2.676
Polímetro digital auto-rango .....	87099	1.755
<b>E97 JUNIO</b>		
Bus de expansión para MSX.....	86003	6.795
Cargador baterías aliment. p/bate- rias .....	87076	3.205
<b>E98/99: JULIO/AGOSTO 1988</b>		
Amplif. corrector tonos monochip.....	87405	1.225
Oscilador en puente de Wien va- riable .....	87441	570
Analizador del factor da trabajo .....	87448	1.560
Amplificador de auriculares .....	87512	2.375
<b>E100 SEPTIEMBRE 1988</b>		
Prempilif. alta calidad p/microfono .....	87058	915
Detector pasivo de infrarrojos .....	87067	1.210
Transmisor equilibrado p/línea BF .....	87197	2.780
<b>E102: NOVIEMBRE 1988</b>		
Generador de sonidos estéreo para $\mu$ P .....	87142	1.930
Generador de sonidos estéreo para ..	*87142	2.122
<b>E104: ENERO 1989</b>		
«Link» el preamplificador .....	880132-1	1.890
«Link» el preamplificador .....	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores .....	880039	5.875
Antena activa para O.C .....	*880043-1	2.000
.....	*880043-2	1.750
<b>E105: FEBRERO 1989</b>		
Receptor FM estéreo en CMS.....	87023	870
<b>E106: MARZO 1989</b>		
Fuente gobernada por $\mu$ C (placa de procesador) .....	880016-1	6.050
Fuente gobernada por $\mu$ C (placa de regulación) .....	880016-2	3.940
Fuente gobernada por $\mu$ C (placa de visualización) .....	880016-3	4.715
Fuente gobernada por $\mu$ C (panel fron- te) .....	880016-F	9.260
Preampilificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación) .....	880042	1.345
<b>E107: ABRIL 1989</b>		
Interruptor red controlado p/carga.....	86099	1.505
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adapta- ción) .....	880016-4	210

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

# EPS

## E108: MAYO 1989

LFA-150, amplificador de tensión	880092-1	2.300
LFA-150, amplificador de corriente	880092-2	2.095
Sintetizador radio controlado p/uP	880120-2/3	3.850

## E109: JUNIO 1989

Teclado MIDI portátil	880168	2.140
Reforzador de armónicos	880167	1.705
LFA-150 Etapa rápida de potencia (Alimentación auxiliar)	880092-4	1.960

## E110/111: JULIO/AGOSTO 1989

Adaptador universal CMS-DIL	884025	725
Tarjeta prototipo para µP	884013	2.865
Comprobador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 1 50W con 1 integro	884080	1.145

## E112: SEPTIEMBRE 1989

Interface fax para ATARI	880109	2.210
Control digital de trenes. Decodificador de locomotora	87291-1	1.325
Reforzador de armónicos	880167	1.705
Interruptor red controlado por carga	86099	1.505

## E113: OCTUBRE 1989

Convertidor VLF	880029	1.175
Regulador AF para tubos fluorescentes	880085	2.304
Medidor ultrasónico de distancias	880144	1.881
EPROM para juego opcional de caracteres (Controlador para pantallas LCD de alta resolución)	560 (2764)	

## E114: NOVIEMBRE 1989

Adaptador bi-rail (Tren digital -2)	87291-3	1.250
DMsor de señal para receptores de TV vía satélite	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa principal)	880178-1	2.478
Q4: unidad de control MIDI (Display/teclado)	8801782	1.821
Controlador pantallas LCD alta resolución	*880074	4.752

## E115: DICIEMBRE 1989

Regulador de velocidad para reproductores de CD	880165	3.196
---	--------	-------

## E117: FEBRERO 1990

Telemando vía red/emisor	TE049A	1.648
Telemando vía red/receptor	TE049B	1.705
Temporizador fotográfico	TE057/85	858

## E118: MARZO 1990

Intercomunicador para motoristas	058/86	633
Sonda lógica de tensión	048/86	523
Reactancia para fluorescente	047/86	518
Robot riegamantas	043/86	1.565
Regulador de luz por tacto	029/86	1.676

## E119: ABRIL 1990

Convertidor estético de tensión	TDE030/85	1.122
Fuente de alimentación universal	TDE 031/85	659
Termómetro para polímetro TOE	018/85	1.510

## E120: MAYO 1990

Generador de campo acústico	90V045	3.097
Frecuencímetro (doble cara)	90V044	3.339
Conmutador RS232	90V041	3.516

## E121: JUNIO 1990

Medidor de ionización	90V051	1.488
Silenciador de audio	90V054	1.568
Comprobador VCR	90V043	1.328
Analizador E/S:		
Tarjeta de doble cara	*90V052	6.050

## E122/123: JULIO/AGOSTO 1990

Analizador E/S:		
Circuito principal	*90V053	5.600

## Fuente alimentación universal de laboratorio:

2 placas	*90V061	5.300
Detector MORSE RTTY:		
Placa grande	*90V063	10.450
Placa pequeña	*90V064	2.400
Limitador de volumen	*90V062	2.910

## E124: SEPTIEMBRE 1990

Generador de impulsos:		
Conmutador Dip	90V081	950
Conmutadores Rotativos	90V082	1.275
Preamp para G Eléctrico:		
Tarjeta principal	90V083/3	4.250
Etapa reverberación	90V083/2	3.700
Placa conmutadores	90V083/1	2.068

## E126: NOVIEMBRE 1990

Disco estado sólido para PC	EPS90V091	12.870
-----------------------------	-----------	--------

## E127: DICIEMBRE 1990

Indicadores dígitales para el automóvil:		
Medidor combustible (doble cara)	90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara)	90V102	2.025
Medidor de vacío	90V104	950
Medidor tensión, temperatura V acéte.	90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara)	90V101 Incl. en rev	
Frecuencímetro digital con Z-80:		
Placa principal (doble cara)	90V117	6.500
Amplificador (doble cara)	90V116	2.500
Prescaler (doble cara)	90V115	1.800
Display	90V118	3.525
Manómetro digital:		
Manómetros	90V119	1.450
Filtro vocal efectos sonoros	90V120	1.600
Indicador 3 dígitos doble cara	90V101	2.025

## E129: FEBRERO 1991

Tarjeta de Memoria para Laser-Jet	90V125	3.773
Laser de bolsillo	90V12	6.850
Conmutador de vídeo y audio	90V123-1	915

## E130: MARZO 1991

Secráfono de bajo coste	91V01	1.979
Transmisión de audio por la red Receptor AM	91V013	1.120
Transmisión de audio por la red Receptor FM	91V014	1.120
Receptor de onda corta 91V015 1.050		
Amplificador de audio HI-FI Fuente 12V	91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI Amplificador audio	91V018	1.848

## E131: ABRIL 1991

Amplificador de audio (Fuente AC)	91V016	1.850
Monitor de la red eléctrica	91V012	1.525
Fuente Universal	91V024	825
Medidor de radiación	91V021-1	2.560

## E132: MAYO 1991

Repetidor control remoto	91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor)	91V023	1.900
Sistema de altavoces sin cable (receptor)	91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito principal (doble cara)	91V021-2	2.420

## E133: JUNIO 1991

Simulador Subwoofer	91V042	2.920
Peñalizador de las señales de vídeo	91V041	4.745
Generador de barrido de audio	91V043	4.411

## E134 135: JULIO-AGOSTO 1991

Selector automático de resistencias	91V054	1.707
-------------------------------------	--------	-------

Fuente solar (convertor)	91V53/2	1.005
Fuente solar (regulador)	91V053/3	860
Fuente solar de alimentación (oscilador)	91V053/1	1.615
Generador de barrido de audio (fuente de alimentación)	91V051	2.277
Reloj binario (doble cara)	91V052	4.255

## E136: SEPTIEMBRE 1991

Comprobador de memorias	1V063	2.697
Sistema de bloqueo de llamadas telefónicas	91V061	4.885
Generador sónico de alta intensidad	91V062	987

## E137: OCTUBRE 1991

Editor de vídeo doméstico	91V081	3.884
Convertidor de banca OL/OM	91V082	1.750
Brújula electrónica	91V083	1.352
Equipo de pruebas basado en PC	91V084	3.950

## E138: NOVIEMBRE 1991

Oscilador estándar de 10MHz	91V091	955
Repetidor doméstico de FM estéreo	91V092	1.050
Amplificador de audio L/OM estéreo de 20 W	91V093	1.175

## E139: DICIEMBRE 1991

Medidor de campos magnéticos	91V1091	2.750
Terminal/monitor RS-232	91V1092	2.618
Protector de altavoces	91V1093	1.243
Protector de altavoces	91V1094	1.124
Control de velocidad para trenes miniatura	91V1095	1.462

## E140 ENERO 1992

Codificador de llamadas para radioaficionado (codificador)	92V01	1.390
Codificador de llamadas para radioaficionado (decodificador)	92V02	3.063
Mezclador de efectos vocales	92V03	2.740
Analizador de averías para hornos microondas (circuito principal)	92V04	3.762
Analizador de averías para hornos microondas (circuito display)	92V05	2.635

## E141 FEBRERO 1992

Analizador lógico profesional de bajo coste (doble cara)	92V104	5.731
Multiplicador de canales para osciloscopio	92V103	2.195
Convertidor OC/OM	92V102	2.020
Sintetizador digital senooidal (doble cara)	92V101	3.660

## E142 MARZO 1992

Analizador de distorsión armónica	92V105	5.060
Fusible electrónico	92V106	2.387
Música en espera para teléfono doble cara	92V107	3.050

## E143 ABRIL 1992

Controlador de descarga de baterías	92V108	4.190
Alarma para local	92V109	2.140
Osciloscopio con monitor de vídeo	92V110	1.512

## E144 MAYO 1992

Interruptor de red programable (Base de tiempo)	92V201A	1.575
Interruptor de red programable (Contador decodificador)	92V201B	2.075
Interruptor de red programable (Alimentación)	92V201C	937
Hyper Clock	92V202	11.575

## E145 JUNIO 1992

Interface MIDI para PC	92V302	4.050
Amplificador de potencia para autorradio	92V301	9.460

## Este mes...

Elektor núm. 146/147. Julio-Agosto 1992

	Referencia	P.V.P.
Sistema de desarrollo para microprocesador/placa principal (doble cara)	EPS92V601A	5.768
Sistema de desarrollo para microprocesador display y teclado (doble cara)	EPS92V601B	4.718
Sistema de desarrollo para microprocesador tarjeta eprom (doble cara)	EPS92V601C	1.852
Altimetro digital (parte analógica)	EPS92V602A	2.276
Altimetro digital (parte digital)	EPS92V602B	2.276
Controlador de luz MIDI (doble cara)	EPS92V604	4.763
Control de velocidad para trenes (Tarjeta principal)	EPS92V603A	2.297
Controlador de velocidad para trenes (Alimentación)	EPS92V603B	2.297

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

## TEXAS INSTRUMENTS vuelve a los beneficios

La multinacional Texas Instruments ha vuelto a los beneficios en el primer trimestre de 1992 como resultado de las operaciones llevadas a cabo el pasado año para reducir costes. En los primeros tres meses del presente año la compañía ha obtenido unos beneficios netos de 40 millones de dólares. La facturación del primer trimestre del 1992 han sido de 1.694 millones de dólares, un 3% más que el primer trimestre del pasado año.

Los positivos resultados económicos afectan a todas las divisiones de Texas Instruments excepto al sector de Semiconductores. A pesar de todo, la División de Semiconductores ha superado las propias expectativas de la empresa, y se espera que este mercado crezca entorno al 8% en el presente ejercicio. La reducción de costes resultante de las operaciones iniciadas el pasado año han sido la causa mayor para que Texas Instruments haya vuelto a tener beneficios. Los resultados de este primer trimestre incluyen los ingresos por royalties de 95 millones de dólares. Jerry Junkins, director ejecutivo de Texas Instruments, afirma que gran parte del esfuerzo de la compañía a través de los años ha sido ser capaz de acoplarse a las innumerables reestructuraciones del mundo industrial y tecnológico en el que se desenvuelve. Unos cambios que van, en el sector de Semiconductores, del paso de unos productos estándar a otros productos diferenciados; del hardware al software, en lo que respecta a Tecnologías de la Información, y en la adaptación a las nuevas necesidades del mercado de defensa, cada vez más reducido y centrado en programas de desarrollo.

La reconversión a la que se ha visto obligada Texas Instruments no es, ni mucho menos, un fenómeno exclusivo, sino

que forma parte del continuo proceso de fluctuaciones económicas y políticas del mundo, y afecta a todas las compañías del sector y a su competitividad. Los cada vez mayores requisitos de las compañías en sus sistemas de dirección, y la necesidad de unos sistemas operativos capaces de adaptarse al mercado, crean una oportunidad inmejorable para los productos de software que ofrece Texas Instruments.

### IEF, producto líder del mercado

Innumerables compañías están utilizando herramientas de desarrollo de software de Texas Instruments, Information Engineering Facility, IEF, -comercializado en España por JMA, filial de Texas Instruments-. Con este producto la compañía norteamericana se ha situado como líder del mercado CASE, utilizado por los analistas de negocios y los ingenieros de software para automatizar el desarrollo y la generación de aplicaciones software. Tan solo en 1991 Texas Instruments ha distribuido su producto IEF a más de 500 clientes en todo el mundo.

Es, en opinión de Jerry Junkins, "Texas Instruments pasa por el mejor momento de su historia en cuanto a su posicionamiento en nuevos mercados y excelente relación con sus clientes. Los cambios emprendidos, tanto estratégicos como operacionales, nos hacen más competitivos en todos los sectores en que trabajamos. Nuestro objetivo es continuar mejorando, a la vez que mantenernos como una gran compañía consolidada". No obstante, añade, "nuestras expectativas para 1992 son las de mantener un crecimiento moderado, de acorde con la economía mundial y sus fluctuaciones".

### NEURON CHIP

El NEURON CHIP de ECHELON es un procesador de control y comunicaciones que proporciona al diseñador una

útil herramienta para acelerar el desarrollo de un producto para aplicaciones de control y sensor distribuido. Servicios de todas las capas de modelo de red OSI están incluidas en el firmware basado en protocolo LONTALK. En suma, las funciones comunes de entrada y salida pueden ser llamadas como rutinas firmware estándar.

El modelo NEURON 3150™ direcciona memoria externa mientras que el NEURON 3120™ incluye 10 Kbytes ROM que contienen el firmware protocolo LONTALK.

Entre sus características destacan:

- Tres CPUs que funcionan con 8 bits en pipeline con reloj de entrada desde 625 KHz a 10 MHz.
- Dispone de 11 pines programables, pull-ups, I/O con 20 mA de corriente sink.
- Dos contadores de 16 bits.
- Cinco pines de comunicaciones para velocidades entre, 9 Kbit a 1,25 mbit/s, 35 mA de corriente drive y opción de colisión.
- RAM estática.
- EEPROM.
- Interface para memoria externa.
- ROM firmware LONTALK.
- Modo "sleep" para reducir el consumo.
- 48 bit-ID en cada dispositivo.

### CIOCE anuncia la versión MICROCHANN

De la serie de productos de conectividad UNIX CLEO 3270 LINKix.

CIOCE, distribuidor en exclusiva para España de Cleo Communications, anuncia que los productos de conectividad UNIX a IBM de dicha marca de la serie LINKix están disponibles para plataformas con bus MicroChannel, usado en sistemas tales como IBM PS/2, Apricot y NCR.

Hay dos versiones del producto 3270 LINKix disponibles:

**3270 Remota:** un emulador de controlador que proporciona a los usuarios de una red SNA/DLC hasta 254 sesiones a sus sistema UNIX a través de

una tarjeta de interface síncrona, y **3270 Coax:** el único software de emulación del mercado que permite a un sistema UNIX funcionar como un terminal IBM 3278/3280, a través de un controlador IBM 3174 o compatible (tal como la serie Concert de IDEA), usando una tarjeta coaxial.

Algunas opciones recientemente anunciadas para estos productos avanzados son el software APPC/LU6.2, LU 0 y una interface QLLC para conexión a host SNA a través de redes X.25. La familia 3270 LINKix de Cleo corre sobre las versiones UNIX de SCO, SunSoft y AT&T.

Los productos 3270 LINKix han sido desarrollados y fabricados por Cleo Communications en Estados Unidos. CIOCE es el distribuidor en exclusiva de Cleo en España.

### Switch analógico QUAD (HC2003)

HUGUES presenta el HC-2003 un circuitointegrado que consta de 4 switches analógicos independientes. Cada switch es una puerta CMOS capaz de manejar señales analógicas y digitales.

Los switches son bidireccionales permitiendo el flujo de datos en ambas direcciones.

Este dispositivo requiere alimentación entre 3 y 10 V y dispone de interface estándar serie para el acceso a la memoria no volátil, a través de la que se programa la configuración del dispositivo.

### TEXAS INSTRUMENTS Y TS1, TELEFONICA SERVICIOS firman un acuerdo de comercialización conjunta

La multinacional norteamericana Texas Instruments ha firmado un acuerdo de comerciali-

zación conjunta con TS1, Telefónica Servicios mediante el cual se pone a disposición de cualquier usuario toda la potencia y movilidad de los notebooks TravelMate 2000 y 3000 con el valor añadido del servicio MENSATEX.400, que se incluirá de manera gratuita.

MENSATEX.400 es el Servicio de Correo Electrónico público de Telefónica que, mediante la utilización de la red telefónica y de un software de PC o de correos privados, permite a los usuarios el envío de mensajes o ficheros informáticos por medio de un sistema de buzones enmarcado dentro de la filosofía de almacenamiento / reenvío.

Por su parte, la familia de notebooks TravelMate de Texas Instruments ha sido desarrollada con la más avanzada tecnología de miniaturización que permite a estos equipos ofrecer las mayores prestaciones de potencia y versatilidad, equiparándolo al más potente ordenador de sobremesa, en portátiles de tamaño de una hoja de A4 con una pantalla de 10 pulgadas de altas prestaciones VGA y con un peso siempre inferior a los 2,5 kilos.

Además, todos los modelos de la familia TravelMate están concebidos de forma modular, con un amplio conjunto de opciones como Modem-Fax interno, conexión a monitor externo, teclado numérico externo y unidad de expansión que le convierten en el equipo ideal para disfrutar de todas las ventajas de un servicio como MENSATEX.400: envío/recepción de mensajes, transferencia de ficheros y transferencia de aplicaciones "EDI fácil".

La incorporación automática y gratuita del servicio MENSATEX.400 a los notebooks de Texas Instruments proporcionará una significativa ventaja competitiva a sus usuarios gracias a facilidades como la salida Fax y entrada/salida Telex, tanto de mensajes aislados como en mensajes multidestino; absoluta confidencialidad, al disponer de claves de acceso y de identificación de usuario única, y seguridad;

junto con envíos multidestino con su correspondiente acuse de recibo cuando ha sido abierto por el destinatario. Y todo ello con cobertura nacional e internacional para que no exista ninguna limitación a la satisfacción de sus necesidades, sean cuales sean.

## Aumenta la conectividad entre redes multi-fabricante HP AMPLIA LA FAMILIA ETHERTWIST

Hewlett-Packard ha presentado dos nuevos productos, un encaminador Ethernet-Token Ring de alto rendimiento y un distribuidor de cable coaxial delgado, que amplían la familia EtherTwist 28692A facilitan la integración y gestión en entornos de red local (LAN).

El Encaminador TR HP EtherTwist 27286A permite a los usuarios integrar redes Ethernet y Token Ring, y convertir sus costosas redes Token Ring en económicas redes LAN 10Base-T.

El encaminador proporciona gran capacidad de encaminamiento a un coste reducido. Sus cuatro puertos se conectan a un enlace Ethernet/IEEE 802.3, a un enlace Token Ring de 4/16 Mbits/s, y a dos enlaces de redes extensas (WAN), cada uno de los cuales opera a velocidades de hasta 2.048 Mbits/s. El nuevo encaminador utiliza la tecnología Fastmac de Madge Networks para encaminamiento Ethernet-Token Ring de alto rendimiento, incluso en redes multiprotocolo con grandes volúmenes de tráfico. Puede transmitir aproximadamente 5.500 paquetes/segundo (de 64 bytes) entre la red Ethernet y la red Token Ring. Fastmac es un módulo de software que se ejecuta en una tarjeta de circuitos integrados de Texas Instruments, conectada a la red Token Ring, optimizando la velocidad de transmisión de datos.

El encaminador cumple, en su totalidad, con el Protocolo Sencillo de Administración de Redes SNMP (Simple Network Management Protocol) y permite que operen de forma concurrente hasta cinco protocolos estándar de integración en redes: TCP/IP, DECnet IV, Xerox XNS, Novell IPX y Appletalk II. El encaminador incluye, de forma estándar, software X.25 para configurar los puertos WAN.

### Manejabilidad del Distribuidor ThinLAN

El Distribuidor ThinLAN Plus HP EtherTwist 28692A es un repetidor de cable coaxial fino, multipuerto y manejable, que se puede utilizar en redes locales Ethernet e IEEE 802.3. Este distribuidor va dirigido a los entornos que utilizan cable coaxial fino, como pueden ser las plantas industriales. El

nuevo distribuidor permite además gestionar redes basadas en SNMP/IP e IPX.

Este nuevo distribuidor, con sus nueve puertos para cable coaxial fino (BNC) y un puerto AUI permite conectar cable coaxial fino o grueso, cable de fibra óptica o cables de par trenzado, lo que facilita su uso en redes de pequeñas o de grandes dimensiones y en configuraciones muy distintas. El equipo dispone además de diodos LED de estado que indican visualmente al administrador de si hay algún problema.

De acuerdo con una encuesta realizada por Mier Communications, una empresa de estudios de mercado, HP es el mayor proveedor de sistemas SNMP a escala mundial, con una gran cuota de mercado del 24%, considerando los sistemas entregados hasta julio de 1991.

# LEISTER

## Desestañar y estañar sin contacto

Y en segundos, componentes -SMD, DIP y piezas de Pin-Grid así como conectores de enchufes con el aparato de aire caliente Leister-Labor «S». Regulación electrónica de la temperatura y del caudal de aire, seguro ESD. Hay más de 400 toberas especiales a su disposición.



**Solicite un proyecto SP 63 gratis y la relación de proveedores de su zona.**

Quero Hermanos S.A., Cavanillas, 1 - 28007 Madrid  
Tel. 551 88 05 - Telefax 433 36 18 - Telex 23758

El hardware para redes locales HP EtherTwist y el software de gestión de redes constituyen una familia de productos basada en la filosofía de sistemas abiertos. Estos productos son compatibles con muy diversas plataformas hardware, entre las que se incluyen ordenadores personales compatibles IBM, ordenadores Macintosh, SPARCstations y estaciones de trabajo de Digital, así como estaciones de trabajo, sistemas de gestión y servidores de HP.

## ALCATEL, sistema automático en las torres de Europa

El grupo de Electrónica Industrial de Alcatel Standard Eléctrica ha obtenido un contrato para la instalación de un sistema automático de distribución de la energía eléctrica en su módulo de lectura, en las Torres Puerta Europa (Torres de Kio), que se construyen actualmente en Madrid.

Mediante este sistema automatizado, será posible la lectura remota de los contadores instalados en las diferentes concentraciones de cada torre. Los impulsos generados por los contadores pasan directamente a unos concentradores de diseño específico, que a su vez transmiten la información por la propia red de baja tensión a un concentrador de transformación que se comunica con un Ordenador Central, el cual se encarga de presetar la energía consumida para su facturación.

La operación de recogida de información de los concentradores también se puede realizar "in situ" mediante un simple PC portátil. El sistema proporciona, tanto a la compañía Eléctrica Iberdrola como a los promotores de los edificios de oficinas, una solución ágil y eficaz para la lectura y facturación de la energía consumida, de

acuerdo con las tarifas vigentes, según horas, día y época del año.

Otras aplicaciones similares del sistema, conjuntamente desarrollado por el Grupo de Electrónica Industrial de Alcatel Standard Eléctrica e Iberdrola, se han instalado con anterioridad para Iberdrola y otras Compañías Eléctricas, como Hidroeléctrica del Cantábrico o Hidroeléctrica de Cataluña. Entre dichos proyectos, destaca el que Alcatel Standard Eléctrica está llevando a cabo para automatizar la distribución de energía en la Villa Olímpica, donde residirán los atletas de Barcelona'92.

El sistema de Automatización de la Distribución utilizado para esta aplicación, ha sido desarrollado por ALCA-TEL junto a IBERDROLA, utilizando fondos de financiación P.I.E. (Programa de Investigación y Desarrollo Tecnológico Electrotécnico).

## CHIP CARD contrata 7.000 terminales de autorización de prestaciones sanitaria a BULL ESPAÑA

Chip Card S.A. ha formalizado un pedido de 7.000 terminales de autorización de prestación sanitaria 9 (TAPS) a Bull España, que serán entregados durante los próximos meses, como ampliación del acuerdo comercial suscrito por ambas firmas el pasado año.

Estos terminales están diseñados específicamente para el sector sanitario y están fabricados por Telesincro, empresa participada mayoritariamente por Bull España.

Chip Card es una entidad constituida por Visa España, Sema Group e Iniciatives S.a. Recientemente se han incorporado a su capital social las aseguradoras médicas Sanitas y Adeslas.

Este nuevo contrato con Bull España confirma las expectativas depositadas en este segmento de mercado, tanto por la compañía informática como por parte de los socios que integran la sociedad Chip Card, y justifica la fuerte inversión destinada a la concepción y diseño del Terminal de Autorización de Prestaciones Sanitarias, caracterizado por su alto grado de integración y sus amplias funcionalidades.

El TAPS es un terminal portátil, que integra impresora, módem, visor, teclado, lector de tarjetas de banda magnética e inteligentes (con microprocesador Bull CP8) y amplia memoria. aporta a los usuarios una gran ayuda para capturar y transmitir datos, agilizando, simplificando y asegurando todo el proceso administrativo del profesional de la medicina y su entorno.

## CSEI entra en el negocio de la informática de consumo

CESI, compañía líder en España en la distribución y servicios informáticos, ha ampliado su oferta de productos con la entrada en el negocio de consumo informático. CSEI ha firmado un acuerdo con STAR, mediante el cual ofrecerá a sus distribuidores una completa línea de impresoras de altas prestaciones y precio económico para toda España.

El Presidente de CSEI (Comercial de Sistemas Electrónicos Ibérica, SA), Eduard Sans, ha manifestado que este acuerdo con STAR pretende cubrir extensamente el mercado de consumo, "ya que hasta ahora hemos atendido exclusivamente las necesidades de los entornos profesionales o de oficina con los equipos C.Itoh, Kodak, Sharp y nuestra propia marca Netset". Para Sans, este mercado significa un ámbito de negocio inte-

resante "y con buenas posibilidades de venta para nuestros distribuidores, que ahora ya podrán ofrecer impresoras de buenas prestaciones a bajo precio". Los nuevos equipos están dirigidos, principalmente, a usuarios que no requieren aparatos muy sofisticados pero sí de alta calidad.

La entrada en el mercado informático de consumo es un nuevo paso de la estrategia empresarial de CSEI, que a principios de año se introdujo en el mercado de la seguridad en las comunicaciones informáticas, con sistemas diseñados por la filial de I+D IDEF. La compañía tiene, actualmente, un equipo humano de más de 100 personas y delegaciones en Hositalet de Llobregat (Barcelona), Madrid, Valencia, Bilbao, Sevilla y Toulouse (Francia).

## Programas musicales educativos para PC en castellano

Ventamatic anuncia la disponibilidad inmediata de versiones íntegramente en castellano (pantallas y manuales) de los programas musicales educativos para PC "Rhythm Ace" y "Play it by Ear" de la firma estadounidense Ibis Software.

"Rhythm Ace" es un programa de educación rítmica. Incluye una gran variedad de ejercicios clasificados en tres categorías: lectura, dictado y a medida. Agudiza el sentido del ritmo al tiempo que entretiene ejercitando al usuario con miles de frases y tipos de ritmo diferentes.

Con "Play it by Ear" el usuario aprende a reconocer y tocar diferentes notas, melodías, acordes e intervalos con ayuda del ordenador. Ofrece ejercicios variados de reconocimiento y reproducción de sonidos, utilizando un teclado de piano o un mástil de guitarra en pantalla.

Ambos programas incluyen un completo sistema de evaluación y control de los progresos

del usuario y no requieren ninguna configuración espacial aunque es recomendable alguna tarjeta de sonido o equipo de sonido e interface MIDI.

Para cualquier información adicional contactar con Josep Oriol Tomas. Ventamatic. C/ Córcega 89 entlo. 08029 Barcelona. Tel.: (93) 430 97 90. Fax: (93) 321 31 73

## Series de rectificadores JANTXV1N5806 / JANTXV1N5811

Las series de diodos rectificadores 1N5802/04/06 y 1N5807/09/11 de Semtech se ofrecen actualmente con la certificación MIL-S-19500/474A hasta el nivel JANTXV. Con una disponibilidad excelente, este producto puede satisfacer la demanda requerida por mercados como el militar, aeroespacial o aeronáutico, donde es necesario un comportamiento altamente rentable.

Entre los parámetros que incluye la serie 1N5806 podemos enumerar:  $t_{rr} < 25$  ns, corriente media hasta 3,3 A, VF a 0,875 V e IFSM a 35 A; en la serie 1N5811:  $t_{rr} < 30$  ns, corriente media hasta 6 A, VF a 0.875 V e UFSN a 125 A.

La certificación europea incluye DEF STAN 59-61 apartado 80/051 hasta el nivel FX.

Estos productos están representados para España y Portugal por Anatron S.A.

## Nuevo catálogo abreviado DESEMTECH

En el nuevo catálogo en forma abreviada de Semtech Corporation se presenta una cartera de productos ampliamente incrementada.

Desde la adquisición de Lambda semiconductors por Semtech, el catálogo contiene el rango completo de productos existentes de Lambda, incluyendo los reguladores de voltaje, los transistores Darlington y otros componentes asociados a fuentes de alimentación. El tradicional rango de diodos de potencia y ensamblado de diodos se ve aumentado, así como el de los productos de potencia tales como los diodos Schottky, los diodos superrápidos y los mosfet de potencia en encapsulados metálicos herméticamente sellados tales como los TO257 (metal TO220).

Estos productos están representados para España y Portugal por Anatron S.A.

## Rectificadores de potencia para montaje superficial homologados según DEF-STAN

Se presenta en el mercado un nuevo rango de rectificadores de potencia de montaje superficial en miniatura. Estos productos de Semtech Limited presentan unos márgenes de voltaje de hasta 1000 V, capacidad de corriente de hasta 6 A como media y un  $t_{rr}$  de caída de menos de 25 ns.

Se dispone de 11 tipos diferentes de estos rectificadores que satisfacen completamente la normativa DEF STAN 59-61 apartado 80/043 hasta su nivel FX, asegurando así su compatibilidad con los requerimientos de las aplicaciones militares y aeroespaciales.

Existen hojas de información sobre cada uno de sus parámetros.

Estos productos están representados para España y Portugal por Anatron S.A.

## ATMEL planifica una nueva familia de PLD

Atmel Corporation ha desarrollado una familia completa de dispositivos lógicos programables eléctricamente (EPLD) con una alta capacidad de salida y una producción inicial prevista para 1.992.

Estos nuevos dispositivos - de la serie H - se ofrecerán en circuitos de 68, 84, 100 y 132 pines. Otros dispositivos irán incrementando esta familia. El primero de ellos - el ATH3000 de 68 pines - estará disponible en el primer cuatrimestre de 1.992. Actualmente la planificación prevista para el resto de la familia es la siguiente:

Dispositivo nº	Pines	Puertas
ATH 3000	68	68
ATH 4000	84	84
ATH 4500	100	100
ATH 5500	132	132
I/O		Flip-flops
56		56
68		68
80		80
100		100

Los productos de la serie H ofrecerán una mayor capacidad de entrada y salida y un aumento sustancial de las velocidades comparada con otros dispositivos del mercado. El tiempo de propagación (TPD) para esta nueva familia está garantizado en 15ns, comparado con los 20 a 25 ns de la serie V de Atmel, dispositivos de "count" de puerta alta. Puede soportar sistemas con una frecuencia de reloj ( $f_{MAX}$ ) de hasta 80 MHz.

Esta velocidad mayor ha sido obtenida gracias a una reducción en la cantidad de lógica "buried" en estos dispositivos y a través de una simplificación de la célula lógica individual.

La serie V original de atmel sobresale en aplicaciones complejas que requieren flexibilidad en el dispositivo y un mayor acceso de puerta, mientras que la nueva serie H ofrece una mayor velocidad de proceso para aplicaciones más simples.

"Las velocidades de arranque de esta nueva familia de EPLD será perfecta para aplicaciones como contadores de alta velocidad, generadores de tiempo y decodificadores de dirección", explica Steve Sharp, director de marketing de EPLD de Atmel.

"El porcentaje mayor de células con posibilidades de entrada y salida convierte a la serie H en la solución perfecta para aplicaciones con muchas entradas y salidas", añade Sharp.

Debido a que la serie H contiene la misma estructura interna que la mayoría de los productos PLD de Atmel, puede ser soportada por la misma tercera parte de herramientas de desarrollo, tales como I/O de datos ABELTM y los dispositivos lógicos CUPLTM.

Estas nuevas series de Atmel de dispositivos lógicos programables ofrecen un grado excepcional de predicción, al igual que con las PLD complejas de la firma, ATV5000, la serie H utilizará un único "array" de interconexión dividido en secciones universales y regionales.

El "array" único de interconexión asegura que los retardos en la propagación sean predecibles gracias a la eliminación de la incertidumbre en las interconexiones asegura que los retardos en la propagación sean predecibles gracias a la eliminación de la incertidumbre en las interconexiones de segundo nivel.

La serie H estará disponible en configuraciones de encapsulado estándar similares a otros dispositivos de lógica programable tradicionales, incluyendo las versiones ventana de reprogramación y

de plástico programables una sola vez. Para aplicaciones de montaje superficial se dispondrá de encapsulados PLCC y PQFP así como de JLCC, mientras que para los de inserción tradicional se servirán en encapsulados PGA.

Atmel diseña, desarrolla, fabrica y comercializa una amplia gama de circuitos integrados complejos en todo el mundo. con su sedecentral en el Silicon Valley de California y su planta de fabricación en Colorado Springs (Colorado). Dentro de la oferta de productos de la compañía se incluyen varias familias de memorias programables no volátiles; dispositivos CMOS y de aplicación específicos; componentes "custom", así como de lógica programable y varios circuitos de señal mixta. La compañía abastece el mercado de ordenadores de altas prestaciones para aplicaciones tanto comerciales como militares.

Estos productos están representados para España y Portugal por Anatron S.A.

## ATAIO reestructura su división de informática

ATAIO INSTRUMENTOS, S.A. decidió en su último Consejo de Administración la creación de dos divisiones diferentes partiendo de la antigua división de Informática para comercializar sus sistemas y por otra parte, los componentes y periféricos, de los que muchos de ellos es representante exclusivo en España.

Como consecuencia de esta reestructuración interna, los nuevos responsables de las ya mencionadas divisiones son SANTIAGO SEGOVIA PEREZ, Jefe de la división de Ordenadores Profesionales y JAVIER DE PEDRO AGUSTI, Jefe de la

División de Componentes y Periféricos.

Santiago Segovia comenzó su labor profesional en ATAIO\* hace cuatro años, como Jefe de Distribución, además de ser el responsable de los asuntos de Marketing y Publicidad. Durante este tiempo ha desarrollado una amplia y eficaz Red de Distribución, además de ser el responsable de los asuntos de Marketing y Publicidad.

Durante este tiempo ha desarrollado una amplia y eficaz Red de Distribuidores de Valor Añadido en todo el territorio nacional.

A partir de ahora se responsabilizará también de todos los aspectos técnicos y comerciales de la nueva división de Ordenadores, así como de las relaciones con las Delegaciones que ATAIO\* tiene en Barcelona y Andoain, y los proveedores.

Sus objetivos fundamentales serán los de coordinar las relaciones de ATAIO\* con sus socios tecnológicos y afianzar la Red de Distribuidores Oficiales. Tiene 36 años y es ingeniero técnico I.N.E.A. Master en Dirección comercial y Marketing y diplomado en Publicidad.

Con anterioridad y durante 7 años fue Jefe de Producción de Kanfort América S.A., subsidiaria de la multinacional americana American Home Products Incorporated.

Asimismo, Javier de Pedro, ingeniero de superior de Telecomunicaciones de 37 años, se incorporó al equipo directivo de ATAIO\* en 1988 como director de productos de Almacenamiento masivo en la antigua división de Informática. Su labor consistió en la determinación de ventas en todo el país, a través de los canales de fabricantes, ensambladores y mayoristas contando entre sus clientes con las principales empresas de implantación nacional.

Su principal objetivo, como Jefe de la división de

Componentes y Periféricos, será el de seguir dando el mejor servicio a los clientes en aspectos como asesoría técnica, servicio post-venta, conseguir que plazos de entrega se cumplan y sean los más cortos posibles, así como mantenerles informados sobre las novedades que vayan apareciendo en el mercado.

## Nuevos puentes/enrutadores GANDALF-INFOTRON

Gracias a los puentes/router Serie 4000 que ofrece Gandalf-Infotron International Limited (GILL), es posible vincular entre sí a redes de área local (LAN) remotas, de tal manera que conformen una única red extendida.

Utilizando protocolos normalizados e interconexiones físicas, los productos para la intercomunicación de redes Serie 4000 ofrecen interoperabilidad entre diferentes ordenadores, LANs y redes de área extendida (WANs).

Un puente/router Serie 4000 recoge el tráfico de una Sub-LAN, por ejemplo, y lo remite a otra Sub-LAN en una localidad remota.

Los productos Serie 4000 facilitan la conexión entre sí de redes de área local distinta sobre una red WAN base, como por ejemplo redes de área extendida Infotron Serie 2000.

El software de la nueva Serie 4000 ofrece servicios de puente y sirve para encauzar mensajes por medio de varios métodos, como por ejemplo TCP/IP, DECnet IV, IXP, Appletalk y XNS.

El módulo 4100 consiste en una plataforma hardware de comunicaciones, programable y de alto rendimiento, que cuando se conecta directamente a una LAN Ethernet

o Token Ring, comunica a dicha red LAN con recursos de red a distancia, transformado el grupo entero en una red de área extendida o WAN. Según el software que se utilice con el 4100, es posible realizar conexiones con LANs a distancia Ethernet o Token Ring y conmutación de paquetes por medio de la norma para redes X.25.

Igualmente, el 4200 es capaz de crear una red de área extendida o WAN enlazando LANs con prestaciones de red a distancia a velocidades que llegan hasta los 2,048 Mbps. A base de un microprocesador 68030 de alto rendimiento, el 4200 es ideal para su aplicación en configuraciones que requieren elevados niveles de rendimiento para aplicaciones exigentes.

La Serie 4000 es capaz de trazar rutas para protocolos múltiples, realizar la interconexión de redes, o ambos a la vez, tiene una puerta LAN con opción de Ethernet Thick o Thin, o Token Ring, y dos puertas sincrónicas WAN con varias opciones de interconexiones eléctricas.

Los aparatos Bridge/Routers cuentan, además, con una puerta de mantenimiento para su conexión con una consola de gestión; configuración local/remota utilizado SNMP desde una consola de gestión o SNMP Management Workstation, por ejemplo Access Manager, de Gandalf, o cualquier otro gestor de redes compatibles con SNMP; y por último una unidad de discos fija para facilitar la gestión de software.

Los productos Serie 4000 prestan soporte a una LAN y de una a ocho conexiones para WANs. Para aplicaciones que exigen más de 2 conexiones WAN, el chasis de la Serie 4400 puede acomodar un máximo de cuatro módulos LAN 4100 o compatibles con 4200, cada uno con una puerta LAN y dos WAN.

***El controlador que vamos a describir puede hacer de cualquier composición musical todo un concierto.***

# **CONTROLADOR DE LUZ MIDI**

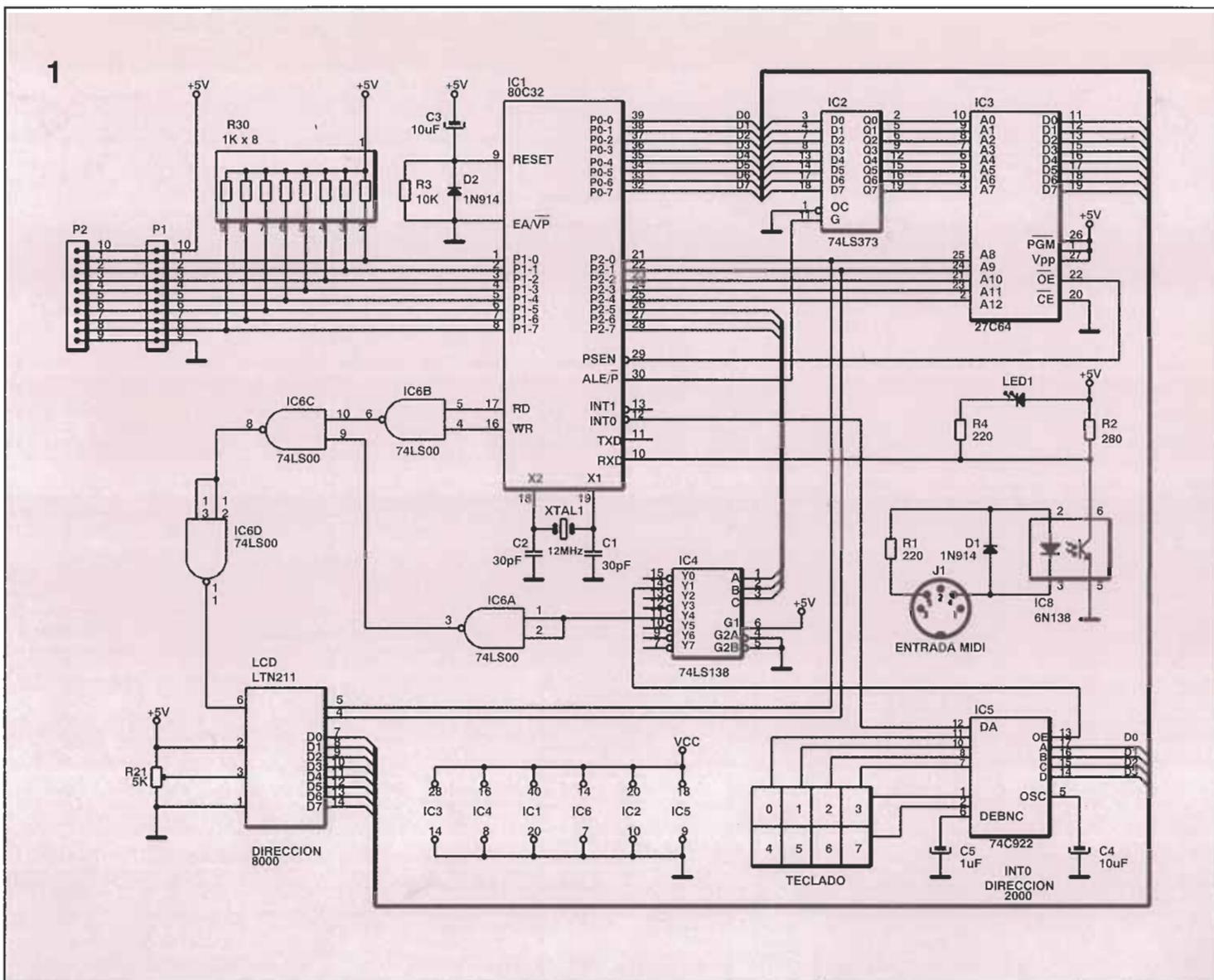
Debido las leoninas condiciones que muchas veces deben afrontar en sus contratos los modestos grupos de reciente creación, a menudo suelen dejar a un lado en sus conciertos algo que puede ser bastante llamativo: la iluminación del espectáculo. Las prestaciones a tal efecto que suelen ofrecérseles en los bares y locales donde comienzan a darse a conocer no suelen ser todo lo efectivas que estos grupos desearían. Para paliar en parte este problema traemos a nuestras páginas el controlador de efectos luminosos a través del MIDI (Musical Instrument Digital Interface). Un simple microprocesador, rodeado de unos cuantos componentes más, puede transformar una "pobre" actuación en un espectáculo bastante llamativo. Todo lo

que se necesita para sincronizar los juegos de luces con la música podemos obtenerlo directamente del puerto de salida MIDI, existente en la mayoría de los teclados modernos. Nuestro circuito se encargará de tomar esta información y utilizarla para crear algo suficientemente vistoso.

La norma MIDI es un protocolo creado originalmente para interconectar diversos sintetizadores con otros dispositivos musicales. Con el tiempo, dicha norma se ha ido estandarizando y su uso se ha extendido a los diversos campos del sonido y la imagen. Así, se posibilita que diferentes equipos (funcionando con distintas normas y parámetros) puedan comunicarse entre sí. De entre los distintos tipos de datos normalizados podemos destacar: Canal, Sistema,

Tiempo-real y mensajes Exclusivos. La comunicación MIDI se produce con el intercambio de datos multi-Byte, cada uno de los cuales se compone de: un byte de "status" seguido de uno o dos bytes de datos. Los mensajes tipo Tiempo-real y Exclusivos son excepciones a esta norma.

Por lo que sabemos hasta ahora, el cable MIDI transporta dos tipos de bytes de datos: STATUS y DATA. Los bytes de Status son números binarios que se componen de 8 bits y en los que el bit más significativo (MSB) está siempre a "1". El byte de "status" indica la función de los bytes de datos que le siguen, y cada nueva acción a tomar precisa de otro byte de "status". La norma MIDI contempla también el byte llamado "running status", el cual informa al



sistema de la acción a llevar a cabo por todos los bytes de datos que siguen al byte de "status", hasta que aparezca un nuevo byte de status. De esta manera se logrará enviar más información a través del cable. Los bytes de datos se componen de 8 bits, encontrándose el más significativo siempre a "0".

Nuestro controlador via MIDI reacciona ante los bytes de "status" siguientes: NOTE ON, NOTE OFF, START, STOP y CONTINUE. Los bytes de datos se utilizan para decidir qué luz controlar y para responder ante diversas condiciones del MIDI. Puede operar en cualquiera de los 16 canales MIDI, y responde a informaciones musicales entre las octavas una a ocho. El equipo también puede configurarse por el usuario. Disponemos de un control absoluto sobre qué luces deben encen-

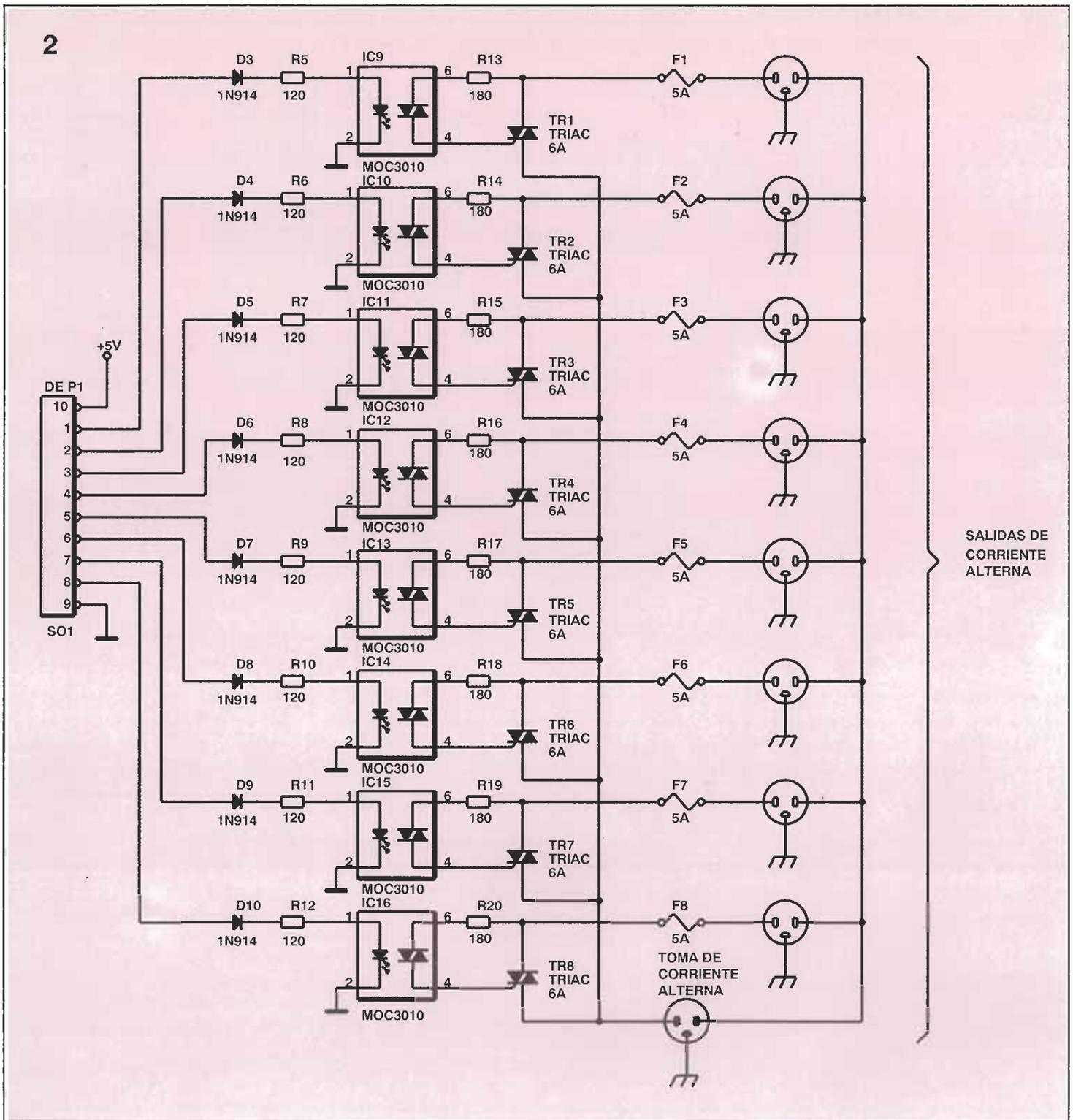
derse, parpadear o permanecer apagadas ante diferentes notas provenientes del MIDI con sólo ajustar el selector de teclado OUTPUT TYPE.

Al recibir un comando de STOP (los comandos STOP, START y CONTINUE son los encargados de sincronizar toda la operativa del MIDI), las luces se encenderán todas, se apagarán todas o lucirán de manera selectiva, todo depende de como hayamos definido los parámetros STOP DEFINE. Esta posibilidad es de especial utilidad para programar "escenas" entre dos canciones o entre dos fragmentos de las mismas. El parámetro CONTROL OCTAVE se ocupa de determinar la gama de notas a utilizar en el control de las luces. Podemos ajustar el canal deseado mediante CHANNEL DEFINE. El mensaje CHANGE CHANNEL # aparecerá

en la línea 1. La línea 2 mostrará alternativamente "1" (canales 1 a 8) y "2" (canales 9 al 16). Debemos seleccionar entre "1" y "2" para elegir la gama deseada (1-8 ó 9-16), y elegir el canal requerido.

Las luces se controlan mediante las informaciones sobre las notas del dispositivo MIDI. Estas pueden responder a las notas que suenen en ese instante o bien a las de una melodía, grabada previamente, y específica para nuestro controlador. Para utilizar notas ya existentes, deberemos seleccionar el canal y la octava correspondiente a dicha secuencia e introducirlos en el teclado. Si queremos controlar las luces mediante una pista independiente introduciremos la información musical para cada luz y mantendremos todas las notas en una misma octava. La temporización y la sincronización

**Figura 1.** Esquema electrónico de la placa procesadora (principal). La señal MIDI llega al microcontrolador (IC1) a través del optoacoplador (IC8).



**Figura 2.**  
Sección de potencia del montaje. Cada canal de salida va hacia un optoacoplador mediante un diodo 1N914 y una resistencia de 120 Ω. Luego, es este el que gobierna el triac de potencia.

se realizan a través del secuenciador (un secuenciador es cualquier instrumento capaz de almacenar y releer datos MIDI).

El controlador puede trabajar también conectado directamente a un teclado y sin necesidad de usar un secuenciador, para ello únicamente tenemos que usar un cable que una la toma del controlador con la salida MIDI del teclado. Así, según

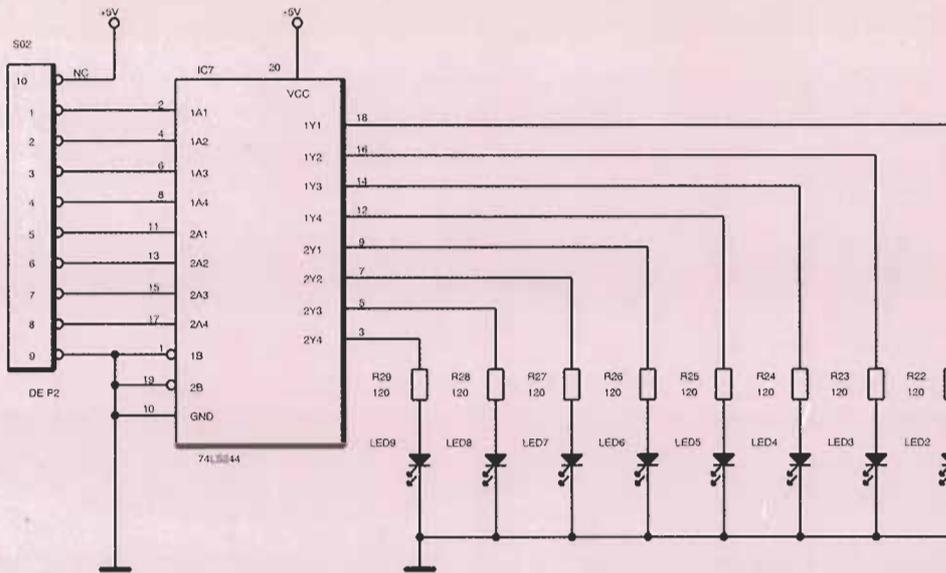
vayamos tocando las teclas se irán iluminando las luces adecuadas.

### El circuito

La figura 1 nos muestra un esquema de la tarjeta procesadora principal. La señal MIDI se aplica a través del circuito IC8, un optoacoplador HP 6N138. Podemos utilizar cualquier otro optoacoplador, a

condición de que el mismo tenga una respuesta no superior a 2 μseg, y pueda ser activado con una corriente de solo 5 mA. Las especificaciones de la señal MIDI son las siguientes: banda de 31,25 KHz, asíncrona, 1 bit de inicio y 8 bits de datos, 1 bit de parada, y un periodo de 320 μseg por byte serie. La señal llega así a la zona de datos serie del microcontrola-

3



**Figura 3.**  
Módulo de  
indicación LED.  
Los diodos nos  
indicarán qué  
canal está activo  
sin tener que  
excitar todo el  
juego de luces.

dor Intel 80C32 (IC1), el cual incorpora puertos de transmisión y recepción serie, 128 bytes de RAM interna, dos líneas de interrupción (cada una con prioridad programable) y capacidad direccional de memoria externa de 64 K. Hemos usado aquí la versión CMOS del 8032 debido a su mayor velocidad de funcionamiento y a su menor consumo.

La salida del optoacoplador IC8 ataca directamente a la puerta de entrada de datos serie del microcontrolador (patilla 10). El programa contenido en la EPROM 27C64 (IC3) se ocupa de controlar las puertas y la selección del régimen de baudios correspondiente. Al energizar el montaje actúa un pequeño circuito de "reset" (R3, C3 y D2), el cual se ocupa de inicializar el microcontrolador. El reloj del sistema lo constituye el cuarzo de 12 Mhz. (XTAL1) junto con dos condensadores de 30 pF. (C1 y C2).

Los buses de datos y direcciones del microcontrolador van multiplexados. Para obtener la información de direcciones inferiores utilizamos el "latch" de 8 bits 74LS373. Dicho circuito es disparado mediante la señal ALE (Address Latch Enable) proveniente del mismo microcontrolador, momento en que se obtiene la información de dirección. La memoria EPROM 27C64 (IC3) se utiliza para almacenar el programa.

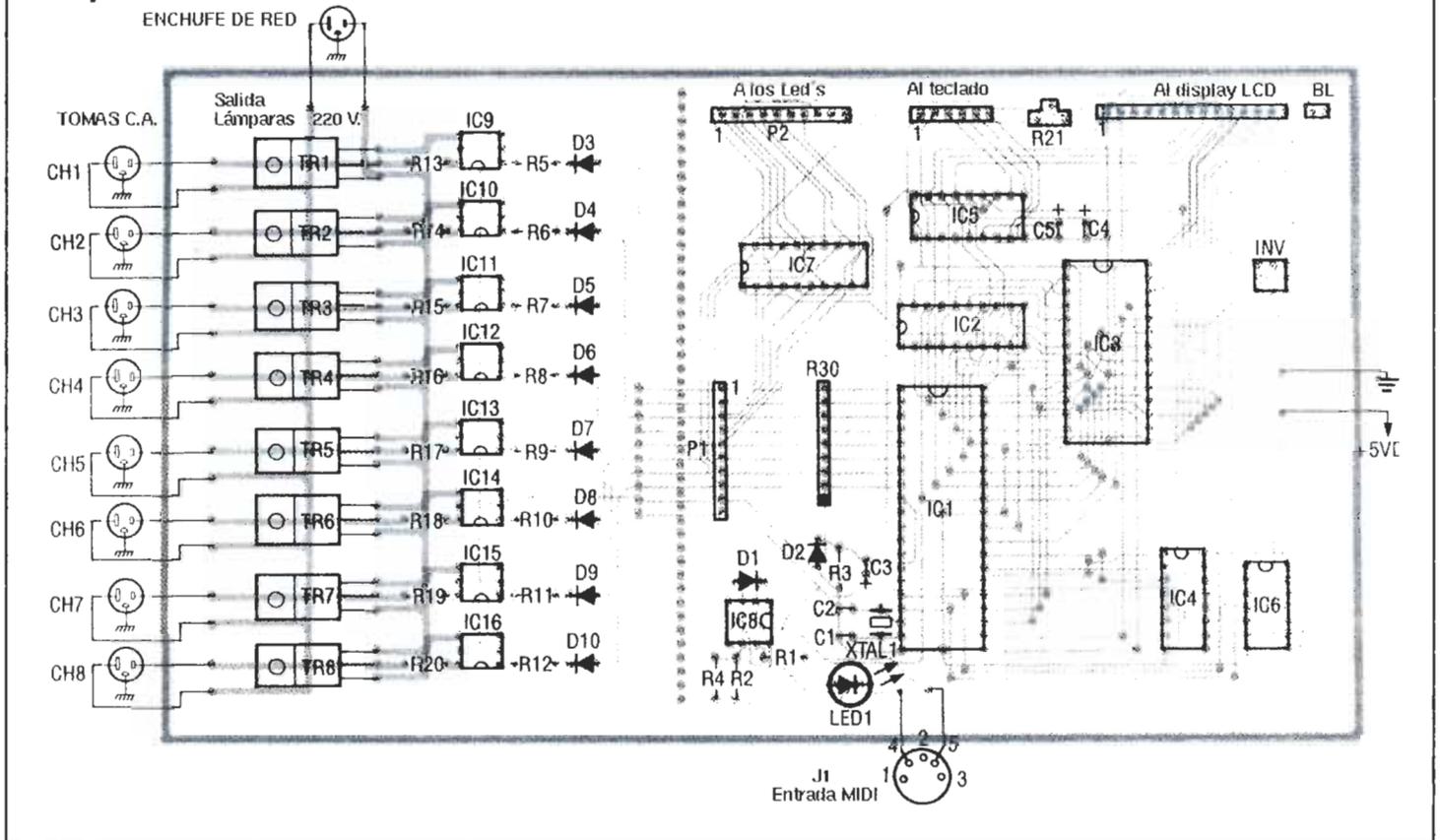
ma. La EPROM es habilitada por el micro mediante la línea PSEN (Program Store Enable).

Tanto el teclado como el visualizador LCD requieren una señal direccional para conectarse con el bus de datos. Utilizamos el circuito 74LS138 para que genere una señal en el momento en que se acceda a ciertas direcciones (1000h, 2000h, 3000h, 4000h...). El teclado se localiza en la dirección externa 2000h. Sus teclas son exploradas por el circuito 74C922 (IC5), "chip" controlador de teclado. Todas las operaciones que efectuemos sobre el teclado (incluso dejar de pulsar una tecla) son controladas por IC5. La frecuencia de interrogación del teclado viene dada por C4, y la de la liberación del mismo por C5.

El visualizador LCD va dirigido externamente en 8000h. Hemos utilizado un visualizador de dos líneas, marca Optrex, modelo LTN211, el cual nos sirve para ver el canal en uso y la información de modo del mismo. También se usa para las selecciones efectuadas por el usuario del equipo. Los datos de control para el visualizador se escriben en la dirección 8000h, mientras que los datos a visualizar van en la 8200h. Tanto el sentido direccional como el control de lectura/escritura son llevados a cabo por IC6 (74LS00). El contraste del "display" puede ajustarse mediante R21. La salida del microcontrolador se sitúa en el puerto 1 (patillas 1 a 8). Utilizamos una red resistiva (R30) como carga de las líneas de salida. Dichas líneas controlan los módulos triac y LED.

tarse mediante R21. La salida del microcontrolador se sitúa en el puerto 1 (patillas 1 a 8). Utilizamos una red resistiva (R30) como carga de las líneas de salida. Dichas líneas controlan los módulos triac y LED.

La figura 2 nos muestra el módulo de potencia del circuito. Los ocho canales de salida se controlan mediante 8 "drivers" de idéntica configuración. Una de las salidas provenientes de IC1 se lleva a través del diodo 1N914 y una resistencia de 120  $\Omega$  hacia el control de los optoacopladores MOC3010, los cuales controlan los triac. El circuito se ha diseñado para manejar una corriente de 6 amperios, aunque para una mayor protección hemos colocado fusibles de 5 amperios. El consumo de corriente del circuito es considerable, por lo que aconsejamos conectarlo a una toma de CA que sea capaz de entregar dicha intensidad. El consumo de la etapa de potencia a una tensión de 220 V puede rondar, a plena potencia, los 8.000 W (esto representa un consumo de unos 40 amperios). La mayoría de las instalaciones eléctricas caseras están preparadas para soportar 15 ó 20 A por cada automático de protección, por lo que es aconsejable separar la entrada de CA en varios circuitos en caso de que la potencia que queramos manejar sea considerable.



**Figura 4.**  
Esquema de colocación de componentes. El circuito impreso tiene una fila de agujeros por donde podemos, si lo deseamos, separar la etapa de potencia de la de baja tensión.

### Lista de componentes

#### Resistencias

(Todas de W, salvo indicación en contra):

R1, R4 : 220  $\Omega$   
 R2 : 280  $\Omega$   
 R3 : 10 K $\Omega$   
 R5, R6, R8, R10, R12, R15, R17, R19  
 R22-R29 : 120  $\Omega$   
 R7, R9, R11, R13  
 R14, R16, R18, R20 : 180  $\Omega$   
 R21 :  
 Potenciómetro de 5 K $\Omega$   
 R30 : Circ. resist. 1K $\Omega$  X 8 (SIP)

La figura 3 muestra el circuito correspondiente al módulo de indicadores LED. Su misión es indicar el estado de cada uno de los canales de salida. Otra utilidad interesante que ofrece este módulo es la posibilidad que nos ofrece de configurar la secuencia de operación MIDI sin necesidad de tener conectadas las luces a controlar por el circuito. En el prototipo montado por nosotros hemos utilizado un alimentador de red que incorpora, además del transformador, el rectificador y el filtro. Podemos utilizar el mismo sistema, cuyo único condicionante es obtener 5 V CC a partir de los 220 V CA de la red. También es factible utilizar cualquier otro tipo de fuente de 5 V CC.

### El programa

El programa del controlador de luces se basa en la gestión de interrupciones. Por cada dato MIDI recibido se genera una interrupción. En ese momento, el programa salta a la rutina de interrupción del puerto serie. Primeramente, se

elimina la interrupción, luego se ubica el byte en el "buffer" de recepción. Mientras sigan llegando datos se irán colocando en el buffer. El teclado también genera otra interrupción cada vez que pulsamos alguna tecla. Tal y como sucedía en la zona de datos serie, lo primero que ocurre es la eliminación de la interrupción.

El bucle del programa principal lo único que hace es comprobar si hay algún dato en el "buffer" de recepción o si la bandera del teclado está "alta". En caso de que haya un dato en el "buffer", se comprueba el estado de su MSB para saber si se trata de un byte de "status". Si así fuera se actualiza el registro de "status", el cual permanecerá con esa información hasta que sea recibido otro byte de "status". El programa prosigue luego ejecutando su bucle principal. En caso de que el byte recibido sea un dato, este es examinado para tomar la acción pertinente. Según la configuración de cada usuario esta acción puede ser el encendido de una lámpara, el des-

tello de la misma o simplemente no hacer nada.

Una vez examinado el dato y obrado en consecuencia el programa se acaba. Si la bandera correspondiente al teclado está en estado "alto", se examina el dato presente en el "buffer" temporal. La acción requerida se almacena en el correspondiente registro. Una vez hecho esto el programa vuelve a finalizar. Todas las órdenes definibles por el usuario pueden ser comunicadas al equipo a través del teclado. Por cada opción seleccionada, el visualizador LCD nos mostrará las diferentes posibilidades. La opción que se está definiendo se muestra en la primera línea y las opciones a continuación. Debemos pulsar entonces la tecla adecuada a la acción que seleccionamos. En caso de que el programa precise más información sobre algo, esta le será solicitada a usted mediante el visualizador LCD. El software necesario para hacer funcionar este programa está contenido en una EPROM, la cual puede ser obtenida del servi-

cio al lector de esta revista siguiendo los trámites habituales.

## El montaje

La placa de circuito impreso, necesaria para el montaje de nuestro equipo, puede realizarse a partir de los diseños suministrados al efecto en las páginas habituales, o bien obtenerse directamente del distribuidor autorizado de los "kit" de Elektor. La figura 4 nos muestra la disposición de los diversos componentes sobre la placa. Observen que la fila de agujeros realizada en la zona central de la placa no tiene otra misión más que la de poder separar en un momento dado la circuitería de control de la de potencia.

Si tiene usted intención de dividir en dos la placa, le aconsejamos que lo haga antes de colocar los componentes en la misma, pues esto le facilitará la tarea. Pasaremos, una vez dilucidado este punto, a la colocación de los componentes, los cuales recomendamos serán colocados siguiendo las instrucciones dadas en la figura 4, sin olvidarse de verificar su posición al hacerlo. Los agujeros etiquetados en la placa como "INV" están previstos para el uso de un inversor de tensión (véase la lista de componentes) si es que deseamos utilizarlo. Este componente genera la tensión adecuada para la iluminación posterior del visualizador LCD, en caso de que el utilizado por nosotros lo incorpore. Si esto es así, y deseamos utilizarlo, todo lo que debemos hacer es colocar el inversor y conectar los terminales de iluminación posterior del visualizador LCD a los terminales del circuito impreso etiquetados como "BL".

Sea cual sea la caja que utilizemos para contener nuestro montaje tendremos que tener en cuenta las dimensiones del mismo, sin olvidar nunca la fuente de alimentación necesaria. Si utilizamos una caja metálica no debemos olvidar conectar la misma a la masa de alimentación, tal y como se ve en la figura 2, y procurando también dar masa a todas las tomas de enchufe que utilizemos.

Como ya mencionamos anteriormente, el controlador puede manejar una intensidad de 5 A por canal, por lo que cualquier cable

que afecte al común de las ocho tomas deberá estar preparado para soportar una corriente de, al menos, 40 A. El cableado interno (CA) del controlador debe, por lo tanto, ajustarse a las mismas normas. Podemos observar, también, que si los circuitos automáticos de protección de nuestra casa están calculados para soportar una intensidad de entre 15 y 20 A cada uno, la alimentación de alterna del controlador deberá dividirse al menos en dos partes. En la figura 5 podemos ver la placa del circuito impreso completamente montada.

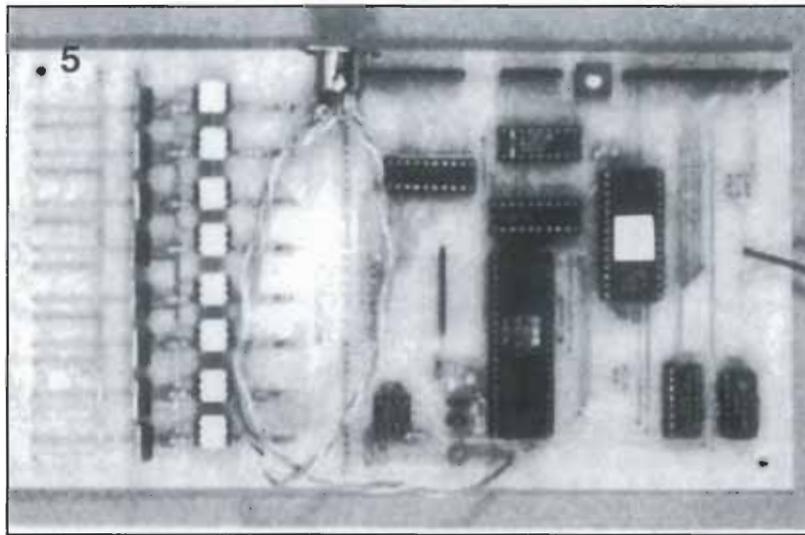
## Verificación

Para verificar el controlador luminoso lo único que debemos hacer es ajustar R21 a la mitad de su recorrido y aplicar una tensión continua de 5 V al circuito. Aparecerá un mensaje en el visualizador LCD. Ajustamos R21 de manera que el "display" se vea lo mejor posible. Conectamos un cable MIDI al jack de entrada del controlador (J1). El otro extremo del cable deberá ir conectado al jack de salida (output) de un secuenciador o al jack etiquetado como "THRU" de un sintetizador (en caso de no utilizar un secuenciador lo conectaremos a la toma OUTPUT del teclado). Al alimentar el controlador éste está configurado en el canal 1 de MIDI. Asegúrese de que su equipo MIDI envía las notas a través de dicho canal. Mientras se produce dicho envío el LED1 parpadeará, indicando así que los datos están siendo enviadas a través del MIDI.

Cuando las notas se reciben y examinan producen el encendido de los LEDS correspondientes (siempre que las notas se sitúen en la misma CONTROL OCTAVE que el controlador luminoso).

En caso de que el circuito no funcione, verifique la alimentación. Compruebe que el cristal XTAL1 está oscilando. Asegúrese de que al encender el equipo existe un pulso de reset de 1  $\mu$ seg en la patilla 9 de IC1. En caso de que el circuito de "reset" no produzca el pulso adecuado, el circuito no arrancará debidamente. Al encender el controlador los ocho LEDS deben destellar y después apagarse. En caso de que esto no suceda y, tanto el circuito de reloj como el de "reset" funcionen correctamente, deberemos verificar el cableado de los módulos LED y Triac. Si aún así, no solucionamos el problema, es posible que éste se encuentre en el microcontrolador. Verifique los cableados de los buses de datos y direcciones. El circuito funcionará sin necesidad de las secciones correspondientes al visualizador LCD y al teclado. En caso de que el circuito funcione aparentemente (que responda a las notas MIDI y active los LEDS) pero no trabajen el teclado y/o el display LCD, compruebe el cableado de IC4 e IC6. Verifique las señales de lectura y escritura (RD y WR) provenientes del "chip" IC1 (patillas 17 y 18 respectivamente).

Y hasta aquí, la descripción de nuestro controlador luminoso. Con él y con algunos conocimientos sobre la operativa de nuestro secuenciador obtendremos, y nuestra audiencia también, un gran espectáculo visual. **K**



## Condensadores

C1, C2 : 30 pF, mica  
C3 : 10  $\mu$ F, 16 V, electrolítico  
C4 : 10  $\mu$ F, tántalo  
C5 : 1  $\mu$ F, tántalo

## Semiconductores

IC1 : 80C32, microcontrolador  
IC2 : 74LS378, latch de 8 bits  
IC3 : 27C64, EPROM  
IC4 : 74LS138, desmultiplexor de 3 a 8  
IC5 : 74C922, codificador de 16 teclas  
IC6 : 74LS00, cuádruple puerta NAND  
IC7 : 74LS244, óctuple controlador línea/buffer  
IC8 : 6N138, optoacoplador  
IC9-IC16 : MOC3010, optoacoplador  
D1-D10 : 1N914, diodo  
TR1-TR8 : Triac de 6 A. y cápsula TO-220  
LED1-LED9 : Diodos LED para montaje en chasis

## Varios

Inversor, caja de montaje, clavijas CA, cable, etc.

## Otros componentes

XTAL1 : Cristal de 12 Mhz.  
F1-F8 : Fusibles rápidos de 5 A.  
P1,P2 : Filas de 10 patillas  
SO1,SO2 : Bornes de 10 patillas  
J1 : Conector de 5 patillas (DIN)

Figura 5. Vemos en esta fotografía la placa completamente montada.

**¿Por qué comprar los caros relés de estado sólido comerciales cuando podemos construirlos nosotros mismos por menos dinero?**

# RELÉ DE ESTADO SÓLIDO

Los relés de estado sólido convierten en una tarea muy sencilla la conexión de la lógica digital al mundo de los 220 V. Estos pequeños dispositivos hacen posible que con un simple circuito alimentado por baterías podamos conectar una lámpara de 100 W, un motor de 10 caballos, un sistema para regar el césped o cualquier cosa que podamos

Los relés de estado sólido o SSR (Solid State Relays), normalmente están compuestos por un optoacoplador, y por un triac que se utiliza como conmutador de corriente alterna. Hay muchas variaciones de SSR, tales como los que utilizan relés "reed" en lugar de optoacopladores, o los que usan tiristores en vez de triac, pero la mayoría están compuestos por menos de una docena de componentes.

Los relés de estado sólido proporcionan aislamiento de 2 a 7,5 kilovoltios, y pueden manejar decenas de amperios. Generalmente, vienen presentados en un encapsulado relleno de plástico con un radiador en el fondo y cuatro tornillos para conectar los cables, nada podría ser más sencillo.

Hay tres inconvenientes principales con los SSR: el primero es el precio, unas 2.000 ptas la unidad es la media. El segundo es el hecho de que no se pueden reparar. Cuando se estropean, normalmente es el triac el que no funciona correctamente, con lo que la reparación nos podría costar las 200 pesetas que vale el triac, pero el inconveniente es que no podemos acceder a él porque está cubierto de plástico. El tercer inconveniente es que las grandes tiradas de fabri-

cación son para relés de unos 10 A, por lo que tenemos que pagar un dinero inútil cuando sólo necesitamos manejar 2 A. También, cuanto más grande sea el triac, mayor será la corriente de fugas.

Todos estos problemas se pueden solventar simplemente construyendo el circuito que proponemos en este artículo, que tiene un coste inferior a 1.000 pesetas y la ventaja añadida de que es posible repararlo en caso de avería.

## **Funcionamiento**

El funcionamiento básico de un relé de estado sólido es parecido a un conmutador controlado por una entrada de tensión o corriente. Esto puede verse en la figura 1.

Debemos tener en cuenta que este conmutador sólo se puede usar para tensiones de corriente alterna, porque se disparará con corriente continua (el triac se abre únicamente cuando la corriente cae a cero).

El circuito de nuestro relé podemos verlo en la figura 2. El diodo D1 proporciona protección en caso de que conectemos la entrada al revés. La resistencia R1 limita la corriente de entrada. Si queremos utilizar un relé que necesite una mayor tensión de entrada (para incrementar la inmunidad al ruido), podemos aumentar el valor de R1. La potencia de disipación de R1 será una función de la máxima tensión de entrada.

El voltaje de la unión colector-emisor de Q1 es casi constante (con una entrada mínima de 3 voltios) a 1,75 voltios (tensión típica de un LED) más 0,7 voltios (típico  $V_{BE}$ ), o 2,45 voltios. Por lo tanto, la tensión en R1 será el voltaje de entrada menos, aproximadamente, 2,5 voltios.

La mínima tensión de entrada necesaria para activar el relé es una función de la mínima corriente de LED y R1. El mínimo para el MOC3010 es 15 mA. Esto es suficiente para funcionar con una tensión de entrada de aproximadamente 4 voltios, para los valores de componentes mostrados. Es posible reducir la mínima tensión necesaria disminuyendo el valor de R1 o utilizando un optoacoplador que necesite menos corriente de LED. Como el LED necesita aproximadamente 1,75 voltios antes de que empiece a emitir luz, el funcionamiento por debajo de 3 voltios no es práctico. La máxima corriente a través del LED se ajusta mediante R2.

Cuando la tensión en R2 alcanza unos 0,65 voltios, Q1 comienza a conducir, drenando corriente del LED. El resultado es que, aunque la corriente a través de R1 sube al aumentar el voltaje de entrada, la corriente del LED deja de crecer en aproximadamente 15 mA. Por lo tanto, la mínima corriente de LED, no es la mínima corriente que podemos hacer pasar a través del LED, sino que será la mínima corriente que hará funcionar el triac.

Probablemente, el aspecto más desconocido de los relés de estado sólido es que la entrada que necesitan es realmente de corriente, no de tensión. Esto sig-

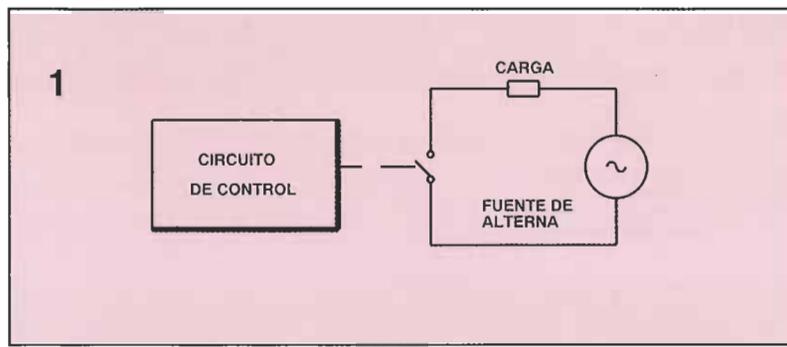
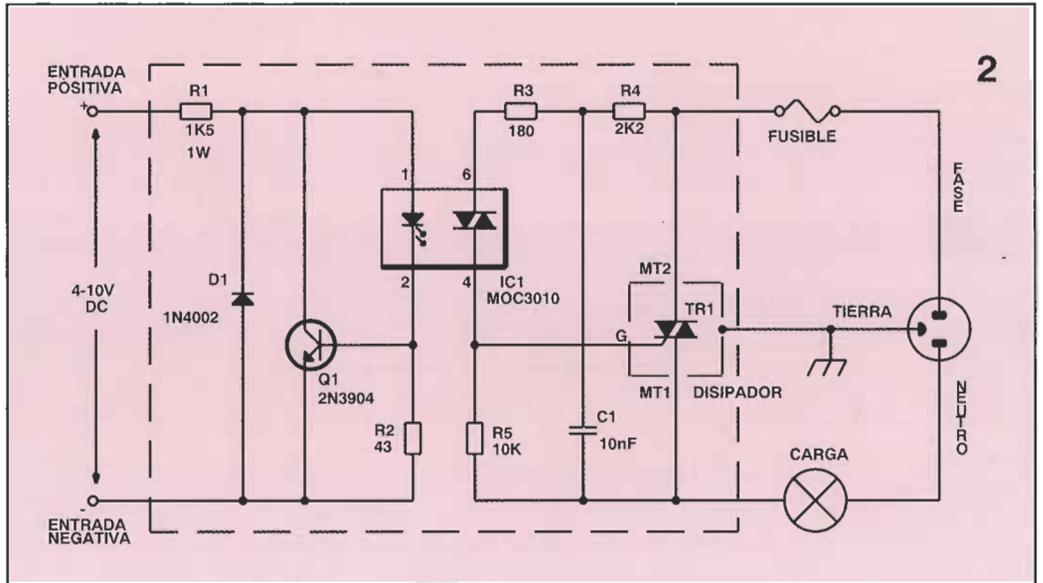


Figura 1. Un relé de estado sólido es como un conmutador controlado por una entrada de tensión o de corriente.



nifica que el circuito divisor debe ser capaz de alimentar la corriente necesaria para hacer funcionar el LED en el relé. En el ejemplo mostrado, la corriente es de aproximadamente 15 mA. La corriente puede proceder de una fuente de corriente, como en la figura 3; o de una corriente de absorción, como en la figura 4. La mayoría de los circuitos pueden absorber más corriente de la que pueden alimentar. Por ejemplo, un circuito TTL puede alimentar sólo 1 mA, pero puede absorber de 10 a 15 mA. Si tenemos que utilizar una familia lógica que no puede alimentar ni absorber mucha corriente, como los puertos de salida de un ordenador, podemos utilizar un transistor para proporcionar una corriente de absorción, como se muestra en la figura 5.

### Comutación de paso a cero

Algunos de los más modernos relés proporcionan una conmutación al paso por cero. En un fun-

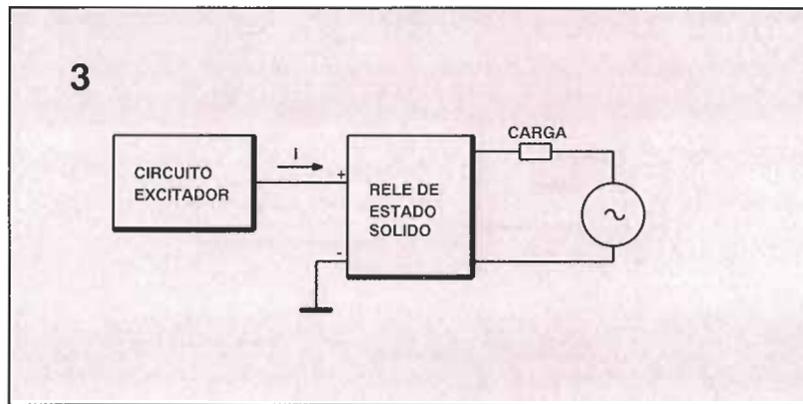
cionamiento normal, el disparo del relé es totalmente asíncrono con respecto a la tensión de AC. Esto significa que el disparo puede ocurrir durante cualquier momento de la onda de AC. Si el disparo ocurre cerca del pico de la onda, a 90 ó 270°, a través de la carga circulará una gran corriente instantánea. Esto crea muchas interferencia de radio y también es bastante peligroso para las bombillas normales. Para impedir esto, los relés de conmutación al paso por cero aceptan el disparo en cualquier momento, pero retrasan la conexión de la carga de AC hasta el próximo paso por cero de la tensión de AC.

### Seguridad

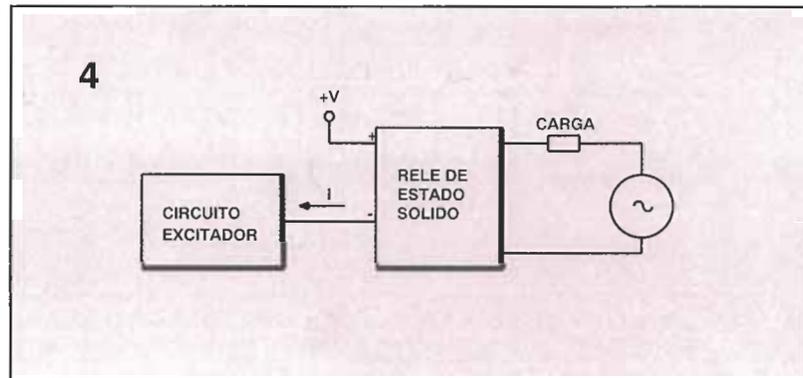
La construcción del relé requiere poner los 220 V en el circuito impreso. Desde el punto de vista eléctrico esto puede ser perfectamente seguro; sin embargo, sería una buena idea cubrir la parte de circuito impreso con las pistas donde pueda

Figura 2. Circuito del relé. El diodo D1 protege al circuito de una conexión de los terminales de entrada al revés, y R1 limita la corriente de entrada.

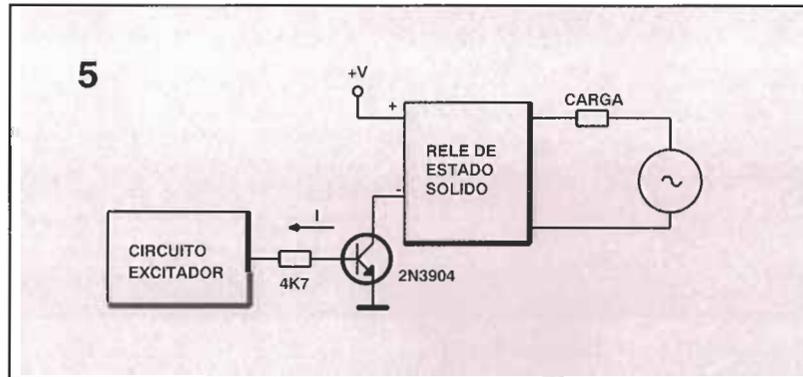
**Figura 3 .**  
El requerimiento real de entrada de un relé es corriente. Aquí podemos ver un circuito como fuente de corriente.



**Figura 4.**  
Aquí podemos observar un circuito de absorción de corriente.



**Figura 5.**  
Si nuestro circuito no puede alimentar ni absorber mucha corriente, podemos utilizar un transistor para absorción de corriente.



haber 220 V, con una capa de sellado de silicona. También es recomendable utilizar triac aislados, donde el encapsulado está eléctricamente aislado del triac, y conectar la masa del radiador a la toma de tierra de la red.

### **Elección del triac**

Hay tres requisitos básicos para la elección del triac de salida. El primero es asegurarse de que manejará la tensión utilizada. Lo mínimo para 220 V es un triac de 400 V. Hay que recordar que tiene que tener varios cientos de voltios más que la tensión a manejar.

El siguiente requisito es la corriente. Un triac de 6 A sólo manejará 6 A si está adecuadamente refrigerado. Otro factor que debemos tener en cuenta es que los motores consumen mucho más durante el arranque que durante el funcionamiento normal, a veces incluso diez veces más.

El tercer requisito es la corriente de puerta. El optoacoplador MOC3010 proporcionará aproximadamente 100 mA de corriente de alimentación para el triac de salida. Esto debería ser suficiente para cualquier triac que podamos encontrar con encapsulado TO-220.

Aunque no es una condición imprescindible, sería una buena precaución utilizar un triac aislado. Los triac aislados proporcio-

### **OPTOACOPLADORES CON TRIAC DE SALIDA TIPI CGS**

Tipo Motorola	Tensión de funcionamiento	Corriente de LED	R2 máxima	Conmutación al paso por cero	Voltaje de AC
MOC3009	250	30	22	No	115
MOC3010	250	15	43	No	115
MOC3011	250	10	68	No	115
MOC3012	250	5	130	No	115
MOC3020	400	30	22	No	220
MOC3021	400	15	43	No	220
MOC3022	400	10	68	No	220
MOC3023	400	5	130	No	220
MOC3030	250	30	22	Si	115
MOC3031	250	15	43	Si	115
MOC3032	250	10	68	Si	115
MOC3040	400	30	22	Si	220
MOC3041	400	15	43	Si	220

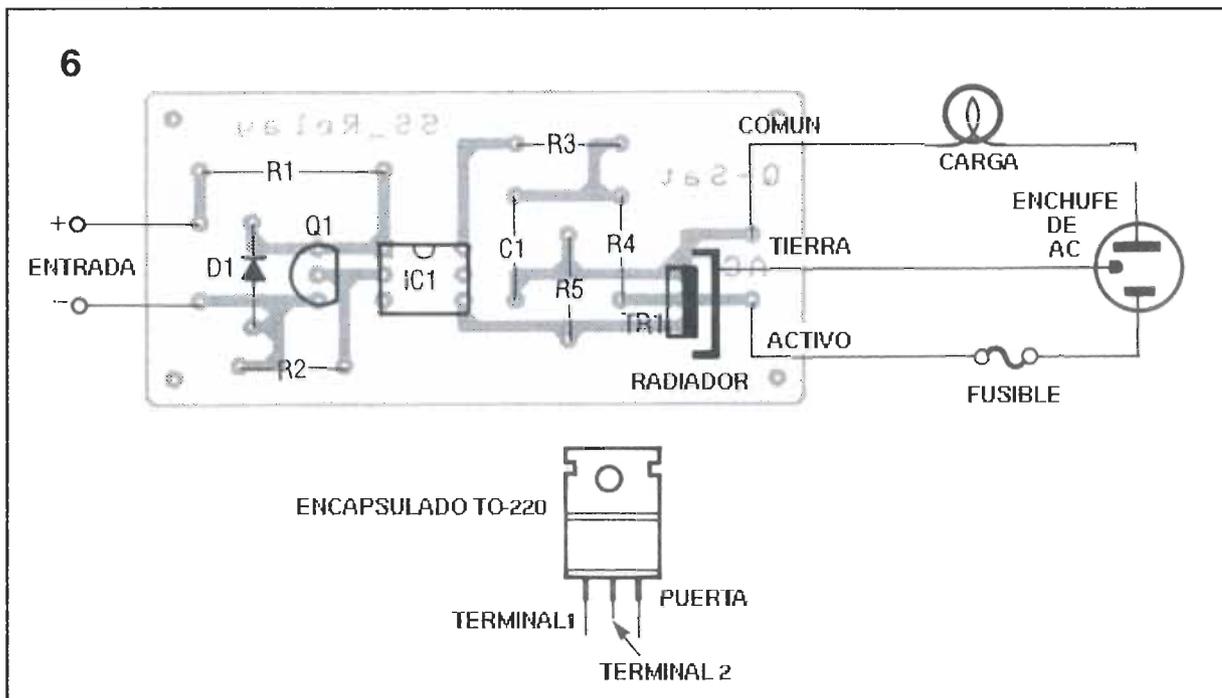


Figura 6. Diagrama de distribución de componentes. Debemos refrigerar el triac y conectar el radiador a la toma de tierra, incluso si estamos utilizando un triac aislado.

nan aislamiento eléctrico entre las conexiones y el encapsulado. Los triac antiguos no solían estar aislados y, en consecuencia, era obligatorio usar aisladores de mica con silicona térmica. Los aisladores ya no son necesarios, pero la silicona térmica sí puede ser importante para los triac con aislamiento. Si no sabemos si nuestro triac está aislado o no, sólo tenemos que medir la resistencia entre cada patilla y el encapsulado, debería ser un circuito abierto en todas las patillas.

## Montaje

Para el montaje de un relé simple será suficiente un optoacoplador como el Motorola MOC3010. Pero, cuando se trata de un relé con conmutación al paso por cero, necesitaremos un MOC3031. Es posible encontrar optoacopladores fabricados por diferentes compañías. Debemos asegurarnos de que el nuestro es un optotriac y que las patillas de salida coinciden con el diseño del circuito. En la tabla 1 se muestran las especificaciones típicas de algunos optotriac

Aunque se puede construir el relé sin circuito impreso, es mucho más sencillo utilizar el diseño de circuito impreso que

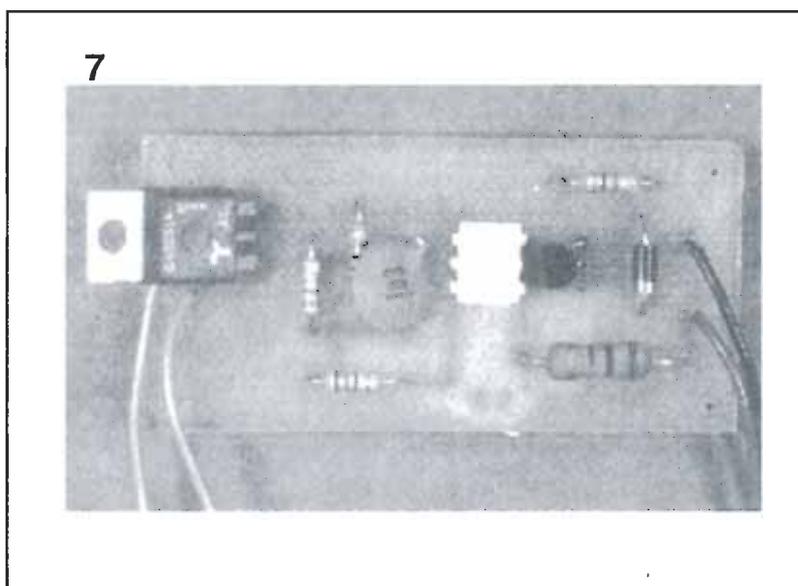


Figura 7. El prototipo del autor. En esta placa se muestra el triac sin radiador, pero se debería utilizar uno en el montaje definitivo.

## Lista de componentes

### Resistencias

R1 = 1K5 (ver texto)  
 R2 = 43  $\Omega$  (ver texto)  
 R3 = 180  $\Omega$   
 R4 = 2K2  
 R5 = 10 K

### Condensadores

C1 = 10 nF, 500 V, cerámico

### Semiconductores

IC1 = MOC3010, optotriac de Motorola (o MOC3031 para conmutación al paso por cero, ver texto)  
 D1 = diodo 1N4002 (cualquier diodo de 100 V, 1 A o superior)  
 Q1 = transistor 2N3904  
 TR1 = triac Q4006L4 o equivalente (ver texto)

ofrecemos en las páginas centrales de la revista, también es posible obtenerlo totalmente construido a través del servicio EPS de ELEKTOR. En la figura 6 podemos ver la distribución de componentes sobre el circuito impreso. La única precaución que debemos tomar, aparte de los 220 V, es la de refrigerar adecuadamente el triac. Si dejamos los terminales del triac largos, será fácil encontrar un radiador que se adapte adecuadamente al triac, sólo debemos recordar que hay que conectar la

masa del triac a la toma de tierra de la red. Incluso, si estamos utilizando un optoacoplador aislado, será necesario conectar la masa a la toma de tierra; de lo contrario, sería mejor comprar uno comercial totalmente montado. En la figura 7 se muestra el prototipo del autor totalmente montado.

Debemos recordar que el relé sólo se puede conectar a líneas de AC. Si intentamos conectar líneas de DC, el resultado será que tenemos un relé que se cierra pero nunca se abre.



*El artículo anterior de esta breve serie se dedicó al diseño de redes de atenuación de tipo "L". En las páginas siguientes continuaremos con el mismo tema para mostrar cómo diseñar atenuadores de "resistencias adaptadas".*

# DISEÑO DE CIRCUITOS ATENUADORES (y II)

Uno de los problemas más importantes de los atenuadores en "L" es que la impedancia de salida varía con el ajuste del atenuador, y su impedancia de entrada varía de modo similar cuando la salida se carga de forma externa. El significado de este efecto colateral se puede ver en la Fig.1, en la que el atenuador es representado como la carga en la salida de un generador de forma de onda, el cual tiene una impedancia de salida de  $100 \Omega$ . Cuando se ajusta el generador para proporcionar una salida de 1 voltio sobre una carga de  $1K0 \Omega$ , la salida varía entre 1,048 voltios y 0,917, si se varía la carga entre  $2K0$  y  $500 \Omega$ , por lo que se invalida la calibración del atenuador.

Por ello, en la Fig.2, el atenuador variable "ideal" debería tener una impedancia de entrada y de

salida que tendrían que permanecer constantes con independencia del ajuste de atenuación. Este tipo de atenuadores existe, y suele estar basado en un cierto número de líneas de atenuación de valor fijo seleccionables mediante un conmutador. Estas líneas de atenuación pueden ser de varios tipos: las cinco más populares se muestran en las figuras 3 y 4, junto a su fórmula de diseño. Estos atenuadores son perfectamente simétricos, lo que posibilita que sus terminales de entrada y salida sean intercambiables, y cada uno de ellos está diseñado para ser conectados a una carga de impedancia fija,  $Z$ , la cual forma parte de una red de atenuación. Hay que señalar que las impedancias de entrada y de salida de las líneas están diseñadas para igualar a

la de la carga designada, por lo que se logran líneas de impedancia adaptada de cualquier valor de atenuación deseado que se pueden poner en cascada en la combinación que se desee, como se puede ver en la Fig.5.

Las dos líneas de atenuación más populares son del tipo "T" y "Pi"; los tipos "H" y "O" son simplemente versiones de "entradas balanceadas" de éstos, y el tipo "Puente en T" es una derivación básica del tipo "T".

La Fig.6 muestra una versión práctica de un atenuador de tipo "Pi", diseñado para dar una impedancia ajustada de  $1K0 \Omega$  y para proporcionar una atenuación de 20 dB. Trabajando en el diseño de este ejemplo desde atrás, hay que señalar que la carga de  $1K0$  se encuentra en paralelo con  $R2$

y provoca que su impedancia efectiva se reduzca a 550 Ω, la cual actúa con R1 como un atenuador de tipo "L" que proporciona una atenuación de 20 dB y que tiene una impedancia de entrada (en R1) de 5,501 Ω, la cual se encuentra en paralelo con R3 para dar una impedancia de entrada de 1000 Ω. Hay que señalar que la carga de salida forma una parte vital del atenuador, y que si se elimina se reduce la atenuación de la línea a sólo 5,052 Ω ó -14,07 dB.

La Fig.7 muestra una versión práctica de un atenuador de tipo T, diseñado para proporcionar una impedancia ajustada de 1K0 Ω y una atenuación de 20 dB. R3 y la carga de 1K0 Ω forman un atenuador de tipo "L", "divisor por 1,8182", que tiene una impedancia de entrada (en R3) de 1.818,2 Ω. R1 y R2 también forman un atenuador de tipo "L"; pero en este caso se encuentran en paralelo, por la impedancia anterior de 1.818,2 Ω, y hace que su valor efectivo se reduzca a 181,8 Ω, lo que proporciona una etapa de atenuación "divisor por 5,5" o "divisor por 10,00" en conjunto. Hay que señalar que si se elimina carga se salda la atenuación cae a sólo un valor "divisor por 5,50" o -14,81 dB.

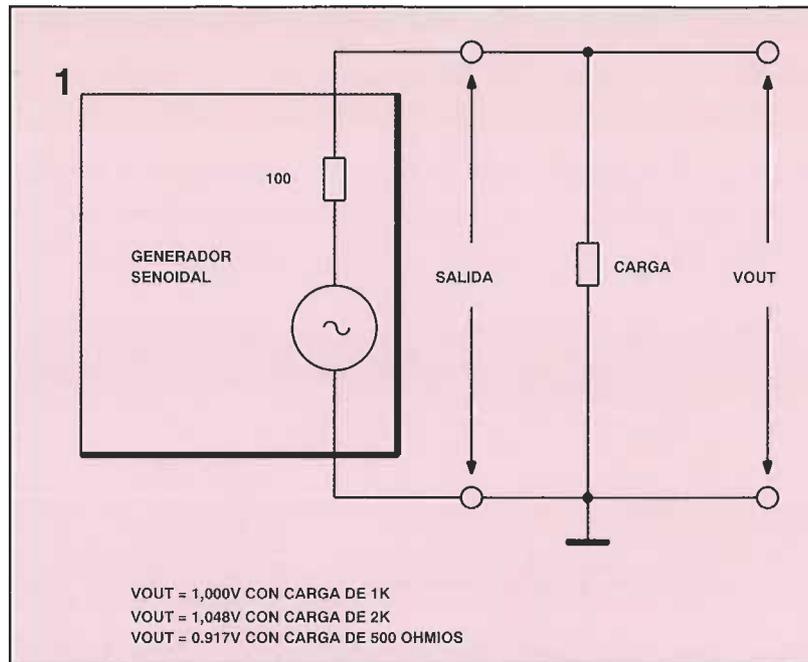


Figura 1. La tensión de salida de un generador varía con los cambios en la impedancia de la carga.

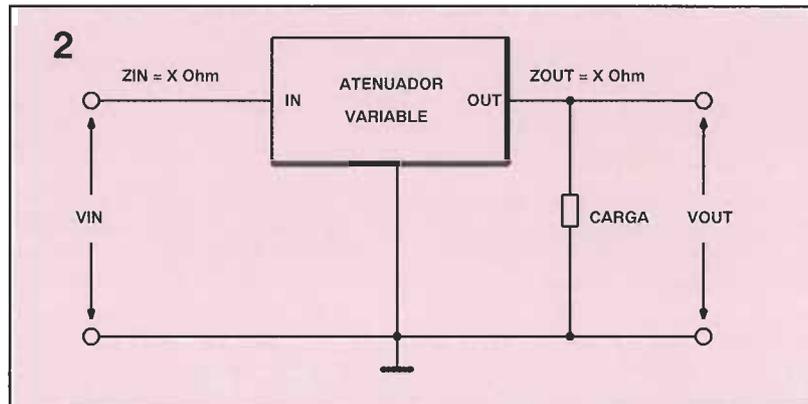
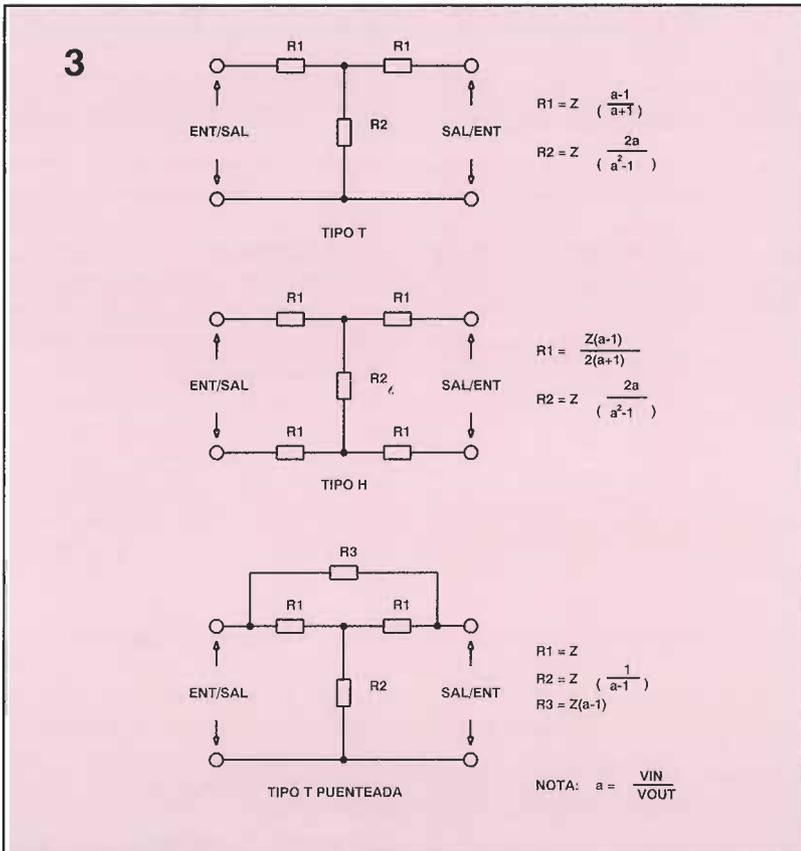


Figura 2. El atenuador variable "ideal" presenta unas impedancias de entrada y de salida constantes.



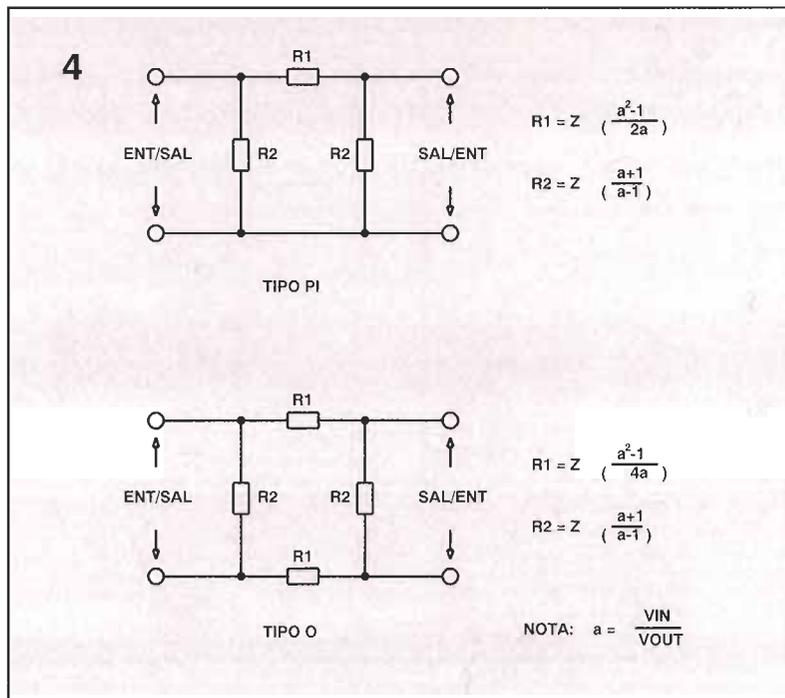
La Fig.8 muestra una carta que hace que el diseño de los atenuadores en "T" sea muy sencillo. Para encontrar el valor correcto de R1 y de R2, simplemente hay que leer los valores de r1 y r2 de la carta para el valor de atenuación deseado y multiplicarlos por el valor de la impedancia del atenuador en Ω. Es decir, para fabricar una línea de 100 Ω -20 dB, R1 y R2 necesitan valores de 818 Ω y de 202 Ω, respectivamente. Hay que destacar que esta carta también sirve para el diseño de atenuadores en "H" o en "O", simplemente dividiendo por dos el valor derivado de R1.

### Atenuadores conmutados

Los atenuadores de líneas de impedancia ajustada pueden colocarse en cascada con la secuencia que se desee de valores y tipos, y este hecho hace que resulte sencillo diseñar atenuadores de valores

Figura 3. Circuitos y fórmulas de diseño de los atenuadores básicos del tipo "T" y sus derivaciones en "H" y el "Puente en T".

**Figura 4 .** Circuitos y fórmulas de diseño para el atenuador de tipo básico en "Pi" y su atenuador derivado de tipo "O".

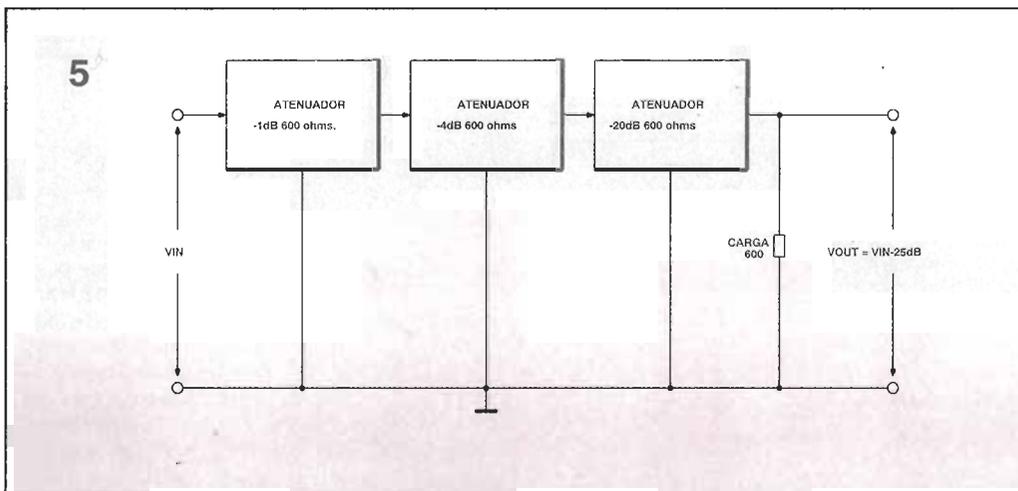


conmutados y "cajas" como las que aparecen en las figuras 9 y 10. La Fig.9 muestra cómo cuatro atenuadores binarios secuenciados "1-2-4-8" se pueden colocar en cascada mediante la utilización de conmutadores selector de 2 polos 2 vías, para hacer que un atenuador pueda variar desde 0 dB hasta -15 dB en pasos de 1 dB; y la Fig.10 muestra una solución alternativa que permite que la atenuación varíe de 0 dB a -70 dB en pasos de 10 dB. Estos dos circuitos se pueden colocar en cascada, si se desea, para hacer un atenuador variable desde 0 dB hasta -85 dB en pasos de 1 dB.

Los tres valores más utilizados de impedancias "adaptadas" son 50 Ω y 75 Ω para trabajar en

"radio", y 600 Ω para trabajar en "audio"; las figuras 11 y 12 muestran los valores adecuados de R1 y R2 para hacer líneas en "T" y en "Pi" para esas impedancias y con valores de atenuación de 1, 2, 4, 8, 10, 16, 20 o 32 dB. Hay que destacar que cuando se diseñan líneas de atenuación los valores de R1 o R2 se pueden ver afectados de forma adversa por capacidades parásitas, si sus valores son excesivamente elevados, o por las resistencias de los contactos de conmutación o del cableado, si son demasiado pequeñas. Por ello, se puede ver en las figuras 11 y 12 que una línea de -1 dB podría estar mejor hecha a partir de una sección en "Pi" si se diseñase para una adaptación de 50

**Figura 5 .** Las líneas de atenuadores adaptados se pueden colocar en cascada con cualquier combinación.



Ω, mientras que es mejor una sección en "T" si se requiere una adaptación a 600 Ω.

Si se necesitan grandes valores de atenuación para las líneas (superiores a 32 dB), es preferible realizar la línea a partir de dos o más redes de atenuadores colocadas en cascada. Si la línea de atenuación está realizada por varias etapas en "Pi" idénticas, como se muestra en la Fig.13a, se pueden economizar pares adyacentes de resistencias R2 por una única resistencia con un valor de R2/2, como puede verse en la Fig.13b. Se puede utilizar una técnica similar si las secciones en cascada no tienen valores idénticos, pero, en este caso, la resistencia de sustitución simple necesita un valor igual al valor en paralelo del par de resistencias adyacentes que reemplaza.

Aunque el atenuador escalonado de la Fig.13b está descrito como un diseño de tipo "Pi", se puede describir como una serie de atenuadores del tipo "L" con una resistencia en paralelo a través de sus terminales de entrada principales. Con esta descripción en mente, hay un desarrollo más ingenioso del circuito que es el atenuador escalonado conmutable, una versión de 5 pasos, que se muestra en la Fig.14, junto con su fórmula de diseño y con los valores de trabajo para proporcionar un paso de división por 10 (= -20 dB) y una impedancia adaptada de 1K0 Ω. La impedancia de entrada de la fuente efectiva de señal forma una parte vital de la red de atenuación y necesita un valor de 2Z.

Para comprender el funcionamiento del atenuador mostrado en la Fig.14 es mejor imaginarlo primero sin la carga externa conectada y trabajando en el diseño de derecha a izquierda. La quinta sección (salida) formada por R2-R4 funciona como un atenuador divisor por 10 en "L", con una impedancia de entrada de 11K. Esta impedancia está en paralelo con R3 de la sección precedente y se reduce su valor efectivo a 1.100 Ω; por ello, esta sección (la cuarta) también proporciona una atenuación por 10 y una impedancia de entrada de 11K. De forma similar, las secciones 2 y 3 actúan precisamente de igual modo. La entrada "1" de una sección del tipo "L" consiste en la impedancia fuente del generador (2K0) y R1, la cual

(como está en paralelo con la impedancia de entrada de 11K de la "2" sección) tiene una impedancia efectiva de 2K $\Omega$ ; esta sección tiene una atenuación efectiva divisora por 2.

Ahora, se puede imaginar el efecto de conectar una carga externa de 1K $\Omega$  a cualquiera de los terminales de salida del atenuador. Si se conecta a la quinta sección, ésta se encuentra en paralelo con R4 e incrementa la atenuación de esta sección de forma que divide por 19,9 y reduce su impedancia de entrada a 10.424  $\Omega$ ; por lo tanto, incrementando la atenuación de la sección precedente en un 0,5%. El resultado neto es que la atenuación en el terminal de salida se incrementa en un factor de 1,995 o precisamente 6 dB. Igualmente, si la carga se conecta a la salida de la sección "2" ó "4", se incrementa precisamente en 6 dB. Finalmente, si la carga se conecta a la salida de la sección "1", la atenuación de esta sección se incrementa en un factor de 2,000 (dividiendo por 4) o precisamente 6,021 dB.

Como la carga se conecta a ALGUNA de las partes del circuito, esta no afecta al paso de atenuación de la red. Si la carga se desplaza a un paso de 20 dB en la línea, de la salida de la sección "2" a la salida de la sección "3", la salida de la sección "2" (y la entrada de la sección "3") aumenta en 6 dB, pero la atenuación de la sección "3" se incrementa en 6 dB a -26 dB, para proporcionar un cambio total del paso de precisamente -20 dB. Esta precisión se mantiene con un pequeño margen en todos, excepto en la posición del primer paso, en el que aparece un error trivial de +0,25% o de 0,021 dB. Esto se utiliza ampliamente en las salidas de los generadores de audio y de RF.

La Fig.15 muestra un atenuador en escala de 4 pasos de 600  $\Omega$ , adecuado para los generadores de audio. Está diseñado para ser alimentado por una fuente de baja impedancia; con una entrada de 4 V RMS, proporciona una salida de 1 V, 100 mV, 10 mV y 1 mV. El conmutador SW2 permite que la salida se pueda cargar con una resistencia interna de 600  $\Omega$  cuando alimente cargas externas de alta impedancia

■

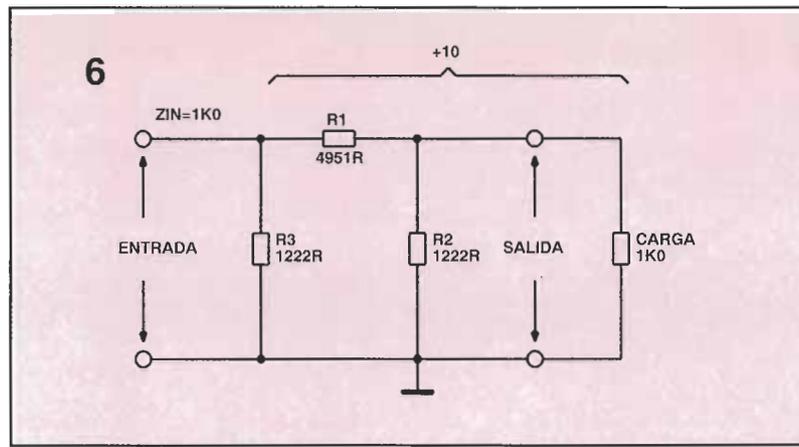


Figura 6. Ejemplo de trabajo de un atenuador de tipo "Pi" de 1K $\Omega$ , -20 dB; su atenuación sin carga es una división por 5,52 o lo que es lo mismo -14,07 dB.

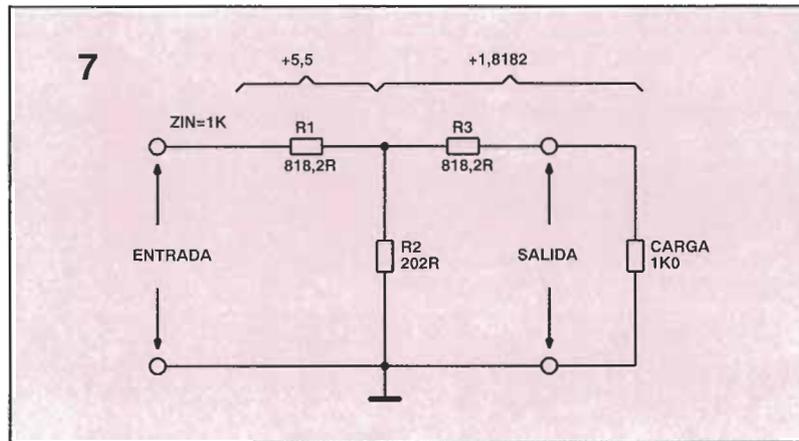


Figura 7. Ejemplo de trabajo de un atenuador de tipo "T" de 1K $\Omega$ , -20 dB; su atenuación sin carga es una división por 5,50 o lo que es lo mismo -14,81 dB.

PERDIDA EN dB	a ( $V_{in}/V_{out}$ )	TIPO-"T"		TIPO [I]	
		r1	r2	r1	r2
0	1,000	0	$\infty$	0	$\infty$
0,1	1,012	0,00576	86,9	0,0115	174
0,2	1,023	0,0115	43,4	0,0230	86,9
0,3	1,035	0,0173	28,9	0,0345	57,9
0,4	1,047	0,0230	21,7	0,0461	43,4
0,5	1,059	0,0288	17,4	0,0576	34,8
0,6	1,072	0,0345	14,5	0,0691	29,0
0,8	1,096	0,0460	10,8	0,0922	21,7
1,0	1,122	0,0575	8,67	0,115	17,4
1,5	1,188	0,0861	5,76	0,174	11,6
2	1,259	0,115	4,30	0,232	8,72
3	1,413	0,171	2,84	0,352	5,85
4	1,585	0,226	2,10	0,477	4,42
5	1,778	0,280	1,64	0,687	3,57
6	1,995	0,332	1,34	0,747	3,01
7	2,239	0,382	1,12	0,896	2,61
8	2,512	0,431	0,946	1,057	2,32
9	2,818	0,476	0,812	1,23	2,10
10	3,162	0,520	0,703	1,43	1,92
12	3,981	0,598	0,536	1,86	1,67
14	5,01	0,667	0,416	2,41	1,50
15	5,62	0,698	0,367	2,72	1,43
16	6,31	0,726	0,325	3,08	1,38
18	7,94	0,776	0,256	3,91	1,29
20	10,00	0,818	0,202	4,95	1,22
25	17,78	0,894	0,113	8,86	1,12
30	31,62	0,939	0,0633	15,8	1,07
32	39,81	0,951	0,0503	19,89	1,052
35	56,23	0,965	0,0356	28,1	1,04
40	100,0	0,980	0,0200	50,1	1,02
45	177,8	0,989	0,0112	88,9	1,011
50	316,2	0,994	0,00632	158	1,006
55	562,3	0,996	0,00356	281	1,0036
60	1000	0,998	0,00200	500	1,0020
64	1585	0,9987	0,001262	800	1,00126

Figura 8. Carta de diseño de atenuadores en "T" y en "Pi". Para encontrar los valores correctos de R1 y R2, hay que leer los valores de r1 y r2 indicados para la atenuación deseada y multiplicarlos por la impedancia deseada del atenuador.

Figura 9  
Este atenuador conmutable es variable de 0 a -15 dB en pasos de 1 dB.

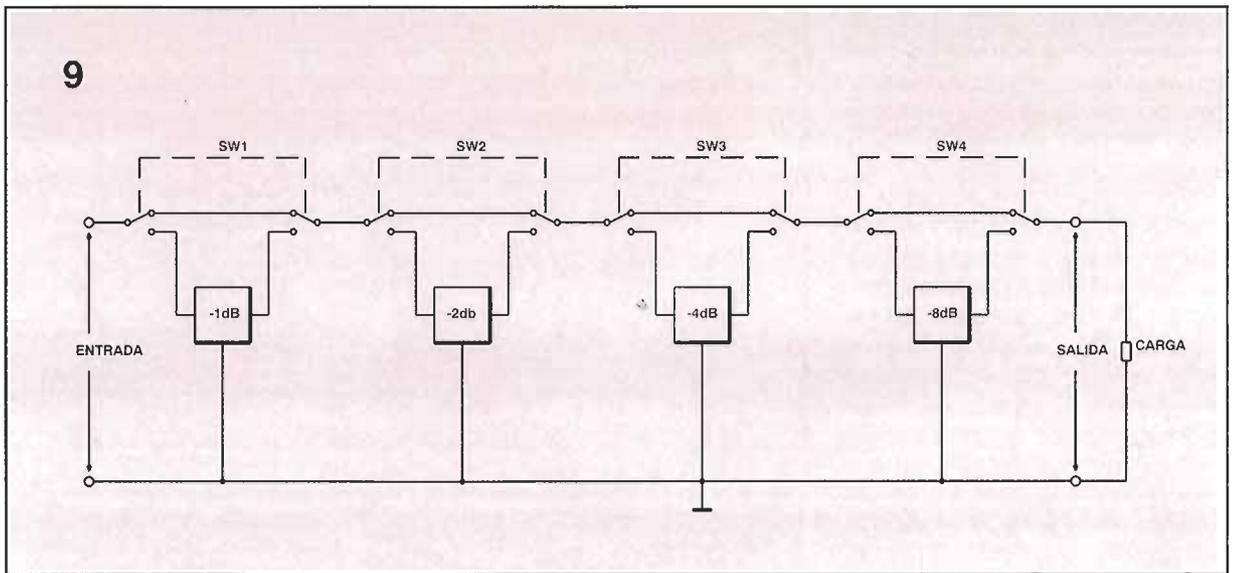


Figura 10.  
Este atenuador conmutable es variable de 0 a -70 dB en pasos de 10 dB.

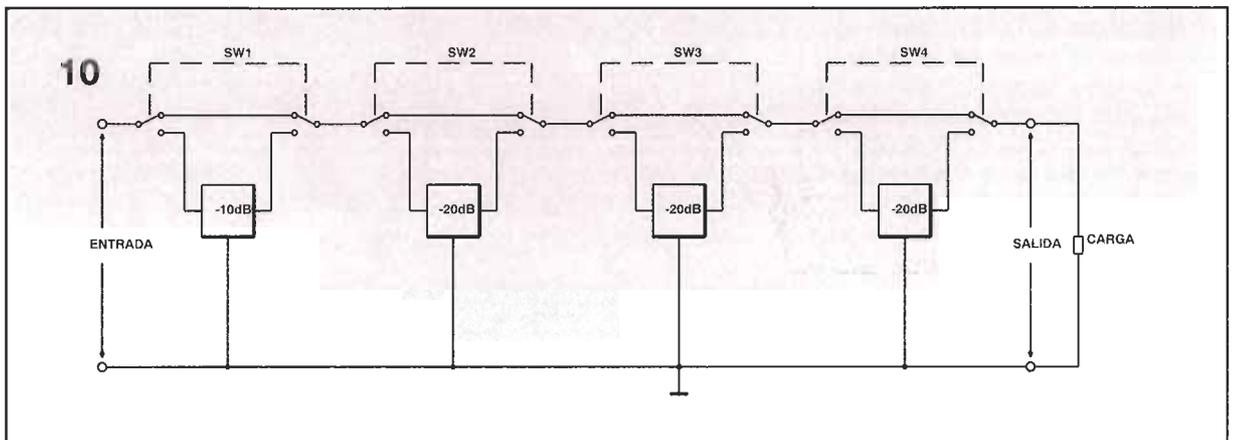


Figura 11.  
Carta de diseño para líneas de atenuación de tipo "T" de 50, 75 y 600 Ω.

PERDIDA	500Ω IMPEDANCIA		75Ω IMPEDANCIA		600Ω IMPEDANCIA	
dB	R1(Ω)	R2(Ω)	R1(Ω)	R2(Ω)	R1(Ω)	R1(Ω)
1	5,750	870,0	8,625	1305	69,00	10,440
2	11,60	436,0	17,40	654,0	139,2	5232
4	23,85	221,0	35,78	331,5	286,2	2,652
8	52,85	116,0	79,27	174,0	634,2	1,392
10	71,50	96,0	107,2	144,0	858,0	1,152
16	154,0	69,0	231,0	103,5	1848	828
20	247,5	61,0	371,2	91,5	2970	732
32	994,5	52,6	1492	78,9	11,934	631,2

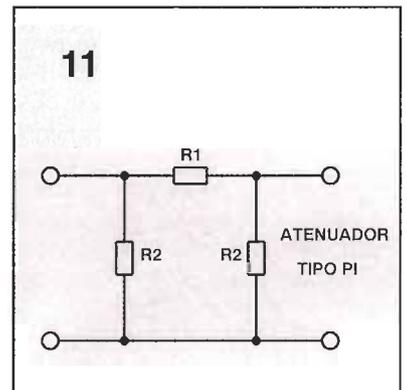
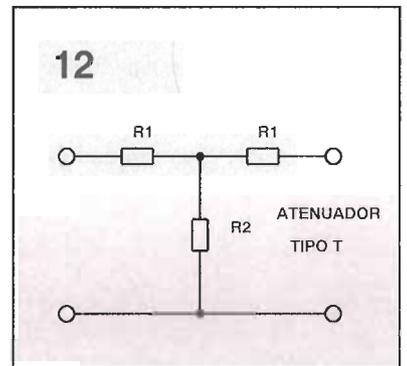


Figura 12.  
Carta de diseño para líneas de atenuación de tipo "Pi" de 50, 75 y 600 Ω.

PERDIDA	50Ω IMPEDANCIA		75Ω IMPEDANCIA		600Ω IMPEDANCIA	
B	R1(Ω)	R2(Ω)	R1(Ω)	R2(Ω)	R1(Ω)	R1(Ω)
1	2,875	433,5	4,312	650,2	34,50	5202
2	5,750	215,0	8,625	322,5	69,00	2580
4	11,30	105,0	16,95	150,0	135,6	1260
8	21,55	47,30	32,33	70,95	258,6	567,6
10	26,00	35,15	39,00	52,73	312,0	421,8
16	36,30	16,25	54,45	24,37	435,6	195,0
20	40,90	10,10	61,35	15,15	490,8	121,2
32	47,55	2,515	71,32	3,772	570,6	30,18



13

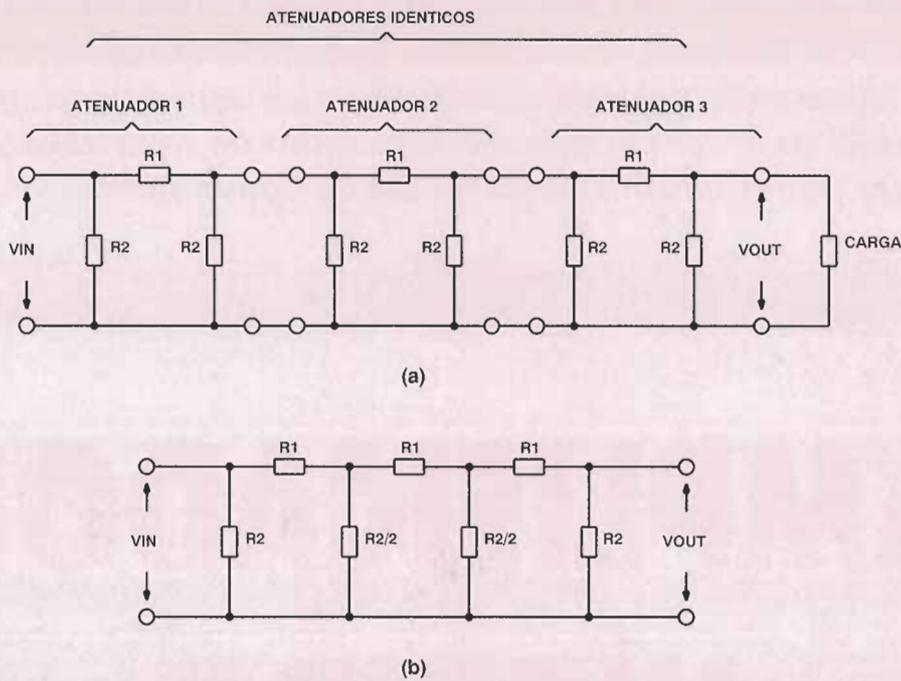


Figura 13. El atenuador en escalera de tres etapas de tipo "Pi" de (b) es un simple desarrollo del circuito de tres líneas mostrado en (a).

14

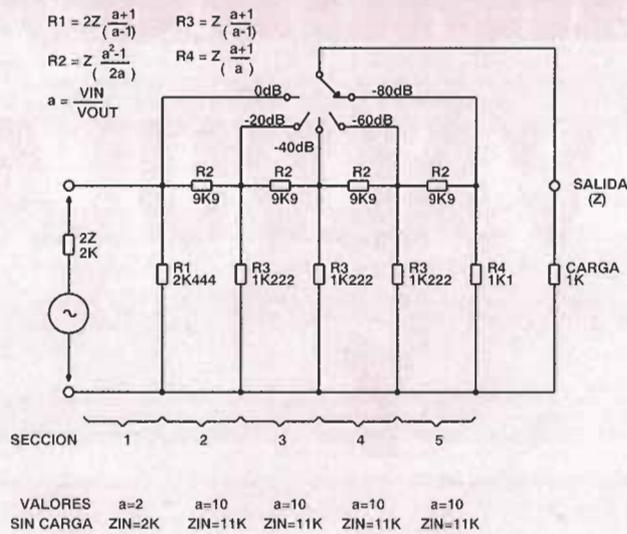


Figura 14. Ejemplo de un atenuador conmutable de 5 pasos en escalera, que proporciona pasos de -20 dB con una impedancia de 1K $\Omega$ , con las fórmulas de diseño.

15

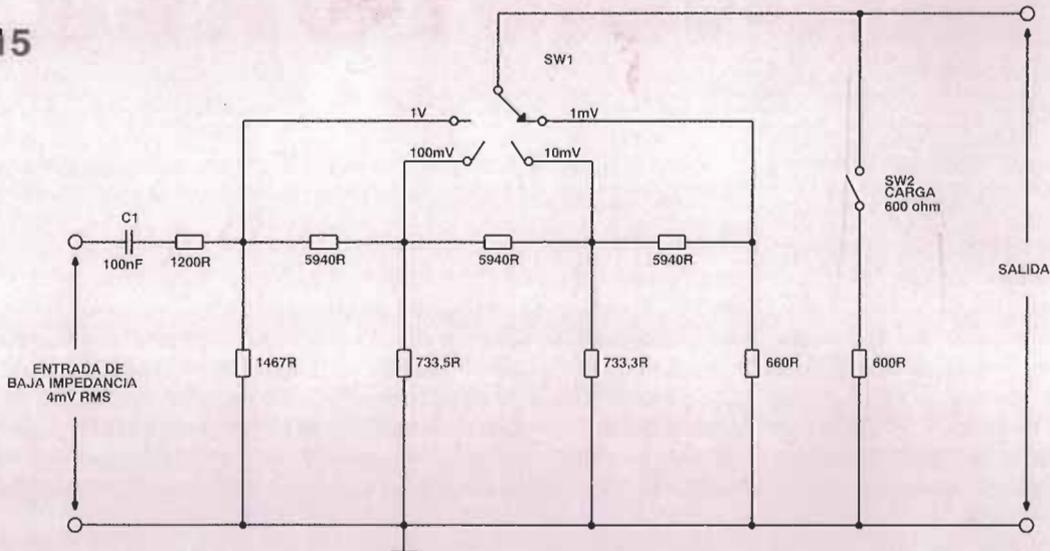


Figura 15. Atenuador en escalera conmutable práctico de 4 pasos de 600  $\Omega$  para ser utilizado en un generador de audio.

*Las etapas de salida de válvulas siempre han ofrecido ventajas; sin embargo, son también importantes los beneficios producidos por los transistores a la hora de constituir una etapa de ganancia. En este artículo veremos un módulo separador de fase transistorizado y listo para gobernar una etapa de salida "push-pull".*

# AMPLIFICADOR HÍBRIDO DE VÁLVULAS Y TRANSISTORES

Desde siempre ha existido un notable interés, por parte de los aficionados a la electrónica, hacia los obsoletos amplificadores de válvulas, no exento de cierta nostalgia por nuestra parte. Aunque es bien sabido que el coste de estos equipos ya nunca se situará a la altura de los asequibles circuitos transistorizados, las válvulas ofrecen una cualidad nada despreciable, como es su mejor caracte-

rística en transferencia de entrada (respuesta más lineal); y, por lo tanto, su curva de distorsión en lazo abierto es también menor.

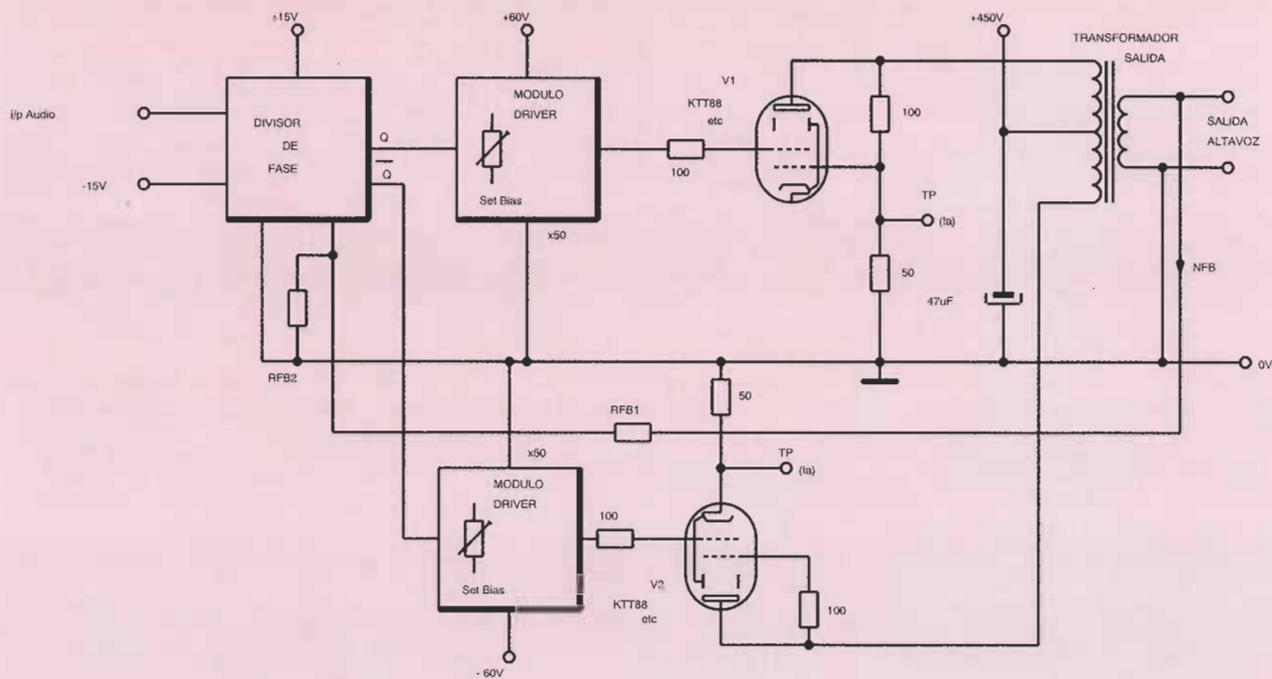
Las válvulas también atacan cargas de altavoces con impedancias críticas mucho mejor que los circuitos de estado sólido, además de que soportan las sobrecargas con muchos menos problemas que estos.

La posibilidad que tienen las etapas de salida de válvulas de

disipar una mayor cantidad de calor, las hace idóneas para trabajar en clase A, la cual evita los consabidos problemas de distorsión. Sin embargo, todas estas logros se ven un poco mermados si tenemos en cuenta la necesidad (más bien obligatoriedad) de usar un transformador de acoplamiento a la salida de la etapa.

Vamos ahora a describir las características de esta etapa de

1



salida híbrida (figura 1) y del módulo de control (figura 2). Pues bien, dejando a un lado el condensador de entrada encargado de bloquear la CC, vemos que todo el circuito controlador va acoplado en continua, desde su entrada a su salida. El ajuste del nivel de entrada en Tr1 permitirá controlar el

nivel de salida CC, destinado a ajustar la polarización de la rejilla de la válvula de salida.

Está claro que necesitaremos algún tipo de separador de fase de entrada para gobernar las dos válvulas de salida en el modo "push-pull", y para proporcionarnos un lazo de realimentación

negativa obtenido desde el secundario del transformador de salida, así que lo que haremos es proporcionarle varios circuitos al efecto, basados todos ellos en el amplificador operacional LM833, el cual tiene una baja distorsión, además de un ancho de banda bastante amplio ( figura 3 ).

Figura 1. Esquema de uno de los canales del amplificador híbrido.

2

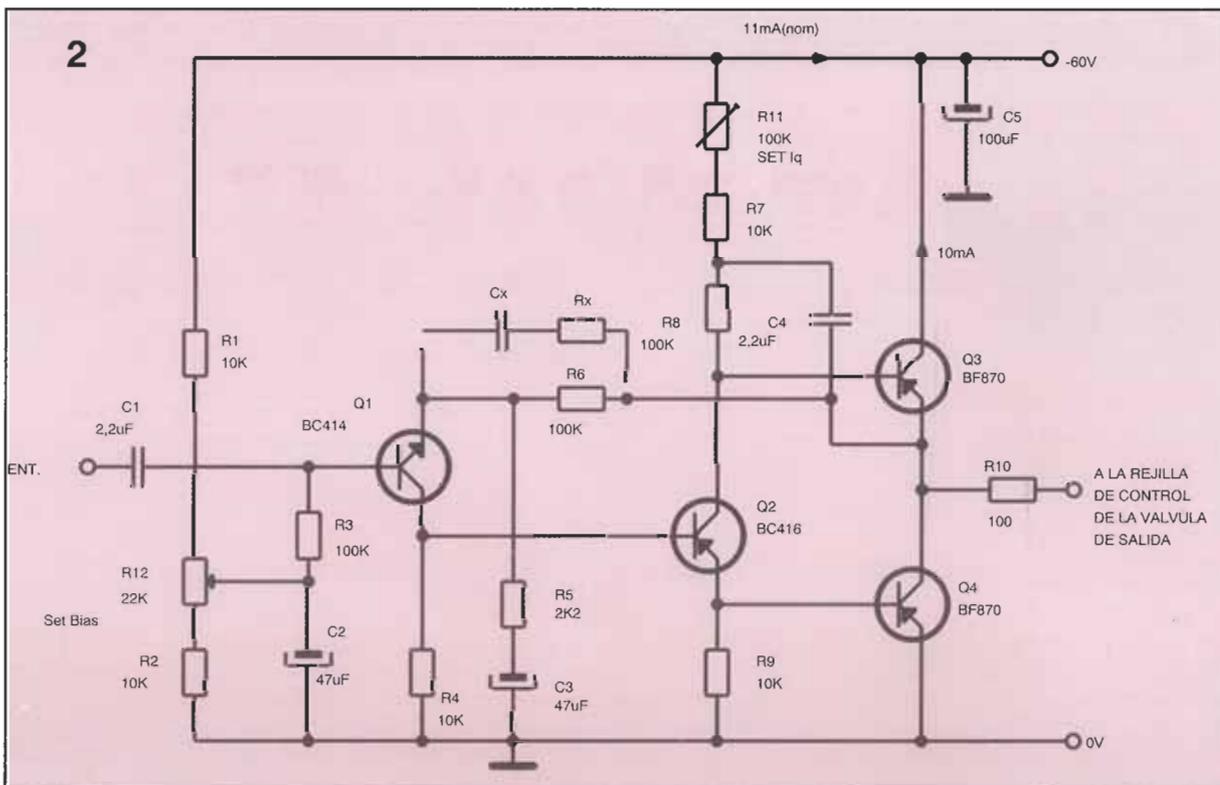


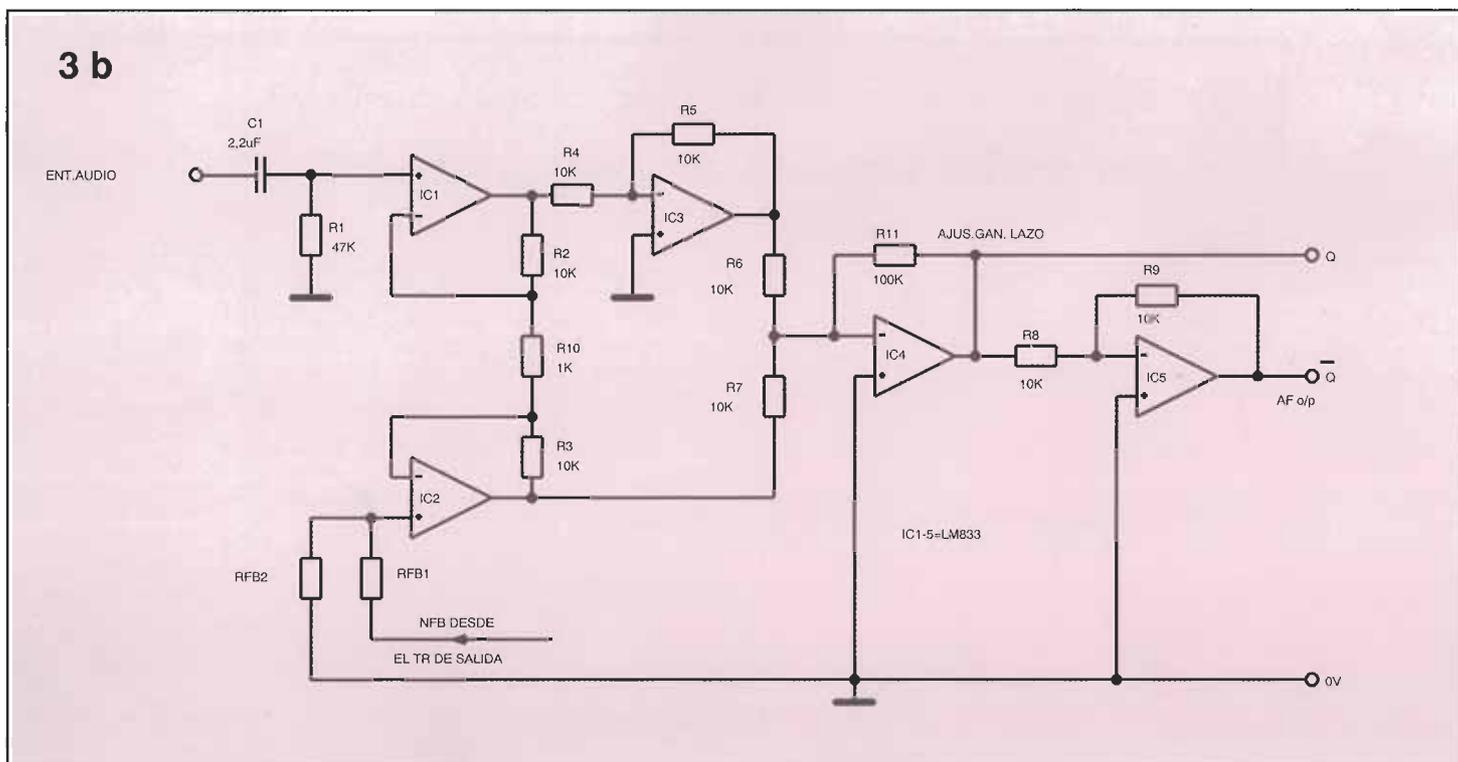
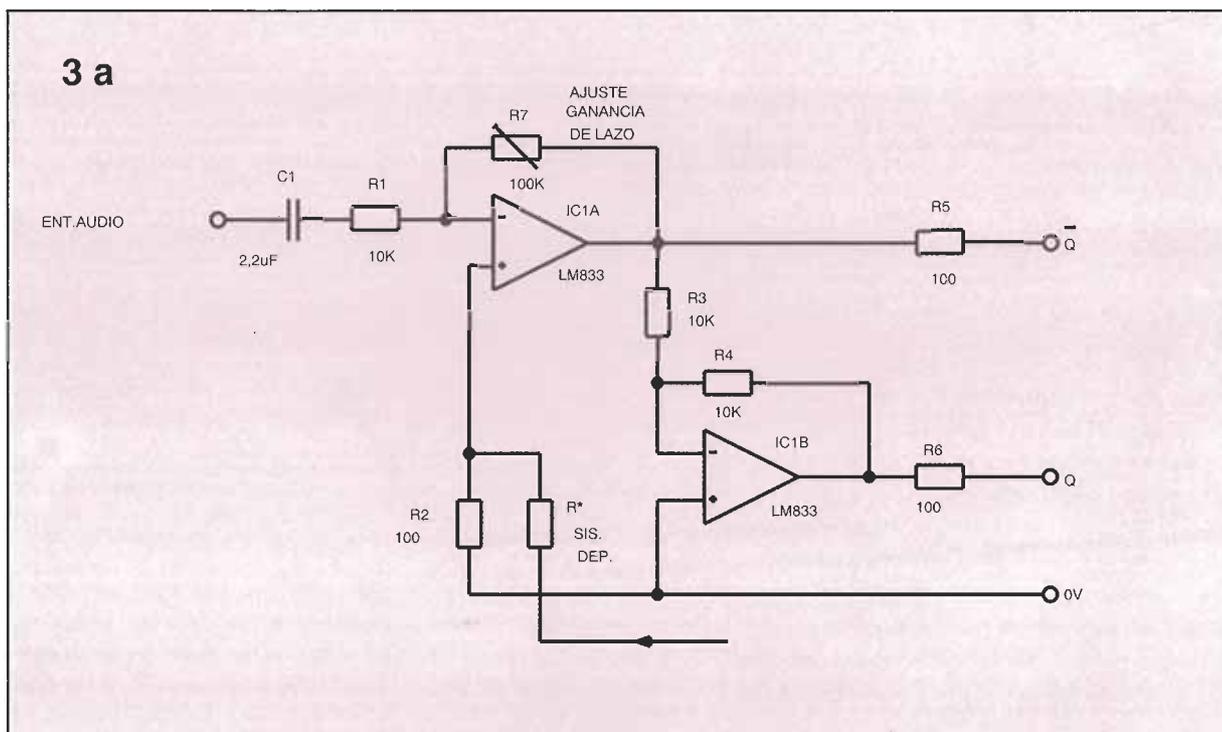
Figura 2. Módulo de control clase A transistorizado. El circuito va acoplado directamente y el ajuste de la polarización VR1 actúa sobre la etapa de salida de válvulas. La red Rx/Cx asegura la estabilidad de todo el amplificador.

El ancho de banda del circuito de la figura 2 es muy grande, excediendo con creces la zona de 10 Mhz. Si fuera necesario introducir un paso en la curva ganancia/frecuencia para asegurarnos la estabilidad del lazo de HF al final del amplificador, podemos hacerlo colocando una red RC (Rx/Cx) en paralelo con

R6, y cuyos valores dependerán principalmente de las pérdidas reactivas del transformador de salida. El punto de corte en B.F. viene dado por los condensadores C1 y C3, y puede hacerse menor en caso de que sea necesario para una mayor estabilidad en el lazo de BF. La respuesta en transitorios de la figura

2 es excelente, y su distorsión, en la zona de ruptura, es del orden de un 0,002% a 1Khz, siendo debida casi en su totalidad al 2º armónico. Como es habitual, también en las etapas de ganancia clase A, la distorsión disminuye de manera lineal según disminuya la oscilación de la tensión de salida. **K**

Figura 3 . Aquí le sugerimos dos versiones diferentes de separador de fase, lo cual es necesario para actuar las válvulas de salida en modo "push-pull" a través del circuito de control de la figura 2.



**Con este revolucionario montaje su próxima excursión a la montaña ofrecerá nuevas perspectivas, y todo gracias al altímetro digital de bolsillo que ahora pasamos a mostrarle.**

# ALTÍMETRO DIGITAL

Si es usted de las personas que disfrutan en las excursiones a la montaña o simplemente le gusta conducir por el monte, pero nunca ha sabido a ciencia cierta a qué altura sobre el nivel del mar se encontraba, el montaje del que nos vamos a ocupar en el presente artículo hará, sin duda, sus delicias. Se trata de un altímetro electrónico compacto, portátil, fácil de construir y capaz de detectar altitudes de cero a 1999 pies, con una resolución de 1 pie. La lectura se hace a través de un visualizador LCD de 3,5 dígitos y la alimentación se obtiene de una pila estándar de 9 V.

Lo liviano del altímetro hace que sea posible llevarlo con comodidad; además, su bajo consumo asegura una larga vida a la batería de la que se alimenta. Otra posibilidad es conectarlo directamente a los 12 voltios de cualquier vehículo.

El altímetro electrónico es un equipo gobernado por un dispositivo sensible a las variaciones de la presión del aire, es decir, similar a los equipos de tipo cápsula aneroides incorporados en los aviones.

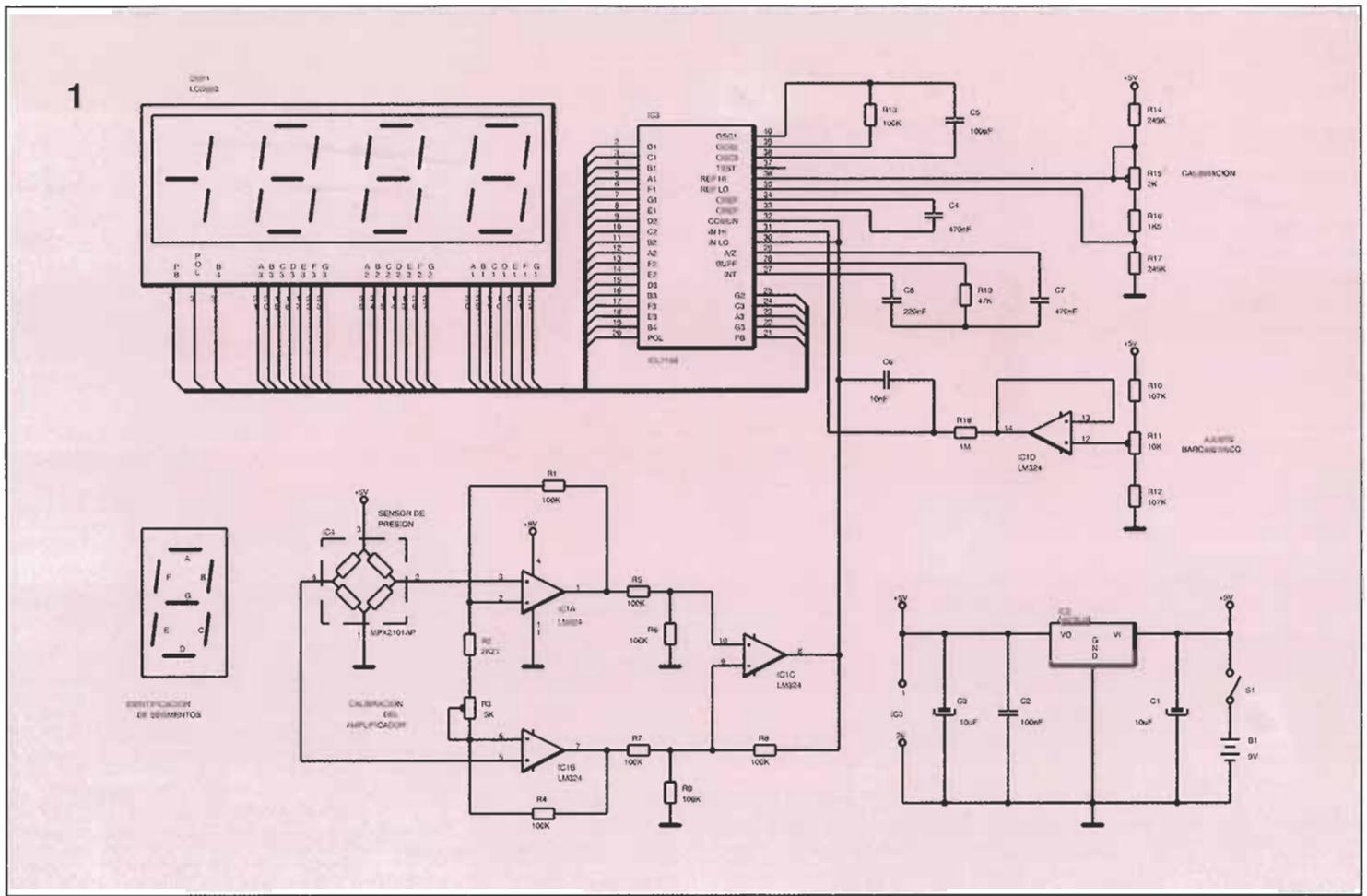
La presión atmosférica absoluta es un parámetro definible en términos matemáticos, y varía de manera inversa a la altitud. Al nivel del mar la presión suele ser de 14,7 psi (libras por pulgada cuadrada), y se reduce conforme aumenta la altitud.

El corazón de nuestro montaje es un sensor de estado sólido sensible a las variaciones de la presión atmosférica, y cuya sensibilidad es bastante elevada ya que es capaz de detectar variaciones de altitud de un pie. La circuitería periférica añadida se encarga de amplificar la señal analógica proveniente del sensor y convertirla al formato digital, de manera que pueda ser observada en el visualizador.

## **El sensor**

El sensor de presión ha sido desarrollado por Motorola Semiconductor Products, Inc. (Phoenix). Fue diseñado para responder a variaciones de presión atmosférica absoluta, la cual se define como la presión medida con respecto al vacío perfecto (0 psia). La variación que tiene lugar en la gama de medida de altitud elegida va desde 14,696 psia hasta 13,67 psia (lo cual corresponde a una variación de 29,92 a 27,82 pulgadas de mercurio, respectivamente).

Dentro del sensor se esconde una piezorresistencia monolítica de silicio, consistente en una implantación iónica sobre un diafragma de silicio. La parte sensible propiamente dicha se basa en dos compartimentos separados por el diafragma de silicio. Uno de ellos está expuesto a la presión ambien-



te a través de un agujero. El otro compartimento está sometido a unas condiciones de vacío ideal y se encuentra sellado. De este modo, el diafragma del sensor se ve sometido a continuas variaciones entre la presión externa y el "vacío" interno. Dichas variaciones sobre el diafragma (y sobre la piezorresistencia) originan una tensión de salida en el sensor proporcional a la variación de presión externa.

Centrándonos, ahora, en el esquema electrónico del circuito, el cual puede verse en la figura 1, vemos que la piezorresistencia interna del sensor IC4 va conectada entre las patillas 1 y 3, y se alimenta mediante la fuente de 5 V del circuito. Vemos también que la piezorresistencia incorpora dos tomas transversales con salidas a las patillas 2 y 4 del sensor.

En condiciones normales, la presión atmosférica origina cierta variación sobre la piezorresistencia y la tensión diferencial de salida del sensor es un valor finito, pero ciertamente pequeño: unos 20 mV. Dentro de la gama de inte-

rés para el aficionado a la montaña, esto es entre 0 y 1999 pies, la variación producida es tan sólo de 1,4 mV.

Es un amplificador diferencial, compuesto por tres etapas del operacional cuádruple LM324N (IC1), el encargado de amplificar la tensión de salida. La ganancia del amplificador puede ser ajustada mediante el potenciómetro R3 al objeto de compensar las lógicas tolerancias entre diferentes sensores. El nivel de tensión continua en la patilla 8 de IC1 debe ajustarse a 2,5 V, cuando el altímetro esté situado a cero pies (nivel del mar). A 1.999 pies la salida del amplificador descende a 2,4 V.

La tensión continua procedente del amplificador diferencial IC1 ataca al conversor A/D ICL7106CPL (IC3). Este integrado, utilizado en muchos multímetros comerciales, se ocupa de convertir la tensión diferencial proveniente de IC1 en una señal digital capaz de gobernar el visualizador LCD (DSP1). Se utiliza una tensión de referencia externa generada por R14-R17 para obtener el factor de

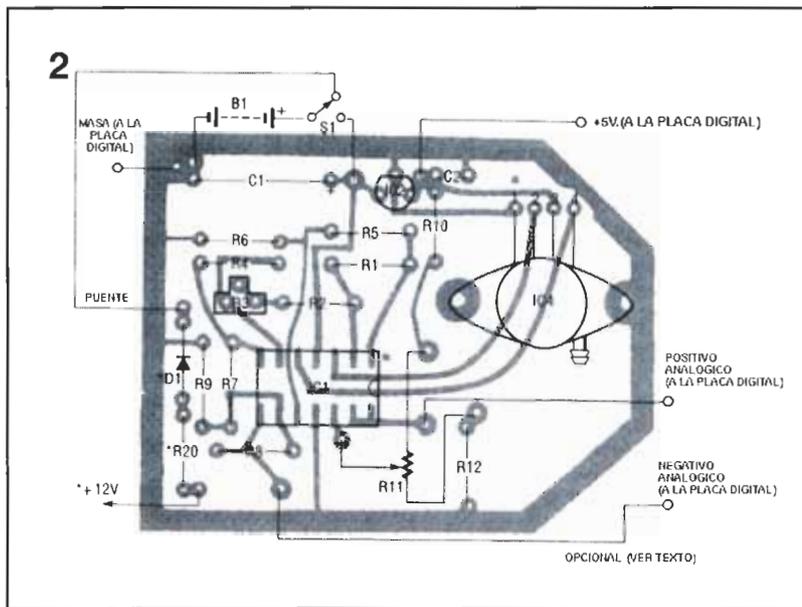
conversión adecuado entre la entrada de tensión analógica y la visualización digital en pies.

Como ya indicamos antes, la tensión de la sección amplificadora está ajustada a 2,5 V por medio de R3 cuando el altímetro está situado al nivel del mar. Dicha tensión ataca a la entrada de tensión analógica de IC3 (patilla 30). Como quiera que la lectura del altímetro, aquí, debe ser cero, la entrada positiva de IC3 será constante e igual a 2,5 V. De esta forma, la tensión diferencial entre las entradas positiva y negativa será igual a cero, y la lectura del visualizador será "000". Según incrementemos la altitud, la tensión que llega a la patilla 30 disminuirá, mientras que la tensión en la patilla 31 permanecerá constante. Como consecuencia, dicha diferencia en tensión es detectada por IC3 y convertida en un incremento de la lectura digital de altitud.

Existe otro factor a tener en cuenta en un dispositivo sensor tipo neumático como el que nos ocupa: las variaciones meteorológicas ocasionan a su vez cambios en los valores estándar de presión

**Figura 1.** El sensor de presión (IC4) tiene una salida analógica, la cual se convierte en digital mediante IC3 para ser luego mostrada por el visualizador LCD.

**Figura 2.** Esquema de ubicación de los componentes para la placa analógica. Observe los componentes opcionales (para uso con alimentación de 12 V). Fíjese también en las conexiones a efectuar entre esta placa y la digital.



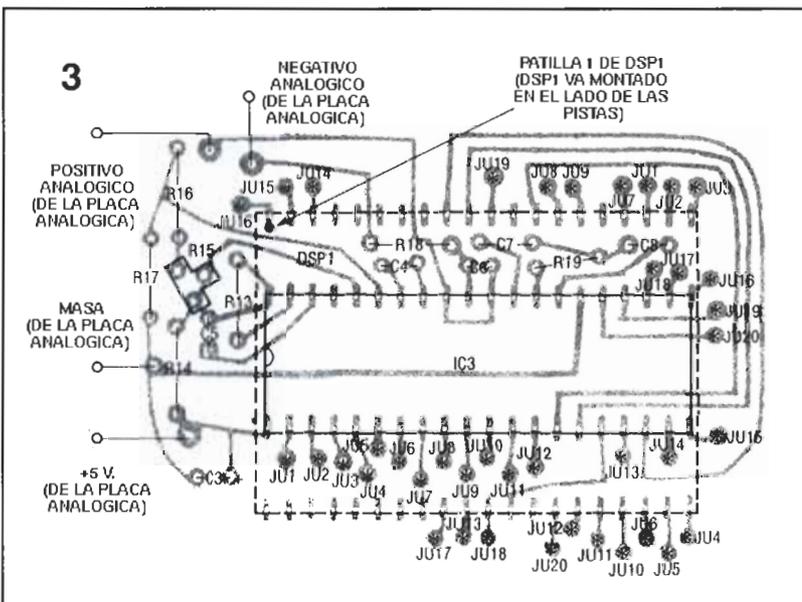
a nivel del mar (14,7 PSI). Tal y como ocurre con cualquier altímetro que reaccione ante variaciones de la presión absoluta del aire, las modificaciones en presión barométrica deben compensarse de alguna forma.

En nuestro montaje, el efecto de la presión barométrica puede evitarse mediante el potenciómetro "BARO SET" (R11), el cual puede ajustar la tensión presente en su cursor entre 2,4 y 2,6 voltios. Esto quiere decir que R11 es capaz de ajustar la tensión de la patilla 14 de IC1-d, lo cual redundará en la correcta indicación del altímetro, ajustándolo de esta manera a la presión (conocida) de la localidad donde nos situemos. Como vemos, los cambios meteorológicos afectan en gran manera a la

precisión de nuestro equipo. Una alternativa es ajustar el equipo cada vez que vayamos a utilizarlo. La otra sería ajustar a cero siempre el altímetro con lo cual leeremos la altitud relativa.

La alimentación del altímetro se obtiene de una pila de 9 voltios o bien de los 12 voltios de cualquier vehículo. Sea cual sea la entrada elegida, esta se lleva hasta el circuito AN78L05 (IC2), regulador a 5 V. Debido a su reducido consumo (6,5 mA), el altímetro puede operar bastante tiempo con sólo la alimentación a 9 voltios. Al utilizar los 12 voltios del coche como alimentador del equipo se deben instalar una resistencia y un diodo a fin de aislar el circuito frente a cualquier transitorio eléctrico.

**Figura 3 .** Colocación de las piezas que conforman la placa digital de circuito impreso. Observen que el visualizador LCD va montado sobre el lado de las pistas una vez terminadas las soldaduras de los demás componentes y verificada la placa (ver el texto para más detalles). Fíjense también en la veintena de pares de agujeros etiquetados como JU1-JU20. Debemos puentear todos estos pares, por ejemplo: JU1 con JU1, JU2 con JU2, etc.



## Montaje

El altímetro va montado sobre dos placas de circuito impreso, una alojará la parte analógica y otra la parte digital.

Ambas placas pueden realizarse a partir de los diseños que mostramos en estas páginas o bien obtenerse directamente de Elektor por los conductos habituales (véase la distribución de "kits"). Es posible también efectuar el cableado manualmente. Los esquemas de colocación de componentes de los módulos analógico y digital pueden verse en las figuras 2 y 3, respectivamente.

Podemos usar zócalos DIP para la inserción de los circuitos integrados, pero, debido a las necesidades de tamaño del diseño, aconsejamos que en caso de utilizarlos sean del tipo de bajo perfil. No instale los integrados en sus lugares respectivos hasta que se lo indiquemos. Use las resistencias de película metálica indicadas, ya que en caso contrario la precisión del equipo puede verse seriamente modificada. Fíjese también en que R20 y D1, montados en la placa analógica, sólo deben instalarse si tenemos previsto alimentar el circuito desde una alimentación de 12 voltios.

Ha de manejarse el sensor de presión con una delicadeza extrema, y para poder colocarlo tumbado sobre la placa CI deberemos doblarle las patillas. Para esta operación recomendamos utilizar dos alicates de puntas planas, una de ella para agarrar las patillas y evitar tirar de ella y romper el encapsulado, y la otra para doblar las patillas en ángulo recto. Antes de doblarlas procederemos a identificar la patilla número 1 del sensor: esta lleva una pequeña muesca en la patilla. Así, podremos doblar las patillas en la dirección correcta. No será preciso sujetar el sensor de manera alguna, ya que sus patillas le ofrecen suficiente protección. Tampoco es precisa ninguna otra conexión neumática en el sensor, a excepción del ajuste posterior del mismo.

Podemos también instalar el visualizador en un zócalo: para ello podemos dividir en dos un zócalo de 40 patillas DIP. Para que el tamaño del equipo resulte lo más compacto posible hemos optado por colocar el visualizador

en la cara de las pistas del circuito; por supuesto, después de haber soldado todos los componentes del mismo. Podemos instalar el zócalo para el visualizador, pero no instale aún el "display". El montaje del visualizador en la zona de las pistas posibilita también la instalación de la placa digital en la tapa de la caja del montaje.

Consiga un adaptador para la pila de 9 V, o bien recupere uno de alguna otra batería que no utilice. Fíjese bien en la polaridad del conector. Tanto el interruptor de encendido S1 como el potenciómetro de ajuste R11 deben colocarse en un lateral de la caja, de manera que sean accesibles al usuario. Si utilizamos una caja muy pequeña podemos elegir un modelo miniatura para S1 (o bien un modelo deslizante). El potenciómetro de ajuste R11 no debe moverse accidentalmente durante el uso del altímetro, razón por la que recomendamos el uso de un potenciómetro de ajuste de los accesibles con destornillador. Si el tamaño resulta un problema para contener R11, podemos cablear esta en una pequeña placa independiente. Señalaremos que un potenciómetro de tipo multivuelta facilitará la tarea de ajuste.

Para completar el montaje habrá que realizar unos cuantos puentes de hilo conductor, los cuales aparecen etiquetados en el

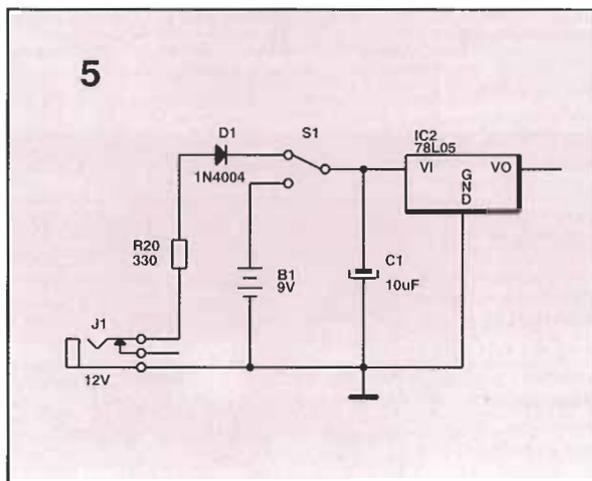
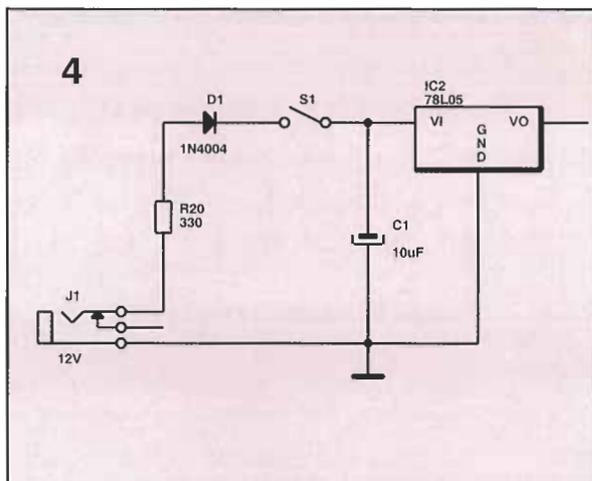
esquema como JU1-JU20, y deben montarse en el lado de los componentes. Las conexiones se realizarán entre nodos simétricos, por ejemplo: JU1 con JU1, JU2 con JU2..., y así sucesivamente. Usaremos cable de 0,4 ó 0,5 mm.Ø. Lo último que debemos hacer es echar un vistazo para localizar fallos: componentes invertidos, soldaduras frías, pistas rotas, cortos, etc.

### Montaje final

Una vez terminadas ambas placas, la alimentación, las masas y la conexión entre las dos salidas diferenciales IC1-c e IC1-d, de ambas placas, debe realizarse según puede verse en las figuras 2 y 3. Use cable aislado para realizar las conexiones y asegúrese de dejar la longitud adecuada para proceder luego al montaje en la caja. En el prototipo hemos colocado una placa sobre otra.

### Alimentación a 12 voltios

Si queremos utilizar la opción de alimentar el equipo desde la batería de un coche, hemos de soldar R20 y D1 en la placa analógica. Podemos incluso prever el uso de alimentación mixta y dotar al equipo de un conmutador miniatura al objeto de elegir la alimentación deseada (9 ó 12 V). No



olvide verificar cuidadosamente la polaridad antes de conectar el equipo a la toma de 12 V. Para esta toma podemos construir un cable de alimentación que en uno de sus extremos lleve instalado un conector para la toma del encendedor del coche, y en el otro una pequeña clavija. No olvide conectar siempre primero la toma que va al altímetro, ya que si no se arriesgará a tener un cable con alimentación expuesto a cualquier cortocircuito.

Para darnos una idea sobre las dos opciones de alimentación (única o mixta) podemos consultar los esquemas de las figuras 4 y 5. Eche un último vistazo al circuito antes de conectarlo. En la figura 6 podemos ver el prototipo del mismo.

### Verificación eléctrica

Antes de nada asegúrese de que los circuitos integrados no están en sus zócalos. Para ello precisará un voltímetro CC de precisión y con una entrada de al menos 1 MΩ de resistencia interna para llevar a cabo la prueba.

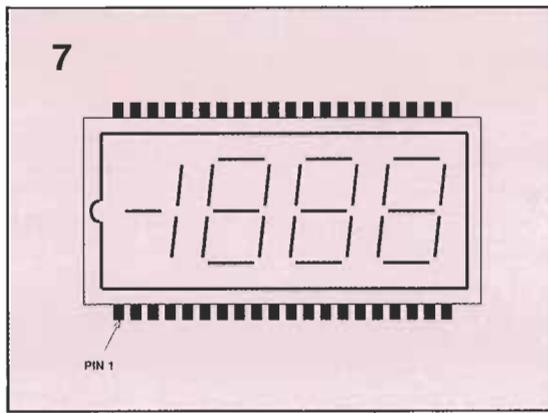
Utilice una pila nueva de 9 voltios o una fuente CC para alimen-

**Figura 4.** Efectúe la siguiente conexión si desea que el altímetro se alimente exclusivamente a 12 V.

**Figura 5.** Aquí vemos la opción para que el altímetro tenga alimentación mixta (9 y 12 V).

**Figura 6.** Vemos en esta fotografía el prototipo realizado por nosotros. Observen los cables que unen los módulos digital y analógico.





**Figura 7 .** El módulo visualizador LCD lleva una muesca de indicación similar a las de los integrados, la cual nos indica la posición de la patilla número 1. Recuerde que el "display" va instalado directamente sobre el lado de las soldaduras del circuito impreso, por lo que le recomendamos sea cuidadoso y lo inserte en la posición correcta.

**Figura 8 .** Montaje necesario para la calibración del altímetro. Necesitaremos una cinta métrica, tubo plástico hueco, una conexión en "T" y una botella con agua. Si utilizamos colorante alimentario el agua será más fácil de ver. Véase el texto para más detalles.

**Lista de componentes**

**Resistencias:**  
 R1, R4-R9 : 100 K $\Omega$ , 1%, película metálica  
 R2 : 2200  $\Omega$ , 1%, película metálica  
 R3 : 5000  $\Omega$ , potenciómetro de ajuste

tar el circuito. Si la fuente tiene opción de limitar la corriente, ajuste esta a 10 mA, con el fin de proteger el circuito ante un eventual fallo (la corriente normal de consumo es de 6,5 mA). Ajuste la alimentación a 9 ó 12 V, según configuración del circuito.

Lo primero a medir será la tensión de salida del regulador IC2. Cualquier valor situado entre 4,75 y 5,25 puede darse por correcto. En caso de que tengamos algún problema aquí, lo primero a verificar es la posición C1 e IC2, así

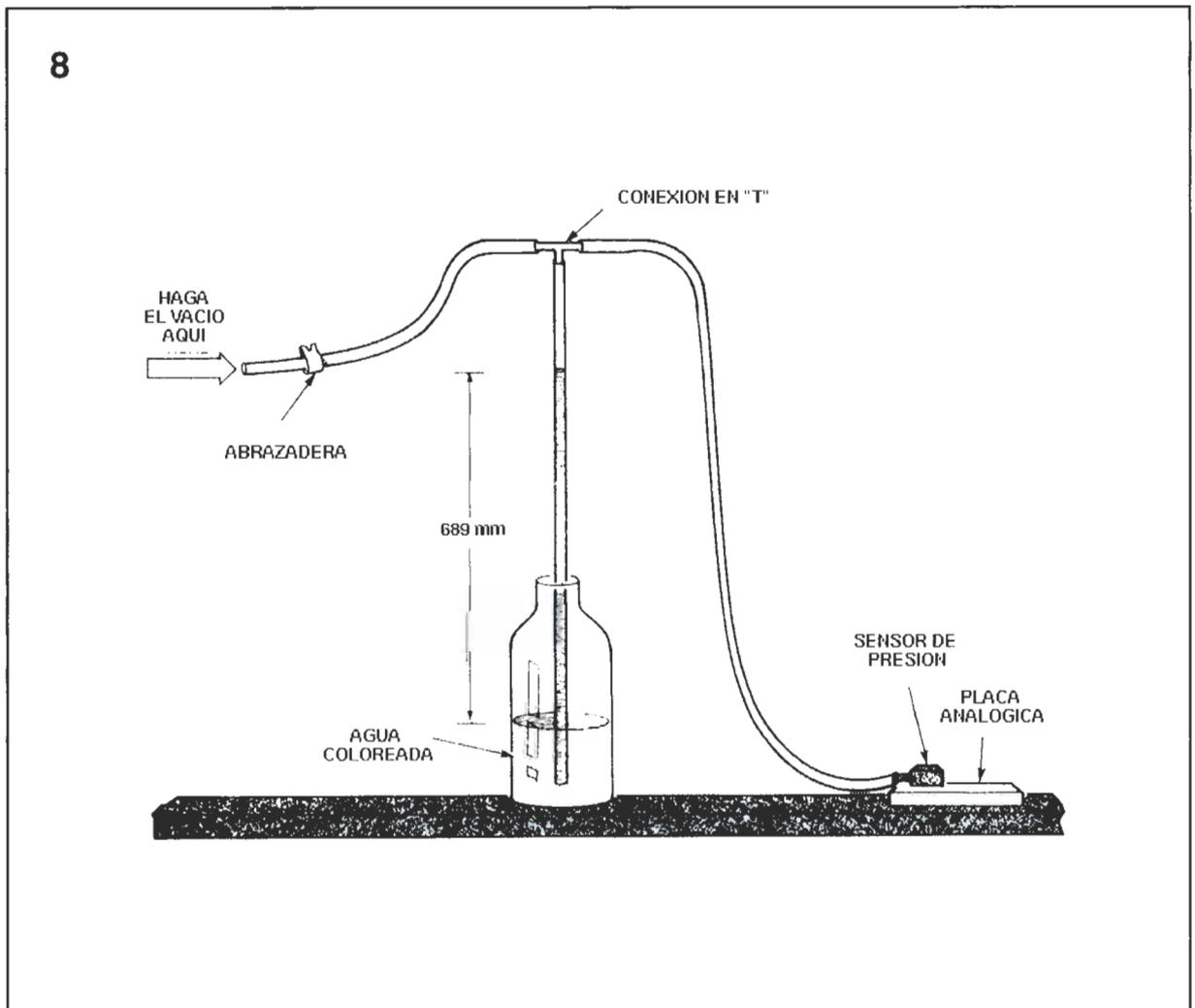
como la polaridad de la alimentación. Verifique la tensión que llega hasta el circuito mientras este está alimentado, de manera que esta no sea nunca inferior a 7 voltios. Desconecte la alimentación y mida resistencia entre la entrada de positivo y masa para asegurarse de que no hay cortocircuitos. Como última alternativa use un nuevo regulador.

El paso siguiente es la verificación del circuito analógico. Para ello insertaremos IC1 en su zócalo y alimentaremos el circuito. Medimos luego la tensión existente en la patilla 8 de IC1; la ajustamos con R3 de manera que la lectura obtenida sea de 2,5 voltios. Medimos luego la patilla 14 de IC1 mientras hacemos girar R11 en todo su recorrido. Habrá que asegurarse de que la gama de ajuste cubre las tensiones de 2,4 a 2,6 voltios. En caso de que las tensiones medidas no sean las correctas verifique las conexiones y los componentes asociados con IC1. Compruebe que el sensor de presión está orientado correctamente. Como último recurso cambie el circuito IC1.

Desconecte la alimentación e inserte IC3 en su zócalo. Coloque el visualizador en su zócalo según vimos en las figuras 3 y 7. En caso de que no desee utilizar zócalo para el "display", inserte éste en el circuito de manera que sus patillas asomen por el lado de los componentes de la placa de circuito impreso. Suelde entonces las patillas del mismo.

Después de instalado el "display", ajuste R15 a la mitad de su recorrido, alimente el circuito y ajuste R11 dentro de su gama; el visualizador mostrará una lectura que puede oscilar entre -1000 y +1000.

En caso de que el "display" aparezca en blanco, verifique las posiciones tanto del módulo LCD como de IC3, asegurándose de que estos no se han montado al revés. En caso de que dispongamos de un osciloscopio podremos verificar la presencia de la señal de iluminación posterior del LCD, presente en la patilla 1 del mismo. Esta señal debe ser una onda cuadrada de 5 Vpp y cuyo periodo es de unos 140  $\mu$ seg.



En caso de que se visualicen cifras en el "display", pero estas no varíen al girar R11, lo más probable es que tengamos algún problema con los componentes que rodean a IC3 o bien con las conexiones de dicho circuito. Verifique que todos los componentes son del valor indicado. La referencia de tensión generada por R14-R17 debe verificarse extrayendo IC3 de su alojamiento y midiendo la tensión entre las patillas 35 y 36 del zócalo, mientras hacemos girar R15. Un valor normal sería de 35 mV positivos en la patilla 36 con respecto a la patilla 35.

El funcionamiento de IC3 puede ser verificado extrayendo IC1 de su zócalo y provocando un cortocircuito temporalmente en las patillas 8 y 14 del mismo. Esto posibilita que la tensión diferencial que alimenta el circuito A/D sea igual a cero, con lo cual el "display" debe mostrar "000".

Una vez comprobado el visualizador, podemos verificar el funcionamiento del altímetro antes de calibrarlo. Ajustamos R15 a su posición intermedia y R11 de forma que la lectura sea de 20 ó 30 pies.

Movemos físicamente el altímetro arriba y abajo de manera que se observe la variación en la lectura. Mantenga siempre el equipo en la misma posición, horizontal o vertical, mientras realiza esta prueba; si la variamos podemos hacer que la lectura oscile 3 ó 4 pies debido a las variaciones de los campos gravitatorios terrestres y a la extrema sensibilidad del sensor de presión.

Deberíamos observar con esta prueba una variación de al menos 1 ó 2 pies en desplazamiento vertical. Es completamente normal que en la lectura del "display" fluctúen 1 ó 2 dígitos. También hacemos notar que nuestro altímetro es muy sensible a los cambios barométricos, por lo que con sólo una variación de 0,001" Hg a nivel del mar se originará un incremento en la lectura igual a 1 pie.

Aunque la sensibilidad del altímetro es, como ya dijimos, de 1 pie, este no tiene la estabilidad ni la precisión para hacer lecturas tan pequeñas de manera fiable.

## Ajustes finales

Para realizar los ajustes finales necesitará una cinta métrica, tres tubos de plástico de 0,6 cm de diámetro,

una "T" para interconectarlos y una botella (plástico o cristal) de agua. Asegúrese de que el diámetro interno del tubo ajusta perfectamente con la toma de presión del sensor. La figura 8 nos da una idea de como preparar esta prueba.

En este "experimento" vamos a simular una presión absoluta equivalente a una altura de 1.900 pies mediante un vacío parcial conseguido por una columna de agua en el interior del tubo. Este procedimiento se basa en leyes físicas básicas y trata de conseguir una presión diferencial.

Como ya indicamos anteriormente, la presión absoluta a nivel del mar es de 14,696 PSI. A una altitud de 1.900 pies la presión baja hasta las 13,716 PSI. Estos niveles de presión pueden también medirse en otras unidades tales como pulgadas de mercurio o pulgadas de agua. En este caso, la presión diferencial deseada entre altitud cero y altitud 1.900 es de 0,98 PSI, lo cual equivale a 27,13 pulgadas de agua. Por lo tanto, y para simular la variación en presión de cero a 1.900 pies, lo que hacemos es utilizar una columna de agua de (redondeando) 27,125 pulgadas (27 1/8").

Colocamos todos los aparatos como puede observarse en la figura 8. Para efectuar esta prueba colocamos una columna de 27,125", conseguida gracias al vacío producido en el extremo abierto del tubo.

Sin aplicar aún ningún vacío, y con el equipo conectado como vemos en la figura 8, alimentar el altímetro y dejarle un minuto para que el circuito se estabilice. Ajuste R11 de manera que pueda leerse un número positivo no muy elevado, por ejemplo 50 pies. Este número no es significativo. Ahora, proceda a hacer el vacío en el extremo abierto del tubo hasta que la columna de agua se eleve a las 27,125" deseadas (medidas sobre el nivel de agua de la botella); podemos luego colocar una abrazadera en dicho extremo de forma que el vacío producido se mantenga; asegúrese de que la columna de agua no contiene burbujas de aire en su interior; deje que la lectura se estabilice en el indicador y tome nota de la misma. Ajuste R15 de forma que la lectura indique 1.900 pies más que la anterior (por ejemplo los 50 pies).

Repita el "test" anterior hasta que

se cerciore de que el incremento de la lectura se aproxima lo más posible a los 1.900 pies (siempre con una columna de agua similar). Con esta prueba la calibración está ya lista.

## Utilización del altímetro

Debido a que el altímetro se ve afectado por las variaciones de la presión barométrica, este debe ser ajustado a la presión barométrica local antes de iniciar una excursión.

Para hacer esto no precisamos conocer la presión barométrica local, bastará con encender el aparato, esperar un minuto a que el circuito se estabilice y luego, por medio del potenciómetro de ajuste R11, variamos la lectura de manera que esta sea igual a la local, la cual ya es conocida de antemano por nosotros. Si queremos conocer la altitud a la que está la zona donde vivimos una opción será desplazarse al aeropuerto más cercano, donde la altitud suele ser conocida y suficientemente documentada, e inmediatamente acudiremos con el altímetro activado hasta el lugar a sondear. La lectura que obtengamos podrá servirnos de referencia en adelante. Si queremos lograr la mayor precisión deberemos realizar la operación anterior en una fecha en que las condiciones barométricas se mantengan lo más constantes posibles.

En las siguientes excursiones que realicemos lo único que deberemos hacer antes de salir de casa es encender el equipo, esperar un minuto a que se estabilice y proceder después al ajuste de la lectura según la referencia obtenida anteriormente.

En condiciones normales no deberemos reajustar el equipo durante toda la excursión, pero si llegamos a una localidad de altitud conocida podemos hacerlo para conseguir una mayor fiabilidad.

Al llegar a un punto cuya altitud deseemos conocer aconsejamos esperar un minuto a que el equipo se estabilice. No olvide que un cambio brusco de las condiciones meteorológicas puede hacer fluctuar la lectura.

Un último consejo: no olvide apagar el altímetro cuando no desee hacer medidas de altitud, esto prolongará la vida de la batería, la cual, si es del tipo alcalino, puede proporcionarnos entre 10 y 15 horas de operación del altímetro.

R10, R12 : 107 KΩ,  
1%, película metálica  
R11 : 10 KΩ,  
potenciómetro de ajuste  
R13 : 100 KΩ  
R14, R17 : 249 KΩ,  
1%, película metálica  
R15 : 2 KΩ,  
potenciómetro  
R16 : 1K5 Ω, 1%,  
película metálica  
R18 : 1 MΩ  
R19 : 47 KΩ  
R20 : 330 Ω  
(opcional, ver texto)

### Condensadores:

C1 : 10 μF, 25 V.,  
electrolítico  
C2 : 0,1 μF, 50 V.,  
cerámico  
C3 : 10 μF, 25 V.,  
electrolítico  
C4, C7 : 0,47 μF,  
50 V., película metálica  
C5 : 100 pF, 50 V.,  
cerámico  
C6 : 10 nF, 50 V.,  
cerámico  
C8 : 220 nF, 50 V.,  
película metálica

### Semiconductores

IC1 : LM324N,  
cuádruple amplif.  
operac.  
IC2 : AN78L05,  
regulador de 5  
voltios  
IC3 : ICL7106CPL,  
convertor A/D  
(Intersil)  
IC4 : MPX2101AP,  
sensor de presión  
(Motorola)  
D1 : 1N4004,  
diodo (opcional, ver  
texto)  
DSP1 : Digikey  
LCD002,  
visualizador de 3  
dígitos

### Otros componentes :

J1 : Jack miniatura  
(opcional)  
S1 : Conmutador  
SPDT (opcional)  
B1 : Batería de 9  
V. ( alcalina )

### Varios :

Conector para la  
batería, zócalos,  
cable para puentes,  
caja para el  
montaje, tubo  
plástico, etc.

**Una manera muy sencilla de conseguir un generador maestro de 32 bits utilizando 4 registros de desplazamiento de 8 bits.**

# **SENCILLO GENERADOR DE DATOS DE 32 BITS**

Un simple generador maestro de 32 bits, con cuatro registros de desplazamiento de 8 bits, pueden trabajar a alta velocidad. Los cuatro registros que convierten los 32 bits paralelo a serie a través de U2 a U5 están conectados en serie, ver figura.

Cada registro de desplazamiento recibe sus 8 entradas paralelo de los conmutadores S1 a S4, que seleccionan los 32 bits que se tienen que sacar en serie después de que la carga paralelo (SH/LD) pase a nivel bajo. La carga paralelo se inicia presionando el pulsador de Carga, lo que produce que U1B y SH/LD pasen a nivel bajo.

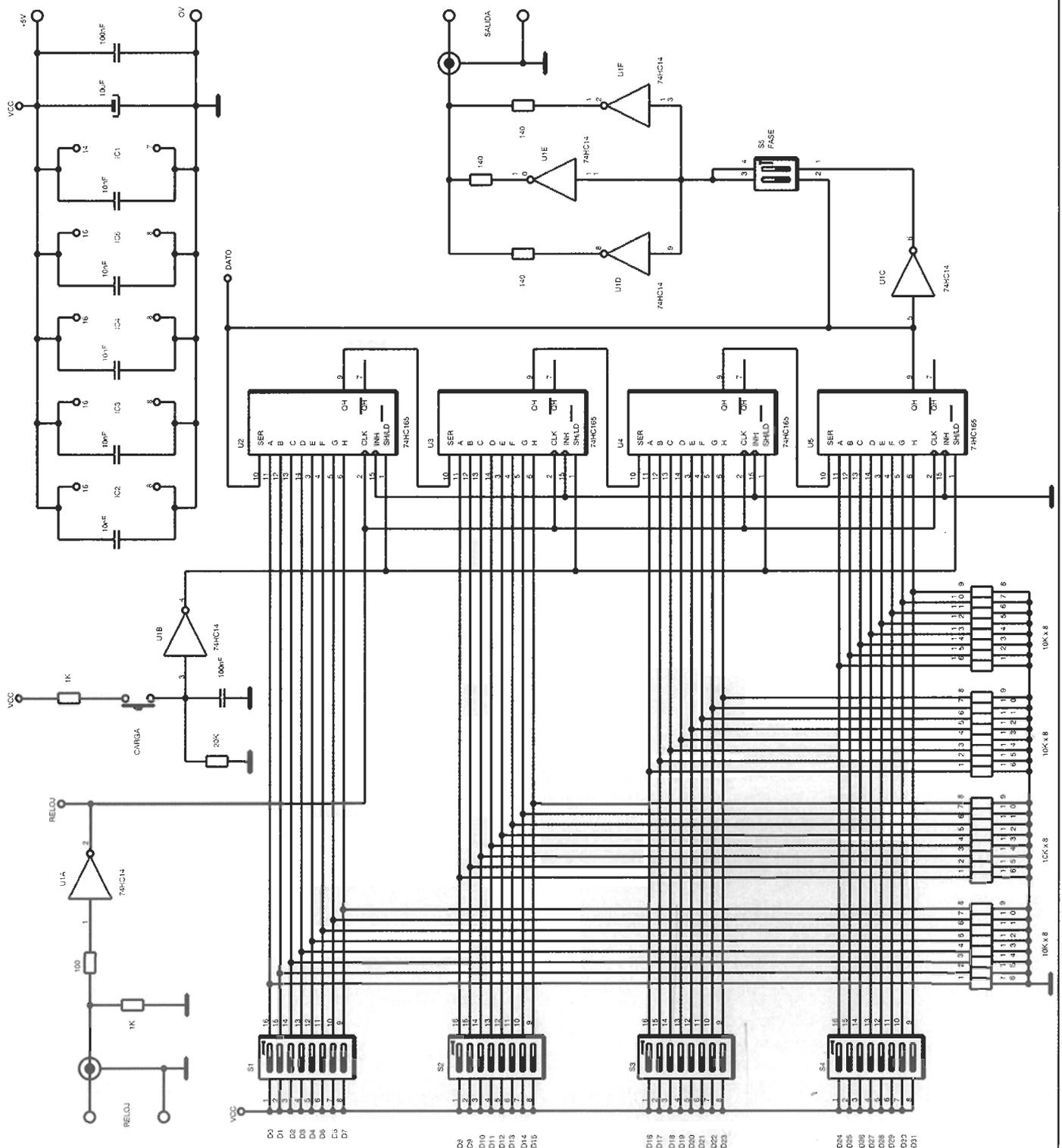
El condensador de 100 nF conectado a la entrada de U1B elimina los rebotes producidos por el conmutador de carga. La salida maestra cíclica se consigue alimentando la salida de acarreo del último registro de desplazamiento (U5), a la entrada serie del primer registro. Como resultado, el dato está continuamente ciclando a través de los cuatro registros de desplazamiento. Cada bit de datos se desplaza en el flanco de caída del reloj de entrada.

El dato de salida se toma de la entrada serie del primer registro de desplazamiento, y se amplifica mediante la combinación paralelo

de U1D, U1E y U1F. Las tres resistencias de 140  $\Omega$  y las puertas paralelo forman un amplificador separador de alta velocidad de 50  $\Omega$  para los datos de salida. La fase de los datos se puede invertir con el conmutador S5. Este diseño es muy práctico para utilizarlo en comunicaciones digitales, y puede trabajar por encima de 10 Mbits. Se puede conseguir un funcionamiento a mayor velocidad reemplazando el 74HC165 y el 74HC14 por una familia lógica de mayor velocidad. Si deseamos un dato maestro de diferente longitud, se puede conseguir simplemente añadiendo o quitando registros.

■

Figura. Este generador maestro de 32 bit utiliza como entrada cuatro conmutadores DIP. Cada conmutador envía 8 señales paralelo a los cuatro registros de desplazamiento. La carga paralelo de los registros se inicia presionando el conmutador de Carga. Alimentando la salida de acarreo de U5 a la entrada serie de U2 se consigue que el dato patrón cicle continuamente.



# COMPROBADOR DE TRANSISTORES SOBRE CIRCUITOS

Este instrumento probará transistores sin tener que sacarlos de la placa de circuito impreso. El circuito está compuesto por un multivibrador 555 que oscila a una frecuencia de 1 KHz. Su salida se aplica a un "flip-flop" tipo D, conectado como biestable, que produce una onda cuadrada complementaria (Q y Q̄) a 500 Hz. Los diodos D5 y D6 son LED rojo y verde en el mismo encapsulado. La alimentación de la base del transistor en pruebas procede del punto medio de un divisor de tensión entre Q y Q̄.

Sin conectar ningún transistor, el LED bicolor aparece en ámbar, ya que ambos LED se encienden y apagan a 500 Hz. Si se conecta un transistor PNP en buenas condiciones, conduce cuando Q está bajo y Q̄ es alto, ya que la unión base emisor está directamente polarizada. En estas condiciones, ningún LED se iluminará, puesto que Q, a nivel bajo, polariza inversamente D5 y el voltaje en D6 es igual a VCE (on), que para un transistor en buen estado es de 0,1 V. Durante el siguiente pulso, Q pasa a

nivel alto y Q̄ a bajo, por lo que un transistor en sus terminales dejará de conducir. En este estado, D6 no conduce, debido a que está inversamente polarizado y D5 conduce. Si se conecta un transistor NPN, el efecto que se produce es el inverso.

Un transistor en buen estado tiene una tensión de colector emisor de aproximadamente 0,1 V, y un diodo de silicio tiene unos 0,6 V. Cada uno de los dos lazos formados por D1, D2 y D3, D4 entre las patillas 5 y 6 del flip-flop, tienen una caída de tensión colector/emisor y dos caídas de tensión de diodo para iluminar los LED, que  $0,1 + 1,2 = 1,3$  V es insufi-

ciente para encender cualquiera de los LED, que permanecen apagados si el transistor está en buenas condiciones. Si por el contrario tiene alguna unión en cortocircuito, se comporta como un diodo, y en este caso la caída de tensión es  $1,2 + 0,6 = 1,8$  V.

Por lo tanto, un LED lucirá si el transistor está bien (para NPN y PNP). Los dos LED estarán apagados para un transistor con la unión C/E en cortocircuito. Y ambos lucirán si está mal. Los diodos D1, D2, D3, D4 impiden una indicación de normalidad si se conecta un transistor con las uniones B/C o B/E en cortocircuito. **K**

Tabla 1

ESTADO	D5	D6
C/E abierto	parpadea	parpadea
C/E corto	apagado	apagado
PNP bien	encendido	apagado
NPN bien	apagado	encendido

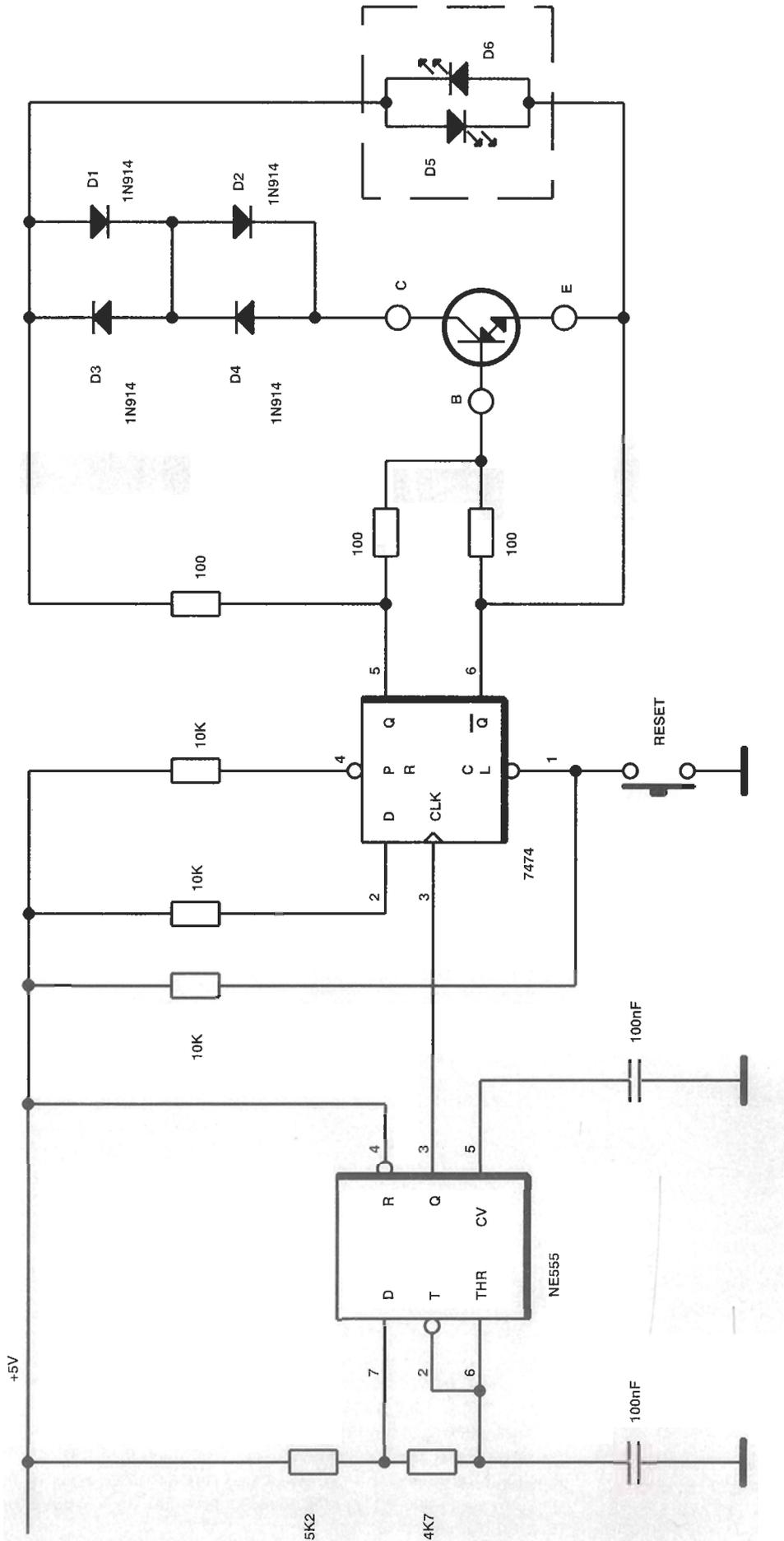


Figura 1.  
Esquema general  
del comprobador

***Este circuito tan sencillo nos proporciona una tensión de salida de 18 V si se alimenta con 12 V. Será de gran utilidad para el automóvil.***

# **DOBLADOR DE TENSION DE 40 W**

Un circuito integrado de audio de potencia, el TDA2004/5, servirá para construir un doblador de tensión regulado, que puede dar hasta 4 A a 20 V, a partir de una batería de coche de 12 V. El circuito original se diseñó para alimentar un amplificador de una radio de coche que necesitaba una fuente de alimentación de 18 V y 4 A (de pico).

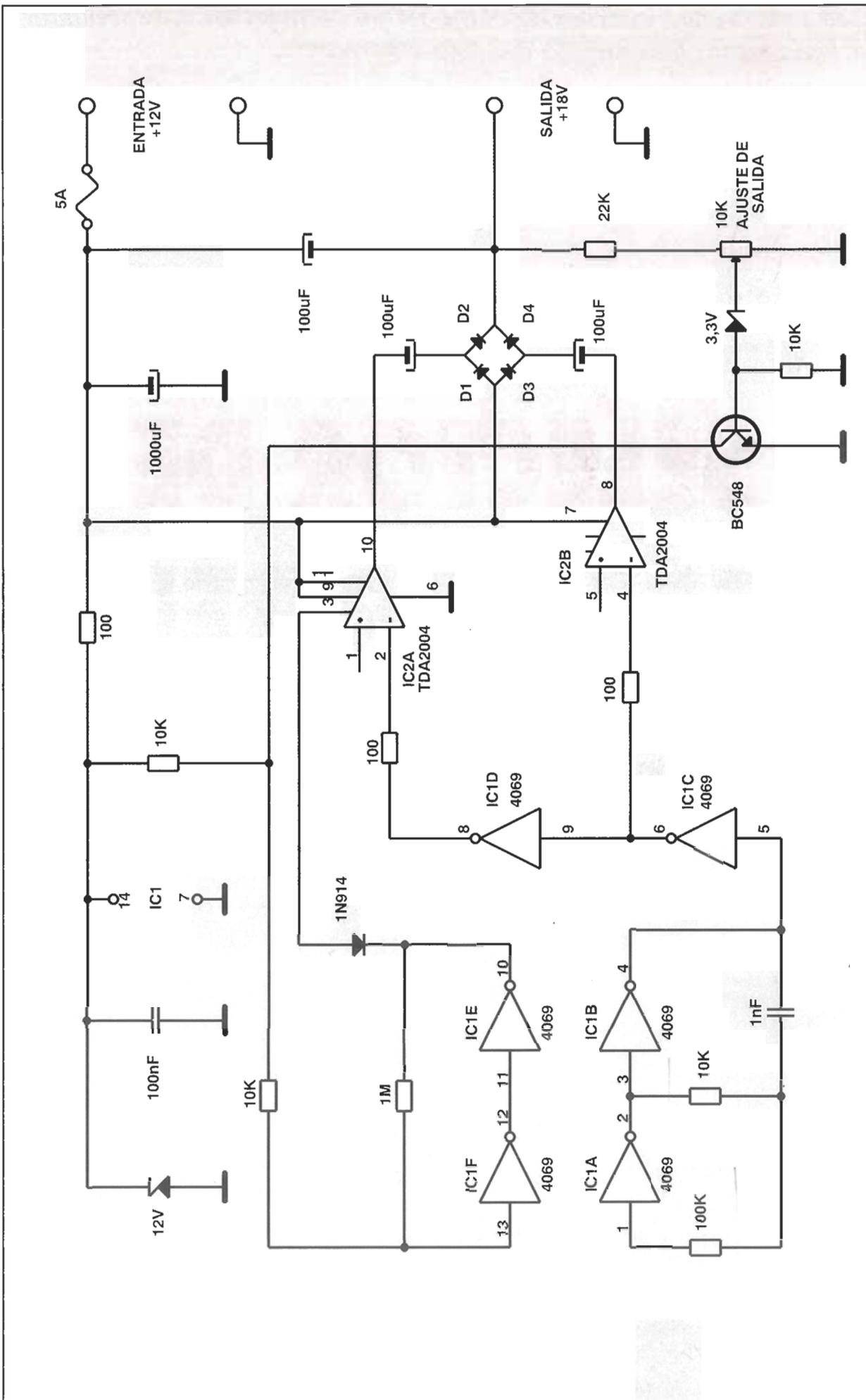
Con unos pocos componentes extras, el IC se utiliza como puente de conmutación en H, que incluye

corte térmico, y por sobretensión y limitación de corriente. Como los tiempos de transmisión son 200 ns, cuando el IC se alimenta con más de 10 V, la relación de conmutación que se puede usar llega a los 300 KHz. En este circuito, la frecuencia es de 35 KHz. Los condensadores electrolíticos estándar de 85°C nos dan 2 A continuos en una temperatura ambiente de 50°C o menos. Para temperaturas más altas debemos usar condensadores de 105°C.

El rendimiento es del 80% para cargas de 500 mA a 1,5 A. Para obtener un rendimiento mayor podemos utilizar diodos Schottky, pero son caros. La tensión de salida está entre 0,1 V sin carga hasta 2 A, y el rizado es de aproximadamente 0,1 V p-p. La corriente en reposo es de sólo 10 mA. El corte térmico se produce después de algunos segundos cuando la corriente de salida es de 4 A con una tensión de 13,5 V.

■

Figura.  
Esquema general  
del doblador de  
tensión de 40 W.



*Este circuito nos informa de como se encuentran los contactos de un interruptor iluminando dos leds diferentes.*

# SELECTOR DE LEDS POR RELÉ DE UN SOLO CONTACTO

Si necesitamos conmutar la iluminación de dos LED de un panel frontal utilizando únicamente un interruptor simple del tipo SPST, este circuito es justo lo que estábamos buscando. El LED1 en serie con el diodo 1N4148 se ilumina cuando el interruptor está abierto (figura 1). Cuando se cierra el interruptor, el LED2 se ilumina. La diferencia de potencial en el

LED2 es demasiado pequeña para que la corriente pueda circular a través del LED1 en serie con el diodo 1N4148, por lo que el LED1 se apaga. En esta posición, la corriente en miliamperios que pasa a través de los dos LED es la siguiente:

$$I_{LED1} = (5 - V_{LED} - V_{diodo}) / 330 = 8,79$$

$$I_{LED2} = (5 - V_{LED}) / 330 = 10,6$$

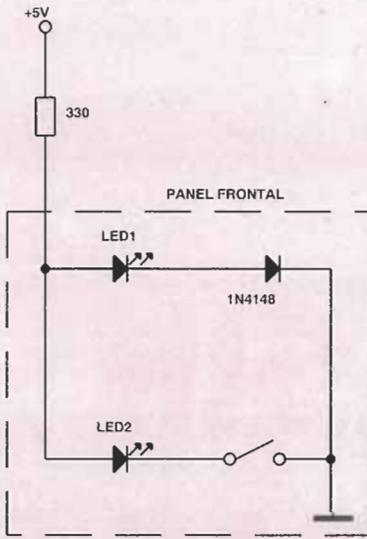
Si la diferencia de corriente

que atraviesa los LED provoca una gran diferencia de luminosidad, se pueden igualar las corrientes utilizando una fuente de corriente como la que aparece en la figura 2. Ahora:

$$I_{LED1} = I_{LED2} = V_{BE} / 68 = 8,82$$

Las diferencias de caída de tensión de los diodos no afectan al valor de la corriente inyectada en ellos por Q2. **K**

1



2

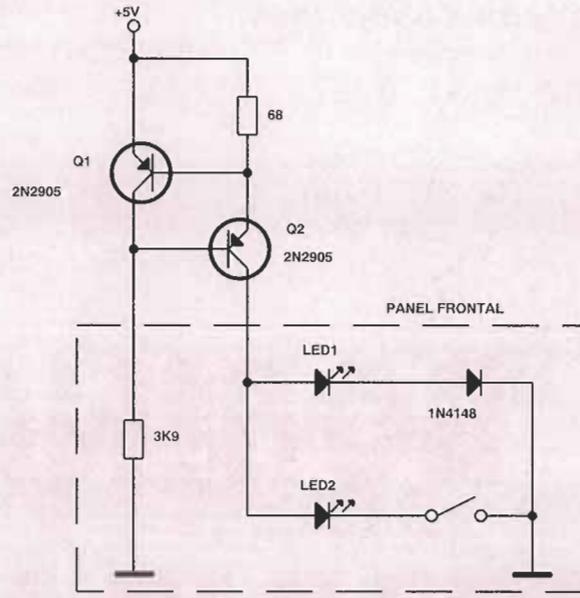


Figura 1.  
Este circuito conmuta entre dos LED de un panel frontal utilizando simplemente un interruptor sencillo del tipo SPST. El LED1 luce cuando el interruptor está abierto. Cuando se cierra, se apaga el LED1 y se enciende el LED2.

Figura 2.  
Para mantener el mismo brillo en ambos LED, se puede conectar una fuente de corriente. Esta iguala la cantidad de corriente que fluye por los dos LED.

# elektor

electrónica: técnica y ocio

ARGENTINA - CHILE - URUGUAY - PARAGUAY

DISPONIBLES PARA LA ZONA TODOS LOS CIRCUITOS  
IMPRESOS DE LA SERIE EPS

SUMINISTRAMOS DESDE UN CIRCUITO HASTA GRANDES SERIES  
HD TAKSON S.R.L. FABRICANTE Y DISTRIBUIDOS BAJO LICENCIA EXCLUSIVA DE LOS  
CIRCUITOS IMPRESOS Y KITS elektor

DISPONIBLES:

LISTA DE PRECIOS Y CATALOGOS EN DISKETTES 5 1/4  
ATENCION ESPECIAL A INSTITUTOS Y ESCUELAS TECNICAS

HD TAKSON S.R.L.  
LA PAZ 613  
(17020) CIUDADELA  
PCIA. DE BUENOS AIRES  
ARGENTINA

Pedidos y servicios de Post-Venta Fax./Telf.: 54-1-653 57 00

***Se han propuesto muchas soluciones al problema de las bobinas de filtro con pérdidas. En este artículo se hablará de la compensación de las bobinas que evitan la mayoría de los problemas asociados.***

# **BOBINAS SIN PÉRDIDAS PARA FILTROS LC**

En el diseño de los filtros LC de precisión, los problemas aparecen por el uso de componentes no ideales como, por ejemplo, los condensadores y las bobinas con pérdidas. Estas últimas son mucho más importantes, ya que aunque los modernos condensadores no tienen prácticamente pérdidas, es muy difícil eliminar las pérdidas en los bobinados y los núcleos de los inductores reales.

Esto degrada muy seriamente las prestaciones: por ejemplo, en filtros de baja frecuencia de división de frecuencia múltiple, se

“redondean” los puntos de inflexión en las fronteras entre las bandas de paso y de parada y afecta a la profundidad de los polos de resonancia en la banda de parada (Fig. 1). Esto ocurre debido a que el diseño de los filtros implica coeficientes que se han calculado en la base de una función de transferencia sin pérdidas.

Hay muchas soluciones sugeridas en la literatura para evitar este problema. Una consiste en emplear tablas de coeficientes pre-distorsionados, los cuales proporcionan las características

de atenuación requeridas, pero a costa de la inserción de unas pérdidas mayores en la banda de paso (Fig. 2); otra solución es utilizar un resonador de cristal para obtener las pendientes adecuadas para las curvas. Si el compromiso creado por la solución no es aceptable, claramente es que se necesita más trabajo.

## ***Solución propuesta***

En el diseño de filtros en escalera se supone que se trabaja con

componentes sin pérdidas, existe entonces un mínimo valor de Q para cada bobina que permite obtener un resultado práctico satisfactorio. Es más difícil satisfacer estos valores de Q para bobinas en serie que para bobinas en paralelo, lo cual significa que si la condición de Q para estas bobinas en serie queda satisfecha, es más sencillo acercarnos al diseño teórico sin pérdidas.

La solución propuesta actualmente es muy simple. En la época de las válvulas de vacío se utilizaron los multiplicadores de factor Q para incrementar el valor del factor Q de las bobinas cuando no se podían obtener los valores deseados con componentes pasivos; este procedimiento también es utilizable en este caso; siendo  $R_p$  la resistencia equivalente de pérdidas en paralelo de la bobina L, como se puede ver en la Fig. 3a. La colocación de otra resistencia con valor negativo,  $-R_p$ , en paralelo con la primera, proporciona un valor total de cero (Fig. 3b). La corriente en una resistencia negativa fluye en sentido opuesto a la de la resistencia positiva, por lo que se trata de un generador. Es más, la resistencia negativa produce energía y, por lo tanto, es un generador.

Para compensar las pérdidas en la bobina se debe generar una señal igual a la pérdida de  $R_p$  y también a la introducida por el propio generador. Como se muestra en la Fig. 4, se amplifica una muestra de la señal de la bobina y, posteriormente, realimenta a la bobina de tal forma que esta realimentación sea positiva y del nivel correcto para cancelar la pérdida total del circuito.

Si se modifican todas las bobinas, ajustando la ganancia del amplificador para compensar las pérdidas producidas en ellas, se obtienen bobinas "ideales". Esto significa que el circuito se puede describir a partir de este momento en términos de su función de transferencia "sin pérdidas". La curva de atenuación recupera su forma original con unos extremos de pendiente muy pronunciada. Como ya se ha mencionado anteriormente, únicamente es necesario que se compensen las bobinas colocadas en serie; las bobinas en paralelo tienen poca influencia en la forma general de la curva.

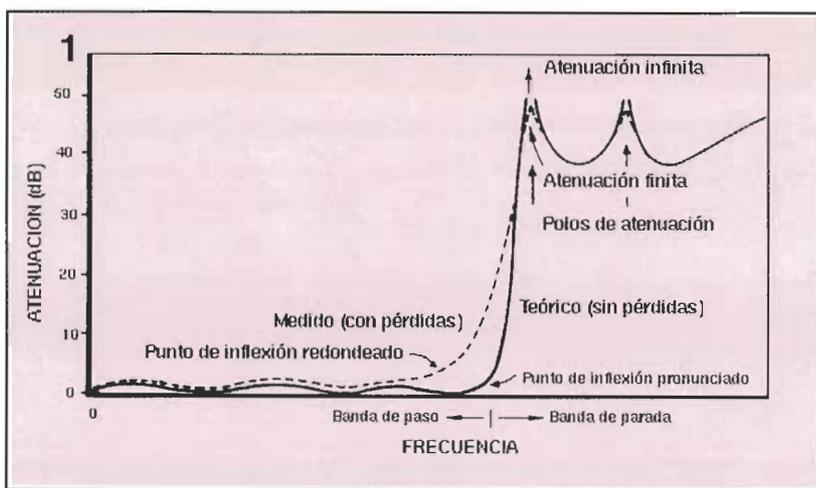


Figura 1. El ejemplo de un filtro pasa-bajos que muestra los efectos de las pérdidas de las bobinas. Hay una pequeña variación en la banda de paso, pero en la región de transición se produce redondeamiento de la forma de la curva.

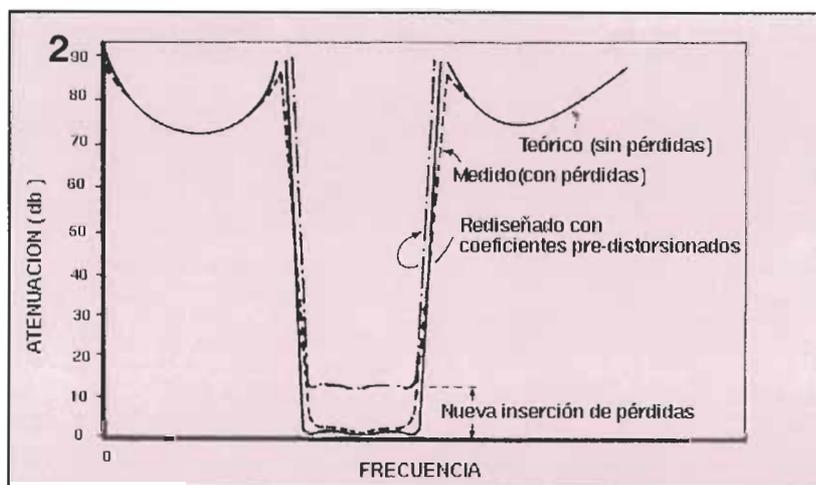


Figura 2. El filtro de paso de banda muestra las curvas teóricas y medidas y el resultado de la utilización de coeficientes pre-distorsionados, los cuales mantienen la forma de la curva pero una diferente inserción de pérdidas.

Aunque se utilizan dispositivos activos, el filtro todavía es pasivo, las operaciones de los componentes activos se realizan de forma local y se utilizan para compensar las pérdidas.

Por este motivo, el filtro es pasivo pero con unas características ideales.

Los amplificadores son dispositivos unidireccionales. Puesto que el flujo principal de la señal de la bobina no pasa a través del amplificador, se mantiene la bidirección original del filtro. Este es quizás un punto muy importante. Esta misma propiedad mantiene la fiabilidad del circuito; particularmente en las comunicaciones multicanal, ya que un fallo del amplificador degrada exclusivamente las características del filtro cerca de extremos de la curva, sin que se produzca un corte total de las comunicaciones. Esto podría ocurrir si los amplificadores de compensación se encontrasen en la trayectoria de la señal.

El método no introduce pérdidas adicionales y, si se utilizan buenos amplificadores, es posible evitar la

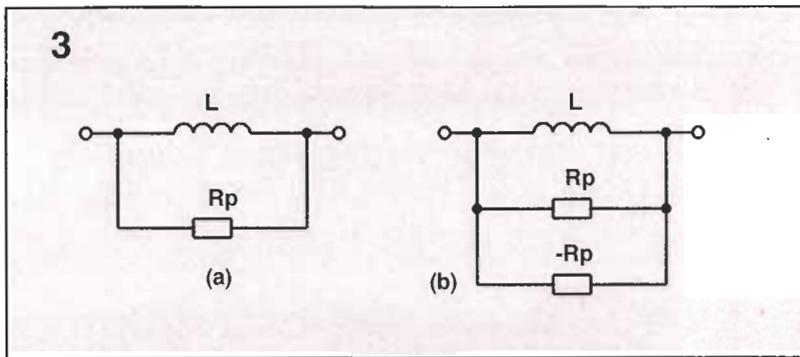
degradación de la relación señal/ruido. Así, también se evitan las curvas teóricas de retardo de grupo. Cada una de las bobinas está compensada de forma independiente, lo que hace que el ajuste del filtro sea un problema menor.

### Funcionamiento del circuito

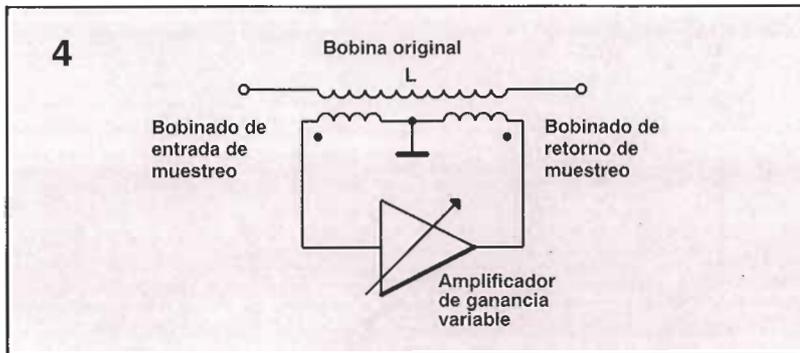
Para compensar las pérdidas, los amplificadores deben tener un amplio ancho de banda, tanto en términos de la amplitud como de la fase, para mantener la relación de fases entre la entrada y la salida. Estos amplificadores también deben tener un bajo ruido para evitar que degraden la relación señal/ruido, y una ganancia suficiente para compensar todas las pérdidas. Es importante que tengan una buena estabilidad debido a que sin pérdidas, y con la realimentación positiva, el circuito muestra una tendencia a oscilar.

Una topología de circuito que satisface estos requisitos es el

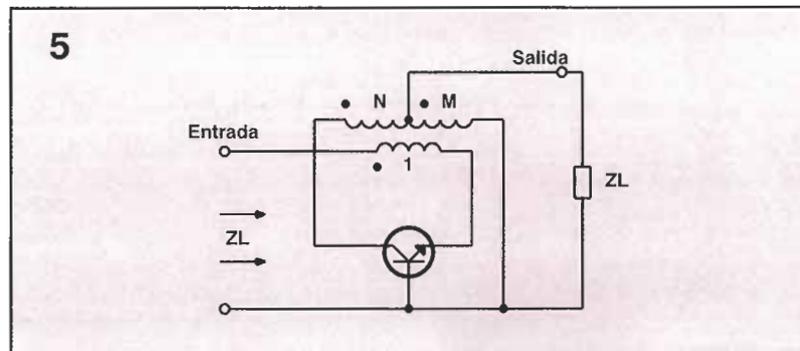
**Figura 3.** La resistencia equivalente de pérdida en paralelo que se muestra en (a) se puede anular por una resistencia negativa del mismo valor (b).



**Figura 4.** Una muestra de la señal de la bobina se amplifica y se realimenta positivamente para compensar las pérdidas.



**Figura 5.** Amplificador Norton. Con una carga ZL,  $N=M^2-M-1$  y transistores de elevado beta, se tiene que la impedancia de entrada = ZL y la ganancia en potencia M al cuadrado.



amplificador Norton, de la Fig. 5, el cual se aproxima a un amplificador ideal, excepto en dos puntos: Primero, es un aislador muy malo debido a que su impedancia de entrada depende en gran medida de la impedancia de la carga de salida. Y segundo, la ganancia es fija sin posibilidad de variación. No obstante, estos problemas no son importantes para el propósito que nos ocupa.

Un rápido análisis del circuito para transistores de elevado beta muestra:

$$P_g = M^2$$

= Ganancia de potencia  
=  $P_o/P_i$ ,  $Z_i = Z_L$

suponiendo que  
 $N = M^2 - M - 1$

Conectando el circuito Norton como se muestra en el circuito de la Fig. 5 se tiene que:

$$Z = R + Z_o$$

la cual es la impedancia de carga del amplificador ( $R_1$  es una provisión artificial para las variaciones de ganancia en el amplificador).

$$\text{Por lo tanto, } Z_i = R + Z_o, (1)$$

$$P_o = M^2 \cdot P_i$$

$$P_{Z_o} = P_i + P_p$$

$$\text{o}$$

$$V_o^2 / Z_o = (V_i^2 / Z_i) + (V_p / R_p) (3)$$

Para relaciones de transformación

$$V_o = n_o \cdot V_i / n_i$$

$$V_p = n_p \cdot V_i / n_i. (4)$$

Para cancelar todas las pérdidas:

$$P_o = P_r + P_p + P_i = P_r + P_{Z_o}$$

$$\text{o}$$

$$P_R = V_R^2 / R = V_o^2 / Z_o (5)$$

en donde:

- $P_o$  = potencia de salida del amplificador
  - $P_i$  = potencia de entrada
  - $P_r$  = potencia perdida en R
  - $P_p$  = potencia perdida en la resistencia en paralelo equivalente  $R_1$
  - $P_{Z_o}$  = potencia en  $n_o$  espiras
  - $N_o$  = tensión a través de  $n_o$  espiras
  - $V_i$  = tensión a través de  $n_i$  espiras
  - $V_p$  = tensión a través de la bobina misma
  - $V_r$  = caída de tensión en R
- Utilizando estas ecuaciones y recordando que

$$A_L = n_p^2 A_L$$

( $A_L$  depende del núcleo de la bobina).

$$R = 2\pi f A_L Q n^2 (M-1)^2 / m$$

Hay que recordar que este resultado está basado en el uso del circuito Norton, con una resistencia en serie para la compensación de las pérdidas; la fórmula podría ser diferente en otro tipo de configuración.

Aunque los valores de R en la ecuación (6) da una pérdida teórica de 0 esta podría producir inestabilidad y oscilación. Se debe utilizar una resistencia variable que irá ajustándose a la vista de los cambios que experimentan las curvas del filtro; la ecuación (6) es utilizada para evaluar el orden de magnitud de R. El transformador se debe acoplar lo más cerca posible para evitar capacidades parásitas que produzcan perturbaciones al filtro. El número de espiras n debe ser tan pequeño como sea posible, preferiblemente  $N = 1$ .

## Resultados prácticos

Para demostrar la viabilidad de la solución propuesta, vamos a construir un filtro paso-banda multi-sección de 60 a 108 KHz, una de las secciones de este filtro se puede ver en la Fig. 6; la bobina L debe compensarse en pérdidas. La señal se toma a partir de L mediante un bobinado de una espira a la izquierda entrando en el amplificador

Norton mostrado dentro de la línea de puntos y volviendo a través de un bobinado de una espira por la derecha. La resistencia R2 ajusta la ganancia, y C5 evita la oscilación de AF producida por la capacidad parásita del transformador. Las figuras 7 y 8 muestran las curvas de atenuación del filtro con y sin compensación de pérdidas. La Fig. 7 muestra una expansión a paso de banda de la Fig. 8. Aquí se considera claramente la mejora, tanto en la banda de parada como en la banda de paso. La compensación no es afectada en gran medida con las variaciones de temperatura.

## Ajuste

Para ajustar el filtro se utilizará un procedimiento de ajuste normal, pero con la alimentación del amplificador desconectada. Cuando se encuentren todas las bobinas ajustadas, se acoplará la potencia con la resistencia máxima en los controles de ganancia. Hay que observar las pendientes de resonancia en la banda de parada para cada polo, incrementando esta pendiente mediante el correspondiente control de ganancia. Este incremento deberá ser de 10 dB.

Mientras que se observa la curva de atenuación se realizarán

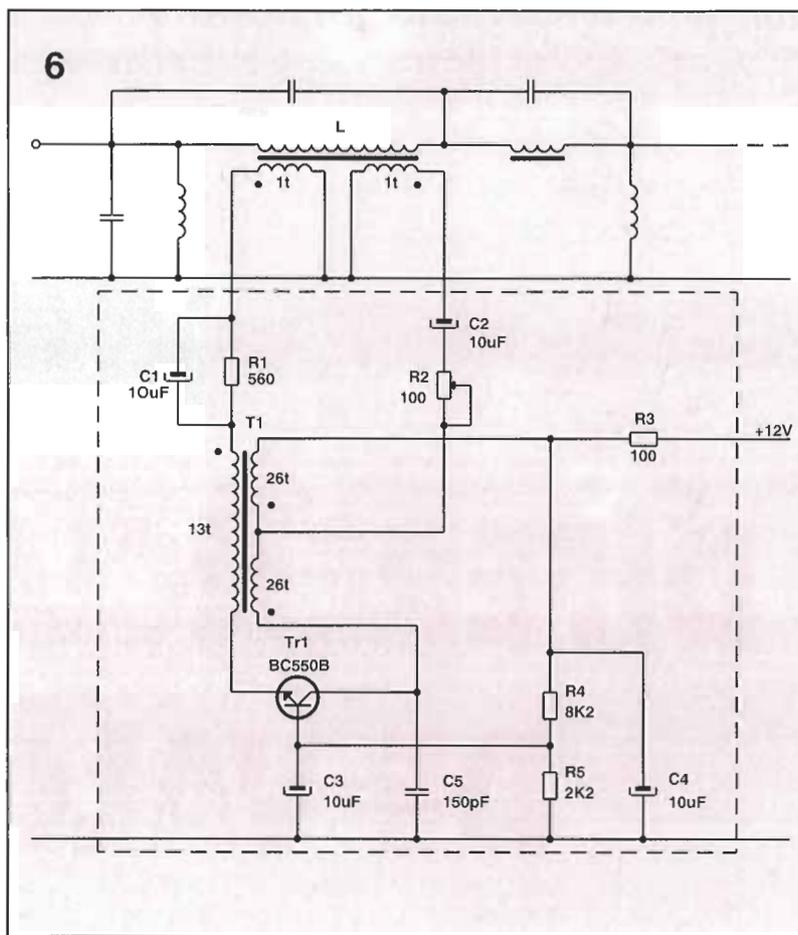


Figura 6 Filtro pasa-banda con una bobina en serie compensada contra las pérdidas. Todas las bobinas en serie se deben tratar de esta manera. La sección forma parte de un filtro de 60-108 KHz.

Figura 7. Curva de atenuación de paso de banda del filtro de la Fig. 6 con y sin compensación de la bobina. Hay que señalar las diferencias en los puntos de inflexión redondeados por las pérdidas.

Figura 8 Curva de atenuación general de la unidad montada. Hay que destacar que el polo de resonancia es más profundo con la compensación de la bobina por un mayor valor de Q.

ajustes posteriores para obtener la curva deseada.

Esto debe realizarse teniendo cuidado de no sobrecompensar la bobina y producir la oscilación o picos no deseados en los extremos de la banda de paso, como se muestra en la Fig. 9.

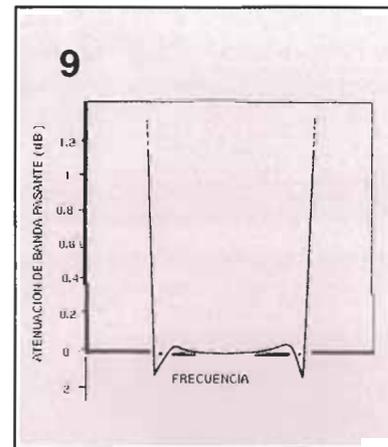
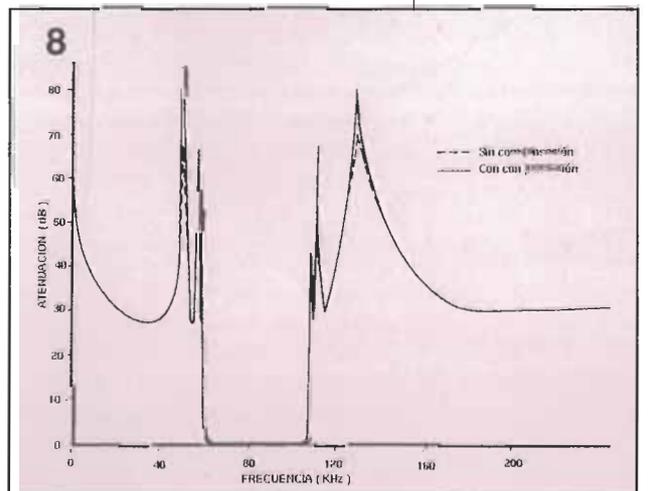
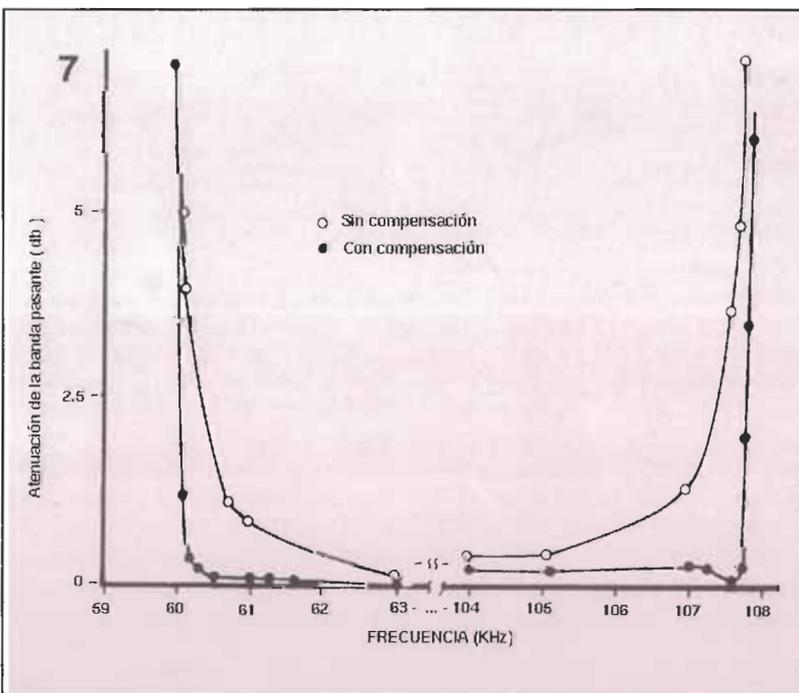


Figura 9. Curva de atenuación de paso-banda debida a una sobrecompensación de la bobina. En los picos la atenuación es negativa, es decir, aparece una ganancia real no deseada.



**Una forma muy sencilla de obtener el valor absoluto positivo de la diferencia en las tensiones de entrada al circuito.**

# **DIFERENCIADOR DE VALOR ABSOLUTO**

Con una fuente de alimentación simple, las salidas de estos circuitos son  $(V_a - V_b)$  o  $(V_b - V_a)$ ; en cualquiera de los dos casos nos da una respuesta positiva, que es el valor absoluto de  $(V_a - V_b)$ .

En la versión más simple (arriba), la entrada más positiva, seleccionada por D1 y D4, conectados como "puerta pasa alto", se aplica a la entrada no inversora. Los diodos D2 y D3,

que forman una "puerta pasa bajo", seleccionan la entrada más negativa para aplicarla a la entrada inversora del operacional. Por lo tanto, la salida será el valor mayor de  $V_a$  o  $V_b$  menos el más pequeño de  $V_a$  o  $V_b$ .

Una desventaja de este circuito es la caída de tensión en los diodos. Una mejora emanada de este circuito es la que aparece en la figura inferior, en la que las puertas de diodos se reemplazan

por conmutadores analógicos controlados por un comparador operacional ALD2701, que tiene un margen de tensión adecuado y una salida balanceada, por lo cual le convierte en un circuito muy conveniente para alimentarlo con baterías. Si se utiliza un amplificador operacional rápido o un circuito comparador dedicado, se necesitaría un grado de histéresis para evitar la oscilación en el punto de conmutación. **K**

1

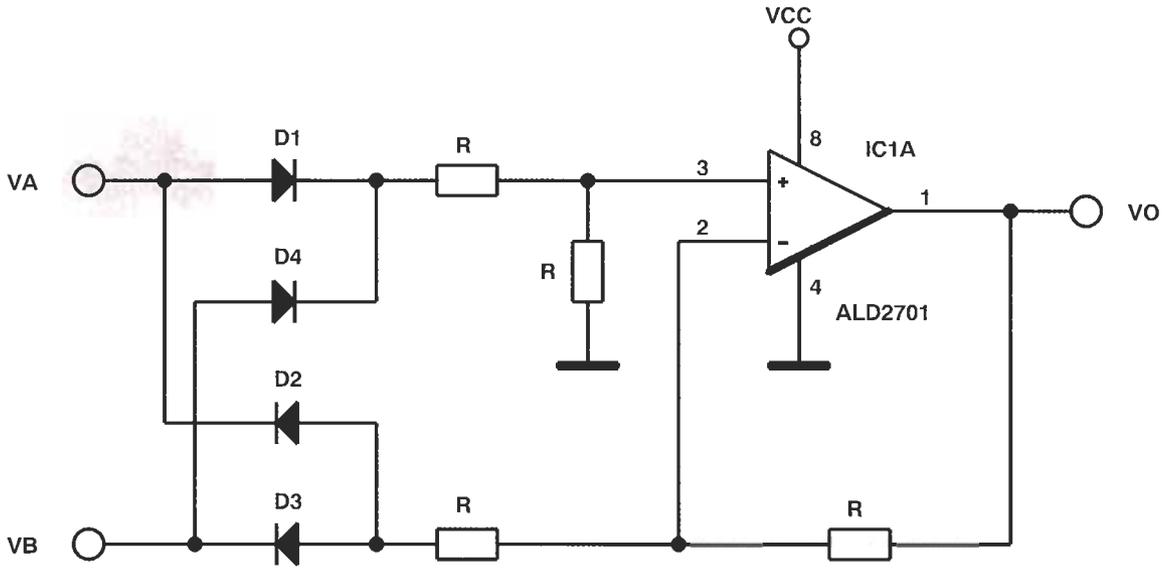


Figura 1.  
Versión más simple del diferenciador del valor absoluto.

2

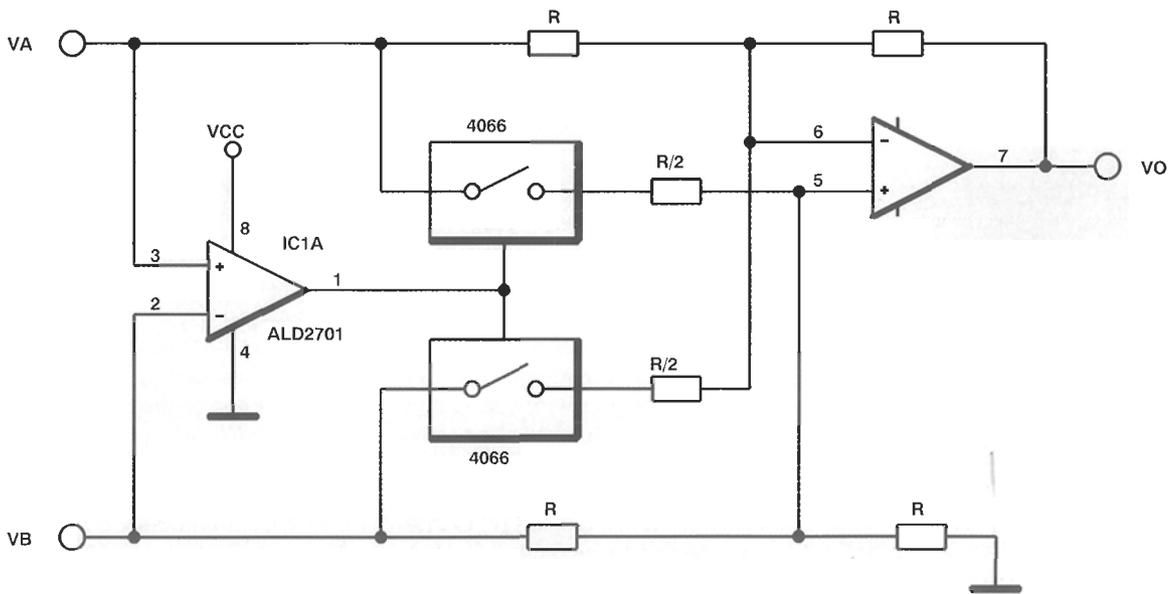


Figura 2.  
En este caso las puertas de diodos se reemplazan por conmutadores analógicos.

***El magnetrón de cavidad resonante ha sido utilizado ampliamente durante años; en este artículo se hablará del funcionamiento de este interesante dispositivo.***

# EL MAGNETRÓN

Aunque el Spitfire y el Hurricane fueron factores decisivos para ganar la batalla de Inglaterra durante la II Guerra Mundial, no hay que olvidar que sin la ayuda de unas técnicas de radar superiores, por parte de los ingleses, el resultado podría haber sido bastante diferente. Esta superioridad fue debida, en gran medida, a la aparición a finales de 1939 de un extraño objeto consistente en un bloque de cobre con dos tubos de cristal que sobresalían de él. Este artilugio fue el fruto del trabajo de dos científicos: el DR. Randall y el DR. Boot. El dispositivo, que revolucionaría el radar, era

el Magnetron de Cavidad Resonante, o en forma resumida el "magnetron".

Los jefes del Alto Mando temían que este invento llegara a caer en manos del enemigo, con lo que podría así descubrirse el secreto del diseño de este aparato. Por eso decidieron que los aviones que utilizaban la nueva técnica de radar deberían estar equipados con un sistema incendiario que destruyera el magnetron si el avión caía en territorio enemigo.

Es triste la forma en la que el magnetron, que antaño tuvo una gran importancia, se pueda encontrar ahora relegado a la humillante

tarea de agitar las moléculas de un plato de comida en un horno de microondas.

Aunque los sistemas de radar estaban en funcionamiento desde mucho tiempo antes de que apareciera el magnetron (los primeros experimentos comenzaron en 1922), estos eran primitivos y voluminosos y solamente podían funcionar a unas relativas bajas frecuencias del orden de unos pocos cientos de MHz. A estas frecuencias, el ancho haz radar resultante, incluso utilizando el reflector de búsqueda lo más grande posible, no podía conseguir la precisión necesaria para una buena descri-

minación del objetivo. La tecnología disponible en ese tiempo era capaz de generar frecuencias en la región de los GHz, pero sólo con una relativa frecuencia. Lo que se necesitaba era un dispositivo fiable, no voluminoso, que fuera fácil de fabricar pero capaz de generar potentes señales de energía de microondas. El magnetrón proporcionó todas estas posibilidades; era pequeño, resistente, simple y fácil de fabricar; también, era capaz de generar picos de frecuencia de más de 20 Kilovatios y con una longitud de onda tan baja como 3 cm (lo que equivale a una frecuencia de 10 GHz). En resumen, fue la respuesta a las peticiones del British Military Establishment y puso una sonrisa en la cara de Sir Hugh Dowding y de "Bomber" Harris.

### La tentación de la caja negra

Cuando los lectores y escritores técnicos se encuentran con algún concepto teórico difícil tienen una tendencia creciente a

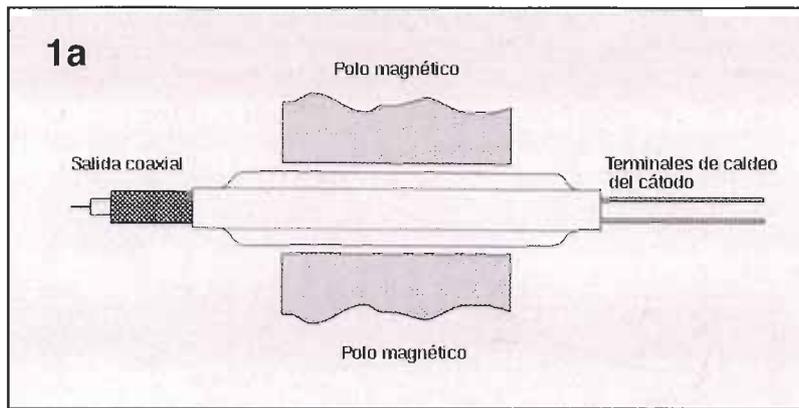


Figura 1a. Vista lateral de uno de los primeros magnetrones

caer en el tratamiento de la "caja negra". Los intestinos de cualquier componente o su sistema que no se puedan tratar aparte, ahora se consideran una excusa para entrar en el juego de "usted no necesita conocer esto". Hay que admitir que en ciertos campos, como el diseño interno de complejos circuitos lógicos, puede ser justificable que la mayoría de los lectores conscientes recurran a la estrategia de la caja negra. El problema comienza cuando se permite que esto se vaya de las manos, en cuyo caso se corre el peligro de alcanzar una posición tal que

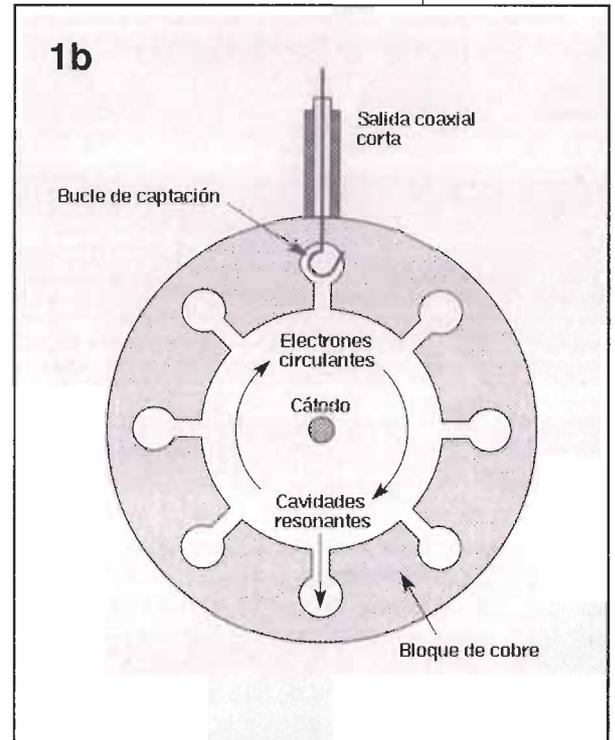


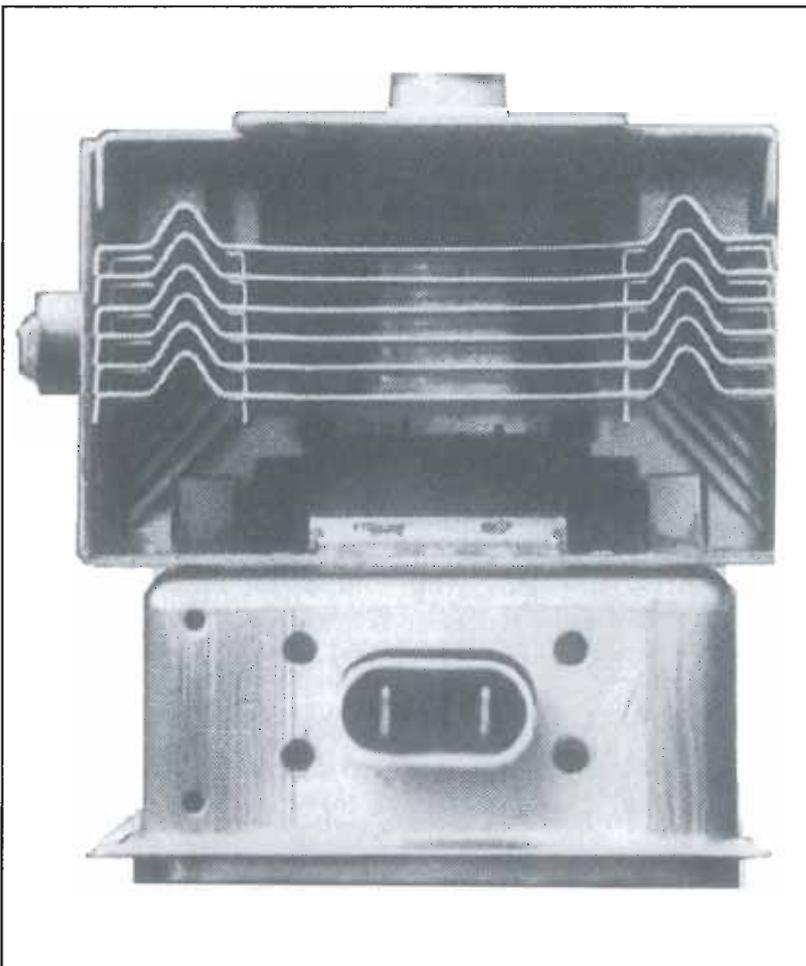
Figura 1b. Corte transversal de un magnetrón

incluso el sencillo transistor discreto se considera demasiado complejo para el técnico medio como para sobrepasar el nivel de la caja negra.

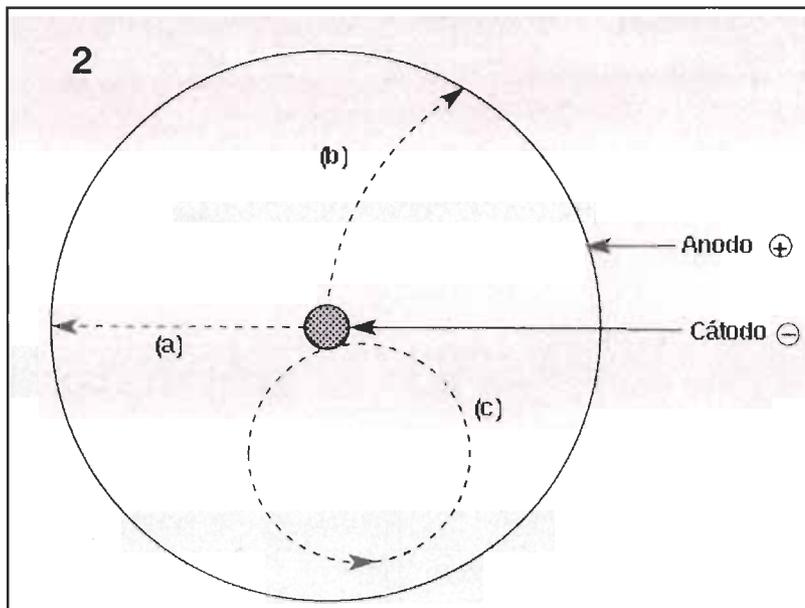
En el caso del magnetrón no hay razón aparente por la que su funcionamiento interno deba ser un misterio simplemente porque no se pueda reparar. Un tiristor, o un transistor, tampoco se puede reparar, pero sí que es explicada la teoría que hay detrás de su diseño. El magnetrón es un dispositivo extremadamente sencillo que se puede comprender con un mínimo conocimiento de matemáticas, y también es un excelente punto de partida para un curso de refresco sobre los principios básicos del electromagnetismo.

### Construcción

La figura 1a muestra la apariencia general, mientras que la figura



**Figura 2 .  
Trayectorias de  
los electrones  
bajo la influencia  
de los campos  
magnéticos**

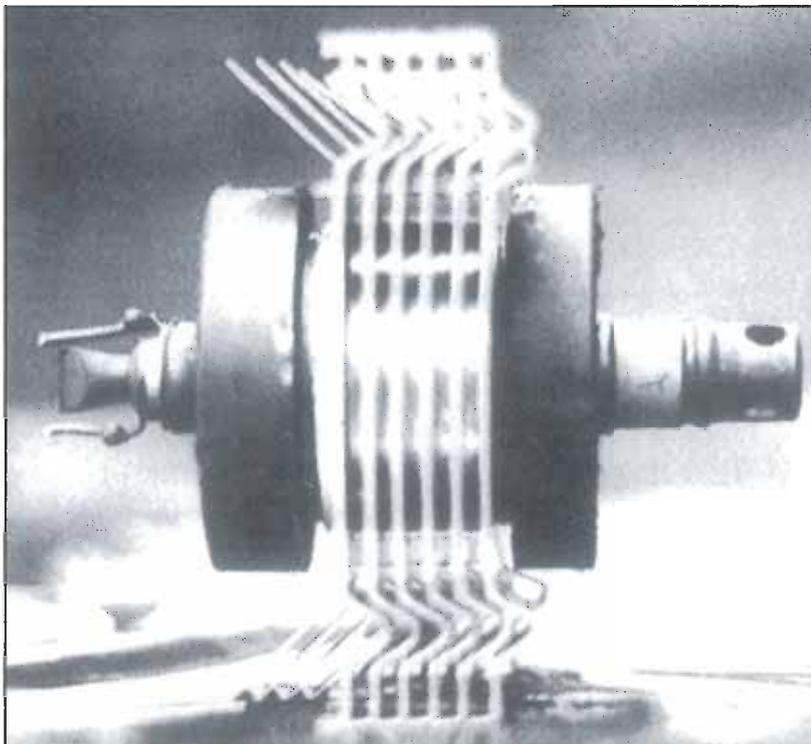


1b presenta una sección de un magnetrón típico de los primeros años, el cual, desde el punto de vista de la cc, se comporta como un simple diodo. El bloque de cobre mismo es el ánodo; y el cátodo calentado, colocado en el centro, proporciona una gran cantidad de electrones. Las líneas de flujo de un potente imán se dirigen hacia abajo a través del bloque. Los extraños orificios que se encuentran situados cerca del extremo exterior del bloque, denominados "cavidades resonantes", son los lugares en los que se producen las oscilaciones centimétricas de alta potencia. El bloque de cobre se debe mantener a varios kilovoltios positivos con respecto al

cátodo, pero es más conveniente - y menos peligroso para los humanos - si el bloque se encuentra a masa y el cátodo se mantiene a un nivel de varios kilovoltios negativos con respecto a la masa. El diseño del cátodo caldeado no es sencillo. Se necesita que emita amperios en lugar de miliamperios de corriente, y debe estar aislado para soportar una diferencia de potencial de muchos kilovoltios entre él mismo y el bloque de cobre.

### **Esquema de funcionamiento**

Cuando se enciende por primera vez, las cavidades, que se com-



portan como circuito sintonizado de levado Q, se excitan y entran en oscilación, pero sin alguna ayuda adicional estas oscilaciones desaparecerían rápidamente. Esta ayuda se proporciona a través de la lluvia de electrones que, bajo la influencia del imán permanente, circulan en trayectorias curvas casi en una órbita libre. Bajo ciertas condiciones, parte de la energía cinética de los electrones se transfiere a las cavidades y por lo tanto se mantienen las oscilaciones.

### **Las cavidades resonantes**

Una bobina de cable, con una capacidad a través de ella, es más que satisfactoria a frecuencias "normales" debido a que puede poseer una razonable amplificación de circuito: el factor Q. La capacidad de un circuito sintonizado para oscilar depende de la magnitud de Q. Cuanto mayor es el factor Q, más sencillo será que mantenga las oscilaciones. Hay varias ecuaciones para calcular el factor Q pero la siguiente es particularmente interesante:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

En la que se indica que se necesita un valor reducido de R y un elevado valor de la inductancia (L). La resistencia de una bobina depende del número de espiras, mientras que la inductancia depende del cuadrado del número de espiras; por ello, cuando se reduce la inductancia para incrementar la frecuencia, disminuye el factor Q en una proporción mayor que la que se reduce la resistencia. Esto significa que en los circuitos sintonizados convencionales el factor Q tiende a deteriorarse con la frecuencia.

Otros factores que pueden crear problemas con la frecuencia son las pérdidas debidas a la radiación directa y a la resistencia, por el efecto superficial de la bobina.

El circuito sintonizado no necesita tener una bobina y un condensador independientes. La superficie interna de un orificio en un bloque de cobre puede tener una determinada inductancia: no mucha, hay que reconocerlo, pues para trabajar

a varios GHz no se necesita mucha. Los orificios están limitados a la boca para formar "labios", como se puede ver en la Fig. 1b para lograr acrecentar la potencia del campo eléctrico, con lo que se formará la "capacidad" del circuito sintonizado. El factor Q de una cavidad resonante puede ser muy elevado debido a que las resistencias de las paredes de cobre son muy bajas y, además, no hay pérdidas por radiación si la cavidad se encuentra cerrada en ambos extremos.

### Detalles de las órbitas de los electrones

Bajo la influencia de un voltaje de ánodo positivo "V", un electrón podría acelerar normalmente a través de una trayectoria en línea recta desde el cátodo al ánodo, como se puede ver en la Fig. 2a. Sin embargo, si se aplica un potente campo magnético en ángulo recto, los electrones sufrirían una deflexión, como se muestra en la Fig. 2b. La densidad de flujo magnético y el voltaje del ánodo provocan que el electrón gire en una órbita cerrada, como se muestra en la fig. 2b. Las matemáticas para establecer la relación correcta no son complicadas.

Un electrón de masa (M) y de carga (q), que se mueve con una velocidad (u) entrando en un campo magnético en ángulo recto a su dirección de desplazamiento, es deflectado por una fuerza proporcional a la densidad de flujo magnético (B):

Fuerza de deflexión = Bqu Newtons

Para mantener la trayectoria arbitral, la fuerza de deflexión debe ser equilibrada por la fuerza centrípeta, que actúa hacia el centro del radio orbital (r):

Fuerza centrípeta =  $\frac{mu^2}{r}$  Newtons

Igualando las dos fuerzas se obtiene la condición necesaria:

$$Bqu = \frac{mu^2}{r}$$

$$Bq = \frac{mu}{r}$$

La velocidad del electrón (u) es el único término problemático. Sin embargo, nosotros sabemos que el electrón en el cátodo tiene una energía potencial que, bajo la fuerza de aceleración del potencial del ánodo (V), esta energía se convierte a la forma cinética, alcanzando su valor más elevado

justamente antes de impactar en el ánodo.

Por la ley de la conservación de la energía se tiene que:

Energía potencial = Energía cinética

$$qV = \frac{mu^2}{2}$$

Y despejando se obtiene:

$$u = \sqrt{2qV/m}$$

Sustituyendo esta expresión de u en la ecuación 1 y simplificando se obtiene:

$$B = \sqrt{\frac{2Vm/q}{r}}$$

Es más conveniente utilizar R, que es la distancia entre el cátodo y el ánodo en lugar de r; como  $r = R/2$ , la ecuación anterior se puede expresar de la siguiente forma:

$$B = \sqrt{\frac{8Vm/q}{R}}$$

La masa del electrón (m) es una constante física estándar, y es igual a aproximadamente  $9,1 \times 10^{-31}$  Kg.

La carga (q) también es una constante física igual a  $1,6 \times 10^{-19}$  Culombios.

Sustituyendo estos valores en la ecuación anterior, y simplificando, se obtiene una simple fórmula final, la cual relaciona la densidad del flujo con la tensión de ánodo necesaria para mantener las condiciones orbitales:

$$B = 6,75 \times 10^{-6} \sqrt{\frac{V}{R}} \dots \text{Eqn 2}$$

Ejemplo 1: un magnetron de 1 cm, trabajando con un voltaje de ánodo de 10 KV, necesita una densidad de flujo magnético de aproximadamente 0,07 teslas.

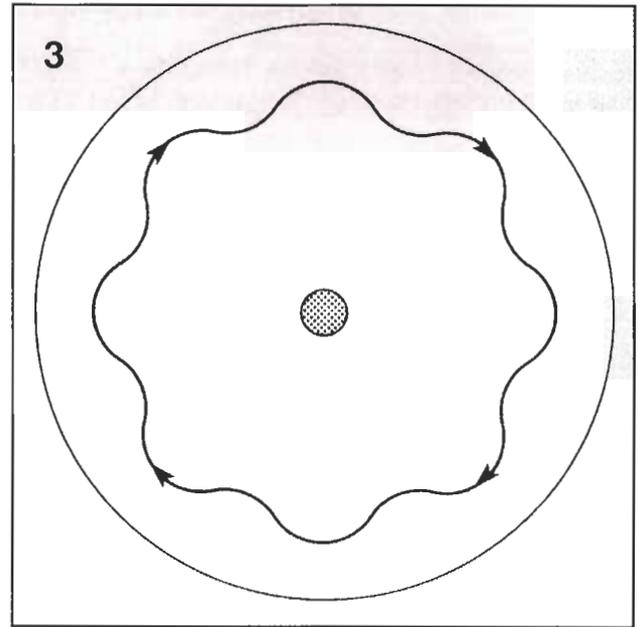


Figura 3. Órbita exterior equivalente

Ejemplo 2: un magnetron de 2 cm funcionando a 5 KV, necesita una densidad de 0,024 teslas.

Es importante señalar que, a partir de la ecuación 2, la densidad de flujo magnético necesaria depende únicamente de la raíz cuadrada de la tensión del ánodo. Esto significa que las condiciones orbitales no son demasiado críticas con respecto a la tensión del ánodo, una propiedad que es de agradecer desde el punto de vista de los diseñadores.

### Sostenimiento de las oscilaciones en las cavidades

Ahora, vamos a explicar el mecanismo por el que se mantienen las oscilaciones de microondas en las cavidades.

### La órbita equivalente simple

El tratamiento anterior muestra que, bajo ciertas condiciones, un electrón podría ser forzado a una trayectoria de órbita libre cuyo radio se situaría a mitad de camino entre el cátodo y la pared interior

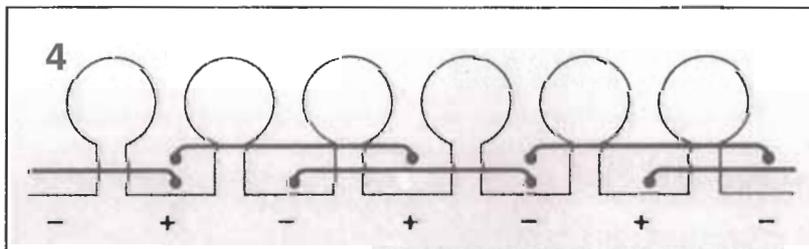
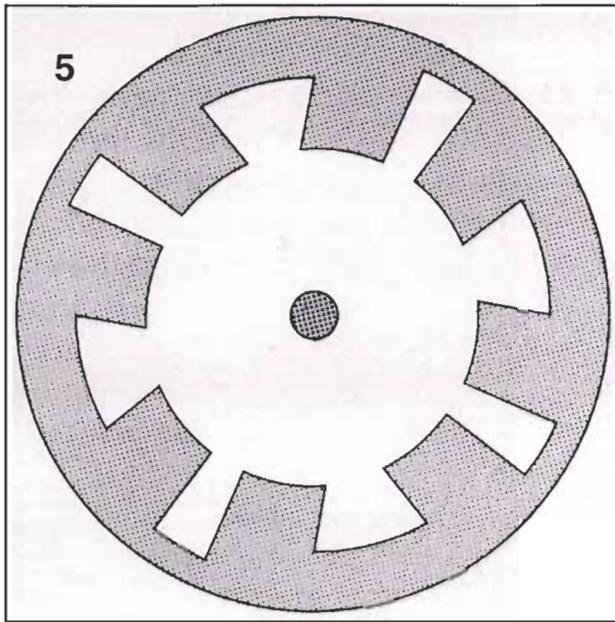


Figura 4. Vista del desarrollo de la superficie en donde se muestran las conexiones en modo Pi.



**Figura 5 .  
Cavidades en Sol  
Naciente**

del bloque del ánodo. De esta forma, idealmente, nosotros podemos visualizar millones de estos electrones, cada uno de ellos girando sin fin en sus propias órbitas separadas. Para explicar el funcionamiento del magnetrón es conveniente ignorar las órbitas individuales de los electrones y considerar su efecto integrado cerca de la pared del ánodo.

Como todos los electrones rotan en la misma dirección, el efecto del conjunto es equivalente a una única órbita mayor que tiene el cátodo como centro (ver Fig. 3).

Si se ignora la presencia en las cavidades, la corriente del ánodo debería ser cero, ya que ninguno de los electrones podría llegar a la pared del ánodo. ¡El dispositivo debería funcionar bajo condiciones de corte de corriente!

### **Modulación de velocidad**

Cuando se enciende por primera vez el magnetrón, las cavidades se excitan y entran en oscilación a su frecuencia natural. En ausencia de una fuerza que las sustente, estas oscilaciones deberían desaparecer eventualmente a una velocidad inversamente proporcional al factor de resonancia Q de las cavidades.

El mecanismo para mantener estas oscilaciones se conoce como "modulación de velocidad". Los electrones orbitando cuando pasan a través de los labios de una cavidad pueden alterar su velocidad por el impulso extra que reciben a partir del campo eléctrico oscilante; de aquí parte el término modulación de velocidad. Si este impulso extra es beneficioso para el propósito de mantener las oscilaciones, depende enteramente de la relación de fase en el instante en que el electrón cruza la abertura de la cavidad. Existen tres posibilidades:

1.- El electrón es acelerado, en cuyo caso la energía oscilatoria es extraída de la cavidad y transferida al electrón. Un electrón de este tipo es un electrón malo para nuestros propósitos.

2.- El electrón es frenado, en cuyo caso la energía cinética del electrón se transfiere a la cavidad. Un electrón de este tipo es un buen electrón.

3.- El electrón queda inafectado, debido a que se encuentra con el punto cero del ciclo de oscilación. Un electrón en este caso no es ni bueno ni malo, solamente un pasajero que no paga billete.

### **La ventaja estadística**

La descripción anterior de la modulación de velocidad acaso nos incline a concluir que puede haber tantos electrones malos como buenos, por lo que la ventaja en conjunto con respecto a las cavidades podría ser cero. Sin embargo, cuando se toma en consideración el efecto del cambio en la velocidad de los electrones, estas se pueden ver en la Fig. 5, y lo que sigue realmente es una ventaja de conjunto:

1.- Un electrón que es acelerado sufre una mayor fuerza de deflexión por parte del imán, y por ello tiende a desplazarse en espiral hacia el cátodo donde no puede producir daño.

2.- Un electrón que es frenado es afectado en menor cuantía por el imán, y por ello se mantiene todavía en órbita aunque de un radio ligeramente mayor. Esto significa que tiene una segunda (incluso una tercera o más) posibilidad de hacer algo bueno en la siguiente cavidad. Por lo tanto,

existe una probabilidad estadística de que los electrones buenos tienen la ventaja de mantener las oscilaciones en más ocasiones que los malos eliminarlas.

### **La forma en las que están acopladas cavidades**

La salida de microondas se toma, normalmente, a través de una sonda en forma de anillo, realizada a partir de un pequeño fragmento de 1/4 de onda de cable coaxial; a partir de una de las cavidades y que acaba en una guía de onda. Esta cavidad no es distinta, en modo alguno, a ninguna de las otras, aparte del hecho de que es la única que ha sido elegida por el capricho del diseñador. Para asegurar que todas las cavidades contribuyen a la salida final, la tapa del magnetrón (la cual es necesaria para reservar el vacío interno) está ligeramente elevada por encima de la parte superior del bloque de las cavidades, y de esta forma deja "un espacio de reacción", el cual permite que las líneas eléctrica y magnética de cada cavidad resonante se enlacen con las de la cavidad adyacente a cada lado. Desde el punto de vista eléctrico, esto significa que todas las cavidades están acopladas en paralelo, una condición que puede ayudar a explicar el motivo por el que es suficiente tomar la salida a partir de cualquiera de ellas.

### **Establecimiento de la fase correcta entre las cavidades**

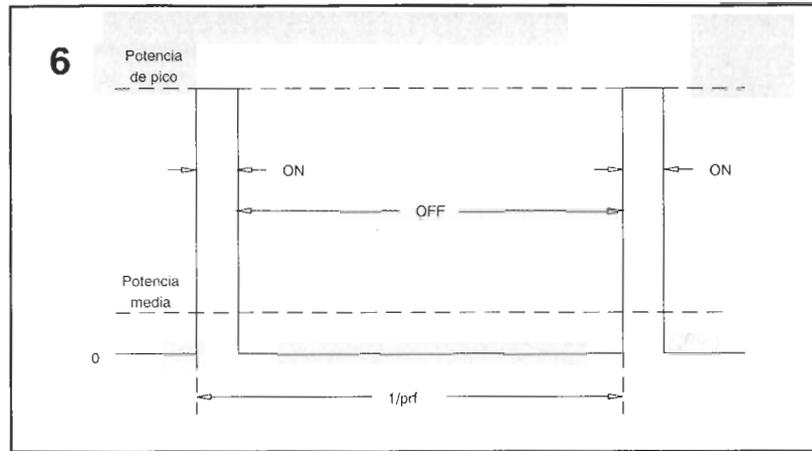
Es importante convencerse de que cada una de las cavidades es un oscilador enteramente independiente por sí mismo. A fin de evitar el caos resultante es esencial tomar algunas medidas adicionales, para así mantener de alguna manera la disciplina de la fase. Hay algunas formas reconocidas de imponer este tipo de disciplina. Entre ellas se encuentran las que a continuación se enumeran:

## 1. Cortocircuito de las cavidades de un magnetrón en modo Pi

En este caso se sueldan conductores de cobre delgados en el bloque en la forma en que se muestra en la Fig. 4. Hay que destacar que unen cavidades alternas. A primera vista puede parecer que su presencia está al límite del ridículo: ¿por qué añadir cables de cobre en paralelo con un gran bloque de cobre?. Sin embargo, hay que tener en cuenta que a la frecuencia de microondas, un delgado cable puede presentar una reactancia inductiva considerable, mucho mayor que el bloque de cobre. (Para quienes todavía recuerdan su teoría básica diremos que la inductancia de un cable depende de su longitud, pero es inversamente proporcional a su diámetro)

Ahora, si las cavidades adyacentes son forzadas a oscilar con una fase diferente de  $180^\circ$ , se deduce que las cavidades alternas deben estar en fase y siempre deben estar al mismo potencial instantáneo. Como cada línea conecta cavidades alternas, cada extremo deberá estar al mismo potencial, por lo que no podrán circular corrientes inductivas a través de ellas.

Si la fase no es correcta deberían fluir corrientes inductivas a través de las líneas y se dispararía la energía que podría tender a eliminar las oscilaciones de las cavidades. Esto significa que las oscilaciones se mantendrán únicamente si el magnetrón se obliga, asimismo, a mantener una diferencia de fase entre  $180^\circ$  entre cavidades adyacentes. Parece que hay una ley física por la cual los sistemas potencialmente oscilantes tienen una tendencia innata para oscilar de modo similar a la tendencia reproductiva de las especies biológicas. Si existe una abertura que lo permita, el sistema la encontrará. Un magnetrón con cavidades acopladas dispone de esta abertura o excusa para oscilar, y está preparado para trabajar en el modo Pi, presumiblemente porque Pi radiales son  $180^\circ$ .



## 2. Magnetrones del sol naciente

Haciendo que las cavidades tengan la forma mostrada en la Fig. 5, se tiene una alternativa al magnetrón con cavidades acopladas en Pi. La colocación de unas cavidades largas estrechas, alternadas con otras más anchas, por algún motivo que no se ha comprendido completamente nunca por el escritor del artículo, asegura un funcionamiento en el modo Pi. Estamos bien informados de que esta útil propiedad es inherente a la geometría y, debido a que esta geometría se parece a la bandera japonesa, se le ha dado el nombre del "magnetrón del Sol Naciente".

### Condiciones de funcionamiento

Un magnetrón, aunque es físicamente pequeño, funciona en la región de los Kilovatios -incluso los primeros funcionaban con una potencia de pico de 20 Kilovatios con una eficacia de conversión de cc/ca superior al 50%. Debería ser evidente que un funcionamiento continuo a este nivel de potencia, convertiría rápidamente al magnetrón en una masa fundida.

Afortunadamente los sistemas de radar tienen una demanda de potencia media comparativamente modesta, debido a que funcionan por pulsos. El transmisor, (el magnetrón), es conmutado durante microsegundos y conectado de nuevo durante milisegundos, mientras que se espera que vuelva el "eco". Por

este motivo, la potencia media es únicamente una pequeña parte de la potencia de pico (ver Fig. 6).

Los términos utilizados en el ciclo de funcionamiento son los siguientes:

a) Frecuencia de repetición de pulsos (PRF), es el número de veces que se conmuta el magnetrón por segundos.

b) Ancho de pulso (PW). Es el tiempo que se mantiene activado el magnetrón durante un ciclo.

c) El ciclo de trabajo es el producto del PRF por el ancho de pulso, y representa la proporción de tiempo total en un ciclo que está funcionando el magnetrón de potencia media = potencia de pico x ciclo de trabajo.

Ejemplo: Si se tiene un magnetrón con una potencia de pico de 20 Kilovatios, con un ancho de pulso de 10 microsegundos y un PRF de 1000 pulsos por segundo, entonces el ciclo de trabajo =  $1 \text{ E } 3 \times 1 \text{ E } - 2 = 1/100$ . La potencia media = potencia de pico por ciclo de trabajo = 20 Kilovatio x  $1/100 = 200$  vatios.

Hay que señalar que los magnetrones que se utilizan en otros campos distintos al radar todavía deben utilizar el sistema de funcionamiento por pulsos para controlar la potencia. Está claro, conforme a la explicación anterior de las condiciones de órbita del electrón, que cualquier intento de controlar la potencia mediante la reducción de la tensión del magnetrón está condenada al fracaso. Una vez que se ha instalado un imán permanente de una determinada densidad de flujo, solamente hay una estrecha banda de las tensiones del magnetrón a la cual se mantendrá la oscilación. En un horno de microondas, la potencia media todavía se controla variando el tiempo de activación y desactivación del magnetrón.

Figura 6. Modulación del pulso del magnetrón (no está a escala)

**Aproveche hasta el límite sus baterías con la ayuda de este sencillo montaje.**

# **PROLONGADOR DE LA VIDA DE LAS PILAS**

La mayoría de las baterías que utilizamos habitualmente pecan del mismo defecto: una vez que su carga alcanza los 2/3 del valor nominal total estas no suelen ya resultarnos de ninguna utilidad, con los consiguientes perjuicios que esto conlleva en gasto y molestias. El problema estriba en detectar cuándo alcanzan las baterías un nivel "peligroso" para las características del equipo que alimentan.

En este montaje, el comparador TL3702 se ocupa de detectar cuándo alcanzan las baterías un

nivel que viene preajustado por R1/R2. La resistencia R3 proporciona un cierto grado de realimentación positiva para evitar oscilaciones. Por último, el oscilador de tres puertas se ocupa de controlar el 74HC4053 (multiplicador de capacidad), el cual incrementa en un 150% la tensión de la batería. Esto posibilita que las baterías puedan funcionar incluso cuando su carga se encuentre a algo menos del 50% nominal.

El multiplicador es similar al doblador de capacidad 7660 pero, en vez de cargar un condensador

y ponerlo en serie con la batería, lo que hace es tomar dos condensadores (C1 y C2), cargarlos en serie y ponerlos en serie con la batería, pero en paralelo cada uno de ellos con respecto al otro; aunque la frecuencia de oscilación llegue a 100 Khz, esto no importa, ya que los condensadores C1 y C2 han sido elegidos al efecto.

El rendimiento del circuito ronda el 90% a 2mA, descendiendo hasta un 80% a 5 mA. Para mejorar esto podemos utilizar varios circuitos similares en paralelo. **K**

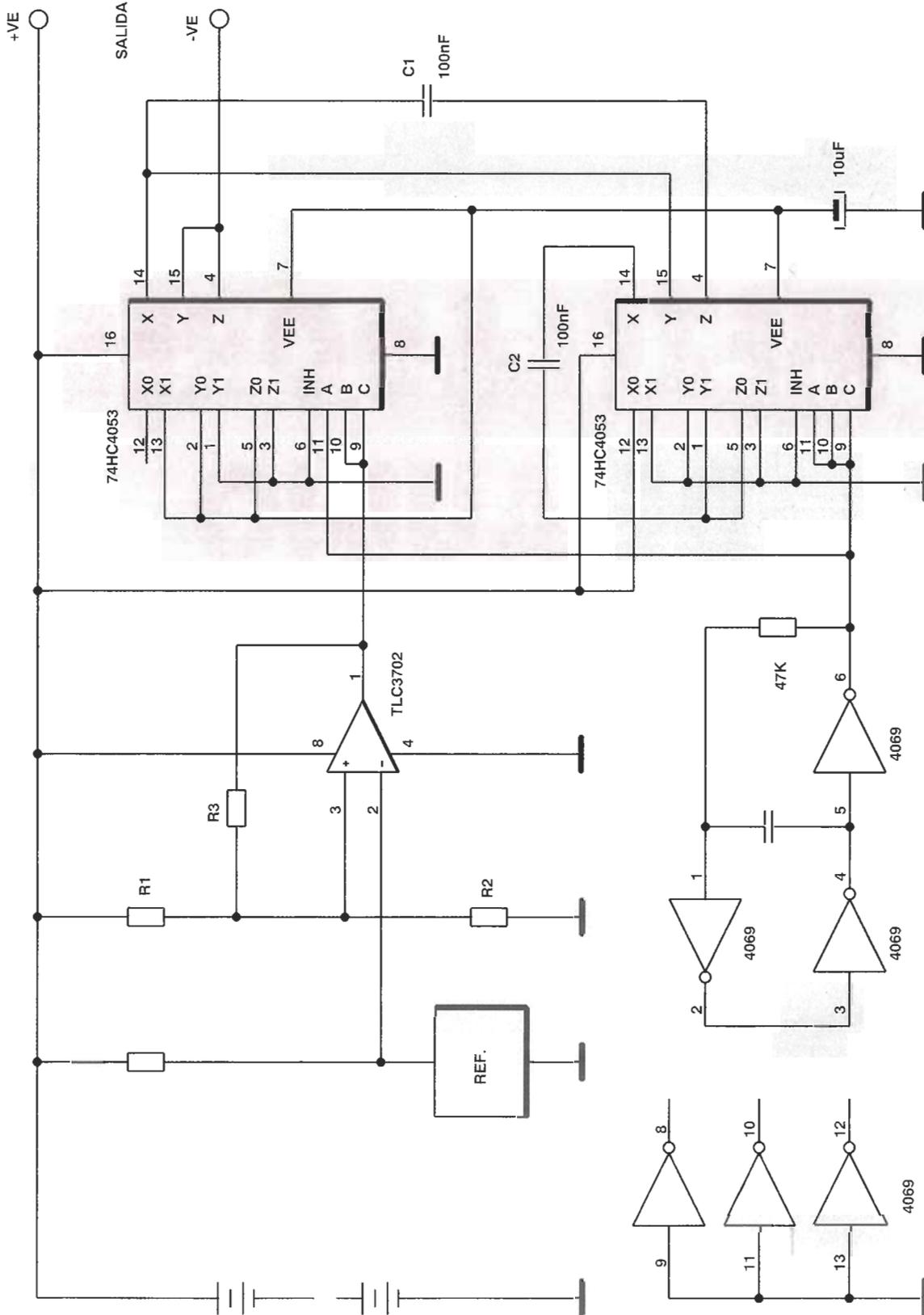


Figura 1.  
El comparador TL3702 se ocupa de detectar cuando alcanzan las baterías el nivel preajustado por R1/R2.

**Las mesas de mezcla de gama alta representan la forma más elevada del diseño de audio. En este artículo describiremos la tecnología para conseguir el mejor sonido.**

# MEZCLADORES DE AUDIO

Las grandes mesas de mezcla representan, posiblemente, el área de mayor demanda del diseño de audio. El constante avance de los soportes digitales requiere que cada parte de la cadena, desde el intérprete hasta el consumidor, sea casi perfecta, al tiempo que se tiene la completa certeza de que todo lo que tenga que pasar por el cuello de botella de la calidad de las cintas o discos de vinilo tradicionales parece algo completamente fuera de moda.

La competencia por vender tiempo de estudio se convierte en una tarea más dura con el tiempo, semana a semana, y está claro que las mejoras de las mesas de mezcla no debe afectar de forma perjudicial a la relación de costes. La única forma de reconciliar estas demandas es la innovación; además, hay que tener una idea muy clara de lo que se necesita para salir al paso de la especificación que se pide, en

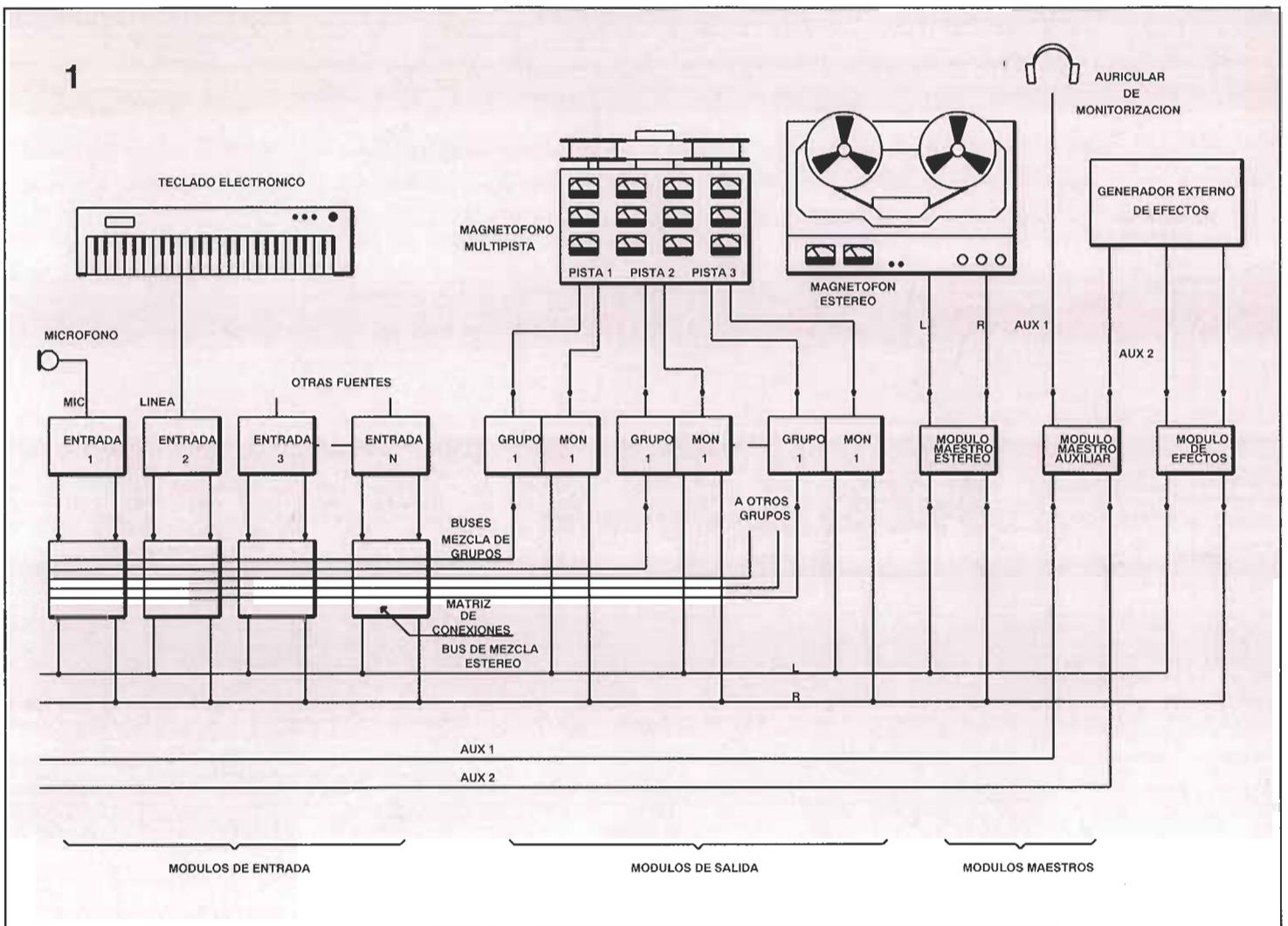
otras palabras, la vía más directa es utilizar componentes tradicionales en forma no tradicional en lugar de simplemente utilizar los amplificadores operacionales más caros del catálogo

Los problemas que habrán de solucionarse en una mesa de mezcla profesional son muchos y variados. Una gran cantidad de señales fluyen en un pequeño espacio, y se tienen que mantener separadas hasta que el operador decida mezclarlas; la intermodulación debe ser extremadamente baja: hasta 64 canales de entrada, cada uno con muchas etapas y todos con la posibilidad de añadir distorsión y ruido a la preciosa señal. Incluso la suma de estas señales, aunque suena como algo muy sencillo, es en la práctica un gran reto. En resumen, las necesidades son mucho más exigentes que las que hay en los equipos de alta fidelidad más caros, debido a que la degradación intro-

ducida en esta etapa no se puede recuperar nunca.

Las funciones principales de las mesas de mezcla están muy estandarizadas, aunque hay una gran variación como para hacer una detallada exposición de estas variaciones. La Fig. 1 muestra un diagrama del sistema, y en el cuadro se explica la técnica de la grabación multi-pista.

La Fig. 2 muestra un canal de entrada típico para una mesa de mezclas. La etapa de entrada proporciona una entrada conmutable balanceada de micrófono y de línea; la entrada de micrófono tiene una impedancia entre 1 y 2 K, lo que proporciona la carga adecuada para una cápsula microfónica de 200  $\Omega$ , mientras que la entrada de línea tiene una impedancia en paralelo de no menos de 10 K. Esta etapa proporciona un amplio control de ganancia, y está seguida inmediatamente por



un filtro pasa-bajos (normalmente de -3 dB a 10 Hz) para eliminar las perturbaciones de baja frecuencia.

La sección de control de tono, universalmente conocida en el mundo de audio como "EQ" o ecualización, incluye normalmente uno o más controles de resonancia de media banda, así como el control típico del tipo Baxandall de pendiente para los altos y los bajos. El control de nivel del canal es controlado mediante un potenciómetro lineal, y el potenciómetro de control de estéreo ajusta la colocación del estéreo, los grupos impares se tratan como el canal izquierdo y los pares como el canal derecho, el PFL (o audición previa al volumen) conmuta las rutas de la señal al módulo principal de forma independiente de los demás controles; las señales del bus lógico del módulo principal conmutan los altavoces de control del estudio del bus normal de mezcla estéreo al bus PFL para, así, permitir que se escuche un canal específico de forma aislada.

La Fig. 3 muestra un módulo típico de grupo, y la Fig. 4 los elementos básicos de la sección principal; una selección manual de fuente de sonido permite la comprobación de calidad de la grabación estéreo final y dos conmutadores de estado sólido reemplazan la señal del monitor estéreo con la señal PFL siempre que se pulse un conmutador PFL en cualquier parte de la mesa de mezclas.

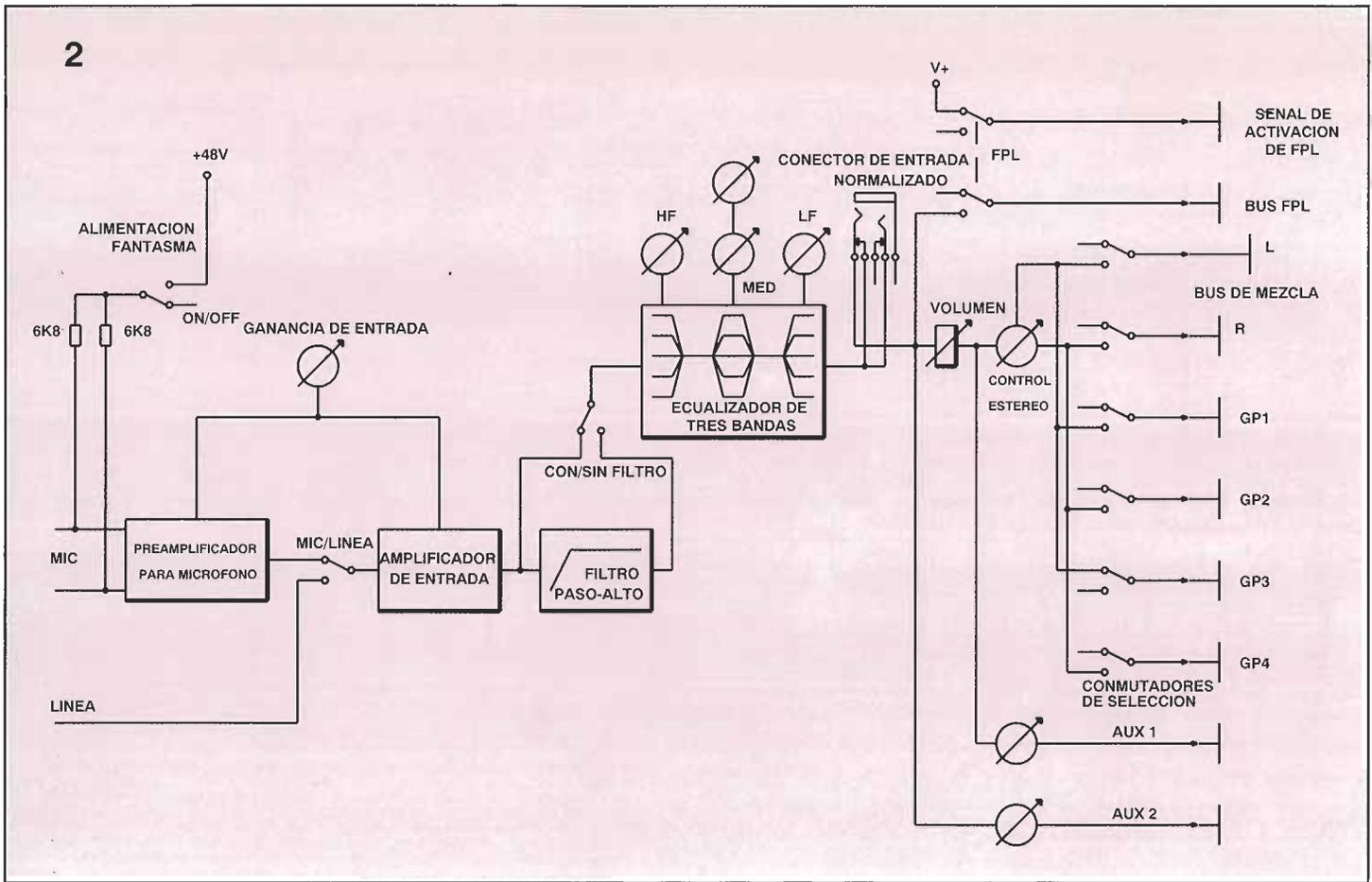
### Entradas de micrófono

El preamplificador del micrófono es un importante reto de diseño. Debe proporcionar una ganancia entre 0 y 70 dB para amplificar las inaudibles señales de las cajas de ritmos o de los discretos salterios, a fin de presentar una precisa y balanceada señal para cancelar la captación de ruido en cables de gran longitud y generar un mínimo de ruido interno. También debe ser capaz de soportar +48 V de CC aplicados de forma repentina a las entradas (para los preamplificadores alimentados por

circuitos fantasmas en los micrófonos basados en condensador), al tiempo que manejan señales de microvoltios. La solución de Soundcraft consiste en utilizar componentes estándar, lo cual se ha comprobado que resulta económico para la producción, en grandes cantidades, de nuevas configuraciones. El último diseño de preamplificador para micrófono, como es el que se usa en la mesa que utilizamos como referencia (modelo 3200), resulta lo suficientemente innovador como para ser protegido por una patente.

En la actualidad, es raro utilizar transformadores de entrada para ajustar la baja impedancia (150-200  $\Omega$ ) del micrófono al preamplificador, ya que el coste y el peso adicional son importantes, especialmente cuando es necesaria la linealidad a baja frecuencia y a elevados niveles. Las necesidades de bajo ruido nos llevan a evitar el uso directo de amplificadores operacionales, ya que su diseño implica compromisos que los hacen al menos 10 dB más ruidosos que

**Figura 1. Diagrama del sistema de una consola de mezclas completa que muestra la división en entradas, contribuciones al monitor de grupos y módulos principales. La matriz de encaminamiento determina cuáles de las entradas de los grupos deben ser llevadas a determinada pista del sistema de grabación multi-pistas. Varios canales comparten un único sistema de efectos.**



**Figura 2.** Un canal de entrada. El control de ganancia es de 70 dB y el control de tono es Baxandall estándar, del tipo de pendiente, con la adición de un corte y amplificación en el punto medio. Se han mostrado dos líneas auxiliares.

los transistores discretos a baja impedancia.

En el circuito mostrado en la Fig. 5 se utiliza un par equilibrado de transistores npn de bajo ruido y con bajo  $R_b$  como etapa de entrada, que trabajan con dos amplificadores operacionales para proporcionar la posibilidad de alimentar a la carga y lograr una ganancia en bucle abierto en bruto para linear el manejo de la señal. La ganancia del amplificador está dividida en dos etapas para proporcionar un rango de ganancia continuo entre 0 y 70 dB con la rotación de un simple mando. Esto elimina el atenuador conmutado de 20 dB que se necesita normalmente para proporcionar unos valores de ganancia inferiores, no solamente reduciendo el coste y la complicación sino evitando, además, el deterioro del sonido y la degradación CMRR que imponen los atenuadores conmutados. El resultado es una etapa de entrada efectiva que no solamente es silenciosa sino que además es más económica que otra que utiliza amplificadores operacionales especializados de bajo ruido.

## Ecuación

Como las grandes mesas de mezclas para grabación necesitan complicados controles de tono, inevitablemente utilizan un elevado número de amplificadores operacionales. Aquí existe el peligro de que un número elevado de elementos activos pueda degradar las características del sonido. En la Fig. 6 se puede ver un ecualizador de banda media que sobreimpone una resonancia de más menos 15 dB sobre la característica de ganancia unidad plana. Una señal es tomada desde la línea, pasa a través de un filtro de paso de banda variable que proporciona el control del centro de frecuencia y del factor  $Q$ , y después se añade de nuevo. Para mejorar las características de ruido en el nivel de señal (en todas las condiciones de frecuencia,  $Q$  y amplificación/recorte) están determinadas, y se ha comprobado que es posible doblar el nivel de señal en el filtro, frente al esquema tradicional, al tiempo que se mantiene el espacio libre. Por tanto, el ruido generado se reduce así en aproximadamente 6 dB.

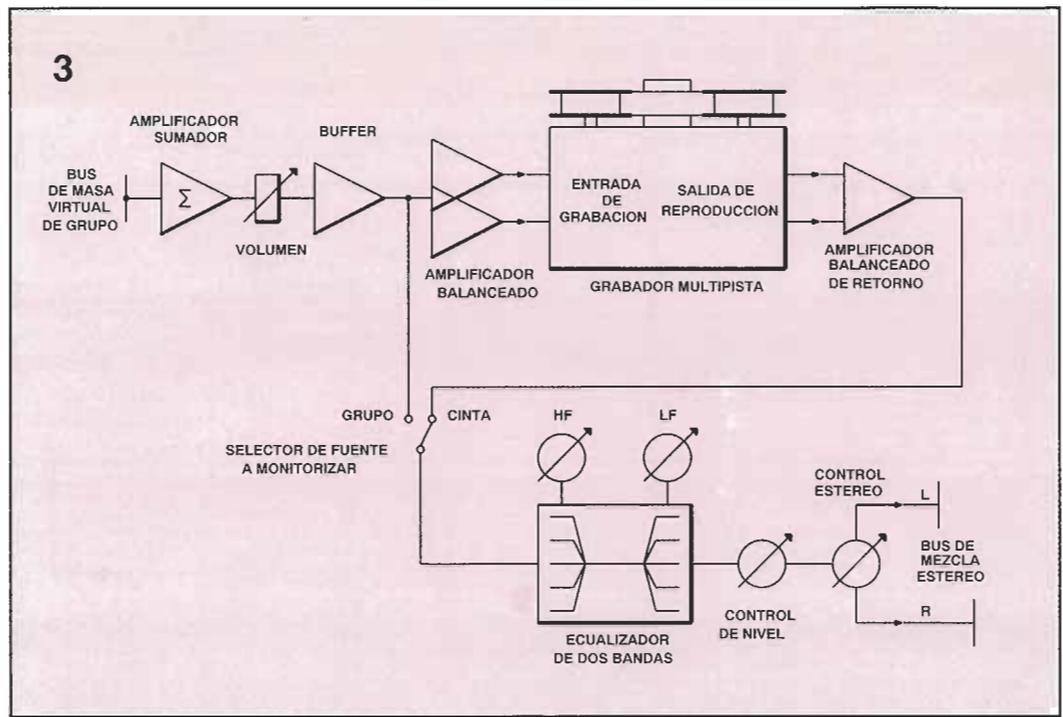
## Control de estereo

Para proporcionar un control de estéreo continuo y sin cambios de nivel no deseados, el control de estéreo debería tener una característica teórica seno/coseno; estos componentes existen, pero son muy caros, y, por lo tanto, la mayoría de las mesas de mezcla utilizan un potenciómetro lineal dual con su ley modificada mediante una resistencia "pull-up", como se puede ver en la Fig. 7a. Esto no solamente proporciona una aproximación mediocre a la ley requerida sino que también limita el nivel de control del estéreo, ya que la señal "pull-up" pasa a través de la resistencia del contacto del cursor (normalmente mayor que la resistencia de final de pista) y limita el nivel de atenuación que el control del estéreo puede proporcionar cuando se coloca completamente a la derecha o a la izquierda. Esta limitación es eliminada en la Soundcraft, mediante el control de estéreo activo que se puede ver en la Fig. 7b, reemplazando a la resistencia "pull-up" por un convertidor de

impedancia negativo que modula el nivel de modificación de la ley de acuerdo con el ajuste del control de estéreo logrando una aproximación a la ley seno lo más precisa posible. No existe "pull-up" en el extremo inferior del desplazamiento del cursor, cuando no se requiere, por lo que el aislamiento derecha/izquierda, si se utiliza un potenciómetro de buena calidad, se mejora aproximadamente de -65 dB a -90 dB. Esto también ha sido objeto de protección por patente.

### Suma de señales

Uno de los principales retos técnicos en el diseño de mesas de mezcla es el mezclado de la señal. Esto se hace casi, si no siempre, universalmente mediante técnicas de masa virtual, como en la Fig. 8a. Un amplificador sumador con una realimentación en paralelo se utiliza para mantener un gran bus de mezcla a un nivel de masa aparente, lo que genera una especie de "agujero negro de sonido"; las señales que se conectan a éste, a través de la resistencia de mezcla aparentemente, se desvanecen únicamente para reaparecer a la salida del amplificador sumador cuando han sido sumadas en forma de corriente. La elegancia de la mezcla de masa virtual, opuesta a la técnica de suma en modo voltaje de la Fig. 8b, consis-



te en que en ésta las señales no se pueden volver al bus a lugares no deseados, por hallarse efectivamente puestas a masa, lo que puede ahorrar un gran número de amplificadores tampón en las entradas.

Este es, sin embargo, peligroso si se supone que la masa virtual es perfecta; un sumador basado en un amplificador operacional típico pierde ganancia de bucle abierto según se aumenta la fre-

cuencia, haciendo que el nulo de la entrada inversora sea menos efectivo. El "bus residual", es decir, la tensión medible en el bus de suma, se incrementa con la frecuencia y puede provocar intermodulación entre los buses en la situación clásica con los buses adyacentes corriendo a través de un cable IDC. El aumento del número de módulos conectados al bus de mezcla incrementa la ganancia de ruido; en otras pala-

Figura 3. Diagrama de bloques de un módulo de grupo típico, en donde se muestra la conmutación entre la salida directa y la reproducción de la cinta para control.

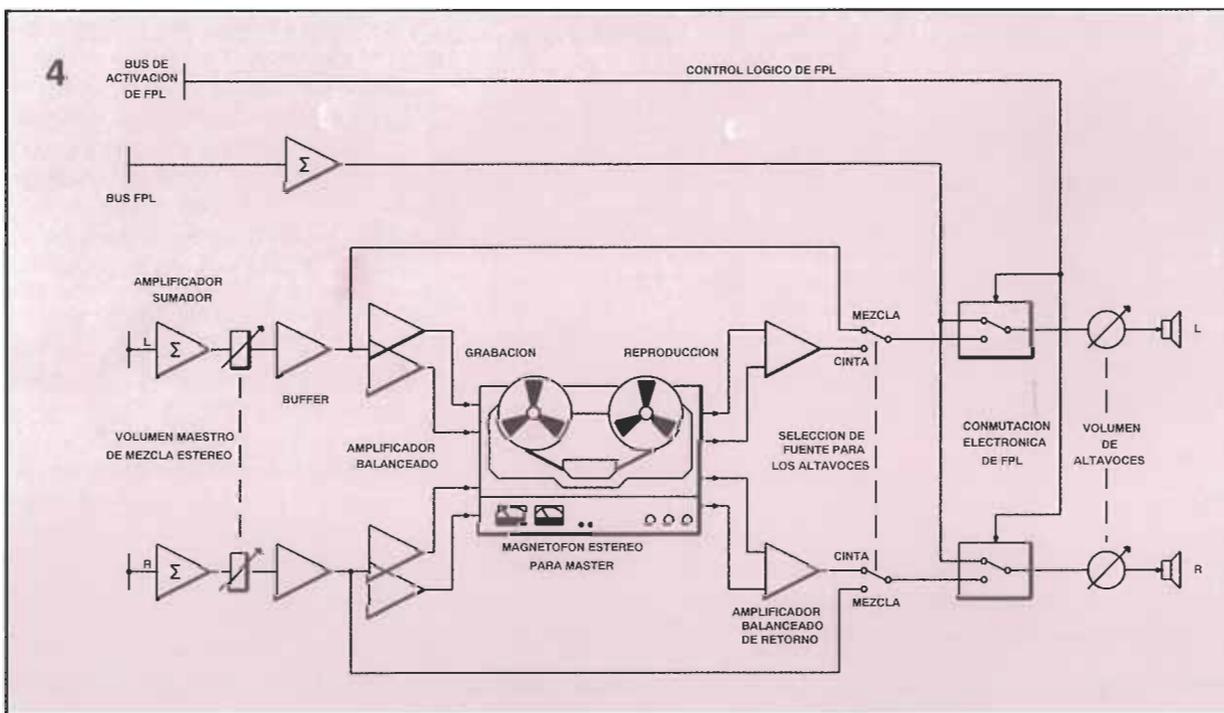


Figura 4. Diagrama de bloques del módulo principal, con el conmutador de envío/reproducción a la cinta y la conmutación automática FPL.

5

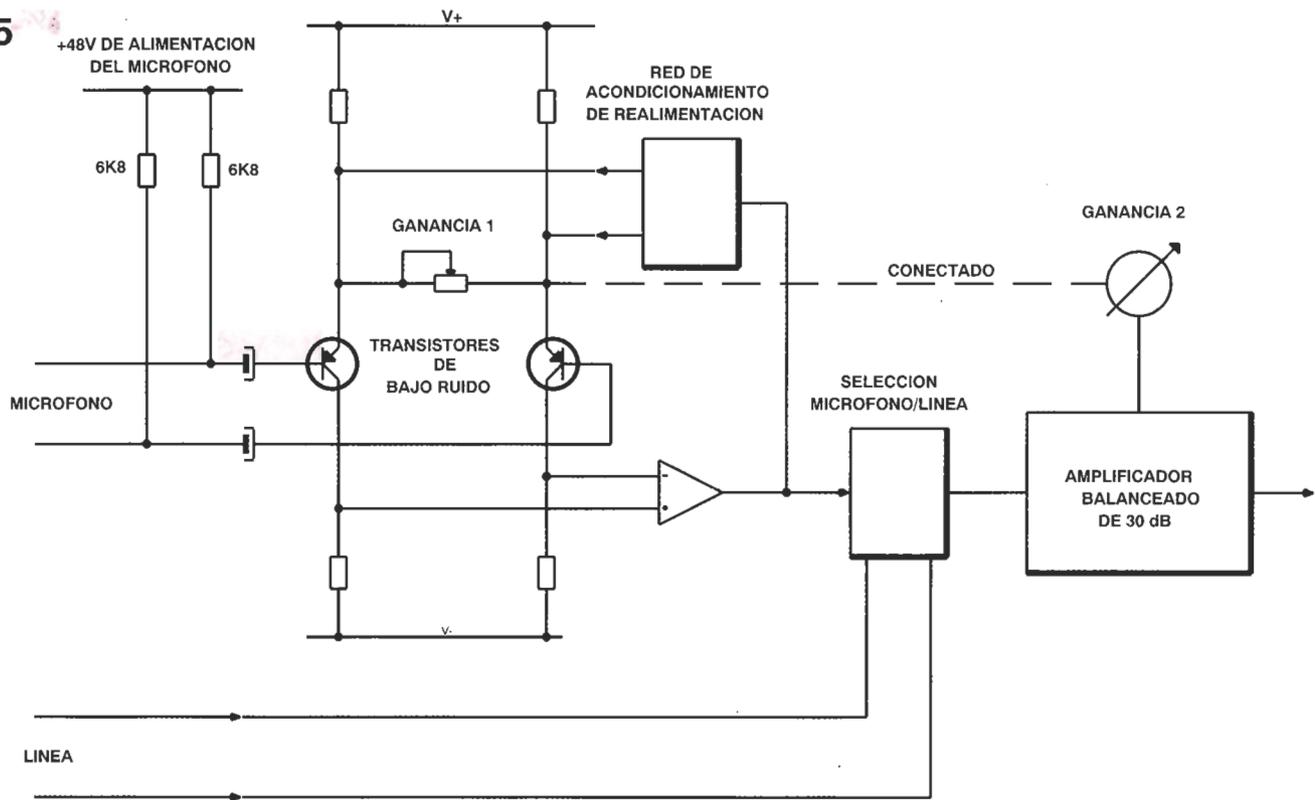


Figura 5. Amplificador de micrófono de bajo ruido con un amplio rango de ganancia y salida de línea balanceada. Los transistores de la primera etapa evitan los problemas de ruido de los amplificadores operacionales.

bras, el factor por el que multiplica el ruido del amplificador sumador. En una gran mesa de mezclas, la cual puede tener 64 entradas, esto puede ser claramente problemático. La solución de Soundcraft con-

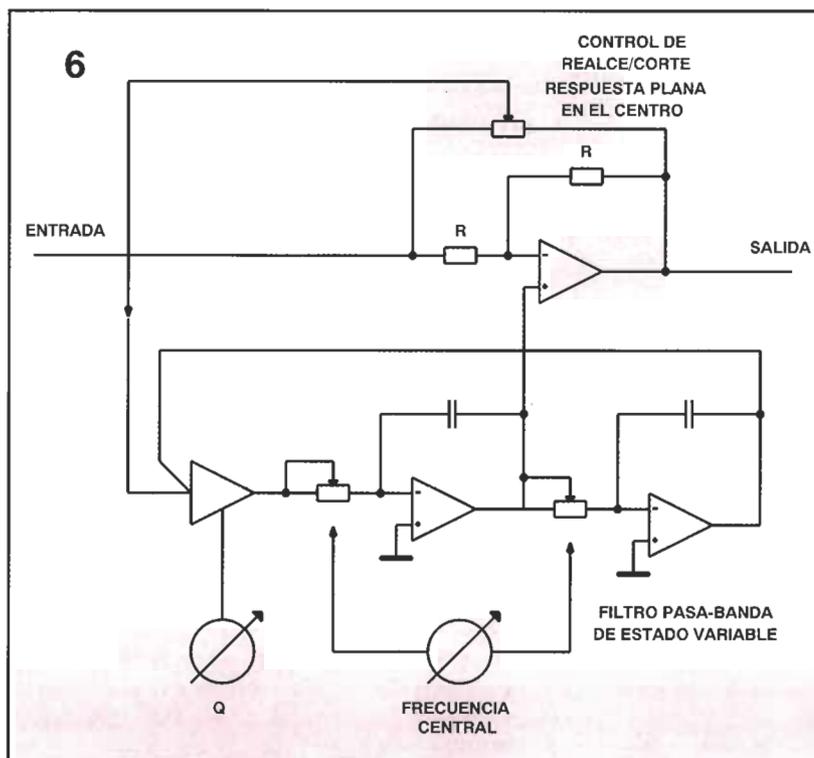
siste, de nuevo, en explotar los transistores discretos de bajo ruido acoplados a amplificadores operacionales rápidos en configuraciones similares a los preamplificadores de los micrófonos. Estos

amplificadores sumadores disponen de una arquitectura balanceada que elimina de forma inherente las perturbaciones de la alimentación que, de otra forma, puede afectar la característica de intermodulación de baja frecuencia.

Según se hace más grande la mesa de mezclas, el sistema del bus de mezclas comienza a ser más grande y, por lo tanto, más propenso a captar la intermodulación capacitiva interna o campos de CA externos.

La mesa de mezclas 3200 elimina la intermodulación interna mediante el uso de una matriz de encaminamiento de la que es propietaria, la cual mantiene las señales no deseadas a un nivel bajo en el bus, difícilmente medible, de 120 dB. Esta es una forma extendida de mantener las tensiones de la señal lejos de los sensibles buses de tierra virtual. Unas mejoras posteriores se añaden mediante el uso de unas resistencias de suma de valores relativamente bajas; esto también mantiene el ruido a un nivel bajo, aunque este cae con la raíz cuadrada del valor de la resistencia; en el mejor de los casos, hay un límite claro hasta el que esta solución trabajará

Figura 6. Etapa de ecualización de banda media paramétrica. La ecualización y la frecuencia central son variables de forma independiente, siendo ajustado por los parámetros de los filtros de estado variable.



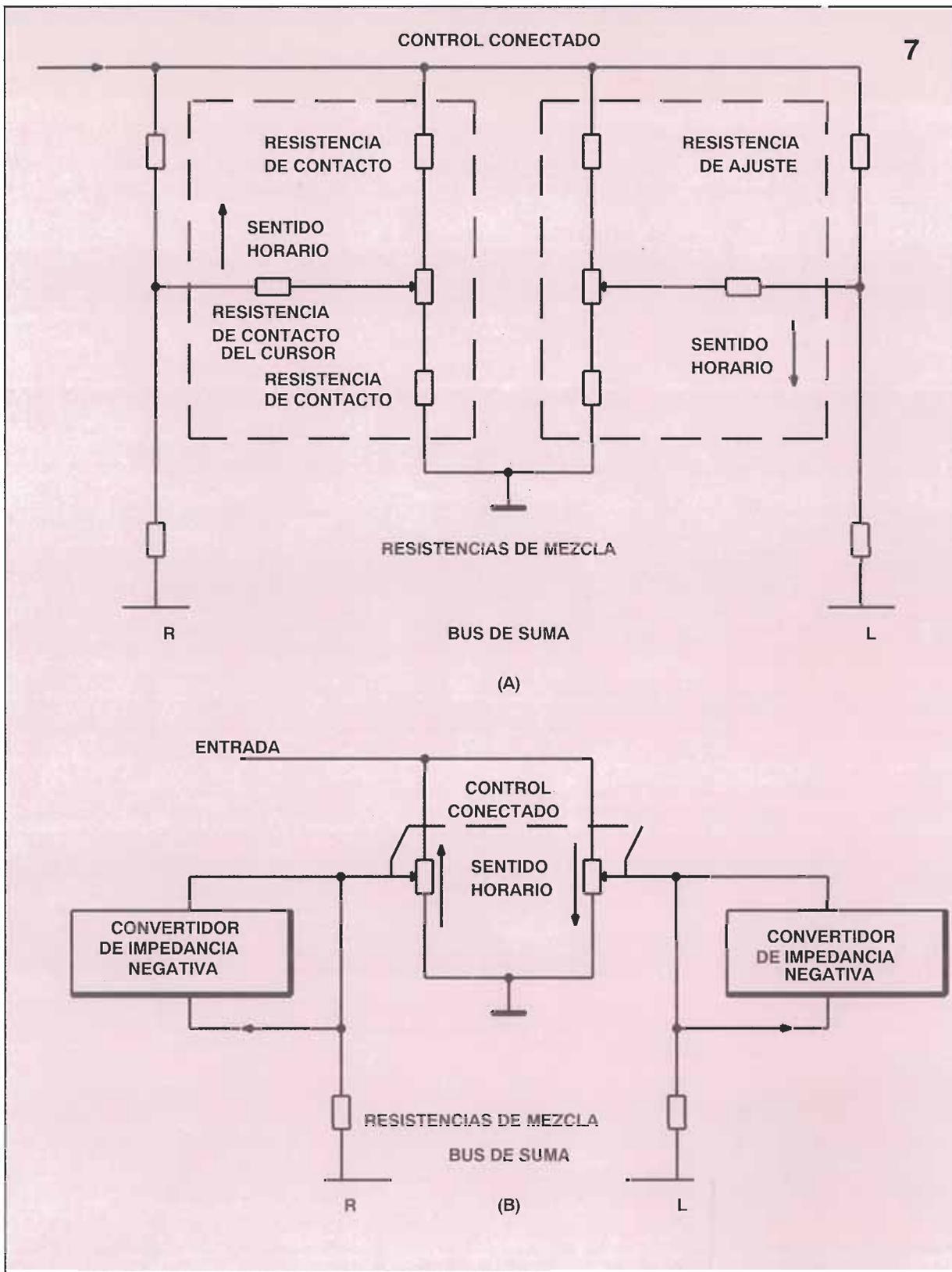


Figura 7. Circuito de control de estéreo estándar (a) que muestra cómo la resistencia "pull-up" consume corriente a través de la resistencia de contacto del cursor, la cual es normalmente mayor que la del potenciómetro al extremo del cursor, lo que limita la atenuación máxima que se puede obtener. El esquema de la figura (b) utiliza NIC para reemplazar la resistencia "pull-up" para modular la ley con el ajuste del potenciómetro de control del estéreo. El aislamiento izquierdo/derecho está incrementado de -65 dB a -90 dB.

antes de que la potencia sea excesiva; un valor de 4,7 K es un valor mínimo razonable.

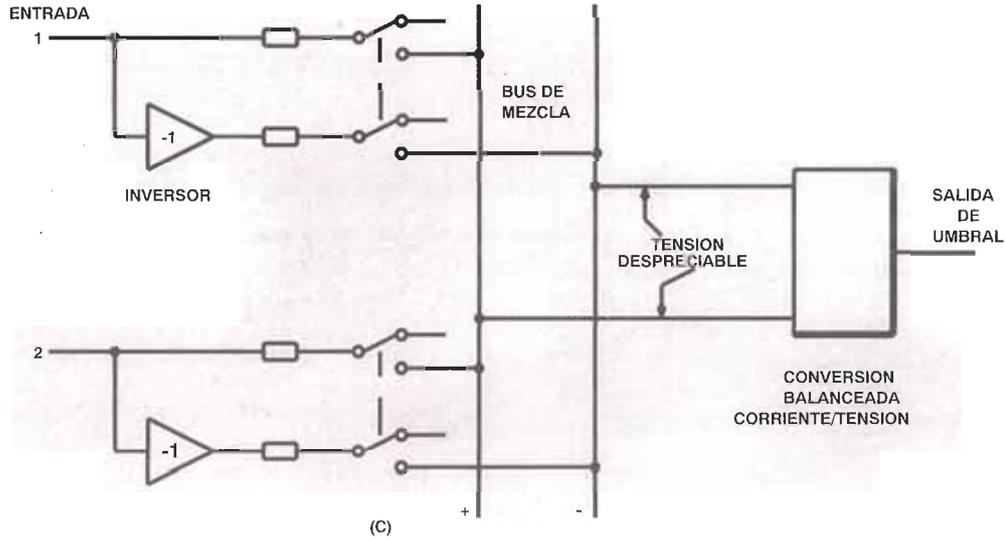
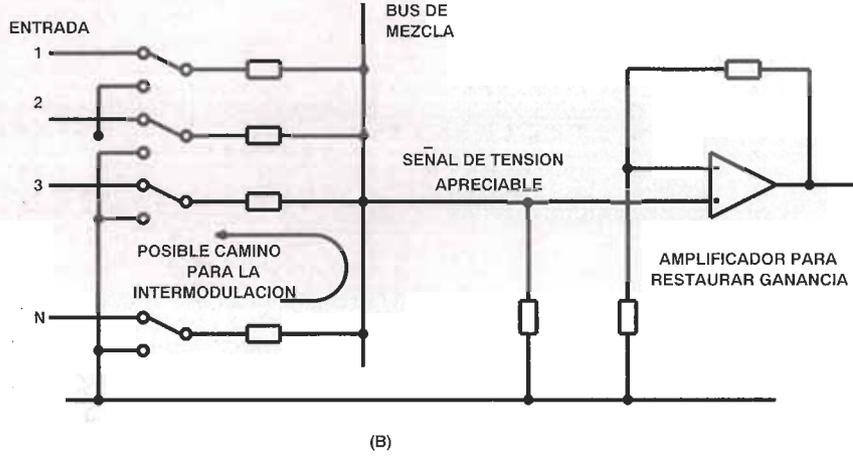
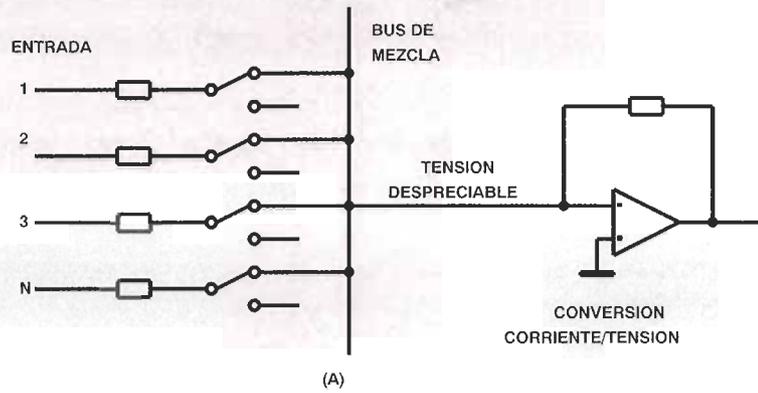
Los campos magnéticos externos, que están poco apantallados por la placa de acero intermedia, se eliminan por la naturaleza balanceada de los buses de la mesa de mezclas 3200; como hemos mostrado

en Fig. 8c, el funcionamiento es muy parecido al de una entrada balanceada; cada grupo tiene dos líneas que corren físicamente tan cerca como sea posible y el grupo lee la diferencia entre los dos, eliminando de forma efectiva las señales no deseadas. Las líneas están alimentadas en antifase a partir de

cada entrada, doblando efectivamente el nivel de señal posible para una determinada tensión de alimentación. El nivel de ruido de mezcla en conjunto es reducido en 3 dB y se amplifica el nivel de la señal en 6 dB; el ruido, no estando correlacionado con cada línea, solamente se incrementa en 3 dB.

8

Figura 8. El sumador de masa virtual en (a) elimina de forma efectiva la intermodulación, ya que casi no hay señal en el punto de suma. El circuito de modo voltaje de la figura (b) permite la aparición de la intermodulación. El circuito de masa virtual sumador balanceado de la figura (c) requiere un inversor separado para cada canal a fin de proporcionar la señal de antifase.



El método más simple para realizar esto es utilizando amplificadores sumadores y restando el resultado. En la 3200 esta solución es simplificada mediante el uso de un sumador simétrico que acepta las dos líneas de mezcla en antifase de forma simultánea, lo cual

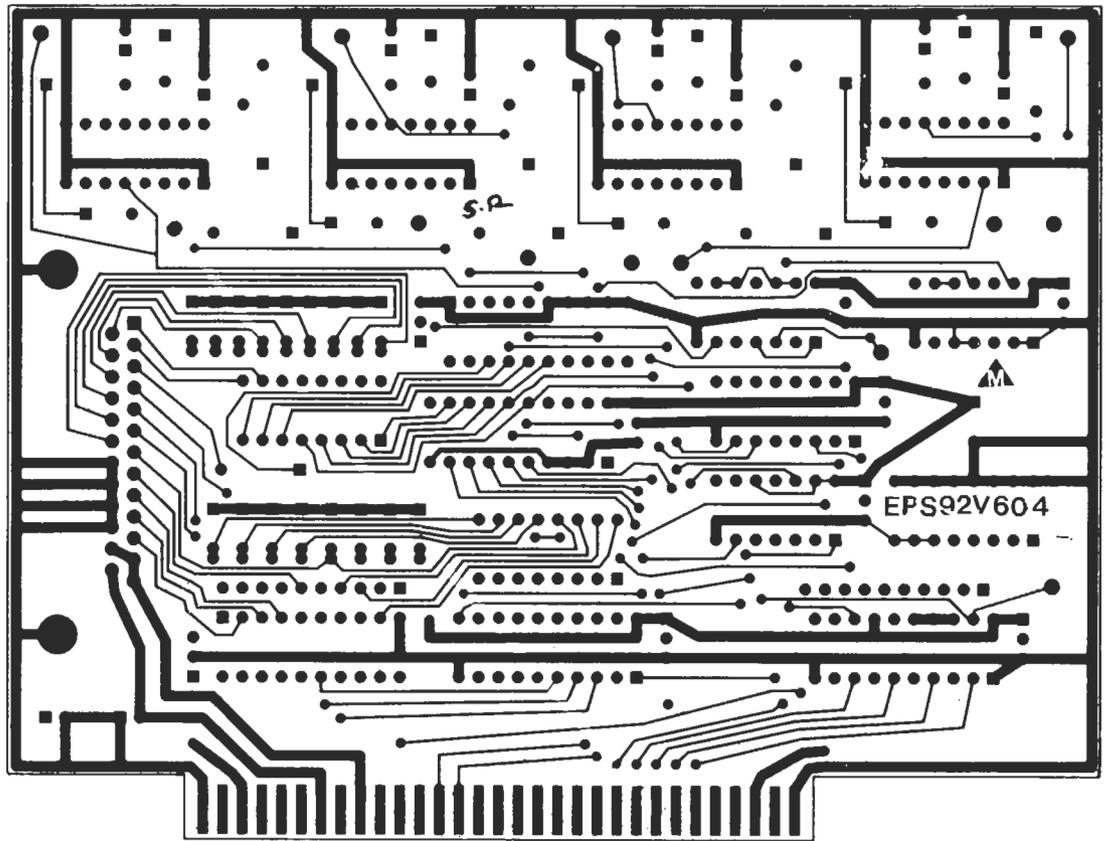
reduce el nivel de ruido, así se minimizan los componentes, el coste y el consumo de corriente. La configuración es muy similar a la de un amplificador de micro balanceado, y por lo tanto proporciona un bajo ruido, así como una simetría excelente.

### Conmutación de estado sólido

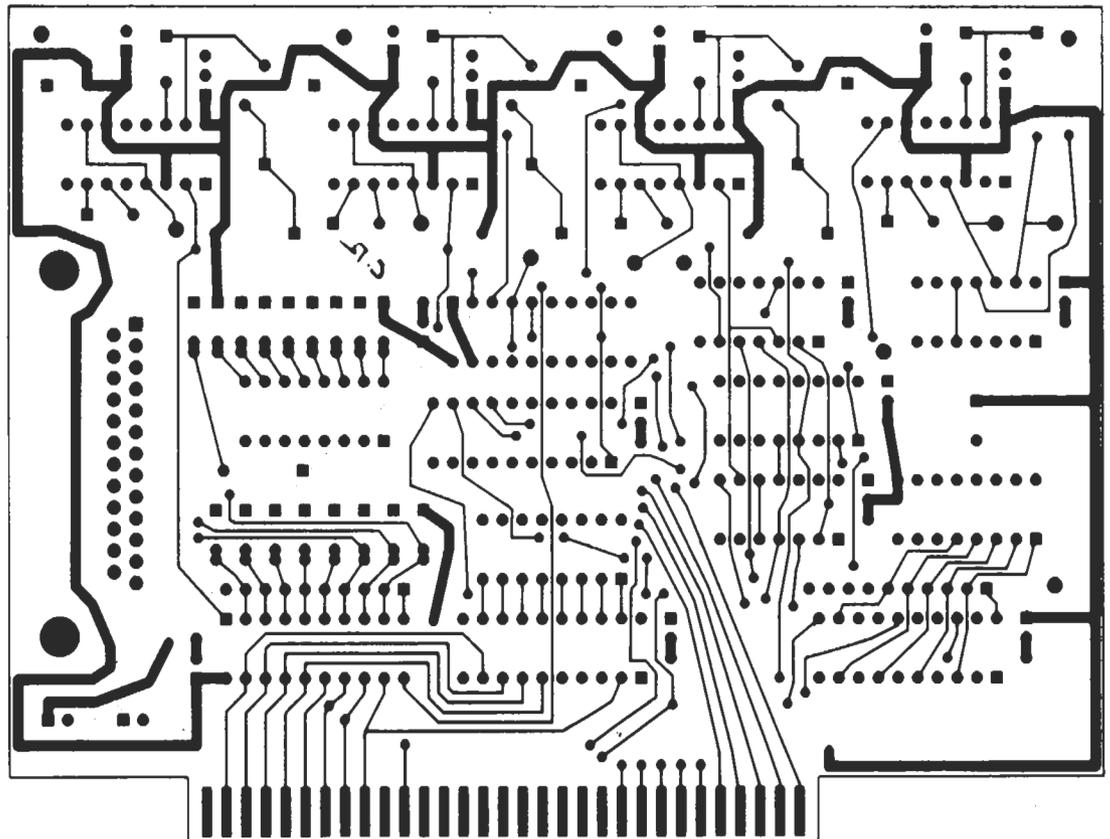
Hay dos aplicaciones fundamentales para la conmutación electrónica en el diseño de mesas de mezclas. La primera es la con-

# EPS

EPS 92V604  
(Soldadura)  
Controlador de luz  
MIDI



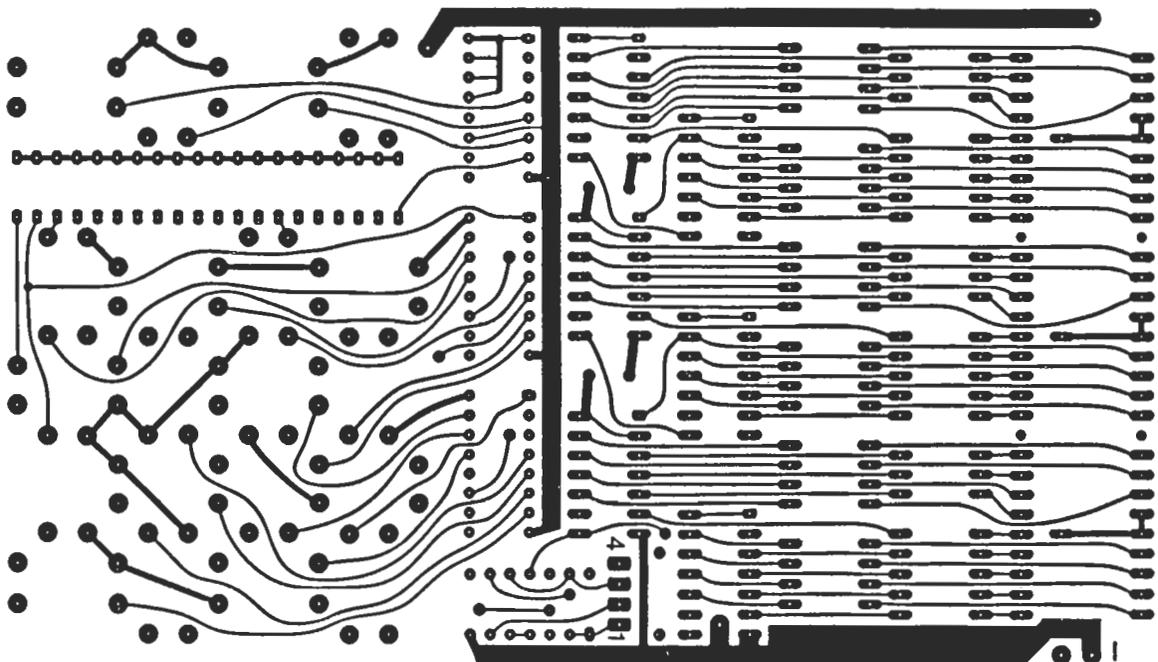
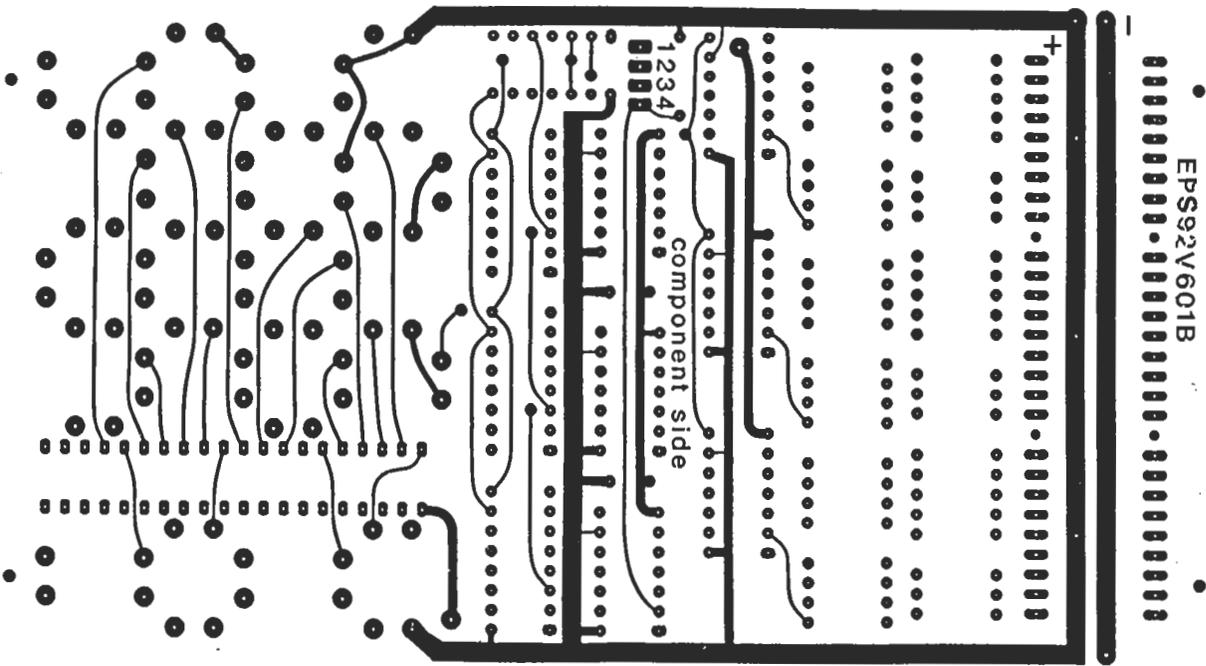
EPS 92V604  
(Componentes)  
Controlador de luz  
MIDI



# EPS

# EPS

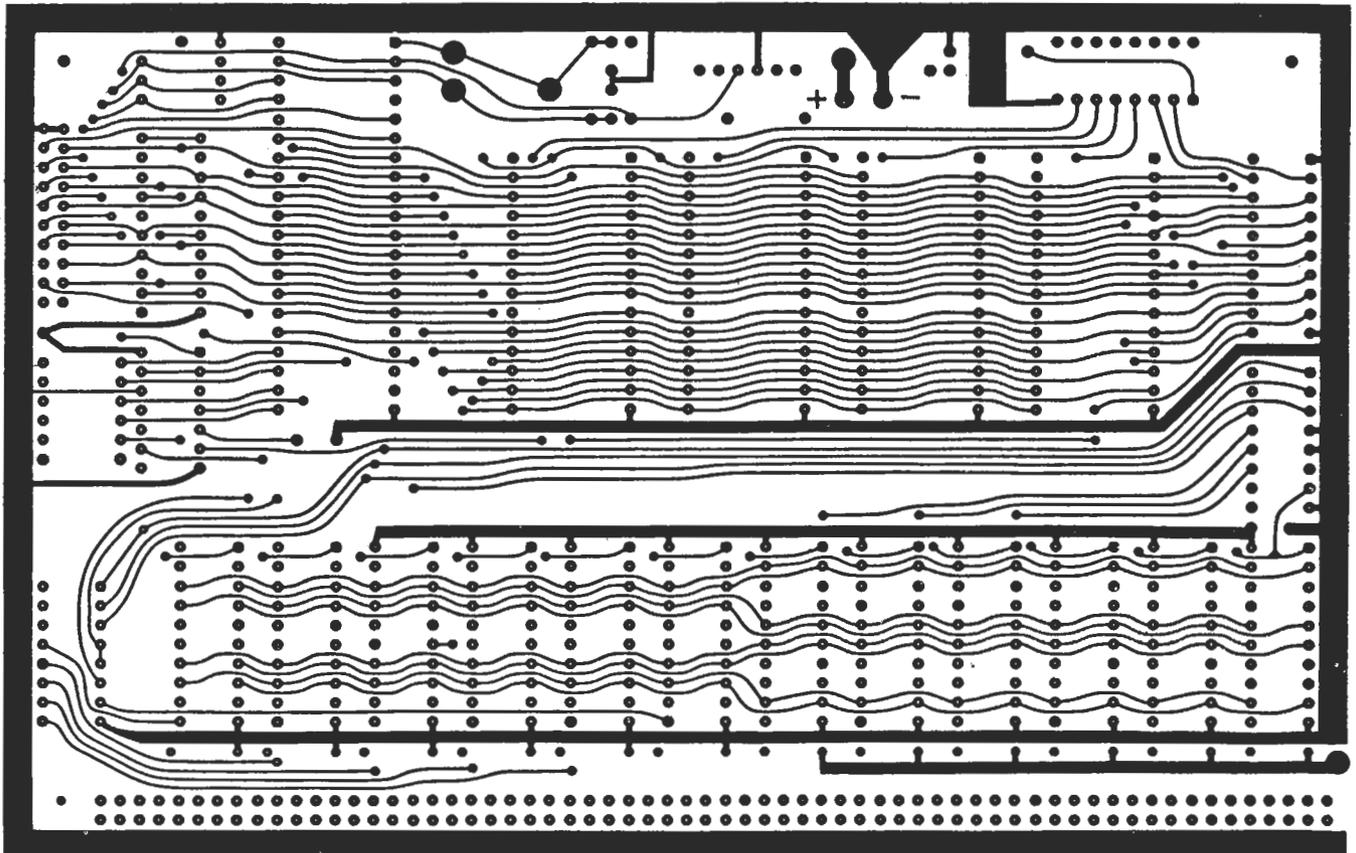
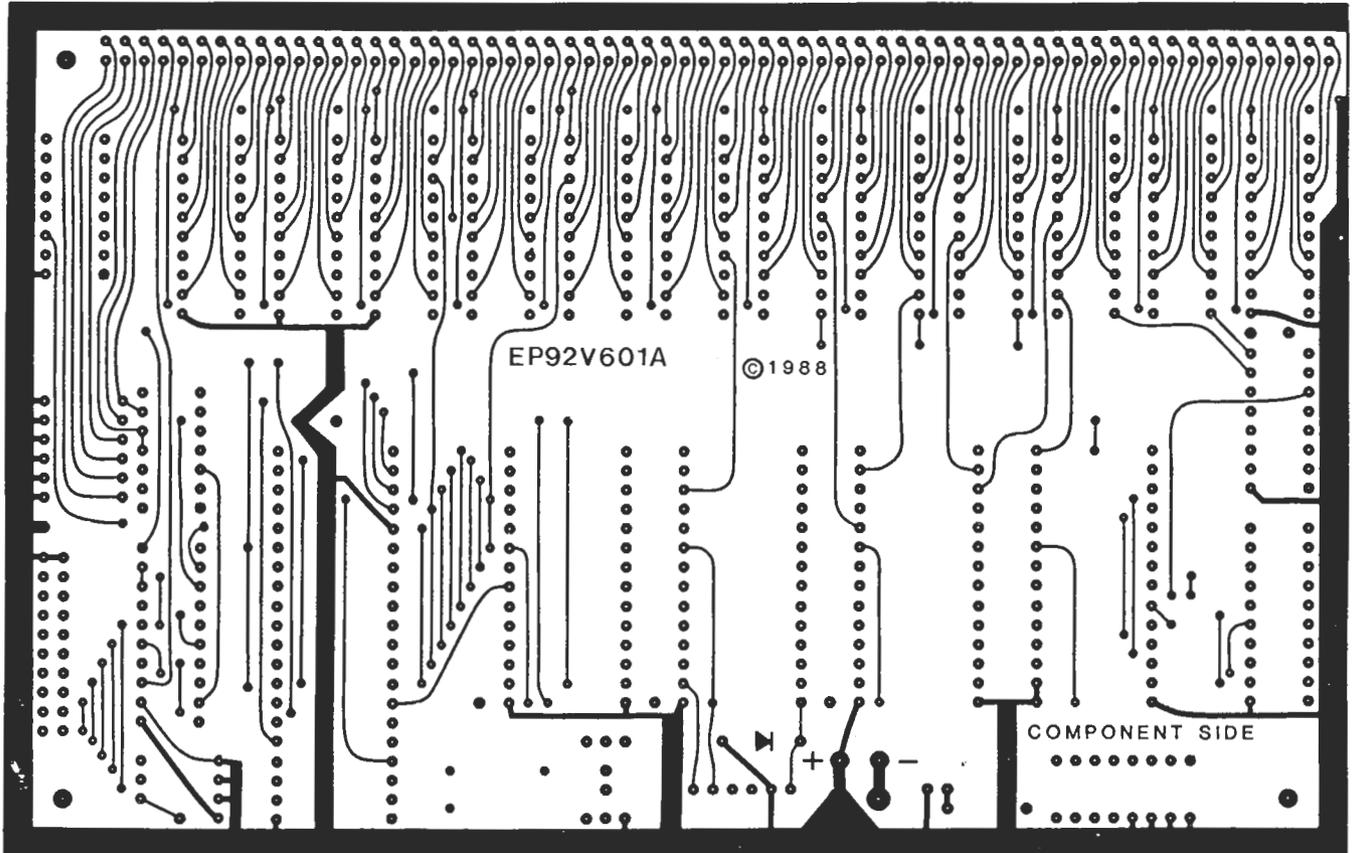
EPS 92V601B Sistema de desarrollo para Microprocesadores , display y teclado (Componentes, abajo soldadura)



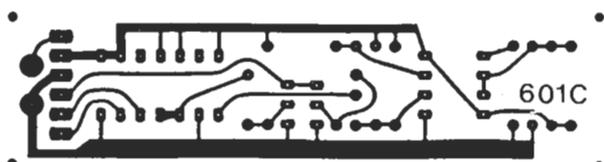
# EPS

# EPS

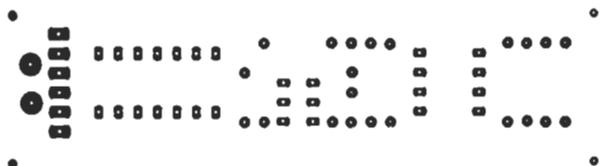
EPS 92V601A Sistema de desarrollo para microprocesadores, placa principal (Componentes, abajo soldadura).



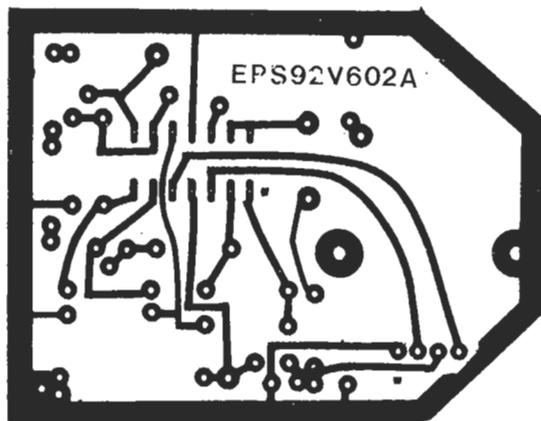
# EPS



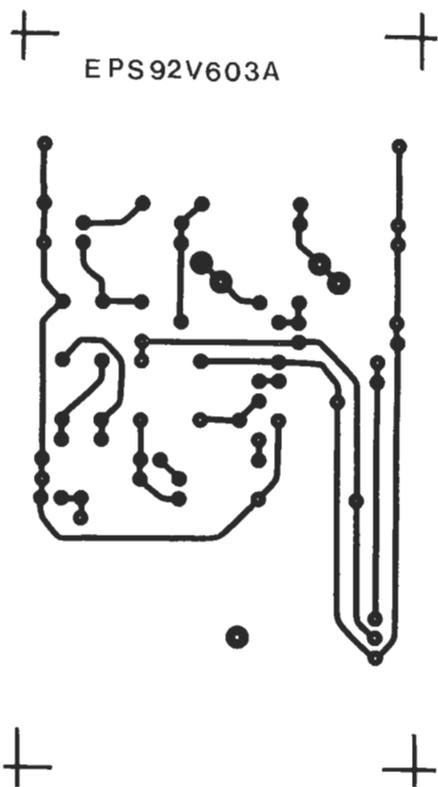
EPS 92V602A Altimetro digital (Parte Analógica)



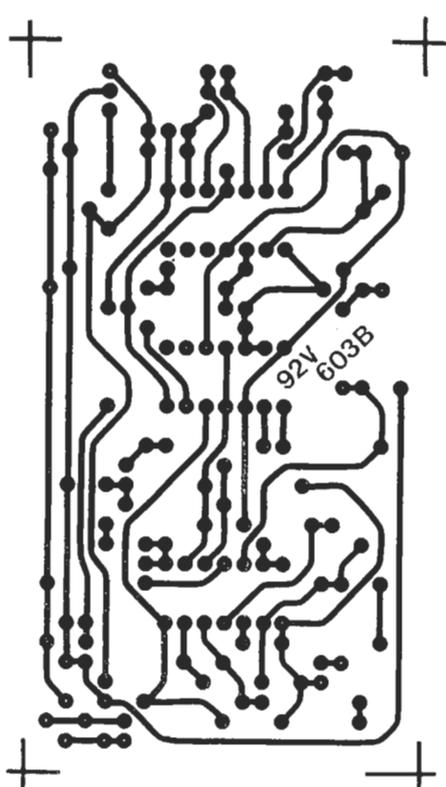
EPS 92V601C Sistema de desarrollo para microprocesadores, tarjeta EPROM (Soldadura, arriba Componentes)



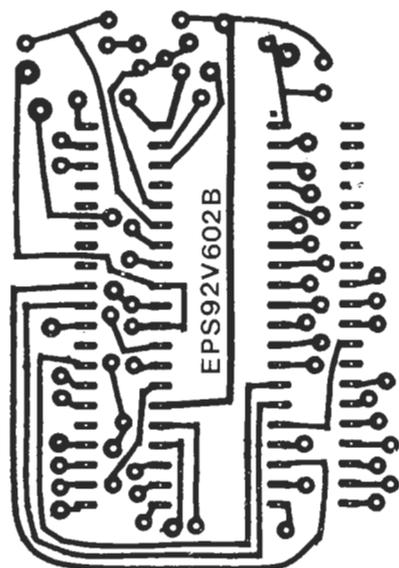
EPS 92V602B Altimetro digital (Parte Digital)



EPS 92V603A Control de velocidad para trenes (Tarjeta Principal)



EPS 92V603B Control de velocidad para trenes (Alimentaciones)



mutación "hard" para reconfigurar los caminos de las señales, esencialmente reemplazando los relés por JFET (Fig. 9a) o por puertas analógicas del tipo de la 4016, las cuales como están limitadas a una alimentación de 18 voltios no pueden manejar la variación completa de tensión de una línea de audio de amplificador operacional, por lo que se debe utilizar en el modo de corriente, como se puede ver en la Fig. 9b. Hay que señalar que cuando la puerta 1 está desconectada, la puerta 2 debe estar activada para asegurar que no aparezca una gran tensión en la entrada de la puerta 1. Hay puertas que se pueden emplear en todo el rango de tensión, pero son muy caras.

La segunda aplicación es el silenciado de un canal "muting"; este no es un conmutador "hard", ya que se puede generar un "clic" no deseado, a menos que la señal pase por un cero en el instante de la conmutación; las situaciones están en contra. La 3200 utiliza un sistema de silenciado de cambio rápido de volumen de aproximadamente 10 milisegundos. Esto reduce los transitorios al silencio, al tiempo que se mantiene la precisión en el tiempo. Esto está realizado mediante una serie de circuitos serie-paralelo, basados en JFET, con unas rampas de tensión cuidadosamente sincronizadas y aplicadas a las puertas de los JFET.

## Factores de las prestaciones

Los requisitos primarios de las modernas mesas de mezclas son tener muy bajo ruido y una mínima distorsión.

Como en una mesa de mezclas debe pasar la señal de audio a través de un gran número de etapas de circuito (quizás 100 desde el micrófono hasta la mezcla final), hay que prestar gran atención a los detalles en cada etapa para evitar la aparición de ruido y distorsión; el problema más importante es la impedancia del circuito en torno al amplificador operacional, ya que si es elevada se puede generar una gran cantidad de ruido Jonson mientras que si es demasiado baja se puede tener poca linealidad al controlarlo.

La elección de un dispositivo también es crítica, pues por

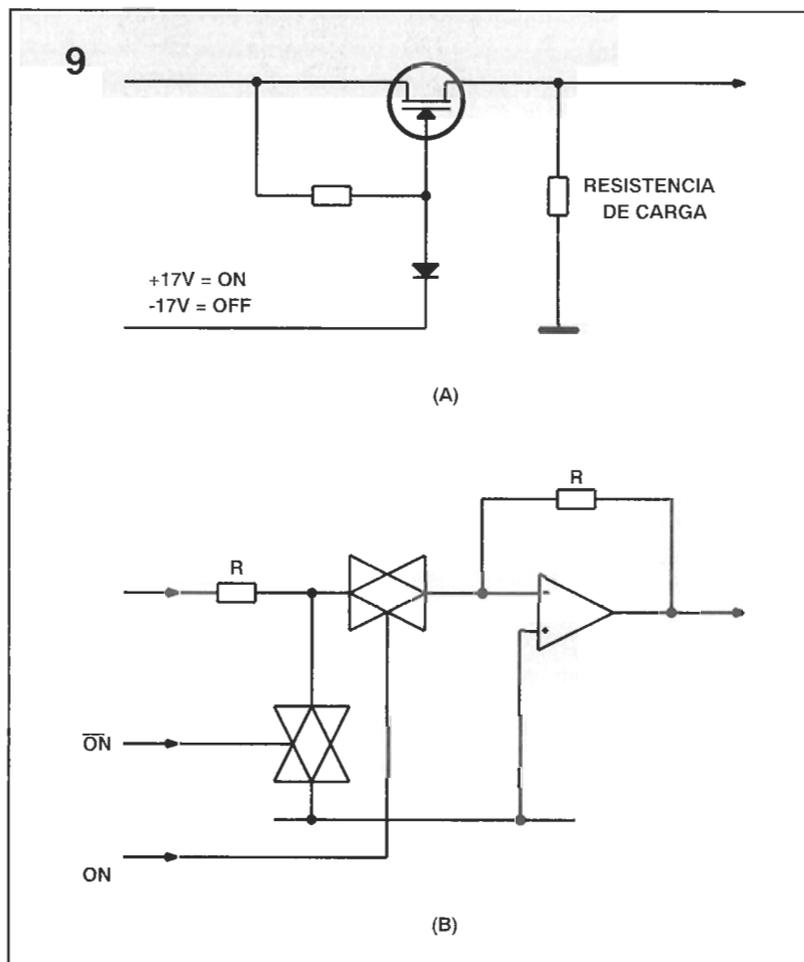


Figura 9. Conmutador de hardware con JFET en el modo voltaje (a) y con puertas analógicas en el modo corriente (b), lo cual evita que los elementos de puerta se lleven fuera de sus capacidades de tensión.

consideraciones de coste se evita la utilización global de circuitos caros. Una mesa de mezclas real, como la 3200, con muchas etapas de proceso de señal, es una de las cuestiones principales a tener en cuenta; sin embargo, después de una adecuada optimización, la distorsión armónica permanece por debajo del 0,004 % a 20 dB por encima del funcionamiento normal; al nivel de funcionamiento normal, no se puede medir la distorsión armónica.

## Líneas auxiliares, presentación y efectos

Las líneas auxiliares de una mesa de mezclas representan un sistema de mezcla auxiliar que funciona independientemente del grupo principal; el número y configuración de estas salidas tiene un gran efecto en la determinación de la flexibilidad en conjunto de la mesa de mezclas. Cada control proporciona una conexión al bus de la mesa de mezclas; este se suma centralmente y se envía fuera de la consola.

Estas líneas son esencialmente de dos tipos: antes del control de volumen, las cuales se toman antes del volumen del canal principal; y entradas postvolumen, las cuales se toman después del volumen, por lo que el nivel final dependerá del ajuste de ambos. Puede haber de una a doce líneas disponibles, normalmente se pueden conmutar entre prevolumen y postvolumen. Tradicionalmente, esto implica la pulsación laboriosa de un conmutador en cada módulo de entrada, ya que no es probable que una mezcla de líneas pre y post en el mismo bus pueda ser útil; la 3200 minimiza este trabajo mediante el ajuste de la selección pre/post para cada bus a partir del conmutador principal que controla al conmutador de estado sólido pre/post de cada módulo.

Las entradas auxiliares de prevolumen se utilizan, normalmente, para el "foldback", es decir, para el envío al auricular del artista lo que él/ella está interpretando en ese momento, algo que resulta importante si la manipulación electrónica es parte del proceso creativo y, en particular, si el artista está añadiendo

material extra sobre material ya grabado. En último caso, las pistas existentes se envían al artista a través de las líneas prevolumen en las secciones de presentación.

Las líneas de postvolumen se utilizan como líneas de efectos, su fuente está después del control de volumen, por lo que el efecto será controlado en la misma relación que la señal no tratada, manteniendo la misma relación. La suma de todas las entradas de un determinado bus se envía a una unidad de efectos externos y la salida vuelve a la consola. Esto permite que muchos canales compartan un dispositivo caro (esto es particularmente aplicable a los sistemas de reverberación digital) y esto suele ser más adecuado que la alternativa de conectar un procesador en el punto de inserción del canal.

“La vuelta de efectos” puede ser un módulo en sí mismo o una pequeña división de la sección principal, el efecto devuelto, el cual puede ser ahora estéreo; la salida de un reverberador digital, por ejemplo, se puede añadir al bus de mezcla estéreo a través de los controles de nivel y de control de estéreo. La ecualización también se proporciona en ocasiones.

### **La técnica de la grabación multi-pistas**

La grabación multi-pistas mejora en gran medida la flexibilidad de la música grabada. La disponibilidad de un cierto número de pistas en la cinta (cualquiera entre 4 y 32 para una bobina) que se pueden grabar y reproducir independientemente permiten dedicar una pista a cada instrumento. La ventaja de esto es que si se produce un error, no se estropea toda la grabación; únicamente hay que repetir una parte.

El proceso multi-pista se realiza básicamente en dos mitades; la grabación de pistas individuales (o track laying) y la mezcla en estéreo.

### **Grabación**

Normalmente, sólo una o dos partes se graban al mismo tiempo, por lo que es muy posible dedicar 5 o 6 pistas a una batería; el sonido inicial, independientemente de ser capturado mediante un micrófono o tomado directamente a partir de la línea de salida de un sintetizador,

normalmente se procesa lo mínimo posible antes de pasar a la cinta magnética; se utilizan normalmente el filtrado subsónico y, en ocasiones, la compresión o la limitación, pero la mayoría de los efectos se evitan cuidadosamente debido a que normalmente son imposibles de eliminar posteriormente. Por ejemplo, se puede añadir con mucha facilidad la reverberación, pero simplemente hay que intentar eliminarla.

La grabación se realiza a través de los módulos de entrada, esta es la única parte de la mesa de mezcla en la que se encuentran los preamplificadores de micrófono. Las entradas se mezclan juntas en grupos si se desea. Los intérpretes que utilizan coros pueden utilizar cuatro o cinco micrófonos pero estos pueden, casi con certeza, ser mezclados en un par de grupos estéreo en la etapa de grabación, de forma que únicamente se utilizan dos pistas de la cinta. Un conjunto de conmutadores en cada módulo de entrada determina el grupo que se deberá tomar; esto es conocido como la matriz de encaminamiento. Entonces, lo que se envía a la cinta son grupos combinados de salidas; sin embargo, se suele utilizar un “grupo” incluso si se está grabando únicamente una señal, ya que esta es la parte de la mesa de mezcla que está conectada de forma permanente al sistema multi-pistas.

Está claro que es esencial que las nuevas partes de la grabación se ejecuten de forma coordinada en el tiempo con el material que ya existe en la cinta, y también que el ingeniero de grabación pueda realizar una primera prueba de la mezcla final como un proceso de grabación. Por este motivo, la reproducción continua del material grabado es casi tan importante como la grabación realizada en primer lugar. Durante la grabación, las pistas de la cinta ya grabadas se reproducen a través de las secciones de “monitor”, las cuales suelen ser entradas muy simplificadas con controles limitados; esto mantiene las entradas más flexibles, libres para el material que se está grabando en ese momento. Una de las características más importantes de la mesa 3200 es que las secciones de monitor son inusualmente capaces para, así, proporcionar unas posibilidades casi idénticas a las entradas y permitir un control mucho más preciso de la forma en la que se está realizando la mezcla, lo que reduce el tiempo de aprendizaje de los operadores.

## **Mezcla**

Cuando se ha completado el proceso de grabación de las pistas individuales, hay 16 o más pistas de la cinta separadas que se pueden mezclar para dar lugar a dos canales estéreo. Las manipulaciones más importantes del sonido se realizan en esta etapa de mezcla; ya que la cinta multi-pistas permanece inalterada, el resultado estéreo se graba en un equipo aparte de dos pistas independientes, se puede hacer cualquier número de pruebas sin hacer nada que sea irremediable.

La reproducción de las señales procedentes del equipo multi-pista ahora entran en la mesa de mezcla a través de los canales de entrada, por lo que están disponibles el mayor número de posibilidades. Los controles de volumen lineales de los canales ajustan los niveles relativos de los componentes musicales, mientras que los potenciómetros rotativos de control de estéreo, “potenciómetros panorámicos”, definen la colocación de los instrumentos en el campo de sonido estéreo ajustando la proporción de la señal que irá a los buses izquierdo y derecho. Las secciones de monitor están ahora duplicadas y, por lo tanto, se pueden utilizar tanto como entradas extra para la mezcla estéreo, posiblemente para teclados, como para devolver efectos.

## **Mezclado virtual**

Los secuenciadores basados en ordenador han traído la aparición del término “mezclado virtual”. Las partes correspondientes al teclado/sintetizador del master musical no se introducen en el sistema multi-pista, por el contrario se almacenan en forma de datos secuenciados MIDI. Estos se pueden reproducir en cualquier momento y proporcionan la sincronización necesaria con las partes existentes en el sistema multi-pista; esto requiere el uso de una pista de la cinta para que se utilice como una forma de código de tiempo.

Las ventajas son en primer lugar que proporciona cualquier número de pistas virtuales “extra” y en segundo lugar que las partes correspondientes al sintetizador sufren una degradación mínima, ya que se evita una generación de grabación sobre cinta magnética.

**Cómo ajustar la corriente de polarización DC a un nivel predeterminado en un amplificador clase AB, mediante polarización óptica.**

# OSCILADOR DIGITAL DE ALTA FRECUENCIA

Necesitábamos un oscilador digital de cristal de alta frecuencia, y decidimos ahorrarnos algunos componentes utilizando un comparador como oscilador para producir una onda cuadrada directamente,

en vez de usar un oscilador de onda sinusoidal y recuadrar la salida con un comparador.

El circuito es similar a otros osciladores de este tipo que utilizan una puerta inversora, pero pocas

puertas pueden alcanzar la velocidad del AD9685, que utilizamos para producir niveles ECL. Para niveles TTL sería conveniente utilizar el AD9686. Hemos obtenido una onda de 10 MHz en muy buenas condiciones, pero no hay motivo para no conseguir una frecuencia mayor cambiando el valor de algunos componentes. Debemos prestar una especial atención a la carga del cristal. La utilización del 9685 nos da la facilidad de alimentar una carga de  $50 \Omega$ , si la salida está conectada con una carga adecuadamente calculada.

Como el 9685 puede oscilar hasta los 500 MHz necesitaremos una masa grande de baja inductancia, los terminales deben quedar lo más cortos posible y los condensadores de desacoplo deben estar lo más próximos a las patillas de alimentación. También es aconsejable no poner zócalos. ◀

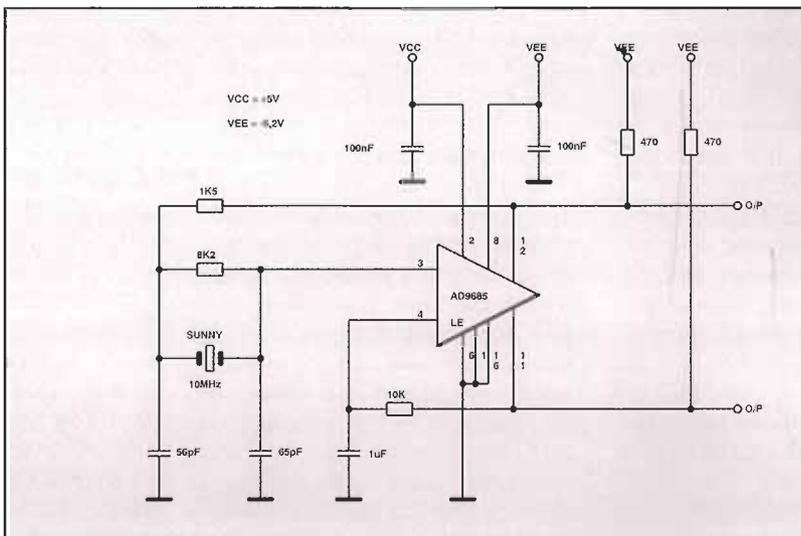


Figura 1.  
Esquema del  
oscilador digital.

***Olvide el problema de dejar las luces del coche encendidas con este montaje.***

# **CONTROLADOR DE LUCES DE AUTOMÓVIL**

Los accesorios electrónicos se han hecho muy populares en los coches modernos. Muchos de estos accesorios tienen un uso práctico, mientras que otros se han diseñado para añadir seguridad o para hacer que la conducción resulte más cómoda; uno de los dispositivos que cumple ambas condiciones es el controlador automático de luces, pero por mucho que se busque no se encuentra este dispositivo en el mercado, lo cual resulta un poco sorprendente ya que puede añadir mucha seguridad en la carretera.

El circuito que se describe en este artículo no reemplaza al con-

mutador convencional de las luces sino que trabaja en paralelo con él, con lo que permite el uso del conmutador convencional si se desea. El circuito fue diseñado inicialmente como secundario, pero funciona tan bien que el conmutador convencional realmente no se necesitará. La unidad completa es relativamente pequeña y sólo requiere unas pocas conexiones con el cableado del vehículo. El sensor de luz está realizado a partir de una Resistencia Variable con la Luz (LDR), esta se puede montar tanto dentro como fuera del vehículo, por ejemplo, en la esquina del parabrisas o en la rejilla delan-

tera. También tiene conexiones para desactivar el circuito si se desea.

## ***Control de las señales falsas***

El circuito tiene dos niveles (variables) predefinidos como umbral de "luz" y umbral de "obscuridad". Cuando el nivel de luz ambiente cae por debajo del umbral de "obscuridad" las luces del coche se encienden (si se ajusta adecuadamente, el circuito encenderá las luces en condicio-

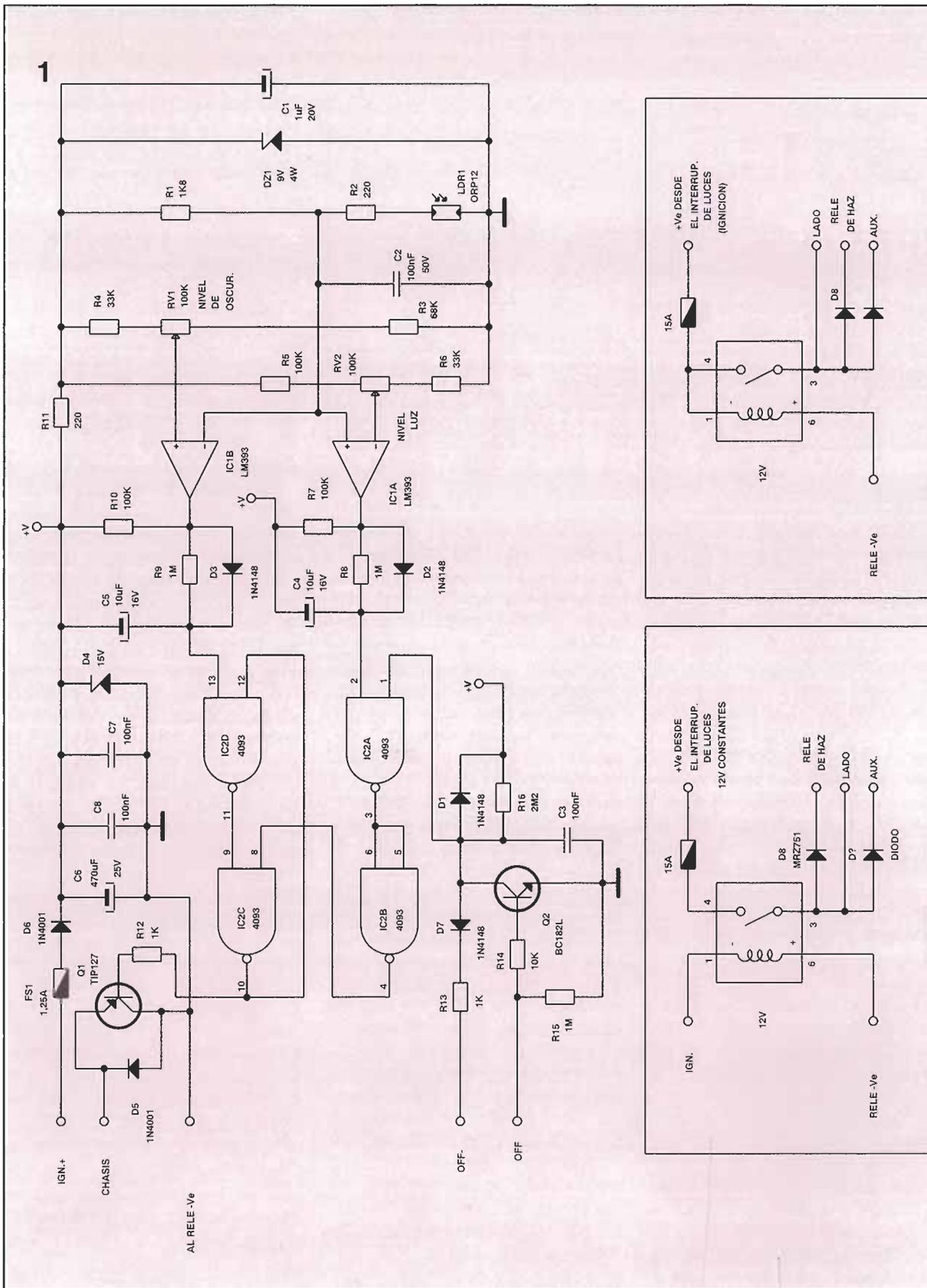


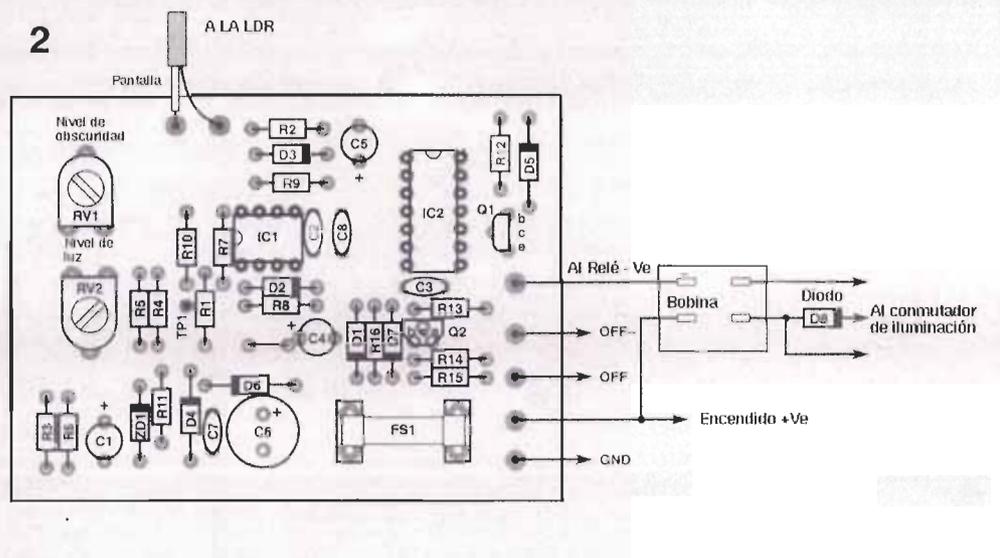
Figura 1. Circuito del controlador de luces de automóvil.

nes de niebla o lluvia). Cuando el nivel de luz ambiente aumenta por encima del umbral de "luz", las luces del coche se apagan. Si se permite que el circuito controle las luces, estas nunca se pueden quedar encendidas, ya que la unidad trabaja a partir del encendido. Uno

de los requisitos más importantes de este circuito es que no puede responder a condiciones falsas, por ejemplo, las luces de otros coches, las mismas luces o el paso bajo un puente.

La capacidad del circuito para rechazar las señales falsas se

logra de varias formas. Utilizando dos niveles umbral (por ejemplo, el umbral "obscuridad" y el umbral "luz"), en lugar de un único umbral; de esta manera, el nivel de luz debe variar una cantidad significativa antes de que el circuito cambie de estado.



**Figura 2.**  
Distribución de componentes para el controlador de luces.

## Lista de componentes

**Resistencias**  
todas las resistencias son de 0,25 vatios 5%

R1.- 1,8 K  
R2.- 220  $\Omega$   
R3.- 68 K  
R4.- 33 K  
R5.- 100 K  
R6.- 33 K  
R7.- 100 K  
R8.- 1 M  
R9.- 1 M  
R10.- 100 K  
R11.- 220  $\Omega$   
R12.- 1 K  
R13.- 1 K  
R14.- 10 K  
R15.- 1 M  
R16.- 2,2 M  
RV1.- 100 K  
RV2.- 100 K

## Condensadores

C1.- 1  $\mu$ F 16 V. electrolítico o de tántalo  
C2, C3, C7, C8.- 100 nF 50 V. cerámico (5 mm)  
C4, C5.- 10  $\mu$ F 25 V. electrolítico (radial)  
C6.- 470  $\mu$ F 25 V. (radial)

Esto hace que se ignoren las pequeñas fluctuaciones en el nivel de luz, y se evita que afecten al circuito. Sin embargo, durante las condiciones de conducción normal, existen muchos momentos en los que el nivel de luz variará en una gran cantidad durante un corto periodo de tiempo, por ejemplo al pasar bajo un puente o al pasar por debajo de una farola potente. Estas condiciones no afectan al circuito, ya que cuando se sobrepasa uno de los umbrales (por ejemplo, cuando se ha pasado el umbral "oscuridad"), el nivel de luz debe permanecer casi constante (en este caso obscuro) durante un periodo de tiempo (aproximadamente 10 segundos) antes de que el circuito cambie de estado. De esta forma, los cambios en el nivel de luz durante cortos periodos de tiempo no afectan a la unidad.

## Diferencia entre circuitos de iluminación

El diagrama del circuito muestra dos posibles modos de conectar este circuito al cableado del vehículo. Para los coches que controlan las luces directamente (es decir, aquellos coches cuyos conmutadores de cambio de luces actúan directamente las luces, en lugar de hacerlo a través de un relé), el relé RLY1 controla el haz de luces y el diodo D8 controla las luces de posición y auxiliares a

través del relé. El diodo se necesita para mantener los circuitos de las luces y de la iluminación de posición separados pues, de lo contrario, el haz principal se activaría cuando se activasen las luces laterales en algunos coches, las luces principales no se controlan directamente, sino que se hace a través de un relé y, entonces, aunque la configuración anterior podría funcionar, sería mejor utilizar un diodo para controlar el relé de las luces principales y utilizar el circuito del relé para controlar las luces de posición; si este es el caso, un pequeño relé y un diodo se podrían utilizar, ya que la corriente que pasará por cada uno de ellos es mucho menor. Es posible que se necesite un segundo diodo, como se muestra en el diagrama del circuito (punteado), cuando las luces de posición tienen un circuito separado. El diodo podría también ser utilizado para controlar una lámpara de indicación adicional que mostrase que el circuito ha encendido las luces.

## Construcción y prueba

En la Fig. 2 se puede ver la distribución de componentes de la placa de circuito impreso. No debería presentarse ningún problema en la construcción de la placa de circuito impreso, solamente habrá que tener cuidado de

que los componentes con polaridad se encuentran orientados correctamente. Si se utilizan zócalos para circuitos integrados, tendrán que ser de buena calidad, ya que si se usan zócalos de baja calidad es posible que aparezcan problemas con el tiempo, debido al duro entorno que supone el vehículo. Primero se conectarán unos cables temporales a la LDR y al relé, y después se conectará a una fuente de alimentación de 12 V.

Con la LDR colocada bajo una luz o en condiciones de luz día la tensión en TP1 debería ser aproximadamente de 2,0 V (tendría que ser ligeramente superior bajo la luz artificial), se ajustará RV2 de forma que este sea precisamente la tensión en TP1. A continuación, se colocará la LDR en la sombra y se medirá la tensión en TP1, esta debería ser unos pocos V. superior. Se ajustará RV1, de forma que la tensión en su cursor se encuentre ligeramente por debajo en la tensión en TP1. Ahora, se colocará la LDR a la luz y se dejará durante 30 segundos, el relé debería entonces desconectarse. Se colocará la LDR en la oscuridad y el relé tendrá que activarse después de 10 o 15 segundos. Cuando vuelva la luz, el relé debería tardar entre 10 y 15 segundos en volverse a desconectar. Se han establecido dos líneas de desconexión: una activada positivamente y otra activada negativamente. Para comprobar esto se cubrirá la LDR. Seguidamente, se pondrá el cable de desconexión OFF a masa o el cable de desconexión OFF a 12 V y el relé deberá desconectarse. Antes de colocarlo finalmente en el coche, se deberá dar a la placa de circuito impreso una buena cobertura de laca, para protegerla.

## Instalación

La instalación variará de un coche a otro, ya que los circuitos de iluminación son diferentes en casa vehículo. La Fig. 6 muestra los dos circuitos de iluminación más frecuentes y las conexiones necesarias para completar el circuito. La mejor forma de realizar el cableado exacto es consultar el manual adecuado. Sin embargo,

normalmente resulta más sencillo determinar la forma en la que están cableadas las luces mediante el uso de un medidor para descubrir las conexiones de conmutación de las luces. Si no se está seguro de que se utiliza un relé para conmutar las luces, se comprobará midiendo la corriente a través de los contactos del haz principal en el conmutador de iluminación; si la corriente es baja (inferior a 1 amperio), se está utilizando un relé; si la corriente es elevada (8 amperios), no se utiliza relé. El diámetro del cable proporciona una buena indicación.

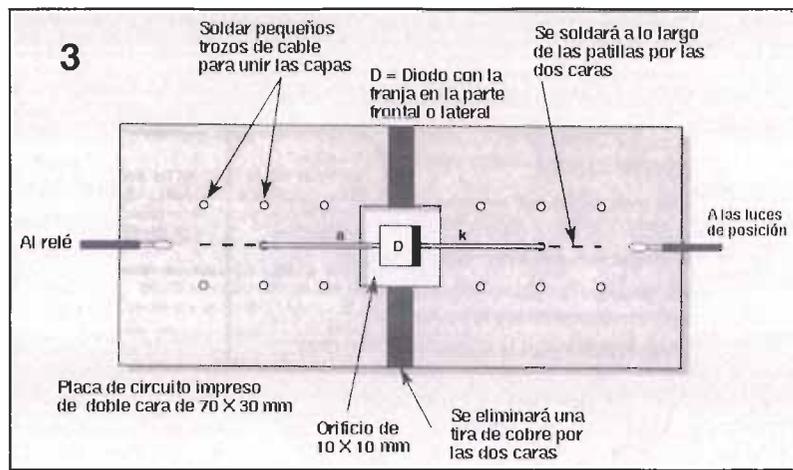


Figura 3. Construcción de un dissipador de calor.

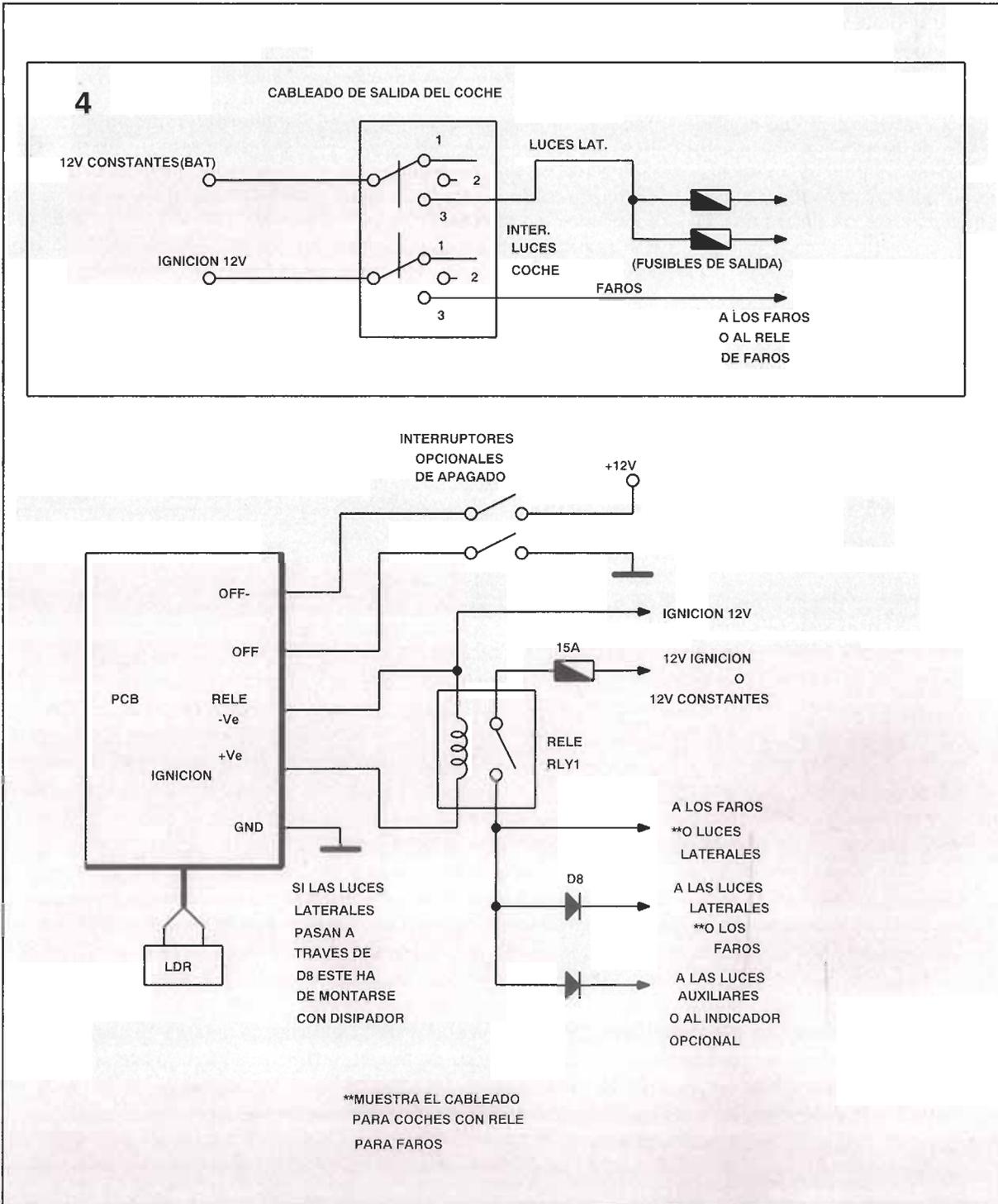


Figura 4. Alteraciones en el cableado del coche.

- Semiconductores**  
 IC1.- LM393  
 IC2.- 4093  
 Q1.- Darlington TIP127 PNP  
 Q2.- Transistor BC182L  
**DIODOS**  
 D1, D2, D3, D7.- Diodo 1N4148  
 D4.- Supresor de transitorios de 15 V.  
 D8.- Diodo de potencia MR751 (3 amperios)  
 \*D8.- Diodo 1N4001 (coches con relé para conmutación cortas-largas)  
 D5, D6.- Diodo 1N4001  
 ZD1.- Diodo zener de 9,1 V, 0,4 vatios
- Varios**  
 LDR.- Resistencia Variable con la Luz (LDR) ORP12  
 RLY1.- Relé SPST de 15A o superior (tipo automoción)  
 F1.- Fusible de 1 amperio 20 mm  
 Conjunto de clips para fusibles de 20 mm  
 Fusible de 15 amperios

Si el diodo D8 controla el haz principal (coches dotados de un relé), es necesario proteger todas las conexiones para que no exista la posibilidad de un cortocircuito. Si el diodo D8 controla las luces de posición, deberá montarse sobre un disipador de calor.

El disipador de calor se puede realizar a partir de una placa de circuito impreso, como se muestra en la Fig. 3, que se puede montar dentro de la propia casa asegurándose de que nada puede entrar en corto con el disipador. Cuando se establezca cuál es el cable que se conectará al circuito, como se muestra en la Fig. 2, se elegirán conectores FASTON, que son los más adecuados para realizar las conexiones al cableado de manera simple y limpia. Hay que asegurarse que la colocación de la caja permite ajustar los potenciómetros, si es necesario se colocará en una posición temporal hasta los ajustes finales.

### Colocación de la LDR

Posiblemente, la mejor posición para la LDR es la esquina

del parabrisas; para la conexión de la LDR se utilizará cable apantallado, pues así se limita la captación de ruido. Si se monta la LDR fuera del coche, por ejemplo entre la rejilla, hay que asegurarse de que las conexiones están protegidas de la humedad: un método bastante eficaz consiste en colocar la LDR en un tubo de plástico y rellenar los extremos con silicona o resina Epoxy.

Con la LDR situada en su sitio, se deberán ajustar los umbrales para la luz y la oscuridad de la misma forma que se hizo durante la prueba. Cuando se encuentra la luz, la tensión en el cursor de RV2 se deberá ajustar a la tensión en TP1.

Cuando se esté pasando a la oscuridad (¡no en la oscuridad!), la tensión en el cursor de RV1 se deberá ajustar a la tensión de TP1. Las conexiones al conmutador(es) de OFF son opcionales, no existe una necesidad real para un conmutador de este tipo. (Aunque se han proporcionado dos polaridades para las señales de desconexión por razones de conveniencia, solamente se necesita una para desconectar las luces).

### Posibles problemas

El diodo D8 se calentará durante el funcionamiento normal, pero si se calienta demasiado o se desintegra, es posible que se estén mezclando las conexiones de las luces y de la iluminación de posición o que se haya supuesto erróneamente que un relé controla el haz principal.

Si una vez ajustado el umbral de iluminación sucede que la tensión en TP1 es mayor que la máxima obtenible a partir de RV2, entonces se deberá incrementar el valor de R1. Cuando se ajusta el umbral de oscuridad, si se encuentra que la tensión mínima de RV1 es superior a la tensión en TP1, se deberá disminuir el valor de R1. Si se comprueba que el haz principal permanece activado cuando se conectan las luces largas, habrá que conectar un cable desde una de las conexiones de la luz larga a la señal de desactivación de la unidad. Finalmente, debemos advertir que es normal que las luces cortas permanezcan encendidas cuando se pulsa el interruptor de ráfagas. ◀

### FUNCIONAMIENTO DE LA UNIDAD

El diagrama del circuito se puede ver en la Fig. 1; su funcionamiento es sencillo. La LDR y R1 forman un divisor de tensión; según cae el nivel de luz en la LDR la tensión en TP1 aumenta (ya que la resistencia de la LDR aumenta con la disminución de la luz). Esta tensión se compara mediante IC1 con dos umbrales predefinidos ajustados por RV1 y RV2. Cuando existe luz, la salida de IC1 es un nivel bajo, lo cual provoca una salida del disparador formado por IC2d e IC2c de nivel alto, por lo que Q1 y el relé se encuentran en el estado de desactivación. Cuando hay oscuridad, la salida de IC1b es de nivel bajo y el disparador se encuentra "reinicializado", lo que provoca que Q1 y el relé que controla las luces se activen. Cuando la luz ambiente se encuentra entre esos dos niveles, las dos salidas del comparador se encuentran a nivel alto y el disparador permanece en su estado actual.

El circuito entre el comparador y el disparador asegura que el nivel de iluminación sea constante durante al menos 10 ó 15 segundos antes de que se active el circuito de disparo. Se supone que se pasa a la oscuridad cuando se sobrepasa el nivel umbral ajustado por RV1 y la salida de IC1b pasará a nivel bajo. Esto provocará que C5 se descargue a través de R9; si se continua en la oscuridad la entrada de IC2b pasará a nivel bajo después de 10 segundos y, por lo tanto, el disparador se activará. Sin embargo, si hay cualquier interrupción en la "oscuridad" C5 se cargará rápidamente a través de R10, por lo que la entrada de IC2d no pasará a nivel bajo hasta que de nuevo la oscuridad se mantenga durante 10 segundos. Cuando el circuito se alimenta por primera vez, el disparador se "reinicializa" mediante R16 y C3 (por lo que el relé se encuentra desactivado), y así, el coche se puede encender con las luces apagadas. (Si las condiciones son de oscuridad, las luces se encenderán 10 segundos después de que se active el encendido).

***Cómo ajustar la corriente de polarización DC a un nivel predeterminado en un amplificador clase AB, mediante polarización óptica.***

# **POLARIZACIÓN ÓPTICA PARA AMPLIFICADORES DE AUDIO**

El funcionamiento en clase AB tiene ventajas sobre las clases A y B. Técnicas como la realimentación negativa se utilizan a menudo para conseguir un funcionamiento lineal como referencia para las medidas de distorsión armónica. Pero el control de la corriente de polarización de DC,  $I_q$ , no es lo suficientemente bueno. La tolerancia de los componentes significa que probablemente es necesario ajustar cada amplificador individualmente. Por desgracia, la inclusión de componentes de ajuste y prueba incre-

menta el coste de producción, además de ser una fuente potencial de errores.  $I_q$  también varía al aumentar la temperatura de los componentes, de modo que es normal encontrar una compensación térmica en los circuitos de clase AB cuando se usan sensores de temperatura que funcionan a la misma temperatura interna que los otros transistores del circuito. Normalmente, se utilizan las caídas de tensión en las uniones para compensar las variaciones de  $I_q$ , como el conocido circuito multiplicador

Vbe. Pero, debido a la separación física de los dispositivos, las constantes térmicas de tiempo, etc., no existe un método para conseguir que esto sea preciso.

Comparado con la clase A, los diseños en clase AB no precisan grandes radiadores, debido a que  $I_q$  contribuye poco al conjunto total de disipación de potencia del dispositivo. Obviamente, es antieconómico utilizar radiadores de potencia superiores a lo necesario. Pero si  $I_q$  se incrementa de forma significativa, el sistema puede lle-

gar a ser térmicamente inestable y dañarse, esto es algo que la experiencia nos ha enseñado.

Hay que mantener  $I_q$  dentro de unos límites adecuados en la etapa de salida. Como cada mitad del circuito funciona de un modo no lineal, es imposible aplicar una realimentación negativa local.

En general, el tener una alta ganancia en cada mitad del circuito, lo que puede ser útil para mejorar las características de la señal, también nos indica los efectos de la sensibilidad a la temperatura y una mala estabilidad de polarización.

$I_q$  también variará como una alteración de las tensiones de alimentación con el nivel de señal, estas variaciones pueden ser rápidas, e introducen un factor de distorsión en el amplificador, de modo que se deberían tener en cuenta en el diseño del amplificador.

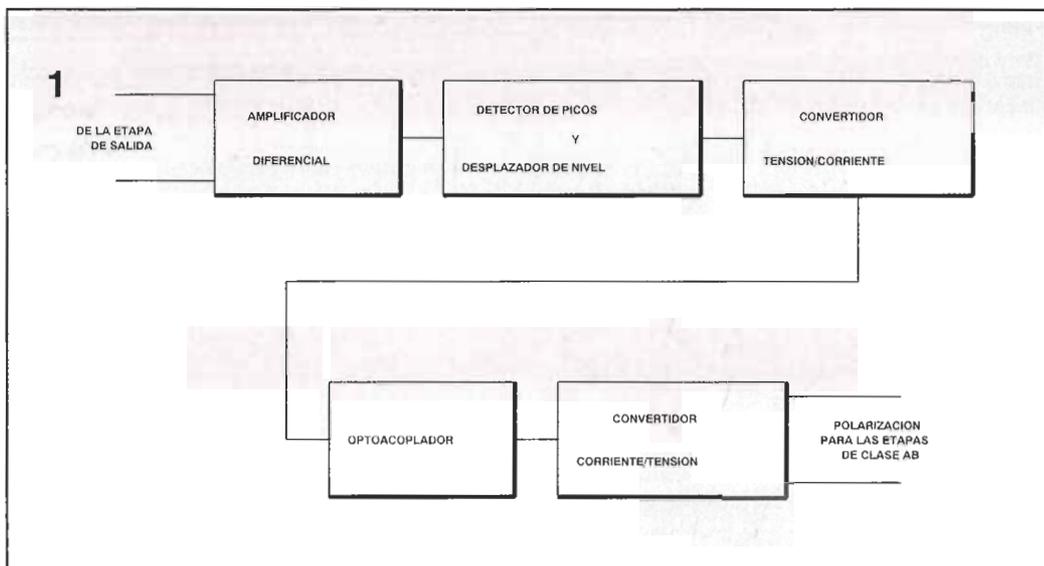
Una gran estabilización térmica de  $I_q$  es improbable que juegue un papel importante en la mejora del diseño de un amplificador que sufre de distorsiones relacionadas con la alimentación.

## Posibilidades de optopolarización

En un sistema de optopolarización, figura 1, un amplificador diferencial de banda ancha está seguido por un detector de picos rápido, que permite que  $I_q$  sea detectado de forma independiente de la señal. La corriente a través del LED en el optoacoplador, se controla mediante el nivel de DC resultante, y la corriente del fototransistor revisa la polarización de la etapa en clase AB del amplificador, ajustando  $I_q$  a un nivel predeterminado.

El componente esencial es el optoacoplador, que proporciona un acoplamiento en el amplificador hasta una frecuencia de cero, sin afectar al nivel de tensión en el punto de acoplamiento. Se especifican algunos valores de componentes para el amplificador que queremos controlar, de modo que no es posible un diseño universal. Pero, dado que el circuito está correctamente diseñado para un amplificador determinado, no hay necesidad de componentes de prueba y ajuste.

Inmediatamente después de conectar la alimentación al amplificador,  $I_q$  debe tener un valor muy bajo o cero. Después de un retardo



adecuado que facilite la estabilización de los circuitos, el circuito de control incrementa  $I_q$  hasta el valor de funcionamiento. El circuito no debe ser afectado por la señal de audio, de modo que debe tener una constante de tiempo amplia y funcionar lentamente. Los sistemas que reducen  $I_q$  a su valor de funcionamiento desde un valor más alto, normalmente funcionan peor.

## Amplificador diferencial y atenuadores

Todos los circuitos integrados utilizados como amplificadores diferenciales en el sistema, funcionan con una tensión estabilizada de  $\pm 15$  V, limitando la señal de pico que se puede manejar hasta aproximadamente 13 V.

La figura 2 muestra los circuitos diferenciales alimentados por un típico amplificador de salida y acoplados por las resistencias  $R_s$  (pequeñas comparadas con la carga) conectadas en serie con cada elemento de potencia.

Sin señal de audio presente, la tensión a través de las resistencias ( $V_d$ ) es un nivel de DC. Cuando la tensión de salida ( $V_o$ ) es sinusoidal,  $V_d$  se aproxima a una sinusoidal rectificada en onda completa. Pero la tensión no caerá a cero o bien cambiará bruscamente debido al flujo de  $I_q$  por las resistencias en el cruce por cero de la señal. Si  $I_q$  permanece igual, la tensión seguirá en el nivel "sin señal" de DC.

El tipo de señal común es virtualmente el mismo que la salida del amplificador, de modo que será necesario una atenuación

entre el amplificador de potencia y el circuito sensor de corriente; la cantidad de corriente dependerá de la máxima salida de potencia del amplificador. Las ecuaciones de ganancia para un circuito amplificador básico podemos encontrarlas en el apéndice

Cualquier forma de onda contiene componentes sobre el rango de las frecuencias de audio, de modo que necesitaremos un ancho de banda extenso y una respuesta rápida. También es necesario un bajo "offset" y un bajo ruido, ya que el sistema está acoplado en DC con una pequeña entrada diferencial. Pero la salida requerida es de aproximadamente un voltio, debido a que el siguiente circuito incorpora un amplificador operacional rápido, que no es un dispositivo de bajo ruido y "offset". Este conflicto hace necesario un compromiso entre ambos.

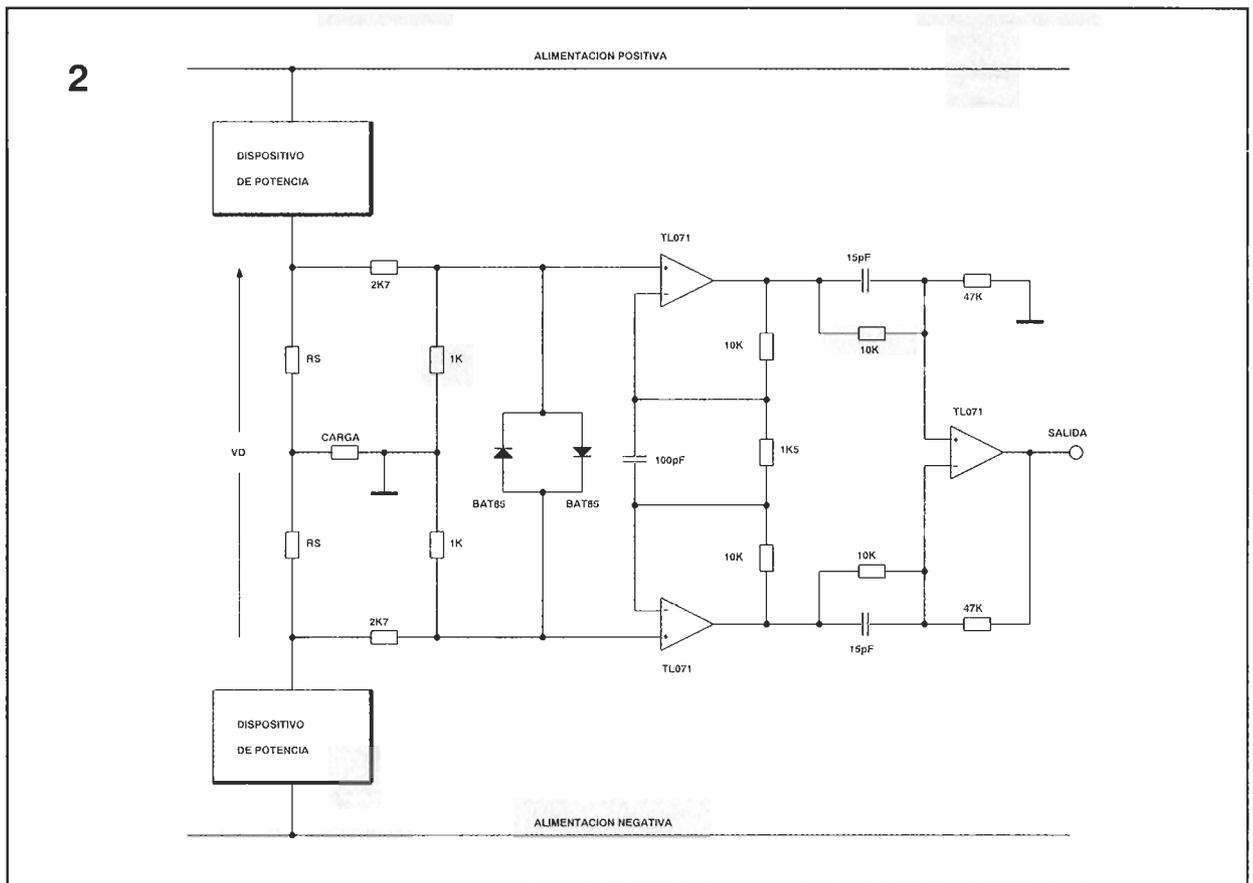
Añadiendo los condensadores de filtro de alta frecuencia al circuito básico, los componentes mostrados pueden conseguir hasta 100 W sobre una

carga de  $8 \Omega$ , con una  $R_s$  de  $0,47 \Omega$ . Asumiendo que  $I_q$  permanece igual, si incrementamos la potencia necesitaremos componentes más rápidos.

La señal necesaria es mucho más pequeña que la común, de modo que será esencial un buen sistema de rechazo. Para mantener el equilibrio del circuito debemos utilizar componentes de precisión y resistencias de película metálica de 1%, que ahora son baratas y están ampliamente extendidas. Los atenuadores resistivos evitan las sobrecargas producidas por el

**Figura 1.** En un sistema de optopolarización, un amplificador diferencial de banda ancha está seguido por un detector de picos, habilitando que  $I_q$  sea detectada independientemente de la señal. La corriente a través del LED en el optoacoplador está controlada por el resultado del nivel de DC, y la corriente del fototransistor controla la polarización.

**Figura 2 .**  
Los circuitos diferenciales se alimentan de la salida de un típico amplificador, con las resistencias  $R_s$  en serie con cada elemento de potencia.



**Figura 3.**  
El detector es un circuito inversor construido en torno al amplificador operacional rápido LM6361.

modo de señal común de las dos entradas del TL071. Los diodos Schottky entre los atenuadores evitan la saturación de  $V_d$  para obtener la máxima salida.

La ganancia diferencial del sistema mostrado es de 16,9. Con una corriente de reposo de 50 mA nos proporciona un nivel de salida de 796 mV.

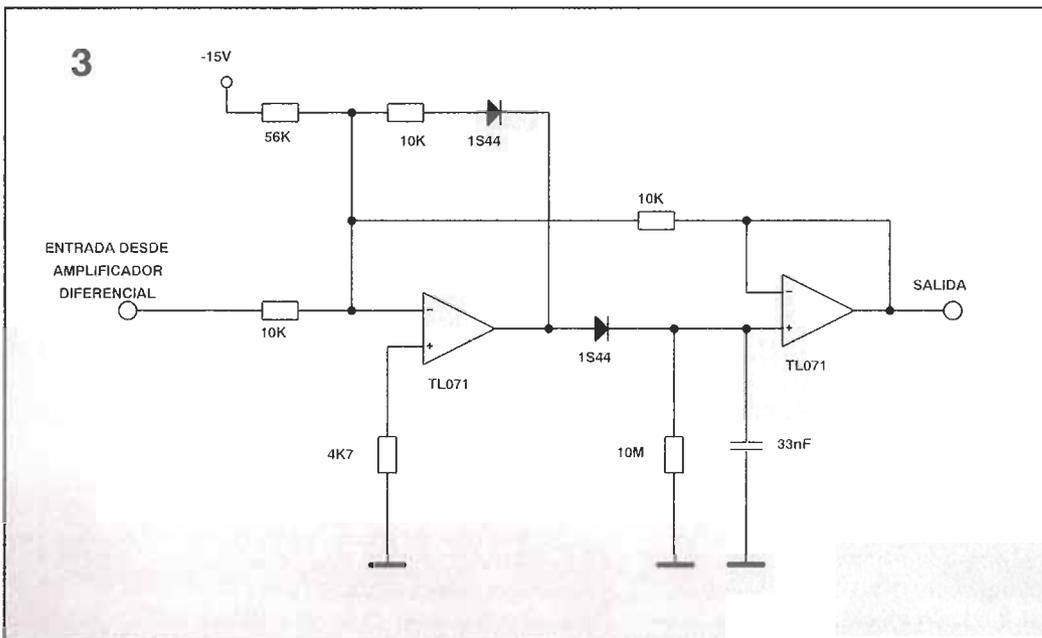
### Desviación de nivel del detector de pico

El detector es un circuito inversor construido con el amplificador operacional rápido LM6361 (figura 3). Para apreciar su funcionamiento supongamos que se conectase simplemente

como una etapa inversora con una única resistencia de realimentación de 10 K $\Omega$ . Tiene dos corrientes de entrada, una la salida de la etapa diferencial y la otra la corriente continua de la línea de alimentación negativa; ésta, por sí misma, daría una salida siempre por debajo de tierra, con la corriente  $I_q$  apareciendo como el límite positivo de la onda. Pero la entrada de DC incrementa el nivel de esta onda, de modo que estos picos están por encima de tierra.

En el circuito actual, cuando la salida es positiva, la realimentación se hace a través del diodo superior, la etapa amplificadora TL071 y la resistencia de 10 K $\Omega$ . El diodo inferior y la resistencia de 10 K $\Omega$  aseguran que la salida no puede llegar al estado de saturación. El circuito debe responder a los picos de corta duración, de modo que el condensador de carga debe ser pequeño. Pero estos picos pueden producirse de forma poco frecuente, por lo que se necesita una constante de tiempo de carga grande.

La constante de tiempo juega su papel en la determinación de la estabilidad del lazo, y se debe



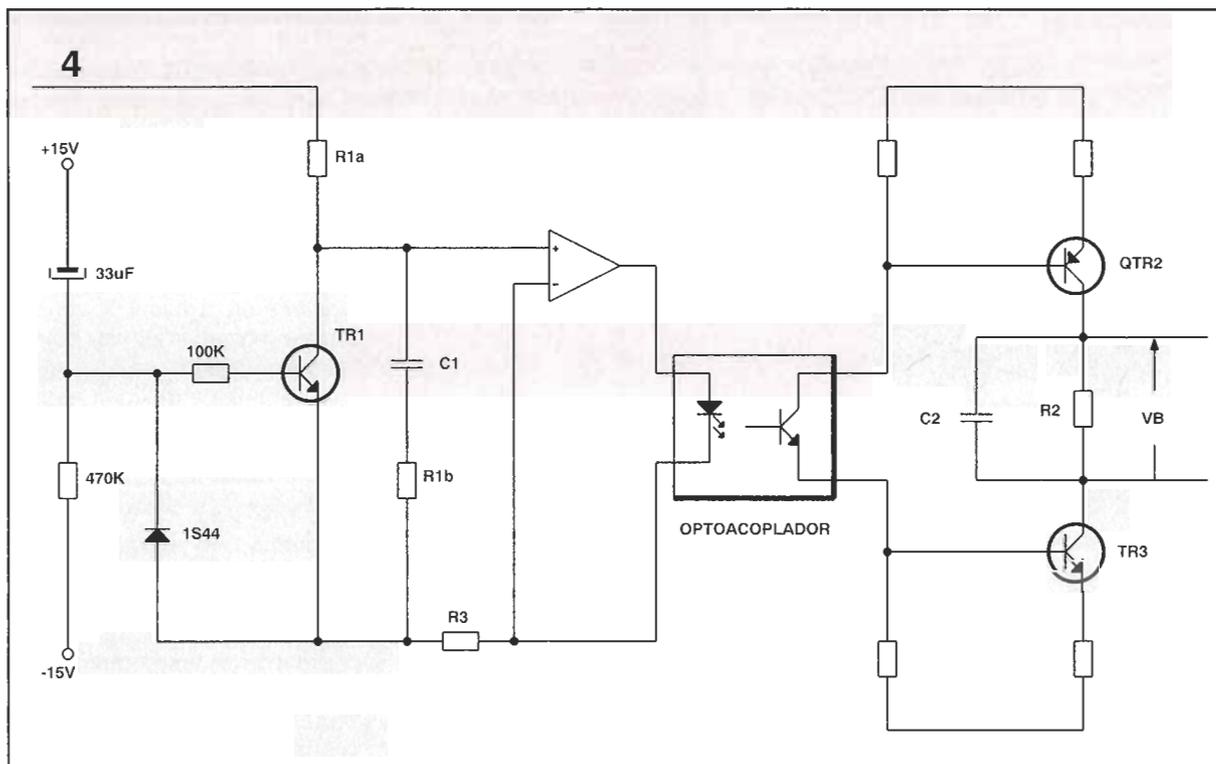


Figura 4. Circuitos de optoacoplador y polarización. La salida del detector alimenta al convertidor de voltaje a corriente, TL071, a través del filtro pasa bajo de primer orden construido con R1a, R1b y C1.

definir con los valores mostrados para conseguir un compromiso adecuado. La salida se toma del amplificador.

### Los circuitos optoacoplador y la polarización

En la figura 4 podemos ver estos circuitos. Por el momento ignoraremos los componentes en torno a T1. La salida del detector se aplica al convertidor de voltaje a corriente, el TL071, a través del filtro paso bajo de primer orden, compuesto por R1a, R1b y C1. La resistencia R3 define la corriente del piloto del optoacoplador, y su fototransistor ajusta la corriente a través del transistor T2 y T3, y, por lo tanto, el voltaje de R2 (Vb), que se utiliza para polarizar el amplificador.

C2 está en paralelo con R2 para evitar las variaciones en Vb debidas al ruido producido por el optoacoplador. Podemos observar que R2 está entre los dos colectores, de modo que su nivel de DC se puede definir mediante otras partes del circuito amplificador. No se han dado valores a esta parte del circuito ya que dependen del amplificador que queremos controlar.

Después de conectar la alimentación, el transistor T1 está saturado mientras se carga el

condensador de 33 µF, y mantiene la tensión de entrada al alimentador del optoacoplador cerca de cero. Esto permite que se establezcan las condiciones de funcionamiento antes de que el circuito de polarización tome lentamente el control. Después de que T1 ha salido de saturación, la relación del cambio de tensión en R3 se puede usar para inhibir la entrada hasta que se establezcan las condiciones de funcionamiento correctas, y también para indicar cuándo el amplificador está listo para funcionar.

### Constantes de tiempo de lazo

Como ya hemos mencionado, el circuito debe tener una constante de tiempo amplia. Pero lo que compromete al condensador de carga en el detector es la falta de linealidad: cuando cae Iq, el condensador se cargará rápidamente; cuando Iq aumenta, la carga se pierde lentamente. Si el único filtro pasa bajos fuera hecho mediante C2 y R2, el condensador tendría que ser muy grande. Un método mejor se consigue filtrando antes del convertidor de tensión a corriente en un nivel de alta impedancia. Este filtro R1a-R1b-C1 tiene un cero aproximadamente a la misma frecuencia que la frecuencia de resonancia del filtro R2-C2, con una constante de tiempo

mucho mayor que la de descarga en el detector.

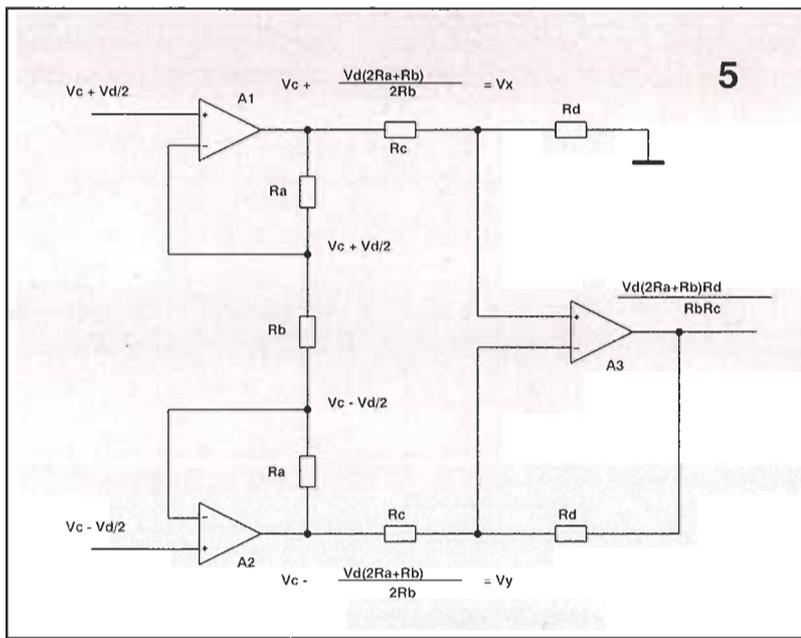
La relación necesaria entre estas constantes de tiempo depende del amplificador que queremos controlar.

### Condiciones de prueba

Es obvio que el circuito está destinado únicamente para un rango limitado de formas de onda, de modo que es importante la elección de la señal de prueba. El tiempo tomado por las señales para atravesar la región donde ambos dispositivos de potencia están conduciendo es una consideración vital. Una senoide completa en 20 KHz, probablemente es la transición más rápida que podremos encontrar en la práctica. Pero el cruce por cero dura unos 25 µs y la señal no probará la capacidad del circuito para bajas frecuencias. La mejor elección es una onda cuadrada de 50 Hz de máxima amplitud pasada a través de un filtro pasa bajos de 20 KHz de primer orden. La relación de nivel cero del cambio de tensión es la misma que la senoide de 20 KHz, aunque el cruce por cero está separado por 10 ms.

El voltaje en el condensador de carga caerá en un 3%, aproximadamente, con esta forma de onda. Sin embargo, como la caída

**Figura 5.**  
Amplificador  
diferencial básico .  
Se indican las  
tensiones en los  
nodos del circuito.



es pequeña, y se puede asumir que es lineal, el circuito se compensa a sí mismo. El filtrado de primer orden reduce las variaciones de  $I_q$  a un nivel muy pequeño, de modo que la media de  $I_q$  quedará inalterada.

Los amplificadores con optopolarización, que han funcionado adecuadamente con estas señales de pruebas, no han dado ningún problema al usarlos para reproducir música. Si se utiliza una señal con transiciones demasiado largas, el sistema está protegido, la señal de salida del amplificador diferencial no caerá lo suficiente y el detector sentirá que  $I_q$  es demasiado grande. El resultado es que  $I_q$  se reducirá y la distorsión aparecerá en la salida del amplificador. Eliminando las condiciones adversas permitirá que se recupere el lazo de optopolarización.

### Otras características

Un área donde se puede mejorar el diseño es en la compensación térmica, lo que implica un radiador secundario. El circuito de control de polarización se ha diseñado pensando en esto. La práctica nos confirma que el sistema de optopolarización no perjudica las características de audio.

Un diseño libre de problemas térmicos es mucho mejor, incluso se pueden conseguir circuitos de salida de más potencia.

Una aproximación inicial nos sugiere que es posible conseguir las etapas de salida de clase AB con una distorsión de aproximadamente 0,1%. Como la característica de distorsión es principalmente de bajo orden, estas etapas de potencia pueden formar la base de amplificadores de potencia de muy alta calidad.

### Teoría del amplificador

La mayoría de los amplificadores de potencia de audio trabajan en clase AB, con dos elementos activos, transistores bipolares o de efecto de campo, conectados en serie entre las líneas de alimentación simétricas positiva y negativa, y la carga se toma entre su punto común y masa.

En grandes tensiones de salida sólo conduce un elemento, haciendo pasar a la carga una corriente controlada, la polaridad de la señal determina cuál es el elemento que conduce. Cuando la salida se aproxima a cero, conducen ambos elementos, de modo que la transferencia de corriente entre ellos es relativamente gradual, reduciendo la distorsión de cruce.

En condiciones de calma, sin señal, una corriente de polarización de DC ( $I_q$ ) circula en ambos elementos.

En los amplificadores de clase A,  $I_q$  es grande, por lo que ambos elementos están siempre conduciendo. La diferencia entre

sus corrientes aparece en la carga. En circuitos de clase B,  $I_q$  es cero, por lo que aparecerá la distorsión de cruce, pero la clase B es más eficiente que la clase A.

### Apéndice

El amplificador diferencial básico aparece en la figura 5, con las tensiones indicadas en los puntos del circuito. Cuando se analiza un circuito amplificador operacional lineal, es importante darse cuenta de que las tensiones entre las entradas tenderán a cero. Si la ganancia tiende a infinito y la salida es infinito, la entrada deberá tender a cero.

Conforme al teorema de la superposición, consideraremos separadamente las componentes de la entrada común ( $V_c$ ) y diferencial ( $V_d$ ). Con sólo  $V_c$  en la entrada no inversora, no hay corriente en la serie  $R_a$ - $R_b$ - $R_a$ , y todos los puntos de A1 y A2 están a la misma tensión. Con  $+V_d/2$  en una entrada y  $V_d/2$  en la otra, hay una corriente de  $V_d/R_b$ . Por lo tanto, el voltaje en la serie es  $V_d(2R_a + R_b)/R_b$ , con iguales y opuestos componentes funcionando en las salidas de A1 y A2. Sumando las componentes  $V_c$  y  $V_d$  obtenemos el voltaje mostrado.

Se puede utilizar la superposición otra vez para el resto del circuito. Llamamos a las salidas previas  $V_x$  y  $V_y$ . Hacemos  $V_y = 0$ ;  $V_x$  es atenuado por  $R_d/(R_c + R_d)$  antes de ser amplificado por  $(R_c + R_d)/R_c$ , por lo tanto, la salida es  $R_x R_d/R_c$ . Ahora hacemos  $R_x = 0$ , de modo que la entrada no inversora de A3 es cero.

El circuito se comporta como un simple amplificador inversor con una salida de  $-V_y R_d/R_c$ . Sumando estas componentes nos da una salida de  $(V_x - V_y)R_d/R_c$ , y sustituyendo por esos voltajes nos da la salida indicada.

La parte A3 del circuito es, en teoría, una perfecta etapa diferencial por sí misma; pero, en realidad, sus prestaciones sufrirán de las limitaciones prácticas del amplificador y los componentes. A1 y A2 proporcionan una apreciable ganancia en el modo diferencial, pero sólo la unidad de ganancia en el modo común, por lo que hace más sencilla la tarea de la etapa diferencial.

**Por muy poco dinero podemos construir este sistema inteligente de desarrollo basado en el microprocesador 1802.**

# **SISTEMA DE DESARROLLO PARA MICRO- PROCESADOR (I)**

Todos sabemos que el hardware es muy importante, pero es el software el que consigue que todo funcione correctamente y un sistema se comporte de una forma inteligente.

El diseño de microprocesadores es difícil. Generalmente, lo primero que necesitamos para realizar un diseño es el sistema operativo, pero no podemos escribir uno si no disponemos ya de otro. Por supuesto que los vendedores tienen algo más que buena voluntad a la hora de ayudarnos, seguro

que se pondrán muy contentos al vendernos un sistema de desarrollo por algo menos de lo que nos costaría un coche nuevo. Si por alguna razón esto no nos convenciera, debemos seguir leyendo este artículo.

## **Características**

Este proyecto es un controlador basado en microprocesador sencillo, que es bastante adecuado para aprender y para trabajar con él. Está compuesto de dos partes. El

circuito principal contiene el microprocesador 1802 y zócalos para incorporar hasta 64 K de RAM y EPROM, una EPROM grabada, entradas y salidas paralelo y una zona de la placa sin soldaduras. Un circuito separado con el visualizador y el teclado se conecta al circuito principal a través de un cable de teléfono de 6 conductores. Este nos permite introducir y ver programas y datos. Cuando el diseño ya está terminado, se puede desconectar el circuito de teclado/visualizador, dejando al ordenador que

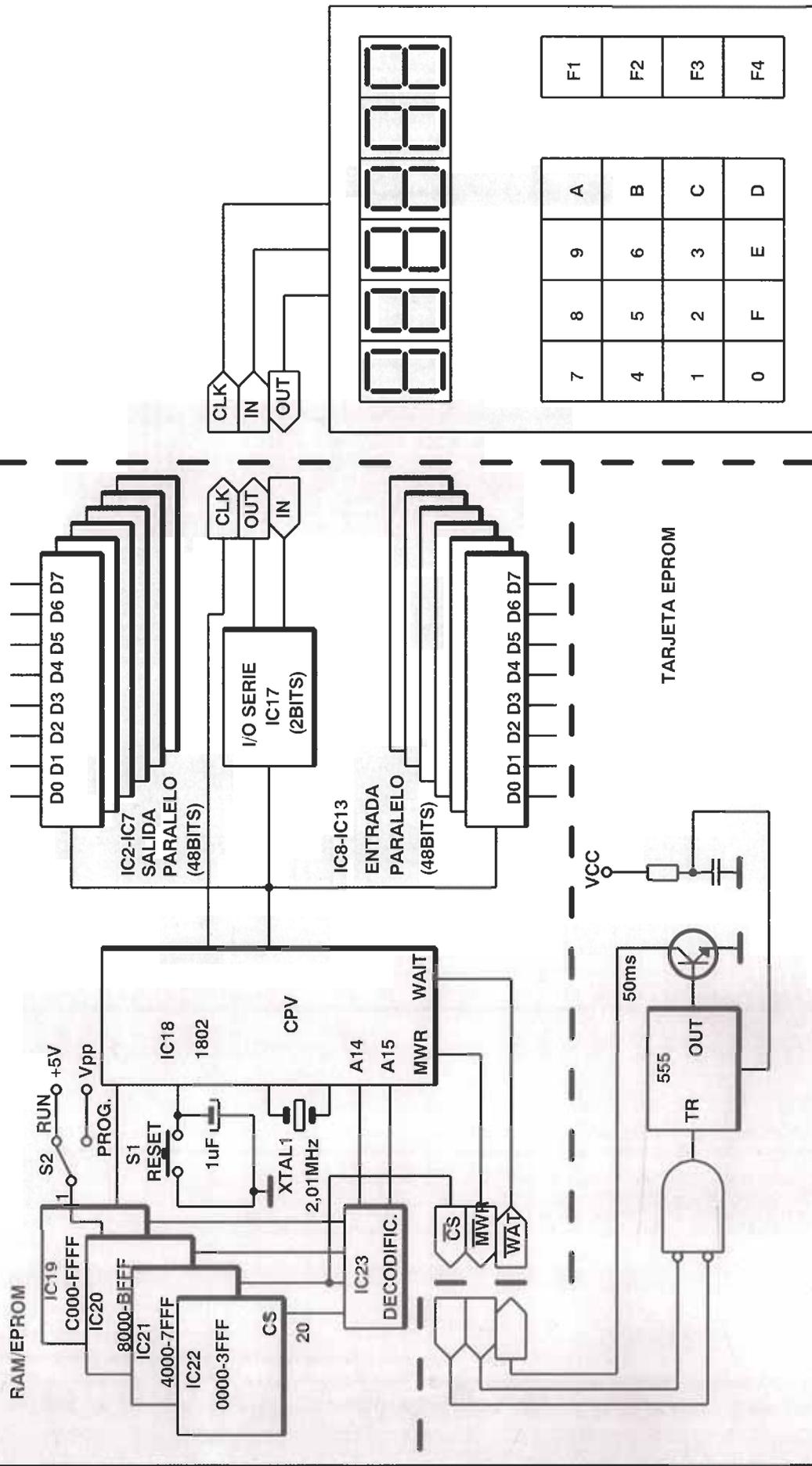
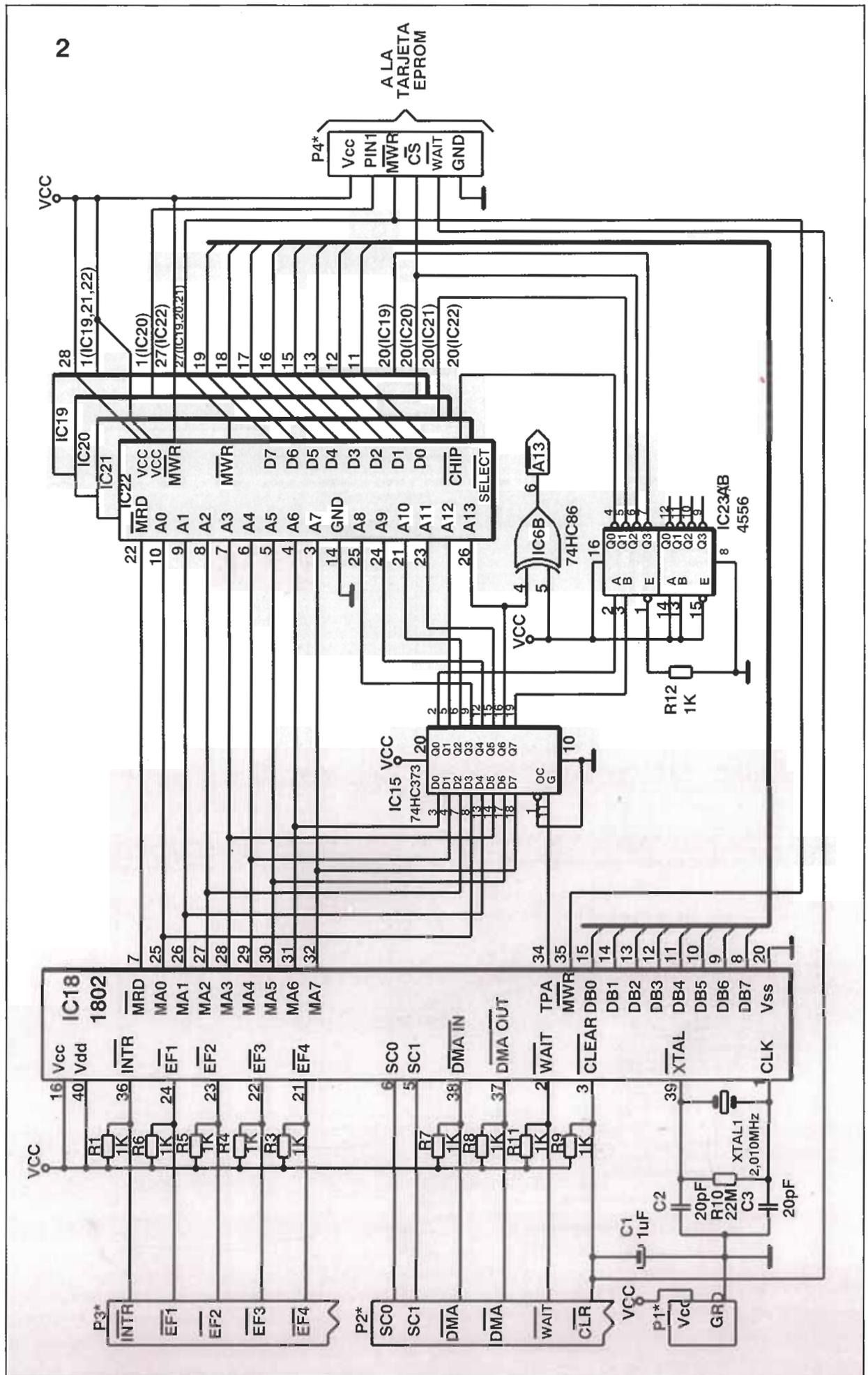


Figura 1. El diagrama de bloques muestra las tres secciones principales del circuito: la placa principal, la placa de teclado/display y la placa de EPROM.

**Figura 2 .**  
 Parte de decodificación del circuito de memoria. Debemos observar la conexión diferente de las patillas 1 y 27 de IC19-IC22. Las patillas 1 de IC19, IC21 e IC22 se conectan a Vcc. La patilla 1 de IC20 se conecta a P4 (conector de programación de EPROM), que la lleva a la placa de EPROM (figura 4) y al conmutador selector de tensión de programación S2. En la figura 6 se ven los detalles de cableado.



**Lista de componentes Placa Principal**

- Resistencias**  
 R1, R3-R8, R11, R12 = 1 KΩ  
 R2 = 150 KΩ  
 R9 = 30 KΩ  
 R10 = 22 MΩ  
 R13-R24 = 51 KΩ, 1/8 W
- Condensadores**  
 C1 = 1 μF, 35 V, tantalito  
 C2, C3 = 20 pF, cerámico  
 C4 = 10 μF, 25 V, tantalito  
 C5, C6 = 100 nF, mini cerámico

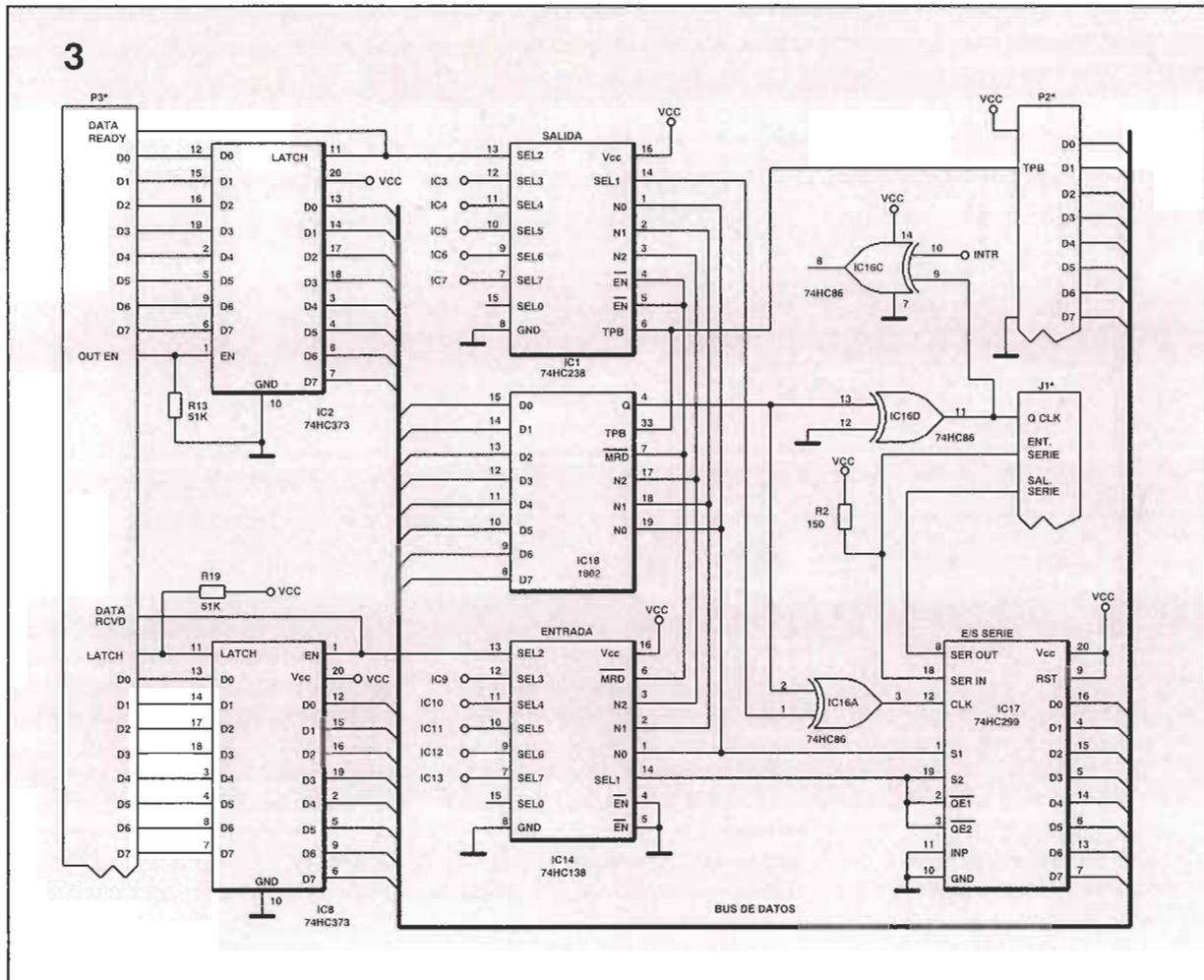


Figura 3. Parte de entradas y salidas del circuito. Se puede observar que sólo se muestra un puerto de salida de 8 bits (IC2 y R13). Cada puerto adicional requiere otro 74HC373 (IC3-IC7) y resistencias de "pull-down" (R14-R18). De forma similar, sólo se muestra un puerto de entrada (IC8 y R19), cada puerto adicional requiere componentes complementarios. La placa de circuito impreso acomoda todos los circuitos integrados y resistencias.

realice el trabajo específico que tiene encomendado.

El sistema operativo de la EPROM contiene un programa monitor para ver y alterar la memoria, cargar y ejecutar programas, e insertar puntos de ruptura para el seguimiento de averías (cuando un programa en ejecución encuentra un punto de ruptura, se detiene y devuelve el control al monitor, en donde podemos ver y alterar los registros internos del microprocesador y la memoria externa para después continuar la ejecución donde estaba).

Los programas bajo desarrollo se pueden almacenar en la EPROM usando la utilidad "move", del software que viene incorporado en la EPROM. Activamos el programador de EPROM simplemente pulsando una tecla del panel frontal.

Los dos circuitos unidos requieren aproximadamente 700 mA a 5 V de tensión continua. Para la programación de EPROM se necesita una tensión mayor (12,5 ó 21 V), según la clase de EPROM utilizada.

El montaje completo es posible conseguirlo por menos de 20.000

pesetas, un precio muy inferior al de cualquier sistema comercial similar.

## Funcionamiento

La figura 1 muestra un diagrama de bloques del circuito, que contiene tres partes principales: la placa principal, la placa de EPROM y la placa de teclado/visualizador. La placa principal contiene el microprocesador, la lógica de decodificación, la memoria RAM y EPROM, y los puertos de entrada salida serie y paralelo. El decodificador IC23 divide los 64 Ks del espacio de direcciones del 1802, en bloques de 16 Ks (IC19-IC22). Otro juego de decodificadores (no mostrados), decodifica los 48 bits de entrada con enclavamiento (IC2-IC7) y los 48 bits de salida con enclavamiento (IC8-IC13).

Un registro de desplazamiento de 8 bits (IC17) proporciona una conexión serie síncrona para el circuito de teclado/visualizador, que utiliza los registros de desplazamiento con enclavamiento para leer la tecla pulsada y mostrar el dato en los LED de siete segmentos.

La placa de EPROM funciona introduciendo un retraso de 50 ms cada vez que el microprocesador intenta escribir en IC20. Si tenemos la tensión adecuada de programación ( $V_{pp}$ ) en la patilla 1 de IC20, el dato correspondiente se escribirá en la dirección seleccionada de la EPROM. El conmutador S2 determina si se aplica a la EPROM  $V_{cc}$  o  $V_{pp}$ . El valor de  $V_{pp}$  dependerá del tipo de EPROM utilizada, generalmente 12,5 ó 21 V DC. A continuación, estudiaremos detalladamente cada parte.

## Placa principal

Debido al tamaño del esquema, el circuito de la placa principal se muestra en dos partes, la figura 2 y la figura 3. La CPU, la memoria y la circuitería de decodificación asociada se muestran en la figura 2, y las entradas y salidas serie y paralelo con su circuitería asociada en la figura 3. En siguientes las explicaciones es necesaria la referencia al esquema adecuado.

Aunque el 1802 tiene un bus de direcciones de 16 bits, los mul-

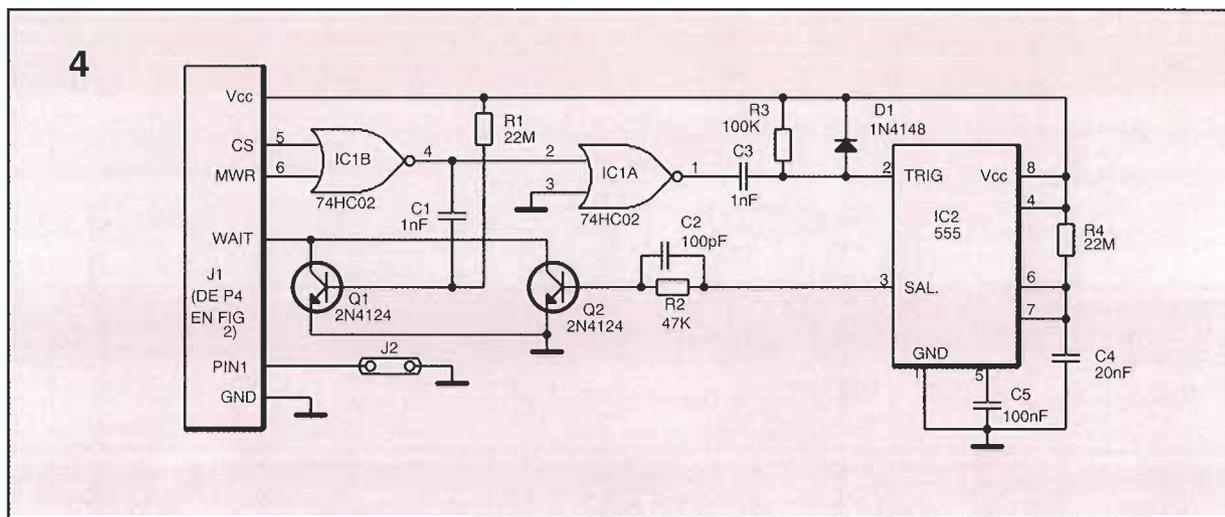
### Semiconductores

IC1 = 74HC238, decodificador 3 a 8  
IC2-IC13, IC15 = 74HC373, biestable tipo D octal  
IC14 = 74HC138, decodificador 3 a 8  
IC16 = 74HC86, cuádruple puerta XOR de 2 entradas  
IC17 = 74HC299, registro de desplazamiento de 8 bits  
IC18 = 1802, microprocesador  
IC19 = 6264, RAM estática  
IC20 = ver texto  
IC21 = ver texto  
IC22 = 2764, EPROM con sistema operativo  
IC23 = 4556, doble decodificador 1 a 4

### Varios

XTAL1 = 2,010 MHz, cristal  
P1-P4 = terminales cuadrados  
J1 = conector telefónico de 6 conductores

**Figura 4.**  
La placa de EPROM sirve para incrementar el tiempo de escritura en memoria mediante el retardo especificado por el 555, en este caso 50 ms, justo el necesario para grabar una EPROM estándar.



plexa en 8 líneas. En primer lugar, sitúa en el bus las líneas de dirección de mayor orden (A8-A15). A continuación, en el siguiente flanco del ciclo de reloj, IC15 enclava estos valores y el 1802 sitúa los bits de menor orden en el bus (A0-A7). Después de un pequeño tiempo de estabilización, la dirección completa de 16 bit permanece estable para la decodificación de direcciones.

Como hemos dicho anteriormente, IC23 divide el espacio de direcciones de 64 Ks en cuatro partes iguales. Después de aplicar alimentación o hacer el "reset", la CPU comienza la ejecución en la dirección 0000, de modo que la dirección más baja debe estar ocupada por la EPROM. Los otros tres bloques de memoria pueden aceptar RAM o EPROM.

Con un diseño de 16Kx8, la 27128 es ideal para una EPROM de arranque. Sin embargo, si usamos la 2764, la parte superior del espacio de 16 K será una copia de la parte inferior.

Los circuitos de RAM estática más comunes son de 8Kx8 y 32Kx8, pero no hay de 16Kx8. La línea de direcciones A13 del 1802 seleccionará la parte inferior o superior de 8 K del bloque de 16 K. A13 se aplica a la patilla 26 de IC19-IC22. Sin embargo, la patilla 26 de la RAM estática 6264 funciona como habilitación de circuito (CS). Por lo tanto, una 6264 aparece sólo en la mitad superior del banco de 16 K. Para completar los 16 K de RAM en cada posición, se deberían colocar dos bloques de 8 K, pero con la patilla 26 de uno de ellos conectada a A13, que está disponible en la patilla 6 de IC16.

El 1802 selecciona entradas y salidas a través de 3 líneas, N0, N1 y N2. Para entradas, IC14 decodifica un pulso negativo en la patilla 13 (SEL2). Para salidas IC1 decodifica un pulso positivo en la patilla 13 (SEL2). Como N0-N2 se encuentran a nivel bajo en circunstancias normales (cuando no hay actividad de entrada salida), las salidas SEL0 de IC1 e IC14 no se utilizan.

Cada salida SEL2-SEL7 de IC1 alimenta una entrada con enclavamiento diferente en IC2-IC7, respectivamente. De la misma manera, las salidas SEL de IC14 alimentan a IC8-IC13.

El software para escribir en un puerto de entrada-salida funciona de la siguiente forma. Por ejemplo, para sacar un dato paralelo a través de IC2, la CPU ejecuta la siguiente instrucción: "OUT 2". La CPU sitúa un 2 binario (010) en las líneas de selección de entrada salida N0-N2. El decodificador decodifica estas líneas. Entonces, la CPU genera un pulso en la patilla 13 del decodificador, que enclava el dato presente en el bus de datos sobre IC2. Este tiene las salidas triestado, que normalmente se mantienen en alto poniendo a nivel alto la señal EN\ a través de R13.

La lectura de un puerto de entrada salida es similar. Por ejemplo, para leer un dato paralelo a través de IC8, la CPU ejecuta la instrucción siguiente: "IN A". De nuevo aparece un 2 binario (010) en las líneas de selección de entrada salida, pero esta vez la línea MRD\ de la CPU genera un pulso negativo en la patilla 13 que, a su vez, habilita la entrada de enclavamiento y permite que el dato aparezca en el bus de

datos, donde la CPU puede leerlo. Tanto la señal de MRD\ como la de LATCH-ENABLE están disponibles en el conector J3. El pulso de LATCH-ENABLE también se puede utilizar para avisar al dispositivo externo de que el dato se ha recibido. Además, R19 mantiene normalmente la señal de enclavamiento (patilla 11 de IC18) a nivel alto, pero esta señal también está disponible en J3, para enclavar el dato externo en el momento adecuado.

El circuito de entrada salida serie está compuesto por IC17, un registro de desplazamiento de 8 bits triestado y las puertas asociadas. El registro de desplazamiento acepta 8 bits de datos paralelo, de la CPU, y los saca uno por uno, sincronizados con la señal que aparece en su entrada CLK. Y a la inversa, IC17 también acepta datos serie y los presenta a la CPU en paralelo, 8 bits cada vez.

La CPU alimenta la entrada CLK a través de una señal especial denominada salida Q (después de amplificarla IC14-d, esta señal también aparece en J3). El bit 1 del puerto paralelo 2 (patilla 14 de IC1) funciona en unión con CLK para controlar la entrada salida serie. El software de control de entrada y salida nos permite introducir y sacar datos serie a una velocidad de 50.000 bits por segundo.

Para sacar un dato serie, primero pasamos a nivel bajo la línea de control (D0 de la salida 2), y hacemos a Q alto. Entonces, cargamos los datos paralelo en IC17, de la misma forma que una salida paralelo a otro de los circuitos de enclavamiento, pero esta vez utilizando la instrucción "OUT 1". A

### Lista de componentes Placa de teclado/display

#### Resistencias

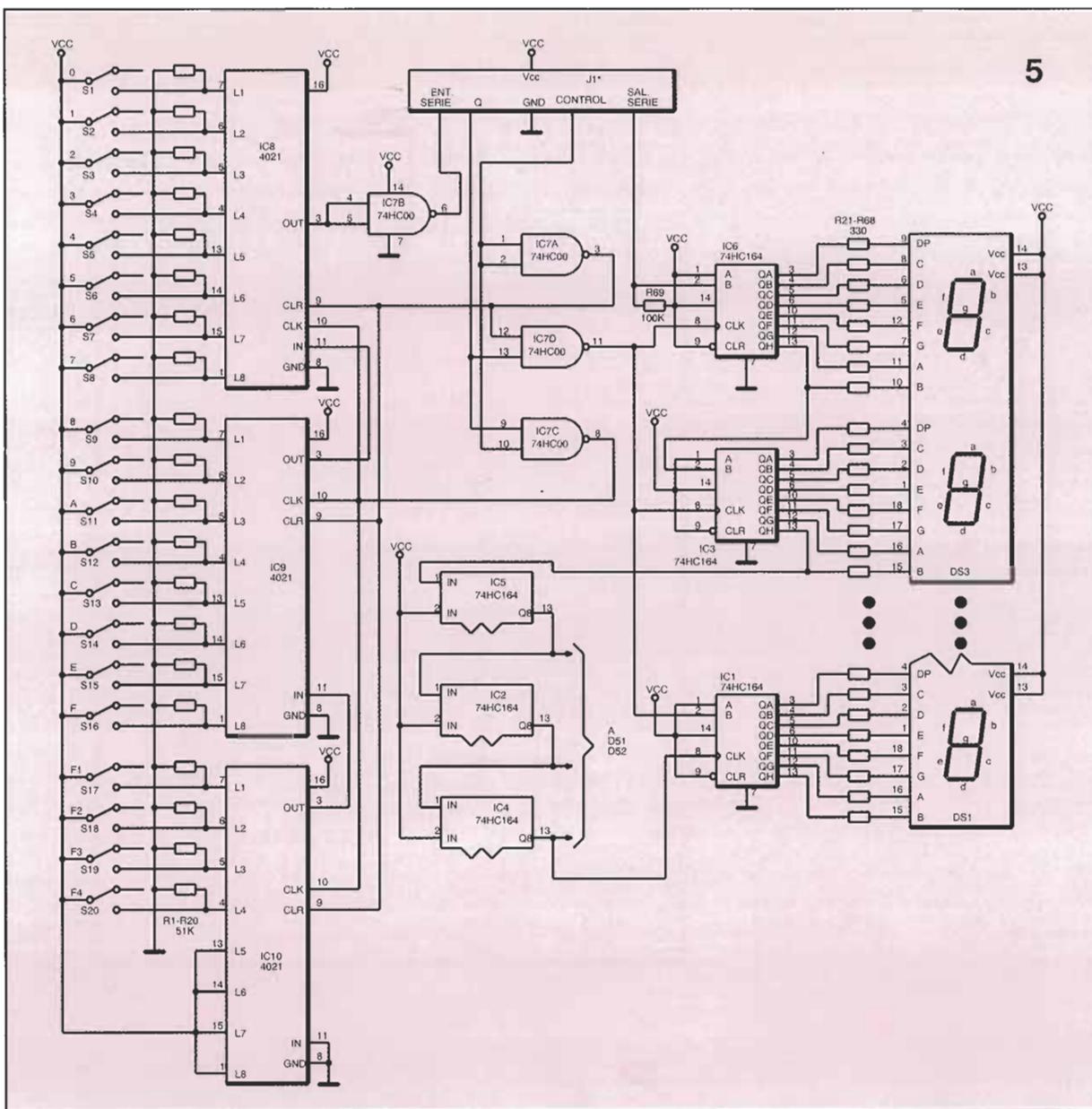
R1-R20 = 51 K $\Omega$ ,  
1/8 W  
R21-R68 = 330  $\Omega$   
R69 = 100 K $\Omega$

#### Semiconductores

IC1-IC6 = 74HC164,  
registro de desplazamiento de 8 bits  
IC7 = 74HC00, cuádruple puerta NAND de 2 entradas  
IC8-IC10 = 4021,  
registro de desplazamiento de 8 bits

#### Varios

DS1-DS3 = doble display LED de 7 segmentos, ánodo común  
S1-S20 = pulsador normalmente abierto para montaje en circuito impreso tipo SPST



**Figura 5.** La placa del teclado/display está compuesta de una sección de entrada (IC8-IC10) y una sección de salida (IC1-IC6). La sección de entrada lee el estado de los 20 pulsadores SPST (S1-S20). La sección de salida alimenta seis LED de siete segmentos. Por razones de espacio, no mostramos las líneas de salida de IC2, IC4 e IC5, las resistencias de limitación de corriente asociadas o las conexiones a los LED de DS2 y la mitad de DS1.

**Lista de componentes  
Placa de  
Eprom**

**Resistencias**  
R1, R4 = 22 MΩ  
R2 = 47 KΩ  
R3 = 100 KΩ

**Condensadores**  
C1 = 1 nF, Mylar  
C2 = 100 pF, cerámico  
C3 = 1 nF, Mylar  
C4 = 20 nF, 5%, Mylar  
C5 = 100 nF, cerámico

**Semiconductores**  
IC1 = 74HC02, cuádruple puerta NOR de 2 entradas  
IC2 = 555, temporizador  
D1 = 1N4148, diodo  
Q1, Q2 = 2N4142, transistor NPN

**Varios**  
Chasis, fuente de alimentación, cable telefónico, conectores, terminales, etcétera.

continuación se cambia de estado la señal Q 8 veces, lo que provoca que el registro de desplazamiento dé el pulso para el dato de salida.

Para leer el dato serie en la CPU, llevamos la línea de control (D0 de la salida 2) a nivel bajo y luego a alto, y, por lo tanto, enclavando el dato en el registro de desplazamiento externo. En este momento, Q hace pasar el dato del registro externo a IC17. La instrucción "IN 9" transfiere cualquier cosa que tengamos en el bus de datos a la CPU.

**Placa EPROM**

El circuito de la placa de EPROM aparece en la figura 4. Cuando las señales CS\ y MWR\ pasan a nivel bajo, la entrada de disparo del 555 cae a cero, segui-

da por la salida (patilla 3). La salida permanece a nivel bajo durante un periodo de tiempo determinado por R4 y C4, en este caso 50 ms. Esta señal pone la línea WAIT\ del 1802 a bajo, la cual detiene toda la actividad del bus durante 50 ms. Por lo tanto, programar una EPROM no es más que escribir bytes de datos en la localización correcta de memoria en IC20. (El programa monitor del autor proporciona ayuda para la grabación de EPROM en un capítulo que veremos más adelante).

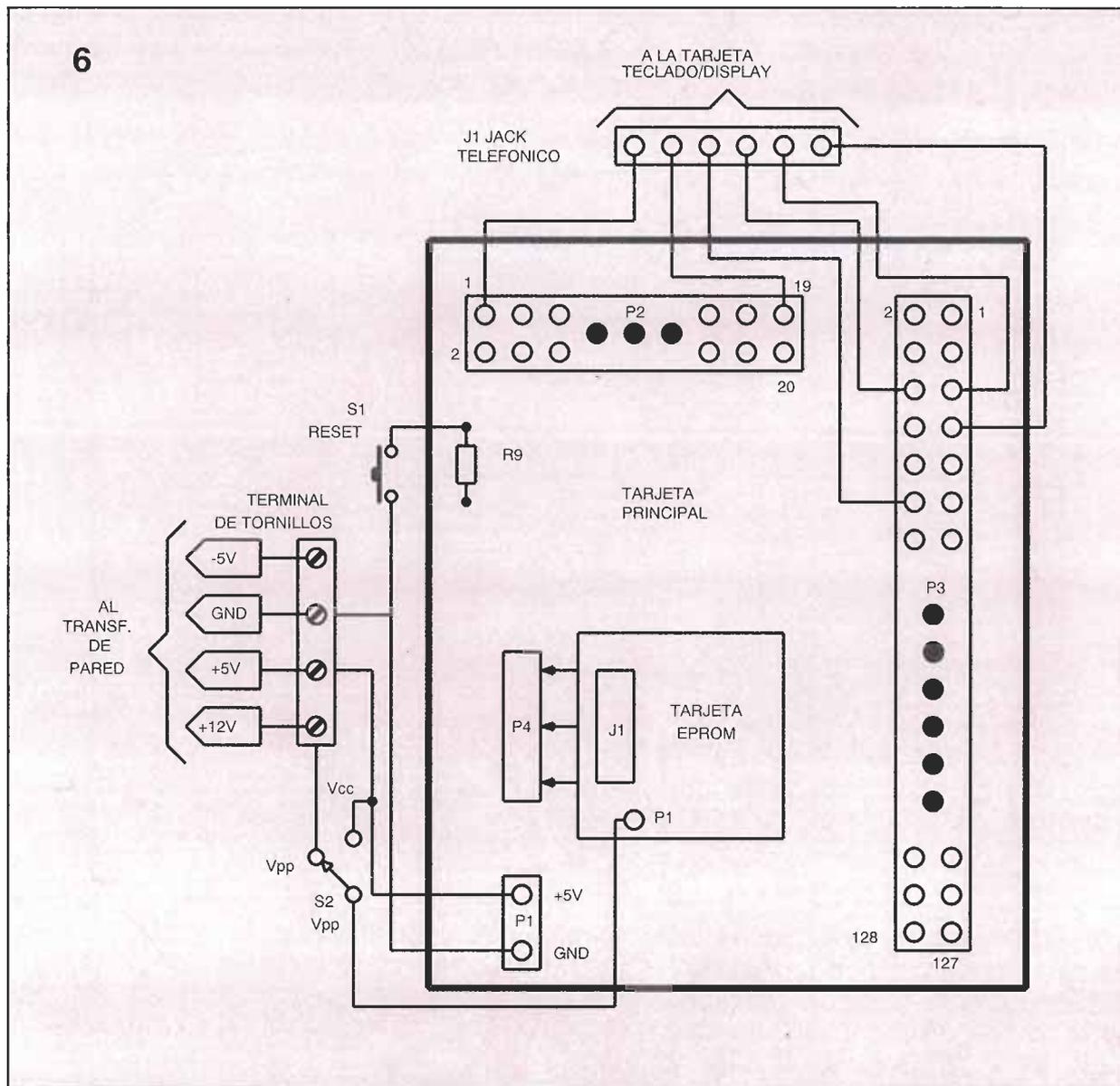
**Placa teclado/visualizador**

La placa principal saca datos serie a los seis registros de desplazamiento de entrada serie sali-

da paralelo (IC1-IC6), uno por cada dígito del visualizador (ver figura 5). Cada segmento del LED de 7 segmentos, se ilumina con un cero procedente de la salida del registro de desplazamiento. Este diseño permite a la CPU el control total de cada segmento independientemente y, por lo tanto, nos permite la formación tanto de los caracteres numéricos como los alfanuméricos. Se puede incluso formar palabras, como por ejemplo: HOLA, ERROR, AYUDA, etcétera. Otra ventaja de los registros de desplazamiento con enclavamiento es que una vez que el "display" se ha cargado, permanece estable, por lo tanto no necesita tiempo de la CPU.

El teclado está compuesto por tres registros de desplazamiento

Figura 6 .  
Debemos  
conectar las  
diferentes placas  
como se ve en la  
figura. En la  
próxima revista  
explicaremos el  
patillaje de todos  
los conectores.



con entrada paralelo salida serie (IC8-IC10) y 20 pulsadores independientes tipo SPST. Las 20 entradas de teclado se ponen a nivel bajo a través de las resistencias de una red de resistencias. Las cuatro entradas extra de IC10 se conectan a Vcc.

Cuando el usuario pulsa un tecla, una entrada del registro de desplazamiento pasa a nivel alto. Cuando el programa lee el puerto serie introduce los tres bytes de los registros en la CPU. A continuación, el programa elimina los rebotes de contactos y las dobles pulsaciones de teclas.

Las puertas de IC7 dirigen la señal Q al teclado o al circuito de "display", depende del estado de la entrada de control (patilla 1 de J1).

El programa puede saber si el teclado está conectado o no.

Volviendo a la figura 3, observamos que R2 mantiene la entrada serie a nivel alto. Si el teclado está conectado, uno o más de los bytes de teclado tendrán un bit a nivel bajo, debido a la presencia de las resistencias conectadas a masa.

## Interconexiones

La figura 6 muestra cómo interconectar las diferentes placas con sus conectores. El conmutador S2 permite seleccionar +5 V o +Vpp para aplicar al terminal etiquetado P1 en la placa de EPROM, que a su vez conecta esta tensión a la patilla 1 de IC20 en la placa principal.

La placa principal tiene cuatro áreas de conexión etiqueta-

das como P1-P4. La tensión de alimentación de +5 V DC se conecta a P1; P2 es un conector auxiliar que proporciona acceso a varias señales de utilidad. P3 es el conector de entrada/salida, que contiene 128 patillas; P3 lleva numerosas señales de control al exterior de la caja para poder controlarlo mediante un circuito exterior. Por último, P4 es un conector de seis patillas de 2,54 mm que se adapta con el conector de la placa de EPROM.

Por el momento, no disponemos de más espacio para continuar; seguiremos analizando los detalles de la construcción y explicando el funcionamiento de este sistema de desarrollo basado en 1802, en páginas sucesivas de nuestra revista.

**En este artículo se analiza la función de los transformadores Balun y su misión dentro de los equipos del radioaficionado.**

# EL TRANSFORMADOR BALUN

En artículos anteriores hemos abordado el tema de las antenas tipo dipolo (recordemos que este tipo de antena consiste en un par de conductores paralelos, recortados en sus extremos y doblados hacia su zona central). Uno de los principales inconvenientes del uso de antenas de tipo dipolo radica en el hecho de que la impedancia de entrada de las mismas suele rondar los 300  $\Omega$ , lo cual se aleja

bastante del ideal requerido por los modernos equipos receptores y transmisores.

Como ya es sabido, uno de los métodos utilizados para transformar la impedancia del dipolo en otro valor que se adapte mejor a las necesidades del equipo consiste en utilizar un transformador Balun de relación 4:1. En estas páginas desarrollaremos, precisamente, el tema de los transformadores Balun y el porqué de su utilización.

## **¿Qué es un transformador Balun?**

La palabra en sí es un acrónimo proveniente de las primeras sílabas de los vocablos ingleses BALanced y UNbalanced. La principal misión de un transformador Balun consiste en convertir una carga equilibrada en otra desequilibrada, para facilitar así el paso de una antena dipolo

equilibrada a una línea de transmisión de cable coaxial desequilibrada (o viceversa). Dependiendo de su diseño, el transformador balun puede además cumplir otras misiones, como la de transformador o acoplador de impedancia.

Las dos gamas más usuales con las que trabajan este tipo de transformadores son 1:1 y 4:1. Los de tipo 1:1 se emplean usualmente con dipolos convencionales, los cuales se alimentan desde una línea coaxial de  $75 \Omega$ . Los de relación 4:1 (que, por cierto, son reversibles y utilizables en modo bidireccional) sirven en su caso como transformadores de impedancia 4:1 ó 1:4 (en dipolos doblados o en cualquier otro tipo de aplicación).

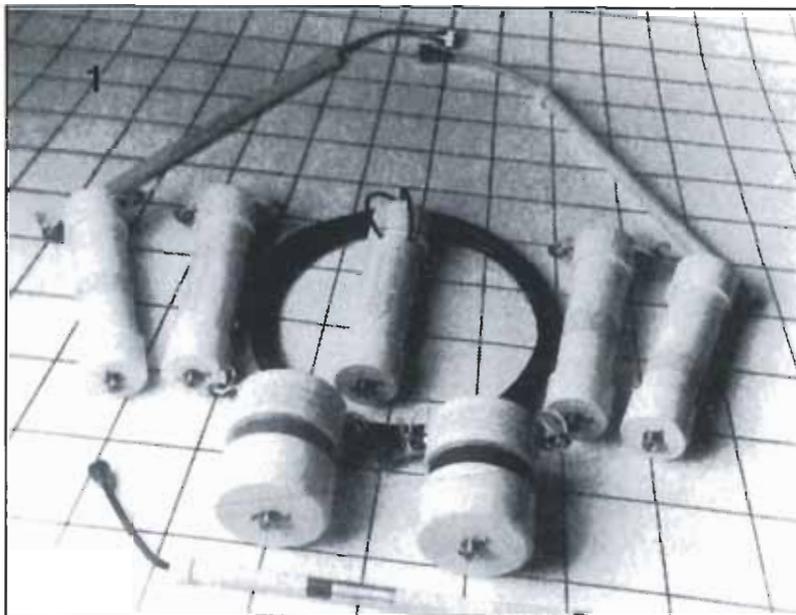
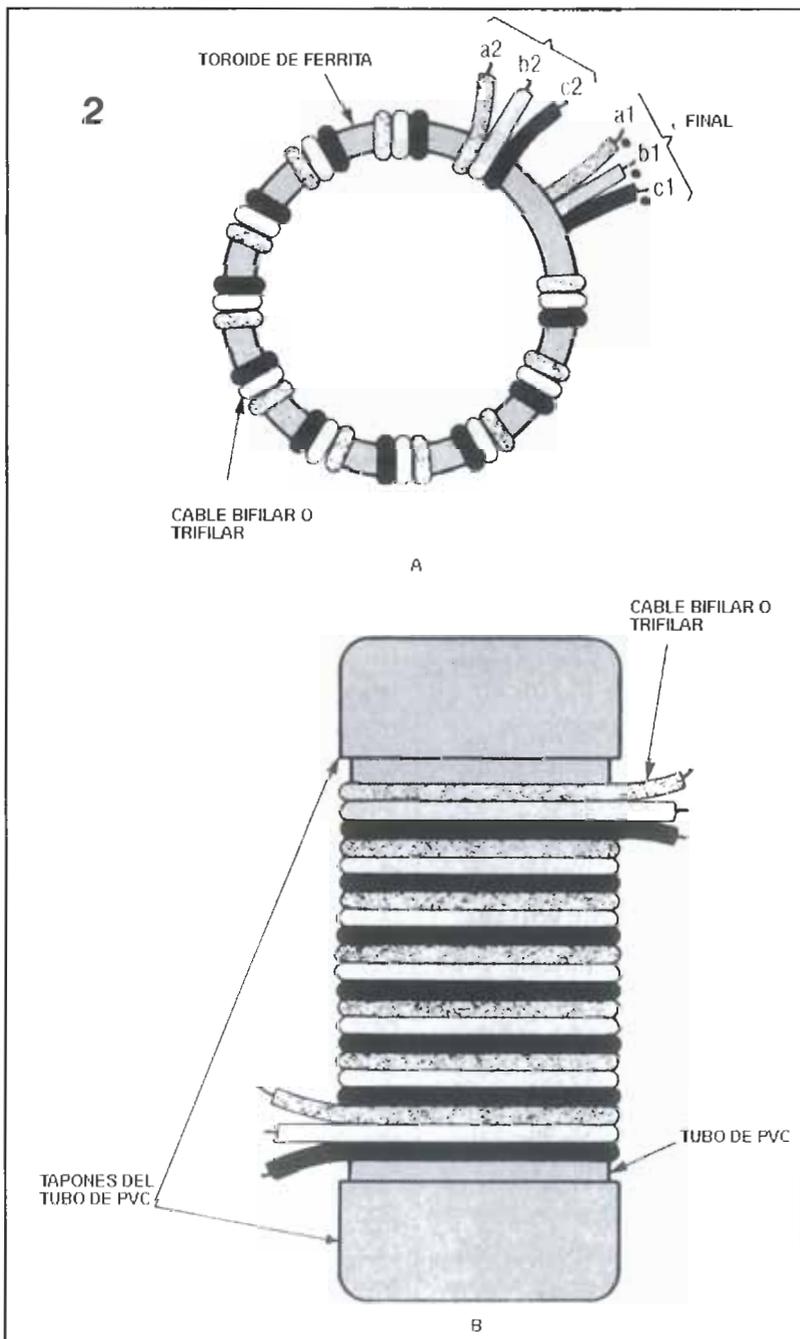


Figura 1. Los transformadores balun se encuentran en una amplia gama de formas y tamaños. Aquí vemos varios de ellos fabricados por la casa Radio Works.

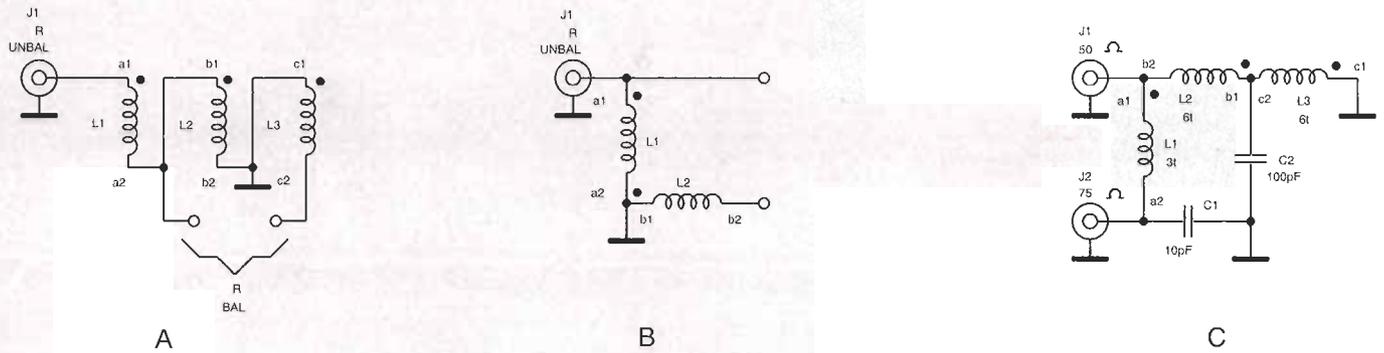


Los Balun más típicos son los que podemos encontrar con núcleo toroidal de ferrita, aunque también pueden hallarse en el mercado con núcleo de aire, de ferrita cilíndrica, bobinado en solenoide (p.ej. cilíndrico) etc. En la figura 1 podemos ver el detalle de construcción de dos tipos de transformadores Balun; en 1A vemos un típico modelo toroidal, mientras que en 1B observamos uno de tipo solenoide. Para aplicaciones de radioafición y alta potencia nos conviene usar siempre los de tipo bobinado toroidal y de grandes dimensiones (p.ej. los tipos CF-123 ó FT-200-61).

Para la banda de alta frecuencia (3-30 MHz), nos bastará con bobinar seis espiras de hilo esmaltado o rígido de 1,6 ó 2 mm sobre un núcleo de tipo CF-123 o bien diez vueltas sobre un núcleo FT-200-61 (estos núcleos tienen diferentes valores de permeabilidad).

Las posibilidades de trabajo en alta potencia de los transformadores con núcleo toroidal pueden verse incrementadas montando dos o tres de estos uno sobre otro. Para apilar estos núcleos, le aconsejamos que envuelva cada uno de ellos con cinta adhesiva de doble cara, y que luego haga lo propio con todo el conjunto resultante. Hay gente que prefiere utilizar cinta aislante para este fin, pero, debido a que nosotros no hemos llegado a usarla, no nos atrevemos a opinar al respecto.

Figura 2. Métodos de bobinado de transformadores Balun: el tipo A, de núcleo toroidal, es el más utilizado; el tipo solenoide (con núcleo de aire) se puede ver en la figura B.



**Figura 3 .**  
El bobinado que vemos en A nos muestra la conexión del Balun 1:1; en B vemos la configuración 4:1; y por último, C nos muestra un diseño 75/50  $\Omega$ . Observe que el C incorpora dos condensadores de mica en el circuito.

### Diversas configuraciones Balun

Los transformadores Balun ofrecen dos configuraciones principales: bobinados en modo bifilar o en modo trifilar. Los bifilares se basan en dos conductores bobinados conjunta y simultáneamente alrededor de un núcleo.

El modelo trifilar utiliza básicamente el mismo principio, pero usa tres hilos en vez de dos. Algunos fabricantes tienen la costumbre de trenzar el par (o el trío) de hilos antes de bobinarlos, pero nosotros no le recomendamos que siga esta costumbre, debido a que entraña el riesgo añadido de que no funcione tal y como lo hace uno bobinado en el estilo "plano" similar al mostrado en la figura 1.

La figura 2 nos muestra diversas formas de interconectar los distintos tipos de bobinados, a fin de conseguir tres tipos diferentes de Balun; el tipo 1:1m, el 4:1 y el 50-75  $\Omega$ . El tipo mostrado en la figura 2A es un bobinado trifilar con transformador equilibrado/desequilibrado, y cuya relación de impedancias entrada salida es de 1:1. Este modelo suele usarse en dipolos simples cuya impedancia de carga es de 75  $\Omega$ , y alimentados a través de cable coaxial de 75  $\Omega$  (p.ej. RG-59/U ó RG-11/U).

Seguramente que se está usted preguntando por qué hemos utilizado un transformador Balun 1:1. La respuesta a esta pregunta se ve de manera mucho más clara cuando se observa la señal producida en la salida de un dipolo convencional y la de uno que lleve intercalado el Balun en la toma de salida. Sin el Balun, la teórica señal con "forma de 8", típica de cualquier dipolo, se ve distorsionada debido a la radiación causada por las fluctuaciones de corriente externas del cable coaxial.

El modelo ideal parte de la hipótesis de que estas corrientes se equilibran geoméricamente debido a las corrientes internas del conductor y de dirección opuesta. Pero rara vez se dan las condiciones ideales. No obstante, este problema puede evitarse casi en su totalidad si empleamos un Balun 1:1, ya que así la señal toma una forma muy cercana a la ideal.

### Transformador Balun

El transformador que vemos en la figura 2 es un Balun 4:1. Observe que en este caso, el bobinado es de tipo bifilar (dos espiras sobre un solo núcleo). Este es el tipo de dispositivo

empleado para convertir los 300  $\Omega$  de impedancia de un dipolo plegado en los 75  $\Omega$  de un cable coaxial. Los dos tipos de Balun mostrados en las figuras 2A y 2B son de un ancho de banda RF, diseñados para cubrir una gama muy amplia de impedancias. Por ejemplo, el transformador 1:1 puede también trabajar con cable coaxial de 52  $\Omega$  y el 4:1 convierte 200  $\Omega$  de una antena tipo lazo a los 50  $\Omega$  del cable coaxial.

La configuración del transformador Balun de la figura 2C es un poquito diferente.

Este ha sido diseñado para acoplar una carga de 75  $\Omega$  a una línea de transmisión de 50  $\Omega$ . Observe también que este circuito incorpora dos condensadores de mica para compensar frecuencia.

Debemos fijarnos también que aquí L1 tiene la mitad de vueltas que L2 y L3 (3 y 6 espiras respectivamente si se bobinan en núcleo tipo CF-123, y 5 y 10 espiras si este es del tipo FT-200-61). En los Balun vistos anteriormente todos los bobinados tenían el mismo número de vueltas.

Los Balun pueden localizarse en bastantes comercios. Normalmente, las tiendas electrónicas especializadas en radioaficionados suelen disponer de un amplio surtido.

**Un montaje imprescindible, incluso para quienes no son aficionados al maquetismo ferroviario.**

# **CONTROLADOR DE VELOCIDAD PARA TREN MINIATURA**

El controlador de velocidad que aquí presentamos ha sido diseñado para utilizarse con locomotoras escala OO. Lo que, por otro lado, no impide su modificación para que también pueda usarse en la regulación de otros motores miniatura de 12 V.(CC). La regulación se lleva a cabo mediante un control, en "lazo cerrado", de la velocidad del motor que hace uso de la medida de la fuerza contra-electromotriz (Fcem.) del mismo. Este sistema proporciona una regulación excelente, además de eliminar los problemas que sue-

len producirse en el arranque. El control de velocidad y dirección se hace con un único potenciómetro; no obstante, el circuito admite modificaciones para instalar un control independiente y un conmutador del sentido de marcha. El equipo incorpora también protección contra sobrecargas.

## ***Funcionamiento del motor***

La figura 1 nos muestra el circuito equivalente de un motor de

imán permanente típico. En ella vemos I (corriente de armadura), RA y LA (resistencia e inductancia de la armadura, respectivamente), y VB ( fuerza contra- electromotriz del motor). El par de giro (una fuerza que causa o tiende a causar rotación) obtenida en el eje del motor es directamente proporcional a la corriente, mientras que la Fcem. lo es a la velocidad.

Suponemos que el motor gira a una velocidad constante y se alimenta a una tensión V, por lo que tendremos:

$$V = VB + I RA \quad \dots\dots (1)$$

Mecánicamente, se puede afirmar que el par de giro debido a la corriente ( $I$ ) se ve compensada por el par de giro usado por la carga colocada al motor. Si aumentamos dicha carga, el par de giro debería elevarse para así compensar esta variación. La potencia en el eje del motor únicamente se elevará a costa de aumentar ( $I$ ). La forma más sencilla de control se logra manteniendo  $V$  constante. Como vemos en la ecuación (1), el incremento de  $I$  sólo es posible disminuyendo la velocidad del motor, y por lo tanto  $V_B$ .

En realidad, únicamente podríamos conseguir un brusco aumento en el par de giro haciendo que la velocidad cayera un pequeño instante, o en otras palabras, una pequeña caída de  $V_B$  ocasionaría un brusco aumento de  $I$ . Si partimos de una alimentación constante, podemos comprobar en la ecuación (1) que el incremento de corriente  $I$  para una caída de tensión dada  $V_B$ , es función de la resistencia de la armadura  $R_A$ , la cual conviene sea lo más baja posible, con objeto de permitir una

mejor regulación. Por desgracia,  $R_A$  viene dada por el fabricante y su valor no puede modificarse. Podríamos diseñar un sistema que disminuya  $R_A$ , al hacer que se incremente el voltaje del controlador cada vez que se eleve la corriente. Pero este sistema nos limitaría a un único motor ajustado a estas características, además de proporcionar solo un estrecho margen de buena regulación.

El método usado en nuestro circuito hace uso de la medida de la  $F_{cem}$  del motor, la compara luego con el valor deseado y, por último, ajusta la tensión del motor según sea preciso.

En la figura 2 se muestra el esquema por bloques de nuestro circuito, mientras que en la figura 3 vemos todo el esquema. Centrándonos en el diagrama de bloques, observamos que un controlador lineal típico es el encargado de mantener la tensión aplicada al motor igual a la tensión de su entrada de ajuste. Esta tensión de ajuste es normalmente idéntica a la de salida del controlador de velocidad, aunque periódicamente se

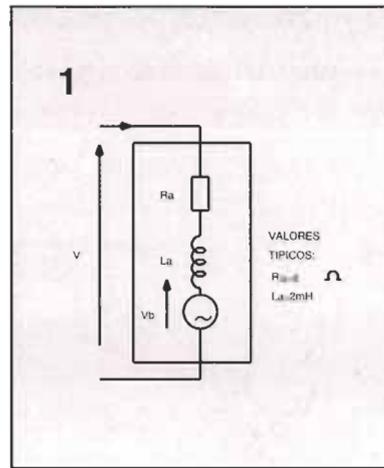


Figura 1. Circuito equivalente de un motor de CC

hace negativa mediante un conmutador analógico controlado a su vez por un oscilador. Esto causa la desactivación del controlador, por lo que el motor comienza a girar libremente. Como es lógico, la tensión presente en ese instante en sus terminales no es otra sino la  $F_{cem}$  ya mencionada. Esta se almacena en un circuito de muestreo activado también por el oscilador; el ciclo completo se repite cada

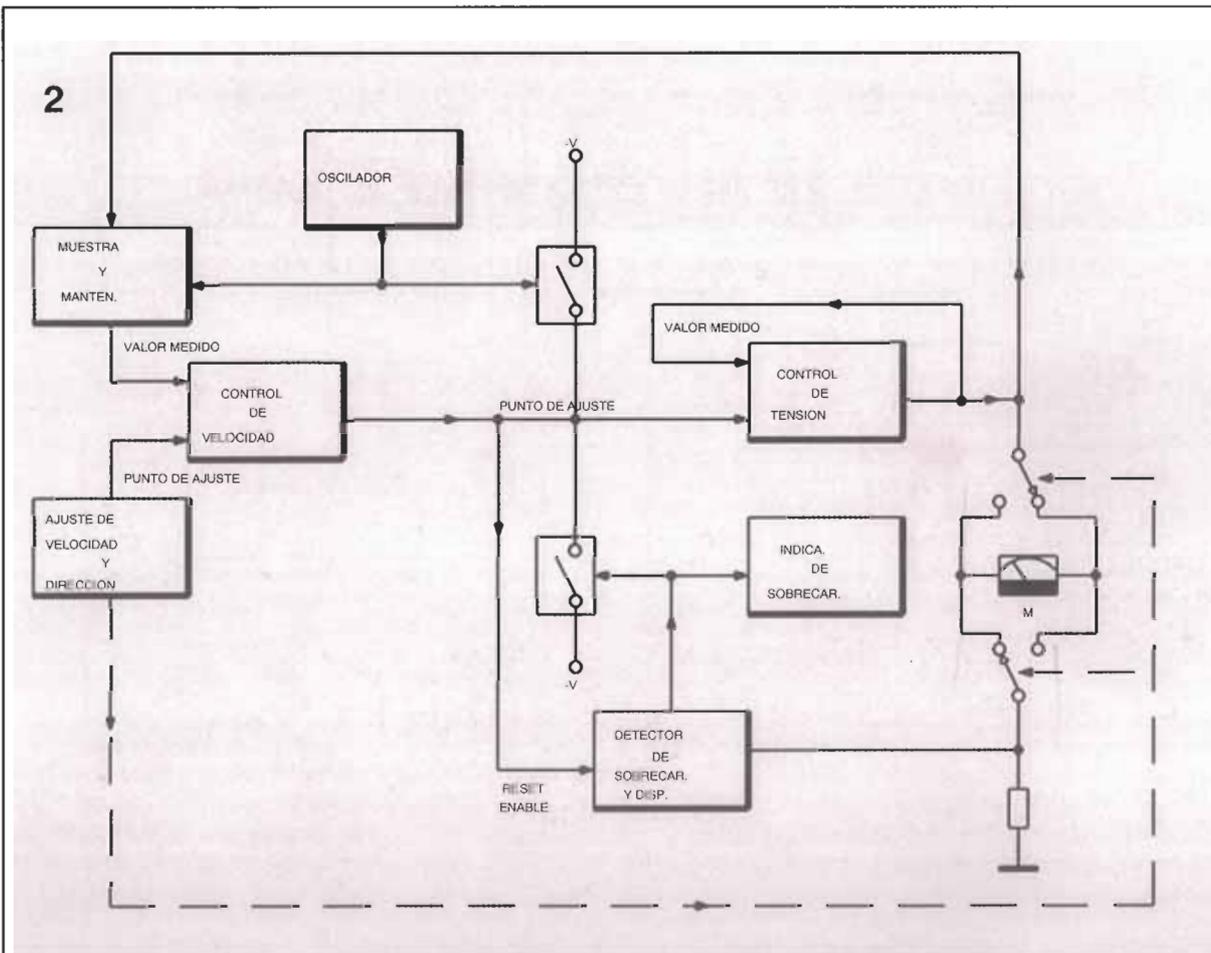
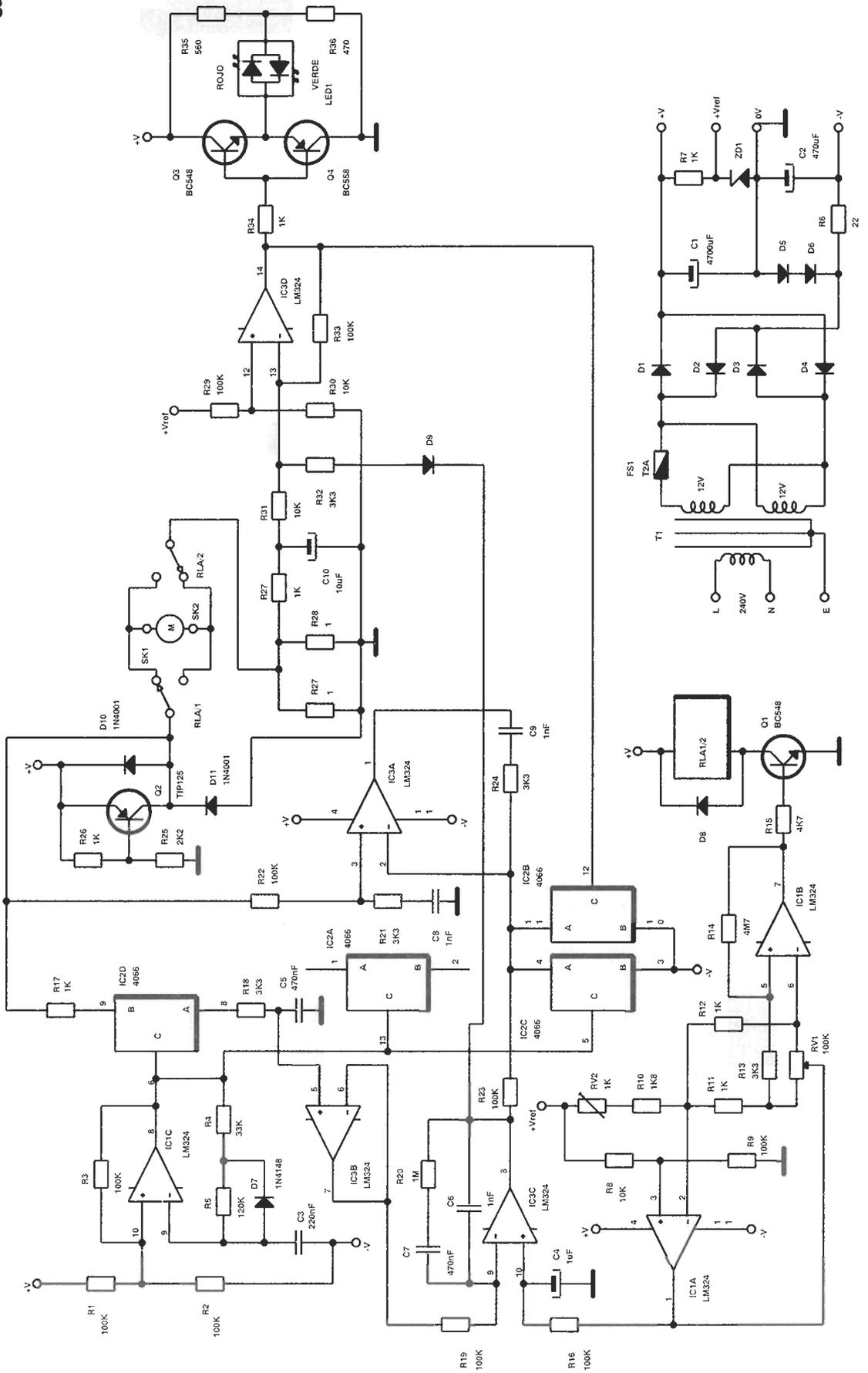


Figura 2. Esquema por bloques del controlador

Figura 3. Esquema eléctrico completo del controlador

3



30 ms. La figura 4 nos da una idea de las señales más importantes que actúan en dicho ciclo.

La tensión almacenada anteriormente es un reflejo de la velocidad actual del motor. Esta se compara con la tensión de ajuste del controlador de velocidad, cuya salida es a su vez el punto de ajuste del controlador. Si la velocidad medida es menor que la prefijada aumentará la salida y lo hará a su vez la tensión aplicada al motor. En caso de que aumente la velocidad ocurrirá el proceso inverso.

El punto de ajuste de la velocidad se obtiene a partir de un potenciómetro, el cual sirve también para controlar el sentido de giro del motor por medio de un relé. La velocidad en la posición intermedia es nula. Si giramos en un sentido u otro, se incrementa la velocidad hacia adelante o hacia atrás.

La circulación de una corriente excesiva a través del motor, ocasiona la actuación de un circuito contra sobrecargas, el cual ajusta la salida a cero. Este circuito comienza automáticamente su actividad al pasar el potenciómetro a la posición neutral. La activación de este circuito se hace notar mediante un LED bicolor, el cual pasa de verde a rojo.

### Muestreo de fuerza contra-electromotriz

La fuerza contra-electromotriz no conlleva parte significativa de CC, pero contiene un componente de alterna importante, así como componente de ruido, tal y como podemos ver en la figura 4. El componente de alterna es debido a la interacción del campo magnético con los bobinados de la armadura, y su frecuencia es igual a seis veces la de rotación, para un bobinado de tres polos. El valor pico a pico de esta señal varía según detalles constructivos; aunque podemos asegurar que para un motor no excesivamente complicado, este suele ser de un tercio del nivel de continua.

Para prevenir perturbaciones indeseables, la toma de señal de  $F_{cem}$  debe ser hecha a una frecuencia que sea por lo menos el doble que la del componente de alterna. Esto, por desgracia no es posible, ya que precisaría un periodo de muestreo excesivamente corto, lo que no permitiría la

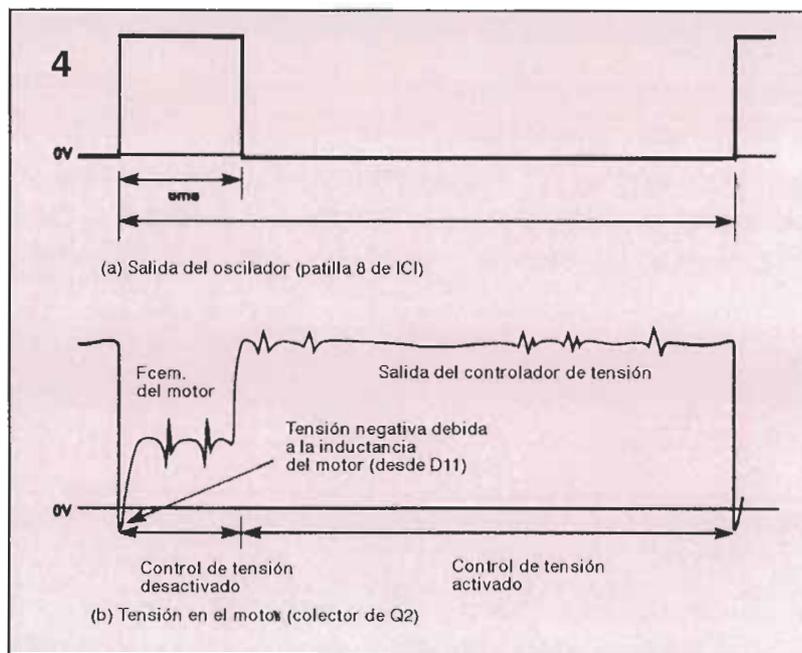


Figura 4. Formas de onda típicas : a) Salida del oscilador (IC1 pin 8); b) Tensión en el motor (colector de Q2)

transición negativa de tensión debido a la tendencia a disminuir de la inductancia del motor.

No obstante, el periodo de muestreo se ha alargado lo más posible y se ha obtenido la  $F_{cem}$  media a partir de un filtro RC que actúa durante el muestreo. El periodo del mismo puede ampliarse, agrandando el ciclo al efecto, pero se ha comprobado que un periodo excesivo ocasiona vibraciones indebidas del motor. La fracción del ciclo durante la cual se hace la lectura de  $F_{cem}$  no puede ser ampliada, ya que esto haría necesario el uso de una alimentación mayor, lo cual ocasionaría problemas añadidos de disipación. Como casi siempre sucede, los valores elegidos (30 y 6 ms.) resultan un poco críticos.

### Sistemas de control

Hemos preferido montar un potenciómetro con control adelante/atrás, antes que un único potenciómetro de velocidad y un conmutador inversor de marcha. El coste de un relé no es mucho mayor que el de un conmutador pero, además, así evitamos hacer otro agujero en el frontal del equipo. El potenciómetro suministra un control logarítmico de la velocidad, lo cual puede incluso resultar más efectivo a bajas velocidades. Si lo deseamos, podemos utilizar la modificación que describiremos más adelante para cambiar estos controles por otro más estándar y un conmutador inversor de marcha.

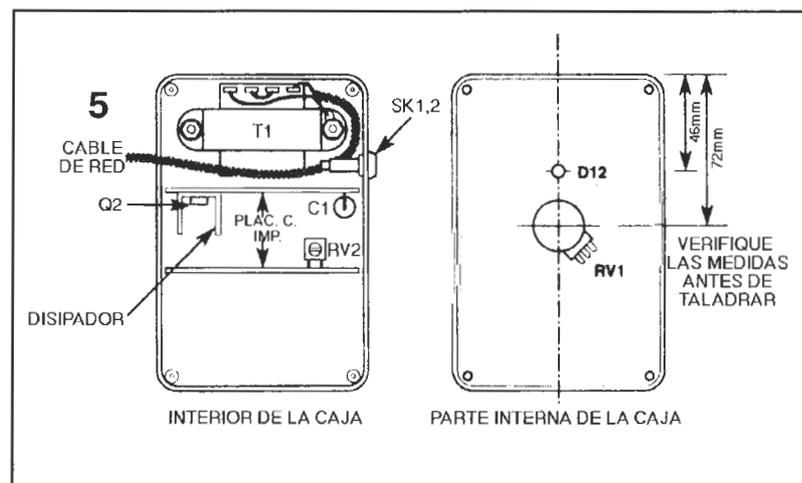
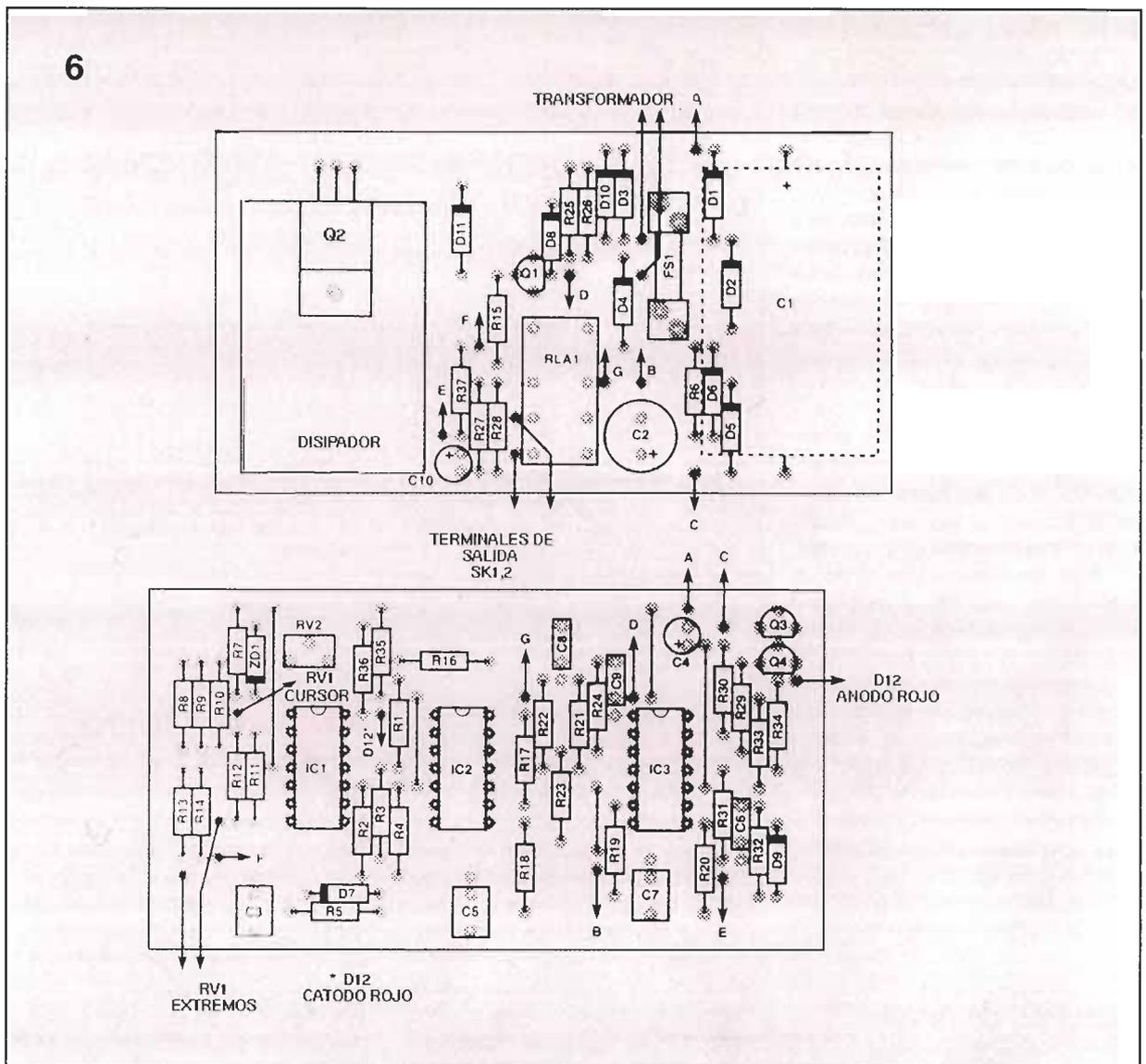


Figura 5. Vista general del diseño del controlador

Figura 6.  
Esquema de  
colocación de  
componentes .



### Alimentación

A pesar de que el LM 324 se considere un amplificador operacional de alimentación única, sus características dejan bastante que desear cuando su salida se acerca a masa. Debido a ello, hemos complementado una alimentación negativa a partir de la caída de tensión producida en dos diodos alimentados desde el condensador principal. Esto resulta más económico que utilizar un transformador con toma central, además de que la tensión del mismo debería duplicarse, con el consiguiente gasto de dinero y espacio.

La corriente media consumida por estos motores se sitúa en unos 0,5 A, aunque en el arranque este valor se eleve bastante más. De todas formas, y a pesar de que el transformador es de 1A, el circuito de sobrecarga no se activa hasta alcanzar un consumo de 1,5A.

### Montaje

En la figura 5 podemos observar una vista general del montaje. La mayor parte de los componentes se sitúa en dos placas de circuito impreso que irán colocadas en posición vertical dentro de la caja que aloja el montaje. En nuestro prototipo hemos dejado espacio delante intencionadamente, dada la posibilidad de instalar con posterioridad una placa generadora de efectos sonoros.

Colocaremos todos los componentes en las placas siguiendo el esquema dado en la figura 6 y comenzando por los componentes de menor perfil. Aún así, dejaremos el montaje de los circuitos integrados CMOS para el final, y observaremos las precauciones anti-estáticas de rigor. Particularmente, no recomendamos el uso de zócalos para este montaje, debido a la posibilidad de fal-

tos contactos o soldaduras pero, de todas formas, si ello les hace sentirse más seguros, utilícenlos.

Monte el transformador, los cables de conexión y las tomas de salida en la base de la caja, y RV1 y D12 en la tapa. (Consulte el párrafo de "modificaciones" en caso de que desee montar el equipo en una caja de tipo portátil). Hay que ser un poco mañoso al efectuar este trabajo. Sujete el transformador al fondo de la caja por medio de tornillos y tuercas adecuados. En nuestro prototipo hemos curvado los terminales del mismo a fin de que el montaje resulte más compacto. Antes de realizar los taladros restantes, aconsejamos que se introduzcan en su alojamiento las dos placas de circuito impreso, para así comprobar que los conectores, tomas y D12 no estorban con respecto a la posición del transformador y el potenciómetro RV1, el cual debe

quedar situado entre las dos placas sin tocar ningún otro componente.

Sacamos ahora el transformador y las placas, realizando a renglón seguido las interconexiones que sean necesarias. Colocamos para ello las placas a una distancia adecuada y con los componentes hacia arriba. Localizamos los terminales de conexión, marcados A a G en la serigrafía, y cortamos los hilos de manera que las conexiones formen un mazo compacto y ordenado. Hacemos lo propio con las conexiones del transformador y de D1/R1, así como con los terminales de salida del transformador. Las longitudes de los hilos deben ser lo suficientemente largas como para que resulte posible extraer las placas sin necesidad de sacar también el transformador.

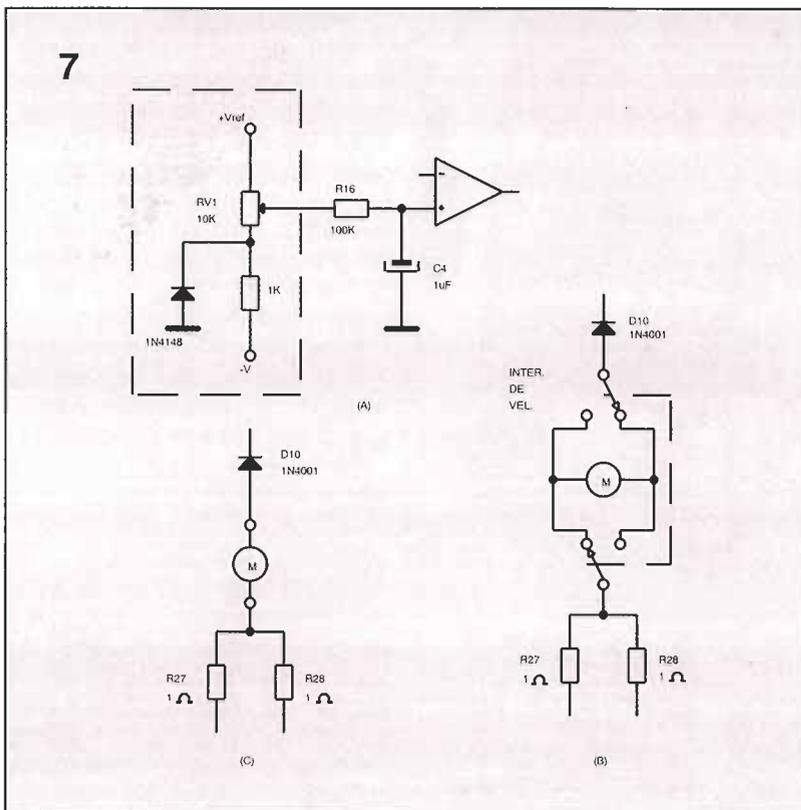
El cable de red debe pelarse exclusivamente en la superficie precisa, con lo que conseguiremos aumentar la seguridad del montaje. La carcasa del transformador ha de conectarse a masa por medio de un terminal que puede colocarse directamente en uno de los tornillos de fijación.

Para rematar, podemos colocar unas patillas (atornilladas o de tipo autoadhesivo) a la caja del montaje, así como un mando en el potenciómetro y un fusible de 2 A en el cable de red.

## Comprobación

Para las primeras comprobaciones podemos usar una fuente limitada en intensidad. Conectaremos el positivo al cátodo de D1 y el negativo al ánodo de D4. Colocaremos, temporalmente, una resistencia de 1 K $\Omega$  en los terminales de salida del controlador. Ajustamos la limitación de corriente a 100 mA y aumentamos gradualmente la tensión hasta llegar a los 15 V. Si la limitación de intensidad actúa antes de llegar a los 15 V es que algo marcha mal. En caso de que no dispongamos de una fuente variable, todo lo que podemos hacer es conectar el montaje a la nuestra, enchufar la misma a la red y esperar.

Si todo ha ido bien, el diodo D12 lucirá en color verde. Verifique ahora que la tensión en cátodo de DZ1 es de aproximadamente 6,3 V, y de que tenemos -



1,5 V en la alimentación negativa y entre +13 a +15 V en la positiva.

Controlaremos la patilla 1 de IC1 mientras hacemos girar RV1. El voltaje debe caer a un valor mínimo en la posición central de RV1. Ajustaremos RV2 para que este voltaje sea de -0,3 V. Ahora, al girar RV1 desde uno de sus extremos hasta el otro, la tensión debe descender desde unos 5V, llegar a caer a -0,3 V y volver luego a subir otra vez hasta 5 V. Al pasar RV1 por la posición central, podremos escuchar la activación del relé RLA1.

Verificaremos ahora la salida de IC1(c), preferiblemente con un osciloscopio. Debe percibirse una señal cuadrada de un periodo de 30 ms, con un nivel alto de 6 ms y cuya amplitud es de unos 14 V. En un voltímetro, la lectura será de unos 1,8 V. Medimos luego la tensión en los bornes de salida sobre los terminales de la resistencia que actúa como carga. Con RV1 en su posición media ésta debe ser cero. El giro del potenciómetro en cualquier sentido hará que la tensión se eleve hasta unos 13 V. Observe que ahora no podemos regular la tensión en valores intermedios, debido a la ausencia de realimentación de fuerza contra-electromotriz. Sustituimos la resis-

tencia por un motor y comprobamos que ahora ya es posible la regulación en toda la gama. Puede que al estar el motor sin carga nos dé algún pequeño problema, pero, una vez que funcione en condiciones normales, todos los inconvenientes se subsanarán. Si el eje del motor es accesible, podemos hacer la siguiente prueba: apriemos el mismo con los dedos y notamos que aumenta el par de giro del motor, permaneciendo constante la velocidad. Al soltar el eje se produce una leve oscilación que es rápidamente compensada. En caso de que el motor se muestre perezoso o inestable, consulte el párrafo sobre modificación de la respuesta del controlador.

El circuito contra sobrecargas puede verificarse mediante una resistencia de alta potencia y bajo valor, la cual se conectará a su salida. Este circuito actuará cuando el voltaje alcance el valor :

$$0,8 \times I \times R$$

donde I es la intensidad de sobrecarga (1,5 A para un circuito estándar), y R debe estar entre 2 y 6  $\Omega$ . Giramos lentamente RV1 mientras observamos la tensión en bornes de la resistencia. La tensión se elevará hasta el valor prefijado, y caerá luego mientras actúa el circuito contra sobrecargas. En este instante el

**Figura 7**  
Modificaciones del ajuste de velocidad y del circuito de dirección

## Lista de componentes

### Resistencias

R 1-3,9,16, 19,22,23,29,33 : 100 K  
R4, R18 : 33 K  
R5 : 120 K  
R6 : 22  $\Omega$   
R7,11,12,17,26,34,37 : 1 K  
R8,30,31 : 10 K  
R10 : 1,8 K  
R13,21,24,32 : 3,3 K  
R14 : 4,7 M  
R15 : 4,7 K  
R20 : 1 M $\Omega$   
R25 : 2,2 K  
R27-R28 : 1  $\Omega$ , 0,6 W  
R35 : 560  $\Omega$ , 0,6 W  
R36 : 470  $\Omega$ , 0,6 W  
RV1 : Potenciómetro 100 K, LIN.  
RV2 : Potenciómetro 1 K, AJUST. VERT.

### Condensadores

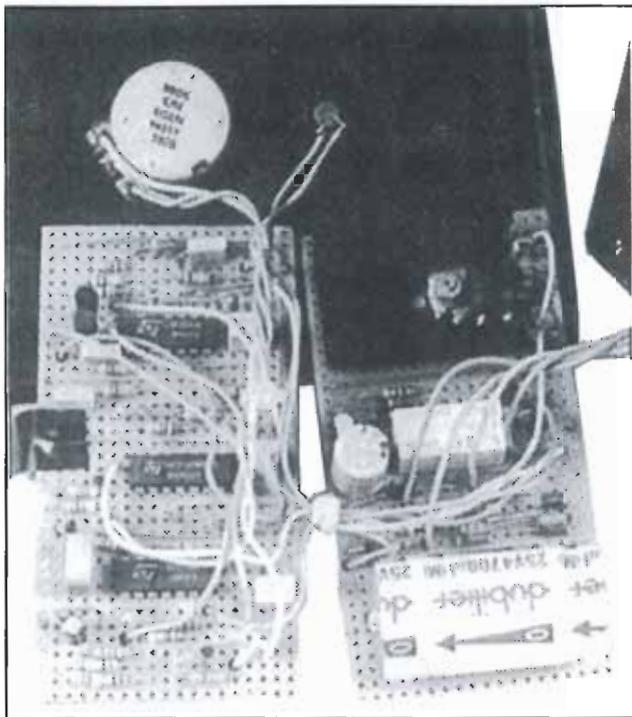
C1 : 4.700  $\mu$ F, 25 V.  
C2 : 470  $\mu$ F, 16 V.  
C3 : 220 nF  
C4 : 1  $\mu$ F, 63 V.  
C5,7 : 470 nF  
C6,8,9 : 1 nF  
C10 : 10  $\mu$ F, 16 V.

### Semiconductores

D1-D6 : Diodo 1N4001  
D7-D9 : Diodo 1N4148  
D10,11 : Diodo 1N4001  
D12 : LED bicolor  
ZD1 : Diodo zener 6V2, 400mW  
Q1 : Transistor BC548  
Q2 : Transistor TIP125  
Q3 : Transistor BC548  
Q4 : Transistor BC558  
IC1 : LM324  
IC2 : 4066  
IC3 : LM324

### Varios

RLA1 : Relé 12V., 280R, contactos DPCO  
T1 : Transformador 12 VA  
Caja de montaje, disipador, mandos, circuito impreso, portafusibles, fusible, etc.



diodo D12 se pondrá de color rojo. El giro de RV1 a su posición central reiniciará el circuito y volverá D12 a su color verde.

Es posible que al poner en marcha el circuito, RV2 necesite algunos ajustes. Si lo ajustamos en exceso hacia uno de sus extremos lo que ocurrirá es que el motor nunca se parará por completo, y el circuito anti-sobrecargas no podrá ser rearmado. Si, por el contrario, nos pasamos en la dirección opuesta, el efecto será una zona central sin control en el potenciómetro RV1.

### Utilización

El principal enemigo de una fina regulación en el control de maquetas ferroviarias radica en la pérdida de contacto eléctrico en vías y ruedas debido a la suciedad y la oxidación. En estos casos no hay regulación electrónica que valga. Por ello, la primera medida a tomar es una cuidadosa limpieza de vías y ruedas. Una forma efectiva de llevar a cabo esta limpieza es utilizar un pliego de lija fina y a continuación un pequeño trapo humedecido en limpia-contacts, el cual puede hacer milagros con el óxido de las pistas.

### Modificaciones

Los siguientes párrafos describen diversas modificaciones que pueden realizarse sobre el circuito base.

#### Control unidireccional

Si queremos que un potenciómetro regule la velocidad en todo su recorrido, y que un conmutador independiente se ocupe de cambiar el sentido de marcha, todo lo que debemos hacer es sustituir la circuitería del control del punto de ajuste formada por IC1(a), IC1(b), Q1 y RLA1 por el circuito que vemos en las figuras 7(a) y 7(b). Si queremos usar este circuito con un único sentido de giro (por ejemplo para controlar un mini-taladro), podemos eliminar el conmutador, tal y como vemos en la figura 7(c).

#### Margen de velocidad

Si montamos el circuito anterior, dispondremos de una gama de velocidades cuyo punto de ajuste va desde 0 a 6 V. Este margen es bastante elevado. Si queremos reducir la velocidad regulada debemos conectar una resistencia en paralelo con C4. Con un valor de 100 K $\Omega$  lograremos dividir por dos la gama. Con valores inferiores de resistencia deberemos aumentar el valor de C4, ya que si no la respuesta al punto de ajuste será demasiado brusca. También será preciso reajustar RV2.

#### Control independiente

Puede que nos resulte útil montar RV1 y D12 en un módulo de control independiente, unido al circuito principal mediante un cable flexible. Esto nos permitirá moverlos por nuestra maqueta a voluntad sin que por ello haya que perder el control de la velocidad del motor.

#### Indicación de velocidad

La tensión presente en la patilla 7 del integrado IC3 es la  $F_{cm}$ , y por lo tanto es proporcional a la velocidad real del tren. Esta puede usarse para gobernar un medidor de velocidad o un generador de efectos sonoros, el cual puede emitir un sonido de locomotora proporcional a la velocidad de la misma.

#### Mejora de prestaciones

Para el uso del circuito en el control de un mini-taladro puede que sea preciso controlar una mayor intensidad. Le sugerimos los siguientes valores, para que el circuito pueda darnos una intensidad de hasta 3 A:  
Aumentar T1 a 48 VA.  
Cambiar FS1 por T5A.

Cambiar los diodos D1-D6 por 1N5401

Elevar C1 a 1.000  $\mu$ F

Cambiar R27 y R28 al valor de 0,22  $\Omega$ , 2,5 W (o sistema equivalente)

Reducir la resistencia térmica del disipador de Q2. Puede que sea necesario modificar el tamaño de la caja para que esta pueda alojar sin problemas T1, C1 y el disipador.

### Características del control

En caso de que no podamos regular la velocidad de forma satisfactoria, el primer paso será verificar que no hemos cometido ningún error al realizar el montaje. Si esto es así, lo siguiente será verificar la estabilidad del voltaje del controlador. Para ello visualizaremos la tensión presente en el colector de Q2 en un osciloscopio. La señal observada debe ser similar a la mostrada en la figura 4. En caso de que observemos algún pico indeseable de alta frecuencia mientras el controlador está actuando, deberemos aumentar el valor de C8 y C9 a 2,2 ó 3,3 nF. Los picos aleatorios presentes en la señal no deben alarmarnos.

Para proceder al ajuste fino del controlador produciremos un cortocircuito temporalmente en el condensador C7, y con el motor girando a media velocidad variaremos el valor de R19. Al disminuir su valor el motor comienza a ser más inestable hasta que llega un punto en que oscila de forma ostensible. Calcularemos de una manera aproximada el periodo de estas oscilaciones. Seleccionamos entonces un valor de resistencia (R19) que sea entre dos y tres veces el valor resistivo que provocó la oscilación. El condensador C7 debe elegirse de forma que cumpla que el producto  $R20 \times C7$  sea aproximadamente igual al periodo de la oscilación.

### Como funciona

#### Control de tensión

El circuito IC3(a), junto con Q2, conforma el controlador de tensión. La tensión que alimenta al motor es realimentada a través de R22 y comparada

luego con el valor de ajuste deseado, el cual está presente en el pin 8 de IC3(c) a través de R23. Cualquier diferencia entre ambos provoca que la salida de IC3(a) haga variar la corriente que circula a través de Q2 y así se corrija la diferencia. R22, R21, C8, y R23, R24, C9 se ocupan de compensar en frecuencia al controlador, incluso al controlar una carga tan inductiva como es un motor. El diodo D10 captura cualquier pulso positivo no deseado.

#### *Muestreo de Fuerza contra-electromotriz (Fcem.)*

El circuito IC1(c) es un circuito operacional configurado en modo estable típico, el cual se ocupa de generar una señal cuadrada de periodo igual a 30 ms con un nivel alto de 6 ms.

Durante el nivel alto, los conmutadores analógicos IC2(b) e IC2(c) permanecen activados. IC2(b) obliga a que la tensión deseada para el motor tome un valor negativo, lo que origina una elevación de la señal de salida de IC3(a) y, con ello, una desconexión de Q2. Debido a la inductancia del motor, la tensión en el colector de Q2 se hace negativa hasta que el diodo D11 empieza a conducir. Es entonces cuando comienza a disminuir la corriente en el motor y a elevarse el valor de la Fcem., tal como podemos ver en la figura 4. Esta tensión se envía a través de R17, el conmutador (ahora abierto) IC2(c) y la resistencia R18 hasta el condensador C5. R18 y C5 conforman un filtro que obtiene el valor medio de la Fcem. durante el periodo de muestreo.

Al final de dicho periodo la salida de IC1(c) pasa a nivel bajo, abriendo así los conmutadores IC2(b) e IC2(c). El controlador de tensión IC3(a)/Q2 vuelve entonces a habilitarse y con ello se restablece la tensión al motor.

#### *Control de velocidad*

La tensión seleccionada presente en C5 se conduce por IC3(c), y a través de R19, hacia el controlador de velocidad IC3(c). La señal de velocidad deseada se obtiene desde IC1(a), a través de R16. El circuito IC3(c) se ocupa de comparar ambas, haciendo subir o bajar el nivel de su salida en función de dicha comparación. Esto modula

así la tensión que alimenta al controlador de velocidad.

En términos técnicos esto se denomina un lazo "en cascada". El papel de IC3(c) es el de control proporcional e integral. A frecuencias medias su ganancia está ajustada a 10 mediante R20/R19, siendo C7 de poco efecto. A bajas frecuencias el papel de C7 va aumentando, hasta llegar la ganancia a un valor infinito en caso de una corriente continua.

Este es el efecto integral, y su misión es mantener durante un periodo de tiempo razonable la diferencia media entre velocidades actual y deseada en un valor igual a cero; el conjunto R16/C4 se ocupa de suavizar la respuesta a las variaciones en la velocidad requerida.

#### *Fuente de alimentación*

Los diodos D1-d4 conforman un típico puente rectificador, pero con la salvedad de que el negativo del condensador C1 pasa a través de D5 y D6. La tensión cae en estos diodos proporcionando una alimentación negativa de unos 1,5 V. la cual es conformada por R6, C2, R7 y ZD1, suministrando así una simple tensión de referencia.

#### *Ajuste de velocidad*

Como casi todos los buenos amplificadores operacionales, IC1(a) intenta mantener iguales sus entradas inversora (patilla 2) y no inversora (patilla 3) mediante la modificación de su salida. El valor de referencia presente en la patilla 3 es fijo, y viene desde el divisor de tensión formado por R8/R9. La tensión de la patilla 2 se ajusta mediante el divisor formado por: RV2 y R10 en la parte superior, y R11, R12 y RV1 (control de velocidad) en la inferior. Si ignoramos IC1(b) y R3, cuando RV1 está en su posición media, la resistencia en la rama inferior es máxima. RV2 va ajustada de manera que la salida de IC1(a) se aproxime a cero, siendo así iguales las tensiones en las patillas 2 y 3.

Si giramos RV1 en cualquier sentido, la resistencia en la rama inferior disminuye, con lo cual aumenta la salida de IC1(a) para mantener el equilibrio.

La relación salida/giro del potenciómetro no es totalmente lineal, pero esto, aparte de no resultar un

problema nos proporciona una regulación mejor a bajas velocidades.

#### *Sentido de giro*

IC1(c) actúa aquí como comparador con histéresis ajustada por R14. Al girar RV1, y alejarlo de su posición central, la corriente que circula por R11 disminuye y se eleva la que pasa por R12.

Esto ocasiona una diferencia de tensión en las entradas del comparador, con lo que se eleva su salida al tiempo que fuerza a Q1 a conducir. Este transistor acciona el relé RLA1, cuyos contactos invierten la dirección de la corriente que circula por el motor. Al girar RV1 en la dirección opuesta se desconectará Q1 y se desactivará RLA1.

#### *Protección contra sobrecargas*

La corriente que alimenta el motor pasa a través de las resistencias R27 y R28, y la tensión, a su salida, es atenuada por R37 y C10, y comparada después por IC3(d) con una tensión de referencia de unos 0,7 V, obtenidos mediante R29 y R30.

En caso de que se exceda este valor la salida de IC3(d) pasa a nivel alto y activa el conmutador IC2(d), el cual hace negativo el valor deseado del controlador de tensión, con lo cual desactiva Q2.

En funcionamiento normal, la tensión de la patilla 8 de IC3 se ocupa de polarizar inversamente a D9, con lo que R32 no tiene efecto alguno.

En esta situación R33 y R31 proporcionan la histéresis suficiente para mantener alta la salida de IC3(d), incluso cuando la tensión en R27/R28 cae por debajo de cero debido a la desconexión de Q2. Esta situación puede producir reinicio únicamente cuando la salida de IC3(c) cae por debajo de cero y circula corriente por R32. Esto puede conseguirse con sólo llevar al potenciómetro RV1 a su posición central.

La salida de IC3(d) también controla a Q3 y Q4, los cuales activan el LED bicolor D12. En condiciones normales la salida de IC3(d) permanece baja, Q4 activado y luce el LED verde.

En caso de sobrecarga la salida de IC2(d) pasa a nivel alto, activa Q3 y el LED pasa a color rojo hasta que desaparece esta situación. ■

# **GENERADOR DE TONOS PROGRAMABLE**

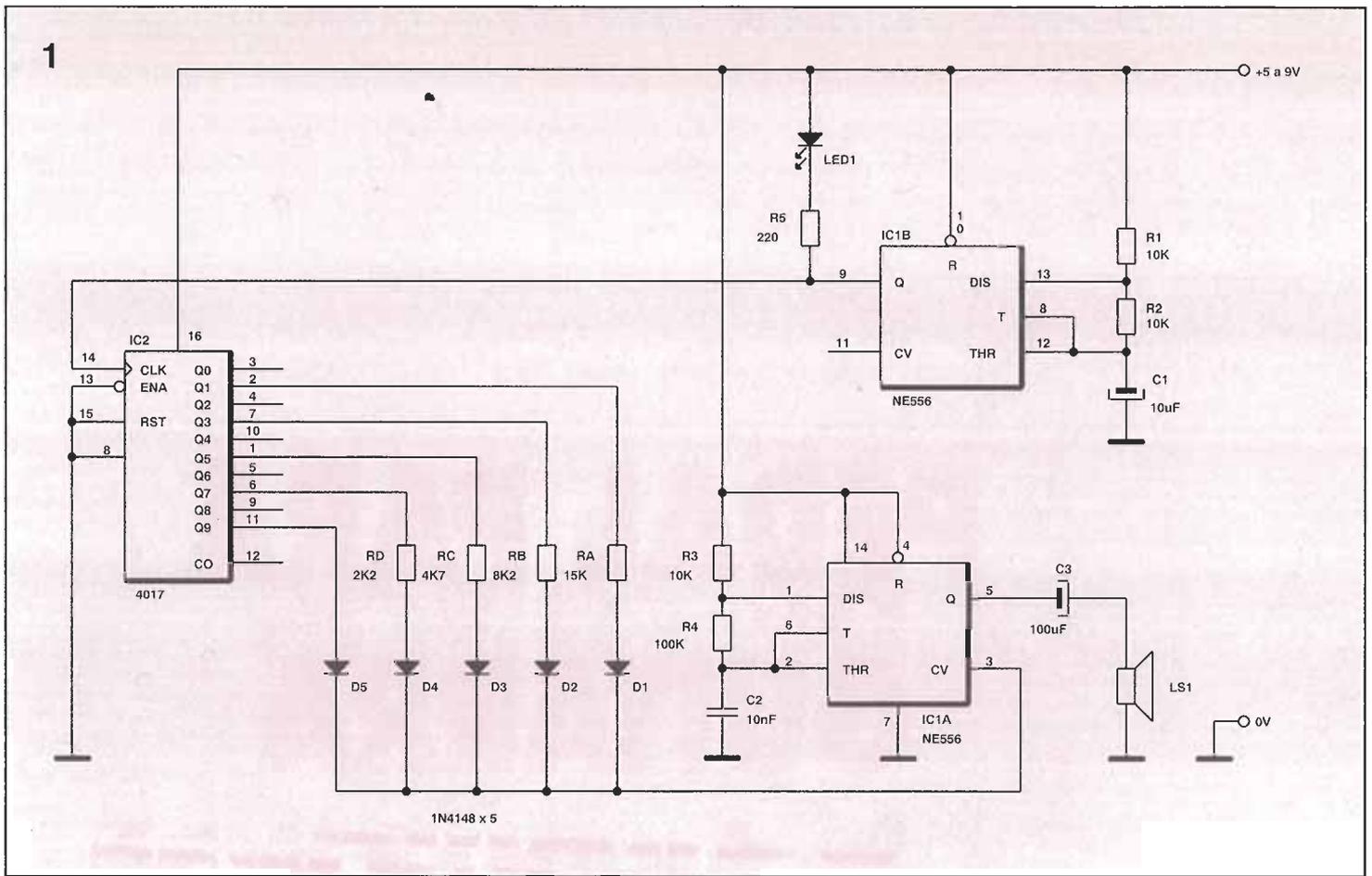
El montaje que aquí les mostramos es un generador de tonos, con la única particularidad de que puede reproducir hasta 10 notas diferentes de formas repetitivas. Es un circuito sencillo y barato, basado en el uso de dos circuitos integrados (aunque el prototipo usó dos 555, en lugar de un 556). La programación sólo precisa de 10 resistencias diferentes, una por nota, o bien 10 resistencias ajustables, de manera que el circuito sea reprogramable. Una última resistencia se ocupará de controlar la velocidad de funcionamiento.

Las resistencias ajustables nos dan cada una de las notas, correspondiendo los valores óhmicos mayores con las notas más agudas. La resistencia R2 controla la velocidad (tempo) de la música y puede ser sustituido por un potenciómetro de 100 K $\Omega$ , con lo que esta será ajustable. Las diez notas se repetirán de forma secuencial. El coste de todo el montaje no excederá de las 500 pesetas, incluyendo el conector para la batería y el transductor (cápsula microfónica usada a la inversa), pero sin contar el precio del circuito impreso.

En caso de que no necesitemos el diodo LED parpadeante, éste y la resistencia R5 pueden omitirse. El circuito de la figura 3 muestra cómo hacer disparar nuestro montaje partiendo de una señal "lógica". LS1 es un altavoz miniatura de 8-80  $\Omega$ , o bien, un micrófono dinámico de 600  $\Omega$ , tal y como el que se utilizó en el prototipo.

Recuerde que debe guardar las precauciones habituales con el circuito CMOS IC2 (contador 4017).

El funcionamiento del circuito es el siguiente: una señal cuadrada de baja frecuencia, generada



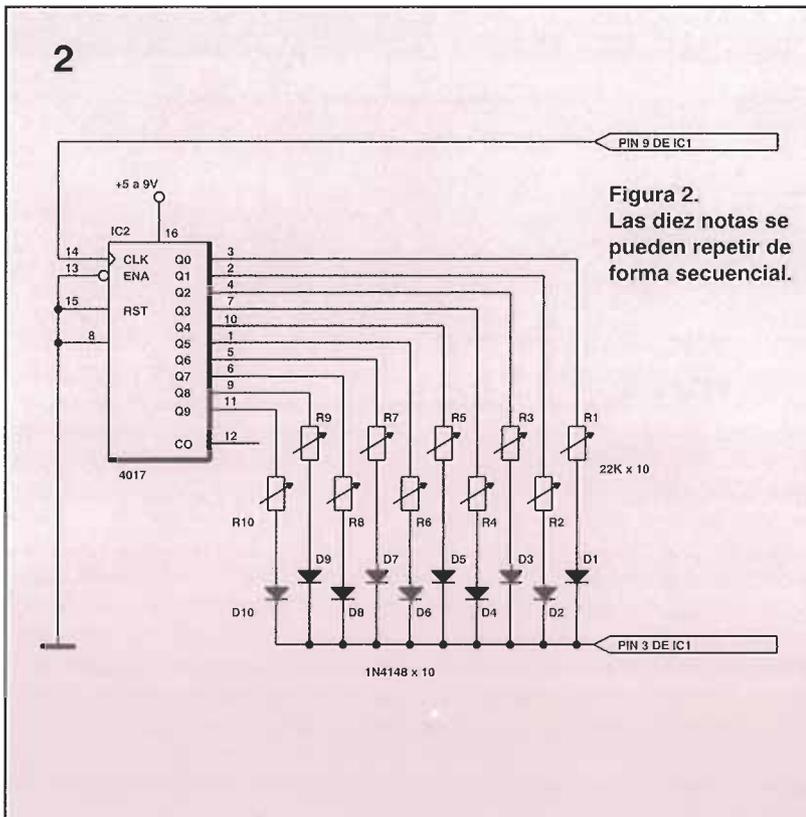
por una de la mitades del temporizador 556, se utiliza para activar el contador 4017. Esto genera una

salida "alta" en cada una de sus patillas de salida de manera secuencial. Las resistencias colo-

cadadas en estas salidas limitan la tensión en cada una de ellas de forma distinta. Estas van unidas en una única salida a través de una red de diodos. Dicha salida varía paso a paso acorde con la conmutación de las resistencias. Por último, la salida así obtenida se usa para modular un generador de tonos conformado por la segunda mitad del IC 556.

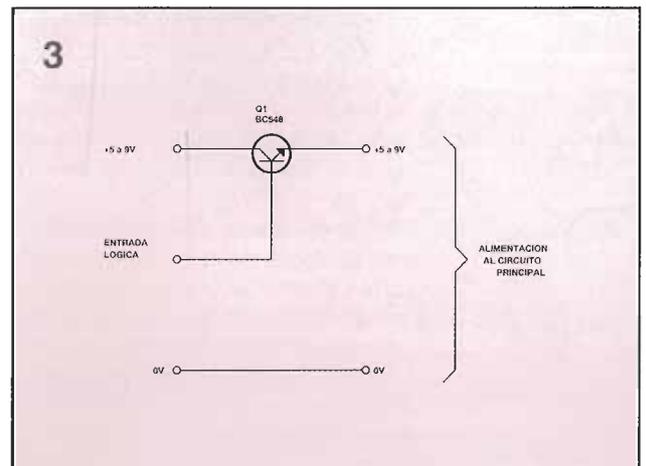
El LED va conectado en oposición de fase a la señal de BF que maneja el contador.

**Figura 1.** Esquema general del generador de tonos programable.



**Figura 2.** Las diez notas se pueden repetir de forma secuencial.

**Figura 3.** Este circuito muestra cómo hacer disparar nuestro montaje partiendo de una señal "lógica".



**Presentamos en estas páginas un interesante pedal para guitarra eléctrica.**

# **PEDAL PARA GUITARRA ELÉCTRICA**

Hay un gran número de pedales de efectos y de control para guitarras eléctricas entre los que se incluyen los de efecto de coro, eco, distorsión y de sobrealimentación por nombrar algunos de ellos. Uno de los dispositivos que parece que se ha perdido de los muestrarios comerciales, es el de un simple pedal de control de volumen. El problema es que un guitarrista necesita las dos manos para tocar su instrumento. Si además está cantando es posible que no pueda abandonar el micrófono para acercarse al amplificador.

El control de volumen de la guitarra se puede utilizar pero dependiendo de los efectos, puede cambiar algo más que el volumen general. Por ejemplo, si hay un dispositivo de sobrealimentación en la cadena, el nivel de amplificación puede cambiar y por lo tanto el nivel de distorsión.

La solución más fácil es que se necesita un control de volumen que funcione mediante un pedal de pie, que se colocará como el último dispositivo en la cadena de efectos. En el mercado hay disponible un cierto número

de pedales de "EFECTOS" pero para utilizarlos es posible que se necesite al menos un nivel de experto o maestro. Estos son particularmente propensos a moverse cuando se levanta el pie del pedal.

La idea de este montaje es proporcionar un sistema controlado mediante el pie con un botón para aumentar el volumen y otro para reducirlo. Cuando no se pulsa ninguno de los dos botones, la unidad mantiene un determinado volumen prefijado. Un visualizador se utiliza de forma que el usuario puede ver

inmediatamente a qué nivel se encuentra ajustada la unidad.

La unidad proporciona una amplificación o recorte de 12 dB en pasos de 1,5 dB. Cada pulsación de uno de los botones provoca que el nivel cambie en un paso. Dispone de una función de auto-repetición en los botones de forma, y si se mantiene pulsado uno de los botones, el nivel continuará cambiando paso a paso hasta que se alcance uno de los extremos.

La unidad se ha utilizado por el autor del artículo y se ha podido comprobar que proporciona el funcionamiento de "manos libres" que realmente se necesita en estos casos.

### Aproximación al diseño

Hay dos formas básicas de solucionar el problema del control de volumen. La primera posibilidad es utilizar un circuito integrado lineal de control de volumen o un circuito FET para ajustar el volumen general. Otro método consiste en seleccionar un conjunto de resistencias e insertarlas en un bucle de realimentación de un amplificador operacional. En los dos casos se necesita solamente de un pequeño circuito digital para controlar el sistema.

En ambos casos, es importante recordar que el cambio de ganancia con cada paso no es lineal. Cada paso debe ser de 1,5 dB. Esto se representa de forma matemática por una progresión geométrica, en lugar de una progresión aritmética. Recordemos, a quienes tienen bastante olvidadas las matemáticas de la escuela, que una progresión aritmética consiste en añadir un número constante cada vez en forma de suma, con lo que resulta una serie 3, 5, 7, 9, 11. Una progresión geométrica se consigue multiplicando por un número constante cada vez, por ejemplo, 3, 6, 12, 24, 48. El motivo de utilizar una progresión geométrica es que la forma en la que se captan los sonidos por el oído humano tiene relación con ella.

Para este diseño se decidió utilizar el sistema de resistencias conmutadas, ya que parecía más fácil de realizar y tenía unas mayores probabilidades de fun-

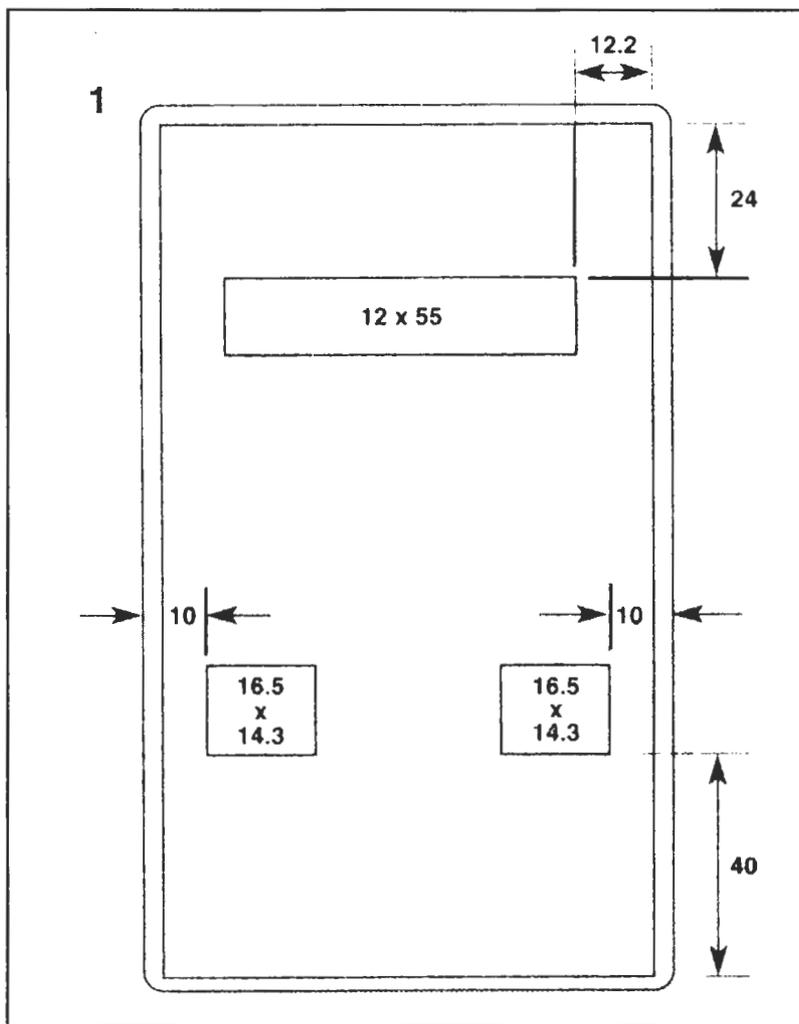


Figura 1. Orificios del panel principal.

ciónar a la primera ¡lo cual sucedió así!

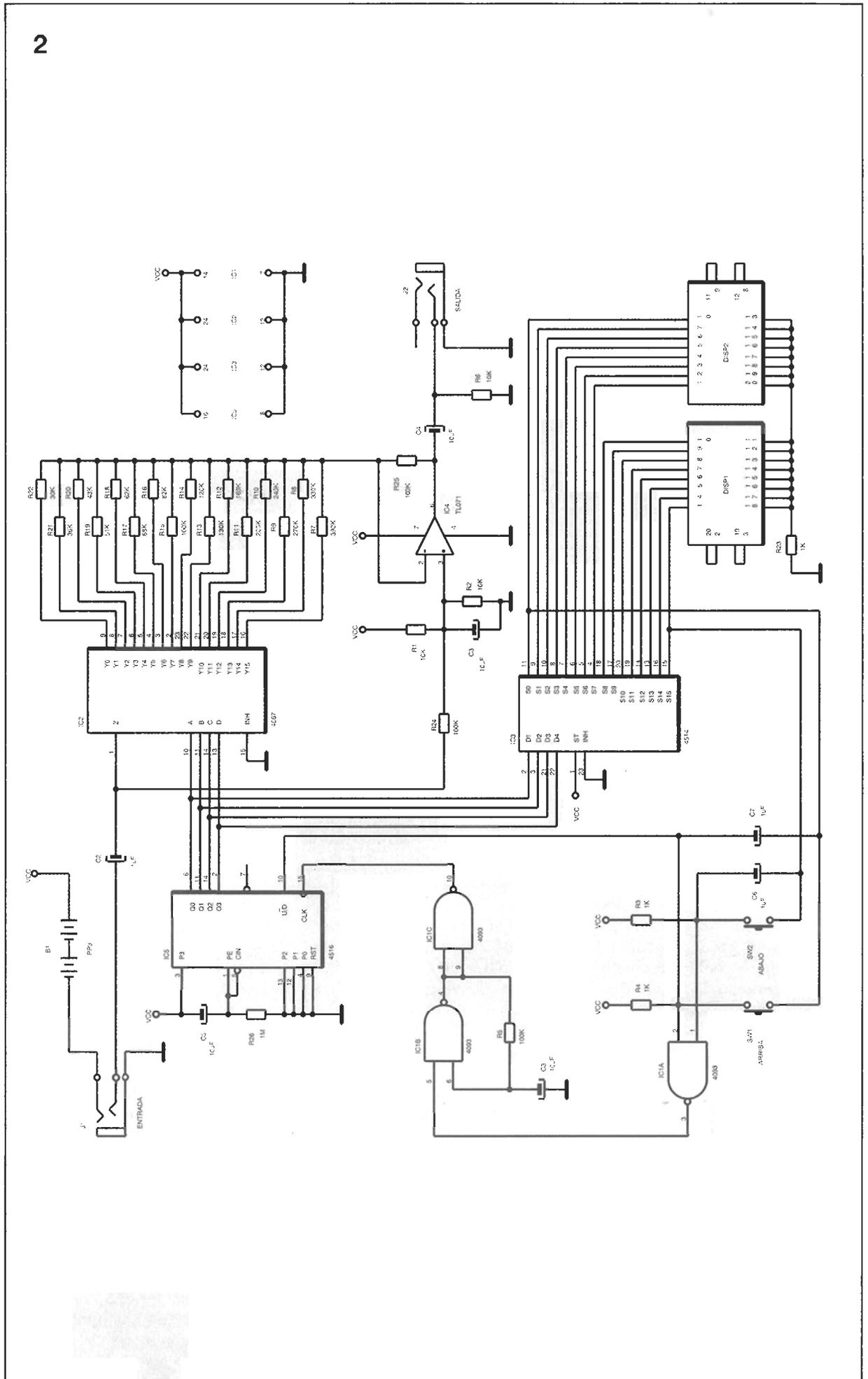
Como la unidad debe ser alimentada con baterías, todos los dispositivos tienen que ser de baja potencia. Todos los dispositivos lógicos se eligieron de la serie CMOS 4000, ya que pueden funcionar de 3 a 15 V. Esto permite la utilización de la popular batería del tipo PP3 sin necesidad de utilizar un circuito regulador para generar una fuente de alimentación de 5 V para la lógica.

La elección de la caja es una decisión difícil para este tipo de proyecto. Es importante que el producto acabado parezca resistente y profesional, pero las fuentes para una caja especializada para esta clase de prototipo no se encuentran obviamente disponibles para un único montaje. También puede ser complicado encontrar biseles especiales para el visualizador a un precio razonable. La caja seleccionada, es una de plástico de las que están dise-

ñadas para caber en una mano. Realmente, es algo ligera para una unidad que se hace funcionar con el pie, pero tiene la ventaja de disponer del alojamiento de baterías para la batería PP3. La solución para hacer que el visualizador tenga una buena apariencia es el Lexan.

El Lexan es un material utilizado para las pequeñas lámparas indicadoras en el cuadro de instrumentos del coche. En el cuadro se encuentran pequeños cuadrados del mismo impresos con pequeños logotipos para los indicadores de giro, encendido, etcétera, y montados con pequeñas bombillas bajo ellos. Este montaje utiliza una lámina del material para cubrir por completo el panel frontal. Esta lámina se encuentra impresa por el revés con las letras y se ha dejado una pequeña ventana para el visualizador para que se pueda ver a través. El efecto en conjunto es muy profesional.

Figura 2. Esquema del circuito del Pedal para Guitarra Eléctrica.



## Montaje de la placa de circuito impreso

La primera tarea es montar la placa de circuito impreso. Si no se está utilizando una placa PTH (con orificios metalizados), será necesario utilizar 24 patillas de conexión entre las caras del circuito. La placa ha sido diseñada teniendo en mente la utilización de estas conexiones. Hay una única conexión a un componente en la parte superior de la placa, a R25. Si se necesita la utilización de patillas de conexión es conveniente utilizar la variedad que viene en tiras y que se separan después de la inserción, por su facilidad de uso. Después se deberían insertar los terminales para el conmutador y las conexiones de batería. Los terminales también se utilizan para los conectores hembra de los jack. Esto se debe a que resulta difícil encontrar conectores hembra para jack, para montar sobre placa de circuito impreso, por lo que la placa se ha diseñado para poder

utilizar los que disponen de terminales de soldadura, ya que son más comunes.

Después se colocarán las resistencias. Esta es una ocasión para aprender el código de colores de las resistencias si todavía no lo conoce. Algunas de las resistencias pertenecen a la serie E24. La serie E24 tiene 24 valores de resistencia en cada década, en lugar de los usuales 6 ó 12. Como resultado se obtienen unos valores de resistencia menos familiares. Después vienen los condensadores, hay que tener cuidado con la polaridad de los electrolíticos.

No se podrán utilizar zócalos con los circuitos integrados debido a la profundidad de los conmutadores en el panel frontal. Estos, pueden colisionar con los dispositivos 4067/4093, si se utilizan los zócalos. Si se desea, se pueden utilizar zócalos para el resto de los dispositivos, aunque como son bastante robustos, y están alimentados por baterías, es bastante improbable que se tengan que cambiar alguna vez. Suponiendo

que se manipulan de forma correcta, y que se colocan en la dirección adecuada, por supuesto. Hay que recordar que los dispositivos CMOS son propensos a sufrir daños por la estática, por lo que se deberán mantener las precauciones usuales con estos dispositivos.

Es necesario un zócalo extendido para el módulo LED de barras para colocarlo en su sitio debajo de la ventana del panel frontal. Para obtener la altura precisa es necesario un zócalo estándar y un zócalo extendido.

El montaje de los conectores hembra para los jack necesita de cierta habilidad. Primeramente, es necesario cortar los terminales de soldadura a nivel con el cuerpo de plástico de los conectores. Cada conector se colocará en su lugar entre los seis terminales de soldadura y se aplicará el soldador a las uniones. Hay que tener cuidado de no calentar demasiado el plástico del conector o los contactos de muelle tenderán a salirse del cuerpo de plástico del conector.

Rx	dB	Gan.	Valor	E24	dB	Gan.	Valor	E24	dB	Gan.	Valor	E24
7	-8	,40	251,2	270k	-16	,16	631,0	620k	-24	,06	1.584,9	1,5M
8	-7	,45	223,9	220k	-14	,20	501,2	510k	-21	,09	1.122,0	1,2M
9	-6	,50	199,5	200k	-12	,25	398,1	390k	-18	,13	794,3	750k
10	-5	,56	177,8	180k	-10	,32	316,2	330k	-15	,18	562,3	560k
11	-4	,63	158,5	160k	-8	,40	251,2	270k	-12	,25	398,1	390k
12	-3	,71	141,3	150k	-6	,50	199,5	200k	-9	,35	281,8	270k
13	-2	,79	125,9	130k	-4	,63	158,5	160k	-6	,50	199,5	200k
14	-1	,89	112,2	110k	-2	,79	125,9	130k	-3	,71	141,3	150k
15	0	1,00	100,0	100k	0	1,00	100,0	100k	0	1,00	100,0	100k
16	1	1,12	89,1	91k	2	1,26	79,4	75k	3	,141	70,8	68k
17	2	1,26	79,4	82k	4	1,58	63,1	62k	6	2,00	50,1	51k
18	3	1,41	70,8	68k	6	2,00	50,1	51k	9	2,82	35,5	36k
19	4	1,58	63,1	62k	8	2,51	39,8	39k	12	3,98	25,1	24k
20	5	1,78	56,2	56k	10	3,16	31,6	33k	15	5,62	17,8	18k
21	6	2,00	50,1	50k	12	3,98	25,1	24k	18	7,94	12,6	13k
22	7	2,24	44,7	43k	14	5,01	20,0	20k	21	11,22	8,9	9,1k

Resistencias alternativas para diferentes tamaños del paso.

**Valores alternativos R25 para distintos Centros de Ganancia.**

Gan. en dB	Gan. Lineal	R25 Valor	E24 Valor
,3	,7	70,8	68k
0	1,0	100,0	100k
3	1,4	141,3	150k
6	2,0	199,5	200k
9	2,8	281,8	270k
12	4,0	398,1	390k
15	5,6	562,3	560k
18	7,9	794,3	750k
21	11,2	1.122,0	1M
24	15,8	1.584,9	1,5M

#### Lista de componentes

##### Resistencias:

R1, R2, R6: 10 K  
R3, R4, R23: 1 K  
R5, R24: 100 K  
R7: 390 K  
R8: 330 K  
R9: 270 K  
R10: 240 K  
R11: 200 K  
R12: 160 K  
R13: 130 K  
R14: 120 K  
R15, R25: 100 K  
R16: 82 K  
R17: 68 K  
R18: 62 K  
R19: 51 K  
R20: 43 K  
R21: 36 K  
R22: 30 K  
R26: 1M

##### Condensadores:

C1: 100  $\mu$ F, 10 V  
C2, C6, C7: 1 microfaradio, 100 V  
C3, C4, C5: 10  $\mu$ F, 16 V

##### Semiconductores

IC1: 4093  
IC2: 4067  
IC3: 4514  
IC4: TL071  
IC5: 4516  
LED 1,2: Barra de 10 segmentos LED

##### Varios :

BAT1: Conector para batería PP3  
J1, J2: Conector para jack estéreo  
SW1, SW2: Conmutador tipo botón pulsador  
Terminales

## La caja

La Fig. 1 muestra los lugares en los que hay que realizar los orificios en la parte frontal de la caja. Por desgracia, la única forma de hacer estos orificios es taladrando en cadena y limando el material sobrante. Afortunadamente, la caja está fabricada con un plástico blando y el proceso solamente tomará unos pocos minutos.

Los orificios para los conmutadores se marcarán en el protector de Lexan para el panel frontal. Estos se cortarán con un escalpelo o un cuchillo de modelista. El protector dispone de una lámina para evitar que se arañe que habrá que retirar. Se colocará el protector cuidadosamente, dentro del alojamiento del panel frontal de la caja, y se encolará en su lugar.

Los orificios para los conectores hembra de los jack se taladrarán en la caja del montaje. La línea central para los orificios es la unión entre las dos mitades de la caja. Primeramente, se taladrará un pequeño orificio de guía de aproximadamente 1 mm y, después, los orificios de 3 mm.

## Montaje final y pueba

Las patillas de soldadura de los conmutadores tienen poca profundidad para este montaje, y su tamaño debe ajustarse a 2 mm con un par de cortes laterales, antes de pasar los conmutadores a través de los orificios en el panel

frontal. Las conexiones se deben realizar al contacto central y al más distante de la parte trasera de cada conmutador. Se necesita aproximadamente unos 100 mm de cable de conexión para cada una de las conexiones.

Hay que recordar que es necesario pasar el conector de batería a través del orificio del alojamiento de baterías, antes de soldar los cables a la placa de circuito impreso, para ello también habrá que observar la polaridad.

La placa de circuito impreso se colocará en la caja, aflojando las tuercas de los conectores para los jack y colocando la placa en la caja con las tuercas en la parte exterior. A continuación, se deberán apretar las tuercas hasta que la caja se encuentre montada. Esto se deberá dejar así hasta que se haya comprobado el montaje, ya que los tornillos que mantienen juntas las dos mitades tienden a dañar los pilares de plástico en los que se atornillan si se realiza la operación de forma repetida.

Habrà de efectuarse una última comprobación visual del montaje antes de conectar la batería. Hay que asegurarse de que no hay puentes ni restos de soldadura entre las pistas y de que todas las soldaduras se han realizado de forma correcta. Si todo está perfectamente, se procederá a conectar la batería. La unidad se conectará insertando un jack en el conector de entrada. Habrá que iluminar el LED central del visualizador. Si no ocurre esto, hay algo que va mal, es posible que se

haya colocado la barra de diodos LED de forma equivocada. Se comprobará la alimentación de los circuitos integrados, pues es posible que el mal funcionamiento esté provocado por una cosa tan simple. Si el visualizador luce de forma correcta, se pulsará el botón para aumentar el volumen y se comprobará que el visualizador muestra un paso a la derecha; y pulsando el botón, y manteniéndolo pulsado, se comprobará que el visualizador continúa aumentando hasta que se llega al final. En cada extremo, el visualizador mostrará tres segmentos iluminados para indicar que se ha llegado al final del recorrido. El botón de reducción deberá comportarse de forma similar.

Si parece que el sistema funciona de forma correcta, entonces es el momento de comprobar que suena bien. Se conectará a una fuente de sonido y a un amplificador y se verá si el nivel de sonido aumenta o disminuye como se desea.

## El tamaño del paso

Los valores que se muestran en el esquema para las resistencias de ajuste de ganancia se han elegido para producir pasos de 1,5 dB. Como hay 16 posibles valores de resistencia, esto proporciona una amplificación de 12 dB y una reducción de 10,5 dB. La elección de pasos de 1,5 dB proporciona un cambio notable en el nivel sonoro para cada paso, se ha elegido por ser 1 dB el paso más pequeño audible, y también por ser 12 dB suficientes para la mayoría de las aplicaciones. Es posible que se decida que es necesario un paso diferente para una determinada aplicación.

Utilizando las dos tablas es posible encontrar una gran variedad de usos para el circuito básico; y, sin duda, resultarán interesantes toda las buenas ideas que, en tal sentido, puedan aportarse.

Como la ganancia del circuito se ajusta por la resistencia de entrada en una configuración inversora de un amplificador operacional, la impedancia de entrada del sistema variará con la ganancia. Mientras que la impedancia de entrada sea mayor que la impedancia del dispositivo controlado,

todo irá bien. Si se tienen problemas con esto, se puede intentar conectar la unidad al bucle de envío y retorno del amplificador, en lugar de directamente a la cadena de efectos.

### Como funciona

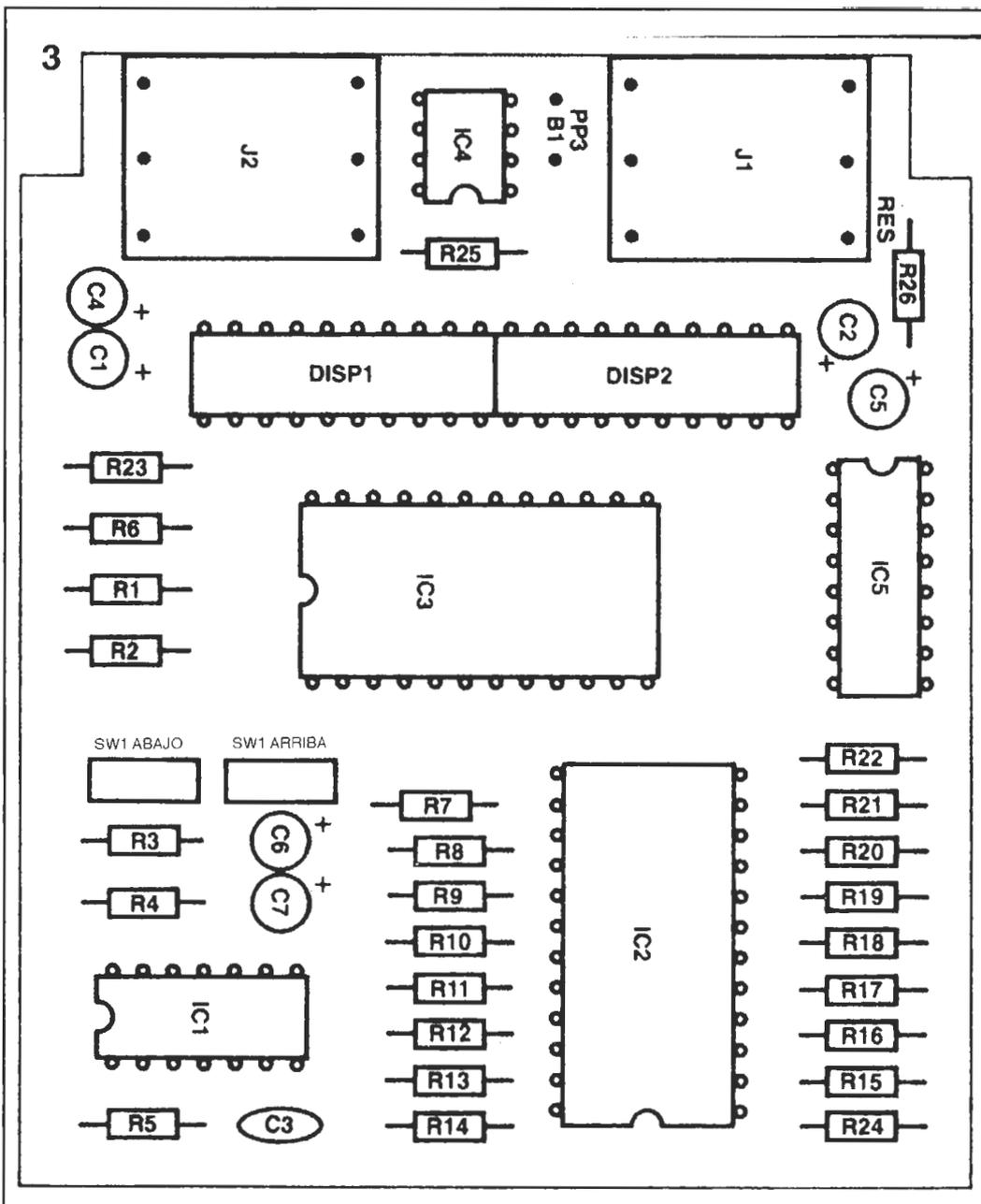
El esquema del circuito muestra el diagrama completo para la Unidad de Control de Volumen. El circuito es básicamente un amplificador inversor basado en un amplificador operacional IC4. La entrada JFET TL071 ha sido elegida debido a su característica de bajo ruido y a su habilidad para funcionar en el rango de audio.

Como un amplificador operacional es básicamente un dispositivo bipolar, es decir, necesita una alimentación positiva y otra negativa, la alimentación de la batería se divide en dos por el divisor de tensión formado por R1 y R2. Todas las señales analógicas están referidas a la conexión central que toma el lugar de la masa en un circuito que sea "realmente" bipolar.

La resistencia de entrada del amplificador operacional es una de las dieciséis R7 a R22. La selección ha sido realizada por el 4067, que es un demultiplexor analógico de uno a dieciséis. Este dispositivo se comporta como un conmutador de un polo con 16 vías para pequeñas señales analógicas. La conexión común se encuentra en la entrada Z. El "cursor" del conmutador es movido por las señales binarias que se introducen a través de sus entradas SEL.

Las señales binarias también se decodifican por IC3, que es un decodificador de uno a dieciséis. Este dispositivo realiza el mismo trabajo que 4067, proporciona salidas digitales como resultado y es más conveniente. Cada salida se utiliza para iluminar un LED, o en el caso de los grupos terminales, tres diodos LED. En los grupos terminales los diodos LED se encuentran en serie, de forma que no se consume más corriente de la batería.

El único trabajo restante consiste en generar las señales binarias. IC5 es un contador ascendente/descendente preajustable. Los pulsos en la entrada de CLK (reloj) provocan que el dispositivo cuente y las señales en la entra-



da U/D indican la dirección. IC1 son cuatro puertas NAND Schmidt de dos entradas. La utilización de puertas Schmidt es debida a que así resulta más sencillo realizar un oscilador con una puerta, IC1b. El oscilador está construido de forma que solamente funciona cuando uno de los pulsadores se encuentra presionado.

El oscilador funciona cuando una entrada a IC1 pasa a nivel bajo. Los conmutadores están conectados a los controladores para los diodos LED de manera que el contador no se "reinicialice" de forma cíclica y provoque un

gran desplazamiento en el nivel de salida no deseado.

R26 y C5 realizan la función de inicialización. Cuando el circuito se alimenta por primera vez, C5 tardará un segundo en cargarse a través de R26. Durante ese tiempo, las patillas de Clock Disable (Inhabilitación de Reloj) y Parallel Load (Carga Paralela) del 4516 se mantienen a nivel alto. Esto provoca que los niveles presentes en las patillas de entrada de datos se carguen en el dispositivo, por lo que se selecciona R15 y el visualizador se coloca en la posición central.

Figura 3. Disposición de componentes.

***Les mostramos en este artículo cómo realizar un equipo imprescindible para su taller o laboratorio de aficionado.***

# **FUENTE CONMUTADA PARA LABORATORIO**

Una de las últimas aplicaciones que he dado a mi vieja fuente de alimentación ha sido la de intentar "revivir" una batería de níquel-cadmio que, aparentemente, tenía un cortocircuito interno. Lo más normal en este tipo de avería es que las partículas de cadmio hayan aumentado de tamaño, traspasando así el aislante, lo cual ocasiona el cortocircuito. Si hubiésemos cambiado la batería a su debido tiempo, la corriente, al circular por ella, se hubiera encargado de restablecer las partículas a su tamaño original.

Lo cierto es que la batería había estado sin usarse durante un largo periodo de tiempo, perdiendo así toda su carga y acabando por formar un cortocircuito al final del proceso. En un intento de reparar la batería, cogí mi fuente, la ajusté a una tensión algo superior a la nominal del acumulador, y me dispuse a dar un pequeño toque sobre los contactos del mismo para así tratar de deshacer el corto. Por desgracia, mi fuente (la cual tiene ya algo más de 20 años) claudicó antes que el cortocircuito. No cabía duda que era

posible enzarzarse en una reparación a circuito abierto sobre la mesa de "operaciones" pero, por otra parte, esta avería fue como una premonición, algo me decía que debía abandonar ya mi vieja fuente y ponerme a diseñar una nueva que incorporara lo último de las nuevas tecnologías y los componentes más actuales.

El uso de altas corrientes con pequeñas tensiones se había mostrado totalmente inadecuado en el pasado, excepto con algún supuesto térmico extremo. Por lo tanto, decidí diseñar mi fuente de

manera que esta proporcionase al menos 1 A a 30 V, 2 A a 15 V y, si fuera posible, una corriente máxima de 5 amperios a 5 voltios.

La ventaja del uso de la tecnología conmutada en fuentes de alimentación estriba principalmente en que podemos usar disipadores de muy pequeño tamaño, y en que a corrientes que no lleguen a la máxima del dispositivo, la potencia de salida permanece bastante constante. Realmente, se hace posible suministrar más corriente a la carga del circuito de la que fluye por el condensador principal.

## Topología

Al empezar a trabajar con este montaje baraje diversas posibilidades. Mi primera decisión fue elegir un transformador de red de tipo convencional, con lo cual conseguía por un lado aislar la fuente de la red y, por otro, me evitaba la dificultad de tener que diseñar un transformador aislador conmutado que fuera seguro.

El siguiente paso era elegir una de las configuraciones características de estos circuitos: la típica en "flyback", la "buck-boost" (un tipo de convertidor invertido "flyback" en el que la tensión de salida puede situarse por encima o por debajo de la de entrada), el regulador "buck" serie o el menos conocido convertidor "Cuk". Uno de los requisitos indispensables para una fuente de laboratorio es la ausencia de ruido en la salida.

La alta relación de corriente de pico en corrientes medias de los convertidores tipo "flyback", hace que éstos se conviertan en equipos con dificultad para conseguir un bajo ruido y ausencia de rizado, lo cual descartaba ya los dos primeros tipos.

## El convertidor "Cuk"

El convertidor "Cuk" se convertía así en una posibilidad a tener en cuenta. En teoría, los convertidores Cuk ofrecen la ventaja añadida de la ausencia de rizado en entrada y en salida, con lo cual conseguimos un nivel bajo de ruido y rizado en su salida.

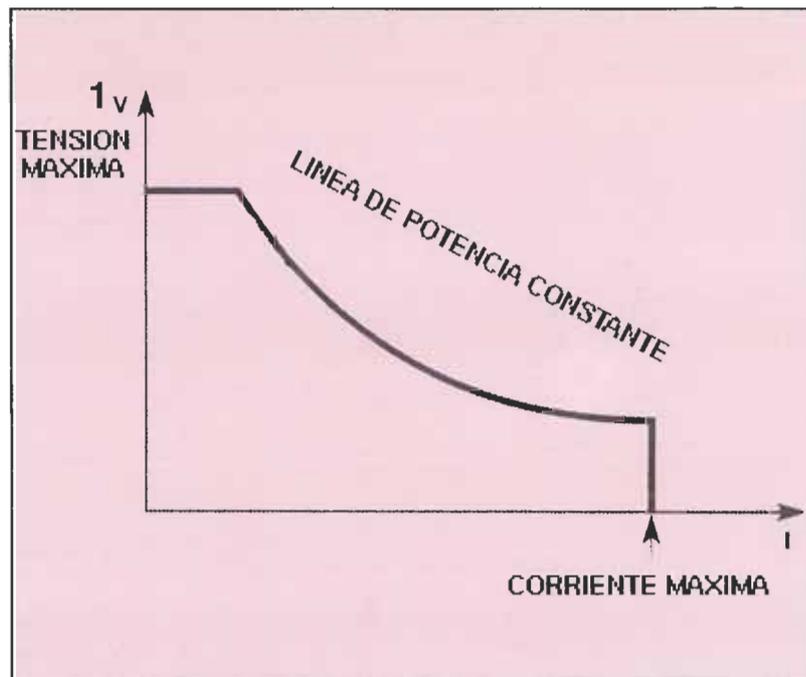


Figura 1.  
Curva característica tensión-corriente

Desgraciadamente, la complejidad del convertidor Cuk supera con creces a la de los otros tipos, y además, es difícil estructurar la circuitería necesaria para conseguir un factor de rizado cercano a cero. La urgente necesidad que tenía de sustituir la fuente dañada hacía ya desaconsejable el uso de una tecnología no suficientemente difundida. Todo esto apuntaba ya hacia la opción del convertidor de la serie "buck".

El siguiente paso consistía en decidir el método particular que había que usar para diseñar la fuente. Teníamos varias opciones: un diseño fundamentado completamente en componentes discretos, o bien un equipo cuya circuitería principal de control se basara en un circuito integrado específico. Las características que deben acompañar a una buena fuente de laboratorio nos decidieron por la opción que más simplificase el circuito: el uso de un CI especializado.

Después de varias consideraciones, elegimos el circuito LT1070, el cual incorpora en un sólo chip toda la circuitería de conmutación y, además, proporciona una limitación de corriente ciclo a ciclo.

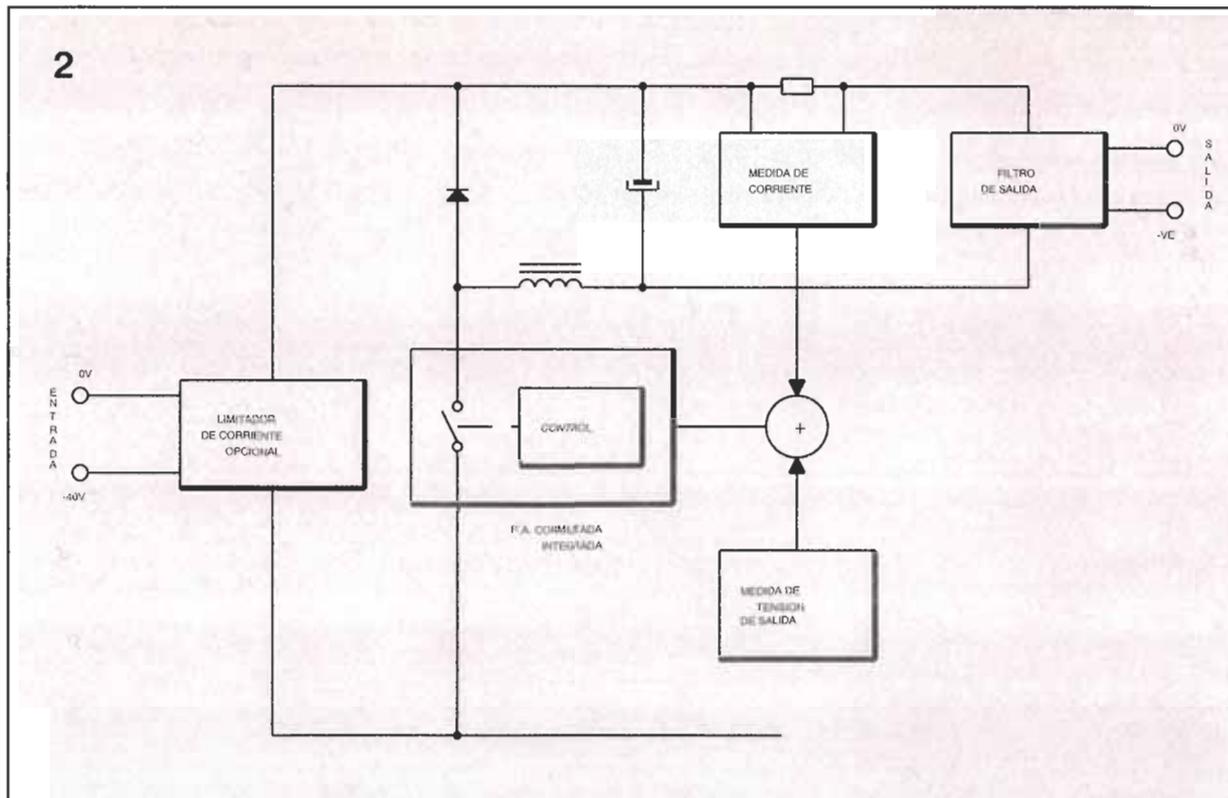
Este integrado nos parece el más idóneo para un equipo de laboratorio, y creemos que ofrece una mayor simplicidad a la hora de la realización del circuito, ya

que también está dotado de protección contra cortocircuitos y sobrecargas, y además ofrece una alta estabilidad en salida para una amplia variedad de cargas.

## Potencia constante

Existen dos maneras de prevenir las sobrecargas del transformador principal. La primera es limitar la corriente de salida del equipo a la máxima CC que pueda suministrarse utilizando el transformador con un puente rectificador y un condensador de filtro. Esto tiene el inconveniente de que a bajas tensiones de salida solo se utiliza una pequeña parte de la potencia disponible. Si limitáramos la potencia en lugar de la intensidad, tendríamos mucha más potencia disponible a bajas tensiones. Esta limitación de potencia dependerá, por supuesto, de la máxima tensión disponible, así como de la máxima intensidad que pueda controlar el regulador. Lo ideal sería conseguir unas curvas de tensión y corriente como las que podemos observar en la figura 1. Fue considerada, en un primer momento, la posibilidad de que todo este proceso fuera supervisado por el lazo de control que incorpora el CI de conmutación; pero, ya que este chip posibilita

Figura 2.  
Diagrama de  
bloques de la  
fuente de  
alimentación.



la limitación de intensidad mediante una entrada al efecto (obtenida desde la salida más o menos constante que nos da el transformador), utilizaremos un circuito limitador independiente. Como vemos en la figura 2, el diseño del circuito permite la instalación del limitador, aunque nosotros hablaremos de ello en otra ocasión.

### Diseño del circuito

A la hora de diseñar un regulador tipo "buck", uno piensa enseguida que el elemento de conmutación se sitúa en la línea positiva. El LT1070 no se basa estrictamente en este principio; sin embargo, y debido a que su transistor de conmutación va conectado a la patilla de masa del CI, es posible diseñar un regulador "buck" basado en el LT1070. Por otra parte, y puesto que la corriente de operación del chip debe fluctuar continuamente a su salida, esta no estará siempre disponible, sobre todo cuando la carga se aproxime al valor cero.

No hay ninguna razón de peso para no regular la línea negativa de alimentación, lo cual el LT1070 puede realizar perfectamente, así

que será este el modo elegido para nuestro diseño. El esquema electrónico del circuito puede verse en la figura 3.

Comenzando por la entrada, vemos un condensador electrolítico (C1) que se ocupará de limitar la eventuales consumos de corriente externos a la placa. Utilizamos un regulador lineal de tensión (IC1) para obtener la corriente que consume el LT1070 (IC2). Esto se debe a que la tensión de alimentación de este circuito no debe nunca exceder de 40 V de valor nominal. Por esta razón, es una fuente regulada a 35 voltios la que se encarga de alimentar a IC2. El transistor de conmutación incorporado en el LT1070 está calculado para trabajar a 60 V, lo que resulta bastante adecuado si tiene que estar sometido a variaciones de la línea de entrada CC.

El circuito LT1070 está controlado en corriente e incorpora un oscilador interno cuya frecuencia es de unos 40 Khz. La circuitería interna se ocupa de supervisar la corriente que circula a través del transistor de conmutación, siendo luego esta medida la encargada de realimentar interiormente el circuito para controlar así la relación de conmutación. Otra realimenta-

ción, esta vez externa, sirve para regular el punto de ajuste de conmutación. La estabilidad del lazo de realimentación se lleva a cabo mediante R3 y C3.

### Señal de error

La realimentación externa se aplica al terminal FB, y se compara internamente con un valor de 1,24 V para así generar la señal de error correspondiente. En el diseño que aparece en la figura 3 podemos observar que esta entrada va protegida contra una tensión excesiva en caso de fallo a través del diodo zéner D1. La resistencia R4 forma parte de un divisor de tensión cuyo cometido comentaremos más adelante.

Cuando está activada la tensión conmutada, la alimentación negativa se toma del terminal izquierdo de L1. Al alcanzar la corriente el punto deseado, la conmutación se desactiva y la entrada de L1 (conectada al terminal de IC2 etiquetado como Vsw) se eleva hasta que la tensión en el diodo disminuye hasta cero voltios aproximadamente, y la corriente en L1 comienza a decrecer. Para

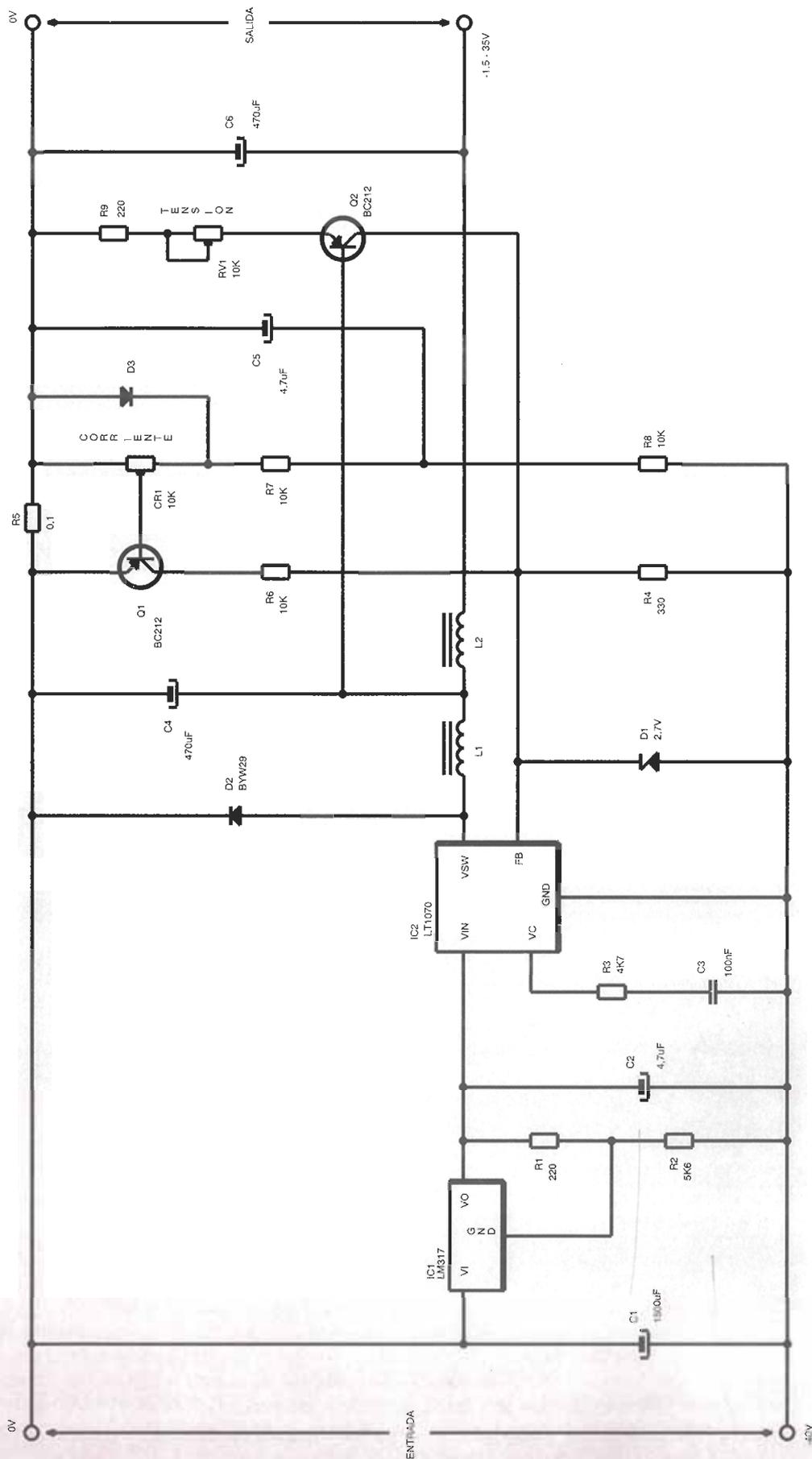


Figura 3. Esquema eléctrico de la fuente.

**Figura 4.**  
Esquema  
eléctrico  
definitivo de la  
fuente.

**Lista de  
componentes**

**Resistencias:**

R1, R9 : 220  $\Omega$   
R2, R6 : 5,6 K  
R3 : 1 K  
R4 : 330  $\Omega$   
R5 : 0,1  $\Omega$ , 2,5 W  
R7, R8 : 2,7 K  
R10 : 1,8 K  
RV1 : 10 K,  
potenciómetro  
RV2 : 10 K, potenc.  
multivuelta.

**Condensadores:**

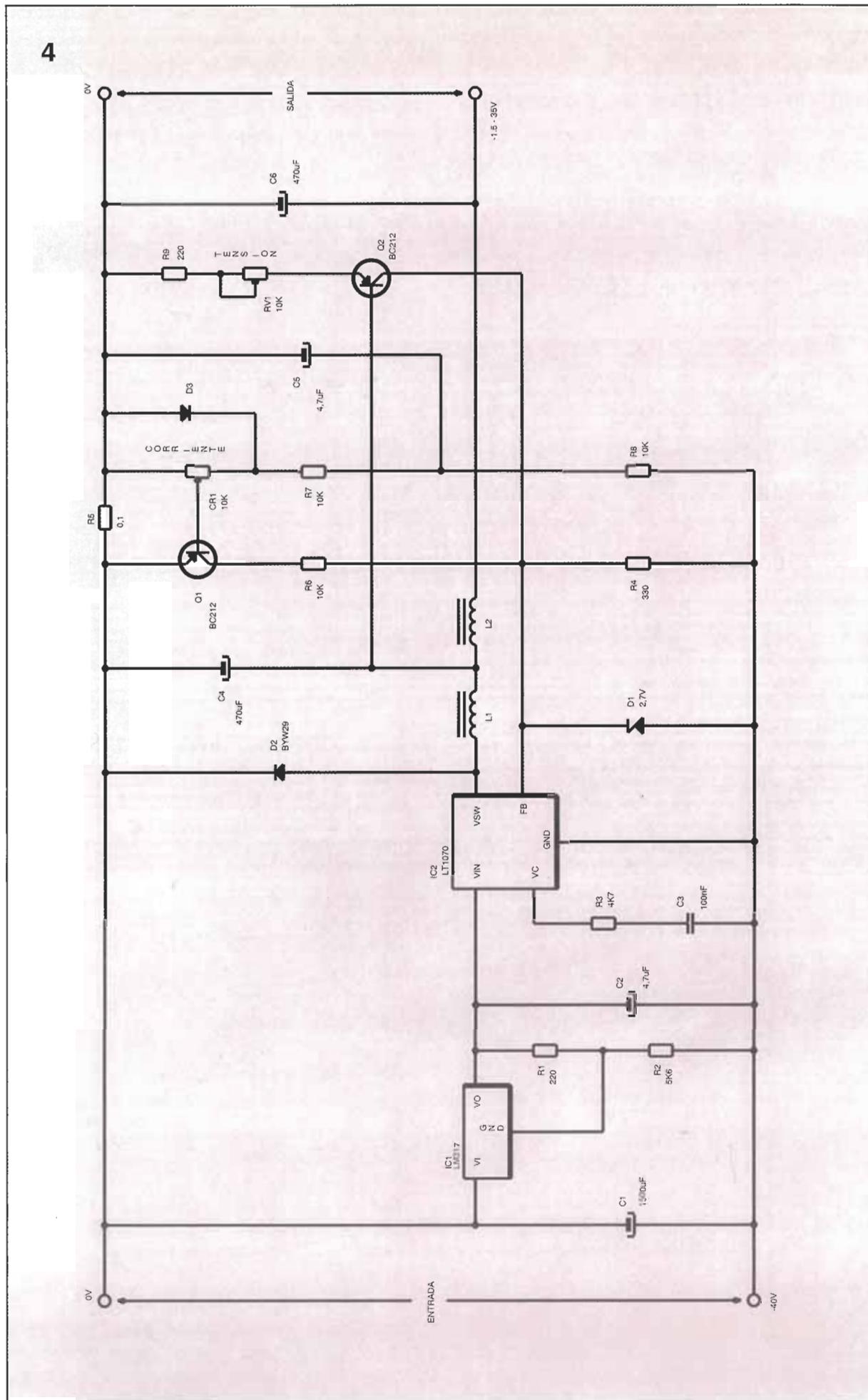
C1 : 1500  $\mu$ F, 63 V.  
C2, C5 : 4,7  $\mu$ F,  
35 V.  
C3 : 220 nF  
C4, C6 : 470  $\mu$ F,  
63V.  
C7 : 4,7 nF,  
cerámico  
C8 : 4700  $\mu$ F ó  
6800  $\mu$ F (ver texto),  
63 V.

**Semiconductores**

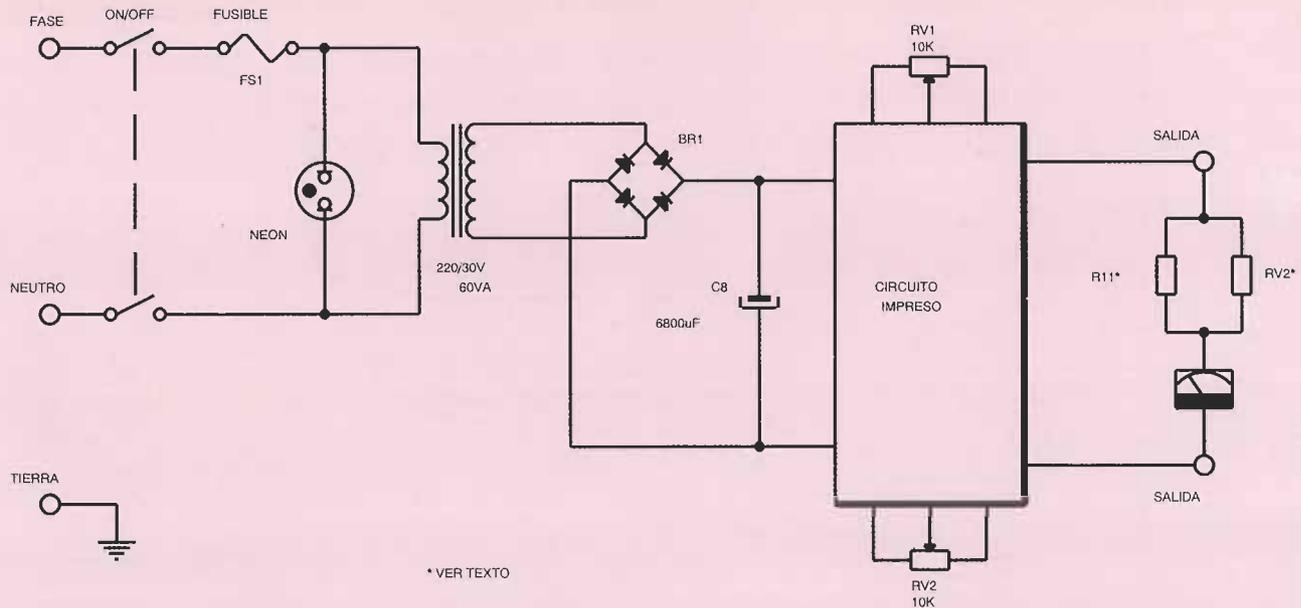
D1 : diodo zéner  
2V7  
D2 : diodo rápido  
tipo BYW29.  
D3 : diodo 1N4148  
BR1 : Puente  
rectificador de 3 A.  
y 50 V.  
Q1, Q2 : Transistor  
BC212  
IC1 : C. integrado  
LM317  
IC2 : C. integrado  
LT1070

**Varios :**

Trasformador  
220/30 V., (de 30  
VA a 100 VA).  
Dos disipadores de  
montaje vertical.  
Dos conectores  
tipo Molex de tres  
patillas  
Interruptor doble  
iluminado.  
Porta fusible y  
fusible lento (500  
mA.)  
Terminales



5



\* VER TEXTO

casi todas las cargas posibles, la forma de onda de la corriente que atraviesa a L1 se asemeja a un diente de sierra triangular, el cual no llega nunca al valor cero. El condensador C4 se encarga de suavizar esta forma de onda, haciendo que la misma mantenga un voltaje más o menos constante.

La corriente de salida se toma a partir de R5, con lo cual obtenemos una señal válida para limitar externamente la corriente de salida. La caída de tensión presente en R5 se usa para activar Q1, el cual suministra una alimentación positiva a R4 que alcanza el valor de realimentación, con lo cual reducimos la corriente de conmutación del punto de ajuste. Si la base de Q1 estuviera solamente conectada al terminal de salida de R5, la limitación de corriente actuaría a unos 6 amperios, lo cual corresponde a una tensión base-emisor en Q1 de 0,6 V. Esto puede incrementarse mediante el potenciómetro de ajuste de la limitación de corriente, pero no puede reducirse. Para una compensación aproximada de la caída en la unión base-emisor de Q1 utilizamos el diodo D3, el cual está polarizado inversamente. La polarización de este se hace mediante una corriente que circula a través de

R7 y R8, y la misma está exenta de ruido y rizado gracias a la utilización de G5. Esta circunstancia nos permite regular la corriente hasta un punto cercano a cero.

### Control de la tensión

La entrada de realimentación de IC2 toma como referencia la alimentación negativa, la cual no es en ningún caso la de la toma negativa de alimentación. Con el objeto de adecuar la referencia de la salida de tensión a la alimentación negativa, utilizamos a Q2, R9 y el potenciómetro de ajuste de tensión para suministrar una corriente a R4 que sea proporcional a la tensión de salida. Obviamente, la tensión en bornes de R9, y en el potenciómetro, es menor que la tensión presente en la salida de la unión base-emisor de Q2. Debido a que la unión base-emisor de un transistor puede verse afectada por la temperatura, la tensión de salida también puede serlo. Esto solo es relevante cuando la tensión de salida tiene un valor bajo. El valor de R9 se ha elegido para que la tensión de salida mínima sea de aproximadamente 1,5 V.

Como quiera que esta es una fuente enfocada a su uso en laboratorio, se han añadido L2 y C6 con objeto de proporcionar un filtrado adicional, así evitaremos ruidos y perturbaciones en la señal.

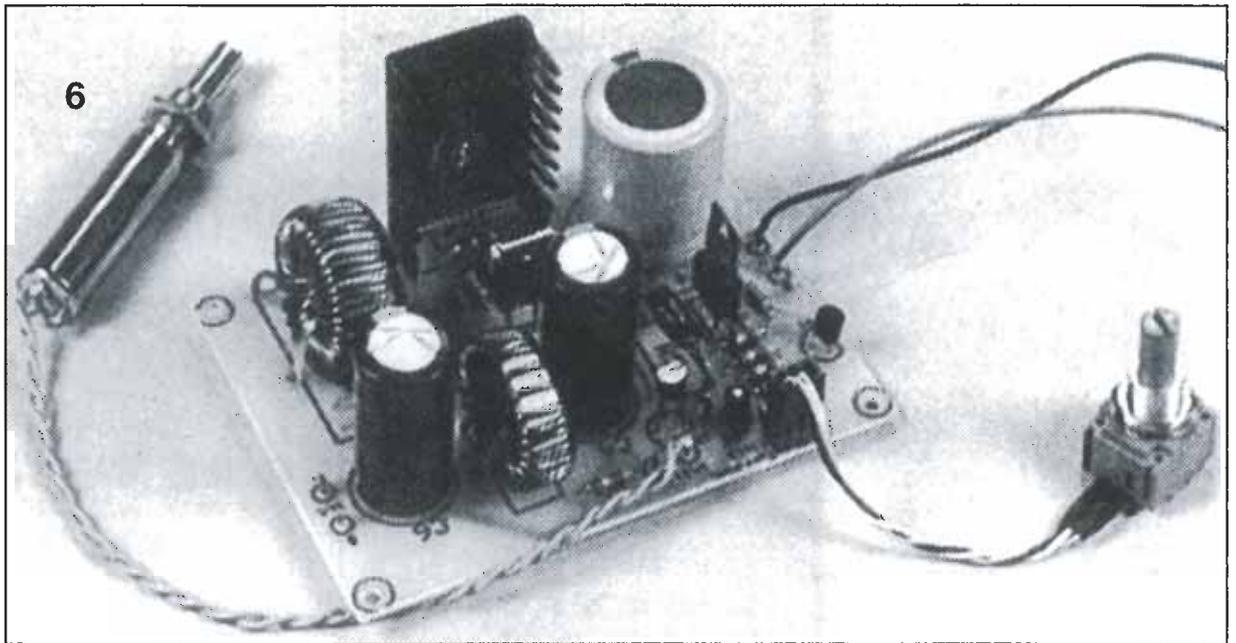
### Bobinas que se utilizan en este montaje

Las bobinas que hay que utilizar en este montaje han de poder soportar intensidades de hasta 5A (CC) sin por ello saturarse o sobrecalentarse. Para mantener una forma de onda sin perturbaciones, el valor de la inductancia L1 debe sobrepasar los 50  $\mu$ H, y ésta no debe verse reducida por el efecto de carga alguna, situación que puede darse después de saturarse al aumentar la corriente. La realización de L1 lleva 50 espiras de hilo de 1 mm (o mejor 1,25 mm) sobre un núcleo tipo T104-40 (de la casa Cirkit), o en su defecto una bobina ya hecha de la casa Maplin (tipo JL73Q). Para L2 daremos 30 vueltas sobre un núcleo Cirkit T94-40.

Las pruebas preliminares demostraron que con estas bobinas las características de ruido y filtrado eran excelentes, con la salvedad de la existencia de pequeñas señales simétricas de conmu-

Figura 5. Componentes periféricos de la placa CI de la fuente.

Figura 6. Circuito con todos los componentes montados.



tación presentes en la tensión de salida, y cuya amplitud es de unos 20 mVPP. El filtrado no consigue eliminar totalmente estos picos debido a la existencia de capacidades parásitas entre los bornes de entrada y salida de las inductancias y a que los condensadores C4 y C6 poseen también una inductancia, y resistencia en serie, totalmente inevitable. Para conseguir pese a todo una señal aún más pura se ha previsto añadir una inducción de bajo valor y un condensador cerámico o de poliéster a los terminales de salida del montaje.

Si a todo esto añadimos el uso de una caja metálica para el equipo y la utilización de un filtro de red, evitaremos en gran medida las interferencias del exterior y daremos a nuestro montaje un aspecto más profesional.

El circuito, retocado por última vez, quedará tal y como lo vemos en el esquema de la figura 4. Si le echamos un vistazo vemos que el cambio más evidente radica en los valores de C3 y R3. Estos componentes se ocupan de ajustar el tiempo de respuesta y de disparo del lazo de control, y su valor debe ser el adecuado si queremos que la fuente responda fielmente a las demandas de la carga conectada a la misma, así evitaremos oscilaciones no deseadas del lazo de control.

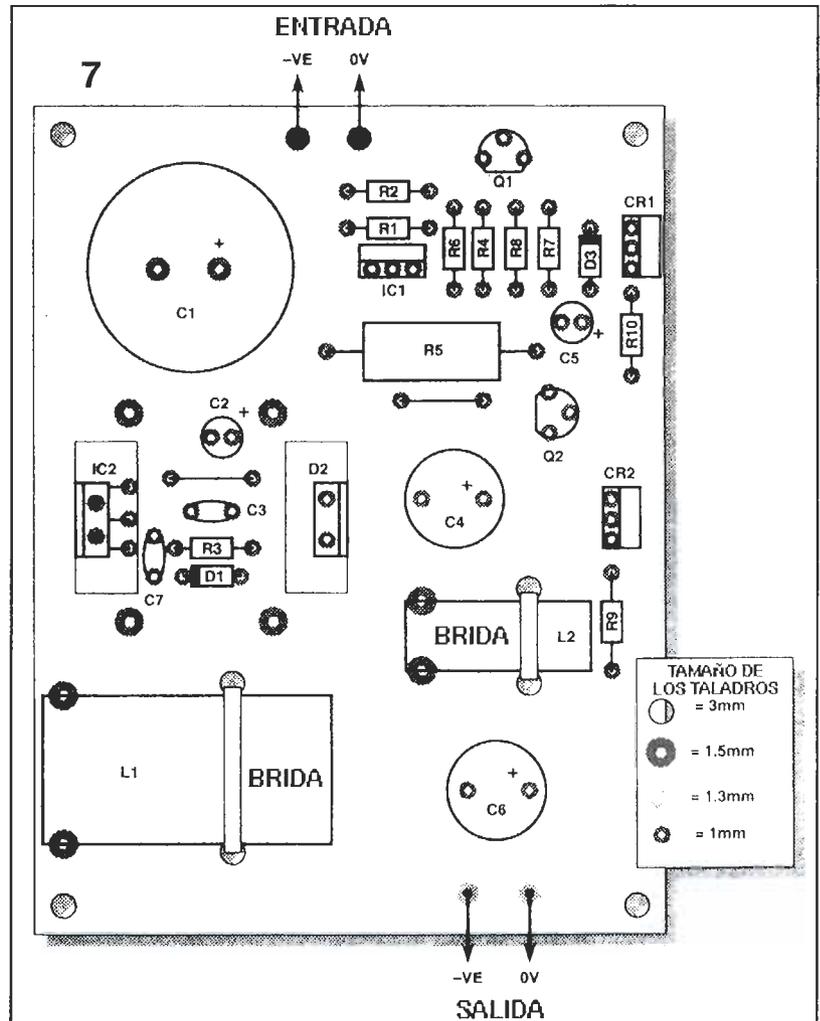
Este cambio obedece a las pruebas efectuadas en nuestro

laboratorio antes de darle el visto bueno final a la fuente.

Los componentes necesarios para asegurar una buena estabili-

dad a toda la gama de tensiones de salida y corrientes disponibles lentifican la respuesta de la fuente ante las diversas condiciones de

Figura 7. Disposición de los componentes de la placa y diámetros recomendados para el taladrado de la misma.



carga. Al objeto de prevenir variaciones de carga en salida en un espectro tan amplio, al variar escalonadamente las corrientes de salida, hemos de elevar también el valor de la capacidad de la misma. El condensador de 470  $\mu\text{F}$ , utilizado en el filtro de salida, se ocupa de compensar las variaciones de carga durante el tiempo que tarda en responder el lazo de control. Una variación en la corriente de carga de 2 A produce la consiguiente variación de 500 mV con una constante de tiempo de, aproximadamente, 1 ms. Este es un valor más que razonable para nuestro montaje, sobre todo si tenemos en cuenta el número de equipos que hemos probado y que reaccionan de manera bastante brusca ante variaciones de la demanda de corriente.

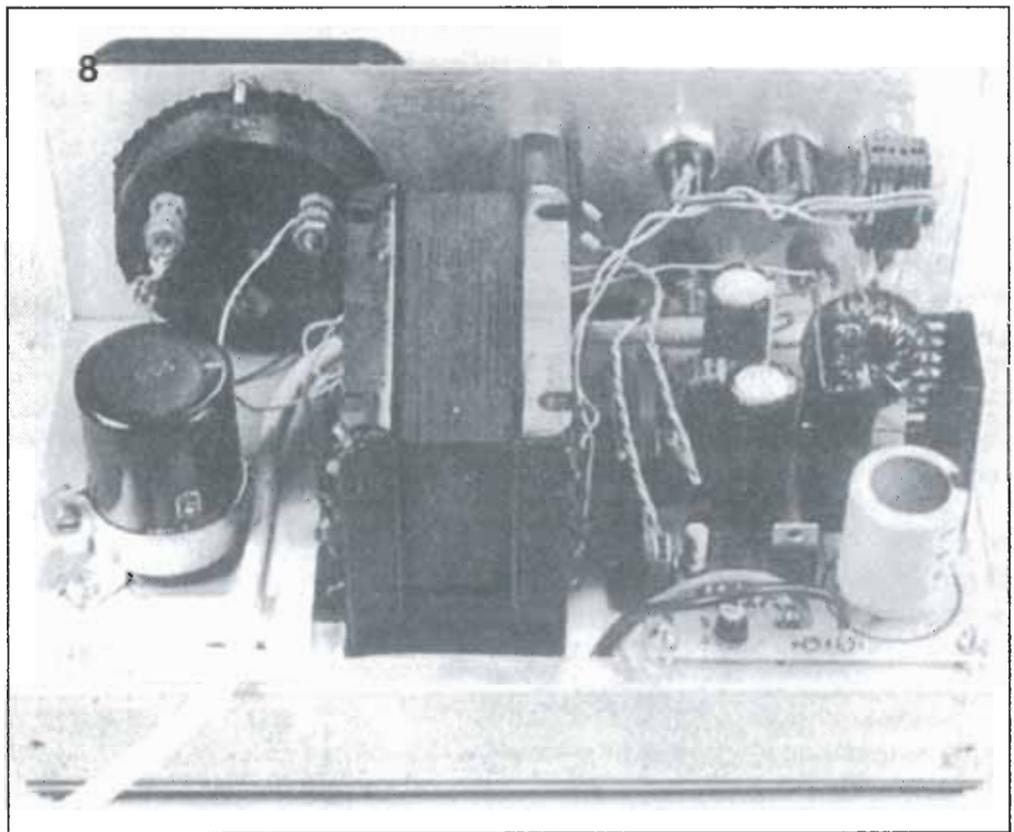
Hemos añadido dos componentes al circuito: la resistencia R10, que se ocupa de limitar la gama de ajuste del potenciómetro de corriente, de manera que ésta queda limitada a un valor de, aproximadamente, 5 A; y, además, tenemos el condensador C7 en el lazo de realimentación, el cual se ocupa de prever picos e interferencias en la alimentación provenientes del ajuste de control.

### Limitación de corriente

No hemos pretendido que el circuito limitador de corriente actúe como una fuente de corriente constante de precisión. Sólo hemos intentado añadir una protección extra a la carga debido, principalmente, a que esta fuente puede suministrar más intensidad que la mayoría de las fuentes de laboratorio.

Puede parecer, si echamos un vistazo al circuito, que la limitación de corriente se realiza de modo brusco, pero no es así, ya que el mismo depende más del factor "Gm" que de la característica "hfe" del transistor.

Este último trabaja con muy poca corriente, es decir, en la zona más cómoda de la gráfica de conducción para la unión base-emisor. De todas formas, necesitamos modificar significativamente la tensión en bornes de la resistencia



**Figura 8.** Todos los componentes metidos en la caja.

con objeto de disminuir la tensión de salida a un nivel nominal. En términos matemáticos podemos afirmar que el limitador trabaja más eficazmente cuanto mayor sea la corriente.

Utilizando esta fuente de alimentación en aplicaciones de laboratorio que no requieran una fuente de corriente de precisión, el circuito limitador se comporta bastante bien a la hora de prevenir daños, sobre todo en los circuitos que tengamos que probar por primera vez.

### Funcionamiento del circuito

Debido a la premura de tiempo con que se han realizado el diseño y el montaje de esta fuente, no hemos tenido ocasión de probarla suficientemente, aunque los resultados iniciales han sido bastante buenos. No hemos observado alteraciones apreciables en el voltaje de salida, y los niveles de rizado debidos a la frecuencia de red o de conmutación han sido demasiado bajos para poder medirlos. Los disipadores que hemos colocado en el circuito aún

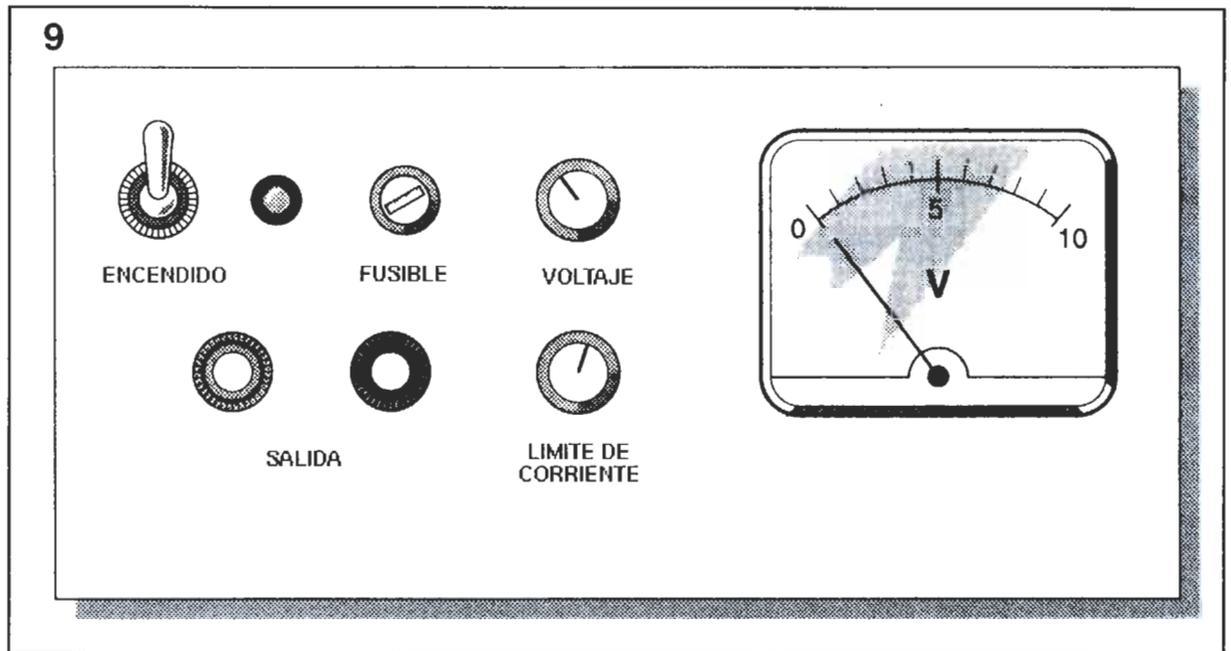
no se han ganado el suelo, por así decirlo, ya que no hemos apreciado un calentamiento excesivo que los justifique.

Durante las pruebas a que hemos sometido el equipo no hemos observado ninguna interferencia radioeléctrica destacable, sino que, por el contrario, éste se muestra mucho menos nocivo en este aspecto que la inmensa mayoría de las fuentes conmutadas incorporadas a los equipos informáticos.

En la fig. 5 podemos ver la circuitería periférica de nuestra fuente. Hemos utilizado un interruptor doble para el encendido, así como un indicador de neón. El fusible de la alimentación es del tipo lento, lo que previene su destrucción al encender el equipo (momento en que C8 se carga desde 0 V).

El condensador utilizado como "reserva" tiene una baja "esr" (equivalent series resistance), lo que nos resulta bastante útil en las fuentes conmutadas. También hemos puesto un condensador con baja "esr" en la placa principal con el fin de minimizar el ruido producido por la alimentación no regulada cuando el circuito regulador

Figura 9.  
Detalles del panel  
frontal.



recibe pulsos de corriente demasiado cortos.

El voltímetro incorporado a nuestra unidad es un modelo clásico y, como tal, funciona bastante bien.

Para calibrar el medidor podemos hacer lo siguiente: ajustamos la fuente de alimentación a una salida de tensión conocida, medida con el polímetro de mayor precisión que tengamos, seleccionamos una resistencia serie de valor fijo que haga moverse la aguja hasta que casi esté en el punto correspondiente a la salida del equipo. Cogemos, después, una resistencia (probablemente de un valor mucho mayor) para colocarla en paralelo con la anterior, de modo que la aguja del medidor se coloque, exactamente, en el punto correcto de la escala.

## Montaje

Una vez grabada la placa de circuito impreso, taladraremos los agujeros correspondientes siguiendo el esquema de la fig. 6. Es importante realizar todos los agujeros antes de comenzar a poner componentes en la placa, ya que, si no, podemos dañarlos. Otra precaución que ha de tomarse consiste en asegurarnos de que todos los componentes caben en los

agujeros realizados antes de empezar a soldarlos.

El montaje de la placa presenta pocos problemas.

Tanto IC2 como D2 deben incorporar disipadores de calor, y las lengüetas de ambos deben sujetarse a la placa, de manera que queden firmemente amarrados a la misma.

Las inductancias deben bobinarse utilizando hilo de cobre esmaltado adecuado. Para poder contener todas las espiras necesarias, debemos bobinar las inductancias procurando que dichas espiras queden lo más juntas posibles.

Se han calculado las bobinas para que sea necesario dar una segunda capa de bobinado sobre, aproximadamente, un cuarto de longitud del núcleo. Huelga decir que debemos pelar los extremos de las bobinas con un utensilio adecuado, antes de soldarlas a la placa.

## Conexión de los potenciómetros a la placa

Los potenciómetros de control están conectados a la placa por medio de conectores tipo

Molex. Recomendamos utilizar un potenciómetro de multivuelta para el ajuste de tensión, aunque uno normal puede servir; el único problema puede ser ajustar de forma precisa el valor deseado. Hemos utilizado para ambos ajustes potenciómetros de 10K, y, además, los hemos cableado de manera similar, por lo que, en caso de equivocar las conexiones de éstos con la placa, la fuente puede seguir funcionando. Esto es algo que hay que tener en cuenta en caso de que los ajustes de tensión e intensidad no funcionen correctamente.

Los pequeños mandos elegidos para controlar los potenciómetros de tensión e intensidad, lo han sido precisamente por su considerable ergonomía, y porque, además, se ha demostrado su perfecto funcionamiento. En la figura 7 podemos ver el diseño del frontal del equipo.

A la hora de seleccionar la caja para el montaje, el factor más determinante es que la misma pueda alojar de manera cómoda tanto la placa de circuito impreso como el transformador de alimentación, así como la posibilidad de colocar desahogadamente todos los mandos de la fuente y el voltímetro. No es preciso utilizar un voltímetro idéntico al usado en el diseño que presentamos, ya que cualquier otro cuya escala sea

calibrada adecuadamente surtirá el mismo efecto.

## Selección de los componentes

En el diseño inicial he utilizado un interruptor y un indicador de neón independientes, tal y como estaban dispuestos en mi primitiva fuente. Es posible que ustedes decidan utilizar uno de los múltiples modelos de interruptor iluminado de entre los disponibles en el mercado. No obstante, aconsejamos localizar todos los mandos e indicadores que forman el panel central, sobre todo si el diseño propuesto por nuestra revista no es totalmente de su agrado.

Hemos utilizado para este proyecto un transformador de 30 V. Su capacidad dependerá, en último caso, de la potencia que pensemos obtener de la fuente funcionando a una tensión elevada. Hacemos notar que el regulador integrado sólo nos puede proporcionar una corriente máxima de 5 A. De esto se deduce que a bajas tensiones la corriente se verá limitada por el regulador, mientras que a voltajes elevados será el transformador el que dicte las limitaciones de nuestro equipo.

El valor típico para un transformador que nos dé 30 V a 60 VA es de 1,5 A CC si utilizamos el puente rectificador y el condensador de filtro adecuado. La tensión en bornes del condensador cuando este recibe una corriente de 1,5 A oscilará sobre unos 30 V, lo que significa una potencia de 50 W de CC.

En caso de que precisemos una alimentación de 5 A, a 12 V, necesitaremos una potencia de 60 W, y si suponemos un rendimiento de la fuente del 80%, obtendremos una potencia de 75 W en bornes del condensador. Para obtener esta salida debemos emplear un transformador de 100 VA.

El transformador de 60 VA, citado antes, puede suministrar una potencia mayor, pero sólo durante breves espacios de tiempo, ya que en caso contrario podría recalentarse rápidamente.

Está claro que a menor potencia de salida requerida menor podrá ser la potencia del transformador usado.

En este caso, también podremos reducir el valor del condensador de filtro, ya que la corriente que circule por él será también menor, por lo que con un valor menor nos dará el mismo nivel de rizado. Si el uso que vamos a dar a la fuente disminuye de 2 a 1 A, podemos reducir el valor del condensador a más de la mitad del mismo, debido en gran parte a la función rectificadora que también llevan a cabo los demás condensadores incorporados a la placa principal.

En caso de que la corriente máxima que vayamos a precisar no exceda de 2,5 A, podemos optar por la utilización del modelo LT1071, el cual, en caso de localizarlo, nos puede salir algo más barato.

Si precisamos un valor de corriente tan bajo deberemos cambiar el valor de R5 por otra resistencia de 0,22  $\Omega$ .

Aunque, en un principio, este montaje no fue ideado para funcionar así, en caso de utilizar bajos consumos podríamos eliminar el condensador rectificador externo a la placa de CI.

## Verificaciones necesarias antes del encendido

A menos que usen para D2 el diodo recomendado en las especificaciones, les aconsejamos que antes de encender el equipo se aseguren perfectamente de la posición en que lo colocamos. En nuestro primer prototipo, y debido a un fallo del sistema de CAD, la serigrafía de dicho componente apareció invertida y al encenderlo dañó irreparablemente a IC2.

Por supuesto que esto ha sido ya modificado en el diseño actual, aunque no estaría de más tomar precauciones, ya que un error de posición puede provocar un cortocircuito en la salida del LT1070.

Para comprobar la fuente, el primer paso será dar tensión al

transformador, al circuito rectificador y al condensador, pero sin energizar aún la placa. Comprobamos después que la tensión en bornes del condensador es de 1,5 veces la tensión nominal CA del transformador. Por ejemplo, con el transformador recomendado de 30 V RMS la lectura deberá ser de 45 V aproximadamente.

Suponemos correcto el valor de la tensión en el condensador, y así, lo siguiente será descargar el mismo a través de una resistencia y conectar después la placa reguladora. Conectaremos a su salida una resistencia de carga que tenga un valor entre 12 y 47  $\Omega$  y de potencia adecuada. Ajustamos los mandos de tensión e intensidad al mínimo, encendemos el equipo y hacemos girar lentamente el control de intensidad, a la vez que controlamos la lectura de la tensión de salida. Esta deberá situarse casi inmediatamente en 1,4 V. En caso contrario, lo más probable es que hayamos conectado erróneamente el potenciómetro de ajuste.

Con el mando de corriente ajustado casi al máximo pasaremos a verificar que el control de tensión nos permite ajustar toda la gama disponible de voltajes de salida.

La fuente fue diseñada para suministrar tensiones entre 1,5 y 35 V, pero si el condensador principal tiene la suficiente capacidad podremos llegar hasta cerca de los 40 V, teniendo siempre en cuenta que las demandas de intensidad a esta tensión podrán ocasionar oscilaciones en la salida, así como presencia de rizado procedente del condensador.

Colocamos el ajuste de tensión en 30 V, y reducimos progresivamente el valor del limitador de intensidad. Verificamos que al llegar a cierto punto disminuye la tensión de salida (esta prueba funciona mejor si utilizamos una carga de bajo valor óhmico).

En caso de que todas las pruebas hayan salido bien podemos pasar a conectar los terminales de salida y proceder a ajustar el voltímetro (en caso de que no lo hayamos hecho anteriormente). Nuestra fuente de alimentación está ya lista para su uso.



# M

# ERGAÑO

## PRESIDENT JOHNNY

De tamaño reducido, con la genuina modalidad de emisión originaria de la CB y la que a todos gusta: la AM.

Con pequeños detalles que la hacen útil:

- Acceso directo al canal 19, el más usado en ruta.

- ANL, un potente eliminador de ruidos.

- Posibilidad de conectar a un altavoz exterior y utilizarla como amplificador megafónico.

Y para los que no tienen suficiente con el medidor de señal a leds y desean un medidor analógico para practicar la radiogoniometría deportiva, pueden utilizar la toma situada en el panel posterior en la que es posible colimar un "Smeter".

## Folleto corporativo de AFEISA

La firma AFEISA S.A. de Barcelona, en su constante afán de expansión dentro del campo de la automatización electrónica, ha editado un cuidado folleto de 16 páginas, en castellano e inglés, ampliamente ilustrado a todo color sobre sus instalaciones

comerciales e industriales y su equipamiento de investigación y desarrollo, que ocupa un lugar muy destacado dentro de la propia empresa.

Esta firma fue fundada en Barcelona el año 1974, con capital y dirección técnica totalmente nacional, destacando en este folleto una breve historia de sus casi 20 años de dedicación a la electrónica industrial, en que se han llegado a producir más de un centenar de miles de equipos con diseño y tecnología propia, y haciendo gala de disponer de una plantilla joven, competente y responsable que constituye su principal activo.

Aseguramos AFEISA S.A. un halagueño porvenir para su política de expansión internacional y siendo este folleto uno de los medios más inmediatos de presentación de su capacidad técnica e industrial.

Para solicitar ejemplares, rogamos se dirijan al Servicio Comercial de AFEISA S.A.

*Servicio Comercial de  
AFEISA S.A.  
Teléfono (93) 210 09 06  
Calle Encarnación, 20  
08012 Barcelona*



## Laser de Helio-Neón

La compañía internacional FADISEL, S.A. a través de la marca CEBEK amplía su oferta en lasers de Helio-Neón made in U.S.A. con el laser discoteca de 5mW ref. L-12 y el laser macro-disco de 10mW ref. L-14. Los 2 equipos se suministran totalmente montados y ajustados en caja profesional. En el de 10mW la fuente de alimentación va en caja independiente. En ambos casos el laser

es de color rojo y su alcance es superior a los 500 metros de distancia.

Asimismo se ponen a disposición del profesional el conjunto de espejos L-15 y el de lentes y ópticas ref. L-16, los dos son ideales para la experimentación de los diferentes efectos ópticos de los equipos laser de helio-neón.

*QUETZAL, 19-21, enti. 2ª  
08014 BARCELONA  
Telf.: (93) 331 12 49 (93) 331  
33 42 Fax: (93) 432 29 95*

## VENTAMATIC MIDIWARE

Interfaces MIDI para PC.

Ventamatic anuncia la disponibilidad de la gama de interfaces MIDI para ordenadores PC de la firma estadounidense Computer Music Supply.

El interface MIDI posibilita la interconexión del ordenador con multitud de instrumentos musicales electrónicos y equipos de audio de distintas marcas con objeto de constituir desde un pequeño estudio musical doméstico hasta el más completo estudio de grabación profesional mediante el uso de programas secuenciadores, editores de partituras, editores de sonidos, etc.

El modelo CMS-401 incluye una entrada y una salida MIDI, y una salida de audio para la señal de metrónomo de referencia.

El modelo CMS-401-II incluye dos entradas y dos salidas MIDI y la salida de audio del metrónomo como el anterior.

El modelo CMS-444 tiene las mismas características que el CMS-401, pero incorpora además entrada y salida de señal de sincronía SMPTE y FSK inteligente. La señal de sincronía se utiliza para esclavizar un programa secuenciador MIDI que funcione en el ordenador a un magnetófono externo, de modo que es posible sincronizar los instrumentos MIDI con pistas de audio analógicas (voces, guitarras, instrumentos acústicos, etc.) grabadas en el magnetófono. La ventaja de los códigos de sincronía SMPTE y FSK es que permiten poner en marcha o interrumpir la grabación o reproducción sincronizada en cualquier instante, reconociendo el ordenador la posición dentro de la canción, lo cual no ocurre, por ejemplo, con el código de sincronía FSK ordinario utilizado en otros interfaces MIDI para PC, que obligan

a volver al principio de la canción cada vez que se interrumpe la grabación o reproducción sincronizada.

Los tres modelos son compatibles con el estándar MPU de Roland y por lo tanto funcionan con la mayoría de programas musicales que operan bajo este estándar.

*Ventamatic - c/ Córcega, 89  
entlo. - 08029 Barcelona  
Tel.: (93) 430 97 90  
Fax: (93) 321 31 73.*

## Relé detector de intensidad "WI"

Los detectores de intensidad WI son dispositivos electrónicos con un contacto que conecta o desconecta, según el nivel de corriente detectado en un circuito eléctrico. Este nivel de disparo es ajustable mediante un potenciómetro situado en la parte frontal; su rearme se produce automáticamente con una intensidad 10% superior o inferior a la de disparo (histéresis estándar). Bajo demanda pueden suministrarse con distinto valor.

Estos aparatos fabricados por CIRCUTOR S.A. de Terrassa (Barcelona) incorporan, además, un sistema de retardo,

que permite ajustar por separado los tiempos de conexión (t-on) y de desconexión (t-off) del contacto de salida. La medida del valor de la intensidad se obtiene a través de un transformador de corriente - incorporado al aparato o separado de él - por el interior del cual se hace pasar un cable del circuito que se quiere controlar. De esta forma se tiene un aislamiento galvánico perfecto entre el circuito a medir y el resto de circuitos del relé.

Los Relés Detectores de Intensidad "WI" pueden desempeñar indistintamente las funciones de relé de máxima o de relé de mínima, siendo por tanto aptos para un amplio campo de aplicaciones, tales como:

- control de alimentadores para molinos o machacadoras de áridos.
- Control de carga en máquinas de carga o de extrusión.
- Control de descebado de bombas.
- Control de máxima potencia en estaciones de bombeo.
- En general, control de máxima o mínima carga de motores.

Para todo ello y más aplicaciones, CIRCUTOR S.A. dispone de una amplia gama en existencia, según el margen de ajuste de la intensidad de disparo.

*Gacetilla no. 19 Lepanto, 49  
CIRCUTOR S.A.  
T.: (93) 786 19 00  
08223 TERRASSA*

## MENSATUR, la nueva atención telefónica

DCARTEL, S.L. es una Empresa española creada por profesionales en el sector de telefonía y comunicaciones para desarrollar, fabricar y comercializar productos innovadores en el sector.

El primer producto que en estos días esta lanzando al mercado son los sistemas MENSATUR.

Este es un equipo diseñado para funcionar de un modo versátil y compatible con la mayoría de los sistemas telefónicos, centralitas o sistemas multilínea del mercado.

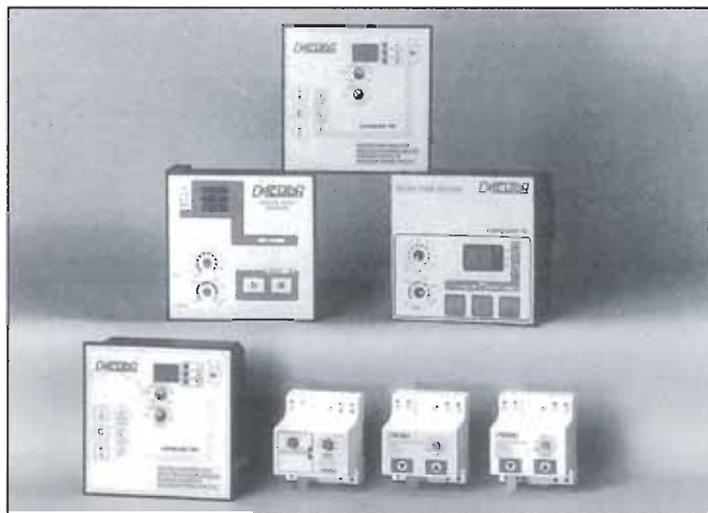
Tiene varios métodos de operación y una gran sencillez de uso.

Recepciona automáticamente las llamadas entrantes, emite un mensaje de saludo y difunde a continuación un segundo mensaje hasta que descuelgue la operadora o bien de un modo seleccionable, tras el mensaje cuelga.

Genera la fuente de sonido necesaria, para ser utilizada por su sistema telefónico como música o texto en espera, entre las comunicaciones interiores.

La fuente de emisión de sonido es seleccionable, existiendo la posibilidad de elegir entre una grabación realizada por el usuario en MENSATUR o una fuente de audio externa convencional.

El sistema de grabación está diseñado para ser manejado sin necesidad de conocimiento o equipos especiales. Puede ser grabado tantas veces como sea necesario sin que por ello pierdan calidad sus



reproducciones. Graba de modo digital y utiliza de soporte memorias RAM CMOS, confiéndole una gran calidad de sonido. Incorpora una batería que preserva la grabación con autonomía de una semana.

Estos sistemas de modo modular por cada 2 líneas telefónicas con un mínimo de 4 y un máximo ilimitado.

D&C

Julián Hernández, 9

28043. Madrid

Tlf.: 759 77 26

Fax: 759 88 57

## Modem Universal Multinorma (PHY-96CCS)

PHYLON anuncia su chipset PHY-96CCS para modem universal. El PHY-96CCS soporta todos los estándares CCITT y Bell para modems, incluyendo la recomendación más reciente V.32 bis y todos los estándares CCITT para una completa funcionalidad FAX.

El chipset de PHYLON consta de 3 chips CMOS VLSI. Dos de ellos son procesadores digitales de señal (DSP's) utilizados en recepción y transmisión. El tercero es un front end Digital/-Analógico de alta funcionalidad, incorporando DAC's autocalibrados de 23 bits, terminaciones adaptativas y circuitos diferenciales, así como filtros y canceladores de eco.

Este potente chipset requiere alimentación única a +5V. Adicionalmente implementa todo tipo de protocolos modem, todos los estándares FAX y sus funciones asociadas como por ejemplo la recepción y generación de tonos DTMF, transmisión de voz ADPCM con una relación de comprensión/descomprensión 6:1 y discriminación entre voz/datos/fax.

Los microprocesadores típicos para ser usados como controladores del modem son el Zilog Z180, Z280, Intel 80186 y 80188 y la familia 68000 de Motorola. La elección depende de la aplicación, funciones y coste. Dicho microprocesador ha de realizar las funciones de interpretación de comandos, procedimientos de marcación en V.25 bis y los protocolos de corrección de errores y comprensión de datos, entre otras. Todas estas funciones pueden encontrarse conjuntamente con el módulo PHY-96 del mismo fabricante, que es física y eléctricamente con la familia R9696DP de Rockwell.

## SIM/2: El MS-DOS tiempo real

Con el sistema de explotación SIM/2, desarrollado por la sociedad francesa 3S (Software & Systèmes Spéciaux) y distribuido en Francia por Microprocess bajo el nombre de S-DOS, los usuarios de PC AT industriales disponen de un programa compatible MS-DOS reescrito para el tiempo real.

En efecto, el sistema mejora varias funcionalidades de MS-DOS: Protección individual de ficheros por mecanismos eficientes inspirados en UNIX...

Hablar de tiempo real no es en balde con este sistema que ostenta un tiempo de respuesta con cambio de contexto del orden de 150 microsegundos en un 386DX a 16 MHz. Por supuesto, un dispositivo de gestión de prioridades distingue las tareas tiempo real críticas, las tareas normales tratadas en tiempo compartido y los tratamientos de fondo.

La instalación del sistema se hace con o sin MS-DOS, pero, contrariamente al DOS

clásico, SIM/2 puede gestionar varios procesos o tareas en paralelo. almacenable en PROM (su núcleo sólo contiene 64 Ko de código), el sistema permite superar la frontera de los 640 Kb del MS-DOS. Por consiguiente gestiona hasta 10 Mg. ya que esa aplicación de memoria puede contener tanto código como información.

Al disponer de un sistema de gestión integrado (S-Net) de la red local, SIM/2 es un sistema de explotación repartido. En efecto, todas sus funcionalidades pueden ser activadas desde una máquina para ser ejecutadas en otra máquina. Una operación totalmente transparente para el usuario.

La compatibilidad MS-NET de S-NET y la utilización del protocolo SMB le permiten dialogar tanto con máquinas SIM/2 como con máquinas MS-DOS u OS/2.

A las funciones MS-Dos, el programa añade unas cuantas primitivas que realizan el funcionamiento multitarea.

Ejemplos: creación de procesos; comunicación / sincronización entre procesos, mensaje, señales y zonas de memorias compartidas; acceso al entorno MS-DOS...

Otra potente ventaja: el sistema integra un sistema de gestión de ventanas que facili-

ta la partición la partición de una pantalla física en varias pantallas lógicas. SIM/2 ofrece al usuario una biblioteca de acceso a las funciones sistema para los lenguajes C y el lenguaje de programación objeto AML/2 de IBM. Como prueba de su originalidad, el programa se insertará en la oferta CIM (Computer Integrated Manufacturing) de IBM. Así va a completar el programa orientado oficio PFSACE desarrollado por Big blue para el nivel 2 del CIM (pilotaje de equipos de producción). Ejemplo de operación garantizada: la puesta en forma y visualización gráfica de datos recibidos de PFSACE gracias a un programa del mercado.

El punto de mira del sistema, el PC AT, constituye una de las plataformas más utilizadas en los talleres. Por consiguiente, SIM/2 puede ayudar a los responsables de automatización encargados de hacer funcionar una aplicación tipo tiempo real en un complejo industrial.

### SOFTWARES & SYSTEMES SPECIAUX

89, Rrue G. Péri

F - 92120 MONTROUGE

Tel.: 46 55 10 55

Fax.: 46 56 02 79



## Modulo universal de Comunicaciones Multinorma

PHYLON anuncia el PHY-96B, un módulo universal de comunicaciones que dispone de todas las funciones de proceso y control necesarias para implementar los más usuales modems de baja y alta velocidad.

Con un adecuado interfaz de línea, se encuentra listo para funcionar sobre la red conmutada o sobre líneas arrendadas.

La existencia de EPROMS en el PHY-96B le dotan de la máxima flexibilidad. Nuevas características y actualizaciones se consiguen con un solo cambio de EPROMS.

Las posibilidades de programación permiten que el módulo sea configurado para un amplio margen de necesidades en la comunicación. Dicho módulo es compatible con los estándares:

CCITT: V.33, V.32 bis, V.29, V.27 ter, V.26 bis, V.22 bis, V.23, V.21 y V.13.

Bell: Bell 212A, 208, 201, 103.

Combinaciones específicas para el usuario son también posibles. Adicionalmente puede incluir comprensión y descompresión de voz ADPCM.

El interfaz con el host acepta comandos de alto nivel, como setup, configuración, envío y detección de tonos, generación DTMF, modos de test, protocolos.

Realizado en tecnología CMOS y desarrollado en SMD, el módulo PHY-96B de 82 mm x 100 mm, con conexiones tipo DIP y un consumo típico de 2,5 W.

Compatible física y eléctricamente con la familia RXXXXP de Rockwell, dicho módulo puede ser utilizado en la actualización de diseños de esta familia.

Como ayudas se dispone de una guía de Diseño y de modems de evaluación.

## Detector de fuga de gases ULD-100 por ultrasonidos

El detector de fuga de gases que presentamos, tiene la particularidad de que es aplicable a cualquier tipo de gas, ya que no tiene en cuenta el "análisis químico" del mismo sino que capta el ultrasonido producido en cualquier fuga. Este fenómeno se puede aplicar a las fugas tanto en tubos, cisternas, depósitos y válvulas, teniendo en cuenta además que, cuanto mayor sea la diferencia de presión a través del orificio, mayor será su velocidad.

CIRCUTOR S.A. de Terrassa (Barcelona) presenta entre la gama de aparatos de medida de la marca "AMPROBE" un Detector de fugas por ultrasonidos ULD-100, diseñado precisamente para localizar cualquier fuente de emisión de ondas ultrasónicas.

Las aplicaciones se extienden a las fugas en sistemas de refrigeración y de aire acondicionado, tanto de vacío como de presión. También en sistemas de calefacción; en sistemas de frenado, de aire comprimido, en neumáticos y cámaras, radiadores e intercambiadores de calor, descargas eléctricas, particularmente en los relés, cuya vida se reduce ostensiblemente por los arcos. Una aplicación muy específica es para comprobar la estanqueidad alrededor de puertas y ventanas, parabrisas de los vehículos, así como en depósitos, cisternas, de líquido o de gas, y en general ante cualquier problema industrial de sellado.

CIRCUTOR S.A.  
Lepanto, 49  
Teléfono (91) 786.10.00  
Telefax (91) 786.47.52

## HP presenta productos de conectividad SNA

Hewlett-Packard ha lanzado una nueva generación de productos para la conexión de sistemas HP con los entornos

de ordenadores principales IBM. La familia de productos HP SNA plus, basada en el modelo cliente/servidor, permitirá a todos los sistemas de gestión de la gama media y servidores de HP en redes SNA de IBM con mucha más facilidad.

Anteriormente, los sistemas HP ofrecían ya posibilidades de comunicación con sistemas IBM similares, aunque con distintos conjuntos de funciones. Las distintas familias no podían compartir un mismo servidor de acceso al entorno SNA. La arquitectura cliente/servidor proporciona a los usuarios un mismo conjunto coherente de capacidades y funciones, sea cual sea el tipo de plataforma HP que utilicen.

Productos HP SNAplus

El anuncio incluye tres productos SNAplus que harán posible que estaciones de trabajo, sistemas de gestión y servidores HP se puedan conectar a entornos de ordenadores IBM.

HP SNAplusLink constituye el medio básico de acceso (enlace de datos) a través de enlaces de comunicación SNA con ordenadores centrales o sistemas del mismo nivel. El producto se compone de una tarjeta y el software perteneciente. HP SNAplusLink incluye el enlace y el software para el servidor en un único producto. El software HP SNAplus3270 permite a los sistemas HP emular un terminal IBM 3278 y una impresora IBM 3287. HP SNAplus3270 permite, además, utilizar HLLAPI, un interfaz programable para automatizar las operaciones de transferencia de datos y las tareas repetitivas.

El software HP SNAplusAPI es un interface para programación de aplicaciones que permite a varios sistemas HP acceder a ordenadores centrales SNA y sistemas SNA del mismo nivel, de forma simultánea y usando LU 6.2, un proto-



colo que permite que dos programas de transacciones se comuniquen al mismo nivel. Gracias al software HP SNAplusAPI, los programas de aplicación se pueden escribir y distribuir a través de la red, y pueden operar conjuntamente para realizar una única tarea, como puede ser la consulta a base de datos remota, la copia de un archivo remoto o el envío y la recepción de correo electrónico. Este producto ofrece la flexibilidad para desarrollar aplicaciones y soluciones adaptadas a las necesidades específicas de cada red en particular.

La familia de productos HP SNAplus también proporciona la posibilidad de establecer conexiones con el software de gestión de redes HP OpenView, además de permitir la comunicación con el producto NetView de IBM, por medio de alarmas y avisos.

HP SNAplus: un programa con múltiples fases

Este anuncio es la primera fase del programa SNAplus. Los primeros productos HP SNAplus están disponibles para las estaciones de trabajo HP 9000 Serie 300 y para los servidores gestión Serie 800.

La segunda fase del programa HP SNAplus, que se anunciará en el último trimestre de 1992, incluirá productos que aumentarán la oferta en cuanto a posibilidades de conexión, ya que permitirán que Token Ring y SNA efectúen transferencias de archivos a través de QLLC X.25, incorporando además gráficos interactivos y aplicaciones que se pueden desarrollar con el API de NetView y el API LUA.

Las restantes fases del programa, previstas para la primera mitad de 1993, permitirán integrar totalmente todas las gamas de productos HP, incluyendo los sistemas y servidores de gestión HP 3000 Serie 900 MPE/ix, que ya disponen de numerosas posibilidades de comunicación de redes SNA,

aunque no están basados en un modelo cliente/servidor. También se prevé presentar en esa fecha productos HP SNAplus para los ordenadores personales HP Vectra.

### Mitel introduce un nuevo conmutador de punto de cruce miniatura

El nuevo conmutador de punto de cruce mini-DX MT8982AS, de Mitel Semiconductor, es un temporizador CMOS sin bloqueo, con una capacidad de 64 canales de datos o voz codificados en PCM de 8 bit.

El dispositivo ha sido diseñado específicamente para aplicaciones de conmutación en productos sensibles al coste como aparatos telefónicos y sistemas de teclado. El interfaz de datos al MT8982AS es a través de cadenas en serie de 2,048 Mb/s con un máximo de 32 x 64 Kb/s canales por cadena.

La micropuerta en serie sincrónica permite que el usuario programe el dispositivo para la conexión requerida, y soporte las funciones de mensaje flexibles del dispositivo.

el MT8982AS de 16 patillas puede utilizarse como un circuito soporte de aparato telefónico ISDN así como cualquier aplicación que requiera conmutación digital de bajo coste y el pequeño encapsulado hace que el dispositivo sea ideal para aplicaciones en que se necesite espacio.

Comelta SA,  
Emilio Muñoz 41, Nave 1-1-2m  
28037 Madrid.  
Teléfono: 01 327 0614

### Una memoria FLASHFILE™ de 8 megabits

Con el anuncio de la memoria FlashFile de 8 megabits, Intel propone ahora las memorias no volátiles reescribibles de mayor densidad de la industria bajo forma de tarjeta o componente.

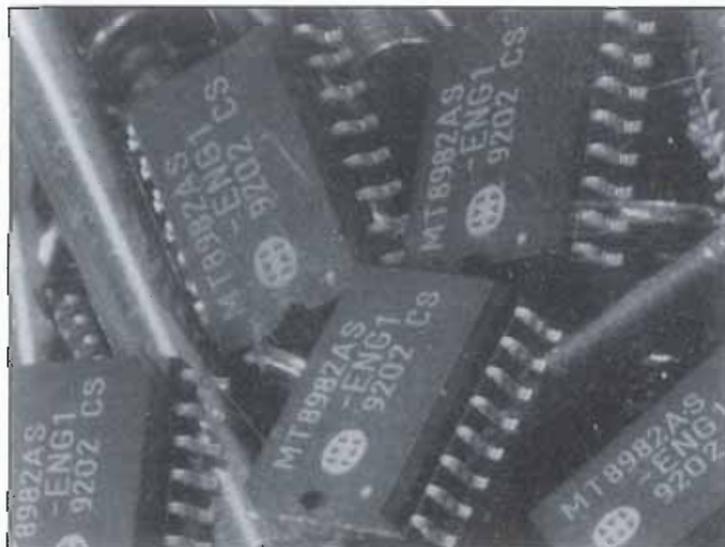
La memoria FlashFile 28F008SA graba un megabit de código o de datos en un solo circuito integrado. Se presenta en un encapsulado de 40 pins TSOP (Thin, Small Outline Package) o de 44 pins PSOP (Plastic SOP) para permanecer lo más compacta posible para responder a las exigencias de los nuevos sistemas informáticos de bolsillo o de los ordenadores portátiles de tamaño notebook.

"Nuestros nuevos productos Flash se apoyan en la tercera generación del proceso tecnológico ETOX™ (Eprom Tunnel Oxide) en trazos de 0,8 micras, lo que les permite alcanzar una gran velocidad de funcionamiento, una fiabilidad sin precedente y una densidad elevada al nivel de precios de las DRAM," subrayó Dick Pashley, general Manager de

la división de memorias de Intel. "Pensamos que esta memoria es la buena solución que los fabricantes de máquinas portátiles esperaban para concebir ordenadores ligeros, robustos, de altas prestaciones, muy compactos y capaces de funcionar varios días seguidos en vez de varias horas como en la actualidad"

Un circuito flash capaz de borrarse por bloques

La memoria FlashFile 28F008SA está organizada en 16 bloques separados de 64 kilobytes, cada uno de ellos pudiendo soportar 100.000 ciclos de lectura/escritura, por un total de 1,6 millones de ciclos por componentes. Esta capacidad de borrado por bloque es optimizada por la versión 2.0 del Flash File System de Microsoft, que permite a la 28F008SA emular el principio de almacenamiento de ficheros de las unidades de disco mejorando a la vez significativamente las prestaciones a nivel del sistema. Además, el tiempo de acceso de 85 nanosegundos de la 28F008SA y la no volatilidad inherente a la tecnología flash autorizan la puesta en funcionamiento de versiones ejecutables en ROM de sistemas operativos como MS-DOS\* y Window\*, ofreciendo



así un acceso instantáneo a los programas y a los datos.

Una memoria poco exigente en energía, para alargar la vida de las baterías

La 28F008SA no consume más que 20 miliamperios en modo lectura, 30 micoramperios en modo espera, y 0,2 microamperios en modo sleep, lo que alarga la capacidad de utilización del sistema en su batería más allá de las posibilidades de las máquinas de discos. Requiere una alimentación de 5 voltios para leer, y de 12 voltios para escribir/borrar. Para alargar todavía más la duración de uso, Intel ofrece también una versión de 3,3 voltios de escritura.

Tarjetas de memoria para la movilidad de los ficheros

Intel anuncia una familia de tarjetas de memoria concebidas a partir de la memoria FlashFile de 8 megabits: las iMC004FLSA, iMC010FLSA e iMC020FLSA de Serie 2, respectivamente de densidades 4, 10 y 20 megabytes. La funcionalidad de borrado por bloque y la densidad elevada de las tarjetas de memoria de Serie 2 obtienen todas las ventajas de la versión 2 del Flash File System de Microsoft con el fin de emular un disco bajo la forma de un soporte no volátil removible. Del tamaño de una tarjeta de crédito y construida en tecnología semiconductor,

este tipo de memoria compacta y de altas prestaciones constituye una alternativa capaz de reemplazar el soporte disco magnético rotativo, que no puede satisfacer las exigencias de los ordenadores portátiles más pequeños, en términos de ocupación de espacio, peso y consumo, y no muy a gusto en los entornos difíciles.

Las tarjetas de memoria de Serie 2 de Intel se adecuan a la norma de interfaz para tarjeta de 68 pins PCMCIA\* 2.0/JEIDA\*\* 4.1, y respetan la arquitectura ExCA™ de Intel para asegurar la compatibilidad de un sistema a otro. Eso permite utilizar tarjetas como se utilizan discos (intercambiabilidad). El usuario podrá transportar sus programas y sus ficheros entre su ordenador de sobremesa y su PC móvil de la manera más fácil, sin cable de conexión serie como se hace en la actualidad.

## Reguladores de energía reactiva

Los costes crecientes de la energía hace que cada día sea más imprescindible el USO RACIONAL DE LA ENERGIA ELECTRICA. En este contexto, entenderemos por "uso racional" aquél que persigue obtener el máximo rendimiento de la energía consumida y también de las instalaciones necesarias para su generación, transporte y utilización, garantizando al mismo tiempo un funcionamiento sin interferencias de todos los receptores conectados a la red.

CIRCUTOR S.A. de Terrassa (Barcelona) presenta la nueva gama de reguladores automáticos de la energía reactiva, con una variedad de

28 modelos entre 1 y 12 pasos de conexión, dotados con el sistema "F C P" (Fast Computerized Program) que los convierte en elementos inteligentes.

Los parámetros básicos para esta toma de decisión son:

a) Valor del coseno "fi" que se desea alcanzar.

b) kVar de cada condensador montado en cascada.

c) Programa de trabajo, de conexión de pasos, deseado.

d) compensación capacitativa con el menor número de maniobras.

e) Utilización preferente de los condensadores que hace más tiempo que no han sido conectados (envejecimiento uniforme).

f) corriente activa y reactiva de la red.

Una vez más, la técnica y el servicio CIRCUTOR ofrecen al mercado una solución total, fruto de la experiencia obtenida en 15 años de dedicación exclusiva, para un problema de la red eléctrica: En este caso, el control y compensación de la energía reactiva.

CIRCUTOR S.A.

Lepanto, 49

Teléfono (93) 786. 19. 00

Telefax (93) 786. 47.52

## Comprobadores de relés de sobreintensidad "CR-250"

En muchas instalaciones industriales es conveniente verificar periódicamente el estado de los relés de sobreintensidad, ya sea en baja o en alta tensión. Para ello, CIRCUTOR S.A. de Terrassa ha diseñado el CR-250 para la comprobación de la curva de disparo "corriente/tiempo" de interrupto-



res automáticos y de relés de protección indirecta.

El principio de funcionamiento consiste en una fuente de corriente alterna ajustable, que se inyecta en el circuito a través de un bucle de cable en cortocircuito. Conectando un contacto auxiliar del interruptor a probar, permite medir el tiempo de disparo para cada intensidad seleccionada.

El ensayo se efectúa de forma muy simple con un solo mando de "marcha-paro". Un sistema automático de medida se encarga de calcular los valores y presentarlos en un display LCD. Este display digital indica tanto la intensidad inyectada como el tiempo transcurrido hasta el disparo.

Cabe resaltar que este aparato permite comprobar el sistema completo de protección, es decir, incluyendo el transformador de intensidad, en el caso de relés indirectos ya que la corriente puede inyectarse en el primario de dicho transformador de intensidad, en el caso de relés.

**CIRCUTOR S.A.**  
Lepanto,49  
Tlf.: (91) 786 10 00  
Fax: (91) 786 47 52  
08223 Terrassa Barcelona

### Medidores de tensión, paso y contacto MPC-5 y MPC-50

Los simuladores MPC-5 y MPC-50 permiten medir las tensiones que aparecen entre puntos del suelo (tensión de paso) o entre tierra y partes conductoras (tensión de contacto), cuando exista riesgo de corrientes de fuga a través de tierra. Estas mediciones son obligatorias en centros de transformación y distribución de energía eléctrica.

Los simuladores fabricados por CIRCUTOR S.A. de Terra-

ssa, disponen de una fuente de corriente (c.a.) que se inyecta entre dos puntos de una tierra para simular la corriente de fuga, y de un voltímetro electrónico que mide las tensiones causadas por dicha intensidad. El modelo MPC-5 puede inyectar hasta 5 A y el modelo MPC-50 hasta 50 A.

Estos aparatos controlados por microprocesador efectúan la medición con una intensidad estándar y permiten calcular la tensión de paso y de contacto para otro valor cualquiera programado. Pueden también medir la resistencia de tierra y sus resultados quedarán memorizados en un display LCD.

Para llevar a cabo este ensayo, se conecta la fuente entre dos puntos distantes de una tierra y se mide con el voltímetro la tensión que aparece entre dos pesas separadas 1 metro o entre tierra y partes conductoras accesibles. La fuente de corriente puede ser ajustada al valor deseado.

**CIRCUTOR S.A.**  
Lepanto,49  
Tlf.: (91) 786 10 00  
Fax: (91) 786 47 52  
08223 Terrassa Barcelona

### Segunda fuente para reguladores conmutados simples de NATIONAL SEMICONDUCTOR

SEMTECH anuncia la introducción en el mercado mundial de los circuitos integrados reguladores conmutados, con la única segunda fuente para la industria: Los LM 1575K, LM 1575MO, LM 2575K y LM 2575T. Los dispositivos Semtech son para fijación sobre circuito impreso y funcionan como los "SIMPLE SWITCHER" de nacional semiconductor.

Este monolítico circuito integrado ha sido diseñado para usarlo en aplicaciones "STEP-DOWN" que requieren una

precisión extrema del voltage de salida para variaciones combinadas de línea, carga y temperatura. Los LM1575 y 2575 admiten un amplio margen de la tensión de entrada desde 7 a 40Vcc y una tensión de salida desde 1,23V a 31VCC para 1 Amp. máximo.

El rendimiento del 82% mínimo puede ser obtenido en la salida de 5V., sin necesidad de radiador, ni ventilación. El voltage de salida puede ser ajustable o preseleccionado en fábrica a 5, 12 y 15V, tanto la limitación de corriente, como inhibición por sobretensión son posibles standard gracias a un pin disponible.

La configuración TQ3 y MO-078 son herméticas y admiten temperaturas militares, mientras también la TO3 y la de plástico 10200 SIP están disponibles para aplicaciones industriales y comerciales.

**FULLTRON,S.A.**  
Playa de Ribeira, 3  
28290 Las Matas (Madrid)  
Telf.: 630528. Fax: 6305508



## Quattro Pro 3

J.L.Ganuza/Julián Martínez  
ISBN84-7614-373-7  
272 pág. 12 x 20,5 cm.  
Editorial: ANAYA



Esta Guía Práctica contiene todo lo necesario para el usuario que empieza a trabajar con hojas de cálculo, y más concretamente con Quattro Pro en su versión 3.

El usuario al que va dirigido este libro deberá contar con unos conocimientos mínimos de ordenadores personales y hojas de cálculo. No obstante, si usted no cumple estos requisitos no tiene por qué preocuparse, en esta guía se van explicando paso a paso, y de una forma sencilla y detallada, desde el proceso de instalación del programa hasta las funciones más avanzadas.

La primera parte de la guía sirve de presentación del programa y del entorno en el que se va a trabajar. A partir de aquí, se hace una introducción al mundo de las hojas de cálculo, y se aclaran conceptos y acciones básicas: por ejemplo qué es una celda, como moverse por la hoja, como introducir información en las celdas, como operar con bloques, etc.

Sin darse cuenta irá aprendiendo a dar formato a la hoja de cálculo, esto es, sabrá como poner diferentes tipos de letra,

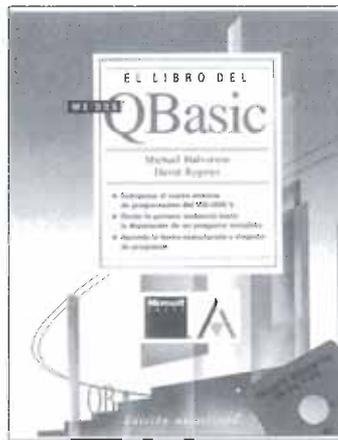
añadir recuadros, sombrearlos, todo ello para obtener presentación de sus documentos antes de imprimirlos.

En la segunda parte podrá conocer todo lo concerniente a direcciones absolutas, relativas y mixtas, a las funciones de Quattro Pro y al análisis de sensibilidad.

En la parte tercera se muestra y explica el funcionamiento de la base de datos de Quattro Pro, enseñándole a crear gráficos a partir de los datos de la hoja de cálculo y el manejo de macros, ventanas, ficheros y opciones.

## El libro del MS-DOS QBasic

Michael Halvorson  
David Rygmyr  
ISBN84-7614-375-3  
482 pág. 18,5 x 23,5 cm.  
Editorial: ANAYA



Si usted, lector, es un principiante, le recomendamos que lea los temas de la programación en Basic en el orden en que los presenta el libro. La facilidad del Basic para realizar algunas tareas claramente complejas descansa en fundamentos simples; por tanto, no se debe omitir ninguno de los detalles desde el principio. Los capítulos del 1 al 6 introducen los primeros conceptos importantes de la programación en Basic; diseño de programas, utilización de la programación QBasic, escritura de instrucciones, trabajo con variables, establecimiento de estructuras de decisiones y uso de bucles.

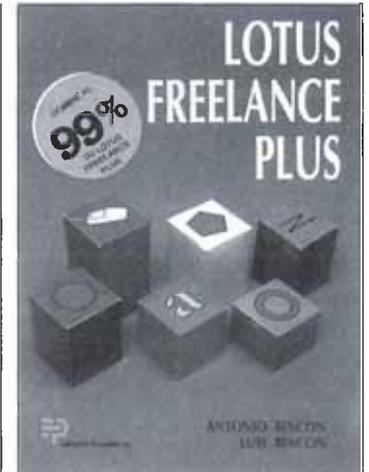
Los capítulos del 7 al 12 se basan en estos fundamentos cuando le introducen en prácticas más complicadas; uso de subprogramas y funciones para organizar sus programas en módulos, matrices para manejar datos, cadenas para procesar textos y ficheros para almacenar información. Aprenderá como hacer que su programas produzcan impresos, como usar colores y gráficos para hacer sus cosas atractivas y como utilizar sonidos para mejorar un trabajo o para divertirse. Finalmente, aprenderá prácticas de depuración que le facilitarán el trabajo en caso de errores ocasionales.

El libro del MS-DOS QBasic termina con cinco apéndices. El apéndice A resume los comandos del ratón y del teclado de la programación en QBasic, y cubre las opciones de personalización y arranque disponibles. Le recomendamos que consulte el apéndice A si no ha usado ninguna aplicación con menús y necesita revisar operaciones de tipo general como selección de texto y uso de ventanas de diálogo. El apéndice B presenta los conjuntos de caracteres ASCII e IBM ampliados, que incluyen, entre los dos, todos los caracteres que se pueden presentar en el QBasic. El apéndice C presenta el conjunto completo de sentencias y funciones del QBasic. El apéndice D describe la conversión de programas GW-BASIC para ejecutarlos en QBasic; se recomienda su lectura si ya tiene experiencia en Basic. El apéndice E facilita las soluciones completas a todas las preguntas y ejercicios de programación del libro.

## Lotus Freelance Plus

Antonio Rincón  
Luis Rincón  
ISBN84-283-1918-9  
408 págs.; 17 x 24 cm.  
Editorial: PARANINFO

Una de las palabras mágicas que rige el lenguaje de las sociedades modernas es, sin duda, "comunicación". Esto es lo que, al menos, puede deducirse de la creciente prolifera-



ción de todo género de medios de intercambio de bienes y artículos, tanto materiales como culturales, que se produce entre los diversos actores de la vida actual, y sobre todo, de la enorme rapidez y eficiencia obtenidas al respecto con la aplicación de las nuevas tecnologías.

El presente libro versa sobre una herramienta de trabajo que, en cierto modo, aglutina una buena parte de los aspectos mencionados tanto en su vertiente tecnológica como comunicadora. Lotus Freelance Plus, pues tal es su nombre propio, forma parte del microcosmos ya casi cotidiano de la informática de los ordenadores personales, y persigue como objetivo principal construir piezas de mensaje gráfico que ayuden a transmitir con claridad las ideas expresadas en una relación de carácter eminentemente profesional o laboral.

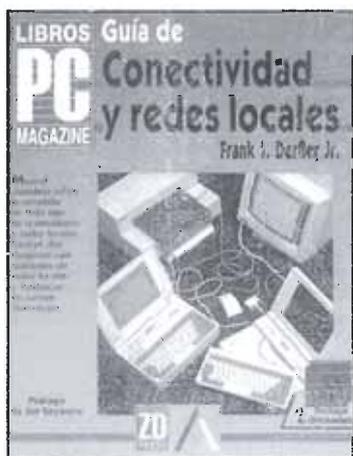
Como resultado de su quehacer, Lotus Freelance Plus ofrece imágenes estáticas, ya sean individuales o se agrupen en series de dibujos, susceptibles de ser utilizadas indistintamente como ilustraciones de un informe en papel o proyectadas en forma de transparencias o diapositivas como apoyo de conferencias y reuniones de trabajo.

No obstante, el uso más espectacular de este paquete de gráficos se deriva de su capacidad para fabricar demostraciones directas sobre la pantalla de un ordenador, con variados y vistosos efectos de sucesión de imágenes. Esta técnica, frecuente

como reclamo publicitario o soporte informativo en escaparates y ferias comerciales, suple con brillantez a las transparencias y requiere simplemente un monitor adecuado conectado a un ordenador y, en su caso, un proyector de vídeo para llegar a un auditorio extenso.

## Guía de conectividad y redes locales

Frank J. y Derfler, Jr.  
ISBN 84-7614-370-2  
550 páginas, 18 x 23,5 cm.  
Editorial ANAYA



Con la información que le proporciona este libro, puede ampliar, actualizar y centrarse en la potencia disponible en los modernos PC al conectarlos entre sí para sintetizar y distribuir información. El autor ha escrito este libro pensando en los directores, no sólo en técnicos o usuarios de los PC; y ha supuesto que tiene la suficiente experiencia en el uso del DOS como para comprender los subdirectorios DOS y que sabe como conectar una impresora al puerto paralelo de un PC.

El libro que tiene en su manos es diferente de la mayoría de los libros porque, a nuestro juicio, es más que un conjunto de páginas de texto impreso. Los disquetes, los diagramas y el árbol de decisión sobre conectividad contiene una información importante y recomendaciones que le ayudarán a tomar decisiones sin tener que navegar a través de océanos de palabras.

El primer capítulo introduce el concepto de información como materia prima, inventario y producto final de muchas organizaciones. El capítulo 2 le guía a través del árbol de decisión sobre conectividad. Sus cuestiones y recomendaciones pueden ayudarle a encontrar formas económicas y efectivas para diseñar, instalar y hacer funcionar un sistema de conectividad.

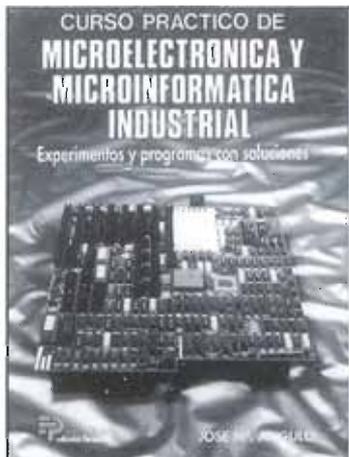
En los capítulos 2, 3 y 4 de este libro, se estudian diversas formas de conectar ordenadores entre sí para compartir impresoras, intercambiar ficheros y utilizar aplicaciones en red.

En los capítulos 5 a 11 se da una visión general, detalles específicos y consejos prácticos sobre todos los elementos diferentes de la red.

Los capítulos 12 y 13 exploran un aspecto de la rápida evolución en el mercado de la conectividad: la interoperabilidad. Este tema trata de los problemas de la conexión de ordenadores que utilizan arquitecturas y sistemas operativos, a menudo diferentes, en localidades diferentes.

## Microelectrónica y microinformática industrial

Jose María Angulo  
ISBN 84-283-1932-4  
346 páginas, 19 x 26  
Editorial: PARANINFO



En esta nueva publicación se recoge una extensa colección de prácticas que constituye una auténtica recopilación de las clases experimentales de Laboratorio. Esto brinda al estudiante la posibilidad de obtener una información progresiva y práctica en los campos de la Microelectrónica y la Microinformática, que viene a reforzar al máximo sus conocimientos teóricos de la electrónica en general.

Presenta las características generales de varios microordenadores personales, manejo de instrumentos de medida y una variada gama de experimentos relativos a todos los componentes y circuitos integrados más representativos dentro de la Electrónica Digital y de la Analógica, en este caso referidas específicamente a los Amplificadores Operacionales.

Dentro del conjunto general de la obra, se dedica especial atención a la Microinformática Industrial mediante una serie muy completa de ejercicios reales de aplicación industrial.

Con toda seguridad podemos decir que quienes los realicen dispondrán de las bases necesarias para acometer el desarrollo de diseños reales en el campo de los microordenadores y de la informática general.

## Redes de comunicación

José Manuel Huidobro  
ISBN 84-283-1922-7  
332 páginas, 17 x 24  
Editorial: PARANINFO

El valor que para la sociedad actual tiene la información es un hecho innegable, y aquél es mayor a medida que se facilita la mayor y más rápida difusión de ésta; si la información no se encuentra disponible en el momento en que se necesita quizá carezca de todo valor.

Los grandes avances experimentados en el campo de la Informática, con la aparición de



máquinas de gran capacidad de proceso que superan ampliamente nuestras necesidades, y el desarrollo de nuevas y mejores aplicaciones, todo ello unido a que actualmente hoy son aparatos cada vez más asequibles, han hecho que se disponga prácticamente de un ordenador o terminal en cualquier punto en que se necesite. La Teleinformática, simbiosis entre la Telecomunicación y la Informática, permite conseguir este objetivo porque facilita el proceso (recogida, tratamiento y distribución) de la información a distancia. Las "Redes" de teleinformática son las encargadas de facilitar el intercambio de información entre usuarios, de uno o más sistemas, situados en distinto emplazamiento. El auge que experimentan las compañías dedicadas a ofrecer estos servicios de telecomunicación se explica por la gran ventaja competitiva que reporta a sus usuarios el empleo de las mismas.

El objetivo que pretende este libro consiste en exponer, de una forma sencilla y rigurosamente actual, los fundamentos, medios y métodos que se emplean en redes de transmisión de información, haciendo especial referencia a aquellas especializadas en la transmisión de datos y excluyendo totalmente las dedicadas a la difusión de imágenes animadas o de televisión, por requerir éstas un estudio bien diferenciado.

