

elektor

N.º 145
1992

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

electrónica: técnica y ocio

**Interface MIDI
para PC**

**Convertidor A/D
experimental
para PC (yII)**

**Interruptor
de red programable**

**Diseño de
circuitos atenuadores**

**Medida electrónica
de la temperatura**



ESCUELA DE ELECTRONICA

Compuesta por cuatro tomos de 260 páginas, en las que se describen un gran número de montajes eminentemente prácticos aptos para ser contruidos por cualquier aficionado, siguiendo las instrucciones que se indican.

Dentro de la estructura de la obra se incluyen también otras secciones destinadas a informar al lector de las Técnicas y Tecnologías más características que se emplean en la actualidad.

Supone, en resumen, un compendio de informaciones y datos que pueden facilitar a cualquier persona, con un mínimo de afición, a introducirse en este apasionante mundo de la Electrónica.

Todas aquellas personas que deseen suscribirse a la obra completa, además de recibir cómodamente en su domicilio cada uno de los fascículos que se compone, serán obsequiadas con un lote de instrumentos y herramientas, especialmente adaptados para trabajos en Electrónica, compuesto de:

- Multímetro digital con puntas de prueba y bolsa protectora, preparado para efectuar medidas de resistencias, tensiones e intensidades en alterna y continua. Posee además un dispositivo acústico para efectuar medidas de continuidad de una forma mucho más cómoda y permite también la comprobación de transistores mediante zócalos preparados para esta finalidad.
- Una cartera de herramientas conteniendo las más utilizadas para trabajos en Electrónica, a saber: soldador con estaño, alicates, pinzas y atornilladores de diferentes tipos.



Recorte y envíe este boletín a F&G EDITORES, SA. Dpto. de Suscripciones. Pza. República Ecuador, 2 - 28016 MADRID tno: 457 94 24 Fax: 458 18 76

OFERTA VALIDA UNICAMENTE PARA ESPAÑA

ESCUELA DE ELECTRONICA

- ☐ Deseo suscribirme a la obra E. ELECTRONICA desde el fascículo N°2 al 52, incluidas las 4 tapas para encuadernar la obra y las placas correspondientes. Esta colección, de aparición semanal, me será enviada -junto con el obsequio- en la modalidad de pago que indico abajo.

NOMBRE _____ 1º APELLIDO _____ 2º APELLIDO _____

DOMICILIO _____ NUMERO _____ PISO _____

C. POSTAL _____ CIUDAD _____ PROVINCIA _____

EDAD _____ PROFESION _____ TELEFONO _____ CIF o NIF _____

PRECIO DE ESTA SUSCRIPCION

- ☐ **AL CONTADO: 53.145 Ptas.**

Contra reembolso, incluidos gastos de envío, al recibir la primera entrega (números 2, 3 y 4 junto con regalo). Los envíos serán uno mensual con los fascículos, tapas correspondientes y placas.

- ☐ **TARJETA VISA / 4B / MASTER CARD**

(Tachar la que no proceda).

Nº _____ / _____ / _____ Caduca _____

- ☐ **APLAZADO: 55.800 Ptas.**

Contra reembolso, en 6 plazos, incluidos gastos de envío.

1.º plazo de 20.800 ptas. (al recibir la 1.ª entrega, núms. 2, 3 y 4 junto con REGALO)

Más 5 plazos mensuales de 7.000 ptas. cada uno, contra-reembolso de los fascículos, placas y tapas correspondientes.

Una vez finalizado el pago total, seguirá recibéndolo por correo certificado, hasta acabar la colección.

FIRMA TITULAR
DE LA TARJETA

PARA SUSCRIBIRSE A PARTIR DE OTRO NUMERO, PONERSE EN CONTACTO CON NUESTRO
DEPARTAMENTO DE SUSCRIPCIONES:
TNO: (91) 457 94 24 FAX: (91) 458 18 76

ARTICULOS

Medida electrónica de la temperatura (y II)	06-12
Fin de la serie dedicada a este interesante tema.	
Amplificador de potencia para auto-radio	06-22
Un amplificador para el automóvil que entrega una potencia de 135 vatios por canal sobre 8 Ω .	
Estabilización de red con tecnología ferro-resonante	06-30
Conozcamos las particularidades de esta tecnología.	
Interruptor de red programable	06-34
Un útil conmutador de control de la tensión de red.	
Interfaz de MIDI para PC	06-48
Un circuito que introduce al PC en la tecnología MIDI.....	
Diseño de circuitos atenuadores	06-56
Diversos métodos y formulas de cálculo para el diseño a medida de nuestro atenuador.	
Convertidor A/D experimental para PC (y II)	06-62
En esta segunda parte se conectan diversas entradas analógicas al convertidor.	
Protecciones en las entradas de los circuitos integrados ...	06-68
Conozcamos las precauciones a tomar con las entradas que quedan sin conexión.	

SECCIONES

Teletipo	06-08
Las placas de circuito impreso	06-41
Mercado	06-74
Libros	06-78
Anuncios breves	06-80

En nuestro próximo número:

- El magnetrón
- Relé de estado sólido
- Controlador de luz MIDI
- Altímetro digital
- Fuente conmutada para laboratorio
- Y mucho más...

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

Edita:
F & 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. A.

Colaboradores:
JOSE M. VILLOCH
FERNANDO ACERO MARTIN
LH SERVICIOS INFORMATICOS
DAVID LOPEZ APARICIO
ELECTRONICS WORLD
RADIO ELECTRONICS
LEONARDO MARTIN ANGULO
GERMAN ALVAREZ TEY
JESUS C. GARCIA PRECIADO

Diseño gráfico:
J.G. PALMA

Publicidad Madrid:
Delegada:
SILVIA MULET
Videlec, S. A.
Riaño 3-3.º Teléf.: 329 29 23. Fax: 747 62 72

Suscripciones y pedidos:
APARTADO 61294
MADRID
Teléf.: 457 94 24

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

Distribución Argentina:
Cia Americana de Ediciones SRL.
Sud América, 1532. 1290. BUENOS AIRES
Teléf: 21 24 84

Composición:
VIDELEC S.L.
Riaño, 3, 3ºB

Impresión:
Grafipren, 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:

Continuamos en este ejemplar de la Revista Elektor con dos artículos que se iniciaron el pasado mes y que por su extensión hemos decidido dividirlos en dos partes. Se trata del Convertidor A/D experimental para PC y la descripción de los métodos y dispositivos para la medida electrónica de la temperatura.

En lo referente al Convertidor A/D, en esta segunda parte se describen las posibles entradas analógicas que se pueden conectar, para poder aprovechar las ventajas del circuito. En la segunda parte de la medida electrónica de la temperatura se completa la exposición de los sistemas de medida que existen en el mercado.

Además de estos temas, hemos incluido otros muy variados con los que esperamos satisfacer las demandas de nuestros lectores. Uno de ellos que nos ha parecido de mucho interés es el Interfaz de MIDI para PC, con el que podremos introducirnos en esta interesante técnica. Además y para los amantes del audio, presentamos un sensacional diseño de amplificador de potencia para automóvil con el que se superan las naturales limitaciones en la potencia máxima de salida causada por los 12 V. de alimentación.

Otro de los artículos, que inicialmente estuvo previsto para el mes anterior y que fue eliminado por falta de espacio, consiste en un Interruptor de red programable especialmente diseñado para controlar de forma precisa el tiempo de exposición en procesos fotográficos tales como la fabricación casera de placas de circuito impreso.

Por último señalar el tema referente a las protecciones en las entradas no utilizadas de los circuitos integrados, así como los relativos al diseño de circuitos atenuadores y a los estabilizadores de red con tecnología ferro-resonante.



Julio González

DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido textual 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, transcribirlo 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 editora 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 TÉCNICAS

Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas 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.

circuitos impresos

E4/5 JULIO/AGOSTO 1980

Frecuencímetro para sintetizadores ...*79114 800

E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980

Junior Computer:

Circuito principal*80089-1 6.000

Fuente de alimentación*80089-3 1.264

Quintista 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

E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980

Amplificador telefónico:

Circuito captador*9987-1 800

Circuito principal*9987-1 850

Golf de bolsillo*9988 1.000

E8: ENERO 1981

Juego del Tula*79007 650

E9: FEBRERO 1981

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

E10: MARZO 1981

Top Amp*80023 500

Top Reamp*80031 1.200

E11: ABRIL 1981

El genio de la lata*81042 500

Latómetro: Circuito principal*81043-1 550

Latómetro: Display*81043-2 450

Electro-multijuegos*81044 1.500

Termómetro de baño*81047 1.100

Gaita electrónica*81048 1.000

Xilófono*81051 750

E12: MAYO 1981

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

E13: JUNIO 1981

Sensor escarapate*80515-1 1.100

.....*80515-2 1.100

E14/15: JULIO/AGOSTO 1981

Termómetro lineal*80127 850

Fte. alimentación 0-50V/0-2A*80516 1.050

Sensor escarapate/M1*80515-1 700

Sensor escarapate/M2*80515-2 1.100

Micro-amplificador*80543 750

Amplificador de potencia con V-FET*80505 1.300

E16: SEPTIEMBRE 1981

Digiparad*79088 500

Gate Dip*79514 800

E17: OCTUBRE 1981

Imitador electrónico*81112 1.000

Interface para Junior Computer:

Fuente alimentación*81033-2 1.000

Tarjeta adaptación*81033-3 1.450

E18: NOVIEMBRE 1981

Analizador lógico.Circuito de entrada*81094-2 1.500

Gong DQL*81135 850

E19: DICIEMBRE 1981

Criptófono*81142 1.300

Timbre sensorial*81005 650

E20: ENERO 1982

Interfono*80069 1.400

Paristor*81123 850

E21: FEBRERO 1982

Ampliación ordenador Juegos TV*81143 5.000

Medidor de continuidad*81151 850

Voltímetro + Frecuencímetro*81156 1.700

E23: ABRIL 1982

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

E24: MAYO 1982

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

E25: JUNIO 1982

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

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

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

E28: SEPTIEMBRE 1982

Construya su propio DNR*82080 1.800

Minitarjeta de EPROM*82093 800

Cronoprocador universal:

Display - Teclado*81170-2 1.900

E29: OCTUBRE 1982

Comprador de RAMs 2114*82090 1.000

Mini-téster*82092 950

Frecuencímetro a cristal líquido*82026 950

Anti-robo activo*82091 950

E30: NOVIEMBRE 1982

Eolición*82066 800

Módulo capacímetro*82040 1.000

Squelch automático*82077 1.000

Artist adhesivo frontal*82014-F 1.000

E31: DICIEMBRE 1982

Intermitente electrónico*82038 1.000

Sist telefonía int placa alimentación*82147-2 900

Detector de gas*82146 1.200

E32: ENERO 1983

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

E33: FEBRERO 1983

Foto Com 2-Temporizador progra-

mable*82142-3 950

Convertidores para 8LU Convertidor 8F*82161-1 950

Convertidores para 8LU Convertidor AF*82161-2 1.000

Crescendo*82180 2.260

E34: MARZO 1983

El nuevo sintetizador de Elektor*82027 2.200

Cancerbero*82172 1.100

E35: ABRIL 1983

Módulo combinado VCF/VCA*82031 1.800

E36: MAYO 1983

Mód LFO/NOISE/doble ADSR

Doble ADSR*82032 1.800

Mód LFO/NOISE/doble

ADSR LFO/NOISE*82033 1.700

Preludio:

Alimentación*83022-8 1.830

Placa de conexión*83022-9 2.925

Amplificador para cascos*83022-7 1.550

E37: JUNIO 1983

Curtis/Alimentación*82078 2.050

Regulador para faros*83028 750

Preludio:

Amplificador lineal*83022-6 2.500

Protector de fusibles*83010 750

Nuevo sintetizador:

Alimentación*82078 2.500

Regulador para faros*83028 1.000

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Generador de efectos sonoros*82543 1.150

Flash-esclavo*82549 575

Juegos TV en EPROM 8us*82558-1 1.300

Juegos TV en EPROM Tarjeta

EPROM*82558-2 700

Super fuente de 5V*82570 800

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:

Corrector de tonos*83022-5 1.875

Semáforo de audio*83022-10 1.020

Diapasón para guitarra*82167 1.000

E41: OCTUBRE 1983

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

E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio*83022-4 1.900

Teclado digital polifónico:

Tarjeta de entrada*82107 2.300

Desplazador de sintonía*82108 1.500

Supresor rebotes*82106 1.200

Vatímetro*83052 1.300

Teclado ASCII*83058 8.300

E43: DICIEMBRE 1983

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

E44: ENERO 1984

Búffer Preludio*83562 950

Maestro: Receptor*83051-2 6.400

Adaptador de red*83098 750

E45: FEBRERO 1984

Polí-bus*82110 1.350

Eléctrometro*83067 1.300

Decodificador RTTY*83044 1.300

Detector de heladas*83123 700

E46: MARZO 1984

Pseudo estéreo*83114 950

Fonóforo a flash*83104 950

E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico unid.salida*82111 2.650

Sintetizador polifónico convert. D/A*82112 1.300

E48: MAYO 1984

Crono-Master:

Circuito de medida*84005-1 1.700

Visualización*84005-2 1.650

Audioscopio espectral:

Filtros*83071-1 1.600

Control*83071-2 1.500

Receptor para banda marítima*830242 2.135

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:

Módulo de retardo*83120-1 1.900

Oscilador y control*83120-2 1.300

Voleta electrónica*84001 2.400

Capacimetro:

Tarjeta de medida*84012-1 1.960

Tarjeta de memoria universal*83014 3.800

E50/51 JULIO/AGOSTO 1984

Señalizaciones inter. en carretera*83503 895

Amplificador PDM para automóvil*83584 1.200

Termómetro p/disparadores de calor*83410 1.335

Preludio Búffer*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 8/N con inte-

grado*83551 750

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaborinto:

Placa principal*84023-1 1.850

Placa frontal.....	*84037-1	2.600
Placa doble cara.....	*84037-2	3.250
Carátula adhesiva.....	*84037-F	2.000
E53: OCTUBRE 1984		
Analizador tiempo real:		
Circuito entrada y alimentación	*84024-2	1.800
E54: NOVIEMBRE 1984		
Interface p/máquinas escribir. elect.....	*84055	
Analizador tiempo real:		
Placa de visualización.....	*84024-3	5.750
Placa de base	*84024-4	8.500
E55: DICIEMBRE 1984		
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
E56: ENERO 1985		
Fuente de alimentación conmutada.....	84049	1.425
Amplificadores p/ZX-81 y Spectrum.....	*84054	1.300
E57: FEBRERO 1985		
Sonda batimétrica:		
Placa principal	*84062	2.305
Convertidor RS 232 - Centro N/Cs.....	*84078	3.500
E58: MARZO 1985		
Preamplificador dinámico.....	*84089	1.080
Tacómetro digital.....	84079-1	1.265
Tacómetro digital.....	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas	*84095	2.410
E59: ABRIL 1985		
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
E60: MAYO 1985		
Filtro activo.....	84071	2.235
Fláshmetro	84081	1.620
Ternorregulador para soldador	*84112	1.090
Frecuencímetro a μ P:		
Circuito principal.....	*85013	4.800
Visualizador	*85014	1.975
Oscilador	85015	925
Panel frontal	*84097-F	4.400
Limpiador impulsos casete p/ZX-81.....	*84075	1.680
E61: JUNIO 1985		
Autodim	*84096	1.100
Alimentación alterna.....	*84035	1.180
Etapa 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
E62/63: JULIO/AGOSTO 1985		
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
E64: SEPTIEMBRE 1985		
Modulador UHF	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
E65: OCTUBRE 1985		
Medrófono 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
E66: NOVIEMBRE 1985		
Medidor RLC	*84102	2.825
Temporizador Universal	*84107	1.150
Plóter gráfico X-Y	*85020	5.350
Cuentarevoluciones	*85043	2.645
Detectores de infrarrojos	*85064	3.120
E67: DICIEMBRE 1985		
Subsonikator	*84109	1.185
Pseudo 2732	85065	1.050

Indicador mantenimiento p/coche*85072 3.300

E68: ENERO 1986

Modulador UHF/VHF.....*85002 835
Preamplificador microfónico.....*85009 1.020
Modulador de bujías.....*85053 1.160

E69: FEBRERO 1986

Automonitor.....85054 1.640
Lesley.....85099 2.130
Generador de salvas.....*85057 1.000

E70: MARZO 1986

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

E71: ABRIL 1986

Iluminador, C. Principal.....85097-1 2.295
Iluminador control lámpara.....*85097-2 2.375
Central alarma interface.....*85089-2 950

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

Tarjeta gráfica alta resolución.....85080-1 5.710
Filtro activo para DX.....86001 4.515
Interface RS 232 C.....*85073 2.300

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Medidor de audio.....85423 1.335
Amplif. HI-FI para auriculares.....*85431 1.140
Cargador pequeñas baterías.....85446 1.030
Sonda lógica para μ 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

Vómeto para discoteca/CP.....*85470-1 1.225

Vómeto para disc/Vizualizador.....85493 1.375

Monitor maquetas trenes.....*85449 1.420

Barrera infra- roja.....*85449 1.420

E76: SEPTIEMBRE 1986

Tarjeta color alta resolución.....*85080-2 4.100
Jumbo, reloj gigante.....85100 4.400
Circuito protección altavoces.....85120 3.790

E77: OCTUBRE 1986

Megáfono.....*86004 1.150
Altavoz satélite.....*86016 1.085
Alimentación doble/PF.....*86018-F 1.605

Alimentación doble:

 Pre regulador.....*86018-2 1.127

E78: NOVIEMBRE 1986

Mezclador portátil/alimentación.....86012-4 2.240

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

397: DICIEMBRE 1986

Placa de experimentación RF.....*85000 595

Amplificador para autorradio.....*85102 1.530

Doblador de tensión.....86002 1.532

Mezclador portátil mod salida1b.....86012-3B 1.765

E81: FEBRERO 1987

Accesorios amplificador 1.000 W.....*86067 4.210

Microprocesador placa PIA.....86100 1.070

E82: MARZO 1987

Pluviómetro.....86068 1.345

E83: ABRIL 1987

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

E84: MAYO 1987

TV sat., accesorios.....86082-3 2.585

Medidor valor eficaz real.....*86120 3.345

Medidor valor eficaz real/Frontal.....86120-F 2.375

E85: JUNIO 1987

Circuito de reverberación.....*8701-5-E 480

Amplificador de cascos.....86086 1.505

Convertidor remoto/C.P.....86090-1 2.975

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

Control motor paso a paso.....86451 960

RAM extra de 16K (junto con la EPS

86454).....*86452 685

Convertidor RMS ca/cc.....86462 635

E88: SEPTIEMBRE 1987

Generador ruido VHF/UHF.....*86081 565

Capacímetro de bolsillo.....86042 1.375

Estudio de audio portátil.....86047 7.860

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para os-

ciloscopio.....*86135 1.787

Equalizador para guitarra.....86051 1.980

Vómeto estéreo.....*87022 600

E90: NOVIEMBRE 1987

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

E92: ENERO 1988

16K RAM CMOS para C64.....87082 1.090

Filtros de Linkwitz.....*84071 2.300

E93: FEBRERO 1988

Telecanguro.....86007 820

Convertidor D/A de 14 bits.....87160 2.420

E94: MARZO 1988

Interface para facsimil.....87038 2.715

Bifase, efectos sonoros.....*87026 3.785

E95: ABRIL 1988

Receptor para BLU en 20 y 80 m.....87051 3.920

E96: MAYO 1988

Autobomba.....86085 2.676

Polímetro digital auto-rango.....87099 1.755

E97: JUNIO

Bus de expansión para MSX.....86003 6.795

Cargador baterías aliment. p/bate-

rias.....87076 3.205

E98/99: JULIO/AGOSTO 1988

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

E100: SEPTIEMBRE 1988

Preamplif. alta calidad p/microfono.....87058 915

Detectores pasivo de infrarrojos.....87067 1.210

Transmisor equilibrado p/línea BF.....87197 2.780

E102: NOVIEMBRE 1988

Generador de sonidos estéreo para

μ P.....87142 1.930

Generador de sonidos estéreo para.....*87142 2.122

E104: ENERO 1989

«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

E 105: FEBRERO 1989

Receptor FM estéreo en CMS.....87023 870

E106: MARZO 1989

Fuente gobernada por μ C (placa de

procesador).....880016-1 6.050

Fuente gobernada por μ C (placa de

regulación).....880016-2 3.940

Fuente gobernada por μ C (placa de

visualización).....880016-3 4.715

Fuente gobernada p/ μ C (panel fron-

tel).....880016-F 9.260

Preamplificador bajo ruido para FM

(unidad de sintonía/alimentación).....880042 1.345

E107: ABRIL 1989

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
Comprador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 1 50W con 1 integrado	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 via 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 via red/emisor	TE049A	1.648
Telemando via 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 riegamacetas	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
Comprador 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 digitales 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 aceite	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 video y audio	90V123-1	915
E130: MARZO 1991		
Secrófono 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)	9 1V0 1 6	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)	9 1 V02 1-2	2.420
E133: JUNIO 1991		
Simulador Subwoofer	91V042	2.920
Pestañador de las señales de video	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		
Comprador 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 video 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 senoidal (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 video	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

Este mes...

Elektor núm. 145. Junio 1992

	Referencia	P.V.P
Interface MIDI para PC	EPS92V302	4.050
Amplificador de potencia para autorradio	EPS92V301	9.460

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

A pesar del déficit del ejercicio anterior TEXAS INSTRUMENTS prevee obtener beneficios en 1992

La multinacional norteamericana Texas Instruments ve con optimismo los datos económicos del último trimestre de 1991, pese a que ha sido uno de los peores años para el sector en general. Un ejercicio en el que se ha consolidado la reestructuración de la compañía, potenciando la política de reducción de costes.

Durante el último trimestre de 1991, la facturación neta fue de 1.752 millones de dólares frente a los 1.759 millones de dólares en el mismo periodo en 1990-, con unos beneficios, antes de impuestos, de 12 millones de dólares.

Los resultados del último trimestre incluyen unos gastos por reestructuración de 55 millones de dólares, equivalentes a 0.66 centavos por acción, derivados de la reducción de plantilla -que afecta a unos 1.000 empleados, principalmente de las áreas de Semiconductores y Tecnología de la Información-, y de los costes asociados a la renovación de la división de Semiconductores.

Tras las medidas de recorte de gastos, Texas Instruments ha recuperado una posición que le permitirá, en opinión de Jerry Junkins, director ejecutivo de la compañía, volver a obtener beneficios este año, tras seis trimestres de fuertes pérdidas y a pesar de que la economía mundial no haya superado todavía la crisis. Si bien, se desconoce el momento en que se pasará de las pérdidas a los beneficios, algunos analistas afirman que los números rojos podrían desaparecer en el primer trimestre de 1992.

Pequeños beneficios

De hecho, tras descontar los 55 millones de dólares por recortes de mano de obra, entre otros gastos, la compañía obtuvo antes de impuestos un beneficio de 12 millones de dólares en el último trimestre, frente al millón de dólares generado durante el mismo periodo del año anterior.

Los ingresos netos durante 1991 ascendieron a 6.784 millones de dólares, un 3 por ciento más que el año anterior; por otro lado, las pérdidas de Texas Instruments durante 1991 fueron de 409 millones de dólares, cantidad que incluye gastos de 240 millones de dólares generados por las medidas de reducción de costes.

A pesar de las pérdidas, los analistas afirman que los esfuerzos de Texas Instruments empiezan a dar resultados, gracias a su estrategia seguida: reducción de puestos de trabajo a través de despidos, retiros anticipados y venta de activos. Durante 1991, la compañía recortó 7.000 puestos de trabajo, contando al finalizar 1991 con 63.000 empleados.

En una carta a los accionistas, Jerry R. Junkins, director ejecutivo, afirmaba que la compañía espera ahorrar unos 220 millones de dólares anuales como consecuencia de este recorte. Además, señala que la obtención de beneficios podrá conseguirse, incluso sin que se dé un resurgimiento del tan deprimido mercado de semiconductores.

"Una mejora en el crecimiento de la economía y del mercado, las nuevas capacidades y los cambios estratégicos y operacionales que estamos realizando, son la llave para nuestra vuelta a los beneficios", afirmó Mr. Junkins. "Nuestras previsiones para 1992, son las inversiones de capital que Texas Instruments ha realizado en las grandes fábricas abiertas recientemente en Avezzano, Italia, y Miho, Japón, que producen DRAMs avanzadas y chips DRAMs de 4 Mbs. Asimismo, se están realizando distintas "joint-

ventures" con otros socios, con lo que la compañía reducirá sus inversiones en capital este año a 425 millones de dólares frente a los 504 del año 1991.

Prudencia

Aunque los expertos de la industria predicen una mejora en la demanda de semiconductores este año, Texas Instruments se muestra cautelosa. William P. Weber, vicepresidente ejecutivo y jefe de operaciones de semiconductores, afirmó que prevee que el mercado crecerá a un ritmo moderado durante los próximos cuatro años.

"Los ordenadores acaparan el 40 por ciento del mercado de semiconductores", aclaró, "los resultados han sido negativos durante el pasado año, y no se espera un cambio drástico para el presente año".

Durante 1991, el área de semiconductores perdió 188 millones de dólares sobre unos ingresos de 3.470 millones de dólares. En cambio, los ingresos por productos digitales aumentaron un 7 por ciento, facturando 1.330 millones de dólares frente a los 1.240 millones del año anterior.

Por su parte, el área de defensa electrónica tuvo una caída del 35 por ciento en sus beneficios, 111 millones de dólares frente a los 170 del año anterior, con unas ventas netas que bajaron de 2.124 millones de dólares a 1.950. No obstante, resultan alentadores los ingresos por royalties, que aumentaron en un 49 por ciento: 256 millones de dólares frente a 172 millones del ejercicio anterior.

Fuentes de alimentación para montaje en RACK

FABRIMEX, firma representada por DIODE, presenta sus fuentes de alimentación tipo Chopper, serie LST, para montaje en rack.

Todos los modelos se suministran en tarjeta Europa

estándar (8TE x 3 HE) con el conector normalizado DIN 41612, lo cual les confiere un uso universal.

El rango de tensión de entrada es muy amplio, entre 84 y 264 VAC proporcionando como tensiones reguladas de salida además de 5 V (10 A), común a todas las fuentes, otro para de tensiones a elegir entre ± 12 V (2A), ± 15 V (1,6 A), ± 18 V (1,3 A), 24 V (1 A).

La eficiencia de conversión es del 72% y el rizado de la tensión de salida mejor que 0,1%. Como características generales a destacar se encuentran la protección permanente frente a cortocircuitos, el aislamiento galvánico entre entrada y salida de hasta 4000 VAC y la limitación de la corriente de salida a 130% de la máxima.

La protección frente a interferencias EMI/RFI radiadas y conducidas es conforme a la norma VDE 0871, clase B.

TAG SRAMs cache de 10 y 12 ns., CMOS de bajo consumo para diseños de 50 MHz.

Madrid, Abril 1992.- Las TAG SRAMs cache de 16 Kbits 7C180/181 y 7C173/174 de AT&T combinan tiempos de acceso tan bajos como 10 nseg., con consumo de potencia también muy bajo. Los bajos tiempos de ciclo de estos componentes permiten a los diseñadores obtener beneficios de un rendimiento completo en el uso de los microprocesadores más modernos de gran velocidad.

Los tiempos de acceso para los dispositivos 7C180 y 7C181 de 16Kbits alcanzan 10 nseg. El consumo se reduce mediante el uso de una tecnología de proceso, de 0,8 micras, propiedad exclusiva de los Laboratorios Bell de AT&T, que supera los costosos procesos BiCMOS, de alto consumo, que utiliza la competencia.

Los dispositivos 7C180 y 7C181 de 10 nseg. de tiempo de acceso organizados en 4K x 4, se reunirán a la familia de SRAMs de 12, 15, 20 y 25 nseg. ya existente. Los microcircuitos AT&T7C173 y AT&T7C174, de 8K x 8, de 12 nseg. de tiempo de acceso completan una gama de circuitos de 15, 20 y 25 nseg.

Para facilitar diseños que necesitan conmutación rápida entre tareas tales como el cómputo multifunción y el complejo control interno en tiempo real, los dos dispositivos de 10 y 12 nseg. disponen de una función de puesta a cero de gran velocidad. Las dos opciones de salida, "totem pole" o "open drain", permiten a los diseñadores configurar sistemas con lógica mínima de interconexión.

Ambas familias de 16Kbits y 64Kbits son compatibles con las RAMs cache de 32K x 8, de 7C1299 de AT&T, siguiendo el estándar industrial. La C173/C174 incorpora un comparador TAG de 4 bits, con un pin de salida de ajuste. Los contenidos de la memoria TAG de 4 bit con un pin de salida de ajuste. Los contenidos de la memoria TAG se compararán con los datos entrantes y los resultados aparecen en el pin de comparación.

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 especial 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.

HEWLETT-PACKARD en INFORMAT

En la próxima edición de Informat 1992, HP presentará los productos más recientes anunciados por la compañía y que afectan a las divisiones de Sistemas e Informática Personal. En el área de Sistemas estarán presentes los nuevos equipos y servidores de las familias HP 9000 y 3000; en el apartado de modelos 710 a 750; en informática personal los nuevos PC Vectra 486s/20 y 386 SX, así como los más recientes periféricos como la impresora de inyección de tinta color DeskJet 500C, la LaserJet IIP plus, la DeskWriter C para entornos Apple o el ScanJet IIP.

Familia NOVA

La incorporación, seis meses atrás, de 16 nuevos modelos de sistemas y servidores a las familias HP 9000 y 3000, hace a esta gama de equipos en una de las más amplias para los entornos de gestión, o como servidores para aplicaciones, bases de datos, comunicaciones y redes.

Basados en la Arquitectura de Precisión (PA-RISC), estos sistemas incorporan los mismos chips que las estaciones de tra-

bajo de la familia HP 9000 Serie 700, lo que convierte a Hewlett-Packard en una de las pocas compañías que fabrica toda una familia de productos compatibles basados en la arquitectura RISC: desde sistemas de sobremesa a centros de datos de dimensión mundial.

En los nuevos modelos presentados en INFORMAT, los mayores rendimientos se ofrecen a través de sencillos procedimientos de desarrollo in situ sin interrumpir su funcionamiento. Como la arquitectura PA-RISC es escalable, permite proteger las inversiones realizadas en hardware, software, discos, memoria y redes.

Diferentes empresas de valor añadido (VARs) de HP ofrecerán sus soluciones sobre estas plataformas en áreas tan diversas como diseño mecánico, gestión global de empresa o comunicaciones.

Informática Personal

En la Feria estarán por primera vez los modelos Vectra 386SX y 486s/20. El primero de ellos está basado en microprocesador 386SX de Intel a 20 MHz, ofreciendo todas las ventajas de la estrategia "Informática Personal Sin Problemas", que HP lanzó a finales del año pasado.

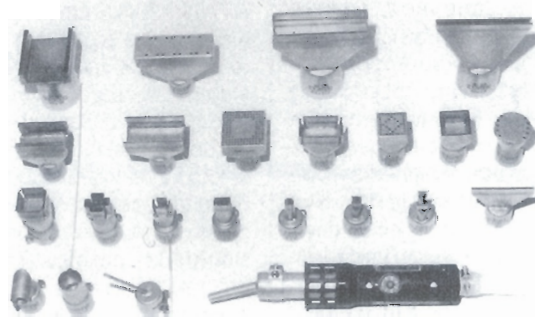
Por su parte el Vectra 486 s/20, a 20 MHz, con arquitectura EISA, incorpora una tarjeta aceleradora de gráficos de nueva generación, un nuevo chasis y sofisticadas funciones de seguridad.

En las áreas de impresión destacan en INFORMAT los modelos de impresoras en color HP PaintJet XL300, la primera impresora que incorpora la implantación de color del lenguaje PCL 5, el PCL5C, con una resolución de 300 ppp en diversos tipos y tamaños de

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



soportes, con conmutaciones automáticas de E/S para su conexión simultánea a entornos PC, Macintosh y de red.

También estarán presentes los nuevos modelos DeskJet 500C, que imprime en blanco y negro o color con resoluciones de 300 ppp y la muy reciente LaserJet IIP plus.

El primer comercio especializado en informática musical

Desde Septiembre de 1.987 viene operando en Barcelona el establecimiento especializado Sistemas MIDI.

Esta tienda que, para el transeunte despistado que se detiene unos instantes a contemplar su escaparate, puede parecer a primera vista una tienda más de instrumentos musicales con especial dedicación a los instrumentos musicales electrónicos y equipos de audio más sofisticados, es también el primero, y hasta ahora único, establecimiento del sector musical en España dedicado especialmente a la informática musical.

En Sistemas MIDI pueden encontrarse todo tipo de interfaces MIDI, programas y accesorios musicales para ordenadores PC, Apple Macintosh y Atari ST, y también algunos para Commodore Amiga. También pueden adquirirse los propios ordenadores. Hay aplicaciones de todos los tipos (secuenciadores, editores de partituras, editores de sonidos, educativos, composición interactiva, grabación y edición de audio en disco duro, sonido para presentaciones multimedia, etc.) y de todos los precios, algunos especialmente pensados para aficionados, principiantes e incluso para aprender nociones musicales básicas y otros que permiten satisfacer las necesidades de los músicos y profesionales más exigentes.

El equipo humano de Sistemas MIDI, integrado por

músicos en activo, profundos conocedores de la problemática de los músicos y de los productos, se especializa en el suministro de soluciones completas para composición, grabación y edición de audio digital, grabación y producción en estudio, edición de partituras, sonido para multimedia, enseñanza musical, etc. ya que en Sistemas MIDI pueden también encontrarse todos los sintetizadores, teclados, módulos, baterías programables, mesas de mezclas, muestreadores, efectos, grabadores de cassette y de cinta abierta de hasta 24 pistas, etc. de todas las marcas más prestigiosas como Yamaha, Roland, Korg, Akai, Kawai, Fostex, Alesis, Emu, Kurzweil, Tascam, Ensoniq, etc.

Para cualquier información adicional contactar con Josep-Oriol Tomas - Sistemas MIDI - c/ Muntaner 153 - 08036 Barcelona - (93) 410 44 28 / 410 81 75 - Fax: (93) 410 82 46.

En los ordenadores ATAIO*

- El ordenador ATAIO* S-3000 SX pasa a tener un procesador AMDa 25 Mhz con un Landmark de 32.5.

- Desde sus configuraciones básicas todos los ordenadores ATAIO* llevarán un sistema exclusivo de protección hardware contra 964 tipos de virus. este sistema explora y detecta los virus en el arranque y en el acceso al disco, además de en la lectura de los disquetes, eliminándolos por completo y quedando inmune a una futura invasión de los mismos. Todo este proceso se realiza sin interferir en la ejecución del programa.

Este sistema tiene dos niveles de protección para accesos no autorizados con dos palabras de paso. El primero se activa en el arranque del sistema y el segundo puede ser activado en cualquier momento, aún en plena ejecución de un programa.

OTRAS NOVEDADES

- Todos los ordenadores ATAIO* pueden implementarse con la nueva disquetera dual 08FD-505 que reúne en una sola unidad de formato 5 1/4" y media altura una unidad de 5 1/4" y 1,2 MB.

- Se presentan los nuevos monitores de 17" y 20". El primer modelo es el C171, con una resolución de 1024x768 en modo no entrelazado, 0,31 mm dit pitch, 70 Hz flicker free, pantalla plana antiestática, diseño ergonómico con 8 controles externos y un área de presentación de 300 x 225mm. El segundo es el modelo C201 de 20", con una resolución de 1280 x 1024 en modo no entrelazado a 64 KHz, 0,31 mm. dot pitch, pantalla antiestática y libre de polvo, diseño ergonómico con 8 controles externos y un área de presentación de 350 x 270 mm.

- Los modelos EISA se pueden implementar con controladoras de HDD, SCSI EISA bus master, con una memoria caché de hasta 16 MB. y opción de mirroring de disco duro por hardware, para sistemas que requieren de una total seguridad. El sistema SCUSI EISA está gestionado y controlado por un procesador Motorola 68000.

En los ordenadores ATAIO*

CIOCE, distribuidor para España de ADI, anuncia la próxima disponibilidad de monitores en color inteligentes de 17" de la serie MicroScan.

Hay dos modelos MicroScan de 17 pulgadas: 4E y 5A. Ambos incorporan un sistema de control digital de los modos de video, aceptando cualquier frecuencia de sincronismo entre 30 y 64 KHz (horizontal) y entre 45 a 100 Hz (vertical). Esto, unido a una respuesta de video de 85 MHz, permite la visualización de imágenes de hasta 1280 x 1024 pixels (no-entrelazado).

El modelo MicroScan 4E se caracteriza por un paso de punto de 0,31 mm y pantalla plana. Es ideal para aplicaciones en Windows. Permite visualizar ventanas en gran resolución con excelente legibilidad.

El MicroScan 5A es una versión mejorada del anterior. No sólo dispone de un paso de punto más fino (0,26 mm), sino que cuenta también con enfoque dinámico. Esto significa que presenta un mejor enfoque en todo el área de su pantalla plana, muy adecuado para usuarios de Windows y otros IGU (interfaces gráficos de usuario). Igualmente es adecuado para usar en estaciones de trabajo o aplicaciones con terminales X.

Para ambos modelos de monitores existen versiones de baja radiación acordes con la normativa sueca MPRII. Y en todos los casos están homologados según las principales normas de seguridad e interferencia electromagnética de todo el mundo.

El distribuidor para España de ADI es CIOCE.

Chip generador de funciones senoidales

HUGHES presenta el HC-2062, un dispositivo generador programable de frecuencia senoidal y cosenoidal.

La amplitud de la salida puede ser activada mediante un voltaje externo de referencia el cual permite la modulación de la amplitud.

El dispositivo admite tensión de alimentación de 3 a 10 V y activación y reloj exterior.

Construido con tecnología CMOS puede programar con 12 bits.

El interface es estándar "NSP" (Nonvolatile Serial Programmable).

HUGHES está distribuida por LOBER, S.A.

elektor kits

electrónica: técnica y ocio

KITS DE ESTE MES

Referencia	Descripción	P.V.P. (IVA inc.)
CO145	Sistema de Altavoces sin cable (transmisor)	3.050
CO146	Sistema de Altavoces sin cable (Receptor con Fuente A. y caja)	4.775

LOS SUSCRIPTORES TIENEN EL 10% DE DESCUENTO

TFNOS. DE PEDIDOS Y SERVICIO POSTVENTA (91) 739 07 97



Componentes Electrónicos

**SERVIMOS POR CORREO CONTRA REEMBOLSO
TODOS LOS KITS DE ELECTRÓNICA EXISTENTES
EN EL MERCADO, PÍDANOS INFORMACIÓN GRATIS**

FUENTES DE ALIMENTACION

CO137.	Fuente A.3-25V 1,2A (TODO)	9.792
AD103.	Fuente A.5-25V, 1,2 A	1.243
TR355A.	Fuente A. 0-15V 5A	
	Estabilizada y Regulable	2.983
TR355B	Fuente A. 0,35 V 3A	3.051
TR503.	Fuente A. labor. 0-50V 0,5-3A	3.842
TY38.	Fuente A. digit. 0-35V 10 mA	
	1,5A (CON TODO)	12.091
TY1810.	Fuente A. Prof. 0-25V 1-10A.	6.610
552.	Fuente A. 5-15V 1A	3.616

LABORATORIO

TY87.	Capacimetro Digital "Auto Ranging"	
	(Completo con Caja metálica)	16.837
TY89.	Generador de Funciones 2Hz-200Khz.	
	(Completo con Caja metálica)	11.187
SM 100.	Frecuenciómetro 5 Khz a 150 Khz.	
	(Completo)	25.764
S54.	Fuente laboratorio LCD 1,5 -22V 8A.	18.984
S71.	Generador de baja frecuencia	8.836
S112.	Fuente laboratorio. 0-20V con limitador	15.707
S192.	Comprobador transistores y diodos	3.435
S194.	Fuente laboratorio.+15 -15V +5V 1A	8.486
SM14.	Termómetro digital LCD 20C a 70C	
	(Reloj montado con caja)	3.616

VARIOS

CO110.	Sistema de Secafono para audio	4.334
CO121.	Restaurador señales de Video	14.812
ES1.	Amplificador videocassette o walkman	5.977
ES7.	Escucha a través red: emisor y receptor	6.387
ES12.	Regulador luz por tacto	2.748
ES15.	Receptor VHF	3.706

KITS PARA PC Y COMPATIBLES

CE02.	Control acceso PC	3.025
CE04.	Prolongador de Bus	2.250
CE06.	Decodificador Direcciones	4.825
CE08.	Interface E/S	4.825
CE09.	Concentrador 2 PC 1 Impresora	3.700
CE10.	Conmutador Video RS-232	3.475
CE11.	Simulador Disco memoria eprom	4.700
CE13.	Apagado de Monitor	2.450
CE14.	Emulador de memoria Eprom	8.558
CE15.	Llave Electrónica protección	10.547
CE16.	Multiplexor de salida serie	3.900
CE17.	Monitor de Centronics	3.275
CE18.	Interfaz Centronics	3.675
CE21.	Sistema de Alarma PC	4.970
CE22.	Detector palabras centronic	3.675
CE24.	Extensión de Bus para PC	15.230
CE25-26.	Tarjeta Tonos Cerebrales	12.835
CE27-28.	Sistema de Control RS-232	6.861
CE30.	Interfaz de Potencia	2.575
CE31.	Fuente Alimentación programable vía Centronic	6.410
CE32.	Registro datos PC Data Logger	6.330
CE36.	Monitor Biológico	2.825
CE37.	Tarjeta experimental PC	2.758
CE40.	Sistema Automatización Hogar.	2.000
CE42-43	Programador Eprom por PC	14.205

NOTA: Todos los kits incluyen placa, componentes e instrucciones.

TODOS ESTOS PRECIOS INCLUYEN I.V.A.

Plaza Corcubión, nº 3 - 739 07 97 - 739 07 69 - Fax 739 07 69 - 28029 MADRID

Con este circuito podemos obtener un amplificador con una potencia de salida de 20 W RMS y con unos niveles de distorsión muy bajos.

MEDIDA ELECTRÓNICA DE LA TEMPERATURA (Y II)

En el anterior número de nuestra revista hablábamos de los termistores. Vamos a continuar, aquí, con el estudio de los termistores, para lo cual describiremos algunos circuitos básicos de aplicación de termistores. En el puente de Wheatstone, de la figura 1, la resistencia del termistor decrece al aumentar la temperatura, aumentando V_{out} . Si R_1 es igual a R_3 , V_{out} será cero a la temperatura donde la resistencia del termistor sea igual a R_2 .

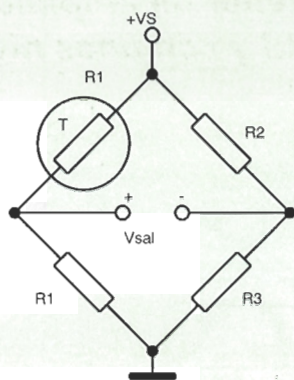
La salida se puede hacer lineal si R_1 se elige correctamente. La falta de linealidad del termistor NTC (coeficiente de temperatura negativo) se puede compensar con la falta de linealidad propia del puente, a través de las curvas voltaje-resistencia. La figura 2 muestra la curva voltaje-temperatura, casi lineal en el centro de su rango y cayendo en sensibilidad en ambos extremos. Ahora no es necesario probar esto, pero la mejor linealidad posible ocurre si

R_1 es igual a:

$$\frac{R_{T1}R_{T2} + R_{T2}R_{T3} - 2R_{T1}R_{T3}}{R_{T1} + R_{T3} - 2R_{T2}}$$

Donde R_{T1} , R_{T2} y R_{T3} son las resistencias de los termistores en el extremo inferior, punto medio y extremo superior del margen de temperatura, respectivamente (debemos recordar que R_{T1} es mayor que R_{T3}).

Si observamos la figura 2



EJEMPLOS DE DISEÑOS DE PUENTES ~

Rango de Temperatura	10 a 30°C	0 a 50°C	0 a 70°C
Temperatura para salida cero	10°C	0°C	0°C
Sensibilidad	10mV/°C	10mV/°C	10mV/°C
Alimentación (Vs)	916,2mV	1017,3mV	1147,0mV
R1	2168 ohms	1763 ohms	1164 ohms
R2	4482 ohms	7355 ohms	7355 ohms
R3	2168 ohms	1763 ohms	1164 ohms
Maxima no-linealidad	+0,07 -0,06°C	+0,85 -0,95°C	+2 -2,3°C

comprobaremos que la desviación sobre la linealidad perfecta empeora al ensancharse el margen de temperatura. La tabla de la figura 1 incluye los valores calculados para tres rangos típicos, y la tabla 1 nos da los datos de R en relación con T para el termistor. Rangos de igual ancho, centrados en diferentes temperaturas tendrán una falta de linealidad similar. Por ejemplo, un diseño correctamente calculado para el rango de 50 a 100°C, tendrá aproximadamente la misma falta de linealidad que uno para 0 a 50°C.

La sensibilidad de un termistor varía mucho con la temperatura, haciendo que sea difícil conseguir una linealidad sobre todo su rango. Incluso con técnicas digitales es difícil, siendo necesario un gran número de bits en el convertidor A/D. Un truco a tener en cuenta sería utilizar dos termistores, uno de baja resistencia para una respuesta óptima de bajas temperaturas y otro con una resistencia más alta para altas temperaturas. La figura 3 muestra un circuito de este tipo. A temperaturas muy bajas RT2 es tan grande que RT1 y R2 dominan. A temperaturas altas ocurre lo contrario: RT1 es muy pequeña en comparación con

R2, y RT2 queda en paralelo con la combinación R2-RT1. Si los valores de los componentes se eligen adecuadamente, RT2 comienza a contribuir apreciablemente justo cuando RT1 comienza a caer. Los valores de la figura 3 proporcionan un rendimiento con una linealidad mejor que $\pm 0,22^\circ\text{C}$ de 0 a 100°C, si utilizamos la pareja de termistores adecuada.

Un conjunto de dos termistores está compuesto por dos discos de precisión encapsulados en un mismo recipiente con resina epoxi, y se encuentra disponible en el catálogo de varios fabricantes. La figura 3 usa el más común de las sondas de la serie 700 de YSI. La tabla 2 muestra los valores de R en relación con T. La selección de la resistencia no es fácil, y normalmente se hace con la ayuda de un ordenador. Los fabricantes ofrecen valores precalculados para diferentes rangos de temperatura. Este mismo concepto se ha extendido a una red de tres termistores.

Termómetro de resistencia

Un termómetro de resistencia o RTD (Resistance Temperature

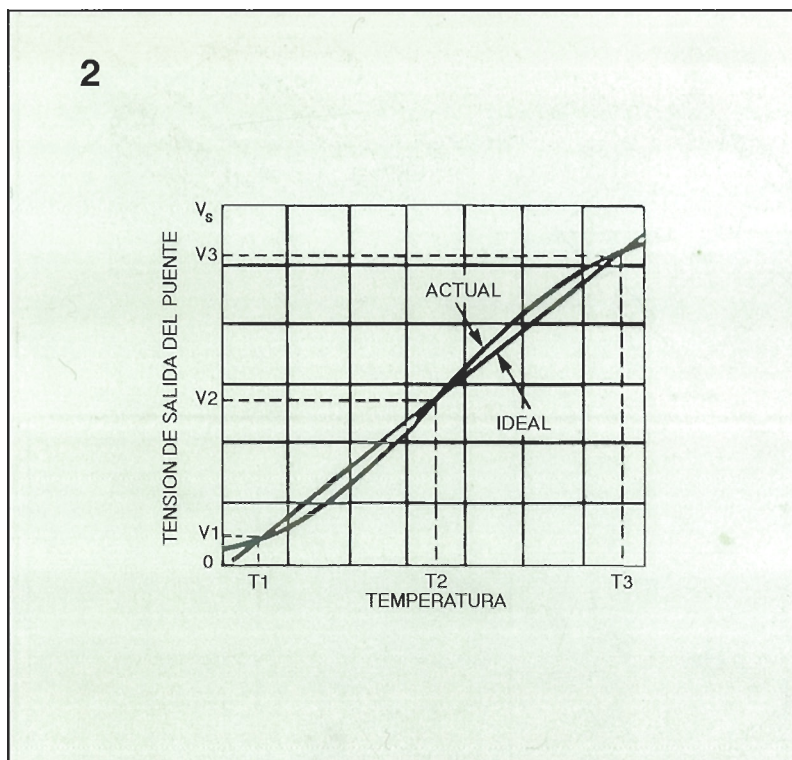
Device) es simplemente un cable bobinado o película metálica cuya resistencia se incrementa con la temperatura. Como ya explicamos en anteriores artículos, el platino es el material más ampliamente extendido, ofreciendo la mejor estabilidad y el más amplio rango de temperaturas, mientras que el níquel se utiliza algunas veces para medidas industriales de temperaturas moderadas. A los termómetros de platino también se les conoce como PRT (Platinum Resistance Thermometer).

La tabla 3 nos da la relación de R y T junto con las precisiones típicas para RTDs de platino y níquel que siguen la norma estándar DIN. Existen otras curvas, pero las que aparecen en la tabla 3 han conseguido un reconocimiento a nivel mundial. Muchos fabricantes ofrecen elementos de platino que cumplen las normas DIN pero con una precisión más ajustada o menor. No todos los termómetros de platino cubren el rango completo de -200 a 850°C, es más común un límite superior de 500 ó 600°C.

Los sensores más comunes son los de 100 Ω a 0°C, aunque existen otros. A 100 Ω , la sensibilidad del platino es de 0,385 $\Omega/^\circ\text{C}$

Figura 1. Un puente de Wheatstone con un termistor en una rama producirá una salida que se incrementa con la temperatura. La tabla muestra tres márgenes prácticos.

Figura 2 .
La salida del
puente de
Wheatstone es
bastante lineal en
el medio de la
escala.



entre 0 y 100°C, decreciendo ligeramente al aumentar la temperatura. La sensibilidad del níquel es 0,618 $\Omega/^{\circ}\text{C}$, incrementándose con la temperatura. Sensores de más resistencia suministran, proporcionalmente, más ohmios por grado.

El platino es caro, pero se usa muy poco metal para la construcción de termómetros. Un elemento típico de 100 Ω utiliza aproximadamente un hilo de 55 cm con un diámetro de 0,025 mm, bobinado sobre un pequeño núcleo cerámico. Los detalles de fabricación varían, pero el cable debe estar lo suficientemente tenso como para evitar cortocircuitos entre vueltas, y, sin embargo, lo bastante libre como para minimizar extraños efectos debido a la expansión térmica. El elemento terminado se encapsula normalmente dentro de un recipiente externo cerámico o de vidrio. La mayoría de los elementos están por debajo de 0,25 cm de diámetro y algún centímetro de longitud. La figura 4 muestra algunos elementos típicos.

El mayor desafío para los fabricantes es la precisión, y una precisión de 0,25°C corresponde a una resistencia de 0,1%, o aproximadamente 0,5 mm de hilo. Algunos fabricantes controlan cuidadosamente la longitud del cable, mientras otros han desarrollado métodos para compensar en las temperaturas conocidas. La composición pro-

pia del hilo se debe controlar cuidadosamente; para conseguir el coeficiente de temperatura correcto se deben mezclar con el platino pequeñas cantidades de impurezas. También están disponibles sensores de platino puro, que tienen una ligera mayor sensibilidad.

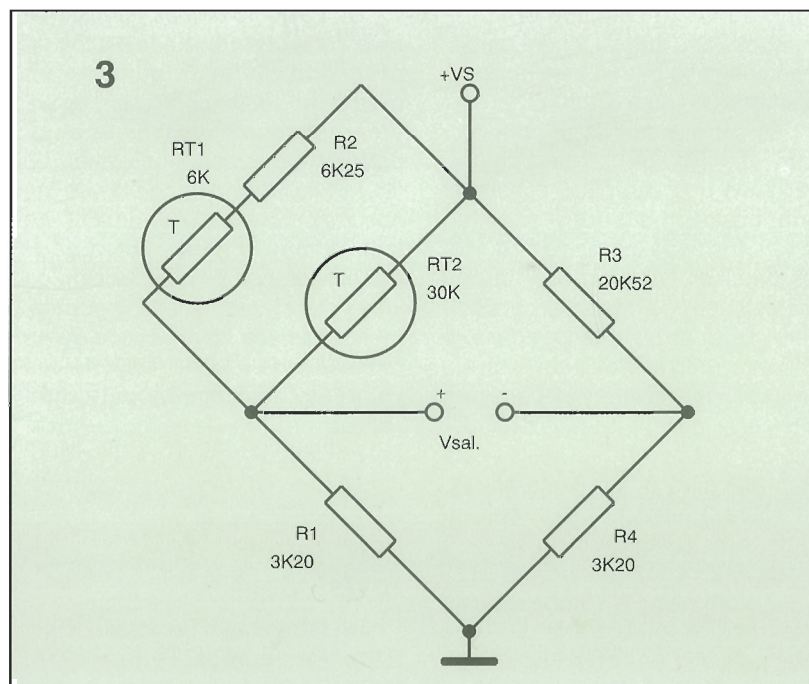
El más reciente desarrollo es el elemento de película de platino. La mayoría están contruidos depositando al vacío platino sobre un sustrato cerámico, aunque tam-

bién se utilizan empastes de una estrecha película de seda. Los elementos de película no son tan estables como los de hilo en altas temperaturas, pero son más baratos. Los depósitos de película utilizan menos platino, se pueden fabricar en grandes cantidades y se compensan con láser. Los componentes pueden ser más pequeños, tanto como los termistores, y los pueden suministrar en resistencias de 2 K Ω para mayores sensibilidades.

El cobre es una peor elección, en general, para la medida de temperatura, debido a su limitado rango de temperatura y a su bajísima resistencia. Su más común aplicación es el control de la subida de temperatura de motores, generadores y transformadores. Se han utilizado otras mezclas para crear RTDs, pero no es necesario que hablemos de ellas.

Los RTDs se pueden montar en una amplia variedad de sondas, así como los termistores y termopares, incluyendo algunos con un cableado convenientemente adecuado para una instalación permanente en procesos industriales. Una sonda con forma de punta se puede usar para controlar la cocción o congelación de los alimentos, mientras que una sonda plana (hecha de un elemento de película) se puede usar para medir la temperatura de superficies. También hay disponibles otros tipos, incluyendo sondas de laboratorio y en curva.

Figura 3 .
Se puede usar
una pareja de
termistores en el
puente de
Wheatstone para
mejorar la
linealidad de
salida. Este
circuito es lineal
dentro de $\pm 0,216$
de 0 a 100°C.



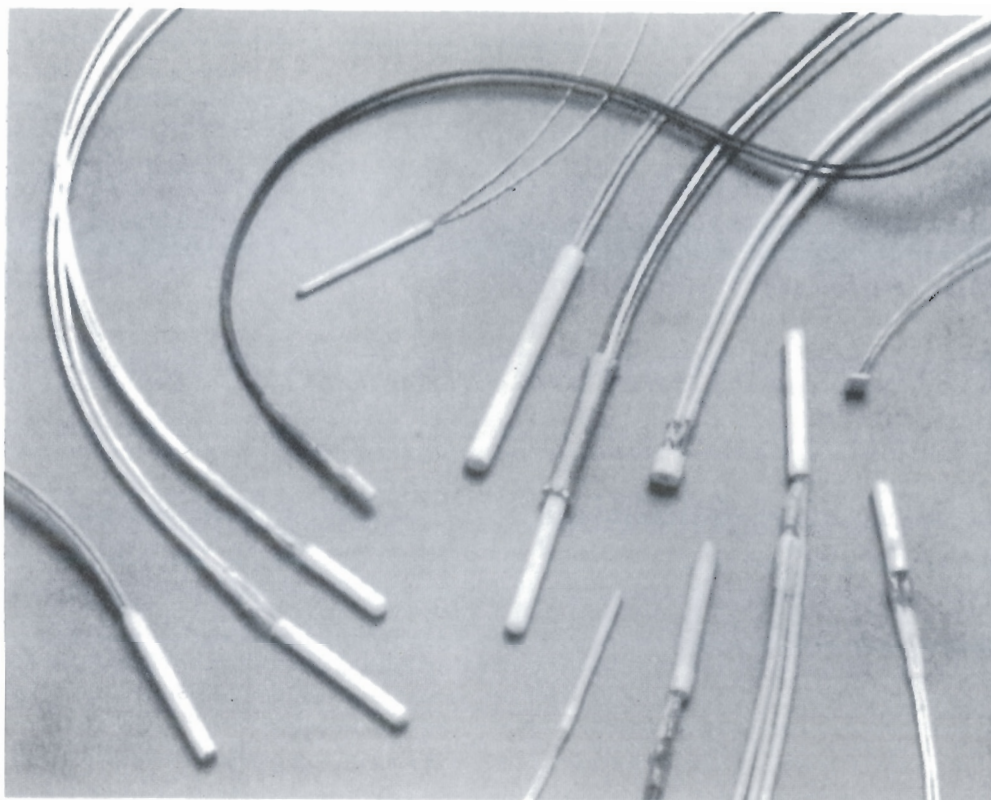


Figura 4.
Típicos sensores
RTD con los
terminales unidos.
El pequeño
elemento cuadrado
en el lado derecho
de la foto es de
película de platino.
(Cortesía de
Sensing Devices
Inc.)

Circuitos de RTDs

Los circuitos de lectura RTD son básicamente óhmetros, pensados para ignorar la resistencia de los cables, y algunas veces para compensar la falta de linealidad entre R y T. Como la sensibilidad típica de un RTD está entre 0,4 ó 0,6 ohmios por grado, cada ohmio de la resistencia del cable contribuye aproximadamente en 2°C de error de medida. Por tanto, se debe usar un circuito de compensación.

El circuito de compensación de resistencia de cuatro cables ignora completamente la resistencia del cable, pero es más común el de tres cables (un cable extra puede ser demasiado caro en una instalación industrial). En la figura 5-a un circuito de cuatro cables (también conocido como Kelvin) utiliza un par de hilos para excitar al sensor con una corriente constante y un segundo par para medir su caída de tensión. La caída de tensión en los cables de excitación no la capta el amplificador diferencial, y los cables de medida no llevan corriente básicamente, por lo tanto su caída de tensión es cero. De esta forma, la entrada del amplificador solamente ve la caída de tensión

en el RTD. El circuito también consigue la "linealización" y, en su momento, explicaremos esto.

El circuito de tres cables, en la figura 5-b, utiliza una fuente de corriente controlada idéntica, pero diferente circuito de lectura. La entrada "+" del amplificador principal ve la caída de tensión combinada del RTD y de los dos cables de excitación. El segundo amplificador (x2) capta sólo la tensión $I \times R$ del cable de excitación inferior. El amplificador x2 dobla este voltaje y lo entrega al amplificador principal, que lo resta del total. Por lo tanto, la señal vista por el amplificador principal es

$$(I \times (RTD + 2R \text{ cable})) - (2 \times I \times R \text{ cable})$$

La compensación será perfecta mientras las resistencias de los cables y sus conexiones sean iguales.

Volvamos, ahora, a la "linealización". Los RTDs de platino decrecen en sensibilidad (ohmios por grado) al aumentar la temperatura. Esto se puede compensar provocando que la fuente de corriente incremente su intensidad al aumentar ligeramente la tempe-

ratura. En la figura 5-a, una insignificante cantidad de realimentación positiva de DC (mucho menos que para causar oscilación) incrementa la fuente de corriente controlada al aumentar la salida.

La figura 6 muestra un circuito práctico. La fuente de corriente controlada está compuesta por IC1-b y Q1, IC1-b compara la caída de tensión en R2 con el voltaje en el cursor de R7 y controla Q1 para mantener las dos iguales. Las resistencias R3 y R4 completan el valor de R2; cuando está correctamente ajustada, la red de resistencias R2, R3 y R4 tiene un valor de 100 Ω. El filtro R5-C2 elimina la frecuencia de 50 Hz o cualquier otro ruido que puedan coger los cables del RTD. El amplificador principal, IC2, es un amplificador diferencial con una ganancia de uno. La realimentación positiva de R16 incrementa la corriente del RTD con salida, alineando la curva de platino a un valor mejor que $\pm 0,5^\circ\text{C}$ entre 0 y 500°C. La "linealización" se degrada algo en las altas y bajas temperaturas.

Los componentes IC1-a, R10 y R11 forman el amplificador x2, con R1 y C1 proporcionando un filtro. Observamos que IC1-a amplifica

5

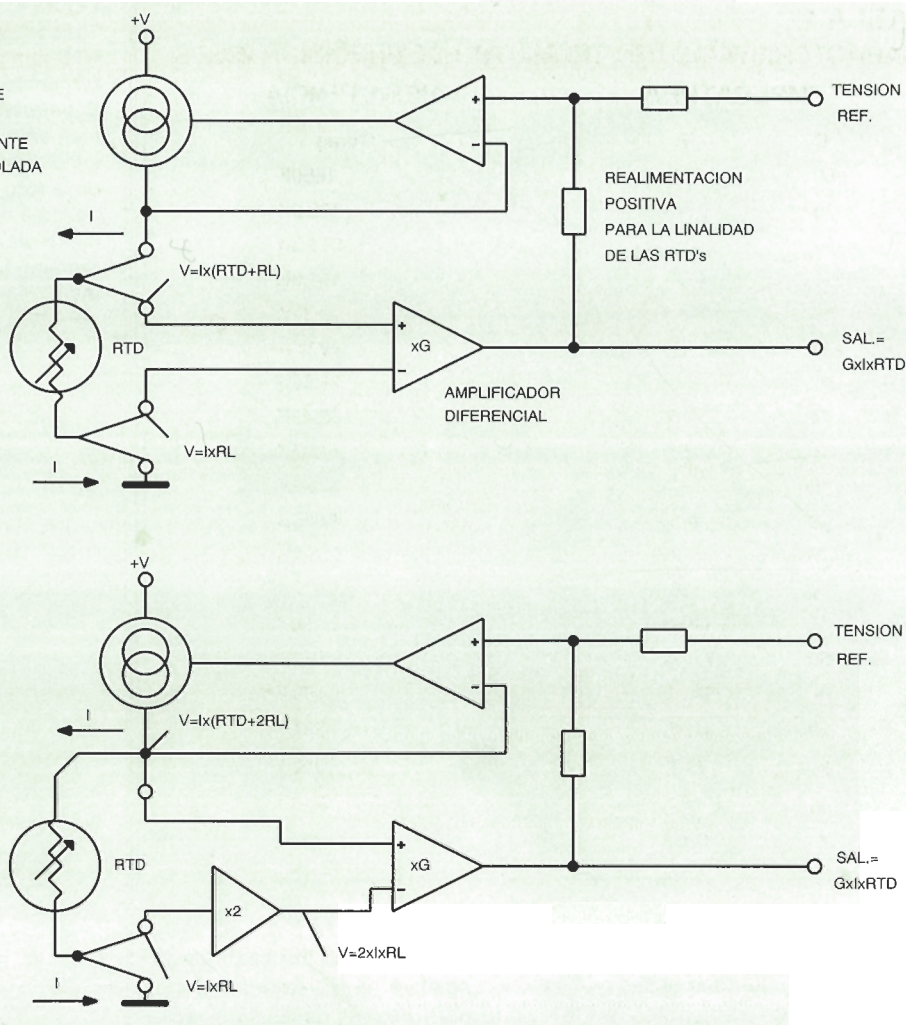
FUENTE
DE
CORRIENTE
CONTROLADA

Figura 5.
La medida con
cuatro cables (a)
 mide la
resistencia del
RTD e ignora
completamente la
resistencia del
cable, esto
también incluye la
“linealización” de
los RTDs de
platino. El circuito
de tres cables (b)
compensa la caída
de tensión en los
cables.

la caída de tensión en R2, además de la corriente que transporta el cable. Su salida es:

$$2 \times I \times (R_{\text{cable}} + 100\Omega)$$

Ahora, observamos que la entrada del amplificador principal es:

$$I \times (RTD + 2R_{\text{cable}} + 100\Omega)$$

La salida de IC2 es la diferencia $I \times (RTD - 100\Omega)$. Como el RTD es 100Ω a 0°C , la salida a cero grados es cero milivoltios. Con los valores del circuito mostrados, la sensibilidad es de $1\text{ mV}/^\circ\text{C}$, que ya es manejable para medir la temperatura con un milivoltímetro.

El cero se ajusta conectando a la entrada una resistencia de 100Ω y ajustando R4 para una salida de 0 mV . La ganancia se ajusta a través de R7 para una salida de 500 mV a $280,90\Omega$ (500°C). Como los RTDs son intercambiables, no necesitamos saber las temperaturas o tener un termómetro de referencia para la calibración.

Termopares

Un termopar es simplemente la unión de dos metales distintos. La unión produce un voltaje que se incrementa con la temperatura. Casi cualquier pareja de metales distintos se puede utilizar para hacer un termopar, pero algunos son más estables y precisos que otros. El NIST ha documentado ocho tipos como estándar, pero también hay disponibles otros termopares especializados no estándar.

En la tabla 4 podemos ver un listado de los ocho tipos estándar que están identificados por códigos de letras. Los cinco primeros (tipos J, K, T, E y N) son pares de mezclas base-metal. El tipo K cubre el rango más amplio y es el más popular (los termopares que utilizan un milivoltímetro como termómetro normalmente utilizan el tipo K). El tipo N es más nuevo y similar al tipo K, pero es más estable en altas temperaturas y en atmósferas oxidantes. El tipo T es el mejor por debajo del punto de congelación y en ambientes húme-

dos, pero está muy limitado en el extremo superior, debido a que un cable es de cobre. El tipo J tiene hierro y no se debería utilizar en ambientes húmedos u oxidantes. Es la mejor elección para atmósferas inertes. El más sensible de los termopares estándar es el tipo E.

Los tipos R, S y B están compuestos por varias mezclas de platino-radio. Son más estables y precisas y trabajan a más altas temperaturas, pero la sensibilidad cae drásticamente por debajo de varios cientos de grados. Los tres pierden sensibilidad cerca de la temperatura ambiente.

En la tabla 5 podemos encontrar la relación de milivoltios y temperaturas para los tipos K, R y un termopar no estándar de alta temperatura mezcla de tungsteno.

Los termopares ofrecen más variedad de formas y tamaños que cualquier otro sensor. Existen sondas montadas en diferentes estilos, los cables pueden estar desnudos o aislados con materiales como PVC, teflón o cerámicas. También hay disponibles varios diámetros, desde 2 mm hasta $0,013\text{ mm}$, o termopares de cinta, para medir la temperatura de superficies.

La unión se forma normalmente soldando los dos hilos juntos. Se puede hacer una medida de acero líquido simplemente introduciendo los dos cables en el acero. Los cables se pueden soldar a la superficie del metal o sujetarse con epoxi en el sitio. Hay que tener cierta precaución cuando se miden temperaturas de superficies: situamos uno de los hilos de conexión a lo largo de la superficie para asegurarnos de que no disipa el calor de la unión.

El cable de conexión hasta el punto de lectura puede ser muy caro. Una solución más barata es la que se utiliza a veces en instalaciones industriales para unir el punto de medida con el punto de lectura, y que consiste en utilizar un cable especial de unión que se empalma con el del sensor. Este cable recorre el resto de la distancia que separa los dos puntos. Estos cables son adecuados cuando se miden temperaturas ambiente, pero no son convenientes para su uso con temperaturas altas o bajas.

Los cables de los termopares normalmente están identificados por un código de color. Por ejemplo, el tipo K se identifica con el

amarillo el cable positivo, y rojo el negativo. Una cubierta exterior marrón identifica el cable de medida: el cable de extensión tipo K es amarillo. Podemos observar que todos los códigos de color que utilizan los termopares identifican con el rojo el cable negativo, lo que parece contradecir la mayoría de las reglas en electrónica.

Circuito de termopar

El circuito de un termopar debe hacer tres cosas: amplificar el nivel de milivoltios de la señal, corregir la falta de linealidad entre milivoltios y temperatura, y proporcionar una compensación de unión fría. La amplificación precisa del nivel de milivoltios de la señal requiere amplificadores operacionales estables y con baja deriva.

Los termopares no son tan sencillos de alinear como los RTDs, pero aquí no mostraremos ningún circuito específico. Se ha utilizado una amplia variedad de técnicas analógicas, siendo las más comunes los circuitos de diodo de punto de ruptura. Estos circuitos utilizan amplificadores operacionales, diodos, resistencias de precisión y potenciómetros de ajuste para crear una función que relaciona la salida con la entrada, compuesta de una serie de segmentos lineales que se aproximan a la curva requerida. Otros métodos utilizan uno o varios circuitos integrados digitales como parte del circuito de "linealización".

Hoy es común digitalizar la señal amplificada y alinearla con un microprocesador. Por otro lado, como los termopares son aproximadamente lineales, puede no hacer falta proceder a su "linealización".

TABLA 1		
CARACTERISTICAS DEL TERMISTOR DE PRECISION 2252 Ω		
TEMPERATURA		RESISTENCIA
° C	° F	Ohms
-80	(-112)	1660K
-70	(-94)	702.3K
-60	(-76)	316.5K
-50	(-58)	151.0K
-40	(-40)	75.79K
-30	(-22)	39.86K
-20	(-4)	21.87K
-10	(14)	12.46K
0	(32)	7.355K
10	(50)	4.482K
20	(68)	2.814K
25	(77)	2.252K
30	(86)	1.815K
40	(104)	1.200K
50	(122)	811.3
60	(140)	560.3
70	(158)	394.5
80	(176)	282.7
90	(194)	206.1
100	(212)	152.8
110	(230)	115.0
120	(248)	87.7
130	(266)	67.8
140	(283)	53.0
150	(302)	41.98

Vamos a echar un vistazo a la compensación de la unión fría. Recordemos que cualquier unión entre dos metales distintos genera un voltaje. La figura 7 muestra que se han formado dos termopares indeseados en las conexiones de unión entre los terminales de cobre del circuito de lectura (T2) y los contactos del termopar. Cuando la tem-

peratura de T2 cambia, la lectura se verá afectada, incluso si T1 permanece constante.

El voltaje de la unión fría se puede predecir; sin embargo, su coeficiente de temperatura resulta, propiamente, igual y opuesto al del termopar. Si T1 y T2 son iguales, la tensión de la red será cero. Es algo bastante simple usar un sensor de temperatura semiconductor o termistor con un circuito para crear una señal de milivoltios de equilibrado.

La figura 8 muestra un circuito completo capaz de producir una salida de 1 mV/°C de un termopar del tipo K. Incluye la compensación de unión fría, pero no se produce linealidad en la curva del termopar. Podría ser un circuito ideal para convertir el milivoltímetro en un termómetro.

Vamos a empezar con la compensación de la unión fría. El circuito integrado sensor de temperatura LM335 genera 10 mV/K (273,15 mV a 0°C). El potenciómetro R3 ajusta la sensibilidad preci-

TABLA2			
PAR DE TERMISTORES DE LA SERIE 700			
TEMPERATURA		T1 (Ohms)	T2(Ohms)
°C	°F	(6K a 25°C)	(30K a 25°C)
-30	(-22)	106,2K	481.0K
-20	(-4)	58,26K	271.2K
-10	(14)	33,20K	158.0K
0	(32)	19,59K	94,98K
10	(50)	11,54K	58,55K
20	(68)	7496	37,30K
30	(86)	4834	24,27K
40	(104)	3196	16,15K
50	(122)	2162	10,97K
60	(140)	1493	7599
70	(158)	1051	5359
80	(176)	753,8	3843
90	(194)	549,8	2799
100	(212)	407,6	2069

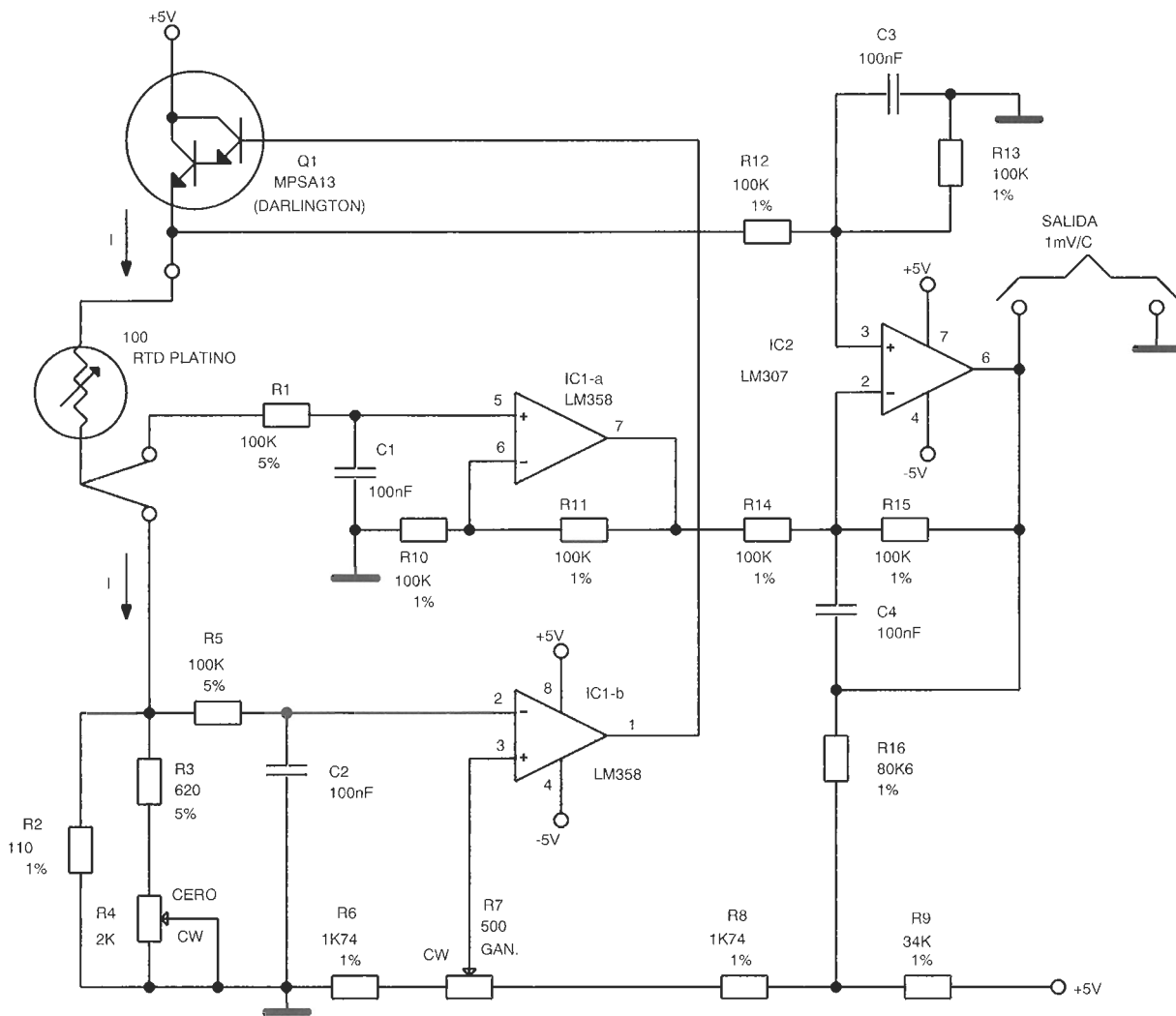


Figura 6. Este circuito incluye la compensación de tres cables, provoca la “linealización” de un RTD de platino y produce una salida de 1 mV/°C.

TABLA 3

RTDs de platino y níquel (DIN estándar 43760)

Temperatura (°C)	Platino (Ohms)	Tolerancia (°C)	Níquel (Ohms)	Tolerancia (°C)
-200	18,49	1,3		
-100	60,25	0,8		
-60	76,33	0,6	69,5	2,1
-50	80,31	0,55	74,3	1,8
0	100,00	0,3	100,0	0,4
50	119,40	0,55	129,1	0,75
100	138,50	0,8	161,8	1,1
150	157,31	1,05	198,7	1,45
180	168,46	1,2	223,2	1,7
200	175,84	1,3		
400	247,90	2,3		
600	313,59	3,3		
800	375,51	4,3		
850	380,26	4,55		

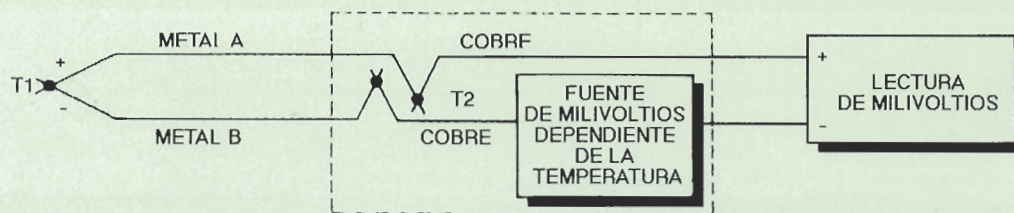


Figura 7.
La compensación de la unión fría es necesaria para equilibrar la tensión generada por los termopares indeseados en las conexiones del circuito de lectura.

sa de IC (se puede omitir si se utiliza el LM335 de menor tolerancia), R4 y R5 dividen la señal hasta $40 \mu\text{V/K}$, equivalente a la sensibilidad del tipo K a la temperatura ambiente.

Sin R13 y R14, la ganancia de IC2, un amplificador diferencial modificado, debería ser $1 \text{ m}\Omega/100$

$\text{K}\Omega$ ó 10. Las resistencias R13 y R14 trabajan junto con R15 y R16 para dividir la señal de realimentación por 2,42:1, que multiplica la ganancia de lazo cerrado por el mismo factor. La ganancia resultante de 24,2 produce una salida de 1000 mV de la señal de entrada de $41,269 \text{ mV}$ (1000°C). El equili-

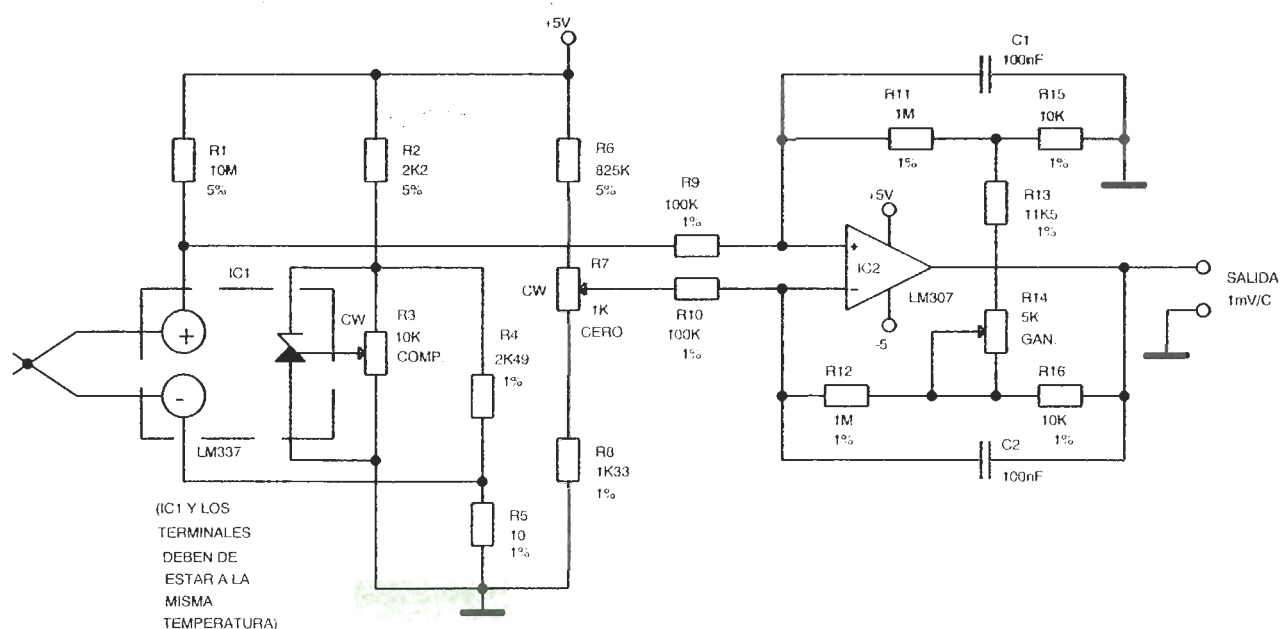
brio de cero proporcionado por R6, R7 y R8 es necesario porque la tensión de compensación de la unión fría no es cero a 0°C .

Hay que observar que IC1 debe estar a la misma temperatura que las conexiones del termopar. Una técnica de construcción es montar el IC en un mismo bloque

TABLA 4

TERMOPARES ESTANDAR

Tipo de termopares Termopares base Metal:	Rango de temperatura especificado	Error especificado (por encima de 0°C)	Aplicaciones
J: Hierro vs Constantán	-210 a 760°C	Std: $2,2^\circ\text{C}$ ó $0,75\%$ Special: $1,1^\circ\text{C}$ ó $0,375\%$	En atmósferas cerradas o inertes. Evita la oxidación y la humedad.
K: Cromo vs Alumel	-270 a 1372°C	(El mismo que el tipo J)	En atmósferas oxidantes e inertes.
T: Cobre vs Constantán	-270 a 400°C	Std: $0,83^\circ\text{C}$ ó $0,75\%$ special: 42°C ó $0,375\%$	La mayoría de las atmósferas. La mejor elección por debajo de 0°C . Bueno para la humedad.
E: Cromo vs Constantán	-270 a 1000°C	Std: $2,2^\circ\text{C}$ ó $0,75\%$ Special: $1,1^\circ\text{C}$ ó $0,375\%$	Atmósferas oxidantes e inertes. La más alta sensibilidad
N: Nicrosil vs Nisil	-270 a 1300°C	Std: $2,2^\circ\text{C}$ ó $0,75\%$ special: $1,1^\circ\text{C}$ ó $0,45\%$	Atmósferas de alta temperatura y oxidantes. Más estable que el tipo K.
Termopares mezcla de platino:			
R: 13% Plt.- Radio vs Plt. puro	-50 a 1768°C	$1,4^\circ$ ó $0,25\%$	Atmósferas oxidantes e inertes. Evitar atmósferas cerradas y vapores metálicos.
S: 10% Plt.- Radio vs Plt. puro	(El mismo que el tipo R)	(El mismo que el tipo R)	(El mismo que el tipo R)
B: 30% Plt.- Radio vs 6% Plt. -Radio	0 a 1820°C	$0,5\%$	(El mismo que el tipo R)



con resina epoxi. Para ajustarlo, medimos la temperatura ambiente y ajustamos R3 para un valor adecuado en IC1 (10 mV/K, que es 2,732 voltios más 0,01 V/°C).

cambia el voltaje de la unión fría. Con la entrada sometida a un cortocircuito (0 mV), ajustamos R7 para una salida igual a la temperatura ambiente, por ejemplo 25 mV a 25°C. Conectamos 41,269 mV a la entrada y ajustamos R14 para

La pequeña corriente de polarización de R1 no tiene efectos durante un funcionamiento normal, pero provoca que la salida pase a nivel alto si el termopar se estropea o se quema.

Relación Voltaje y Temperatura

Temperatura	Tipo K Cromo vs. Alumel (mV)	Tipo R Pt-13% Rodio vs. Platino (mV)	Tungsteno vs. Tugsteno-26% Renio (mV)
-270	-6,548		
-200	-5,891		
-100	-3,553		
0	0	0	0
100	4,095	0,647	0,334
200	8,137	1,468	1,037
400	16,395	3,407	3,339
600	24,902	5,582	6,529
800	33,277	7,949	10,296
1.000	41,269	10,503	14,389
1.200	48,828	13,224	18,607
1.375	54,875	15,639	22,213
1.400		16,035	22,792
1.600		18,842	26,820
1.768		21,108	30,009
1.800			30,592
2.000			34,022
2.200			36,884
2,315			38,556

Termometría sin contacto

Hemos terminado el estudio de los sensores de temperatura, pero ahora vamos a echar un rápido vistazo a la termometría de radiación infrarroja sin contacto. La figura 9 muestra un dispositivo de mano y la figura 10 ilustra su principio.

Cualquier objeto más caliente que el cero absoluto radia energía. Tanto la intensidad como la radiación espectral se incrementan con la temperatura (puede que estemos familiarizados con los conceptos de temperatura del "rojo caliente" o "blanco caliente", pero incluso los objetos fríos radian energía). De acuerdo con la ley de Stefan-Boltzmann, la densidad de energía radiada es proporcional a T^4 , donde T es la temperatura absoluta. Esta es la ley que permite a los científicos determinar la temperatura de la superficie solar.

En la figura 10, la energía radiada se enfoca sobre un sensor de temperatura. Los diseños varían, pero en general el sensor debería ser pequeño y tener poca masa para una buena respuesta de tiempo. Algunos diseños aíslan el sensor situándolo en el vacío. El

material de las lentes puede necesitar ser especialmente elegido para dejar pasar las longitudes de onda grandes de los infrarrojos, especialmente para medidas de baja temperatura. Algunos diseños pueden no necesitar de lentes, sustituyendo estas por un sistema de enfoque mediante espejos. Es posible añadir un filtro rojo o infrarrojo para minimizar las interferencias de la luz ambiente.

La ley de Stefan-Boltzmann se aplica sólo perfectamente a los radiadores de "cuerpo-negro". En realidad, la habilidad de las superficies para radiar energía varía. Cada superficie tiene un factor de emisión y de reflexión. Una superficie que tenga una perfecta reflexión posee una "reflexividad" de uno; pero si absorbe todo, será cero. La suma de "reflexividad" más "emisividad" siempre es igual a uno.

La mayoría de los termómetros comerciales de radiación incluye un control que permite al usuario seleccionar la "emisividad" sobre una tabla de valores típicos. Las superficies orgánicas y no metálicas generalmente tienen una "emisividad" entre 0,85 y 0,95 (la pintura blanca está sobre 0,9). Las superficies metálicas pueden lle-



gar a tener hasta 0,1, cuando están muy pulidas. El acero pulido es 0,3, en bruto es 0,5 y hasta 0,8 ó 0,9 cuando está muy oxida-

Figura 9. Este dispositivo de mano mide temperaturas usando el sistema de termometría de radiación infrarroja sin contacto.

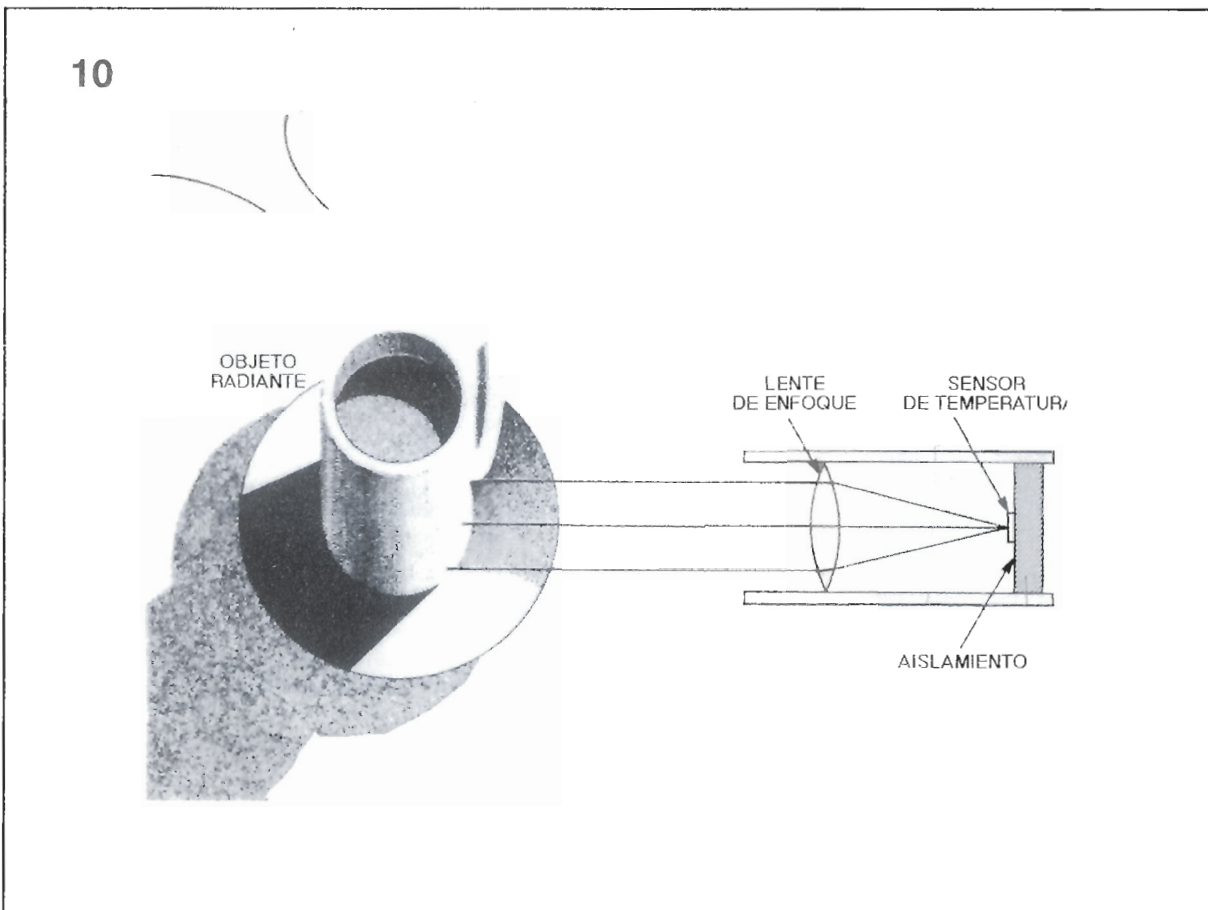


Figura 10. Cualquier objeto más caliente que el cero absoluto radia energía. La energía radiada se enfoca sobre un sensor de temperatura.

Con este amplificador conseguiremos en muy poco espacio una potencia musical en nuestro coche como nunca habíamos imaginado.

AMPLIFICADOR DE POTENCIA PARA AUTO-RADIO

Los amplificadores estereofónicos para coche abundan pero, normalmente, o no tienen calidad o son demasiado caros. El amplificador cuenta con una calidad digna de tenerlo en el salón de casa, es muy sencillo de construir y su precio es razonable. Sus características incluyen una potencia de salida de 270 W (135 W RMS por canal sobre una carga de 8 Ω), una baja distorsión y unas características de corriente de salida excepcionales. La fuente de alimentación, por sí misma, es capaz de alimentar hasta 600 W, dando al amplificador una gran reserva de potencia. También

debemos observar que la relación de potencia es para una carga continua y real sobre 8 Ω (no el método que se utiliza normalmente para obtener la potencia de los amplificadores de coche), esto nos permite utilizar altavoces de uso doméstico, que son más baratos que los de 4 Ω que se utilizan normalmente en los amplificadores de coche, y ofrecen una mejor calidad. Si preferimos utilizar altavoces de 4 Ω , el amplificador entregará una potencia de 200 W por canal. La tabla 1 muestra las características del amplificador, y la figura 1 muestra las formas de onda de salida.

El diseño completo

Además de las altas prestaciones del diseño, otra característica importante es su sencillez de construcción. Esto se ha conseguido utilizando un radiador específico y una placa simple de circuito impreso. El radiador nos permite montar todos los semiconductores de potencia con un simple mecanismo de fijación y la placa de circuito impreso acomoda los dos amplificadores y la fuente de alimentación. También, todos los componentes están montados sobre la placa, lo que evita tener que cablear punto a punto. Un relé de potencia sobre la placa nos

ahorra un conmutador externo de alta corriente y nos permite esclavizar el circuito al conmutador general del equipo. Tanto la fuente de alimentación como el amplificador utilizan los transistores de potencia de efecto de campo más desarrollados de la tecnología actual. El transformador inversor da a la fuente de alimentación toda su potencia. También el circuito impreso tiene los taladros metalizados y la serigrafía para identificar la colocación de los componentes.

La fuente de alimentación

La figura 2 muestra el esquema de la fuente de alimentación. El diseño básico es un inversor en "push-pull" con regulación de tensión por modulación de ancho de pulso. El relé RY101 se energiza a través de un cable de control de 12 V, mediante la aplicación de potencia al circuito modulador de ancho de pulso IC101 y a la toma central del transformador de potencia. La salida de los pulsos alternos generados por IC101 en las patillas 16 y 13, hacen conducir a los transistores Q101 y Q102, y Q103 y Q104, una pareja cada vez. Los transistores están en paralelo para incrementar la capacidad de manejo de potencia. Las resistencias R107-R110 eliminan la posibilidad de una oscilación local del transistor. Como los transistores conducen alternativamente, una corriente alternativa fluye por el primario del transformador T101, induciendo una corriente alternativa en el secundario.

La salida de T101 está rectificada en onda completa y filtrada por L101, L102, C106 y C107. Con una relación de devanado de 4 a 1 se puede generar un máximo de aproximadamente 58 V a la salida. Esto se regula a ± 47 V enviando una muestra al divisor de tensión compuesto por las resistencias R112 + R113 y R105. El voltaje dividido se aplica a la patilla 2 de IC101, donde se compara con los 2,5 voltios de referencia, generados a su vez dividiendo la tensión de referencia de 5 V proporcionada por el circuito en la patilla 18 mediante R101 y R102. Cuando la salida de alimentación cae por debajo de 47 V, IC101 hace conducir al transistor con pulsos más largos, y cuan-

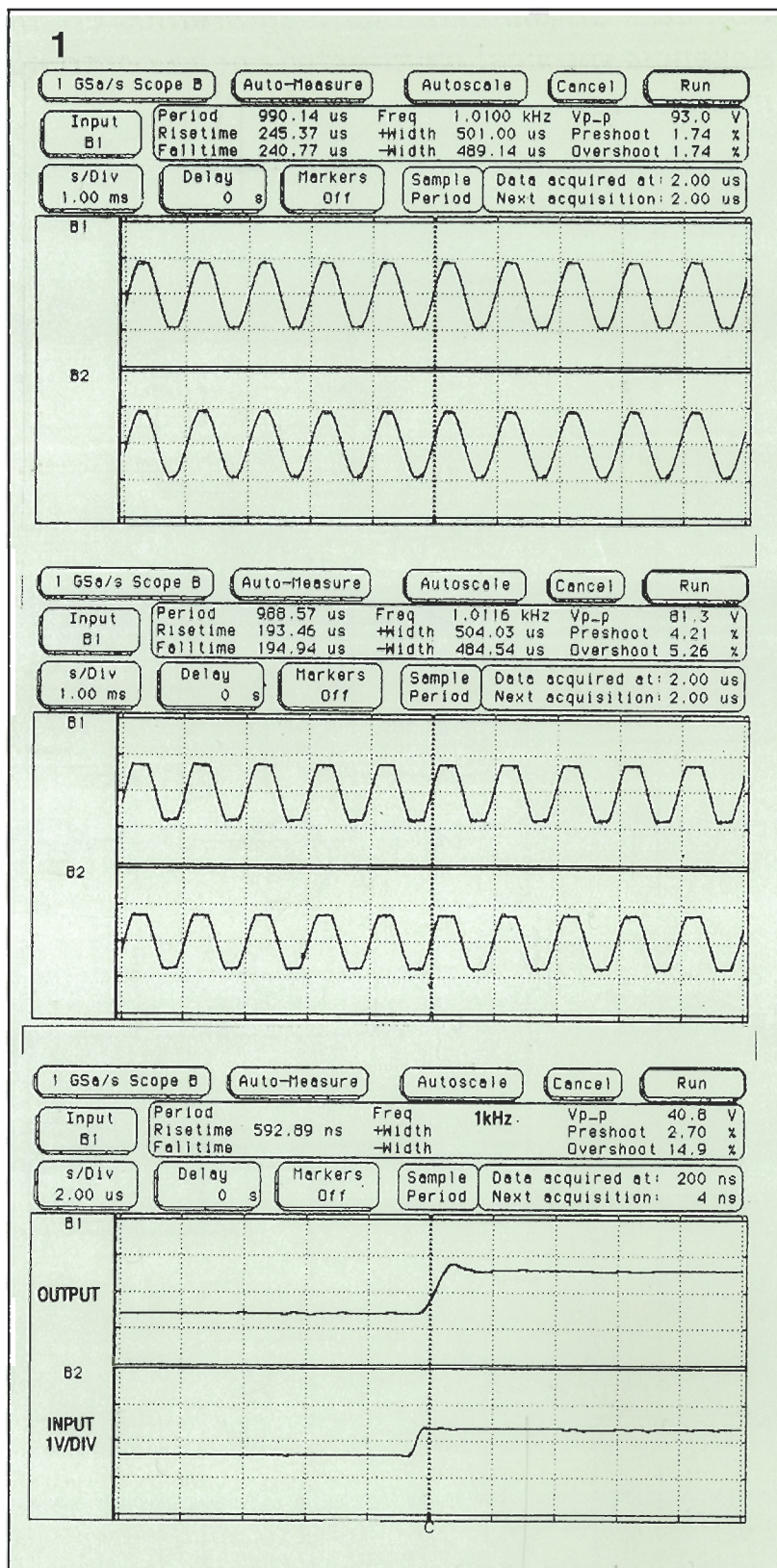


Figura 1. Formas de onda de salida. En (a) el amplificador está alimentando una carga de 8 Ω en ambos canales a 1 KHz. La señal se recorta a 93 voltios p-p con 135 W por canal. En (b), los dos canales están alimentando a una carga de 4 Ω a 1 KHz, se recorta a 81 voltios p-p con 200 W por canal. En (c), se está usando una carga de 8 Ω sin el filtro de entrada, podemos ver un tiempo de subida de 600 ns y una relación de subida de 54 V/ μ s.

Lista de componentes

Resistencias

R1, R6, R7 (dos de cada una L y R), R101, R102 = 10 K Ω
 R2, R3 (dos de cada una L y R) = 2050 Ω 1/2 W
 R4, R19, R26, R27 (dos de cada una L y R) = 100 Ω
 R5 (dos de cada una L y R) = 5110 Ω
 R8, R11 (dos de cada una L y R) = 1 K Ω
 R9, R10, R24, R25 (dos de cada una L y R) = 2050 Ω
 R12-R15 (dos de cada una L y R) = 511 Ω .PM
 .LS2
 R16 (dos de cada una L y R) = potenciómetro 5 K Ω
 R18 (dos de cada una L y R) = 1500 Ω
 R20-R23 (dos de cada una L y R), R107, R110 = 20,5 Ω
 R103, R104 = 24K9
 R105 = 5620 Ω
 R106 = 14 K Ω
 R111 = 10 Ω , 1/2 W
 R112 = 75 K Ω

do sube de 47 V le hace conducir con pulsos más cortos, de forma que consigue la regulación de tensión. Los componentes C102, C103 y R103 forman una red de filtro que estabiliza el lazo de realimentación para la regulación de voltaje. La frecuencia de trabajo del inversor se ajusta a través de

C104 y R106 a unos 50 KHz. Finalmente, L103 impide que el ruido que puede generar el inversor se introduzca en el circuito de alimentación del coche, y D105-D107 forman una red limitadora para las tensiones generadas por las altas corrientes alternas en el primario del transformador.

C1 (dos de cada una L y R) = 10 μ F, 35 V, electrolítico
C2, C4 (dos de cada una L y R) = 1,5 nF, cerámico
C3 (dos de cada una L y R) = 68 pF, cerámico
C5, C6, C8, C10 (dos de cada una L y R), C104 = 100 nF, Mylar
C7 (dos de cada una L y R) = 100 μ F, 10 V, electrolítico
C101, C105 = 1000 μ F, 15 V, electrolítico
C106, C107 = 1000 μ F, 50 V, electrolítico
C102 = 2,2 μ F, 15 V, electrolítico
C103, C108 = 100 pF, cerámico
C104 = 1 nF, cerámico

IC1 (dos de cada L y R) = LF357A
IC101 = modulador de ancho de impulso SG3526N
D1, D2 (dos de cada L y R) = diodo 1N4744A
D3-D6 (dos de cada L y R) = diodo 1N4737A
D105, D106 = diodo 1N4002
D107 = diodo zener de 33 V 1N4752A
Q1, Q6 (dos de cada L y R) = transistor MPS8098
Q4 (dos de cada L y R) = MOSFET de canal N IRF510
Q7, Q8 (dos de cada L y R) = MOSFET de canal P IRF9640
Q9, Q10 (dos de cada L y R) = MOSFET de canal N IRF640
Q101-Q104 = MOSFET de canal N IRFZ40

L1, L2 = bobina 28 μ H
L3 = bobina 10 μ H
RY101 = relé
T90N5D12-12
T101 = transformador,
4 vueltas con toma
central en el primario,
16 vueltas con toma
central en el secunda-
rio, con hilo esmaltado
de 5 mil sobre un
núcleo ETD-34
F101 = fusible 30 A
F1, F2 (dos de cada L
y R) = fusible de 4 A
J1, J2 = jack de
entrada tipo RCA

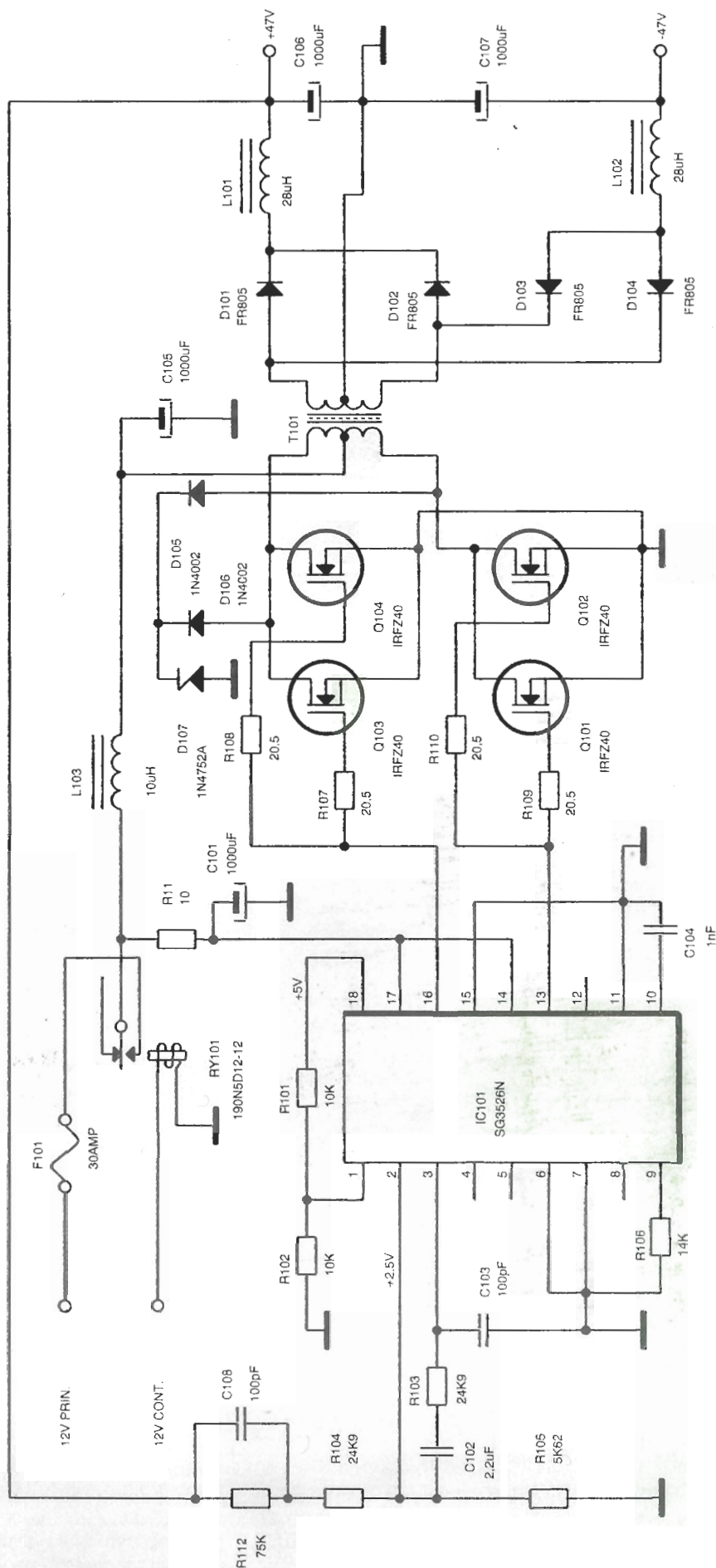


Figura 2 . Esquema de la fuente de alimentación. Es un inversor en "push-pull" con un regulador de tensión por modulación de ancho de impulso. El relé RY101 se energiza a través del cable de control de 12 V mediante la aplicación de potencia al circuito modulador de ancho de impulso, el IC101, y la toma central del transformador de potencia.

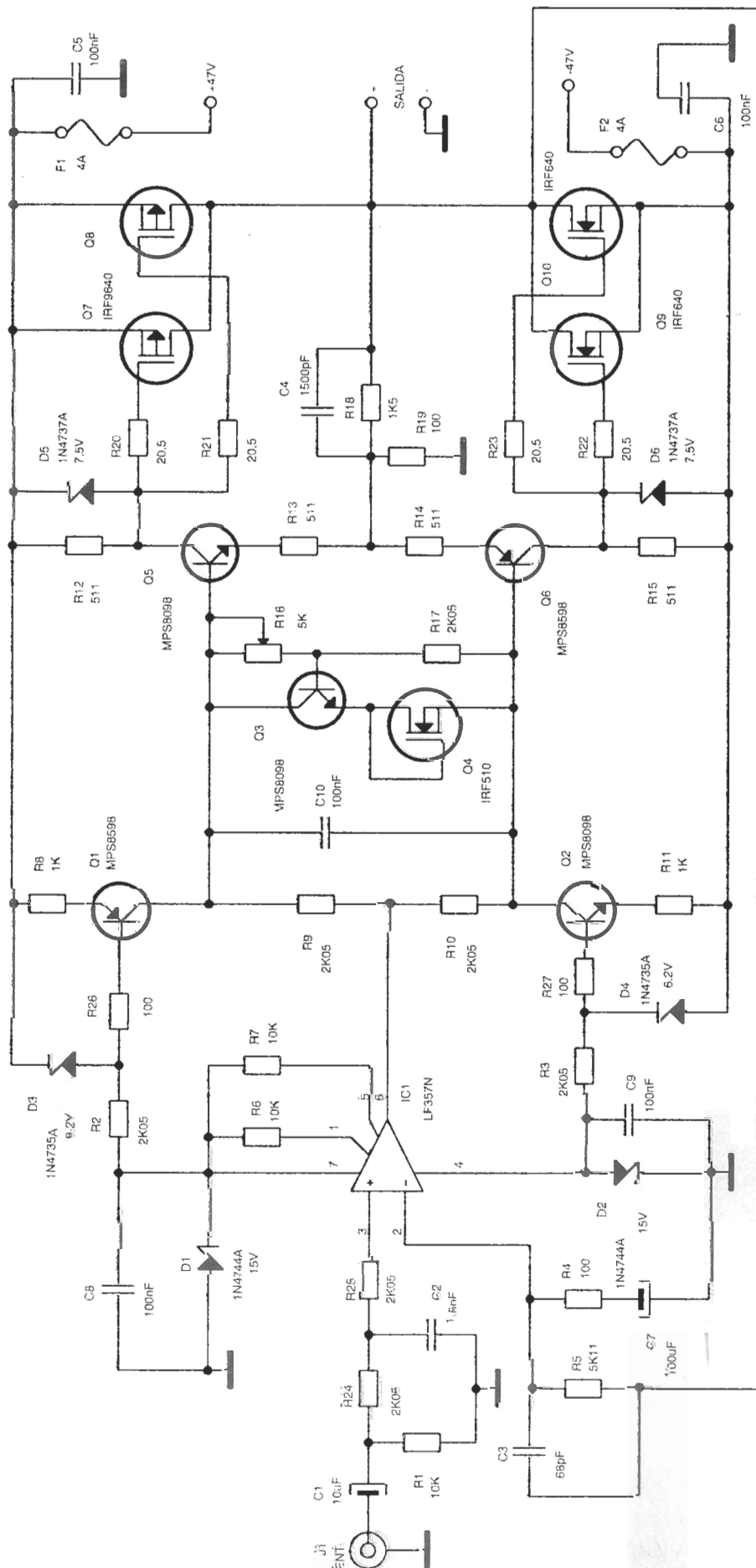


Figura 3 .
Los
amplificadores
derecho e
izquierdo son
idénticos, y los
números de
componentes los
mismos, excepto
por el sufijo L o
R, este es uno de
los
amplificadores.

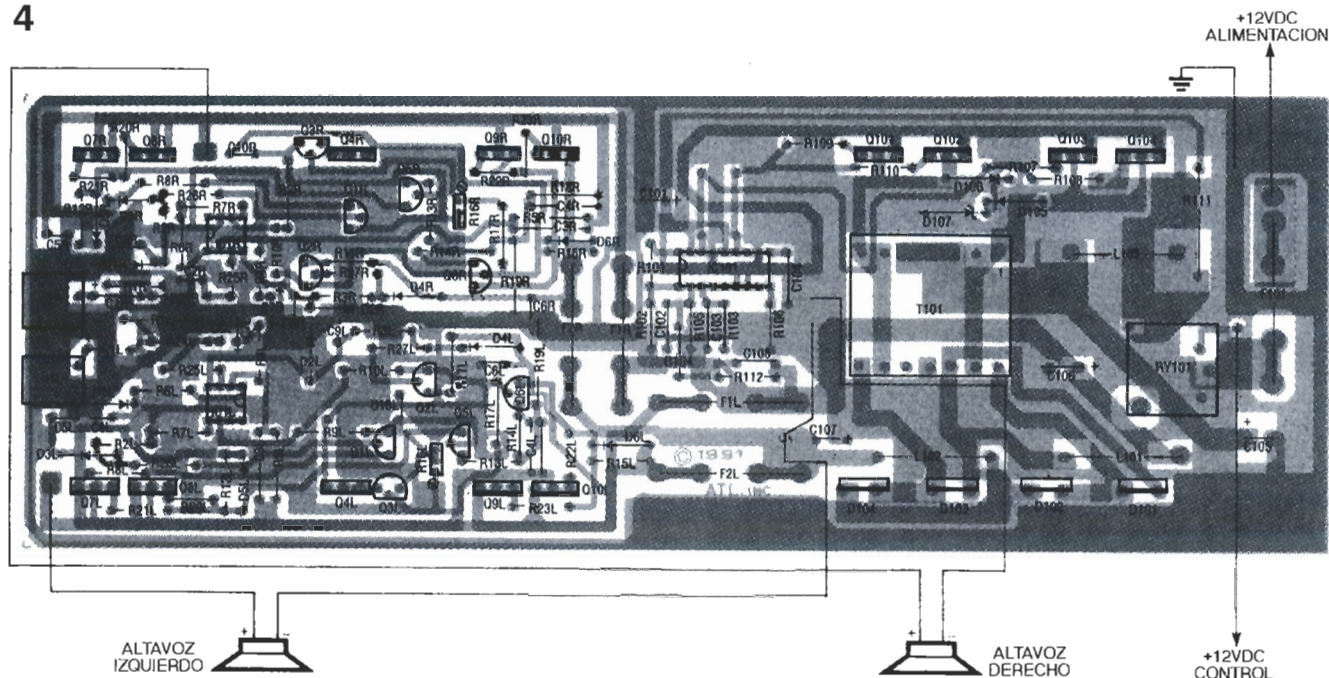


Figura 4 .
Diagrama de distribución de componentes. Primero instalamos todos los componentes, excepto los de potencia TO-220 y los potenciómetros R16L y R16R. Antes de instalar los FETs de salida se deben emparejar dentro de cada tipo particular (ver texto y figura 5).

Los amplificadores

Los dos amplificadores (izquierdo y derecho) son idénticos, y los componentes tienen el mismo número con el sufijo L o R según corresponda. Por lo tanto, sólo mostraremos uno de ellos (ver figura 3). Las señales de entrada se aplican a IC1, un amplificador operacional LF357A, a través del filtro formado por R1, R24, R25, C1 y C2. La salida de IC1 se aplica a las resistencias R9 y R10, que están en serie con la fuente de corriente Q1 y el drenador de corriente Q2. El resultado es que la tensión oscilante en la salida de IC1 (patilla 6) se aplica a las bases de Q5 y Q6.

El voltaje de DC entre las bases de Q5 y Q6 se ajusta mediante el multiplicador de tensión Q3. El voltaje es de unos 8 voltios, nominalmente, pero puede ajustarse a lo que se desee mediante R16. Este aparece entre R13 y R14 mediante la acción del seguidor de emisor compuesto por Q5 y Q6. A su vez, una corriente fluye a través de R12 y R15, generando una caída de tensión en ellas que se utiliza como tensión de polarización para los transistores de salida. Los transistores de salida FET Q7-Q10 requieren cada uno aproximadamente 3,5 V de polarización entre puerta y

fuente para empezar a conducir, que se aplica como ya se ha descrito anteriormente. La polarización del transistor de salida se ha ajustado para obtener una corriente de reposo óptima en la etapa de salida. Para mantener esta corriente estable, la temperatura del transistor de salida se selecciona mediante Q4, que se monta en el radiador, y la tensión del generador de polarización se varía para que siga las variaciones de temperatura.

El transistor Q4 tiene la puerta conectada a su drenador, lo que hace que la tensión entre drenador y fuente sea aproximadamente igual al umbral de disparo de la puerta, que varía con la temperatura y sigue a los transistores de salida. El transistor Q3 multiplica este voltaje por un factor de dos para proporcionar la polarización necesaria para los transistores de salida positivo y negativo. Los transistores Q5 y Q6 también proporcionan la función de inversión de fase, tomando la señal de AC en la salida de IC1 y aplicándola a las puertas de los transistores de salida. Los componentes C4, R18 y R19 forman un lazo local de realimentación, si se ajusta la ganancia de la etapa de salida aproximadamente a 15. Los componentes C3, R5, R4 y C7 proporcionan la realimentación total del amplifica-

dor y ajustan su ganancia total a 51. Los zener D5 y D6 limitan la tensión de puerta del transistor de salida que, a su vez, limita la máxima corriente de salida.

Construyendo el amplificador

Si fabricamos nosotros mismos el circuito impreso, debemos recordar que hay muchos taladros con pistas por las dos caras y que tenemos que soldar los componentes por los dos lados del circuito en muchos puntos. También es posible adquirir la placa con taladros metalizados a través del servicio EPS de Elektor. En la figura 4 podemos ver la distribución de componentes sobre el circuito. Comenzamos la construcción montando todos los componentes, excepto los componentes de potencia TO220 y los potenciómetros R16L y R16R. Hay que verificar los valores de las resistencias y condensadores antes de montarlos y comprobar la polaridad de los diodos y condensadores electrolíticos.

Antes de instalar los FET de salida, debemos emparejarlos dentro de cada tipo particular para asegurar una adecuada corriente de trabajo y potencia de disipación. Por ejemplo, Q7L y

Q8L se deben emparejar el uno con el otro, pero no tienen por qué coincidir con los componentes del canal derecho (por supuesto Q7R y Q8R deben coincidir entre sí). Lo mismo ocurre con Q9 y Q10, en la figura 5 podemos ver un circuito simple para emparejarlos. Los componentes deberían estar dentro de 100 mV de tensión de puerta en 50 mA de corriente de drenador y 200 mV de tensión de puerta en 2 A de corriente de drenador. La medida de 2 A la debemos hacer rápida, de lo contrario tendremos que utilizar un radiador. Hay que observar que los componentes de canal P (el IRF9640) se tienen que alimentar con -5 V de DC y los de canal N (el IRF640) con +5 V de DC.

Una vez que tenemos emparejados los transistores, los colocamos en la placa de circuito impreso. Nos aseguramos de que están correctamente montados y de que sus terminales no sobresalen demasiado del circuito impreso. Comprobaremos que los transistores están centrados sobre el radiador y después los soldamos. A continuación, prepararemos los potenciómetros R16L y R16R ajustándolos a una resistencia de 1000 Ω entre las patillas 1 y 2 (ver figura 6) y seguidamente los instalamos.

Finalmente, instalamos los cables de alimentación y masa, así como las salidas de altavoz y masa. También comprobaremos que todos los componentes están correctamente orientados y son de su valor adecuado.

Montaje del chasis

Prepararemos el radiador y comprobaremos que las superficies de montaje están limpias y lisas. Temporalmente, colocamos el circuito impreso en el radiador. Instalamos el extremo de la placa con los agujeros del conector de entrada haciendo coincidir la placa con él. En la figura 7 podemos ver el interior del prototipo completo del autor para darnos una idea del conjunto completo y fijarnos en los detalles. Marcamos ligeramente cada componente en su sitio sobre la caja. Quitamos el amplificador y preparamos cada sitio aplicando una fina capa de silicona térmica y colocamos un aislante de mica en cada lugar.

TABLA 1 ESPECIFICACIONES

Pot. de Sal.	135 W RMS por canal sobre una carga de 8 Ω con ambos canales alimentados 200 W RMS por canal sobre una carga de 4 Ω con ambos canales alimentados
Frecuencia Respuesta	12Hz-45kHz (+0-3dB) 12Hz-400kHz (+0-3dB) Sin filtro de entrada
Distorsión	<0,03 % THD a 1kHz, >0,1% 20Hz-20kHz
Tiempo de subida	<0,6 μ S
Relación de subida	>100V/ μ s
Potencia de entrada	12-14,5 V, 0,5 a 50 A máximo

Volvemos a instalar la placa del amplificador con cada uno de los componentes de potencia ligeramente doblados de la superficie del radiador. Aplicamos una fina capa de silicona térmica a cada parte y los doblamos hacia la superficie del radiador sujetándolos con un clip, tal como se muestra en la figura 8. Utilizamos una pieza de circuito impreso o plástico como aislador entre el componente y el clip. Hacemos una última comprobación con un óhmetro para asegurarnos de que no existen cortocircuitos con el radiador. Ahora ya estamos listos para hacer las últimas comprobaciones de seguridad en el circuito.

Prueba

Instalamos un fusible de 5 A para F101 y aplicamos energía. El inversor debería generar una tensión de ± 47 voltios medidos en los terminales de los fusibles F1 y F2. A continuación, instalamos un fusible de 1 A para F1L y un miliamperímetro en F2L. Aplicamos corriente y ajustamos R16L para una corriente de unos 60 mA. Repetimos el mismo procedimiento para el canal derecho mediante el ajuste de R16R. Comprobamos el voltaje en los dos terminales de salida de altavoz, el valor de DC debería ser menor de 50 mV. Si todo está como debe, reemplazamos F1 y F2 por fusibles de 2 A, conectamos un par de altavoces de prueba a los terminales de salida y aplicamos una señal.

Si todo está correcto, introducimos los cables por un extremo de la caja utilizando un pasamuros. Ahora, ponemos los valores de fusibles definitivos y colocamos la tapa de la caja en su sitio correspondiente.

Instalación y uso

Lo primero que tenemos que hacer es colocar el amplificador en una localización adecuada. Un buen sitio puede ser debajo del asiento o en el maletero. Una vez que el amplificador está montado, cableamos la alimentación, la masa y los altavoces. La masa se puede tomar del chasis del coche, asegurándonos de que es una buena masa. Es necesario utilizar cables con una sección muy ancha para el positivo y la masa, ya que puede llegar a pasar una corriente de 40 ó 50 A. El positivo podemos cogerlo directamente de la batería, en cuyo caso deberíamos usar un fusible aéreo en serie con el cable de alimentación. Este fusible podemos encontrarlo en cualquier tienda de recambio de coches. También puede ser interesante instalar un filtro en la línea de alimentación.

El punto de conexión ideal para el cable de control es la salida de la antena eléctrica de la radio, si está instalada. Pero, si no es posible, se puede usar un conmutador independiente. Finalmente, cableamos las entradas con cable apantallado. Lo ideal es que la radio tenga un nivel de

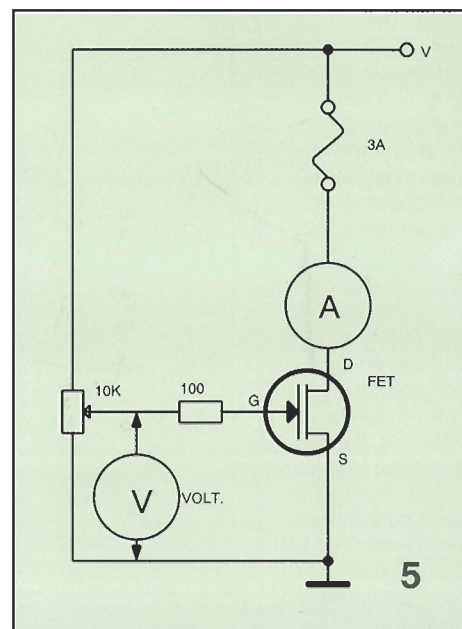
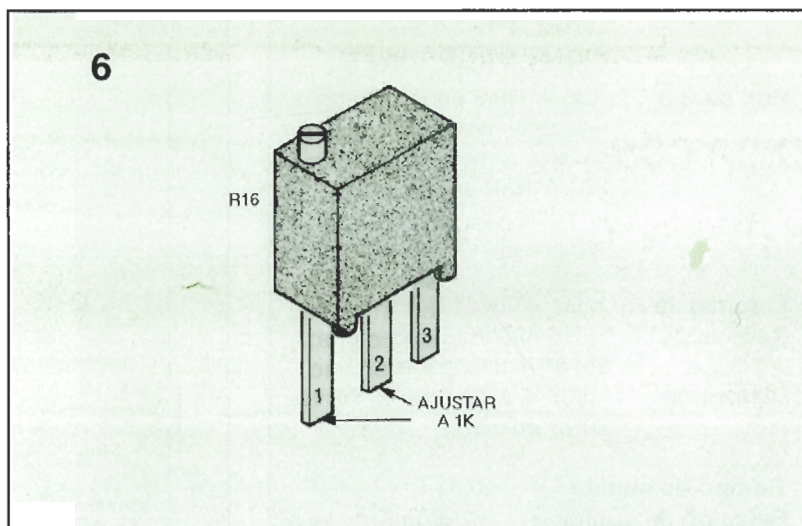


Figura 5 . Los FETs se deben emparejar usando este circuito. Primero ajustamos la tensión del cursor del potenciómetro a 0 y giramos hasta obtener la corriente de drenador deseada, y aquí medimos la tensión. Hay que hacer coincidir las parejas dentro de 100 mV de tensión de puerta a 50 mA de corriente de drenador y 200 mV de tensión de puerta a 2 A de corriente de drenador. También debemos recordar que los elementos de canal N (el IRF640) necesitan una alimentación de +5 V y los de canal P (el IRF9640) necesitan -5 V.

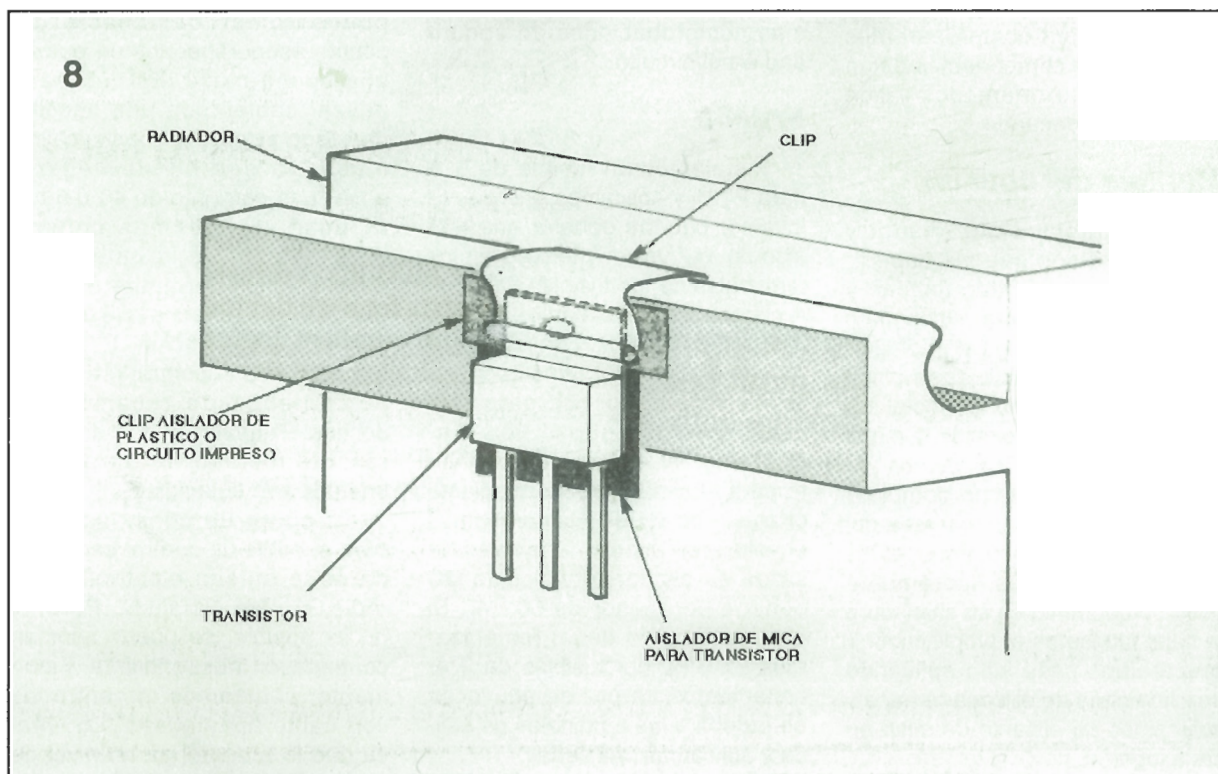
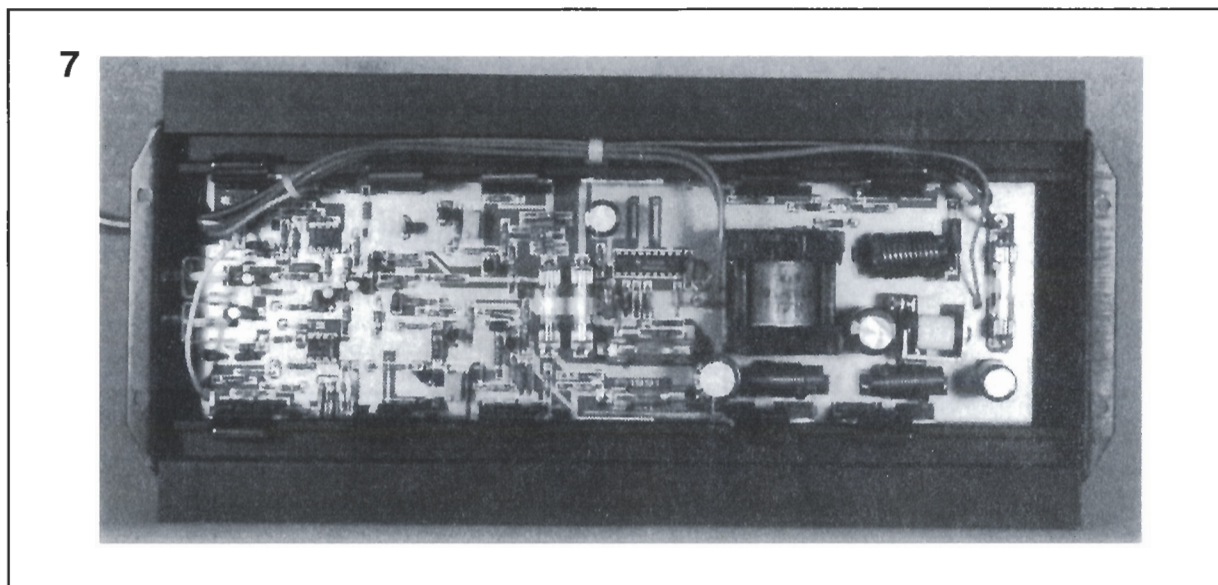
Figura 6 .
Los
potenciómetros
R16L y R16R hay
que prepararlos
ajustándolos a
una resistencia
de 1000 Ω entre
las patillas 1 y 2.

Figura 7 .
Las superficies
del radiador, y los
componentes de
potencia, tienen
que estar limpias
y lisas. Marcamos
cada componente
en el lugar que le
corresponde en la
caja, sacamos la
placa del
amplificador y
preparamos cada
sitio con silicona
térmica y un
aislador de mica.
Después de esto,
instalamos la
placa con cada
uno de los
componentes
ligeramente
inclinados sobre
la superficie del
radiador.
Aplicamos una
fina capa de
silicona térmica
sobre cada uno y
los sujetamos
contra el radiador.
Ahora, echemos
un vistazo a la
figura 8.

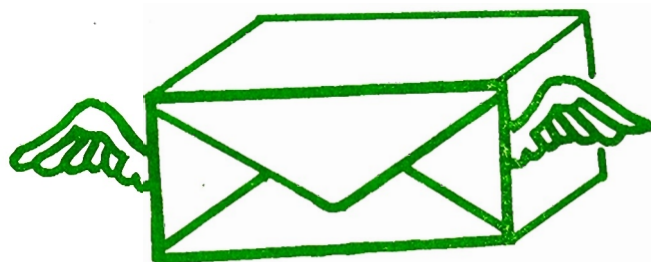
Figura 8.
Fijamos cada
componente en
su sitio con un
clip y usamos
una pieza de
plástico o
circuito impreso
para aislar el
componente y el
clip.
Comprobaremos
con un óhmetro
que no hay
ningún
cortocircuito
entre el radiador
y los
componentes.



salida controlable con el volumen, tal como suelen tenerlo la mayoría de los buenos aparatos. En cualquier caso, no debemos alimentar al amplificador de la salida de altavoces de la radio, los niveles de salida pueden dañar la entrada del amplificador y la señal puede coger una gran distorsión del amplificador del aparato. También hay que tener una última precaución: el radiador se ha diseñado para una relación de potencia media, por lo que en aplicaciones donde se requiera un nivel de salida constante de alta potencia hemos de forzar la ventilación o colocar radiadores más grandes.



**LA UNICA TIENDA CON
CON UN DEPARTAMENTO
DEDICADO SOLO A LA VENTA A
PROVINCIAS**



- * ENVIOS DIARIOS**
- * PERSONAL PROFESIONAL CON 20 AÑOS DE EXPERIENCIA**
- * SOLO DEDICADO A ATENDER TU PEDIDO**
- * CATALOGOS MENSUALES Y ANUALES**
- * LOCALIZAMOS COMPONENTES**

FAX: 308 34 53

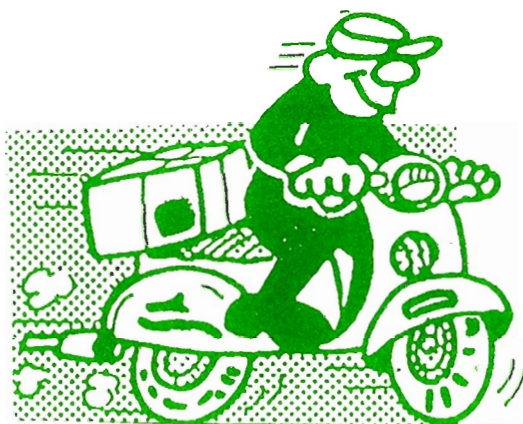
TF.: 410 33 45

(CONTESTADOR FUERA DE HORARIO TIENDA) 24 H. DEL DIA

**PONEMOS A TU DISPOSICION UN
SERVICIO URGENTE A DOMICILIO EN**

MADRID: INFORMATE

- * NO PIERDAS EL TIEMPO**
- * SIGUE TRABAJANDO MIENTRAS
ESPERAS EL PEDIDO**
- * ENVIOS EN EL DIA**



ELECTRONICA

LUGO, S.A.

**Barquillo, 40 · Teléfonos: 319 87 42 - 410 33 45 · Fax: 308 34 53
28004 MADRID**

NOMBRE

DOMICILIO

PROVINCIA

Deseo recibir en mi domicilio, por correo certificado, sin ningún compromiso el catalogo

Los sistemas de ordenador basados en microprocesadores son muy sensibles a las perturbaciones en la alimentación. En casi todos los sitios hay alguna forma de irregularidad en las líneas de alimentación; los dispositivos ferro-resonantes pueden solucionar este problema.

ESTABILIZADORES DE RED CON TECNOLOGÍA FERRO- RESONANTE

Los transformadores ferro-resonantes han sido utilizados durante años. A pesar de que estos dispositivos tienen un número de características que los hacen potencialmente interesantes para ser unos excelentes acondicionadores de alimentación, también tienen un número de características que limitan esta aplicación especialmente para el uso con ordenadores.

Sin embargo, es posible solucionar estas limitaciones y crear

un acondicionador de alimentación que es adecuado para una gran variedad de microordenadores y otras aplicaciones en las que se utilizan equipos sensibles.

La forma más sencilla de describir el funcionamiento de un transformador ferro-resonante es comparándolo con un transformador de alimentación ordinario, Fig. 1. Aplicando una tensión al primario del transformador se establece una corriente magnetizadora que

genera unas líneas de flujo que llegan al secundario, el cual genera una tensión debido a la inductancia mutua. La tensión del secundario solamente permanece constante si el flujo y la corriente del primario permanecen constante. Por lo tanto, la tensión de salida viene determinada por la densidad del flujo, la corriente del primario y la relación de vueltas.

Si un transformador normal funciona con una corriente de pri-

mario lo suficientemente elevada, su núcleo se comienza a saturar con las líneas de flujo. Aumentando la corriente del primario no se incrementará la tensión del secundario. Consecuentemente, si se trabaja con un transformador de potencia ordinario en saturación se creará un regulador de tensión, aunque este tipo de funcionamiento no se puede dar en la práctica debido a que las corrientes de saturación del primario es muy cercana a las del cortocircuito. La corriente normal en la región I1-I2 se puede ver en la Fig. 2 provocando un cambio lineal en el flujo pero, una vez que la corriente alcanza la región de saturación I4-I5, los cambios en el flujo resultante son pequeños. Hacia la izquierda del punto I3, los cambios en el flujo son directamente proporcionales a la del corriente del primario; a la derecha de I3 la curva empieza a ser no lineal y los cambios en la corriente tienen poco efecto en el flujo.

El transformador ferro-resonante, por otra parte, está diseñado para trabajar en saturación (Fig. 3); sin embargo, como es la bobina del secundario la que trabaja en saturación y no la del primario, se debe producir más flujo en el núcleo del secundario que en el núcleo del primario. Debido a la separación de aire en paralelo, la sección del núcleo tiene una elevada reluctancia y la trayectoria principal para el flujo magnetizador es a través del núcleo exterior. Según se aumenta la tensión de entrada, el flujo magnético a través de la sección del núcleo aumenta y con ello la inductancia del bobinado secundario. La adición de un condensador exterior altera esto. Con una reactancia del bobinado igual a la del condensador, las dos entran en resonancia, produciendo una salida superior a la tensión que resulta por la relación de vueltas independientemente. Este efecto es similar al circuito resonante en serie, en el que controlando el punto de resonancia se incrementa la tensión a través del condensador de forma substancial por encima de la tensión prevista.

La forma de onda de salida de un transformador ferro-resonante parece una onda cuadrada y es adecuada para muchos tipos de carga, pero no proporciona alimentación de forma satisfactoria para

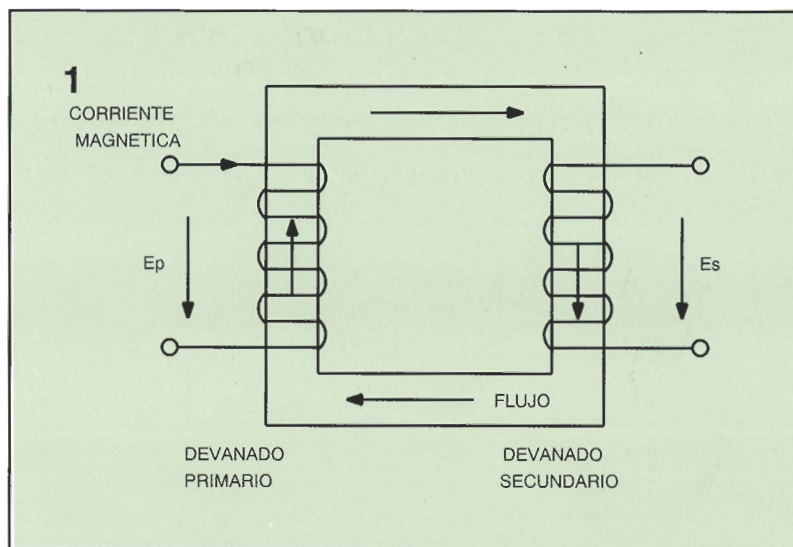


Figura 1. En un transformador convencional, las líneas de flujo unen la primario con el secundario; con lo que se produce una tensión debido a la inductancia mutua.

ordenadores y sus cargas electrónicas sin la adición de un filtro de choque armónico (Fig. 4). Con este filtro se elimina una gran parte del contenido armónico de salida, produciendo una tensión de salida sinusoidal que es adecuada para las necesidades de los equipos basados en microprocesador. Cuando se adquiere un regulador acondicionador de línea, se considera la relación prestaciones-precio y su fiabilidad. Un acondicionador de línea, diseñado adecuadamente, regulará la tensión de salida al $\pm 2\%$ o $\pm 3\%$. Con la entrada variando $\pm 20\%$, la distorsión de salida no debería ser mayor del 5% o del 6% de la distorsión armónica total.

Una de las ventajas de los transformadores ferro-resonantes es su capacidad para atenuar en modo normal, el ruido parásito de tensión. Esta atenuación es hasta 10 veces mayor que la que proporcionan los reguladores convencionales conmutadores de tomas. Como el bobinado secundario trabaja en saturación los parásitos y los picos son recortados.

A 80 dB un parásito con un pico de 10.000 voltios puede generar únicamente una tensión de 1 voltio a la salida. Idealmente, se puede proporcionar una protección de 120 dB para el ruido en modo común, que es el ruido común a ambas líneas y el neutro y generado entre esas líneas y masa. La mayoría de este tipo de ruido se puede eliminar utilizando las técnicas de masa adecuadas. Hay que destacar que los transformadores ferro-resonantes tienen unas características de sobrecarga muy

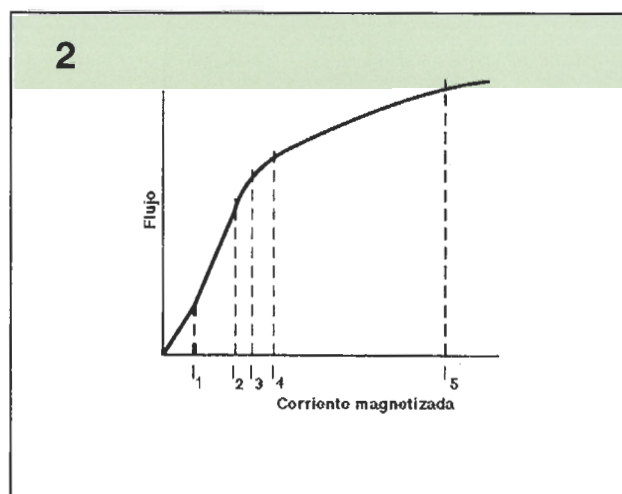


Figura 2. La corriente normal entre I1 y I2, produce un cambio lineal en el flujo. Un transformador necesita trabajar en la región de saturación I4-I5 para regular la tensión.

deseables. Si se produce un cortocircuito a la salida, la corriente se incrementa únicamente a aproximadamente un 80%. Un transformador ferro-resonante bien diseñado debería poder mantener un cortocircuito indefinidamente.

Los acondicionadores de línea que utilizan amplificadores y redes de realimentación deben ir provistos de circuitería para proteger la salida de los distintos fallos de sobretensión. La mayoría de los reguladores de tensión proporciona muy poco rechazo al ruido en modo común, por este motivo los acondicionadores de línea ferro-resonantes parecen ser una mejor solución para las grandes anomalías en las líneas de alimentación en donde se requiere un buen rechazo del ruido en modo común, del ruido en modo normal y regulación de la tensión de salida.

Utilizando un transformador ferro-resonante en el proceso de conversión CA/CC se obtienen muchas ventajas distintas. Debido

Figura 3 .
Un condensador
en paralelo con la
salida, y un
espacio
magnético en
paralelo entre los
dos núcleos,
mejora el diseño
del
transformador.

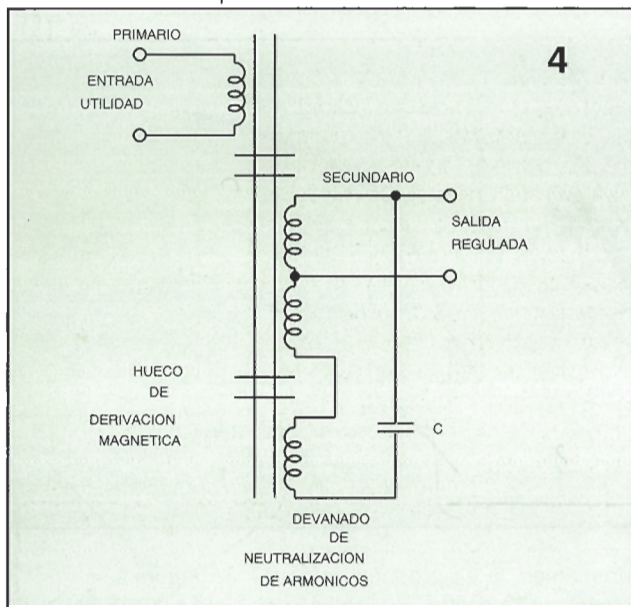
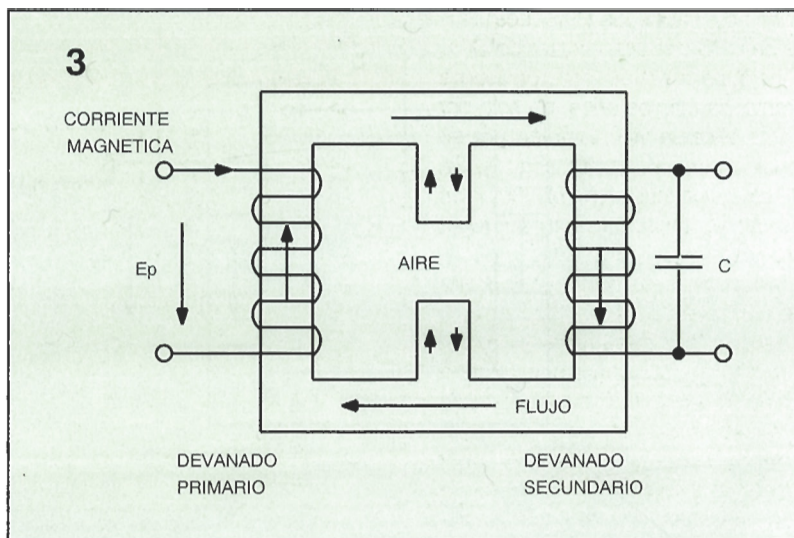
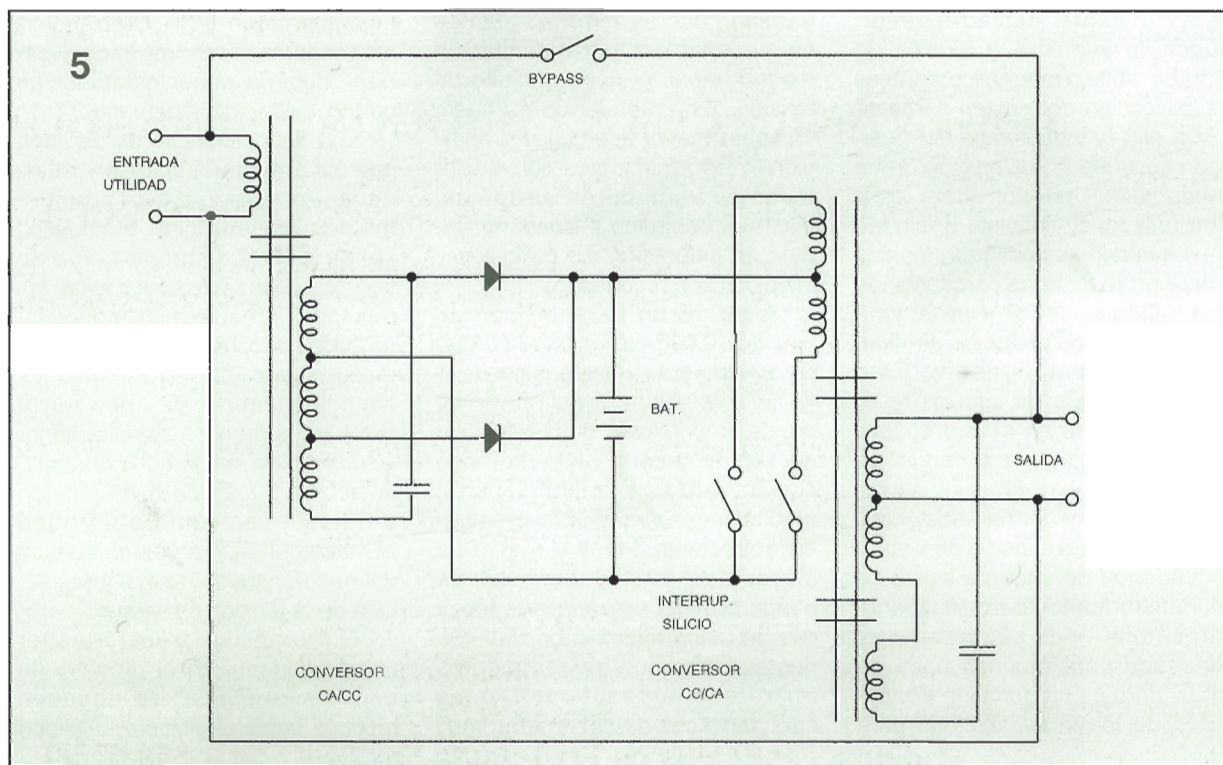


Figura 4 .
Añadiendo una
bobina de
neutralización
armónica se
reduce la
distorsión del
transformador
del 3 al 5 %.

Figura 5 .
Los
transformadores
en las UPS
proporcionan un
elevado grado de
inmunidad a las
tormentas.



utilizados son los diodos rectificadores. Toda la regulación de tensión y la limitación de corriente está diseñada para ser llevada a cabo por el transformador ferro-resonante. Debido a sus pocos componentes, el tiempo medio entre fallos es muy elevado, típicamente de 250.000 horas o superior. Más importante es que la batería incorporada no se puede sobrecargar. La mayoría de los casos, la batería es la parte más cara en el extremo de CC de la UPS. Otra consideración se refiere a que con los transformadores ferro-resonantes la realimentación armónica (el ruido acoplado en la línea de alimentación) es también muy baja. Por lo general, únicamente un 3 % aproximadamente de la distorsión armónica total es realimentada a la línea de alimentación. Esta realimentación puede afectar a otros equipos funcionando conectado a la misma línea de alimentación.

La etapa inicial férrea tiene un problema; su eficacia es normalmente entre el 80 y el 90%. Sin embargo, las ventajas pueden superar a las desventajas. En la mayoría de los casos, en la forma más básica, una UPS consiste en tres elementos: el rectificador/cargador, la batería y el inversor. Una UPS conteniendo estos elementos es un verdadero sistema en línea de funcionamiento continuo (Fig. 5).

Beneficios ininterrumpidos

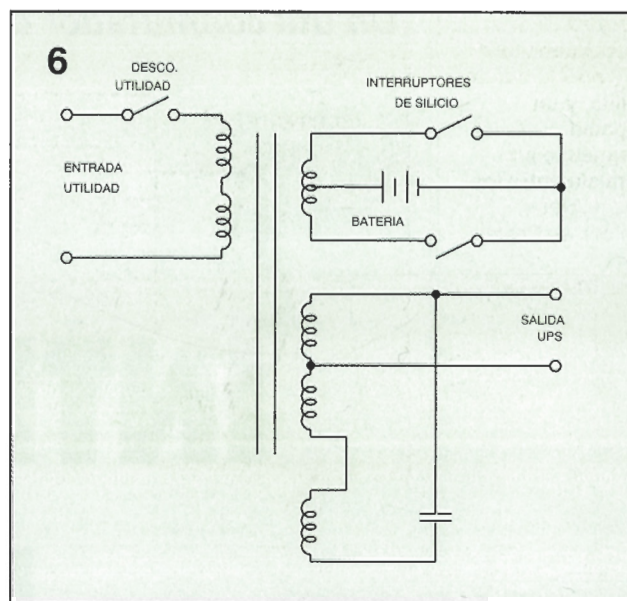
Los transformadores ferro-resonantes se han convertido en sistemas extremadamente populares en los equipos UPS. El número de componentes activos es muy bajo y estos se encuentran en el inversor CC/CA. El transformador ferro-resonante tiene la capacidad de regular la tensión, por lo que los bucles de realimentación no son necesarios en el inversor.

Debido a la limitación de corriente inherente al transformador, no se necesita tampoco sensor de corriente de salida. Como resultado, la única circuitería de control que se requiere es el oscilador que conmuta los conmutadores de silicio al modo activado y desactivado. El oscilador funciona a la frecuencia de la línea de alimentación que, en cambio, controla el flujo de corriente de la batería a través de los conmutadores de silicio y en el primario del transformador inversor ferro-resonante.

La onda de tensión cuadrada generada es filtrada a una onda seno de baja distorsión por el transformador inversor. Este tipo de diseño de UPS, ha sido probado ampliamente

por la industria de las UPS. Los diseños de UPS con una eficacia del 90% se han convertido en populares durante los últimos años, no sólo por su alta eficacia sino también por su reducido tamaño y peso (Fig. 6). En este diseño la tensión de alimentación actúa en el primario del transformador ferro-resonante a través de un conmutador. En este punto el inversor que controla otro bobinado primario se encuentra desactivado. En el momento que se comprueba que la tensión de alimentación está fuera de los parámetros el conmutador de alimentación se abre y el inversor comienza a funcionar en fase. Se tarda aproximadamente unos 10 milisegundos en lograr esto. Durante este tiempo, el condensador de filtro de almacenamiento de energía suministra corriente a la carga. Si la alimentación vuelve dentro de parámetros antes de que se descargue completamente la batería, el circuito de control se sintoniza a la fase de la alimentación y la transferencia se produce cerrando el conmutador de alimentación y desconectando simultáneamente el inversor. Con esta técnica, la eficacia de entrada a salida de la UPS con transformador ferro-resonante es de aproximadamente el 90%.

Esta técnica también proporcio-



na todas las ventajas de filtrado descritas anteriormente, debido a que el transformador ferro-resonante actúa como un acondicionador de línea en modo normal. De nuevo, la simplicidad copa la mayor parte en esta técnica, sin necesidad de incorporar complicadas redes de realimentación de tensión y corriente. Debido al reducido número de componentes en todas las técnicas ferro-resonantes, este tipo de diseño es uno de los más fiables. ■

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

INTERRUPTOR DE RED PROGRAMABLE

Antes o después, todos los que estamos relacionados con la afición de la electrónica hemos querido realizar nuestras propias placas de circuito impreso mediante el método "fotográfico"; y aquellos que lo hemos intentado nos habremos dado cuenta pronto que obtener la exposición correcta para la placa de circuito presensibilizada no es un valor absoluto.

El autor ha realizado placas de circuito impreso durante años sirviéndose de esta técnica, y en ese tiempo ha estado buscando un temporizador preciso que tuviera ciertas posibilidades que necesitaba, pero esta búsqueda ha sido en vano.

Lo que necesitaba era un pequeño dispositivo que pudiera ser ajustado para realizar una cuenta atrás con precisión, y de forma repetitiva, después de un determinado número de segundos, seleccionados con anterioridad; se necesitaba que activase el enchufe de red al iniciar la cuenta atrás y que lo desactivase después de este periodo predeterminado, y se deseaba la alternativa de no con-

mutar el enchufe a la condición de activado hasta que no transcurriera el tiempo preseleccionado. También, se pretendía una función de retención que parara el temporizador durante la cuenta con el enchufe activado o desactivado, según conviniera; y se necesitaba un botón de iniciación que permitiera finalizar la cuenta durante el periodo de temporización.

Ninguno de los temporizadores del mercado brinda estas características indicadas anteriormente: se podían comprar temporizadores de cocina cuya precisión era más que dudosa; se podían adquirir temporizadores para fotografía, los cuales tenían algunas de las características que se requerían, pero no todas. Y, en cualquier caso, eran muy caros.

Por este motivo, la alternativa era fabricar un temporizador. Además, este temporizador no solamente sirve para controlar la exposición de una placa de circuito impreso, es igualmente valioso en el cuarto oscuro en el que controla de forma repetida, y con precisión,

la exposición del papel de ampliación. (Tanto si se está interesado en estar bajo la luz roja en el cuarto oscuro, como si se desea cocer un huevo con una precisión del 0,1% este proyecto también es para usted).

Es posible encontrar algunos circuitos integrados, más o menos exóticos, capaces de realizar muchas de estas funciones que se quieren integrar en este montaje; aunque, la mayoría de las personas que están leyendo este artículo, difícilmente tendrán acceso a circuitos que no sean otros que los estándar del mercado, de fácil localización. Por ello, este circuito utiliza solamente aquellos circuitos que se pueden obtener fácilmente por todo el mundo. En consecuencia, con 13 circuitos integrados en este montaje parece un poco excesivo. Sin embargo, todos los componentes son estándar, de fácil localización y económicos. Por ese motivo, no hay que permitir que el número de componentes del circuito nos desanime a la hora de realizarlo.

El circuito de la base de tiempos

Como este temporizador se ha diseñado para activar y desactivar un enchufe de red, parece obvio que este circuito debe ser alimentado por la red (en lugar de por baterías). En consecuencia, se decidió que los pulsos de tiempo utilizados para controlar el reloj se derivasen de la frecuencia de red de 50 Hz, mediante la división de esta, hasta lograr un pulso con la duración de un segundo.

Circuitería de la base de tiempos

Hay que tener mucho cuidado, pues las dos placas principales del montaje están conectadas a la tensión de red, en este caso al punto A. Las resistencias R1a y R1b (se utilizan dos resistencias de 5 M, en lugar de una de 10 M, ya que se excede la limitación de tensión de una sola resistencia por los 240 voltios de la alimentación de red) aseguran que el flujo de corriente queda estrictamente limitado en la entrada inversora de IC2, un amplificador operacional estándar 741. La entrada no inversora se mantiene a 6 voltios, mediante el divisor de tensión R2 y R3. Utilizado de esta forma, el 741 es un comparador de tensión, y, cuando la entrada sinusoidal de la alimentación sobrepasa el nivel de 6 voltios en cada onda, la salida conmuta de forma abrupta entre 2 voltios y 11 voltios, lo que proporciona una onda cuadrada muy precisa en la patilla 6.

Este es el tipo de señal que necesita el siguiente circuito integrado, y la onda cuadrada de 50 Hz se aplica a la patilla 14, la cual es una de las entradas de reloj de IC3. Este y los tres circuitos siguientes en la cadena son contadores CMOS del tipo 4017. En general, según se cuenta cada pulso, una de las diez patillas del 4017 pasa a nivel alto. La patilla correspondiente a ningún pulso contado o "cero" es la patilla 3. Esta pasa a nivel alto, antes que cualquier pulso de reloj sea contado, y, mientras esté a nivel alto, todas las otras nueve patillas correspondientes a los números están a nivel bajo. Tan pronto como el contador detecta el flanco ascendente de la primera onda

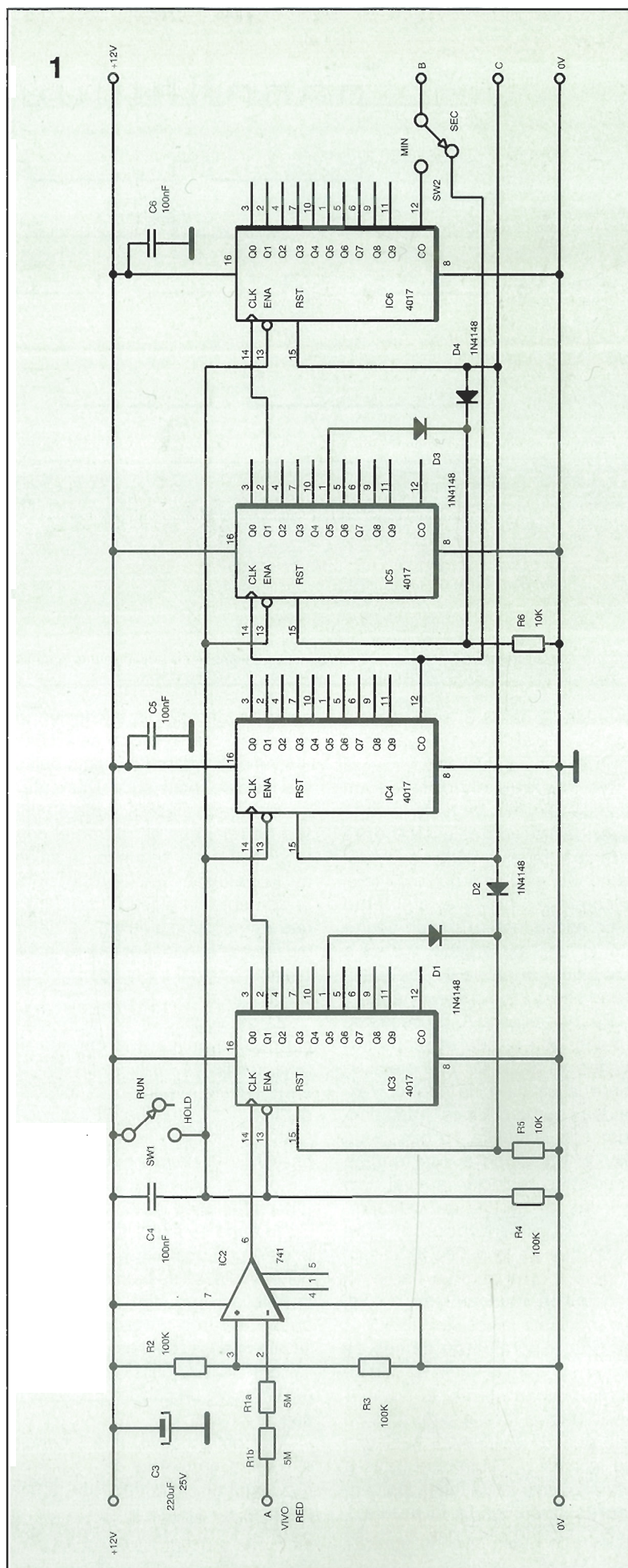


Figura 1.
Circuito de la
sección de Base
de Tiempos

Lista de componentes

Resistencias

R1a, R1b.- 5 M
R2-R4, R7-R10, R18-
R21, R29, R32.- 100 K
R5, R6, R40, R41.-
10 K
R11-R17, R22-R28,
R33-R39.- 240 Ω

Condensadores

C1.- 1.500 µF electro-
lítico de 25 voltios
C2, C4-C10.- 100 nF
C3.- 220 µF electrolíti-
co de 25 voltios

Semiconductores

IC1.- 7812
IC2.- 741
IC3-IC6.- 4017
IC7-IC9.- 4543
IC10-IC12.- 4510
Q1.- FET de potencia
IRF 511
D1-D4.- Diodos
1N4148
D5.- Diodo 1N4002
Puente rectificador 40
PIV 1 amperio

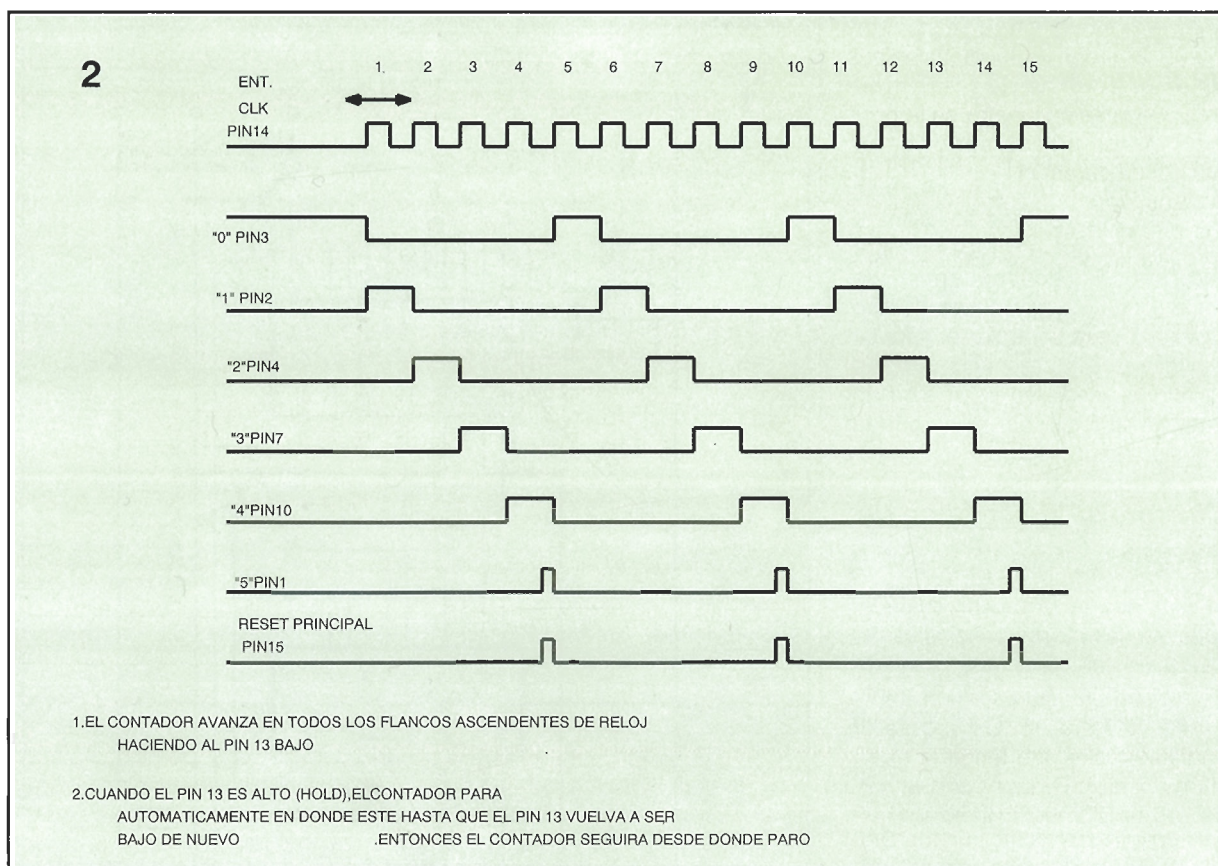
Conmutadores

SW1, SW2.-
Conmutadores bascu-
lantes SPDT
SW3, SW4.- Botón
pulsador N.A.
SW5.- Conmutador
basculante 240 V 6 A
SPDT
SW6-SW8.-
Conmutadores rotato-
rio BCD de 10 posi-
ciones

Varios

Zócalos para integra-
dos.- Uno de 8 pati-
llas, uno de 14 pati-
llas, diez de 16 pati-
llas.
T1.- Transformador de
240 V / 14 V, 0,5 A.
Visualizadores de 7
segmentos.- Tres de
ánodo común.
Relé.- Bobina de 12 V
contactos C/A conmu-
tación de 240 V 6 A
Neón de 240 V con
resistencia integrada.
Caja y tornillos.

**Figura 2 .
Diagramas de
tiempo**



cuadrada, la patilla 3 "cero" pasa a nivel bajo, y el "uno" (el cual es la patilla 2) pasa a nivel alto.

No hay que olvidar que un pulso de reloj incluye tanto la parte ascendente como la siguiente parte descendente de la onda cuadrada, y el siguiente pulso de reloj no comienza hasta el siguiente flanco ascendente. Cuando ocurre esto, el "uno" de la patilla 2 pasa a nivel bajo y la patilla 4 "dos" pasa a nivel alto, y así sucesivamente.

Pero en el circuito de bases de tiempos, con el que estamos trabajando, el diodo D1 une efectivamente la patilla 1, la cual corresponde al número "cinco" en el contador con la patilla 15 que, a su vez, corresponde a una función especial de iniciación a nivel bajo de todas las salidas del contador, excepto la correspondiente al "cero", que es la patilla 3, la cual se inicia a nivel alto. La patilla 15 se mantiene, normalmente, a nivel bajo mediante la resistencia R5. A partir del diagrama de tiempo es posible ver que después de que se cuente el cuarto pulso, la patilla 1 "cinco" pasa a nivel alto durante un corto periodo de tiempo, haciendo que la patilla 15 también pase a nivel alto; esto inicia todos los contadores (incluyendo la patilla 1 "cinco", razón por la que su pulso

es tan corto), con la excepción de la patilla 3 "cero", la cual es iniciada a nivel alto durante el quinto pulso, y el ciclo se repite sucesivamente.

En otras palabras, cada 50 pulsos de reloj que entran en el contador IC3 cada segundo, la salida de la patilla 2 "uno" proporciona únicamente un pulso de salida por cada cinco que entran, es decir, diez por segundo; por lo que la frecuencia original ha quedado dividida por cinco.

Como consecuencia, la frecuencia que se aplica a la entrada de reloj, patilla 14 de IC4 son 10 Hz. Este circuito integrado también es del tipo 4017, aunque en esta ocasión se utiliza de una forma diferente. Ninguna de las patillas, de la "cero" a la "nueve", está conectada a la patilla 15 de iniciación, y la salida se toma de la patilla 12. Esta es la patilla de acarreo del circuito. Si, por ejemplo, se quieren sumar treinta pulsos separados, la respuesta puede ser tres unidades que nos llevamos a las "decenas". Y la patilla 12 es la que realiza exactamente esta función: un pulso por cada diez que se cuentan.

Por este motivo, la frecuencia que entra en IC4 es de 10 pulsos por segundo, mientras que la frecuencia de salida a través de la patilla 12 es de un pulso por

segundo; o, lo que es lo mismo, se trata de pulsos muy precisos de un segundo de duración.

Todo lo que se necesita ahora es un contador regresivo que se pueda ajustar al tiempo que se desee en segundos, alimentar este contador con los pulsos de un segundo, hacer que el contador se pare cuando llegue a cero y se estará en el camino de lograr la consecución del diseño.

Sin embargo, cuando se estaba trabajando en el diseño, y se estaba madurando en la mente, se pensó en la anexión de dos contadores 4017 adicionales y un conmutador de un polo dos filas para poder medir minutos y también segundos. Por este motivo, IC5 simplemente repite las funciones de IC3, excepto en que este divide ahora por seis los 60 pulsos por minuto que se obtienen de IC4, proporcionando 10 pulsos por minuto a IC6, el cual los divide por diez a fin de producir una salida de un pulso por minuto. Además, ahora se tienen dos temporizadores por casi el precio de uno. El primero de ellos realizará una cuenta atrás en segundos, mientras que el segundo realizará la cuenta atrás en minutos. Así, la función del conmutador SW2 debería estar clara: con el conmu-

tador en la posición S, se suministrarán al resto del circuito pulsos de un segundo de duración; mientras que si se encuentra en la posición M, los pulsos serán de un minuto de duración.

Los únicos componentes de los que no se ha hablado todavía en el Circuito de Base de Tiempos son los condensadores de desacople C5 y C6 (los cuales eliminan los picos de conmutación de la alimentación para que no afecten a los cuatro circuitos integrados), los diodos D2 y D4, y aquellos componentes asociados a la patilla 13, común a todos los contadores.

En general, cuando la patilla 15 de un 4017 se lleva a nivel alto, todos los contadores del circuito se "inician a cero" y se mantienen en este estado tanto tiempo como la patilla 15 se mantenga a nivel alto. En el circuito que nos ocupa, la patilla 15 de IC4 e IC6 seguirá en cualquier valor que tenga la entrada de control C. Las mismas patillas 15 de IC3 e IC5 normalmente se mantienen a nivel bajo mediante las resistencias R5 y R6, pero siempre pasarán a nivel alto a través de los diodos D2 y D4, cuando la entrada C pase a nivel alto, así como cuando sean conmutadas por los otros diodos D1 y D3.

Consecuentemente, se desea hacer que la lógica de control de la entrada C funcione; de tal modo que tome y mantenga el nivel alto al final de cada intervalo de tiempo, y siempre que se necesite un nuevo periodo de tiempo para que todos los contadores se inicien a cero. Por ese motivo, la lógica del resto del circuito se utiliza para colocar el punto C a nivel alto, (esto es, la patilla 15 de IC4 e IC6 directamente y en el caso de IC3 e IC5, a través de los diodos D2 y D4). Por este motivo, el reloj se para al final del intervalo de tiempo, y siempre está listo para comenzar desde cero cuando se inicia el siguiente periodo de tiempo.

La patilla 13 del 4017 es una entrada de reloj alternativa, que permite al 4017 contar pulsos comenzando con el flanco descendente de cada impulso. Esta patilla también se puede utilizar, como es nuestro caso, como control de habilitación de reloj cuando se desea que el 4017 cuente pulsos de reloj en la patilla 14, si la patilla 13 está a nivel bajo. En este circuito, el nivel "bajo" es el estado "normal" de todas las patillas 13 a tra-

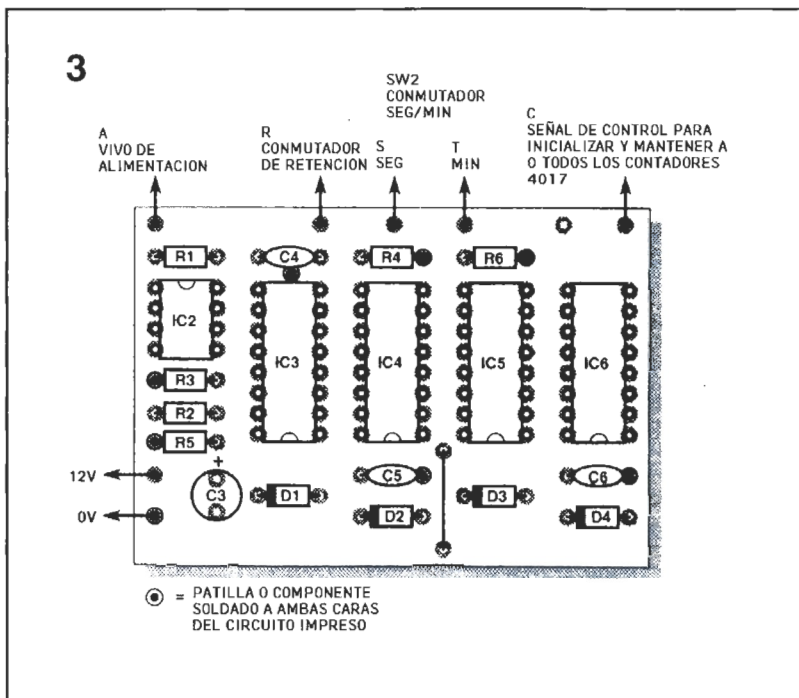


Figura 3 .
Situación que ocupan los componentes en el circuito base de tiempos.

vés de R4 cuando el conmutador SW1 está abierto. Cuando se cierra SW1, las patillas 13 se llevan a nivel alto, provocando que todos los contadores se paren exactamente en el punto en el que se encontraban durante la cuenta.

Volviendo SW1 a la posición normal, se permite que los contadores continúen su cuenta exactamente a partir del punto en el que se cerró SW1. El condensador C4 se utiliza a modo de supresor de "rebotes" de este conmutador, de forma que no se realice la cuenta de pulsos parásitos. Esta es la función de "retención".

En la Fig.3 se puede ver el circuito impreso para el Circuito de Base de Tiempos con la disposición de sus componentes.

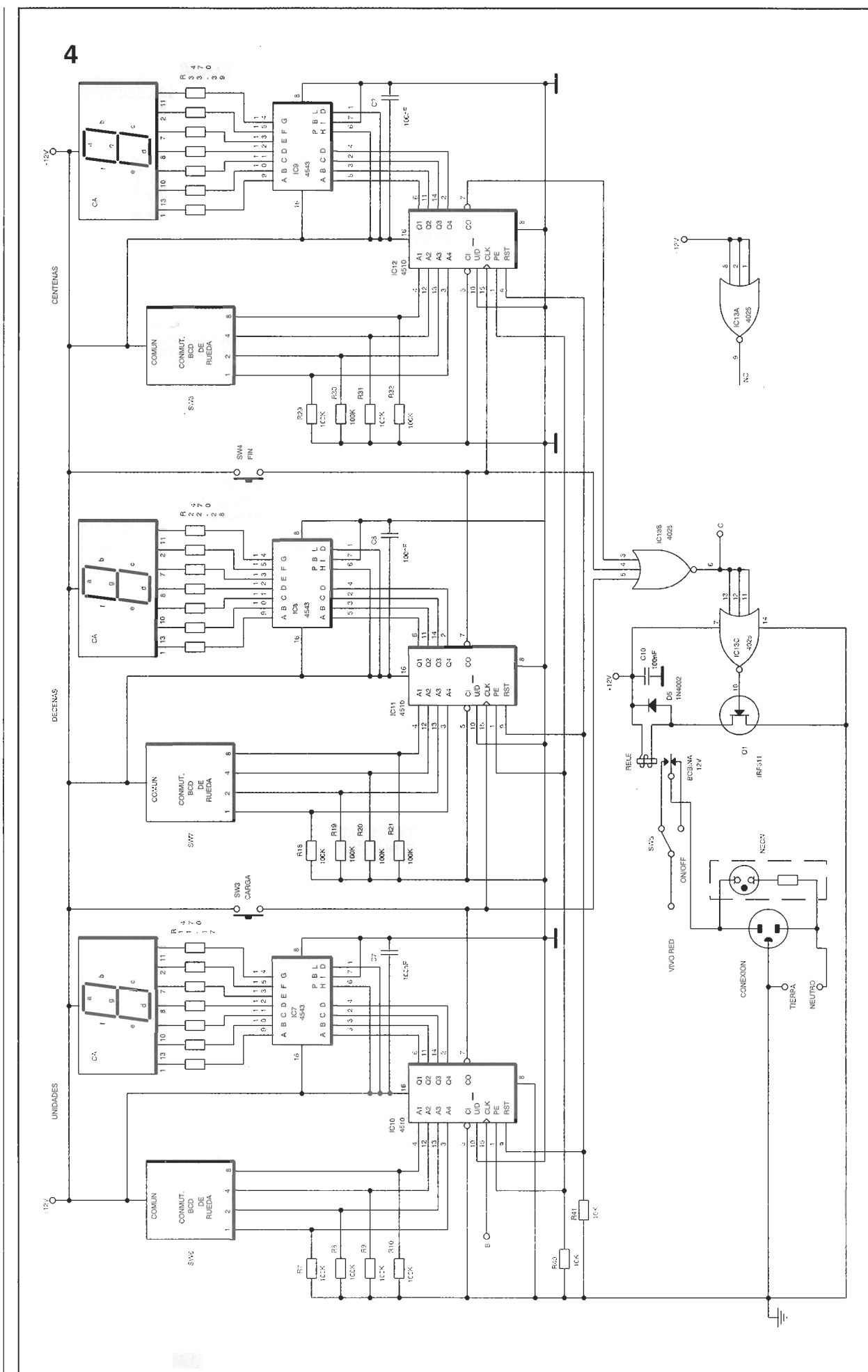
Los tres circuitos impresos que aparecen en este artículo están diseñados para ser realizados con placas de doble cara. Como realizar placas de doble cara con orificios metalizados resulta muy difícil, las tres placas de este proyecto utilizan la segunda cara de cada placa únicamente como plano de tierra. En cada diagrama se muestran las patillas que han de utilizarse para unir cada plano de tierra con el lado de las pistas. Los lugares donde se deben realizar uniones se han señalado con unas líneas de puntos, y se pondrá especial cuidado para ver que estos enlaces no se encuentran en corto con el plano de tierra. En la placa de circuito impreso de la Base de Tiempos existen dos posiciones en las que hay pati-

llas (simplemente pequeñas piezas de cable como las que se cortan de las resistencias y los condensadores cuando se sueldan a la placa) que se encuentran soldadas a ambas caras: una de ellas es la unión de la masa a la placa; y la otra, en el extremo "superior" de IC3, la patilla 8 de masa. Los componentes R3, R4, R5, R6, C5 y C6, tienen una de sus patillas soldadas a ambas caras de la placa de circuito impreso. Hay un puente que permite que se conecte a la alimentación positiva la patilla 16 de IC5.

El resto del circuito, mostrado como la Fig. 4, controla los contadores y la visualización. Puede parecer un poco complicado, pero no es así en la realidad. Si usted, como yo, tiene tendencia a desanimarse cuando ve un montaje en el que la resistencias comienzan a ser numeradas en torno a las 40, no desespere. La mayoría de las resistencias están agrupadas en tres conjuntos de siete, y simplemente limitan la corriente de cada segmento individual LED, o en tres conjuntos de cuatro que tienen el propósito de mantener a nivel bajo, hasta que se conmute otra, las distintas secciones de los conmutadores rotativos.

La parte principal de este circuito está construida en torno a tres circuitos integrados CMOS del tipo 4510. El 4510 es un conmutador que puede realizar cuentas ascendentes o descendentes. Este dispone de una entrada numérica binaria codificada en decimales

Figura 4.
Circuito del
Contador y del
Visualizador.



(BCD), y de una salida numérica codificada de forma similar, que se incrementa o sufre decremento (dependiendo de la forma en la que se haya configurado el circuito integrado para que realice la cuenta) con cada pulso que se envíe a la entrada de reloj de la patilla 15.

Número	"8"	"4"	"2"	"1"
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Los conmutadores rotativos, BCD, son conmutadores especiales que tienen o diez posiciones numeradas de la 0 a la 9, o dieciséis posiciones numeradas del 0 al 9 y las letras A, B, C, D, E y F, que se muestran de forma individual en el frontal del conmutador, y que dependen de su posición. Cualquier número o letra en particular se puede seleccionar rotando el conmutador del dígito deseado.

Para la realización de este circuito solamente se deberán utilizar conmutadores rotativos BCD de diez posiciones. Cada conmutador dispone de cinco contactos que normalmente se marca como "8", "4", "2", "1" y C. Todos los dígitos entre el 0 y el 9 se pueden representar únicamente utilizando cuatro dígitos binarios.

Para que un conmutador rotativo muestre estos códigos, la patilla C o común del conmutador deberá estar conectada a nivel alto (a la pista de 12 voltios en este circuito). Ahora, por ejemplo, con el conmutador situado en la posición número cinco, el contacto "4" se encuentra conectado a 12 voltios, así como el contacto "1"; de esta forma, siempre que aparece un "1" en la columna de la tabla, significa que ese contacto está conmutado a la alimentación de 12 voltios. Desgraciadamente, cuando la tabla muestra un 0, este contacto es simplemente un circuito abierto. Por este motivo, cada uno de los cuatro contactos "8", "4", "2" y "1" de cada conmutador, necesita mantenerse a nivel bajo, utilizando cuatro resistencias. En el prototipo se disponía de suficiente espacio en

las placas de contacto para cada uno de los conmutadores rotativos para montar cuatro resistencias de 1/8 de vatio de 100 K, como se puede ver en la fotografía.

Los códigos de 4 bits, producidos por cada conmutador rotatorio, se aplican a las patillas, 4, 12, 13 y 3 de los correspondientes circuitos integrados, contadores 4510. Hay que asegurarse que cada una de estas patillas, están cableadas correctamente con los contactos "8", "4", "2" y "1" de cada conmutador rotatorio.

Cuando el número de entrada codificado se carga en el contador (ver más adelante), el mismo código numérico sale del 4510 a través de las patillas 2, 14, 11 y 6. Este número solamente puede visualizarse cuando su código BCD es decodificado al código de siete segmentos mediante un circuito integrado especial: en este caso, el 4543. Este circuito integrado, no solamente decodifica los cuatro dígitos binarios al código de siete segmentos para que se ilumine de forma correcta el número en el visualizador, sino que también proporciona una corriente suficiente como para que se iluminen directamente los visualizadores de siete segmentos. Con el cableado adecuado, el circuito integrado puede alimentar visualizadores con cátodo común, así como ánodo común. El diagrama de circuito muestra el cableado correcto para utilizar visualizadores de ánodo común. No todos los visualizadores de siete segmentos disponen del mismo patillaje, por eso hay que comprobar el patillaje de los que se hayan elegido antes de conectar la resis-

tencia limitadora de corriente.

Además, no se debe caer en el error de intentar construir este dispositivo en una caja pequeña. En el caso del prototipo, se utilizó una caja de unas dimensiones de 9 x 12,5 x 4,7 cm (ver las distintas fotografías), pero con los grandes dedos del autor, y con unos pocos componentes de gran tamaño, esta resultaba demasiado pequeña; además, la construcción produjo considerables angustias, y dio bastantes quebraderos de cabeza, antes de ser terminada. De todas formas, es una buena idea no incluir las resistencias limitadoras de corriente (R11 a R11, R22 a R28 y R33 a R39), en el mismo circuito impreso, si no que se pueden utilizar como elementos de conexión de la placa a los distintos visualizadores de siete segmentos. Se puede ver la Fig.5 para buscar la forma de realizar la conexión entre el circuito integrado controlador de codificación 4543 a los visualizadores de siete segmentos utilizados. Hay que señalar que las patillas 14 y 15 del 4543, deben estar invertidas en el orden con respecto al orden directo de cada segmento, a, b, c, d, e, f y g para que todo funcione normalmente.

Por este motivo, cuando se selecciona cualquier dígito del 0 al 9 en cada uno de los conmutadores rotativos, su código BCD aparecerá en las patillas 4, 12, 13 y 3 del circuito 4510 asociado, y este número se puede cargar en el contador simplemente llevando la patilla 1 a nivel alto. En este circuito, todas las patillas 1 se mantienen a nivel bajo mediante la resistencia R40, pero pulsando el conmutador CARGA,

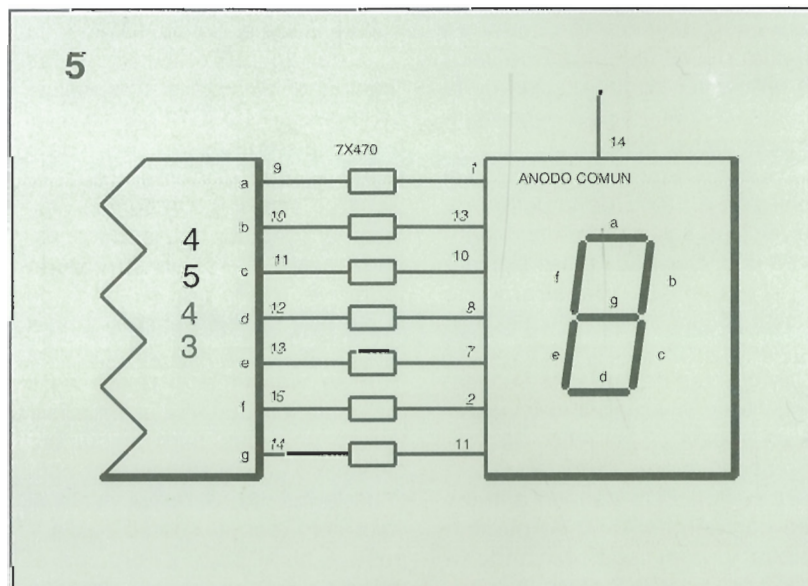


Figura 5.
Conexiones de los
visualizadores de
7 segmentos

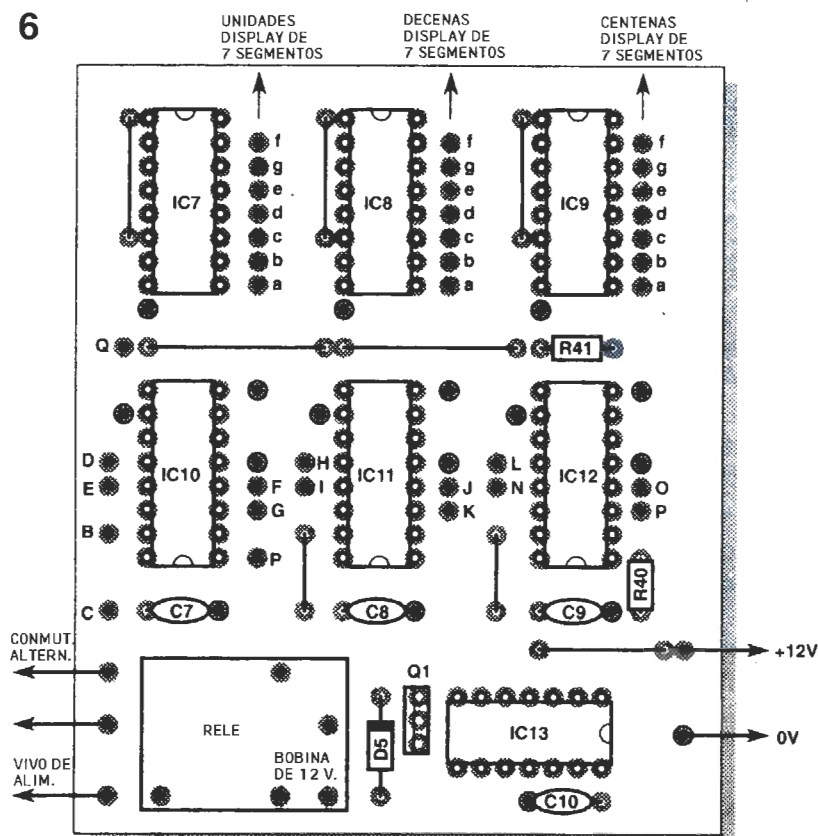


Figura 6.
Placa del
Contador y del
Visualizador

SW3, se llevará esta patilla a nivel alto, cargando cada dígito de los conmutadores rotatorios en el contador correspondiente. Entonces, el circuito integrado reproducirá este mismo dígito a través de las patillas 2, 14, 11 y 6 con lo que aparecerá en el visualizador de siete segmentos a través del 4543.

La patilla 10 determina si el 4510 realiza una cuenta ascendente o descendente, y, cuando se mantiene a nivel bajo, como en este caso, solamente cuenta en sentido descendente. La patilla 5 es un control de habilitación de la cuenta, el cual también debe mantenerse a nivel bajo.

Cuando llega el primer pulso al contador, a través de la patilla 15, de reloj, su salida sufre decremento en uno. Con cada pulso siguiente, el visualizador mostrará uno menos. Cuando se alcanza el 0, la siguiente visualización deberá ser 9, pero antes de que esto suceda, y mientras se visualiza el 0, aparece en la patilla 7 un pulso de acarreo negativo de una unidad (alto a bajo a alto). Este permite que los tres contadores 4510 se puedan colocar en cascada utilizando la salida de la patilla 7 como la entra-

da de reloj del siguiente. Con 2, 3 o más de estos contadores de cascada se puede seleccionar cualquier número en los conmutadores rotatorios, cargar este número en los contadores y, por lo tanto, visualizarlo. Cuando el reloj está contando de forma descendente desde un número y llega al cero, desgraciadamente continuará con la secuencia 999, 998, 997, etc., si no se detiene el reloj en el 000. Esta es una de las razones por la que se utiliza el circuito IC13.

Cuando el contador de las "centenas" alcanza el 0, la salida de la patilla 7 de IC12 pasa a nivel bajo y permanece a nivel bajo mientras que el número que se visualice sea el 0. Un tiempo después, el contador de las "decenas" llegará al valor 0 en su cuenta regresiva, con lo que su salida de la patilla 7 también pasará a nivel bajo, y se mantendrá así mientras que se visualice el 0. En este momento, únicamente el visualizador de "unidades" tiene un número distinto de cero y su contador continúa la cuenta regresiva hasta el valor cero, con lo que su patilla 7 pasa a nivel bajo. Ahora, en el momento en que las tres entradas

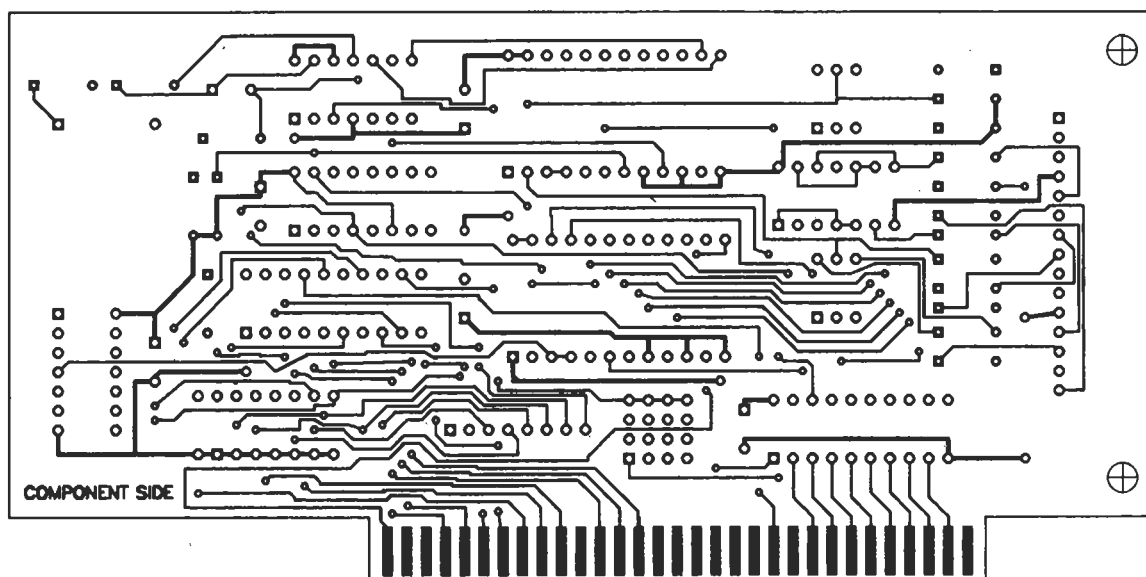
de las patillas 3, 4 y 5 de la primera puerta NOR de IC3, están todas a nivel bajo, su salida en la patilla 6 pasa a nivel alto de forma simultánea. Esta es la conexión "C" del circuito de Base de Tiempo, la cual lleva a cabo la inicialización general del 4017 elevando a nivel alto la patilla 15 y, por lo tanto, llevando a 0 y manteniéndolo los tres contadores IC3, 4, 5 y 6.

Con la patilla 6 de IC13 a nivel alto, todas las entradas a la segunda puerta NOR (aquí utilizadas simplemente como inversor), se encuentran a nivel alto, por lo que su salida estará a nivel bajo. Aquí, en este estado, el transistor de efecto de campo Q1 está desactivado y, por lo tanto, también el relé; dependiendo de la posición del conmutador ALTERNATIVO SW5, la alimentación es o no aplicada al enchufe de alimentación indicado por la iluminación o no de la lámpara de Neón. El diodo a través de la bobina del relé es para provocar un cortocircuito en cualquier potencial de tensión peligroso (que pueda provocar daño al FET Q1), que se puede inducir de forma inversa en su bobina cuando el relé se desactiva.

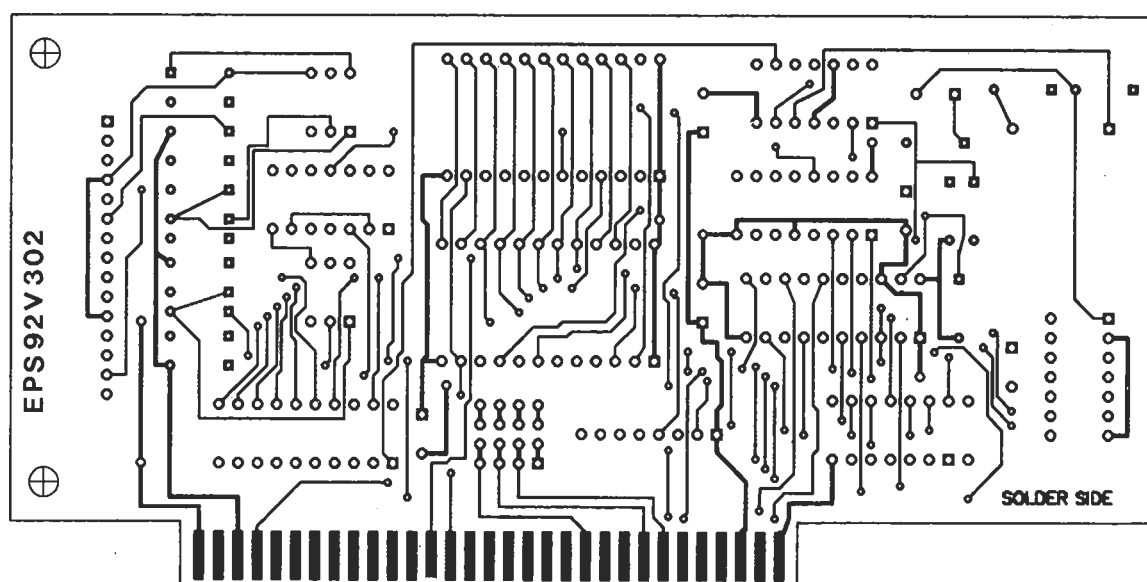
IC13 dispone de una tercera puerta NOR de tres entradas, la cual no se utiliza en este montaje. Para evitar que esta puerta se encuentre "flotante", y conmutando de forma aleatoria (estado que puede producir salidas extrañas o parásitas en las otras dos puertas), se deben conectar a nivel alto o bajo las patillas de entradas 1, 2 y 8 a través de las líneas de alimentación según convengan. Solamente cuando el visualizador muestre 000, el relé estará desactivado. Para cualquier otra visualización, el relé deberá estar activado, y el temporizador realizará una cuenta regresiva hacia el 000, a menos que se pulse el conmutador de RETENCIÓN, con lo que el temporizador se "congelará", pero manteniendo el relé activado. En este momento, la alimentación del enchufe se puede activar o desactivar, según convenga, mediante la utilización del conmutador alternativo.

Si se desea terminar una secuencia de temporización sin esperar a que el temporizador alcance el valor 000, habrá que pulsar el botón FIN SW4. Este está conectado a todas las patillas 9 de los circuitos integrados 4510 y a la resistencia R14, la cual man-

EPS



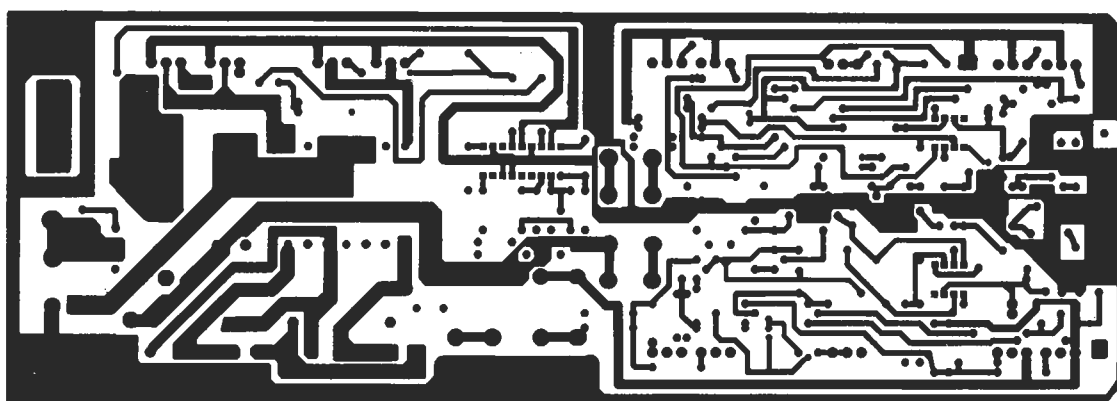
EPS 92V302 (Componentes) Interfaz MIDI para PC



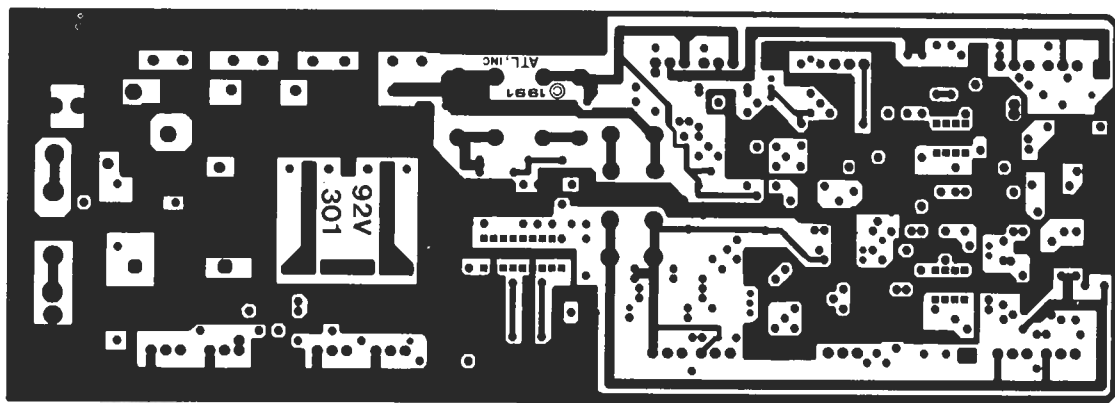
EPS 92V302 (Soldadura) Interfaz MIDI para PC

EPS

EPS



EPS 92V301 (Soldadura) Amplificador de potencia para autorradio (Reducido 50%)



EPS 92V301 (Componentes) Amplificador de potencia para autorradio (Reducido 50%)



EPS

En esta placa de circuito impreso hay trece sitios en los que se necesitan patillas para unir las pistas con la cara del plano de tierra del otro lado de la placa. Hay uno de estos para la unión de las patillas: 7 y 8 de IC7, IC8 e IC9, tres para las patillas 5, 8 y 10 de IC10, IC11 e IC12 y una en el punto en el que se conecta el cable de cero voltios a la placa. Además, los componentes C7, C8, C9, C10 y Q1 deben tener una de sus patillas soldadas a ambas caras de la placa. En este caso, hay 8 puentes: uno uniendo las patillas 1 y 6 de cada 4543; dos uniendo las patillas 9 en los circuitos integrados 4510; uno uniendo la patilla 15 de IC11 a la patilla 5 de IC13; uno uniendo la patilla 15 de IC12 a la patilla 4 de IC13; y uno uniendo todas las patillas 16 de alimentación de los circuitos 4510 a la fuente de alimentación de 12 voltios.

La fuente de alimentación

La fuente de alimentación utilizada en este montaje tiene un diseño completamente estándar, y necesita poca explicación.

La tensión de red entrante se conecta al primario del transformador T1. El lado VIVO de la alimentación también se conecta al contacto común del conmutador alternativo y al punto A de la placa de circuito impreso de la Base de Tiempo. En el diseño de este proyecto se puede pensar que habría sido más seguro montar las resistencias R1a y R1b directamente al transformador de alimentación, donde probablemente estarían mejor aisladas, en lugar de disponer de una conexión de VIVO en la placa de circuito impreso de la Base de Tiempo. De cualquier forma, "HAY QUE SER MUY CUIDADOSO".

Se puede pensar que es mucho más seguro y simple producir la onda cuadrada de 50 Hz

directamente del secundario del transformador. Esto es realmente más seguro pero proporciona una peor base de tiempos. Según los circuitos integrados que conmutan la visualización de los dígitos que aparecen en el visualizador, hay bastantes picos en el secundario del transformador, lo que hace inutilizable los pulsos de reloj generados de este modo.

El lado NEUTRAL de la alimentación no solamente se encuentra conectado al primario del transformador, sino que también está conectado a la lámpara de Neón y al terminal neutral del enchufe de alimentación.

La salida de 14 voltios CA del transformador (probablemente se puede trabajar utilizando un transformador de 12,6 voltios si al menos suministra un amperio) se rectifica mediante un puente, y se filtra mediante C1, para obtener aproximadamente 16,5 voltios CC. Esta tensión se conecta a un circuito integrado regulador de voltaje del tipo 7812, el cual suministrará una tensión constante de 12 voltios a un máximo de 12 amperios. Este diseño no necesita más de un amperio, pero es sorprendente la corriente que consumen los visualizadores; por ello, hay que saber que se necesita al menos medio amperio para que funcione el voltaje, lo cual significa que el regulador de tensión IC1 se calentará bastante y necesitará de un radiador. El diseño del circuito impreso que se muestra, uti-

liza el cobre del plano de tierra de la placa de doble cara para proporcionar la disipación de calor necesaria.

El condensador C2 se ha incluido para desacoplar a tierra las oscilaciones de alta frecuencia que pueden aparecer cuando se utiliza este tipo de regulador de tensiones. Si la placa de la fuente de alimentación en el diseño se encuentra separada de las otras placas a una distancia considerable (más de 15 cm., aproximadamente) entonces la placa del Contador y Visualizador deberá tener también un condensador de almacenamiento de aproximadamente 220 μF entre la entrada de alimentación y la masa.

Ya se ha incluido un condensador similar en la placa de circuito impreso de la Base de Tiempo.

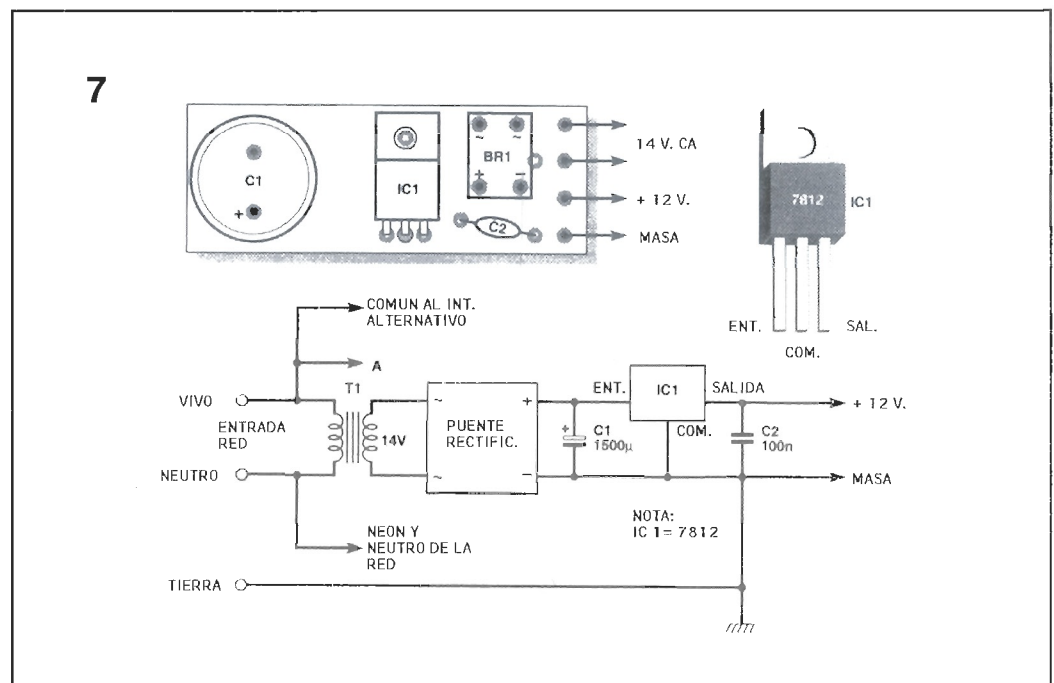
No hay patillas ni puentes en la placa de circuito impreso de la fuente de alimentación, pero la patilla central de IC1 y una de las patillas de C2 debe soldarse a ambas caras de la placa. IC1 no necesita aislarse del plano de tierra de esta placa, ya que su aleta de sujeción se encuentra conectada, de todas formas, a la patilla central.

Construcción y ajuste

La construcción de este montaje tiene pocas dificultades y no necesita ajustes.

Es una buena medida comprobar la salida de la fuente de alimen-

Figura 7.
Circuitería de la
fuentes de
alimentación



tación antes de conectarla a las otras placas del circuito impreso.

Hay que asegurarse de que la salida está limpia, libre de rizado, y que es de 12 voltios; después hay que conectarla a la alimentación de las otras placas de circuito impreso. Llegados a este punto, diremos que ninguno de los circuitos deberían estar conectados en sus respectivos zócalos. Primero se comprobará que cada zócalo de los circuitos integrados está recibiendo la alimentación de 12 voltios en la patilla adecuada (patilla 7 para 741, patilla 14 para el 4025 y patilla 16 para el resto), y se comprobará que todas aquellas patillas que deberían estar a nivel alto, se encuentran a nivel alto, y todas aquellas que deberían estar a nivel bajo, lo están.

Una vez comprobadas todas las pruebas se insertarán los circuitos integrados en zócalos.

Todos los libros de texto señalan la precaución de que los circuitos CMOS mueren de forma maliciosa y silenciosa, a menos que se manejen con mucho cuidado. La experiencia del autor indica que los circuitos CMOS parecen tener una mayor dificultad para destruirse, en la actualidad, que en aquellos años en los que no disponían de circuito de protección de descarga para las descargas de estática que se producen en el cuerpo del usuario. Sin embargo, estos circuitos integrados deben tratarse con respeto y no deben ser retirados de las hojas de protección o de la espuma plástica conductora hasta que no se vayan a insertar y utilizar; además, hay que procurar no manosear demasiado sus patillas. Si se dispone de un osciloscopio, se comprobará primero la placa de circuito impreso de la base de tiempo. Se comprobará que a la posición S del conmutador SW2 llegan pulsos de exactamente 1 segundo de duración. Si el osciloscopio dispone de dos canales se comprobará que la señal que aparece M de SW2, cambia de nivel alto a bajo y de nivel bajo a alto cada treinta pulsos, de un segundo, que llegan a S.

Ahora, se realizarán las conexiones entre las placas y el visualizador.

Como las placas de circuito impreso realizan la mayor parte del cableado, el mayor error potencial se tiene al conectar de forma errónea las entradas codificadas BCD y la salida de, y desde, los circuitos integrados 4510. Una conexión errónea puede producir

unas figuras tan extrañas en los visualizadores que resulte difícil encontrar los errores. Por eso, para evitar acarrear errores de un visualizador a otro, conviene no copiar lo que se ha hecho con los 4510 previos, sino que habrá que trabajar de forma independiente con cada uno de estos contadores.

Una vez que se han realizado todas las interconexiones, es conveniente llenarse de ánimo y conectar el dispositivo a la red. Si se han realizado las comprobaciones previas debería haber pocos problemas. Aquí no hay procedimientos de ajuste, ni potenciómetros que ajustar.

La primera vez que se conecta el visualizador, deberá mostrar el valor 000 y, por lo tanto, el relé tendrá que estar desconectado. El enchufe de alimentación podría estar conectado o desconectado (comprobar el Neón), depende de la posición del conmutador ALTERNATIVO, SW5. Ahora, se seleccionará con los conmutadores rotativos algún número de tres dígitos, el que se desee, por ejemplo 123, y se pulsará el botón de CARGA SW3. Ahora, habrá que oír cerrarse el relé, y el visualizador mostrará, entonces, 123. El temporizador comenzará a contar en forma regresiva hacia el 0 si el conmutador de RETENCION, SW1, se encuentra en la posición abierta. Si el temporizador no inicia la cuenta atrás, se manipulará el conmutador de RETENCION hasta que se comience la temporización. La pulsación de SW4 habrá de provocar la terminación prematura de la secuencia de temporización, y debería oírse que se abre el relé cuando el visualizador muestre 000. De forma alternativa, permitiendo que el temporizador cuente hasta 0, tendrá que producirse el mismo resultado: el relé se abrirá y el visualizador deberá mantener 000.

Algunas consideraciones finales

Este temporizador es particularmente útil en el cuarto oscuro donde, durante la ampliación, el fotógrafo experimentado suele utilizar siempre el mismo tiempo de exposición para cada negativo variando la abertura para lograr la exposición correcta. Con el enchufe de la ampliadora conectado al temporizador, bastará con pulsar

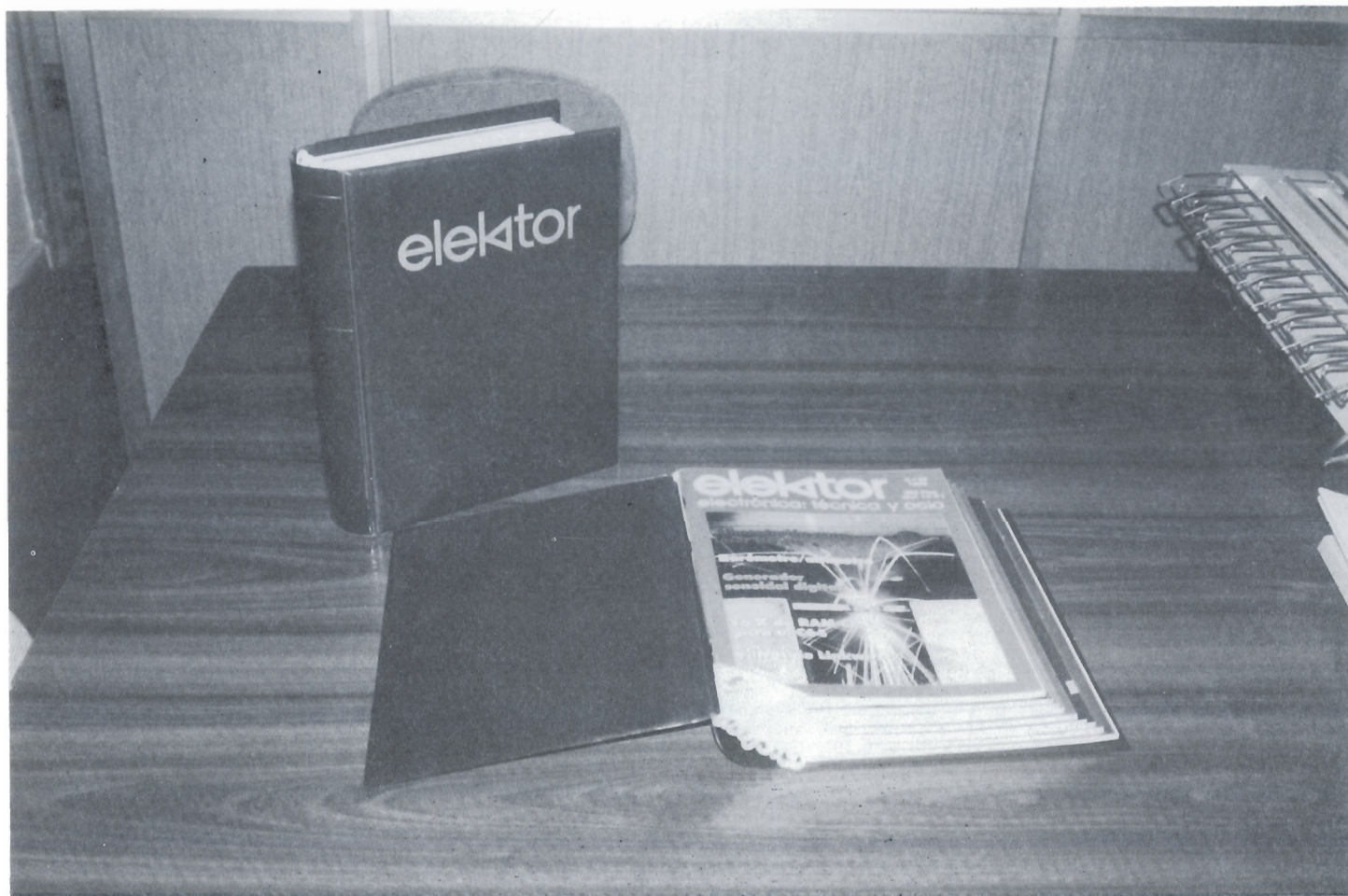
simplemente la tecla de Carga cada vez que se quiera realizar una fotografía, con lo que se encenderá de forma repetida la ampliadora durante el número de segundos deseados. Pero la modificación del periodo de tiempo también es sumamente sencilla.

Utilizando el conmutador de doble polo, doble fila ALTERNATIVO y un segundo conjunto de relés, se puede hacer que el temporizador encienda la bombilla de la ampliadora (y desconecte la luz de seguridad mientras se está temporizando) y que desconecte la ampliadora, al tiempo que desconecte la luz de seguridad cuando se termina cada periodo de temporización. Otra modificación relativamente pequeña para los aficionados a la fotografía es la útil posibilidad de ajustar el tiempo con décimas de segundo.

La realización de este cambio es relativamente simple, basta con tomar la salida de la Base de Tiempos de la patilla 2 de IC3, como la entrada del circuito Contador y Visualizador en el punto B y el tercer dígito del visualizador, representará en estos momentos décimas de segundo. Ahora, mediante la iluminación del LED correspondiente al punto decimal, situado entre el segundo y el tercer dígito (simplemente conectando la patilla adecuada a masa a través de una resistencia de 470 ohmios), el temporizador se puede ajustar para visualizar y temporizar cualquier periodo de hasta 99,99 segundos.

Aunque es probable que este diseño satisfaga todas las necesidades de los propósitos iniciales, se supone que la mayor desventaja de tener un temporizador en esta forma, es que no decodifica y visualiza al tiempo en la forma que se espera normalmente, es decir, en minutos y segundos. En el mercado se encuentran disponibles circuitos especializados para hacer esto, pero no se encuentran con facilidad y, además, son bastante caros. Por eso, teniendo en cuenta la intención del proyecto de utilizar componentes de fácil localización, se supone que la dificultad de calcular, por ejemplo, que 4,5 minutos corresponden a 270 segundos, no es un precio a pagar demasiado elevado, dado lo simple de la construcción y la disponibilidad de componentes. Por todo ello, se espera que este montaje sea del agrado de nuestros lectores.

UN SITIO PARA CADA REVISTA...



... Y CADA REVISTA EN SU SITIO

**Para la mejor revista de electrónica aplicada,
el mejor sistema de conservarla.**

Elektor ha diseñado este estuche para que Vd. pueda conservar sus revistas perfectamente ordenadas sin que ello le impida consultarlas fácilmente.

En su casa, en su biblioteca, en su laboratorio, el estuche anual le permitirá encontrar rápidamente el número en el que se publicó la información que necesita en ese momento. A la vez su colección de **elektor** estará perfectamente protegida.

El estuche puede pedirlo directamente a **elektor**, Pza. República del Ecuador, 2, 28016 Madrid, utilizando la tarjeta de pedido correspondiente.

995 ptas.

IVA INCLUIDO

Con este interfaz flexible y económico se puede llevar el mundo de la música a un PC.

INTERFAZ DE MIDI PARA PC

Después de un largo noviazgo, el matrimonio entre los ordenadores y los instrumentos musicales se ha consumado, gracias a la interfaz MIDI: Interface Digital para Instrumentos Musicales. Fruto de esta unión son los programas secuenciadores con la apariencia de ver y sentir un estudio de grabación de múltiples pistas. Utilizando esta y otras herramientas basadas en el PC, un simple músico en su habitación puede realizar grabaciones que solamente hace unos pocos años requerían una orquesta y un director.

Los músicos profesionales no son los únicos que se benefician con estos adelantos -cualquiera puede sacar partido de una interfaz MIDI. Los instrumentos con interfaz MIDI son tan comunes que es posible que haya varios para elegir en los grandes almacenes

de la localidad en la que se resida. El único nexo que existe entre el usuario y la gratificación artística de escribir y ejecutar como una orquesta filarmónica es la interfaz entre el PC y el mundo MIDI; por ese motivo, nos ocuparemos de ello a partir de ahora. En el presente artículo se indicará la forma de construir una interfaz MIDI que sea de bajo coste para el principiante y que, al propio tiempo, se pueda ampliar para los usuarios más profesionales.

Después de esta introducción comenzaremos, aunque primero....

Una pequeña historia

La especificación MIDI, que fue escrita pensando en un hardware de bajo coste, facilita la utilización

de un circuito HD6850P (UART), en castellano Transmisor Receptor Asíncrono Universal. El 6850 es más viejo que las colinas, por así decirlo; se puede conseguir fácilmente; es económico y produce sin problemas la señal de 31,25 kilobaudios, necesaria para la interfaz MIDI. Lo más básico de la interfaz MIDI radica en que este UART se asigna a uno de los puertos de salida del PC.

Los comandos MIDI más frecuentes son "NOTA ON" y "NOTA OFF", que equivalen a pulsar y soltar una tecla. Estos mensajes se producen con relativa poca frecuencia e, incluso cuando se toca un acorde, hay generalmente un ligero retardo entre las notas individuales. Pero el protocolo también está preparado para la utilización de controles continuos como son las ruedas de desplaza-

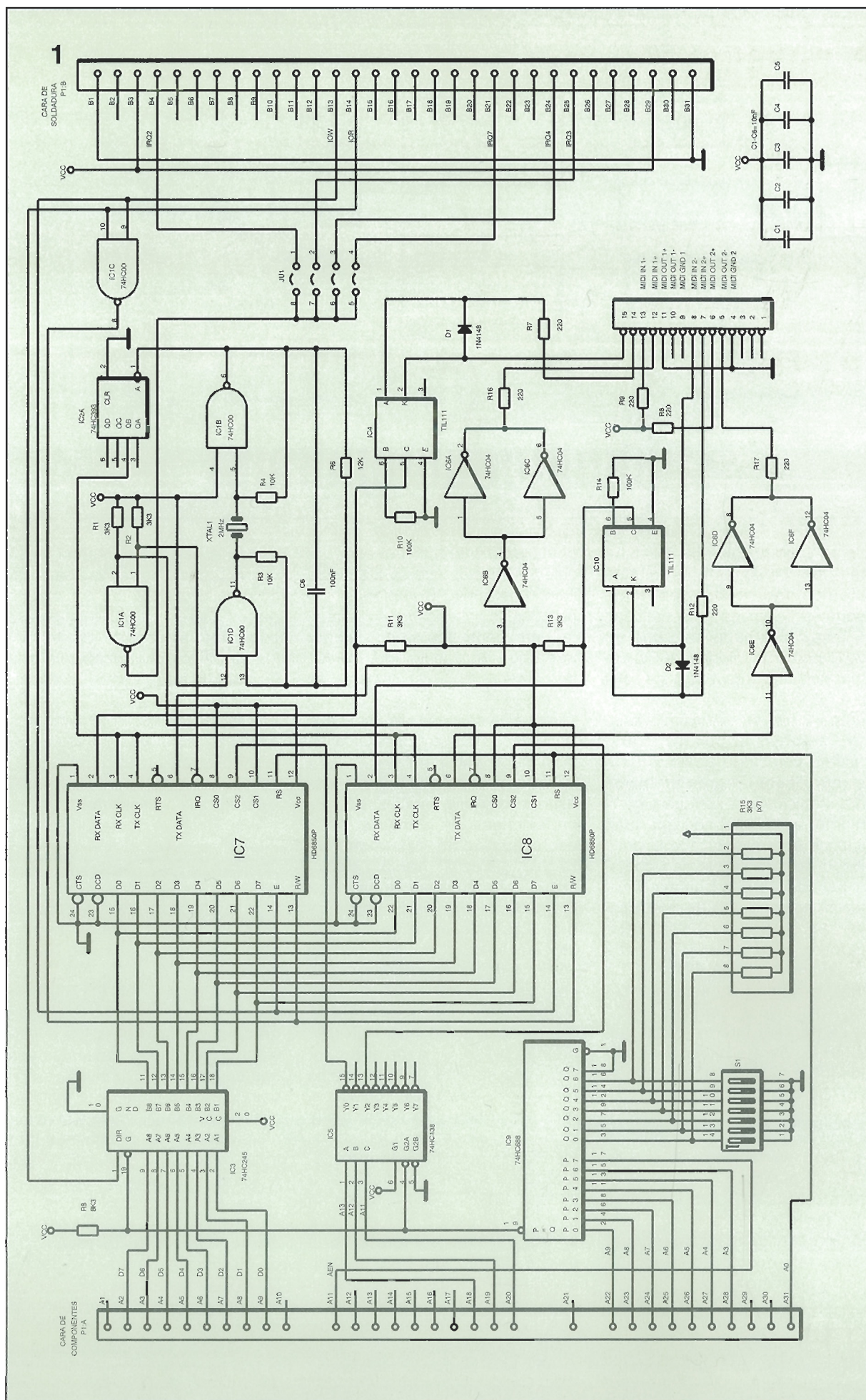


Figura 1.
Hay dos UART 6850 en el corazón de esta interfaz MIDI. El circuito se puede construir tanto en la versión de puerto simple para los principiantes como en la versión de dos puertos para los usuarios más avanzados.

Lista de componentes

Resistencias

R1, R2, R5, R11, R13*.- 3K3
R3, R4.- 10 K
R6.- 12 K
R7, R8*, R9, R12*, R16, R17*.- 220 Ω
R10, R14*.- 100 K
R15.- Módulo SIP de 8 patillas 3K3 x 7

Condensadores

C1-C5.- 10 nF Mylar
C6.- 100 nF Mylar

Semiconductores

IC1.- 74HC00
IC2.- 74HC393
IC3.- 74HC245
IC4, IC10*.- Optoacoplador TIL111
IC5.- 74CH138
IC6.- 74HC04
IC7, IC8*.- UART 6850
IC9.- 74HC688
D1, D2*.- Diodo 1N4148

Otros componentes

J1, J2, J3*, J4*.- Conector aéreo DIN hembra de 5 patillas
JU1.- Bloque de puentes IDC de 8 patillas
S1.- Conmutador DIP de 7 posiciones
XTAL1.- Cristal de 2 MHz.
Nota: Los componentes marcados con un * son opcionales para la segunda interfaz e/s MIDI.

Varios

Circuito impreso, pletina de sujeción, cable, etc.

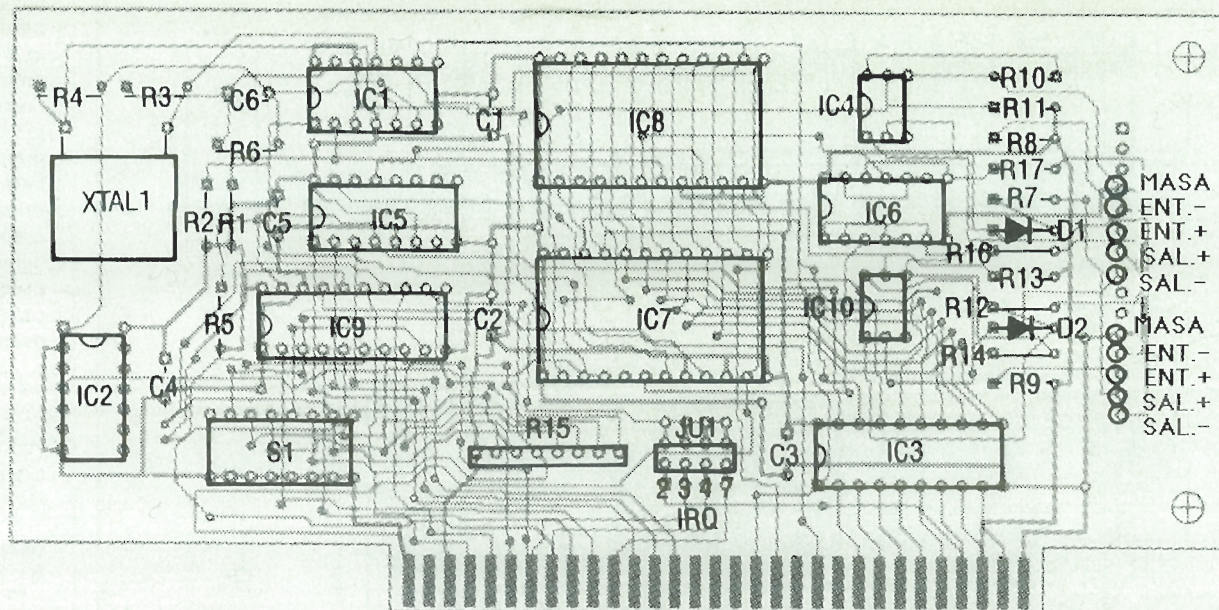


Figura 2 .
Diagrama de
disposición de
componentes. Si
se ha decidido la
fabricación de la
interfaz MIDI de
entrada/salida de
un único puerto
se pueden
eliminar IC8,
IC10, D2, R8,
R12-R14 y R17.

miento y los pedales de pie; también, los mensajes que señalan este tipo de actividad realmente pueden arrojar una gran cantidad de datos. Sin nada más que un UART para una interfaz, el PC original con una frecuencia de reloj de 4,77 MHz, una UCP 8088 y un bus de 8 bits es demasiado lento para manejar el bus MIDI a la máxima velocidad posible. Esto no representa un gran problema para el aficionado, aunque para el entorno profesional con una gran cantidad de equipos cabe la posibilidad de que se pierdan datos. La pérdida de una mínima información de una rueda de desplazamiento no suele ser la última palabra, pero, si en el medio se pierde el comando "NOTA ON" "NOTA OFF", la pérdida de esta información constituye un gran problema.

La primera interfaz MIDI que se fabricó para eliminar este problema fue la MPU-401 fabricada por ROLAND. Esta tiene su propio procesador dedicado y memoria, y elimina el problema de la pérdida de datos manteniendo un circuito FIFO (el primero en entrar es el primero en salir) para los datos MIDI recibidos. Esta interfaz también proporcionaba otras prestaciones tales como el filtrado de datos y un metrónomo.

Todo bien y bueno, pero la introducción de los PC XT de primera clase hizo innecesaria una interfaz inteligente, ya que el ordenador mismo era lo suficientemente rápido

como para manejar la salida de datos. A medida que se fue disponiendo de otros PC más rápidos y potentes, la necesidad de una interfaz inteligente fue siendo menor hasta que, finalmente, la MPU-401 se ha convertido técnicamente en un cuello de botella en el sistema (aunque no se tenga noticia de que la interfaz es la que reduce las prestaciones del sistema).

Lo que ha pasado a ser un verdadero problema para los usuarios profesionales de la interfaz MIDI es la limitación del ancho de BANDA del canal mismo. La solución a este problema se ha logrado mediante canales de entrada y de salida independientes, lo que es equivalente a la utilización de varias tarjetas de interfaz. Y, en este caso, la MPU-401 produce serios problemas. La sincronización de varias 401 no es un problema trivial, y, peor que aún, cada una de ellas tiene su propia ranura y su interrupción dedicada. Interrupciones y ranuras, ¿hay algo más valioso en el mundo de los PC? Para evitar este inconveniente se puede conmutar a la interfaz 401 para que funcione en el modo "latente", de forma que varias de ellas compartan una misma interrupción. Pero las unidades UART resultan muy caras y, además, tienen serios problemas con la necesidad excesiva de ranuras de expansión.

Por este motivo, contando con ordenadores más rápidos, y teniendo

do la necesidad de interfaz multipuerto de bajo coste, ha comenzado de nuevo el interés por las unidades UART y todo el software publicado las soporta. De hecho, los prototipos que mantienen a la tarjeta MPU-402 como "estándar" continúan a la espera. Pero, mientras tanto, los que realmente son "usuarios profesionales" están volviendo atrás en el tiempo para encontrar realmente la tarjeta que satisfaga sus necesidades.

Análisis del diseño

Los circuitos UART que son el corazón del diseño de la interfaz MIDI, se muestran como IC7 y, opcionalmente, como IC8, en el esquema de la Fig. 1. El circuito se puede realizar tanto en la versión de puerto simple para los principiantes como en la versión de dos puertos para los usuarios avanzados. La mayor parte de la restante circuitería está dedicada a la decodificación de las direcciones y al tratamiento de las líneas de control en las ranuras del PC.

La línea de direcciones de orden inferior (A0) controla directamente las patillas RS (Selección de Registro), patilla 11, de las UART para permitir la selección de los registros de Estado/Control o de Datos del interior del circuito.

Veremos más detenidamente lo que hacen estos registros cuando comprobemos la interfaz. Las

siguientes líneas de direcciones (A1 y A2) no se utilizan; por ese motivo, cada chip ocupa 8 bytes de espacio consistentes en cuatro bloques de 2 bytes superpuestos unos a otros.

Las siguientes siete líneas de direcciones (A3-A9) están encaminadas a una serie de entradas de IC9, que es un comparador de magnitudes 74HC688 de 8 bits. La otra parte de IC9 se encuentra conectada a un bloque de conmutadores DIP S1 y a siete resistencias de polarización colocadas en una red SIP R15. Cuando la secuencia de bits del bus es idéntica a la secuencia de bits que se encuentra seleccionada mediante S1, la patilla 19 pasa a nivel bajo. Hay que destacar que la octava entrada de IC9 (Q7, patilla 18) está puesta a masa por una parte y conectada a la señal AEN de la ranura por el otro (P7, patilla 17). Una dirección será válida únicamente cuando la entrada AEN (Dirección Habilitada) se encuentre a nivel bajo, lo que indica que no es el controlador DMA el que tiene el control del bus.

Cuando coincide la dirección, ocurren dos cosas. Primero se selecciona IC3, que es un circuito transmisor 74HC254, el cual encamina los datos de la ranura a la tarjeta o desde la tarjeta a la ranura; depende de la dirección seleccionada por la línea IOR activa a nivel bajo (Lectura I/O), la cual se conecta a la patilla DIR (patilla 1) del circuito. También activa al circuito IC5, el cual es un decodificador de 3 a 8 líneas 74HC138 que realiza la decodificación final de direcciones para la selección del UART. El UART IC7 se selecciona cuando las líneas A11-A13 sean iguales a la secuencia 0H, y el IC8 se selecciona cuando la secuencia es 2H. La línea IOW, activa a nivel bajo (Escritura I/O), se encuentra conectada a la patilla R/W del UART para seleccionar tanto la escritura como la lectura en estos circuitos.

La patilla de salida IRQ, activa a nivel bajo (Solicitud de Interrupción), de los dos UART, se encuentra polarizada mediante las resistencias R1 y R2 que, a su vez, están comunicadas por la puerta NAND IC1-c, de forma que una solicitud de interrupción de cualquiera de los dos UART aparezca en una línea que pueda ser encaminada a IRQ2, IRQ3, IRQ4 o IRQ7, todo dependerá de la posición del puente JU1 y,

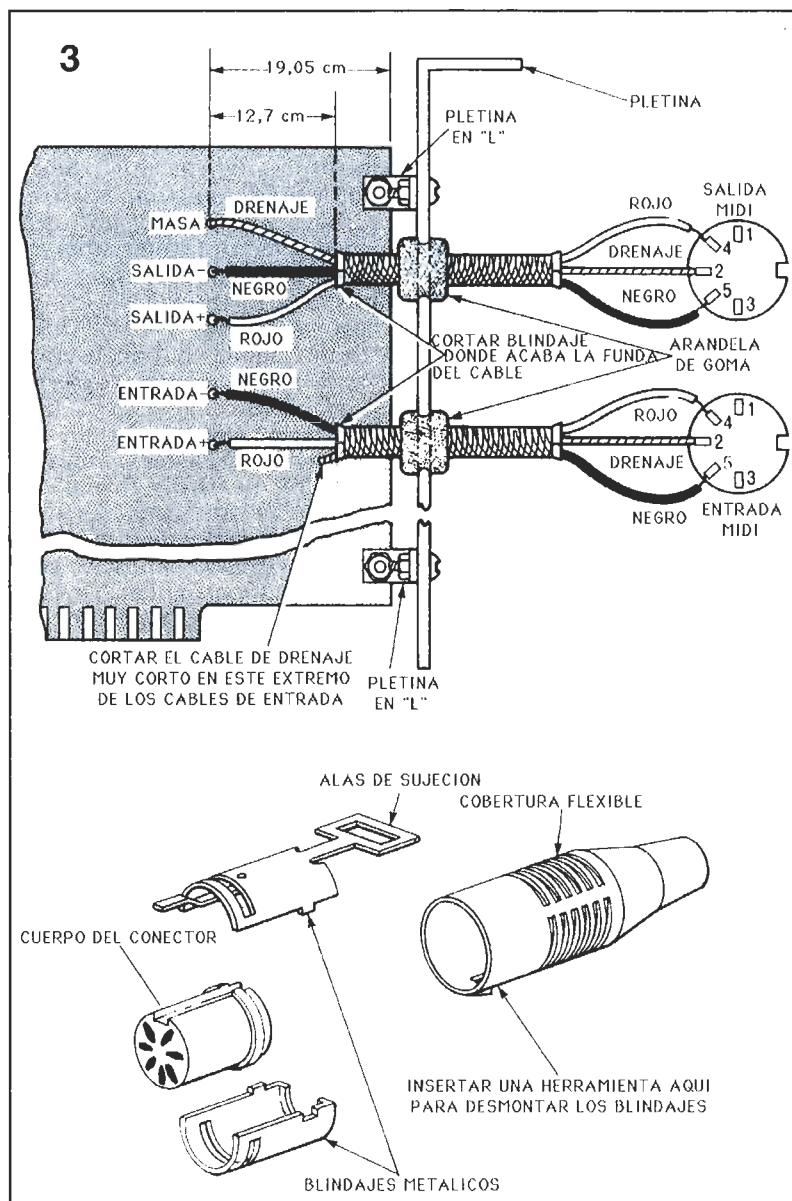


Figura 3 .
Las ranuras de acceso a las ranuras de expansión del la carcasa del PC no son lo suficientemente anchas como para permitir la utilización de conectores DIN, por lo que se sujetarán los conectores DIN hembra a pequeñas longitudes de cable. Marcando los conectores será más sencillo distinguir el uno del otro.

en consecuencia, el software deberá interrogar a los dos UART para determinar cuál de esas unidades ha generado la interrupción. El circuito dispone de un reloj de 500 KHz de transmisión y recepción que comienza con el oscilador formado por las dos puertas NAND IC1-b e IC1-d. La frecuencia del oscilador se ajusta a 2 MHz mediante el cristal XTAL1, la cual es dividida por cuatro en una de las secciones del contador binario dual de 4 bits IC2 que es un circuito 74HC393. Se utilizan dos optoacopladores TIL111 (IC4 e IC10) en las entradas MIDI para prevenir las puestas a masas a través de la línea. Una masa continua en las entradas MIDI podría duplicar una masa similar en las entradas y salidas de audio, lo que facilitaría la circulación de corrientes de masa y produciría señales de audio ruidosas. El TIL111 no es el optoacoplador más rápido del mer-

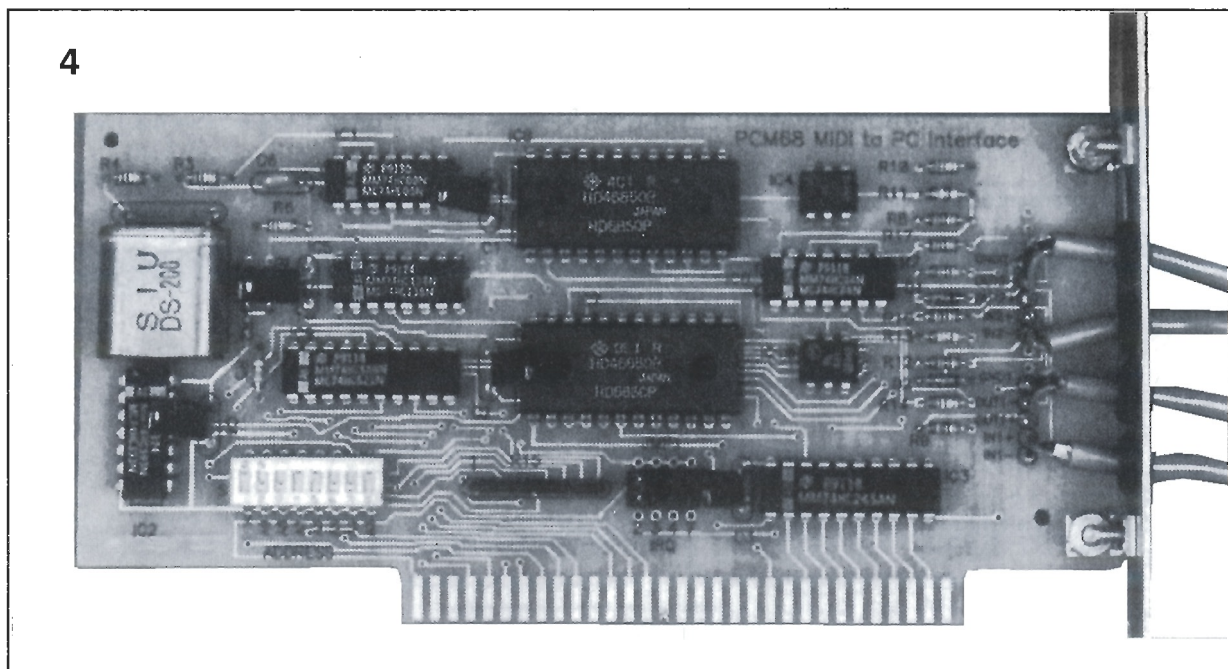
cado, pero sí resulta lo suficientemente rápido como para esta aplicación y es menos caro que sus hermanos más rápidos. En las salidas MIDI se utilizan dos etapas inversoras del circuito IC6, que se encuentran en paralelo para incrementar las posibilidades de utilización de corriente.

Montaje

Incluso en los PC más rápidos, las operaciones de entrada/salida se efectúan de forma relativamente lenta en una ranura de expansión, por lo que no existen unas frecuencias extraordinariamente altas implicadas en el funcionamiento del PCM68.

Esto significa que se pueden utilizar placas de prototipo, y técnicas de "wire-wrap", para fabricar la

Figura 4.
La placa del
prototipo
completa. Los
conectores MIDI
se conectan
directamente a la
placa utilizando
el cable de par
trenzado
apantallado



placa. Hay que tener en cuenta, sin embargo, que el espacio de 2,032 centímetros entre las ranuras de expansión de un PC resulta muy justo para las patillas de "wire-wrap", y un conductor mal colocado puede provocar un gran daño en poco tiempo. Esto tendría que hacerse sin necesidad de advertir que hay que utilizar cables con la menor longitud posible para, así, llevar la señal desde el extremo de la placa hasta el circuito integrado al que se quiere conectar.

Por supuesto, siempre es mejor utilizar una placa de circuito impreso para cualquier proyecto, y puede ser realizada por uno mismo mediante la utilización de las plantillas que se incluyen en las páginas centrales; aunque, también puede adquirirse una ya fabricada a través de algún proveedor.

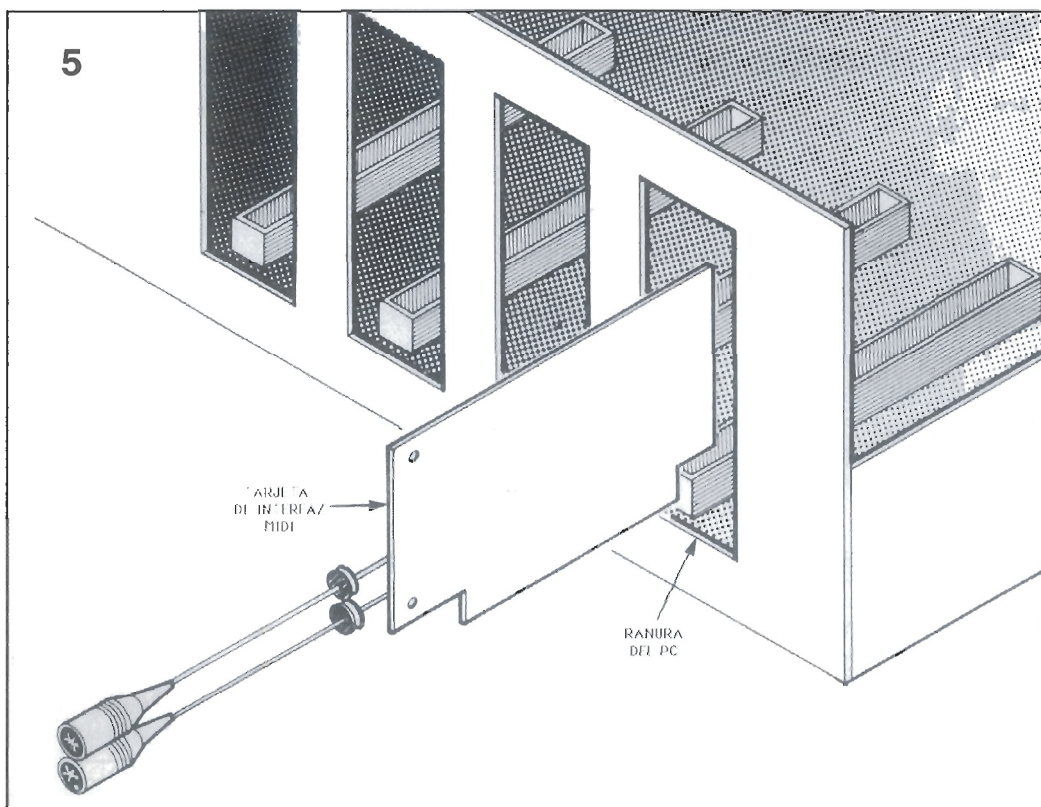
En la Fig. 2 se puede ver un diagrama de disposición de componentes. Se pueden utilizar zócalos para circuitos integrados pero, realmente, no son necesarios. Hay que

señalar que, si se ha elegido montar la configuración de entrada/salida MIDI simple, se pueden eliminar los siguientes componentes: IC8, IC10, D2, R8, R12-R14 y R17.

Como los orificios de acceso a las ranuras del PC no fueron diseñados teniendo en cuenta la interfaz MIDI, normalmente no son lo suficientemente amplias para poder colocar los conectores DIN, directamente. Lo normal en muchas interfaces es simplemente colocar unos conectores hembra en línea, para lo que utilizaremos unas pequeñas longitudes de conector, que es lo que se hará en este montaje. El extremo de la placa de estas conexiones se puede soldar directamente a la placa de circuito impreso. Habrán de utilizarse unos 15 centímetros de par trenzado aislado para efectuar estas conexiones. Hay que señalar que mientras que el cable de drenaje del apantallamiento (el cable que se conecta al apantallamiento mismo) se suelda a la patilla 2 de todos los conectores DIN, este se conecta únicamente a la masa de la placa del circuito impreso en la salida MIDI.

Habrán que colocar unas arandelas de goma de 6 milímetros en cada cable, tal como se muestra en la Fig. 3, antes de soldar los dos extremos de los cables. Es una buena idea marcar los conectores, ya que son idénticos y puede ser difícil distinguirlos una vez que todo se ha montado. La Fig. 4 muestra la placa de prototipo completa.

Figura 5.
La tarjeta puede
entrar a través de
la ranura de la
parte posterior
del ordenador.



Instalación

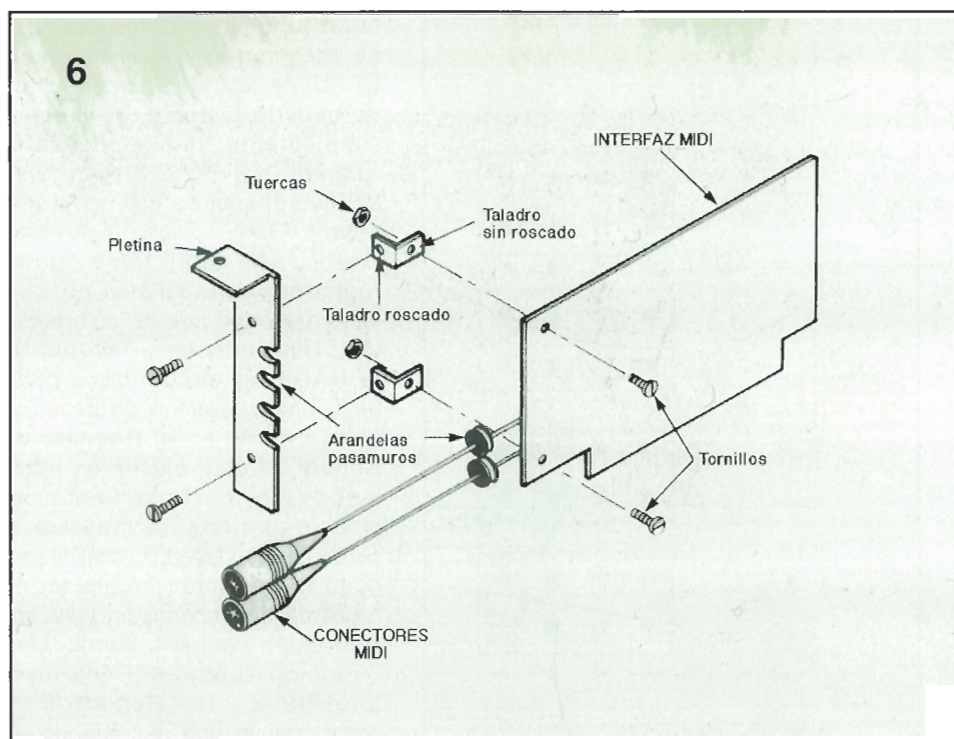
Cuando sea el momento de instalar la placa en el PC, observaremos que los conectores DIN no pasan través del orificio situado en la parte trasera de la caja, aunque probablemente ya se habrá dado cuenta de que la placa de interfaz es algo más pequeña que una placa normal y, por este motivo, la placa se ha diseñado para que pueda pasar a través del orificio de la parte posterior del PC (véase la Fig. 5).

La pletina de sujeción para el PCM68, mostrada en la Fig. 6, se puede fabricar a partir de cualquier material que se tenga a mano; en el caso del prototipo se realizó con aluminio de 1 milímetro. Después de que se haya pasado la tarjeta a través del orificio de la caja, la pletina de sujeción se montará a la placa mediante dos pequeñas pletinas en forma de "L", y las arandelas de goma que se colocaron durante el montaje de los cables habrá que colocarlos en los orificios de la pletina. Finalmente, se insertará la tarjeta en la ranura seleccionada y se asegurará todo el montaje mediante el tornillo tradicional situado en la parte superior.

Selección de Dirección/Interrupción

Las direcciones de entrada/salida, que ocupan los canales MIDI en la placa PCM86, se seleccionan mediante el conmutador DIP S1. Es muy normal que el software utilice por defecto una dirección 330H para el primer conjunto de conectores, y la Fig. 7 muestra la selección de los conmutadores para esta situación. Si, por el contrario, aparece algún tipo de conflicto, los conmutadores se pueden modificar para lograr cualquier dirección entre 0H y 3F8H. Cualquier software que se utilice deberá señalar en el manual de usuario la forma de cambiar la dirección del puerto.

Si se ha construido el interfaz con dos puertos, el segundo par de entradas y salidas tendrá la dirección de base seleccionada por S1 más 1000H. Es decir, si el primer puerto se encuentra en la



dirección 330H, el segundo puerto estará en la dirección 1330H.

Para las interrupciones, lo más normal es que utilice la interrupción IRQ2, y que se coloque el puente en la posición de JU1 que haga que la tarjeta funcione de esta forma (véase Fig. 8). Si aparece algún conflicto, el puente se puede ajustar para enviar las interrupciones a IRQ4 (COM2),

IRQ3 (COM1) e IRQ7 (LPT). Este es el orden en el que se debería intentar si es necesario utilizar una interrupción que no esté usada. El software utilizado, probablemente tome por defecto la IRQ2 (o posiblemente la IRQ9, la cual es reenviada a la IRQ2 en los AT), y posiblemente, si ello es necesario, se disponga de alguna forma de cambiar.

Figura 6.. La pletina de sujeción se ha fabricado con aluminio de 1 mm. Después de introducir la placa a través de la ranura de la carcasa, la pletina queda montada a la placa a través de dos pequeñas pletinas en forma de "L".

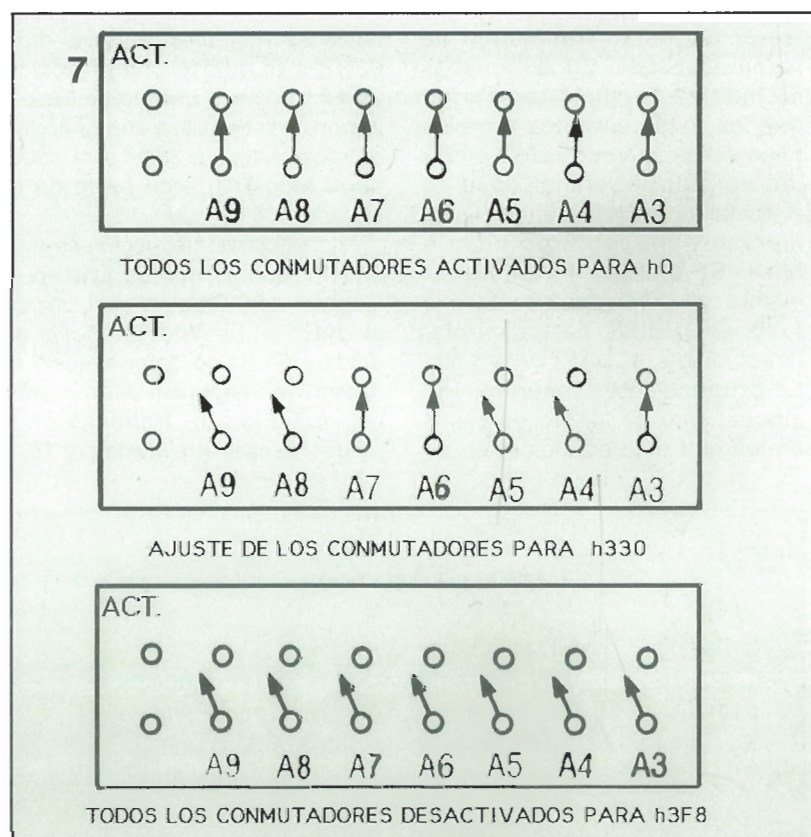


Figura 7. Las direcciones de E/S que ocupan los canales MIDI en la PCM68 se seleccionan mediante el conmutador DIP S1. Colocando los conmutadores DIP en la forma que se indica, la interfaz ocupa el puerto 330H.

MOVED EL PUENTE
PARA SELECCIONAR
LA INTERRUPCION

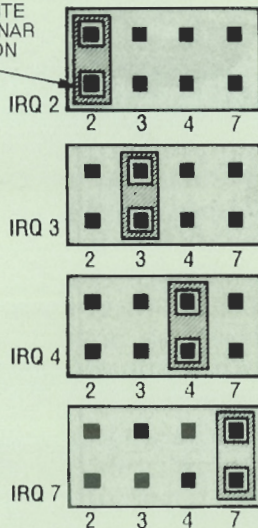


Figura 8.
JU1 permite
seleccionar la
interrupción.

Comprobación

El software será objeto de una comprobación completa al probar la interfaz, pero haremos algunas pruebas simples de forma, que se tenga una idea general de lo que hace y que se confirme que las cosas están trabajando de forma adecuada. En las pruebas de interfaz se suele comprobar que los datos enviados a través de la salida aparecen en la entrada; por ello, el primer paso es conectar la entrada con la salida mediante un cable de puente MIDI. Se utilizará la útil herramienta del DOS capaz de hacerlo todo, el DEBUG, para controlar directamente el UART y ver que se produce intercomunicación interna. Uno de los pocos casos en los que esto es indicación de

buen funcionamiento. Después de asegurarnos que el programa DEBUG existe en algún directorio de nuestro sistema, se llamará simplemente "debug" desde el "prompt" del DOS. El programa DEBUG responde con su propio prompt "-".

El UART 6850 tiene cuatro registros internos: dos de sólo lectura y otros dos de sólo escritura. Cuando la línea RS (A0) de la UART se encuentra a nivel bajo, una operación de escritura coloca datos en el Registro de Control, el cual ajusta los parámetros de funcionamiento del chip, y una lectura muestra el contenido del Registro de Estado, cuya información indica si los registros de transmisión y recepción están vacíos o llenos. Una dirección superior (RS a nivel alto) lleva a los Registros de datos, por lo que escribiendo en estas direcciones se envían datos a la salida serie, mientras que la lectura proporciona cualquier dato que se haya recibido a través de la entrada serie.

A diferencia de algunos chips de interfaz, el 6850 no dispone de una línea de inicialización por hardware. En lugar de ello, se escribe una "palabra de inicialización" en el registro de control. La primera parte de la prueba hará esto si se introduce "o 330 03" desde el teclado. Para el programa DEBUG, esto significa escribir (OUTPUT) el dato 03H en el puerto con dirección 330H; "03" es la palabra de inicialización, y si se utiliza una dirección de base distinta a 330H será necesario modificar esta parte de la entrada.

La siguiente instrucción será "o 330 15" que escribe un byte en el Registro de Control, el cual, coloca el UART en un modo de 8 bits de datos y un bit de parada ajusta el divisor de frecuencia interno para los impulsos de transmisión y recepción para que divida por 16.

Ahora, se enviará un byte tecleando "o 331 aa", y así se escribe el dato AAH en el Registro de Datos del UART y, en cambio, se envía el dato hacia afuera en forma serie. Para comprobar si el dato se ha recibido, la entrada "i 331" lee (INPUTS) desde el puerto 331H y debería producirse la visualización en la pantalla "AA".

El proceso de prueba se resume en la Tabla 1.

La tabla 1 muestra la forma en la que se puede escribir cualquier dato que se desee en la forma "o 331 xx" y se puede comprobar que el dato se ha recibido con "i 331". El segundo puerto, si se dispone de uno, se puede comprobar escribiendo las palabras de inicialización y de configuración en la dirección 1330H y escribiendo y leyendo los datos en la dirección 1331H.

Utilización de la Interfaz

Después de instalar el software siguiendo las instrucciones y comprobando completamente la interfaz utilizando sus pruebas, se está listo para conectar las cosas juntas y comenzar a componer y grabar si ya se conoce algo sobre el MIDI, ya se sabrá que hay una gran cantidad de formas de realizar las cosas, según lo que se está haciendo o lo que se va a hacer; aunque la configuración más simple para el principiante consiste en utilizar los cambios de conexión MIDI para conectar la salida MIDI del teclado a la entrada MIDI del PCM68, y viceversa.

El teclado que elija debe tener su propia forma de activar la interfaz MIDI como un conmutador deslizante que tenga una posición "MIDI" o similar. Por supuesto que este conmutador deberá ajustarse de forma adecuada. Otros instrumentos más profesionales pueden tener posibilidades más complejas y raras, como la reconfiguración del teclado a través de otros canales MIDI, pero se podrán aprender estas cosas según se vaya avanzando.

El MIDI puede ser utilizado a un nivel bastante bajo por el principiante, al tiempo que ofrece la posibilidad de hacerlo tan complejo como se desee.

TABLA 1

>debug	
- o 330 03	Esto inicializa la UART
- o 330 15	/16, 8 bits de datos, 1 bit de parada
- o 331 aa	Escribe el dato AAH en el registro de salida
- i 331	Lee el registro de entrada de datos
AA	Todo bien, la respuesta: ¿Ahora qué?

PARANINFO SA

PTAS.

CONTROLADOR PROGRAMABLE PC 0085, Balcells	1.920
DIAGNÓSTICO DE AVERÍAS EN ELECTRÓNICA, Loveday	2.250
DICCIONARIO DE ELECTRÓNICA ESPAÑOL-INGLÉS, INGLÉS-ESPAÑOL, Amos	3.200
DISEÑO SISTEMAS DIGITALES, Deschamps	1.800
ELECTRÓNICA, (Fórmulas, Problemas, Tablas, C. Integrados), Borque	930
ELECTRÓNICA BÁSICA (5 tomos), School Council	
Tomo n.º 1	610
Tomo n.º 2	750
Tomo n.º 3	710
Tomo n.º 4	610
Tomo n.º 5	1.120
ELECTRÓNICA FÁCIL, Sastre	770
ELECTRÓNICA FÍSICA Y MICROELECTRÓNICA, Rosado	3.000
ELECTRÓNICA FUNDAMENTAL (7 tomos), Angulo	
Tomo n.º 1	750
Tomo n.º 2	1.200
Tomo n.º 3	880
Tomo n.º 4	650
Tomo n.º 5	1.200
Tomo n.º 6	1.650
Tomo n.º 7	1.100
ELECTRÓNICA MODERNA, Morris	1.420
ENCICLOPEDIA DE ELECTRÓNICA MODERNA (7 tomos), Angulo	
Tomo n.º 1	1.200
Tomo n.º 2	1.300
Tomo n.º 3	1.500
Tomo n.º 4	1.000
Tomo n.º 5	2.250
Tomo n.º 6	1.500
Tomo n.º 7	1.500
INTRODUCCIÓN A LA FIBRA ÓPTICA Y EL LÁSER, Safford	1.850
INGENIERÍA ELECTRÓNICA, González BernalDOX de Quirós	2.500
INGENIERÍA ELECTRÓNICA ASISTIDA POR COMPUTADOR, O'Reilly	2.410
LOCALIZACIÓN DE AVERÍAS EN ELECTRÓNICA, Loveday	1.390
MANUAL BÁSICO DE MOTORES ELÉCTRICOS, Peragallo	860
MOTORES ELÉCTRICOS AUTOMÁTICOS DE CONTROL, Roldán	1.440
TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA, Gómez de Tejada	1.550

PTAS.

CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES Y COMPUTADORES, Woolfard	1.420
ELECTRÓNICA DIGITAL, Dokter	1.680
ELECTRÓNICA DIGITAL PARA ELECTRICISTAS, Morris	1.350
ELECTRÓNICA DIGITAL MODERNA, Angulo	2.750
TÉCNICAS DIGITALES, Barrio	1.280

PTAS.

AMPLIFICADORES OPERACIONALES, García y Gutiérrez	1.200
AMPLIFICADORES OPERACIONALES EN AUDIO, Jung	2.100
AMPLIFICADORES OPERACIONALES INTEGRADOS, Jung	3.500

PTAS.

CURSO PRÁCTICO MICROELECTRÓNICA Y MICROINFORMÁTICA INDUSTRIAL, An- gulo	2.500
DICCIONARIO DE MICROELECTRÓNICA ESPAÑOL-INGLÉS /INGLÉS-ESPAÑOL, Plant	1.520
PROYECTOS EN MICROELECTRÓNICA, Thompson	930
MEMORIAS DE BURBUJAS MAGNÉTICAS, Angulo	2.900
MICROPROCESADORES DE 16 BITS, Angulo	2.100
MICROPROCESADORES DE 32 BITS, Angulo	2.100
MICROPROCESADORES, ARQUITECTURA, PROGRAMACIÓN Y DESARROLLO DE SISTEMAS, Angulo	2.660

LES, Angulo	2.980
MICROPROCESADORES. DISEÑO PRÁCTICO DE SISTEMAS, Angulo	2.750
MICROPROCESADORES. FUNDAMENTOS. DISEÑO Y APLICACIONES EN LA INDUSTRIA Y EN LOS MICROCOMPUTADORES, Angulo	3.720
MICROPROCESADORES Y MICROCONTROLADORES APLICADOS A LA INDUSTRIA, Torres	3.100

PTAS.

AUTÓMATAS PROGRAMABLES, Simón	1.900
CURSO DE ROBÓTICA, Angulo	3.550
GUÍA FÁCIL DE ROBÓTICA, Angulo y N.º	960
ROBÓTICA Y PRÁCTICA, Angulo	2.250

PTAS.

OSCILOSCOPIOS. (Funcionamiento y ejemplos de medición). Erk	1.860
---	-------

PTAS.

CIRCUITOS INTEGRADOS, Hibberd	640
CIRCUITOS INTEGRADOS CMOS, Bernstein	1.480
CIRCUITOS INTEGRADOS. (Cómo utilizarlos), Warring	1.030
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES. (Sus aplicaciones), Torres	1.430
I.C. CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, EQUIVALENCIAS, CON DESIGNACIÓN DE PATILLAS, Muiderkring	1.550
CÓMO DEBEN EMPLEARSE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS, Dehmichen	2.580
DIODOS EQUIVALENCIAS. (Diodos de zener, Tiristores, Triacs, Diacs, L.E.D.), Mui- derkring	1.030
DIODOS Y TRANSISTORES, Lehmann	1.450
DISEÑO DE CIRCUITOS CON TRANSISTORES, Horn	2.500
DISEÑO DE CIRCUITOS DIGITALES TTL Y CMOS, Erustes	1.660
1001 CIRCUITOS ELECTRÓNICOS PRÁCTICOS, Tab Books	2.170
PROBLEMAS RESUELTOS. TEORÍA DE CIRCUITOS, Góms	2.100
500 CIRCUITOS ELECTRÓNICOS, Whitson	2.500
SELECCIÓN DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA, Van Deven	970
SELECCIÓN DE CARACTERÍSTICAS DE TRANSISTORES, Van Deven	970
TRANSISTORES EQUIVALENCIAS, Muiderkring	930
TTL CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 1)	1.830
TTL CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 2)	1.950

PTAS.

ALARMAS CONTRA ROBOS, Capel	1.270
40 MONTAJES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES BIFET, BIMOS, CMOS, Schreiber	1.100
INTERFONOS Y TELÉFONOS, Gueulle	1.280
MONTAJES ELECTRÓNICOS DE ALARMA, Juster	640
MONTAJES ELECTRÓNICOS DE INICIACIÓN, Figuera	910
ORCAD. SDT/III, incluye disquete	1.930
SISTEMAS REALIMENTADOS DE CONTROL. D'Azzo	3.150
ULTRASONIDOS, Cracknell	1.550

PTAS.

ENERGÍA SOLAR. (Bases y aplicaciones), Cobarg	1.420
CALOR SOLAR EN SU CASA, Adams	1.350

PTAS.

MONTAJES ELECTRÓNICOS 1 (incluye circuito impreso)	700
MONTAJES ELECTRÓNICOS 2 (incluye circuito impreso)	700
MONTAJES ELECTRÓNICOS 3 (incluye circuito impreso)	700
MONTAJES ELECTRÓNICOS 4 (incluye circuito impreso)	700

Apellidos _____

Nombre _____

Domicilio _____

Código postal _____ Localidad _____

Provincia _____ Teléf. _____

elektor

Apartado 61294
28080 MADRID

[illegible]

Iniciamos una corta serie de artículos dedicada al diseño de circuitos atenuadores. En estas páginas trataremos de los atenuadores del tipo "L".

DISEÑO DE CIRCUITOS ATENUADORES (I)

Los atenuadores son ampliamente utilizados por los modernos sistemas de instrumentación y equipos de medida para acondicionar de forma correcta o ajustar la amplitud o calidad de las señales que llegan a las entradas de los instrumentos de indicación o que salen de los generadores de señal. En este, y en el próximo artículo, explicaremos las versiones prácticas de estos elementos básicos de circuito.

Conceptos básicos sobre los atenuadores

Los atenuadores son utilizados para reducir un valor no deseado de una señal de entrada a una salida menor más adecuada. El atenuador más simple es el del tipo "L" (llamado de esta forma por tener un esquema que recuerda a esta letra del alfabeto), el cual, como se muestra en la Fig. 1, es

realmente un simple divisor de tensión consistente en dos resistencias (R_1 y R_2) conectadas en serie. El grado de atenuación (a) es ajustado por la relación $R_2/(R_1 + R_2)$, como se puede ver. Hay que destacar que la salida de este tipo de atenuadores se debe conectar a una impedancia que sea muy grande con relación al valor de R_2 , de forma que la carga no se encuentre significativamente en paralelo con R_2 y, por lo tanto, incrementa la atenuación en conjunto del circuito. También hay que destacar que la impedancia de entrada del atenuador es igual a $R_1 + R_2 (= R_t)$.

El método de diseño de un atenuador de tipo "L" con unos valores de atenuación deseado " a ", y con una resistencia total R_t , consiste primero en hallar el valor de R_2 y después el valor de R_1 , teniendo en cuenta que: (1) $R_2 = R_t/a$ y que (2) $R_1 = R_t - R_2$. Por lo

tanto, para diseñar un atenuador básico en "L" con un valor de R_t de 10K, y un valor de " a " de 10 (= 20 dB), R_2 necesita un valor de $10K/10 = 1K\Omega$ y R_1 necesita un valor de $10K - 1K\Omega = 9K\Omega$. El tipo más simple de atenuador variable es el atenuador de potenciómetro variable "POT", que se muestra en la Fig. 2 y que puede ser utilizado como control de volumen en un sistema de audio o como un control de nivel de salida en un generador de audio simple. Hay que destacar que este potenciómetro dispone de un brazo superior y otro inferior, y que no es otra cosa que una variación del atenuador del tipo "L".

Otra variación del atenuador en "L" es el tipo de conmutador variable mostrado en la Fig. 3, que puede proporcionar una selección de valores de atenuación. El procedimiento para diseñar este tipo de circuitos es similar al que ya se

ha descrito (utilizando unas sencillas variaciones de las fórmulas 1 y 2), excepto que se hace un cálculo separado para cada posición de atenuación comenzando con la mayor. Por lo tanto, el atenuador de la Fig. 3 tiene un valor de R_t de 10K, con lo que el primer paso en el diseño será encontrar el valor de R_t necesario para obtener una atenuación "por 100", lo cual es $10K/100 = 100$. De modo similar, en "el brazo inferior" (es decir, $R_2 + R_3$), el valor necesario en la posición de atenuación "por 10" es igual a 1K0, pero teniendo en cuenta que 100 ohmios de este valor ya están proporcionados por R_3 ; por ello, R_2 necesita un valor de $1K0 - 100 = 900$. R_1 necesita un valor de $10K - 1K0 = 9K0$, como se puede ver. Este procedimiento de diseño básico se puede ampliar para proporcionar tantos pasos de atenuación como, en concreto, sean necesarios en cualquier aplicación.

La Fig. 4 muestra versiones modificadas de los circuitos de la Fig. 2 y de la Fig. 3, con valores de resistencias muy reducidos que pueden ser combinados para llevar a cabo un atenuador de amplio rango completamente variable, el cual servirá como la salida de un generador de audio de onda seno, etc. A RV1 se le debería proporcionar una escala calibrada a mano.

Rango de tensión

Una aplicación popular del atenuador multipaso en "L" es el "selector de rango" a la entrada de un voltímetro electrónico, como se puede ver en la Fig. 5. Aquí, el voltímetro tiene un valor a fondo de escala fijo de 1 voltio, pero el instrumento está "preparado" para indicar otros voltajes a fondo de escala conectándolos al voltímetro a través de un atenuador en "L" adecuado y convenientemente ajustado. Las relaciones de atenuación ($V_{entrada} / V_{salida}$) están elegidas basándonos en a: "a = valor deseado a fondo de escala / valor real a fondo de escala. Por este motivo, el atenuador de la Fig. 4 está diseñado para proporcionar un rango de salida de 1, 10 y 100 voltios, lo que en este caso corresponde a valores de atenuación de 1, 10 y 100. Hay que destacar en el diagrama que el rango del medidor es ampliado a 1000 voltios a fondo de escala mediante

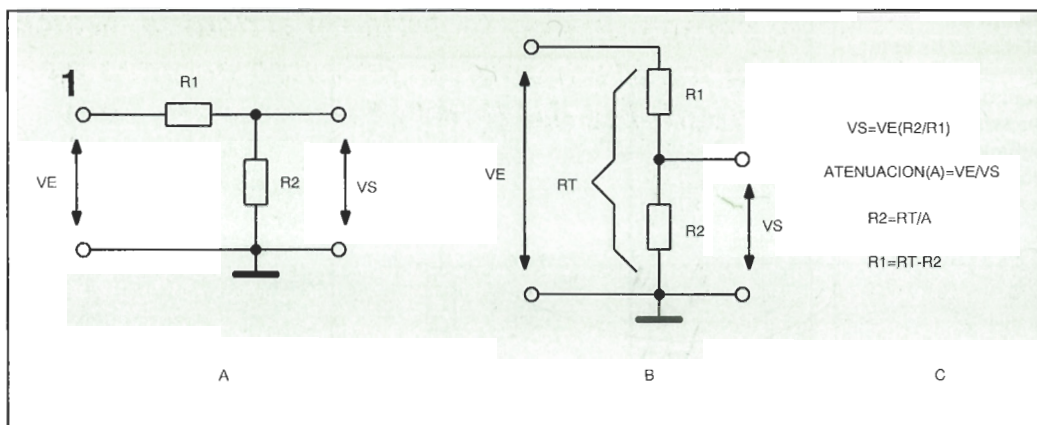


Figura 1.
El atenuador básico de tipo "L" (a) es un simple divisor de tensión (b), su diseño está controlado por la fórmula que aparece (c).

la conexión de la alta tensión a través de un terminal de entrada separado (señalado con "1KV" y "por 10") y una cadena de resistencia de 9 Megaohmios realizada a partir de 6 resistencias de 1,5 Megaohmios conectadas en serie. Así se asegura que, a fondo de escala, aparecerá únicamente un máximo de 150 voltios entre cualquier resistencia o par de contacto de conmutación; cuando las entradas se conectan a este terminal, la sensibilidad del medidor se reduce efectivamente por un factor de 10 en todos los rangos.

Las figuras 6 y 8 muestran algunas variaciones útiles de atenuadores del tipo "L" para distintos rangos de tensión. La Fig. 6 muestra dos versiones de un atenuador diseñado para conectar un medidor de 1 voltio a fondo de escala con un rango de tensiones de 1, 3, 10, 30, 100 y 300. La versión mostrada en (a) tiene una resistencia total de 1 Megaohmio y utiliza valores de resistencia no usuales; la versión mostrada en (b) utiliza valores de resistencia estándar y genera unos errores de rango máximo inferiores al 0,4 % pero tiene una resistencia total de 1.022 Megaohmios.

La Fig. 7 muestra dos atenuadores de más de 1 Megaohmios diseñados para proporcionar una salida de 1 voltio a fondo de escala; el mostrado en (a) proporciona un rango de voltaje de 1, 2,5, 10, 25, 100 y 250, y el que se muestra en (b) suministra un rango de voltaje de 1, 2, 5, 10, 20 y 50. Finalmente, la Fig. 8 muestra un atenuador de 1 Megaohmio que proporciona una salida variable entre 0 dB y -20 dB en pasos de dos dB.

Hay que destacar que los atenuadores mostrados de la figura 3 a la figura 8 con valores de resistencia total (R_t) alternativos se

hallan, simplemente, multiplicando o dividiendo los valores de todas las resistencias por una cantidad adecuada. Esto es, cualquiera de los diseños de 1 Megaohmios se puede adaptar para proporcionar un valor R_t de 10K simplemente dividiendo los valores de todas las resistencias por 100 y así sucesivamente. Los valores no usuales de las resistencias se pueden asociar a dos o más resistencias estándar en serie o en paralelo.

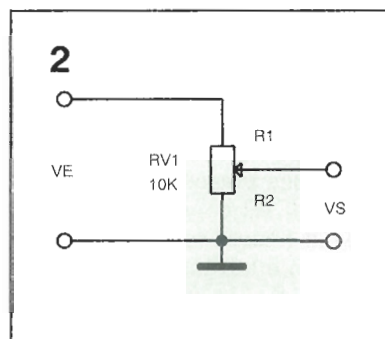
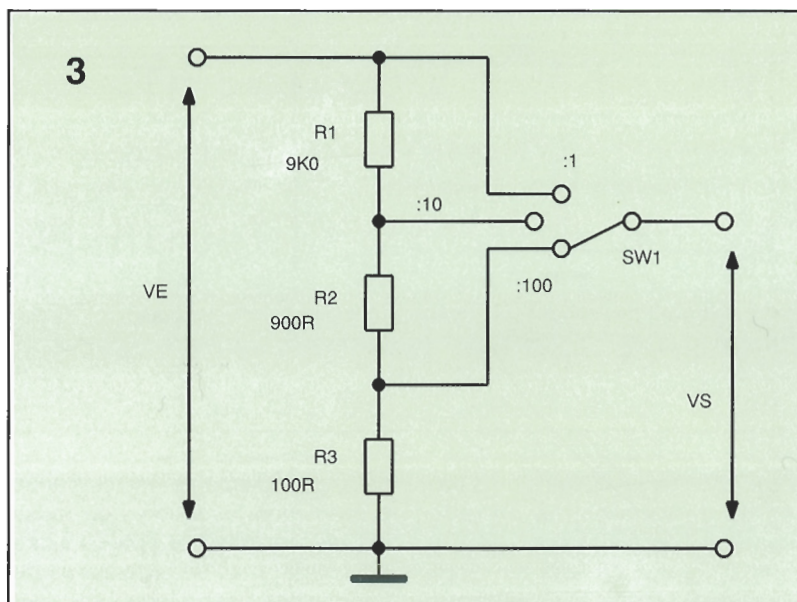


Figura 2.
Este atenuador "POT" es una versión completamente variable del atenuador del tipo "L".

Compensación de frecuencia

Los atenuadores en "L" del tipo mostrado en las figuras de la 1 a la 8 son precisos únicamente cuando se trata de corriente continua o a bajas frecuencias o cuando están realizados con resistencias de bajo valor. Las capacidades parásitas se encuentran en paralelo invariablemente con todas las resistencias y hacen que su impedancia disminuya con el aumento de la frecuencia y, en el caso del atenuador en "L", esto puede afectar las relaciones de atenuación. Este efecto es particularmente acusado cuando se utilizan resistencias de elevado valor; una capacidad parásita de únicamente 2 picrofaradios representa una reactancia de aproximadamente 800K a 100 KHz y,

Figura 3 .
El diseño de este atenuador conmutable se encuentra exhaustivamente descrito en el texto.



por lo tanto, puede tener un efecto considerable sobre cualquier valor de resistencia mayor que aproximadamente 10K. Este problema se puede solucionar por la colocación deliberada en paralelo de todas las resistencias con condensadores adecuadamente elegidos, como se puede ver en la Fig. 9.

Aquí, cada resistencia de la cadena se encuentra en paralelo con una capacidad; y estas tienen valores de reactancia que se encuentran en las mismas relaciones que los brazos resistivos del atenuador. El condensador más pequeño (mayor reactancia) está conectado a través de la resis-

cia mayor y, típicamente, tiene un valor en el rango de 15 a 50 picofaradios, lo cual resulta lo suficientemente grande como para eliminar las capacidades parásitas, pero lo suficientemente pequeño como para presentar una aceptable alta impedancia a las señales de entrada. La compensación en frecuencia del atenuador se ajusta aplicando una onda cuadrada de buena calidad a su entrada, mostrando su salida dividida por 100 o por 1000 en un osciloscopio y ajustando el condensador variable C1 para obtener una buena onda cuadrada en la pantalla, como se muestra en el diagrama (b).

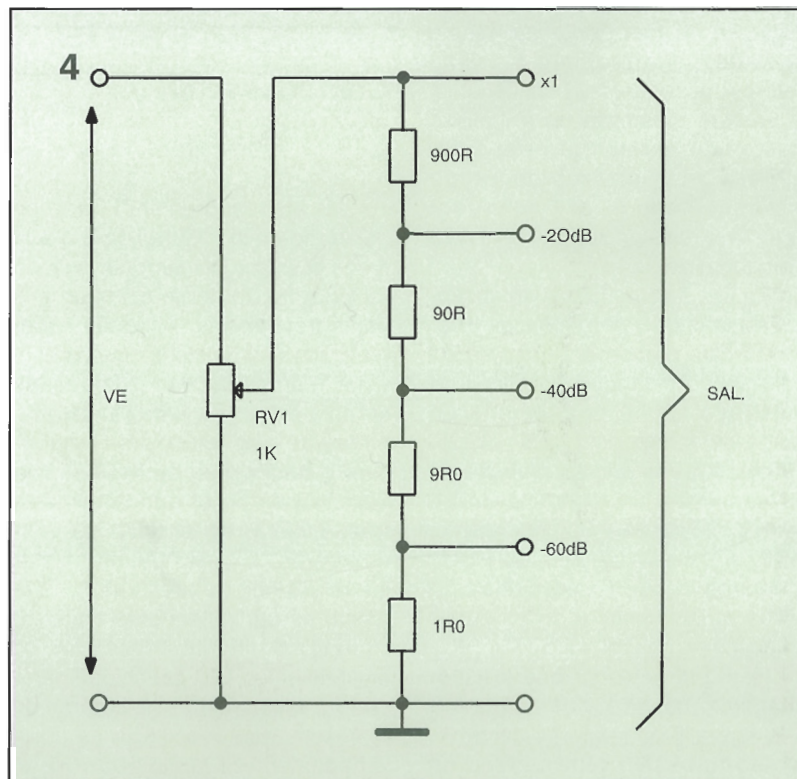


Figura 4 .
Este atenuador completamente variable de amplio rango se puede utilizar a la salida de un simple generador de onda seno o circuito similar.

Los osciloscopios utilizan de forma invariable atenuadores del tipo "L" compensados a la entrada de sus amplificadores "Y".

La Fig. 10 muestra parte de un ejemplo típico en el que se utilizan para cada rango secciones de atenuador de 1 Megaohmio ajustadas individualmente. La Fig. 11 muestra una variación de una de estas secciones; en este caso, C1 se utiliza para ajustar la compensación en frecuencia de la sección, y C2 se usa para ajustar la capacidad de entrada de dicha sección, de forma que el atenuador de entrada del canal "Y" presente una impedancia de entrada constante en todos los rangos.

La Fig. 12 muestra cómo se pueden utilizar juntos un atenuador "primario" de dos rangos compensados y un atenuador "secundario" de seis rangos de baja impedancia sin compensar para realizar un milivoltímetro de corriente alterna que funcione en el rango de 1 milivoltio a 300 voltios a fondo de escala en 12 rangos. El atenuador primario proporciona una atenuación de cero en la posición "mV". El atenuador secundario es una versión modificada del que se muestra en la Fig. 6-b con todos los valores de resistencia reducidos por un factor de 1000.

Hay que advertir que si hay disponibles resistencias de película metálica con valores superiores a 10 ohmios se deberán utilizar para su construcción; las resistencias de 6,8 ohmios y de 3,42 ohmios, se pueden realizar conectando tres o cuatro resistencias en paralelo, como se muestra en el diagrama.

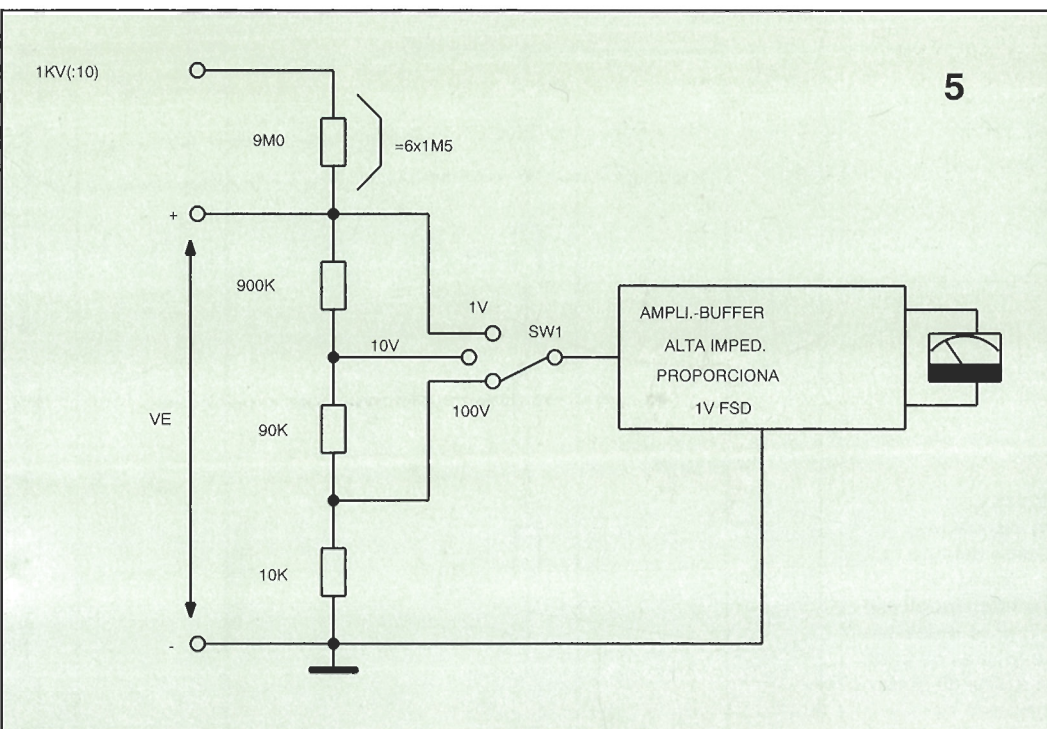
Un atenuador en escala de tipo "L"

Un inconveniente de los atenuadores básicos del tipo "L" de la Fig. 1 es que necesitan dos valores de resistencia muy distintos si se utilizan para lograr un valor elevado de atenuación; por ejemplo, para una atenuación de 60 dB R1, deberá ser 900 veces mayor que R2. En este ejemplo, si R2 tiene un valor de 10 como mínimo, R1 necesita un valor de 9K0 o superior, y debe estar compensado en frecuencia si se utiliza por encima de 20 KHz.

Una manera sencilla de evitar este problema consiste en construir el atenuador colocando en

cascada varias etapas de atenuación de menor valor con valores de resistencias sensiblemente menores, como se muestra en el circuito práctico de la Fig. 13. A este tipo de circuitos se les conoce como atenuadores en escala.

La Fig. 13 muestra un atenuador en escala consistente en tres etapas de atenuación de 20 dB, cada una de las cuales contiene un valor de resistencia máximo de 820 ohmios y cuenta con un ancho de banda útil sin compensación que se extiende a cientos de KHz. Hay que destacar que la etapa de la derecha (1 milivoltio) tiene valores de "R1 - R2" (ver Fig. 1) de 820 y 91 ohmio, y que estas se encuentran en paralelo con la rama inferior "R2" de 101 ohmios del atenuador central (10 milivoltios), lo que reduce su valor efectivo a 91 ohmios. De forma similar, el atenuador central se encuentra en paralelo con la rama inferior del primer atenuador (100 milivoltio) y reduce su valor efectivo a 91 ohmios. Esto significa que cada etapa consiste efectivamente en un atenuador de 829/91



20 dB que tiene una precisión de + 0,2 %. Las resistencias no estándar de 101 ohmios están realizadas conectando en serie resistencias de 33 y 68 ohmios.

El atenuador de la Fig. 13 es un diseño excelente que se puede utilizar como la sección de salida de una gran cantidad de circuitos generadores de pulsos y de audio.

Figura 5. Este atenuador se utiliza para seleccionar los "rangos" de un voltímetro electrónico.

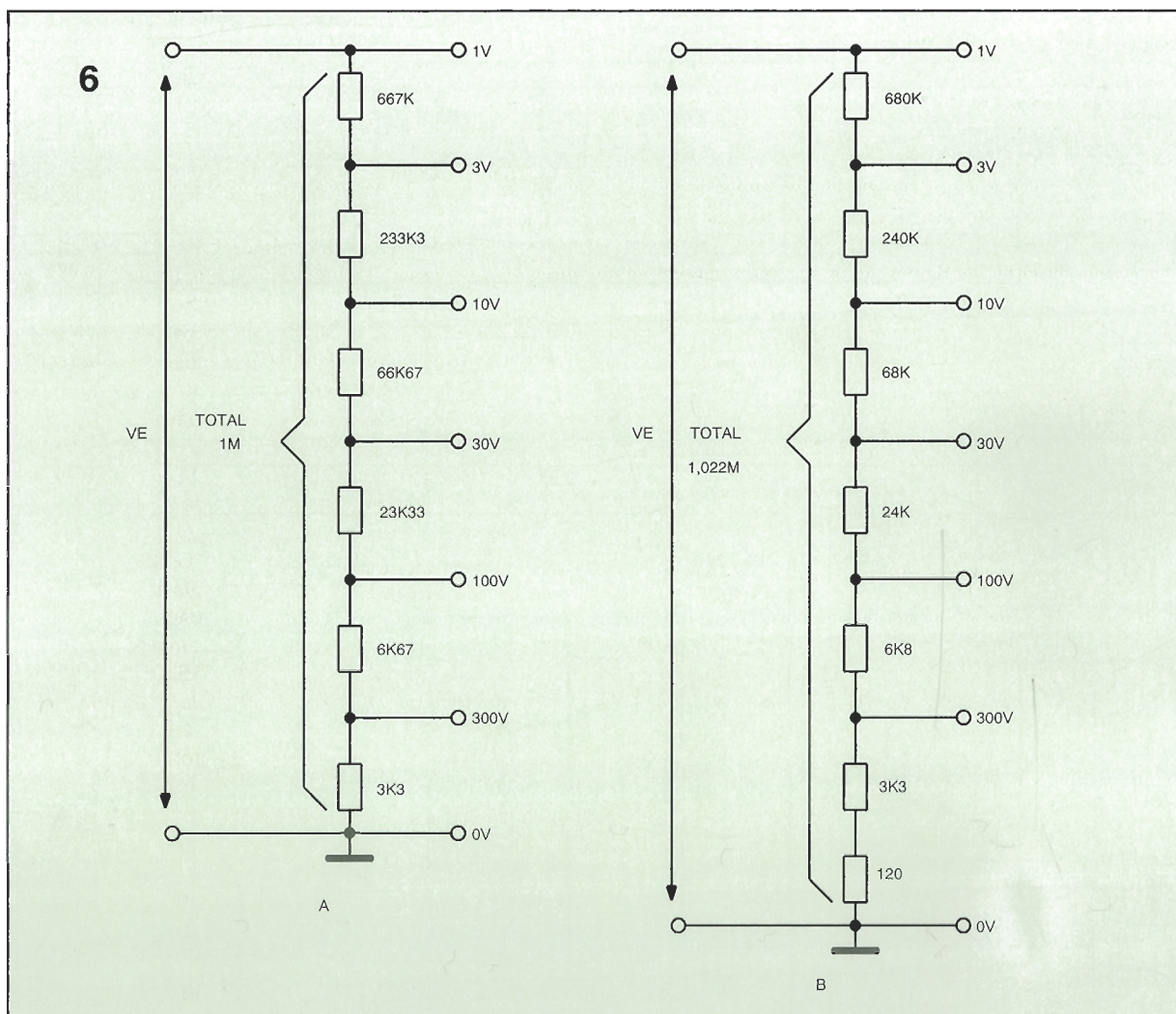


Figura 6. Estos atenuadores proporcionan un rango de tensión de 1, 3, 10, etc.; el que se muestra en (a) utiliza valores de resistencia no estándar, con un total de 1 Megaohmio; el que se muestra en (b) utiliza valores estándar con un total de 1.022 Megaohmios.

Figura 9. Un atenuador básico del tipo "L" de amplio rango "compensado" en el que se muestran las formas de onda de salida de onda cuadrada en función del ajuste del condensador C1; en (a) se encuentra sobrecompensado, en (b) correctamente compensado y en (c) infracompensado.

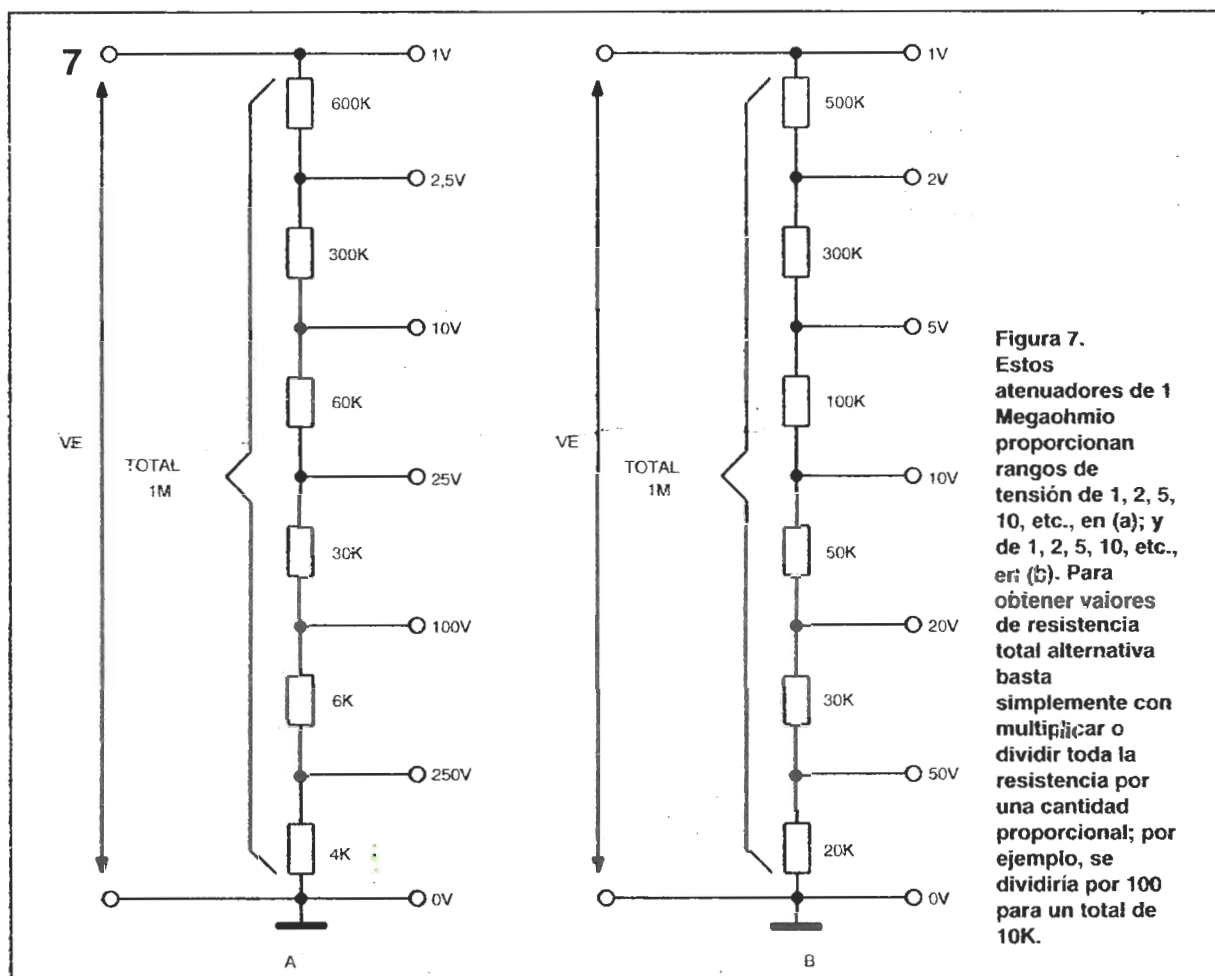


Figura 7. Estos atenuadores de 1 Megaohmio proporcionan rangos de tensión de 1, 2, 5, 10, etc., en (a); y de 1, 2, 5, 10, etc., en (b). Para obtener valores de resistencia total alternativa basta simplemente con multiplicar o dividir toda la resistencia por una cantidad proporcional; por ejemplo, se dividiría por 100 para un total de 10K.

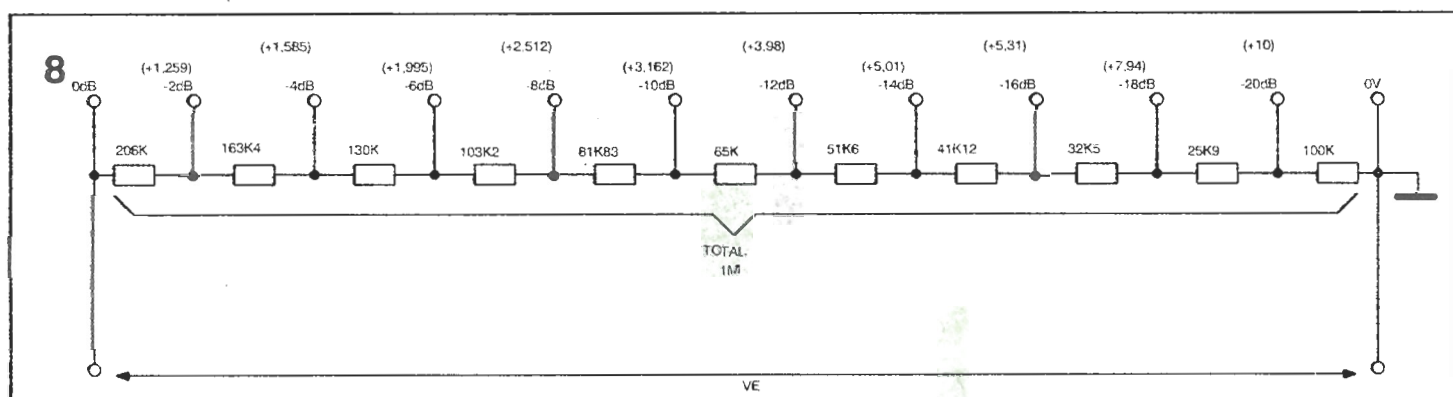
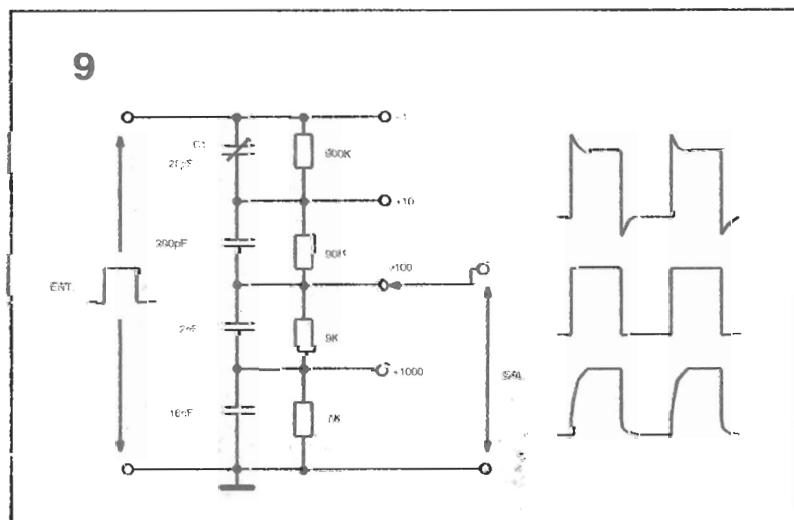
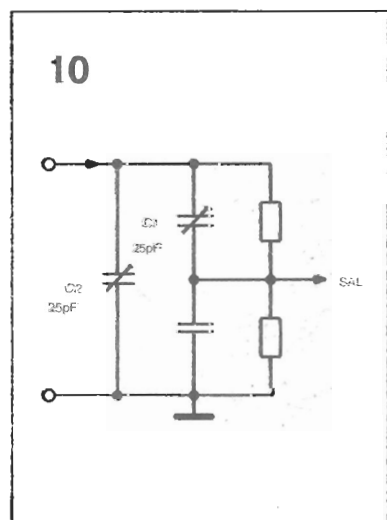


Figura 8. La salida de este atenuador de 1 Megaohmio es variable en pasos de 2 dB.

Figura 10. Tipo alternativo de la sección de atenuación del amplificador "Y"; C1 ajusta la compensación en frecuencia y C2 ajusta la capacidad de entrada.



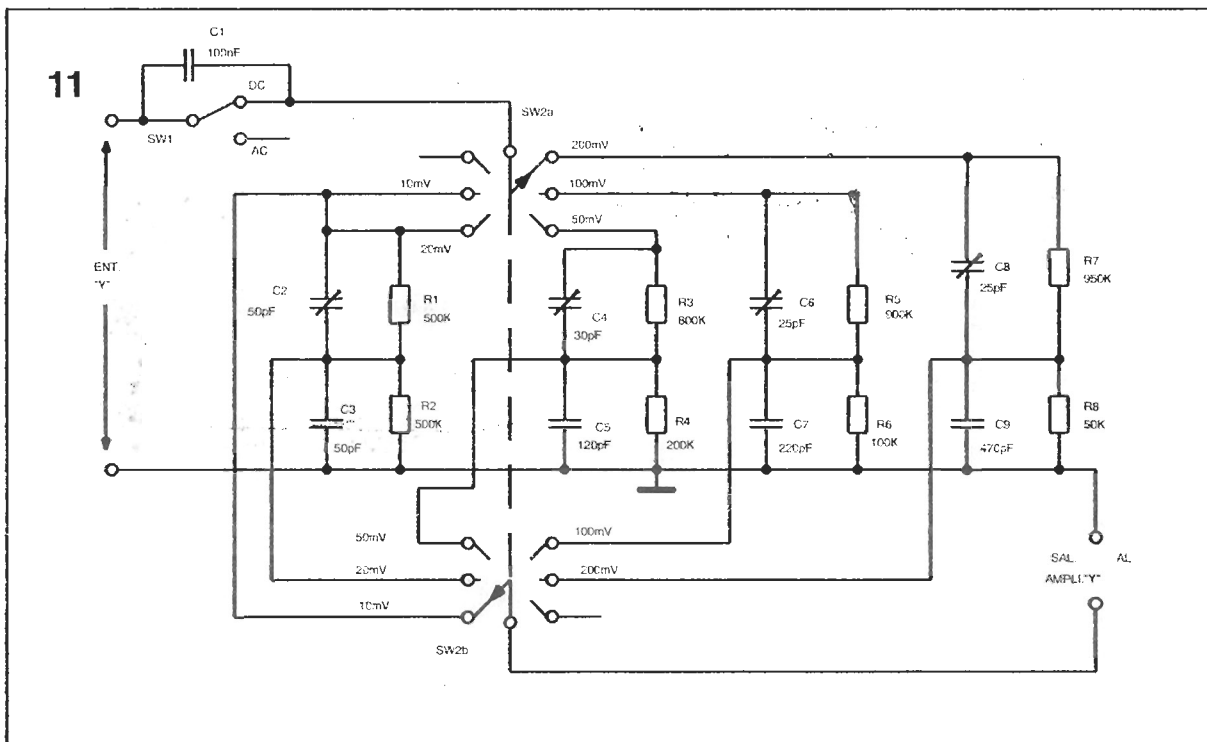
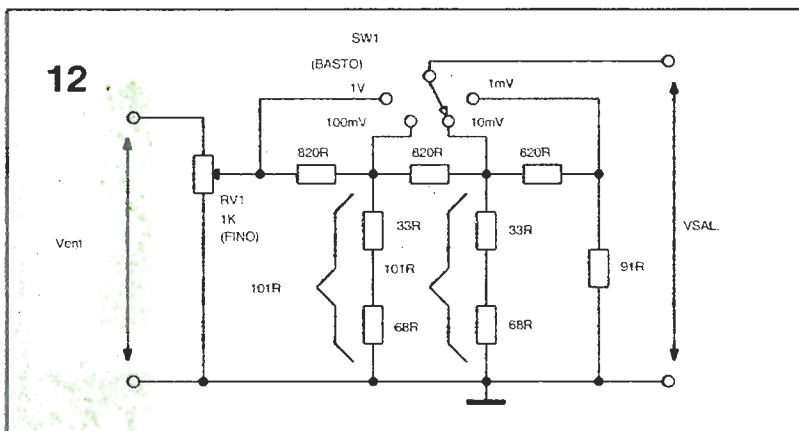


Figura 11.
Parte de un
atenuador típico
del amplificador
"Y" de un
osciloscopio.



Su salida se puede variar completa-
mente a través de RV1. La impe-
dancia de salida del atenuador en
todos los rangos excepto en el de
1 voltio es inferior a 90 ohmios, por
lo que su tensión de salida no es
influenciada virtualmente por impe-
dancias de carga superiores a
unos pocos Kohmios.

Continuaremos con esta serie
en sucesivos números de nuestra
revista y estudiaremos exhaustiva-
mente los atenuadores de resis-
tencias ajustadas.

Figura 12
Este atenuador
completamente
variable utiliza
una red en escala
del tipo "L", y es
una excelente
etapa de salida de
banda ancha para
generadores de
audio y de pulsos.

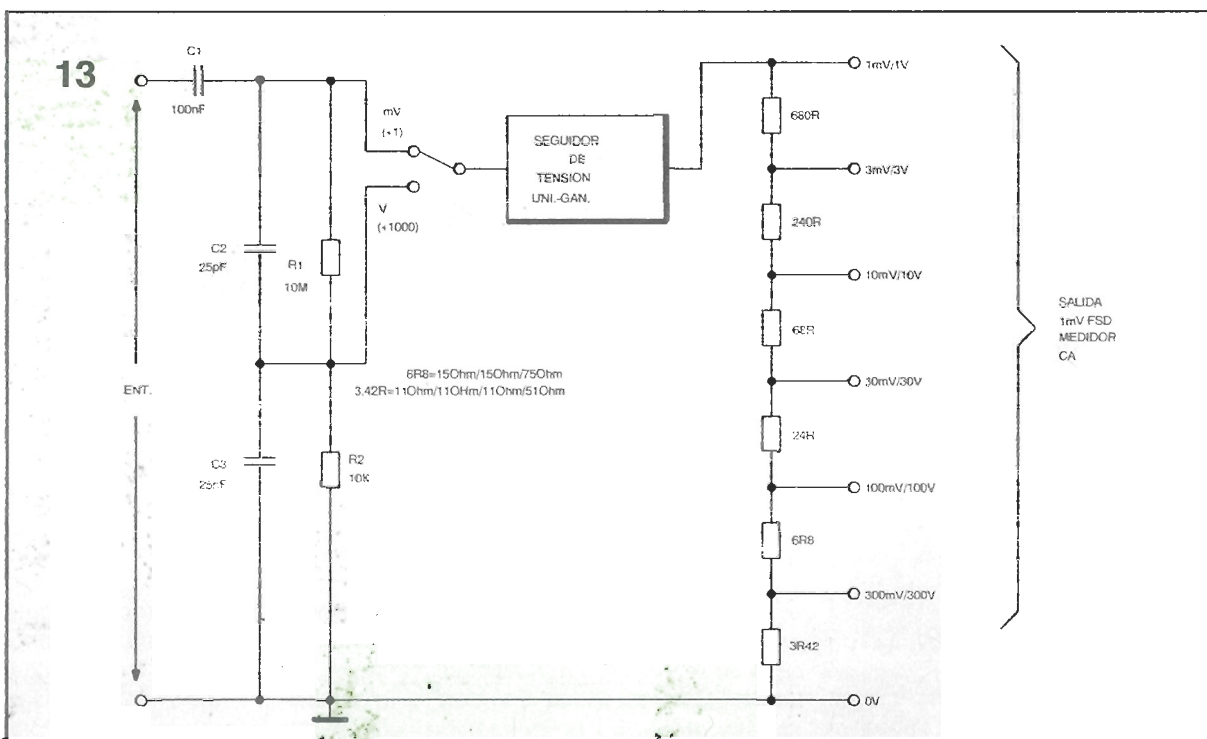


Figura 13.
Uso de un
atenuador
primario y
secundario en un
milivoltímetro de
corriente alterna.

Añadamos una gran variedad de entradas analógicas al convertidor A/D para PC.

CONVERTIDOR A/D EXPERIMENTAL PARA PC (Y II)

La instrumentación de medida basada en el PC, se ha convertido en algo popular entre los lectores. Con este artículo se continuará con la serie en curso mediante la interfaz de nuevos dispositivos sensores (un transductor de desplazamiento lineal, un transductor piezoeléctrico y un micrófono), al convertidor analógico digital (CAD), ya visto en artículos anteriores. Por si el lector ha comenzado aquí esta serie, daremos primeramente un pequeño repaso para que pueda progresar en el artículo.

Revisión rápida

El corazón del sistema es un expansor de E/S para PC, denomi-

nado PC IO, que añade 24 líneas de E/S digitales a través de un dispositivo de E/S paralelo 8255 (PIO), todo ello en una única tarjeta de expansión de 8 bits. En artículos anteriores, se añadió en una placa aparte un convertidor analógico digital (CAD) basado en un circuito ADC0804. El CAD permite medir y capturar cualquier señal analógica entre 0 y 5 voltios (por ejemplo, una temperatura, un desplazamiento o un sonido). El circuito incluye un amplificador de ganancia variable para las entradas de bajo nivel y un ajuste de desplazamiento para CC en el caso de entradas con componentes de CC no deseadas. En el artículo se mostraba un sensor de

temperatura construido en torno a la unión base colector de un transistor de silicio. Con el ajuste adecuado de amplificación y desplazamiento para CC, un cambio de varios cientos de milivoltios sobre el rango de temperatura de 100 °C producía una salida digital que cubría todo el rango de entrada del ADC0804.

En general, un convertidor A/D y un PC pueden proporcionar una solución de muy bajo coste a los problemas de medición que podría necesitar normalmente un equipo de medida muy costoso. Seguidamente, analizaremos algunas ideas, y hablaremos de circuitos prácticos y software para realizar la interfaz con otros dispositivos.

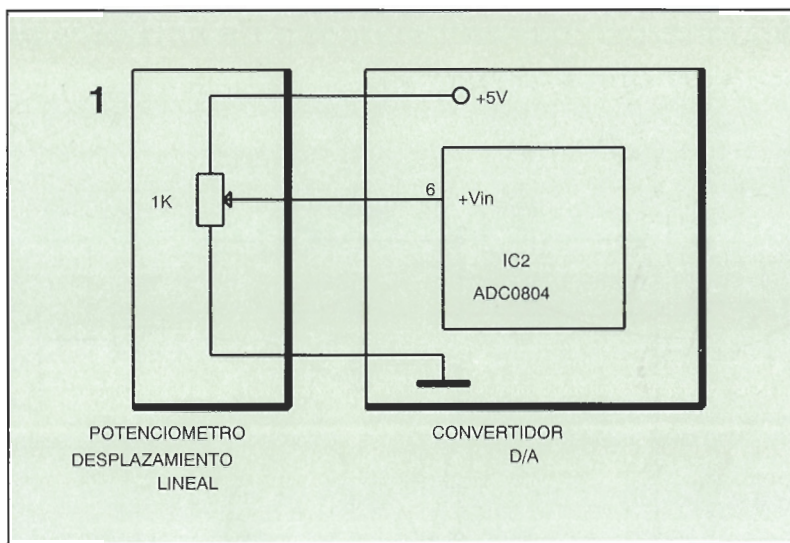
Estas ideas cubren los tipos más frecuentes de sensores: mecánicos, eléctricos y acústicos.

Sensores mecánicos

Como ejemplo de sensor mecánico expondremos cómo el autor y un amigo fueron contratados para medir el desplazamiento, fuerza de impacto y velocidad de los martillos electromecánicos usados en el control de polución de la industria. En las chimeneas de las factorías existen controles de entorno que contienen grandes placas metálicas que están cargadas electrostáticamente.

Según pasa el humo a través de la chimeneas, cruza a través de las placas; las placas "atraen" las partículas suspendidas hacia ella, eliminando la polución, que, de otra forma, pasarían al aire exterior. Las partículas acumuladas en las placas se deben eliminar de vez en cuando. Para "limpiar" las placas, martillos (similares a solenoides gigantes), golpean rápidamente y con dureza las placas rompiendo y liberando las partículas atrapadas en formas de grandes hojas que caen a la parte inferior de la chimenea. La tarea del autor consistía en comprobar las características de los martillos comerciales existentes y determinar si los martillos fabricados por el cliente podrían ser contruidos mejor que los de la competencia.

La instrumentación de prueba consistía en un convertidor A/D de 8 bits, conectado a un ordenador y alimentado por un potenciómetro rectilíneo (también denominado transductor de desplazamiento lineal o LDT). Los LDT, son potenciómetros de precisión que se mueven linealmente en lugar de circularmente. Incluso adquiridos a precio de saldo, los LDT no son económicos (entre 2000 y 5000 pesetas), pero realizan un gran trabajo. En artículos anteriores se puede ver la circuitería completa del CAD; en este caso simplemente se amplió con el sistema de entrada que se muestra aquí en la Fig. 1. Hay que destacar que se alimentaba el LDT directamente con una fuente de alimentación de CC de 5 voltios, por lo que no se necesitaba ningún tipo de amplificación ni desplazamiento de CC. En lugar de ello, se conectó directamente al ADC0804 (IC2), tal como se puede ver en la figura.



Si se usa este tipo de montaje, hay que desconectar la salida del amplificador operacional (Patilla 7) de la entrada del CAD (patilla 6). Además, hay que comprobar que el potenciómetro posee una resistencia de al menos 1 K, para que no consuma demasiada corriente de la fuente de alimentación del PC. También, la unión metálica entre el LDT y el martillo debe ser firme, de manera que haya un pequeño, o ningún, desplazamiento a las velocidades medidas; de lo contrario, el potenciómetro no proporcionará una medición verdadera del desplazamiento. Este tipo de montaje podría también ser útil para medir el desplazamiento de solenoides, pistones, levas y dispositivos similares.

Utilizando este circuito se obtienen una serie de salidas que muestran exactamente cómo el pistón del martillo se mueve un cuarto de segundo después de que se activa. Ocho bits de datos

digitales hacen muy sencillo calcular la tasa de cambio de desplazamiento (velocidad), así como el desplazamiento máximo. La fuerza de impacto se determinaba utilizando extensómetros.

El único problema a dilucidar era determinar el momento en el que leer la resistencia del LDT. La solución fue sencilla, como se verá a continuación.

Sensores eléctricos

La sonda de temperatura desarrollada en un artículo anterior es un ejemplo de sensor eléctrico. Otro buen dispositivo sensor es el material piezoeléctrico disponible, tanto en película como en forma de cristal. Una fuente económica de cristal piezoeléctrico es un Piezo Transducer.

Basta, simplemente, con abrir la carcasa plástica y se dispondrá de un transductor piezoeléctrico circular con una patilla roja y otra negra.

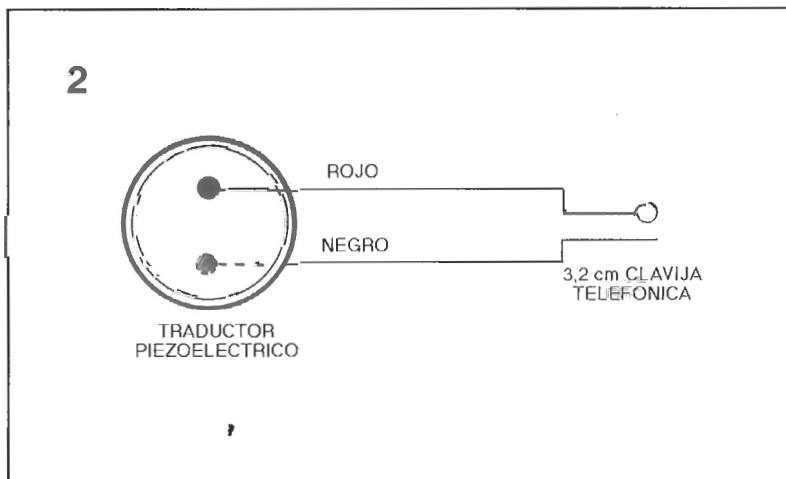


Figura 1. La realización de la interfaz de un transductor de desplazamiento lineal a la placa PC IO se realiza tal como se muestra aquí. El cursor del LDT controla directamente el ADC0804; por ello, hay que acordarse de desconectar la salida del amplificador operacional (patilla 7) de la entrada del CAD (el circuito original se mostraba en un artículo anterior).

Figura 2. La interfaz de un transductor piezoeléctrico se realiza como se puede ver aquí. Hay que asegurarse de que el terminal rojo se conecta al centro del conector y el negro a la masa. También hay que evitar aplicar una tensión de CC al transductor mediante la desconexión de J1 de R1.

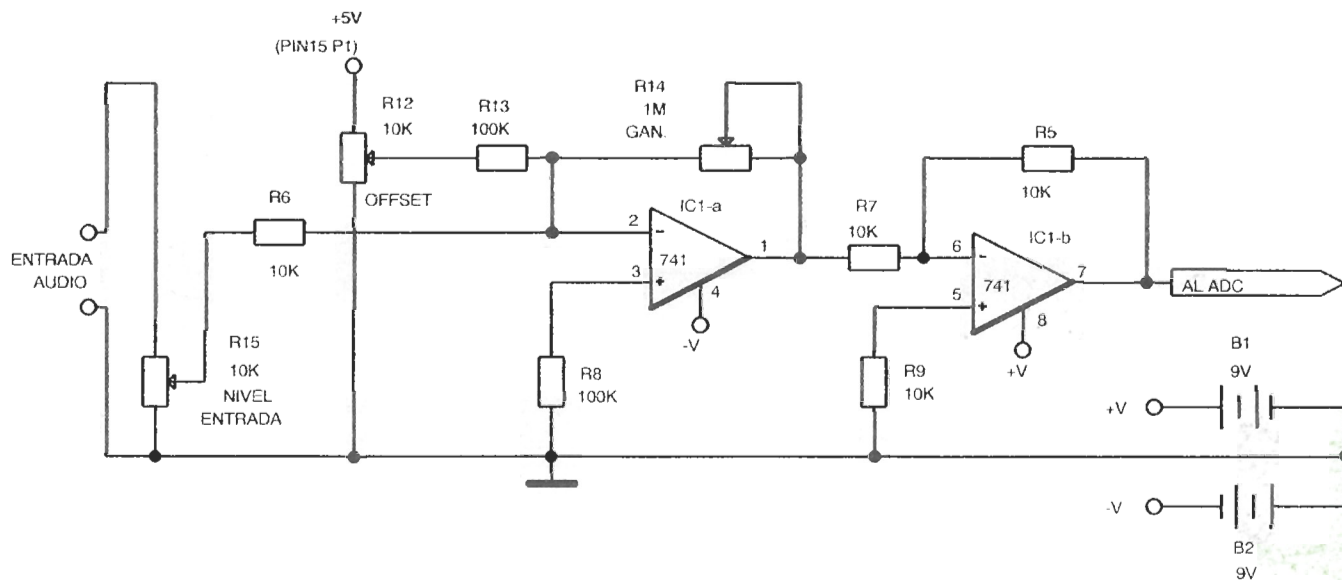


Figura 3 .
La interfaz de una fuente de audio se realiza de la manera mostrada aquí. Los componentes no se numeran de forma secuencial, para que la numeración sea consistente con la de artículos anteriores.

Cuando se flexiona de cualquier forma, el transductor produce una tensión que varía proporcionalmente con la magnitud de la flexión.

Un transductor piezoeléctrico se puede utilizar para medir la fuerza de impacto o la cantidad de deformación y flexión de un material. La Fig. 2 muestra cómo conectar el transductor piezoeléctrico al circuito. Se precisa solamente la tensión generada por el sensor piezoeléctrico, por lo que se desconectará el extremo J1 de R1, mostrado en la Fig. 2 del artículo anterior (R1 proporcionaba +5 voltios de CC a la sonda de temperatura). Sin ninguna señal de entrada se ajustará R11 para la ganancia máxima, y R12, de forma que su salida sea aproximadamente de 2,5 voltios CC. El último ajuste permite al voltaje piezoeléctrico variar a partir de este nivel de reposo.

Posiblemente, también se quiere ajustar R3 de modo que el sensor piezoeléctrico produzca la máxima indicación a su máxima salida.

Para comprobar el circuito se puede utilizar un trozo de cinta aislante para sujetar el sensor piezoeléctrico a una superficie plana, asegurándose de que no se está flexionando. Ahora, se golpeará la superficie firmemente y se comprobará la respuesta. Para este uso, se podría montar el sensor utilizando un dispositivo de sujeción o pegamento flexible. Este tipo de dispositivo es muy útil para medir el impacto aplicado, la oscilación después del impacto o la cantidad de flexión o de deformación.

LISTADO 1

```

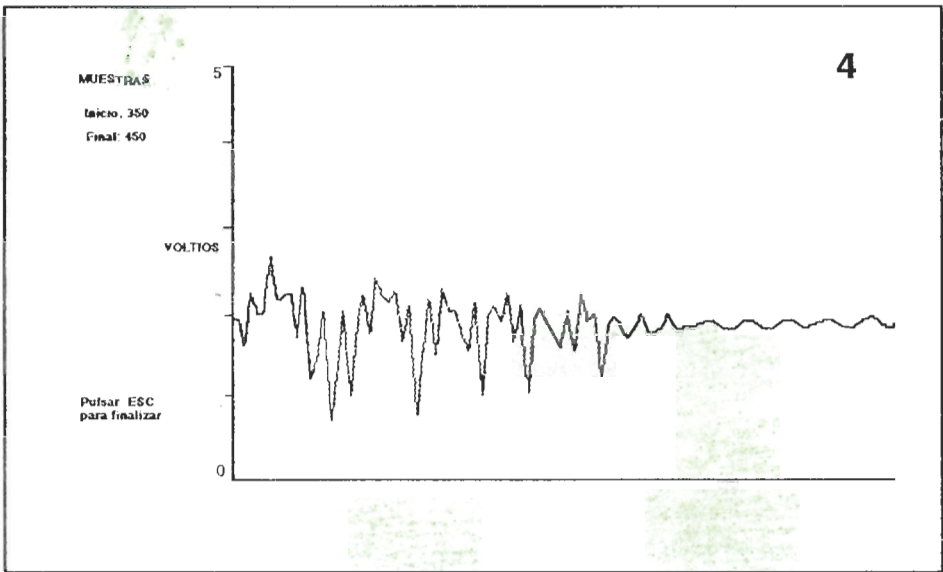
1 REM*****
2 REM**
3 REM** Captura/Almacenamiento de datos analógicos
4 REM*****
10 CLS : DEFINT A, X: DIM A(1000): GOSUB 370: LOCATE 1, 23
20 PRINT "PcA/P SISTEMA DE CAPTURA DE DATOS": LOCATE 2, 1: PRINT
   STRING$(79, 220)
30 LOCATE 5,1: PRINT SPACES( 79): LOCATE 5, 10
40 LINE INPUT "Introducir tiempo (0-3600 segundos) entre muestras...":
   interval$
50 interval = VAL (interval$)
60 IF interval < 0 OR interval > 3600 THEN BEEP: GOTO 30
70 LOCATE 7, 10: PRINT "Pulse <Enter> para comenzar, o <ESC> para abortar..."
80 GOSUB 350: IF A$ = CHR$(27) THEN CLOSE: END
90 LOCATE 5, 10: PRINT SPACES(60): LOCATE 7, 10: PRINT SPACES( 60)
100 LOCATE 10, 22: PRINT "DIGITAL DATA (0-255) ": LOCATE 12, 19
110 IF interval > 0 THEN PRINT "SEGUNDOS ENTRE MUESTRAS: ": interval
120 LOCATE 13, 29: PRINT "NUMERO DE MUESTRAS: "
130 LOCATE 16, 20: PRINT "Pulse <ESC> para Terminar el muestreo..."
140 account = 1: xsample = 1
150 told = VAL(MID$(TIMES, 4, 2)) * 60 + VAL (RIGHT$(TIMES, 2))
160 IF interval = 0 THEN GOTO 210
170 T = VAL(MID$(TIMES$, 4, 2)) * 60 + VAL(RIGHT$(TIMES- 2))
180 IF T = 0 AND (told - T > interval) THEN told = told - 3600
190 IF INKEY$ = CHR$( 27) THEN GOTO 260
200 IF T - told > 0 THEN told = told + interval ELSE GOTO 170
210 OUT ADD + 2, 0: OUT ADD + 2, 1
220 x = INP (ADD): LOCATE 10, 44: PRINT USING "###, x
230 LOCATE 13, 44: PRINT xsample: xsample = xsample + 1
240 IF account < 1001 THEN A (account) = x: account = account + 1
250 IF INKEY$ <> CHR$( 27) THEN GOTO 160
260 BEEP: LOCATE 16, 15
270 PRINT "Press <Enter> para salvar los datos, <ESC> para no salvarlos..."
280 GOSUB 350: IF ASC (A$) = 27 THEN CLS : END
290 LOCATE 16, 15
300 LINE INPUT "Introducir el Nombre del Fichero para salvar los datos
   (Ej.TEST01.ADD) ...":
310 OPEN "R", 1, f$, 2: FIELD 1, 2 AS d1$
320 LOCATE 18, 20: PRINT "Saving Data...":
330 FOR i = 1 TO account: LSET d1$ = MKIS(A (i)): PUT 1, LOF(1) / 2 + 1: NEXT
340 PRINT "Hecho, pulse cualquier tecla.": A$ = INPUT$( 1): CLOSE: CLS : END
350 A$ = INKEY$: IF A$ = " " THEN GOTO 350
360 IF ASC(A$) = 13 OR ASC(A$) = 27 THEN RETURN ELSE BEEP: GOTO 350
370 OPEN "R", 1, "HWADDRES.DAT", 4: FIELD 1, 4, A$ A$
380 GET 1, 1: ADD = VAL(A$): CLOSE: DEF SEG = 64: OUT ADD + 3, 146
390 RETURN

```

Probablemente, ha sido posible ver alguna vez señales de audio visualizadas en un osciloscopio. Ahora, se puede imaginar "congelar" estas señales -por ejemplo, almacenándolas en modo digital. Los científicos capturan las señales de audio digitalizándolas de esta manera para estudiar el sonido que emiten las ballenas, pájaros y otros animales. En el modo digitalizado es muy sencillo comparar y contrastar diferentes sonidos para determinar cuáles tienen unas características similares o para ver otros factores que, de lo contrario, no podrían ser estudiados.

Para acomodar una entrada de micrófono, se modificará el circuito CAD de la forma que se muestra en la Fig. 3. Los cambios permiten incrementar la ganancia de IC1-a a un máximo de 100 y atenuar las entradas de alto nivel. La ganancia determinada por la relación:

$$R14/R6=10^6/10^4=10^2=100$$



Si la numeración de componentes de la Fig. 3 parece extraña, es debido a que se ha intentado que sea consistente con el circuito principal mostrado en artículos anteriores. Hay que señalar que la versión previa, R6, tendría un valor de 100 K, mientras que aquí se ha disminuido su valor a 10 K.

Tampoco se utilizan las resistencias R1-R4.

Para funcionar, primeramente habrá que ajustar R12 a su valor medio, después se ajustará R14 para el valor máximo, tal como se describió la última vez. Finalmente, se reajustará R12 como sea necesario hasta que el valor de reposo se sitúe a aproximadamente 2,5 voltios CC. Por ejemplo, un micrófono podría proporcionar una salida máxima de tensión de 0,5 si se ajusta R14 de forma que el máximo sea aproximadamente 4,0 voltios. Después, se reajustará R12 de manera que el valor sin señal (reposo) sea de aproximadamente 2,5 voltios CC. Ahora, se obtendrá la mejor resolución del circuito.

Figura 4. Salida gráfica obtenida a partir del programa GRAFDATA.BAS (Listado 2), que permite la visualización de hasta 1000 datos capturados por ADC.BAS (Listado 1).

LISTADO 2

```

1 REM** GRAFDATA.BAS
2 REM**
3 REM**
4 REM**
10 CLEAR : DEFINT I-J, Y: KEY OFF: CLS
20 COLOR 0, 7: LOCATE 3, 27: PRINT "GRAPH PC/D-MATE DATA": COLOR 7, 0
30 LOCATE 10, 20: INPUT "Introducir el Nombre del Fichero (ex: TEST1.ADD)...": DFNS
40 OPEN "R", 1, DFNS: 2: FIELD 1, 2 AS DS: IF LOF(1) > 0 THEN GOTO 80
50 CLOSE : KILL DFNS: BEEP: LOCATE 25, 13
60 PRINT "Ese fichero no existe. Pulse cualquier tecla para intentarlo de nuevo..."
70 AS = INPUT$(1): CLS: GOTO 20
80 LOCATE 21, 34: COLOR 16, 7: PRINT " Leyendo datos ": : COLOR 7, 0
90 DIM I ((LOF(1) / 2) + 3)
100 FOR I = 1 TO LOF(1) / 2: GET 1, 1: I(I) = 190 - CVI(DS): NEXT
110 LOCATE 21, 34: PRINT SPACES(20)
120 LOCATE 12, 20: PRINT "El fichero tiene": LOF(1) / 2: "Muestras."
130 LOCATE 14, 20: INPUT "Introducir la muestra de inicio para visualizar...": ISTART
140 LOCATE 15, 20: INPUT "Introducir la última muestra a visualizar": IFIN
150 IF IFIN - ISTART > 1000 THEN IFIN = ISTART + 999
160 I(I) = I(I - 1) : I(I + 1) = I(I) : I(I + 2) = I(I + 1)
170 YINC = 500 / (IFIN - ISTART)
180 IF (IFIN - ISTART) > 499 THEN istp = 2 ELSE istp = 1
190 SCREEN 2: LOCATE 2, 1: PRINT "SAMPLES": LOCATE 3, 1: PRINT " "
200 LOCATE 4, 1: PRINT "Inicio": ISTART: LOCATE 5, 3: PRINT "Final": IFIN
210 LOCATE 20, 1: PRINT "Pulse <ESC>": LOCATE 21, 1: PRINT "To End..."
220 LINE (138, 0) - (138, 190) : LINE (138, 190) - (639, 190): J = 139
230 FOR I = 0 TO 152 STEP 38: LINE (128, I) - (137, I) : NEXT
240 LOCATE 1, 13: PRINT "5.0": LOCATE 24, 16: PRINT "0":
250 LOCATE 12, 12: PRINT "VOLTIOS":
260 FOR I = ISTART TO IFIN STEP istp
270 LINE (J, I(I)) - (J + YINC, I(I + istp)): J = J + YINC: NEXT I
280 AS = INKEY$: IF AS = " " THEN 280
290 IF ASC(AS) = 27 THEN SCREEN 0: END ELSE BEEP: GOTO 280

```

El software

Se han escrito dos programas para la captura de datos y visualización. El listado 1 muestra el programa de captura (ADC.BAS), y el listado 2 el programa de visualización (GRAFDATA.BAS); en la Fig. 4 aparece un ejemplo de salida de GRAF.DATA.

ADC.BAS es un programa de captura de propósito general y una utilidad de almacenamiento. Para utilizarlo se debe generar un fichero de datos denominado HWADDRES.DAT en el mismo directorio que el programa. El fichero contiene las direcciones decimales de la tarjeta PC IO. Se puede crear el fichero con cualquier editor de texto o procesador de texto capaz de almacenar texto en el formato ASCII. Si la tarjeta tiene la dirección por defecto (640), se creará

Figura 5 .
Circuito de disparo digital que permite que la placa PC IO comience el muestreo basada en la aparición de determinada señal. Se conectará este circuito entre esta señal y una entrada no utilizada de la placa PC IO, y se modificará el software de forma apropiada.

un fichero de una sola línea que contenga "640D" (sin las comillas), seguido por un retroceso de carro.

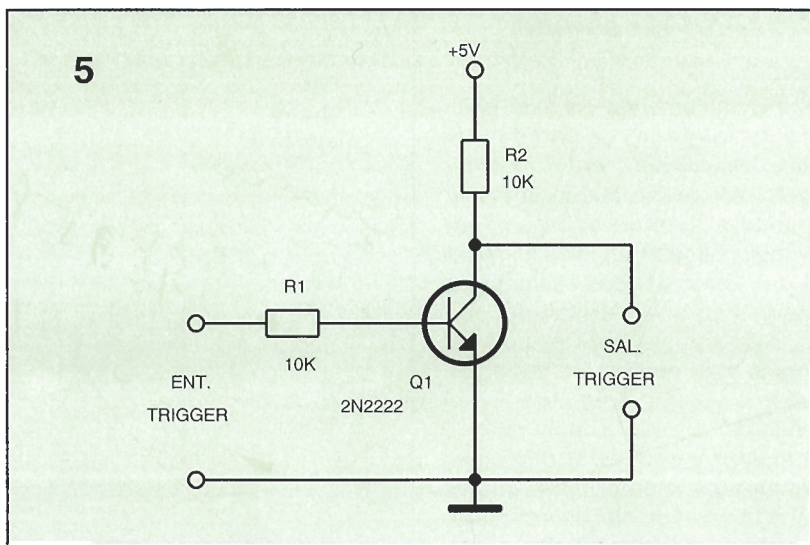
Ahora, se conectará el circuito CAD al PC y se ejecutará ADC.BAS. Este programa inicializa la tarjeta PC IO y solicita del usuario el intervalo (en segundos) para esperar entre muestras. Si se desean realizar muestreos continuos (sin retardo), se introducirá 0. En otro caso, se puede introducir cualquier número entre 1 y 3600 (una hora). Cuando se pulsa la tecla ENTER comienzan los muestreos.

El programa visualiza tres bloques de información: el dato en curso (línea 100), tiempo entre muestras (línea 110) y número de muestra en curso (línea 120). Se pulsará ESCAPE en cualquier momento para terminar el muestreo (línea 130).

Las líneas 150-200 se encargan de realizar el intervalo de temporización. El programa de muestreo, que se presentó la última vez, utilizaba un bucle de temporización que dependía del sistema; la versión actual lee el reloj del sistema, por lo que es independiente del sistema. El muestreo se realiza en las líneas 210-250; en el array A se pueden salvar hasta 1000 muestras.

Cuando se pulsa la tecla ESCAPE para finalizar el muestreo la ejecución del programa continua en la línea 270. Si se pulsa ESCAPE de nuevo, los datos son abandonados y el programa finaliza. Si se pulsa INTRO, el programa solicita un nombre de fichero para almacenar los datos. Será necesario especificar el nombre del fichero completo e incluir cualquier trayectoria y extensión (por ejemplo, C:\SUB1\TEST01.ADD). Si no se especifica una trayectoria completa, el fichero se almacenará en el directorio en curso. Si el fichero ya existe, los datos actuales se añadirán al final del fichero.

GRAFDATA.BAS permite dibujar en la pantalla los datos. Cuando se corre el programa, este solicita el nombre del fichero de datos. Como ocurría con ADC.BAS, será necesario especificar la trayectoria completa si el fichero no está en el directorio en curso. Si existe el fichero, el programa solicita el número de muestras que contiene y pregunta por el punto de inicio y de final para empezar a dibujar, el número máximo es 1000.



El programa (línea 170) ajusta la escala de gráfico para proporcionar el gráfico más ancho posible; las líneas 220-270 dibujan los datos. La tecla ESCAPE termina el programa. Para "ampliar" una determinada porción del conjunto de datos, se correrá el programa de nuevo y se introducirán los valores adecuados de inicio y final (por ejemplo, 350 y 450).

Se pueden imprimir los gráficos corriendo el programa GRAPHICS.COM antes de GRAFDATA.BAS. Cuando aparezca el gráfico deseado en la pantalla se pulsará la tecla PRINTSCRN. (Habría que disponer de una impresora compatible para poder imprimir cualquier gráfico).

Muestreo mediante disparo

Ahora, con el software en mente, es el momento de acabar la historia del "martillo" que anteriormente esbozamos.

El martillo era disparado mediante un circuito de control electrónico. Se intentó disparar el muestreo a mano, pero esto era imposible, ya que no se podía predecir cuando iba a ser energizado el martillo, y el tiempo de reacción era demasiado lento e inseguro para un disparo preciso. La solución fue crear una entrada de disparo, y así se obtuvo una señal digital del circuito de control que cambiaba justamente antes de que se disparase el martillo.

El circuito CAD utiliza únicamente 8 de las 24 líneas de entrada de la PC IO. Lo que se hizo fue utilizar el bit 0 del puerto B como

entrada de disparo y, añadiendo una simple línea de código, era posible realizar el disparo ante cualquier señal que pasase de nivel bajo a nivel alto:

```
145 IF (INP(ADD + 1) AND 1)
    = 0 THEN GOTO 145
```

o que pasase de nivel alto a nivel bajo:

```
145 IF (INP(ADD + 1) AND 1)
    = 1 THEN GOTO 145
```

Si se desea añadir un pequeño retardo entre el disparo y el inicio del muestreo:

```
146 FOR I = 0 TO
    DELAYTIME: NEXT
```

Sin embargo, el tiempo de retardo en este caso podría variar con la velocidad del PC. Por otro lado, hay que asegurarse de que la señal de disparo es compatible TTL (nivel lógico bajo 0 voltios y nivel lógico alto 5 voltios). Si esto no es así, o si se desea separar la señal del sistema, se puede utilizar el circuito de la Fig. 5. Hay que recordar que este circuito invierte la señal de disparo entrante, por lo que una señal ascendente se convertirá en una descendente a la salida del circuito. Habrá que ajustar la línea 145 añadida de forma conveniente.

Conclusiones

El mundo analógico de la naturaleza no es tan distante del mundo digital de los ordenadores. Circuitos muy simples pueden permitir que el PC se comporte como un ojo digital, como un oído o que se maneje en el mundo exterior. Los circuitos y programas que se muestran en este artículo solamente son el principio.

CONECTA CON

DATA Fox 386

¡Por vez primera, puedes tener a tu alcance el soporte de software más completo que existe!

DATA FOX y F&G EDITORES ponen a tu disposición, a través de la línea telefónica, un completísimo soporte que incluye –entre otros– servicios de:

- **ON-LINE** rápido y eficaz
- Extensa biblioteca de programas de **Dominio Público, Freeware y Shareware**
- Bases de datos
- Soporte de **PC y compatibles, Atari y Appel Macintosh**
- ¡y la posibilidad de **compartir tu experiencia** con los demás suscriptores de nuestras publicaciones!

TARIFAS

A) Por horas:
Inscripción anual: 6.000 Ptas.
Cuota mantenimiento mensual: 600 Ptas.
Hora alta (8 AM a 17 PM): 600 Ptas.
Hora baja (17 PM a 8 AM): 400 Ptas.
Fines de semana: 600 Ptas.
B) Cuota fija:
Inscripción anual: 6.000 Ptas.
Cuota mantenimiento mensual: 600 Ptas.
Cuota fija diaria: 200 Ptas. (con o sin llamadas)
Contrato mínimo: 3 meses (24.000 Ptas.)

15.000 Ptas, 6 meses (todo incluido)
25.000 Ptas, un año (todo incluido)

Todo esto y mucho más puedes encontrarlo en **DATA-FOX 386.**

No esperes a mañana: ¡Conéctate ya!

DATA Fox 386

AHORA CON 7 LINEAS TELEFONICAS:

(93) 434 04 32 — 2.400/N81/NMP5

(93) 418 70 77 — 2.400/N81/NMP5

(93) 434 04 92 — 9.600/HST/V42BIS

24 horas al día; 7 días a la semana

Recorta y envía este cupón a:
DATA-FOX 386, Pza. de Bona Nova, 6 - 08022 BARCELONA

SI, deseo hacerme socio de DATA-FOX, según la modalidad de pago que indico.

NOMBRE _____ APELLIDOS _____

DIRECCION _____ C. POSTAL _____

POBLACION _____ PROVINCIA _____

PROFESION _____ EDAD _____ NIF _____

- A) Por horas (adjunto cheque de 10.000 Ptas: 6.000 inscripción y 4.000 en créditos)
B) Cuota fija (adjunto cheque de 24.000 Ptas: inscripción más 3 meses, todo incluido)
C) Suscriptor a obra de F&G durante 6 meses (adjunto cheque de 15.000 Ptas)
D) Suscriptor a obra de F&G durante 1 año (adjunto cheque de 25.000 Ptas)

FORMA DE PAGO:
Cheque conformado por el banco
(al portador)

Dejar las entradas de las puertas no usadas sin conectar puede provocar problemas de diagnóstico de difícil localización. En este artículo se explica cómo evitar estos problemas.

PROTECCIONES EN LAS ENTRADAS DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS

Una de las ventajas reales de los circuitos integrados es que suelen contener varias unidades de un determinado dispositivo en un mismo encapsulado. Por ejemplo, los circuitos lineales se pueden obtener en formatos duales o cuádruples, y los circuitos integrados lógicos pueden tener hasta ocho puertas individuales en un mismo encapsulado.

Aunque resulta más rentable utilizar todos las secciones de

todos los circuitos integrados en el circuito que se ha diseñado, hay ocasiones en las que es una o más secciones quedan sin utilizar. Siempre que ocurra esto, las entradas de los dispositivos no utilizados deben tener una terminación adecuada. Señalaremos, a modo de ejemplo, que los circuitos digitales y lineales CMOS tienen una elevada impedancia de entrada, y si sus entradas se dejan flotando, el dispositivo queda a mer-

ced del ruido, a las interferencias de radiofrecuencia y a las deformaciones de la señal de alimentación. Todo esto puede provocar que el circuito comience a oscilar y que surjan estados de salida no deseados que pueden interferir el funcionamiento del circuito, aunque quizá se hayan invertido muchas horas en su diseño.

También, si cualquier circuito integrado con entradas flotantes es capaz de captar unos niveles

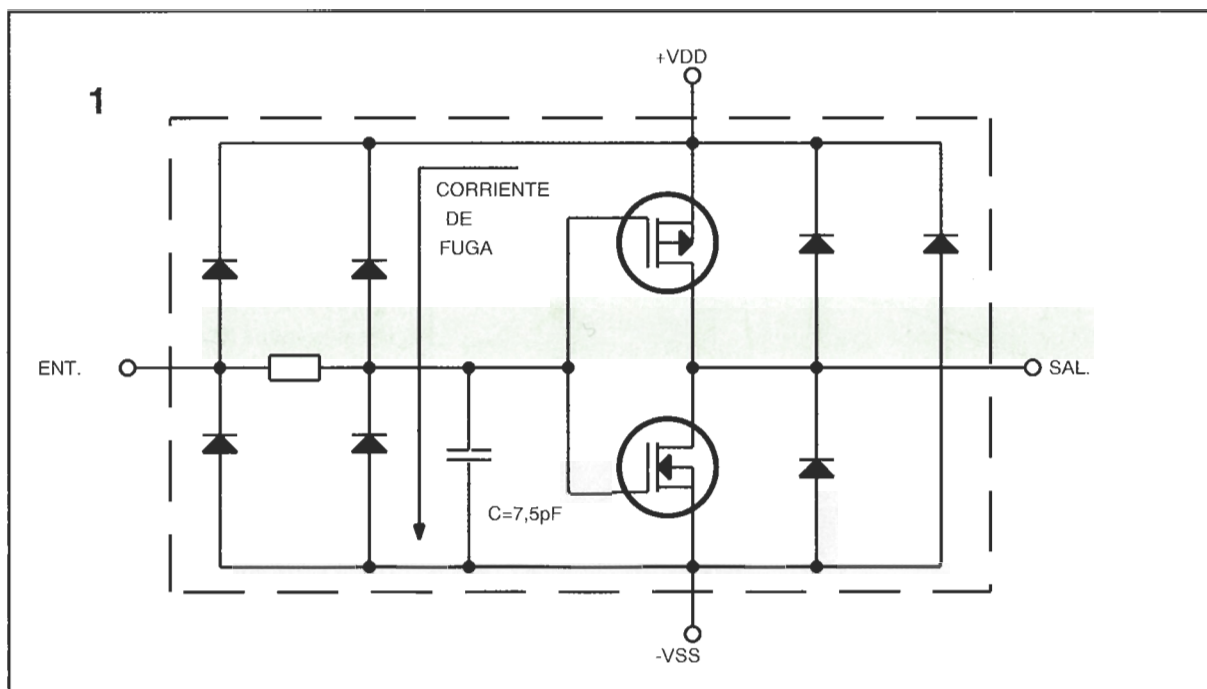


Figura 1.
Este es el circuito equivalente para un inversor. La corriente de pérdida a través de los diodos de protección de entrada pareados lleva a las entradas del FET a la mitad de la tensión de la alimentación.

de ruido suficiente se pueden producir flujos de corriente en el sustrato del circuito integrado. Esto puede producir fallos intermitentes del circuito que no se pueden predecir. En algunos casos, esta respuesta no deseada alcanza un nivel de disipación de potencia tan elevado en el circuito integrado que incluso puede provocar la destrucción del dispositivo.

Las puertas no utilizadas no son las únicas aptas para recibir una adecuada terminación. En algunos casos, entradas en funcionamiento se encuentran conectadas a conmutadores u otros componentes mecánicos, por lo que así pueden quedar flotando de manera momentánea durante el movimiento del conmutador. Más adelante se expondrá la solución a este problema.

Protecciones en los circuitos lógicos CMOS

Nos referiremos a la serie CMOS 4000 (Metal-Puerta), pero las siguientes normas también se pueden aplicar a los circuitos CMOS de alta velocidad (puerta de polisilicio).

Las entradas CMOS flotantes pueden autopolarizar el circuito integrado de forma que funcione en la región lineal. La Fig. 1 muestra el circuito equivalente de un inversor CMOS típico. La

condición de autopolarización es provocada por la corriente inversa de pérdida de los diodos de protección de entrada. Como estos diodos de entrada forman parte del chip de silicio, están muy bien pareados y sus corrientes de pérdida son casi idénticas.

El resultado inmediato es un funcionamiento como divisor de tensión, que provoca que la entrada flotante se sitúe cerca del 50% Vdd, lo cual se encuentra en la región de ruido del CMOS. Esta situación no deseada provoca que los FET de salida del canal

Figura 2.
Utilizando el diseño del monoestable de la Fig. 2a se pueden provocar resultados no deseados: se produce un segundo disparo durante un intervalo de temporización. Un monoestable más seguro es el que se muestra en la Fig. 2b.

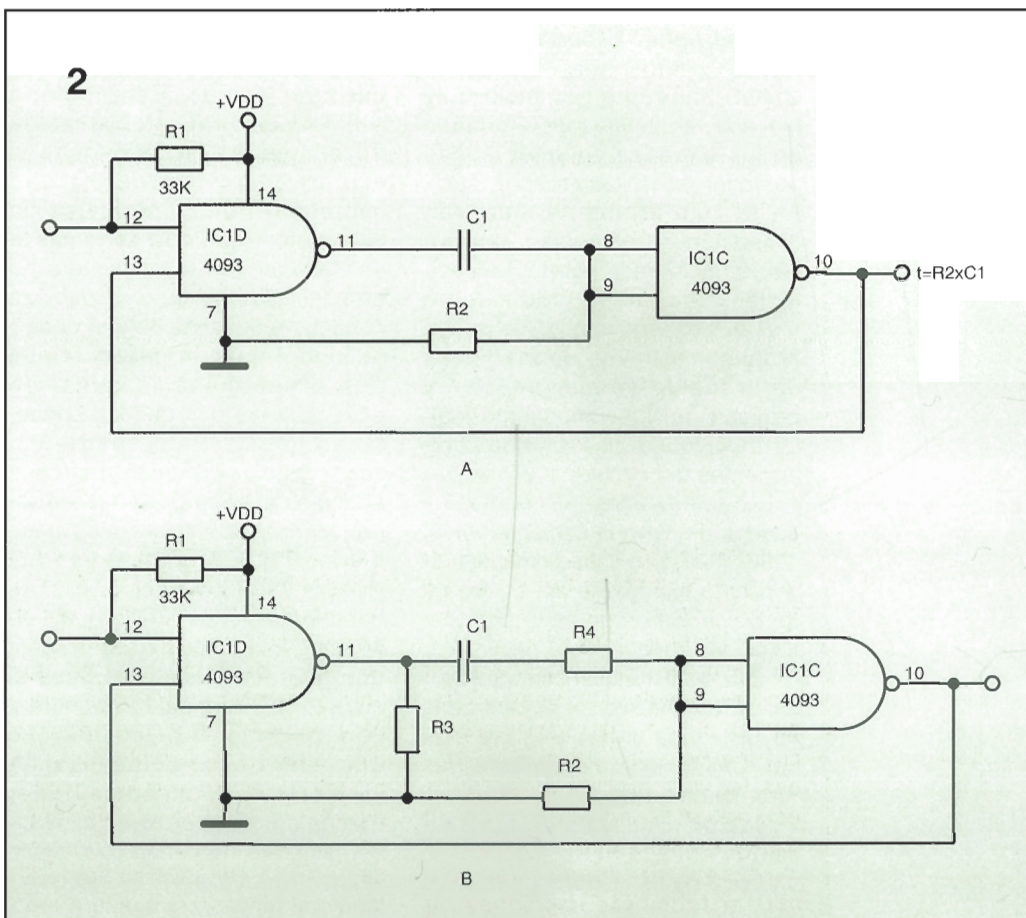
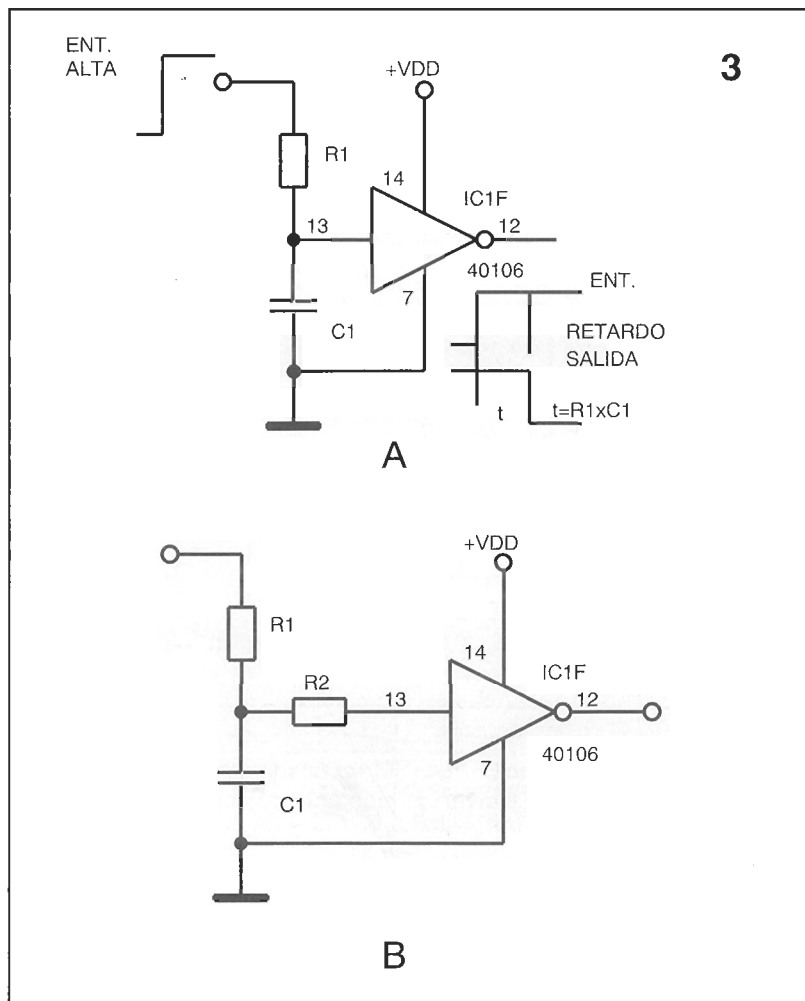


Figura 3 .
Aunque el monoestable de la Fig. 3a parece bastante seguro, puede dañarse por un disparo prematuro. Un monoestable similar, y más seguro, es el que se muestra en la Fig. 3b.



P y del canal N conduzcan de forma simultánea. Como el CMOS tiene una ganancia muy elevada, cualquier ruido captado en las entradas flotantes puede provocar la oscilación de la puerta, lo cual producirá una gran disipación de potencia y ocasionará el fallo de la puerta. La oscilación, que puede producirse a una elevada frecuencia, se puede propagar a través de las líneas de la fuente de alimentación y provocar un funcionamiento lógico defectuoso en los otros componentes del circuito.

Lo que es más importante, las puertas de elevada corriente (4049, 4050, 4502) son especialmente propensas a sufrir daño por el exceso de disipación de potencia provocado por las entradas flotantes.

El modo más sencillo de realizar la terminación de las entradas no utilizadas en las puertas lógicas CMOS es conectarlas a Vss (normalmente masa) o a Vdd. Si en las proximidades de las patillas de entrada de una puerta no utilizada no se dispone de masa o Vdd, pero se encuentra próxima

la patilla de entrada de otra puerta, se pueden conectar estas entradas juntas. Este método suele resolver los problemas de trazado de las pistas durante el diseño de placas de circuito impreso. El único problema de este sistema es que se necesita un "fan-out" ("máximo número de puertas lógicas que se pueden conectar a la salida de una dada") adicional para la puerta lógica que proporciona la señal de entrada a las dos puertas conectadas juntas. Esto añade una capacitancia adicional al circuito (7,5 picofaradios por cada entrada), lo cual ralentizará las transiciones de la lógica. Como las puertas CMOS pueden proporcionar en ocasiones un "fan-out" de 40, este es el único inconveniente que aparece cuando se lleva el circuito a su velocidad máxima. Las puertas CMOS, que se encuentran conectadas a un conector o a un conmutador mecánico, pueden quedar accidentalmente flotantes cuando se retira la placa para una reparación o cuando el cursor del con-

mutador se encuentra, momentáneamente, entre sus contactos durante su funcionamiento.

En estos casos, habría que conectar una resistencia entre 100K y 1 Megaohmio entre cada una de las entradas y la masa. Esta resistencia también proporciona protección contra las descargas electrostáticas (ESD) que pueden provocar daños en los circuitos integrados lógicos CMOS.

Otro problema potencial con los circuitos CMOS es el efecto cierre. Inherente a la estructura del dispositivo se encuentra un rectificador controlado de silicio (SCR), formado por las resistencias parásitas y los transistores de las distintas capas de silicio suministradas que forman el dispositivo. Mientras las tensiones de entrada permanezcan dentro de los límites de la fuente de alimentación, y las corrientes de entrada y salida en todos los casos por debajo de 10 miliamperios, el SCR fantasma no se puede disparar. No obstante, si estas reglas se violan, es posible que el SCR se dispare, con lo que se puede producir el efecto de cierre. Una vez que ocurre esto, la fuente de alimentación se pone en corto a través del dispositivo y este quedará destruido.

Una de los métodos más usuales de ceder los límites de la tensión de alimentación consiste en la utilización de un condensador en las entradas lógicas de un circuito CMOS. Los circuitos CMOS de acoplamiento capacitivo son muy útiles como retardos y monoestables económicos pero, bajo ciertas condiciones, el condensador puede llegar a la entrada CMOS por encima o por debajo de la tensión de la línea de alimentación, lo que podría provocar el efecto de cierre. Los problemas se garantizan prácticamente si el condensador es mayor de 0,01 microfaradios o si Vdd es de 6 voltios de CC o superior.

Un condensador utilizado para llevar a cabo una función de retardo en el tiempo provoca que la tensión de entrada cambie lentamente. Por lo que sólo se deben utilizar puertas Schmitt para este tipo de aplicaciones. Si se utilizan puertas convencionales, cuando la tensión del condensador pasa a través del punto de transición lógico del 50% Vdd, pueden aparecer

todos los problemas de las puertas flotantes. La puerta Schmitt elimina este problema ya que sus puntos de activación y desactivación no se producen a la misma tensión; sin embargo, todavía puede haber problemas.

Tomemos un ejemplo para ilustrarlo; la Fig. 2a muestra un monoestable formado por dos puertas NAND Schmitt con 2 entradas; inicialmente, las entradas de U1-a se encuentran las dos a nivel alto, y las salidas de U1-a se encuentran a nivel bajo. El condensador C1 se encuentra descargado y la salida de U1-b se encuentra a nivel alto debido a una entrada de nivel bajo proporcionada por R2. Si se aplica un pulso de nivel bajo lógico a la entrada de U1-a, su salida pasará a nivel alto. Como la tensión a través de C1 no puede cambiar de manera instantánea, aparece una entrada de nivel alto en U1-b y su salida pasa a nivel alto. La duración del pulso de salida dependerá de los valores de R2 y C1.

Este es un curioso pequeño circuito bastante preciso, y trabaja muy bien. ¿Cuál es, pues, el problema? Una vez que el pulso de salida completa su transición de nivel bajo a nivel alto y se inicializa el monoestable, todavía se deberá descargar C1 a través de R2 y la salida de nivel bajo de U1-a. Si el circuito se dispara de nuevo antes de que el condensador C1 se encuentre descargado por completo, todavía puede haber cierta tensión a través de él. Cuando la salida de U1-a pasa a nivel alto para reiniciar el ciclo del monoestable, la entrada de U1-b se sumará a la salida de nivel alto de U1-a y a la tensión remanente a través de C1. La tensión de entrada de U1-b puede quedar por encima de la tensión de alimentación por la tensión que queda todavía a través de C1, lo que provocará que la puerta quede afectada por el efecto de cierre. La tensión en exceso se muestra por el área sombreada de la forma de onda de la tensión a través de R2.

La solución consiste en añadir dos resistencias, como se puede ver en la Fig. 2b. La resistencia R4 se elige para mantener la corriente de entrada por debajo de nivel del efecto cierre de 10-mA; se considera seguro un valor de 1 mA. Para una alimentación de 12 Vcc, R4 puede tener un

valor de 10K. La resistencia R3 se añade para proporcionar una vía de descarga para C1 si se desconecta la fuente de alimentación, su valor puede ser de 150K. No hay que olvidarse de realizar la terminación adecuada de las otras dos puertas (no mostradas) en el encapsulado.

La Fig. 3a presenta otro simple circuito de retardo, de nuevo se utiliza una puerta Schmitt. Cuando se aplica una entrada de nivel alto a R1, la respuesta de salida (un nivel lógico bajo) se retardará hasta que C1 se cargue hasta el nivel lógico alto de entrada. Sin embargo, pueden aparecer ciertos problemas si hay alguna variación en la alimentación que hace que caiga por debajo de la tensión a través de C1, o si la alimentación se desconecta. La solución consiste, nuevamente, en añadir una resistencia R2 del modo que aparece en la Fig. 3b, pues así se mantendrá la corriente de entrada por debajo del nivel del efecto cierre.

En los circuitos CMOS más complejos de la serie 4000, como los osciladores y contadores, las patillas no utilizadas (inicialización, reinicialización, etc.) es mejor utilizar las terminaciones indicadas en las hojas de datos. ¡No se deben dejar nunca flotantes!

Protecciones en la lógica TTL

No hay que permitir que la relativa baja impedancia de la lógica TTL nos lleve a pensar que no queda afectada por las entradas flotantes. Estas también pueden quedar afectadas por el ruido.

Las puertas TTL consumen menos corriente cuando las entradas se encuentran a nivel alto. Un consumo típico para una entrada de nivel alto es de 50 microamperios, mientras que con una entrada de nivel bajo puede consumir entre 0,2 y 2 miliamperios, depende de la familia lógica que se trate. Por esta razón, las entradas no utilizadas se deben conectar a un nivel alto en lugar de a un nivel bajo para minimizar la corriente de alimentación.

Para la lógica LS (Schottky de baja potencia), cualquiera de las entradas no utilizadas se puede conectar directamente a Vcc. Sin

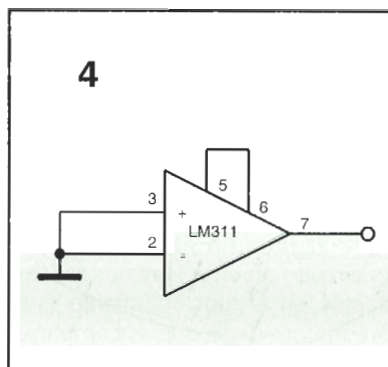


Figura 4. El LM311 tiene dos patillas (5 y 6), a las que se debe dar la terminación adecuada de conectarlas juntas si no se utilizan.

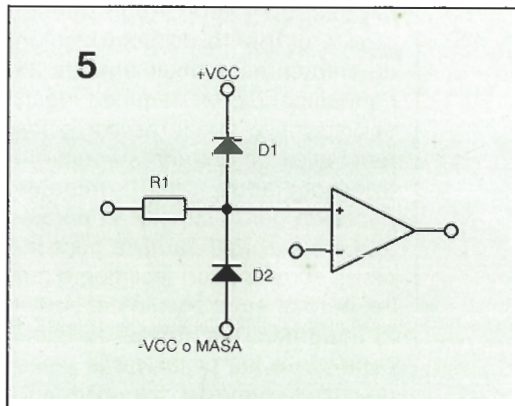


Figura 5. Es una buena idea proporcionar una protección adicional como esta cuando se conectan comparadores a dispositivos que no comparten la misma línea de alimentación.

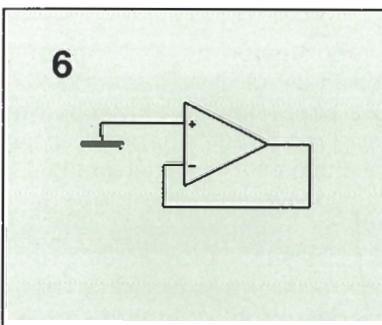


Figura 6. La salida de un amplificador operacional no utilizado se debe conectar a la entrada inversora. Así se elimina cualquier posible oscilación.

embargo, para proteger un dispositivo TTL estándar de los transitorios de la alimentación se suelen conectar a Vcc a través de una resistencia limitadora de corriente de 1K. Hasta 25 entradas no utilizadas pueden usar la misma resistencia de 1K.

Las entradas no utilizadas de los circuitos TTL también se pueden conectar a las salidas usadas de la misma puerta o de otras puertas. Esto añadirá una carga adicional en la salida que alimenta a esas entradas, por este motivo hay que procurar no exceder el límite del "fan-out" para la puerta que alimenta las entradas. El límite del "fan-out" es normalmente de 10 cargas TTL estándar (entradas) o de 20 cargas LS, pero es conveniente ver la hoja de datos para estar seguro.

Protecciones en comparadores

Los comparadores lineales son unos dispositivos con una elevada ganancia y un amplio ancho de banda cuyas entradas no utilizadas no pueden quedar en circuito abierto. Hay dos mecanismos en el funcionamiento que pueden provocar que el comparador se ponga a oscilar: Primero, cualquier entrada de alta impedancia no terminada está muy expuesta a captar ruido puesto que la corriente de polarización de entrada es normalmente de 25 nanoamperios; en segundo lugar, el dispositivo puede oscilar si los terminales de entrada se encuentran acoplados a los terminales de salida por la capacidad parásita. La capacidad parásita necesaria es suministrada fácilmente por las patillas en el zócalo del circuito integrado, los cables de interconexión o las pistas de la placa de circuito impreso con una longitud superior a 3 centímetros.

Como adición al problema de la oscilación señalaremos que si una entrada no utilizada se pone a una tensión de $-0,5 V_{cc}$ por debajo del nivel de masa, debido a la captación de parásitos, la corriente puede aparecer en el sustrato del circuito integrado, lo cual provocará que todos los demás comparadores en el encapsulado respondan de forma incorrecta. Por todas estas razones, las entradas no utilizadas se deberán poner a masa.

Para comparadores como el LM339 con un etapa de salida NPN con emisor a masa es conveniente conectar también la patilla de salida a masa.

El flexible comparador LM311 dispone de un conjunto "extra" de entradas auxiliares (patillas 5 y 6), que también deberán recibir la terminación adecuada (ver la Fig. 4). Cualquier acoplamiento parásito entre el terminal de salida (especialmente la patilla 7) y estas patillas puede producir una oscilación no deseada. Por ello, si no se utilizan las posibilidades de selección o balance del LM311, las patillas 5 y 6 se deben conectar juntas como se muestra en la Fig. 4.

Si las señales se aplican a cualquier circuito lineal, y provienen de una fuente exterior a la

placa del circuito impreso, o de una que no utiliza la misma fuente de alimentación que el circuito integrado, es una buena idea añadir diodos de recorte y una resistencia limitadora de corriente a la entrada para evitar los daños producidos en el circuito integrado por la electricidad estática o por los picos de tensión de cualquier tipo. Esto se muestra en la Fig. 5.

Protecciones en los amplificadores operacionales

Los amplificadores operacionales con los terminales conectados de forma inadecuada tendrán la misma tendencia a oscilar que los comparadores. Una de las ventajas de los amplificadores operacionales es que el mismo dispositivo básico se presenta en encapsulados simples, dobles o cuádruples. Por lo tanto, se puede elegir un empaquetamiento que elimine la posibilidad de tener un dispositivo sin utilizar; es decir, si el diseño necesita la utilización de tres amplificadores operacionales de propósito general. En lugar de utilizar un LM348 cuádruple, se pueden utilizar tres 741 o un 741 y un amplificador operacional doble como el 747 o el 1458.

Sin embargo, si simplemente se desea utilizar un circuito integrado cuádruple por el espacio o por otras razones, las entradas del amplificador operacional no utilizadas deberán quedar terminadas de forma adecuada para evitar la oscilación provocada por la realimentación positiva parásita acoplada desde la salida a las entradas. De manera alternativa, el amplificador operacional no utilizado se puede conectar como un seguidor de tensión de entrada de masa, como muestra la Fig. 6. Se puede utilizar este método de terminación e incluir dos pistas en la placa del circuito impreso en la salida y en la entrada no inversora. Y así, se puede "reutilizar" el amplificador operacional no utilizado cortando la pista desde la entrada no inversora a masa y colocando unos puentes en las pistas adicionales para conectar en nuevo circuito.

Conmutadores analógicos y multiplexores

Los conmutadores analógicos son una combinación de lógica digital y transistores FET. La sección lógica es utilizada para realizar la interfaz con los circuitos CMOS, TTL y otras familias lógicas, y determinan cuándo cada uno de los FET se activan o desactivan.

La salida FET se suele utilizar para conmutar una señal analógica desde la entrada a la salida de un dispositivo. Algunos conmutadores analógicos como el CMOS 4066 pueden soportar señales analógicas circulando en cualquier dirección. Estos se denominan "dispositivos bilaterales".

El tratamiento de estos dispositivos es independiente de los componentes analógicos o digitales. Las entradas digitales no utilizadas se deben conectar a la masa digital para los dispositivos CMOS o a $+V_{cc}$ para los dispositivos TTL (sirviéndose de una resistencia de terminación adecuada). Las entradas y salidas analógicas no utilizadas deberán conectarse a la masa analógica.

Arrays de transistores y Darlington

Los "arrays" ("moldes", "matrices", "redes"...) de transistores y Darlington consisten normalmente en cierto número de transistores NPN en colector abierto con una única conexión para todos los emisores. Alguno de estos "arrays" como las series del ULN2001 hasta el ULN2004 o del MC1411 hasta el MC1416, son pares de transistores Darlington con una ganancia muy elevada. Los transistores no utilizados amplificadores, deben tener sus patillas de base conectadas a la patilla del emisor puesta a masa para evitar la captación de ruido.

Si aparece un problema de diseño con uno de los componentes no descrito en el presente artículo, a todos los efectos lo mejor es consultar la hoja de datos del fabricante y las notas de aplicación para, así, encontrar la forma en la que deberán quedar terminadas las entradas no utilizadas. ■

21 TOMOS CARGADOS DE INFORMACION

LAS ARMAS COMO DEPORTE

El tiro como deporte. La puntería con armas cortas. La puntería con armas largas. Pistola standar. Arma corta de grueso calibre. Pistola libre. Pistola velocidad. Carabina de competición calibre .22.

MODALIDADES DEPORTIVAS

Tiro sobre blanco móvil. Carabinas del calibre .22. Fusil grueso calibre. Tiro al plato (foso). Tiro al plato (skeeet). Tiro al plato (recorridos de caza). Pruebas mixtas (pentathlon, pentathlon aerónautico y biathlon). Tiro práctico.

INSTALACIONES Y GALERÍAS DE TIRO

Tiradas militares de competición. Tiro a silueta metálica. Instalaciones de tiro. Aire comprimido. Galerías de tiro.

DEFENSA Y SEGURIDAD

Defensa personal. Catálogo de armas de defensa. Seguridad.

ARMAS MILITARES DE LA INFANTERIA A LA CABALLERIA MOTORIZADA

Granadas de mano. Ametralladoras. Subfusiles.

ARMAS MILITARES. EL INDIVIDUO COMO FUERZA DE CHOQUE

Artillería ligera: morteros de mano. Fusil de asalto. Los comandos. Armas militares reglamentarias del ejército americano. De la II Guerra Mundial al Vietnam.

ARMAS MILITARES. UN SIGLO DE EVOLUCION

Armas reglamentarias del ejército soviético. Armas cortas españolas del siglo XIX; revólveres. Pistolas reglamentarias españolas. Armas reglamentarias españolas: fusiles de repetición del siglo XIX. Fusiles reglamentarios españoles: los máuser. Fusiles de asalto Cetme (I); desarrollados y prototipos. Fusiles de asalto Cetme (II).

AVANCARGA

Armas de avancarga: las primeras armas de fuego. Armeros españoles. Principios básicos. Técnicas de uso. Competiciones de avancarga: técnicas de tiro. La compra de originales y réplicas. Las pistolas de duelo: armas al servicio del honor.

AVANCARGA Y ARMAS BLANCAS

Los arcabuceros de Madrid. Artesanos de élite. Bancos de

prueba: el inicio de los punzones. Bancos de prueba: los punzones actuales. El cuchillo militar. La bayoneta, un arma de complemento. Cuchillos de combate. Cuchillos de monte.

LAS ARMAS EN LA CAZA

La escopeta de caza: los secretos de una buena caza. Tiro al vuelo. La dispersión de los perdigones: los chokes. Medición del plomeo de las escopetas. El tiro de caza: ajustes básicos. La tradicional yuxtapuesta. Escopetas superpuestas. Escopetas repetidoras. Técnicas de caza mayor. Rifles express: entre avancarga y retrocarga.

CAZA: DEL VARIMINT AL SAFARI

Varmint, la caza de pequeños animales. Técnicas de la caza africana. Preparación de un safari. Armas y municiones para el safari. Projectiles para caza: balística terminal. El efecto de los proyectiles: penetración y expansión. Cartuchos de caza: lo que hay que saber. Balas y postas: caza mayor con escopetas.

CAZA: ACCESORIOS Y COMPLEMENTOS

Vestimenta de caza. Complementos para el cazador. Protección del oído y la vista. Precisión óptica: elementos de puntería. Visores ópticos. Disparar de noche: intensificadores de visión.

Auxiliares de tiro: aparatos ópticos. Prismáticos y telescopios. Dispositivos antibalísticos.

TALLER ARMERO

Técnica en la fabricación: microfundición. Restauración de armas. Restauración de mecanismos. Restauración de barniz y pavón. Las culatas. El arte en armas: grabados. Personalización y eficacia. Acabado de las armas. Mantenimiento: limpieza y reparación.

MECANICA Y FUNCIONAMIENTO

La primitiva mecha. Los "avanzados sistemas de chispa". El pistón. El funcionamiento del arma. Cerrojo, palanca y rolling block. Berdan, Martini, Peabody, Ruger y Sharps. Rifles de palanca. Armas de corredera.

ACCIONES Y SISTEMAS

La pistola automática. Pistolas semiautomáticas. El blow back. Los mecanismos de seguro. Los mecanismos de extracción. Los cargadores. El cañón. Las minipistolas.

HISTORIAS Y HOMBRES DE ARMAS

Y el hombre inventó el cañón de mano. El siglo de las pistolas automáticas. Los primeros revólveres. El revólver de cartucho metálico. Eliphalet Remington.

Greener. Oliverio Winchester. Paul Mauser. John Browning. Arturo Fernández.

EL CARTUCHO METALICO

El cartucho metálico. Vaina: pistón y pólvora. La mecánica del disparo. Los proyectiles. Comportamiento del proyectil. La pólvora. Pólvoras de nueva generación. Nomenclatura de los cartuchos.

LA NOMENCLATURA DE LOS CARTUCHOS

Flobert y Lefauchaux. El .44. El .45 ACP. Los 9 mm. Los .38 de revólver. Cartuchos para armas de bolsillo. Pequeño calibre, alta potencia. .222, .222 RM y .223. .22 anular.

LAS GUERRAS DEL FUTURO

La guerra en Afganistán. La guerra de las galaxias. La guerra ABQ. Campo de batalla actual.

I Y II GUERRAS MUNDIALES

Los imperios centrales. Francia e Inglaterra. Bélgica, Italia y Rusia. La guerra química. El Tercer Reich. Italia y Japón. Los aliados.

LAS GUERRAS DE HOY

Corea. Vietnam. Oriente Medio. Las Malvinas. La lucha antiterrorista. La guerra de las galaxias. La guerra ABQ.



GRAN ENCICLOPEDIA ARMAS DE FUEGO

21 TOMOS Precio obra completa: 12.000 ptas.
Precio por ejemplar: 795 ptas.

Deseo recibir los siguientes títulos (indicar obra completa o título):

La forma de pago será la siguiente:

- ☐ Cheque bancario adjunto a este boletín de NUEVA LENTE, S.A.
☐ Contrarreembolso.

NOMBRE:

APELLIDOS:

DIRECCION:

POBLACIÓN:

TELF:

CODIGO POSTAL:

PROVINCIA:

PRECIOS CON IVA INCLUIDO OFERTA VALIDA UNICAMENTE EN ESPAÑA.

EDICIONES NUEVA LENTE, S.A.
APARTADO 61.208 (28080 MADRID)

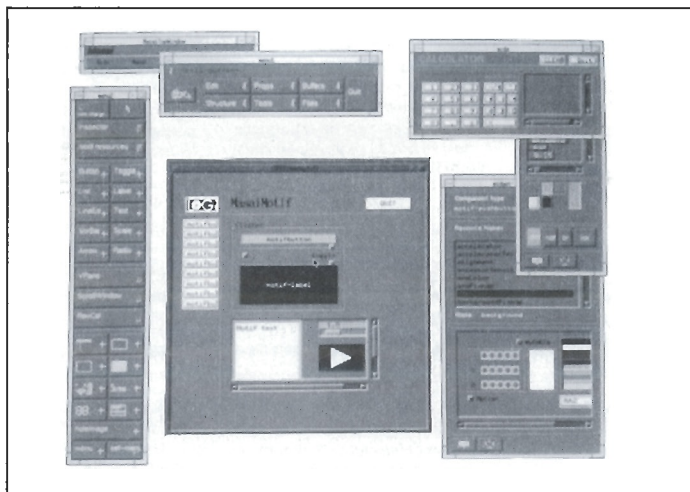
Puesto de trabajo para el autómata o fácil programación de los autómatas programables

Diseñado por Eurilor, una filial del grupo EURIWARE, el software Cadepa asegura la programación automática de los diferentes autómatas programables existentes en el mercado. Como son: Télémecanique, April, Siemens, AEG Modicom, Allen Bradley, GE Fanuc, Texas Instrumentos.

Este programa responde así a un importante reto para el usuario enfrentado a la multiplicación de los medios de fabricación automatizados. Nos encontramos ante un verdadero rompecabezas para el usuario ya que la heterogeneidad de los sistemas de programación hace muy difícil la formación y la falta de estandarización entorpece el mantenimiento. Además, la presencia de una fábrica o taller de autómatas programables de distintos orígenes no facilita la utilización de un método de conducta de proyectos de automatización reproducible.

Para eliminar todos estos inconvenientes, la sociedad Eurilor ha elaborado este taller de software de programación de autómatas programables industriales (API). En efecto, CADEPA ofrece al usuario las herramientas necesarias para concebir fácilmente una aplicación de automatización desde la especificación hasta la programación y la puesta en marcha de los API.

Con CADEPA, el usuario introduce directamente en la pantalla los resultados del análisis de la automatización que se va a utilizar. Después basta con indicar la configuración del API elegido para que el programa en curso se genere automáticamente.



Una ventaja para el especialista en automatismos es que se beneficia de las funciones de emulación de consola que asegura la telecarga y la alimentación en línea de su aplicación en su forma funcional, lo que implica una actualización y un mantenimiento más sencillos.

Con este sistema, un auténtico DAO (Diseño Asistido por Ordenador) de automatización, la utilización de estas consolas constructoras se convierte en algo superfluo. Una ganga para el usuario pues logrará un importante ahorro económico. Por otro lado se evitará el aprendizaje de los lenguajes de programación que están en constante evolución.

CADEPA abarca todas las fases del diseño, puesta a punto, explotación y mantenimiento de una aplicación de automatización. Estas funciones significan para el usuario una eficaz ayuda a todo lo largo del ciclo de vida del proyecto. Ejemplos: la posibilidad de estructurar una aplicación, mejorar la calidad del diseño, crear una biblioteca de módulos de programación en forma de Grafset, esquemas de relevo o texto... Esta aproximación multilingüe, permite al usuario elegir el medio de descripción más adecuado

para cada una de las partes de su aplicación. También es muy interesante la posibilidad de concebir una aplicación independiente del autómata y asegurar así su aplicación a otros materiales.

El software, excelente herramienta de formación en la elaboración de un proyecto de automatismo y, en particular, en lenguaje Grafset, se integra fácilmente en una estructura informática dotada con una base de datos única que incluye herramientas DAO y de supervisión. Puede, por ejemplo, intercambiar datos con AutoCad, uno de los programas de DAO más extendidos en el mercado, así como PCV fue, un sistema de supervisión muy solicitado por los usuarios.

Debidamente estudiado, el interfaz de usuario que utiliza este software, permite disminuir el tiempo de desarrollo y de puesta a punto de los programas, asegurando así un interesante beneficio de productividad. Al final del proceso, un simulador permite al usuario verificar la conformidad de su proyecto con el funcionamiento de su procedimiento, y esto gracias a una simulación dinámica de gráficos de aplicación.

El software incluye un gestor de aplicación que estructu-

ra el trabajo del usuario y un núcleo funcional. Este último es, de hecho, una base de datos orientada al objeto, estructurada alrededor de entidades que aseguran una definición exhaustiva de un proyecto de automatismo.

Se encuentra disponible en una versión para puestos individuales para microordenador IBM PC/PS y compatibles pero el software puede funcionar también en red con Bull DPX 2000 con UNIX y con Digital Microvax o VaxStation bajo VMS.

SOCIETE EURILOR
Dirección Comercial
14, rue du Fort de St. Cyr.
Montigny le Bretonneux
F-78182 ST. QUINTIN EN
YVELINES
Tel. (1) 30 58 61 21
Fax. (1) 30 45 26 47
Mme. S. BEGRAND.

Nueva tarjeta de sonido de muy alta calidad para multimedia PC.

Ventamatic distribuye la nueva tarjeta MultiSound de la firma estadounidense Turtle Beach Systems. Partiendo del hecho cada vez más evidente de que el impacto de una presentación multimedia se basa casi en un 50% por la calidad del sonido, los ingenieros de Turtle Beach Systems han diseñado la primera tarjeta de sonido para PC del mercado con calidad idéntica a la de un compact disc de alta fidelidad.

La tarjeta utiliza un chip procesador digital de señal DSP 56001 de Motorola y posibilita la grabación en mono o en estéreo en 8 o 16 bits a 11, 22 y 44.1 KHz de frecuencia de muestreo (esta última es la misma frecuencia utilizada por los compact discs) directamente a disco duro.

Asimismo, la tarjeta MultiSound incorpora un generador de sonidos reales muestreados con 4 MBytes de muestras en ROM que incluyen todo tipo de instrumentos musicales reales. Este generador de sonidos es equivalente al módulo Proteus 1 de la firma emu, equipo ampliamente utilizado en grabaciones y actuaciones de músicos y estudios de grabación profesionales.

También incorpora un interface MIDI con entrada y salida, permite mezclar sonido de un CD-ROM interno o externo y se suministra con un juego de drivers para Microsoft Multimedia Extensions.

El programa opcional Wave for Windows permite grabar, editar gráficamente y reproducir ficheros de sonido mono o estéreo de 8 o 16 bits y hasta 44.1 KHz de frecuencia de muestreo. Las posibilidades de edición incluyen copiar, cortar y pegar, ajuste de niveles, ecualización y análisis espectral. Además, wave for Windows puede utilizarse con cualquier generador de sonido compatible MME (Microsoft Multimedia Extensions).

Córceg, 89, entl.
08029 Barcelona - ESPAÑA
Tels. (93) 430 98 05 - 430 97 90
Fax. (93) 321 31 73
N.I.F.: A-58-403 775

Conectores "Multi Contact"

CIRCUTOR S.A. ofrece al mercado español la gama de conectores que representa, de la primera marca europea "MULTI CONTACT". Esta gama está al servicio de la industria más moderna e intenta ofrecer todas las variantes posibles de conectores, con el más alto nivel de fiabilidad y a un precio compe-

titivo, a fin de cubrir la más amplia demanda.

Para ilustrar esta vasta producción, se ha distribuido en catálogos específicos por grandes familias, modelos "miniatura", "laboratorio" y de "potencia".

En los conectores "miniatura" existe una amplia gama entre 0,5 y 2 mm Ø, de sistemas enchufables para circuito impreso. En los conectores de "laboratorio" existen los modelos de 2, 3, 4 y 4 mm. de seguridad.

Cabe destacar los modelos de 4 mm. Ø de seguridad en los conectores de "laboratorio" por su aplicación en los instrumentos de medida - portátiles o de instalación fija - o en laboratorios de ensayo, por su gran ventaja tanto de protección del personal que lo manipula como para evitar corto-circuitos en la red.

Al efecto, todos estos conectores incluyen el sistema "MULTILAM" de "M C" que consta de una lámina pluricon-

tacto de cobre/berilio (cu/Be) con baño de oro o de níquel. Esta particularidad y su robusta fabricación reúne unas excelentes características tanto mecánicas como eléctricas, así como una alta capacidad de corriente, una mínima resistencia al contacto y un inmejorable comportamiento ante vibraciones.

Para más información, dirigirse al Departamento Comercial de CIRCUTOR S.A. Lepanto, 49 Teléfono (93) 786 19 00 y Telefax (93) 786 47 52 en 08223 TERRASSA, provincia de Barcelona.

Un nuevo procesador destinado a los PC portátiles el Intel387™ sl mobile

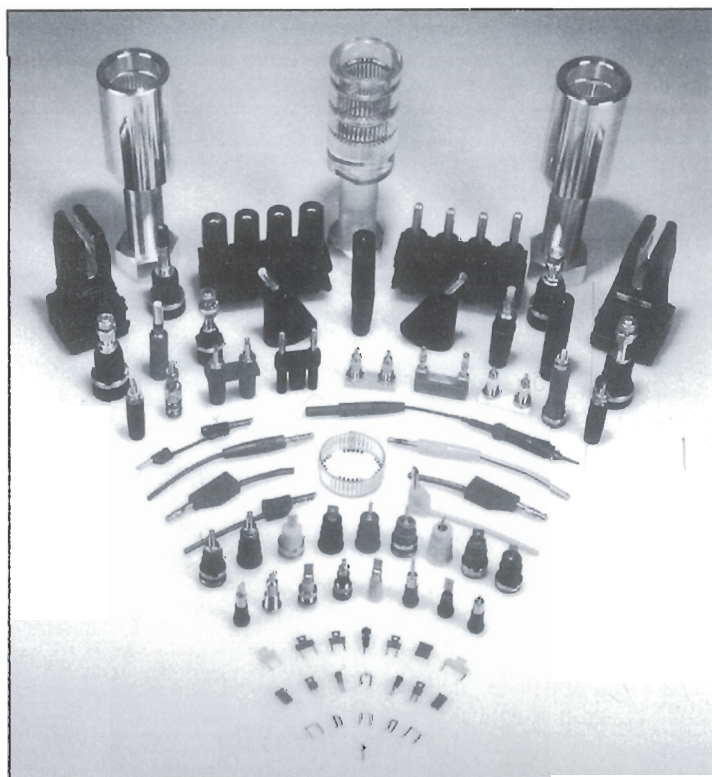
Intel Corporation ha anunciado un coprocesador matemático especialmente conce-

bido para los sistemas móviles basados en el microprocesador Intel386™ SL. Este nuevo coprocesador facilitará la puesta en funcionamiento en portátiles de aplicaciones que exigen mucha potencia de tratamiento: hojas de cálculo, CAD, tratamiento gráfico.

El nuevo CoProcesador Intel™ SL Mobile se vende a través de las redes de detallistas, los distribuidores y los fabricantes OEM. Se dirige específicamente a las máquinas portátiles ya que incluye funciones de gestión del consumo con el fin de alargar la duración de la batería. También los sistemas móviles basados en la unidad central Intel 386 SX pueden beneficiarse de la incorporación de este nuevo componente.

El CoProcesador Intel 387 SL Mobile se adapta al modo "reloj parado" del procesador Intel 386 SL, que consiste en parar el coprocesador matemático cuando no es necesario, reduciendo de ese modo el consumo. Durante la ejecución de una instrucción -en "modo activo"- el coProcesador Matemático Intel 387 Mobile consume un 30% menos de energía en la batería (alrededor de 100 mili-Amperios) en relación con un CoProcesador matemático estándar Intel387 SX. Cuando no está ejecutando una instrucción, este nuevo coprocesador se pone automáticamente en modo "espera", estando de esa manera a un nivel de consumo imperceptible (menos de cuatro mili-Amperios), o sea una reducción del 96% sobre la potencia en relación con el modo "activo".

"Los profesionales que emplean PC portátiles tenían que sacrificar potencia para conservar duración de autonomía," comentó Jean Boufflet, Director del Desarrollo en Intel. "Con este nuevo coprocesador podrán llevar consigo una



máquina tan potente que la que tienen en su mesa de despacho, con los mismos software."

Compatibilidad asegurada

El CoProcesador Intel387 SL Mobile es compatible pin a pin con el CoProcesador estándar Intel387 SX. El nuevo componente funcionará en cualquier máquina basada en un microprocesador Intel386 SL de 16 a 25 MHz. Proporciona a más de 2.100 software de aplicación una aceleración que puede alcanzar el 500 por ciento. Como todos los CoProcesadores Matemáticos Intel, el Intel387 SL Mobile se ajusta a la norma ANSI/IEEE-1985 en la aritmética binaria de coma flotante y se comercializa con una garantía de por vida, con un soporte técnico muy completo asequeable por teléfono y telefax.

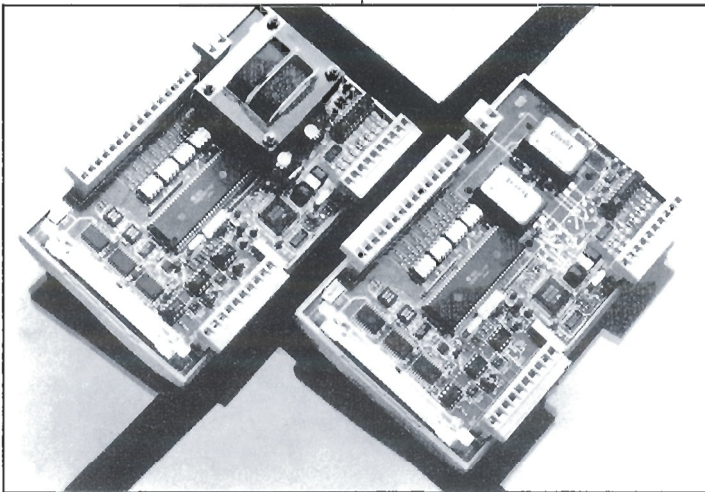
Intel comercializa una familia de productos para los revendedores detallistas: extensiones de unidades centrales, coprocesadores matemáticos, extensiones de memorias, módems y productos para redes.

Intel fabrica componentes, módulos y sistemas para la industria de la microinformática.

Juan Larragueta
Delegado España-Portugal
Intel Iberia
Tel. (91) 308 25 52

Control de procesos industriales "MIDA 40"

A principios de 1990 fue presentado como novedad técnica de AFEISA S.A. de Barcelona, el equipo MIDA 80 para el control de procesos industriales; en Octubre del mismo año, se ofreció el segundo modelo de la gama: MIDA 24 con un tamaño y prestaciones MIDA 44 con una amplia capacidad de entradas y salidas analógicas para el control industrial de magnitudes tan importantes



como peso, presión, caudal, nivel, PH, etc...

A los pocos meses de aquel avanzado equipo, AFEISA S.A. nos ofrece ya el cuarto modelo: el MIDA 40, diseñado para la adquisición de datos analógicos y digitales, con posibilidad de telemando y de trabajo autónomo como microcontrolador MIDA.

Entre sus características destaca: 8 Entradas optoaisladas a 24 V cc. 24 Entradas/Salidas para ir acopladas a módulos I/O standard. 8 Entradas analógicas de 0,2 V cc a 2 V cc +/- 20.000 puntos. Bus para el mando de hasta cuatro visualizadores numéricos, tipo DISNU-5, 5 dígitos, de 25 mm de altura.

Su sistema de comunicación es RS-422 o RS-485, de 300 a 19.200 baudios y la conexión en red optoaislada.

No queremos extendernos en las posibilidades específicas de este modelo MIDA 40 que el Servicio Técnico de AFEISA S.A. nos brindará fácilmente, solamente queremos añadir que puede utilizarse como adquisición de datos de un sistema central, de un autómatas PLC o de otro MIDA o puede trabajar como autómatas autónomo. Tiene hasta 600 líneas de programa propio que permite realizar pequeños automatismos o redes de inteligencia distribuida.

AFEISA S.A.
Encarnació, 20
08012 Barcelona

Nuevo modelo del convertidor VGA-PAL "GENIE"

Telesignal anuncia la disponibilidad de una versión perfeccionada del ya conocido "Genie", que realiza la conversión de gráficos (de VGA o Macintosh) a imágenes de video PAL. El modelo más reciente de este aparato presenta varios ajustes y controles directamente accesibles al usuario, mientras que con ante-

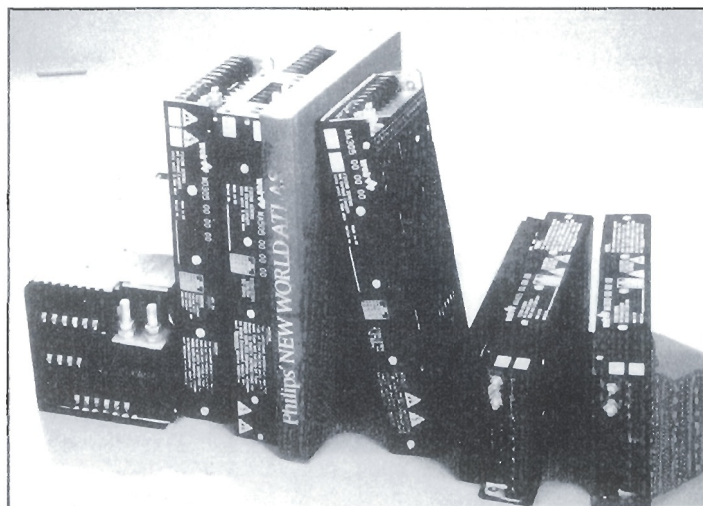
rioridad era necesario manipular el Genie internamente.

El panel frontal del Genie dispone actualmente de cuatro botones y dos mandos de regulación, que manejan otras tantas funciones; selección de entrada procedente de compatible IBM o de Apple; activación y desactivación de la entrada de "genlock" para sincronismo externo; filtrado anti-parpadeo; parada de imagen; ajuste vertical de pantalla, y control de luminosidad.

El panel trasero presenta los distintos conectores necesarios para la entrada y salida de las señales, incluyendo: entrada de gráficos IBM y Macintosh, salida para monitor (IBM y Macintosh), salida de vídeo compuesto y de S-Vídeo, salida de componentes de video (rojo, verde, azul y sincronismos) y entrada de "genlock" para sincronismo externo.

Los circuitos de filtrado de señal que utiliza el Genie hacen posible generar una gran calidad de imagen de video, con la eliminación del molesto parpadeo ("flicker") que aparece usualmente en este tipo de conversión.

Cristobal Bordiu, 13
Tel. 554 55 43
Fax. 554 55 41
28003 MADRID



F.A. COMM. multisalida serie W, un nuevo producto diseñado para la próxima década

WEIR ha diseñado la nueva serie W de Fuentes de Alimentación conmutadas adaptándose a la demanda de fabricantes DEM Internacionales, al menos para los próximos diez años, en respuesta a los requerimientos, expresados por diferentes clientes, tales como:

- Selección automática del rango de tensión alterna de entrada: 110 ó 220V \pm 15%.
- RFI. limitado a clase B.
- Todas las salidas auxiliares completamente reguladas.
- Muy baja altura.
- Alto rendimiento térmico.
- Con todas las aprobaciones de seguridad internacionales.

Inicialmente ha lanzado un total de 13 modelos de configuraciones multisalidas standard de hasta 5 salidas y hasta 500 Watios de potencia, y próximamente el modelo de 1 KWatio.

Como ejemplo, el modelo WA505/00 da +5V 80A +12V 10A, -12V 10A, -5,2V 15A y 24V 4A, con solo 45 mm de altura cuando la refrigeración es externa o 65 mm. de alto cuando lleva un ventilador incorporado.

En esta Fuente de Alimentación de opción autorango, los márgenes de entrada varían desde 85 a 264V y para cualquier frecuencia desde 45 a 440 Hz, sin ajustes.

La regulación de línea para un \pm 15% de desviación en la entrada es de \pm 0,2% para cualquier salida; la regulación de carga es \pm 1% para la salida principal y \pm 2% para las auxiliares, con una regulación de cruce de \pm 1%.

El ruido de banda ancha es de 50mv P.a.P. para la salida principal y de 1% P.a.P. para las auxiliares.

Las dimensiones de las unidades con capacidad de

200 y 400 W son 300 x 124,4 x 45 mm. (65 mm con ventilador) y para los modelos de 500W son 300 x 190 x 45 mm. (65 mm con ventilador).

Este compacto dimensionado y su bajo perfil se logra gracias a la utilización de la frecuencia de conmutación a 100 Khz. y a la aplicación de la última tecnología del estado del arte magnético. El transformador del convertidor de entrada tiene un núcleo de ferrita moldeado "Custom Design" con un arrollamiento planar impreso sobre láminas flexibles, con el resultado de que para 500W, el transformador es menor de 40 mm de alto.

Para los usuarios DEM, lo más importante es el cumplimiento estricto de las normas EMC, ahora que han sido reforzadas, ello es vital para adaptarse a las limitaciones RFI clase B, y así evitar restricciones territoriales de venta, instalación y uso en equipos electrónicos. La serie W posibilita el filtraje del ruido conducido a las normas EN 55022 y VDE 0871 clase B desde 10 KHz a 30 MHz, pero lo más remarcable, según Weir es que es única F.a. multisalida capaz, hoy en el mercado, de conseguir cumplir la curva B desde 10 KHz a 30 MHz para cualquier tipo de ruido radiado, sin necesidad de tomar medidas especiales externa de apantallamiento.

Otras posibilidades standard son:

- "POWER FAIL" de la tensión de entrada.
- Limitador de sobretensión.
- "REMOTE SENSING" para la salida principal.
- Inhibición remota.
- Limitador de sobretemperatura.
- Paralelización con partición de corrientes.

Muestras para ensayos se consiguen en 4 semanas y producción normal en 6-8 semanas.

Weir está representada en exclusiva para la Península Ibérica por FULLTRON S.A.

PLAYA DE RIBEIRA, 3
28290 LAS MATAS
(MADRID)

MASAI: una herramienta de ingeniería software para interfaces gráficos

MASAI, diseñado y comercializado por la sociedad francesa ILOG, es una herramienta de ingeniería software para la construcción de interfaces gráficos. Dado su gran potencia, MASAI hace posible que el programador mejore notablemente su productividad, pues ya no programa, sino que dibuja y selecciona objetos con el ratón en una paleta de iconos que se visualiza en la pantalla. Gracias al concepto WYSIWYG (WHAT YOU SEE IS WHAT YOU GET) puede verificar y comprobar instantáneamente el aspecto del interfaz en curso.

Masai une las ventajas de la programación por objetos a un entorno de desarrollo completo y permite editar interactivamente interfaces gráficos tanto para la creación de prototipos en la fase preliminar de un proyecto como para realizar, en un tiempo récord, interfaces complejas en la fase de desarrollo.

MASAI se sirve de AIDA, su base software. AIDA es una caja de herramientas gráficas que contiene una biblioteca de componentes gráficos virtuales (ventanas, menús desplegables, botones pulsadores, etc.), y un

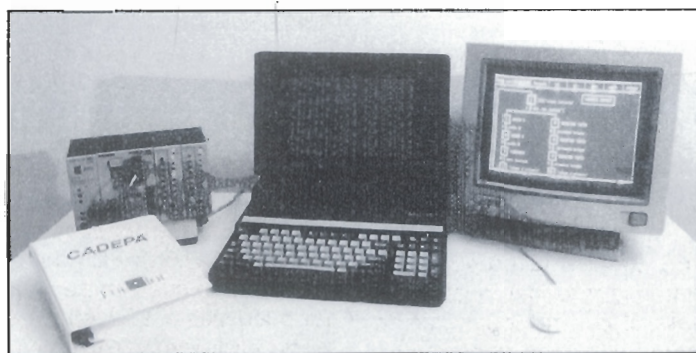
motor que administra la interacción del usuario con el interfaz... ("clic" con el ratón, introducción de una línea de caracteres...). Esta biblioteca puede completarse y personalizarse fácilmente gracias a la estructura de objeto de AIDA. Al final de su desarrollo el diseñador puede elegir entre una implantación OSF/MOTIF o una más ligera ILOG.

AIDA y MASAI constituyen un taller de desarrollo de interfaces gráficos perfectamente integrado en la gama de productos ILOG. Este taller incluye módulos opcionales: MAIDA 2D para realizar dibujos vectoriales en 2D, BV PostScript, para imprimir en formato PostScript, e incluye, además, MAIDA CALC, un potente generador de hojas de cálculo que utiliza directamente los objetos creados por los otros paquetes de programas de ILOG (generador de sistemas expertos SMECI, o herramientas de programación por restricciones PECOS).

MASAI y AIDA están disponibles para la mayoría de los puestos de trabajo UNIX y VMS bajo X Window: IBM RS/6000, DECStation, HP 9000, Sun 4, IRIS 4D...

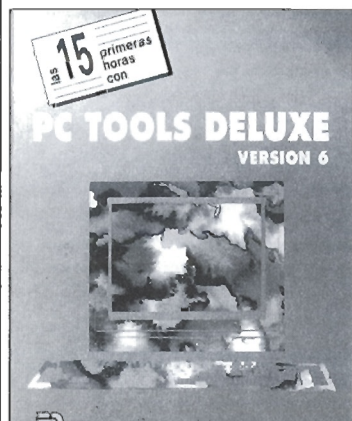
MASAI está destinado tanto para la industria (aeronáutica, automóvil, electrónica, telecomunicaciones) como para el sector terciario y la administración.

ILOG S.A.
D. Manuel Montalbán
Gobelas, 13
28023 MADRID
Tel. (91) 372 95 51
Fax. (91) 372 99 76



PC Tools Deluxe Versión 6

Antonio Rincón
ISBN84-283-1913-8
147 págs.; 19 x 26 cm.
Editorial: PARANINFO



Al igual que los restantes títulos de esta colección, el presente libro tiene como objetivo suministrar al lector las informaciones necesarias para que tome contacto con las posibilidades de PC Tools de una forma gradual. La enorme variedad y flexibilidad de funciones de PC Tools, que aporta no sólo un modo adecuado y enriquecido para aprovechar la potencia del sistema MS-DOS sino también todo un compendio de herramientas de oficina y utilidades de explotación de discos y archivos, ha obligado a un planteamiento resumido y eminentemente práctico de los distintos capítulos.

Así, las explicaciones se ofrecen, aún respetando como normales agrupaciones funcionales de PC Tools, de manera que consideran como base de participación la perspectiva del usuario.

Las explicaciones textuales se apoyan con figuras que pretenden explicarse a sí mismas en el mayor grado posible, y las posibilidades más tecnificadas se han reunido en tablas sintéticas y apéndices con objeto de facilitar su consulta inmediata y no dificultar la sencillez del texto.

En consecuencia, el propósito final del tono de la presentación de este libro persigue

obtener efectos visuales y comprensiones rápidas, sustentado por la particular tipografía que se ofrece para los párrafos, las teclas y las combinaciones utilizadas entre ellas.

Desde el punto de vista estructural, este libro está articulado en tres grandes secciones: la primera está dedicada a la gestión de ficheros, discos y directorios dentro de PC Tools; la segunda contiene la descripción de sus herramientas ofimáticas; y la tercera, y final, comprende módulos más sofisticados y técnicos consagrados a salvaguardas masivas de datos, optimaciones de gestión, y otras funciones.

Turbo C/C++

Manual de Referencia
Herbert Schildt
ISBN84-7615-738-X
876 págs.; 17 x 23,5 cm.
Editorial: McGRAW-HILL

Desde que Borland presentó por primera vez Turbo C, a mediados de los años 80, ha llegado a ser uno de los compiladores (y enlazadores) de C más utilizados en todo el mundo. Es conocido tanto por su rapidez de compilación como por la eficiencia del código que produce. De hecho, se ha utilizado para producir algunos de los productos de software más conocidos. Otra característica importante de Turbo C es que se ajusta al estándar ANSI de C. Esto significa que los programas que se

escriben en Turbo C son fáciles, transportables y sustentables. En este momento, tanto C como Turbo C son ampliamente utilizados. De hecho, pasará mucho tiempo antes de que C quede obsoleto como lenguaje de programación.

A medida que aumentaba la popularidad de C, durante los años 80, comenzaba a aparecer una nueva forma de programar. Este método de programación se denomina programación orientada a objetos (POO, abreviado) y la versión de C para ese enfoque se denomina C++. Debido a la importancia de la programación orientada a objetos, se espera que C++ alcance cada día más popular. Algunos predicen que se convertirá en el lenguaje predominante de los años 90.

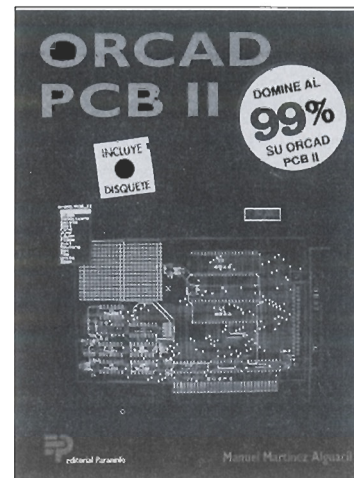
Utilice Turbo C o Turbo C++, el propósito de esta guía es ayudarle a manejar la potencia de estos dos impresionantes compiladores.

Este libro proporciona una fuente extensa de información tanto sobre el lenguaje de programación Turbo C como sobre Turbo C++, así como de sus entornos. Incluye ejemplos de programas que ilustran los elementos que conforman cada lenguaje. Está diseñado para programadores de cualquier nivel de experiencia. Si simplemente está aprendiendo a programar en Turbo C o en Turbo C++, este libro es un acompañamiento excelente para cualquier tutorial, pues proporciona respuestas a todo tipo de preguntas concretas. Si es un excelente programador experimentado de C o de C++, esta obra le sirve como continua referencia.

El Orcad PCB II

Manuel Martinez Alguacil
ISBN84-283-1933-2
216 págs.; 17 x 23,5 cm.
Editorial: PARANINFO

El ORCAD es un conjunto de programas de CAD para el desarrollo de proyectos electrónicos que abarca los distintos



aspectos del diseño asistido.

Básicamente, el diseño de proyectos electrónicos consta de tres fases: el dibujo del esquema, la simulación y el diseño del circuito impreso.

El dibujo del esquema se realiza con el OrCAD SDT. De la simulación de los circuitos dibujados con el OrCAD SDT se encargan dos módulos:

El OrCAD VST interviene en la simulación de los circuitos digitales.

El PSPICE realiza la simulación de los circuitos analógicos.

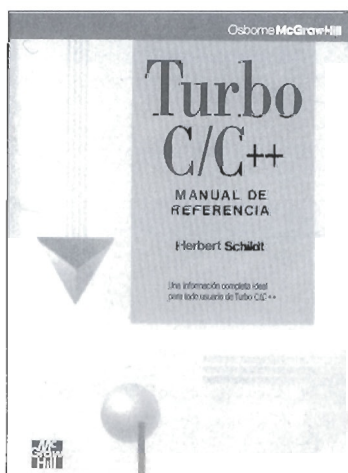
El diseño del circuito impreso se realiza con el OrCAD PCB partiendo de la información suministrada por el OrCAD SDT.

Los contenidos del libro están estructurados de forma que se adapten a estas tres fases, pero enfatizando lo relacionado con el OrCAD PCB.

Para facilitar la comprensión de los contenidos de los diez capítulos de que consta el libro se describe secuencialmente la realización de un sencillo proyecto: un dado electrónico. Asimismo, se muestran brevemente las fases de dibujo y simulación, y se explica detalladamente la fase de diseño del circuito impreso.

En el primer capítulo se describe sucintamente la realización del esquema del dado, la detección de errores, el encapsulado automático, etc.

En el segundo capítulo se enumeran, resumidamente, los pasos necesarios del proceso de



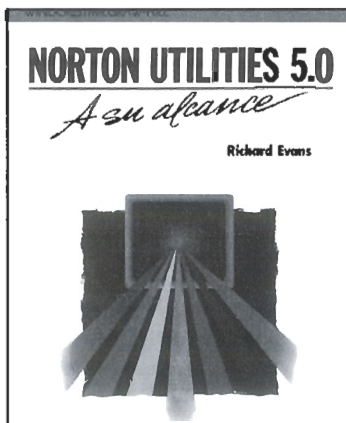
simulación del dado electrónico.

En los capítulos tres al nueve se describen: la configuración del programa; los comandos del programa de forma secuencial, a la vez que se realiza el diseño del circuito impreso del dado; la creación de nuevos encapsulados; etc.

En el capítulo décimo y último se explican las UTILIDADES del ORCAD PCB.

Norton Utilities 5.0 a su alcance

Richard Evans
ISBN84-7615-804-1
390 págs.; 17 x 23,5 cm.
Editorial: McGRAW-HILL



La versión 5.0 contiene cambios mucho más visibles que los introducidos en cualquiera de las versiones anteriores. Podrá ejecutar prácticamente todas las utilidades sin necesidad de recurrir al manual pero, en este caso, se quedaría sin descubrir muchas cosas sobre la velocidad y potencia de estas nuevas Utilidades.

Todas las utilidades de primera necesidad están controladas por una serie de menús. Básicamente, pueden leerse las indicaciones de la pantalla para conocer el funcionamiento de las distintas funciones. Además, se han añadido unos cuantos sistemas de seguridad adicionales a aquellas Utilidades que podrían ser objeto de algún desastre accidental. (Las Utilidades pueden causar desastres tan sólo cuando se hace mal uso de

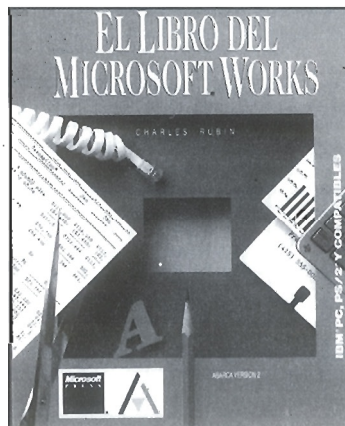
ellas). Estas utilidades se sitúan actualmente entre las herramientas más poderosas disponibles para los usuarios de PC, XT, AT, 386, etc.

A quienes ya están más familiarizados con versiones anteriores de las Utilidades, les recomiendo que lean al menos el índice del nuevo manual. Algunas de las utilidades antiguas más conocidas han desaparecido, y muchas de ellas han sido incorporadas dentro de otras, para así tratar de conseguir una estructura más lógica para todo el conjunto.

Otra de las mejoras introducidas es la compatibilidad con la utilización en entornos de red de área local. A partir de ahora, las estaciones de trabajo y servidores pueden aprovechar las funciones de mantenimiento que proporcionan las Utilidades Norton.

El libro del MICROSOFT WORKS

Charles Rubin
ISBN84-7614-367-2
420 págs.; 18 x 22,5 cm.
Editorial: ANAYA



El Works viene acompañado de un excelente programa tutor y de un extenso archivo de ayuda. Este libro pretende complementar estas ayudas al aprendizaje. Aunque muchas partes de la obra que comentamos describen paso a paso las instrucciones necesarias para complementar un proceso, tam-

bién se encontrarán referencias a secciones de la ayuda o del programa tutor que posibilitan la ampliación de la información. Este libro explica, principalmente, los conceptos y las técnicas de trabajo del Works de forma que tengan más sentido para el usuario, en lugar de reiterar los contenidos del manual impreso, la ayuda y el tutor. También anticipa las respuestas a las dudas que puedan surgir y que la documentación del Works no aclara, y muestra cómo aplicar el Works de un modo práctico.

Para usar este libro necesitará un IBM, PC, PC/XT, PC/AT, PS/2 o un ordenador 100 por 100 compatible, una copia del PC-DOS o MS-DOS versión 2.0 o posterior y una copia del programa MICROSOFT WORKS 2.0. Si nunca ha manejado el Works antes, lea los capítulos 1 y 2. Luego céntrese en los referentes a la aplicación que desea aprender primero.

Si ha usado el Works antes, quizá desee ojear los capítulos 1 y 2 y seleccionar nuevos procedimientos para ejecutar el Works, ejecutar programas o realizar algunas otras tareas básicas. Entonces, puede continuar con los capítulos que describen las herramientas individuales. Si necesita ayuda sobre un aspecto específico, busque información al respecto en el índice.

Turbo PASCAL 6

Manual de referencia
Stephen O'Brien
ISBN84-283-1918-9
672 págs.; 17 x 23,5 cm.
Editorial: MacGRAW-HILL

Este libro está pensado para todos los programadores de Turbo Pascal, desde los principiantes hasta los experimentados. Cubre todos los aspectos del compilador con exhaustivos ejemplos. Tanto los principiantes como los programadores avanzados encontrarán información útil que va desde la asignación dinámica hasta los programas residentes en memoria. Diseñado principalmente como



guía de referencia, el libro proporciona un rápido acceso a un amplio rango de temas.

La obra que comentamos incluye una breve introducción a la programación orientada a objetos con Turbo Pascal y con Turbo Visión. Con estas nuevas ampliaciones del compilador, Borland ha establecido un nuevo estándar. Este libro debe servirle como un buen comienzo para la comprensión del uso de esas herramientas.

Los principiantes de Turbo Pascal apreciarán el primer capítulo, "Una rápida introducción a la programación", que trata de los conceptos básicos de la programación. Los capítulos del 2 al 9 cubren todos los aspectos del sistema Turbo Pascal, desde el entorno integrado de desarrollo hasta los punteros y la gestión dinámica de memoria. Los capítulos 10 a 18 ofrecen valiosas incursiones en asuntos de programación tan importantes como las funciones del DOS y del BIOS, el uso del lenguaje ensamblador y los programas residentes en memoria. El capítulo 19 describe el uso del depurador integrado que puede ahorrar horas de tiempo de programación desperdiciado. El capítulo 20 es una visión general de la programación orientada a objetos, y el capítulo 21 introduce la más reciente mejora de Borland, Turbo Visión.

Turbo Pascal es uno de los entornos de programación más notables para las computadoras personales. Turbo Pascal 6: Manual de Referencia es lo que necesita para sacar el mayor provecho del producto estrella de



ELECTRONICA
E INFORMATICA

MILD-MAC, S. A.

INGENIEROS DE DISEÑO ELECTRONICO
ESTUDIO Y DESARROLLO
DE PROYECTOS DE ELECTRONICA,
REDES Y COMUNICACIONES
PLANIFICACIONES INFORMATICAS,
ACCESORIOS

Canarias, 30, 1.º B - P-8 Tel.: 527 77 70
28045 MADRID Fax: 527 34 91

A P T MILD S.L.



SERVICIOS TELEFONICOS Y PUBLICIDAD

- * DESARROLLO Y PLANIFICACION DE IDEAS PUBLICITARIAS
- * VIDEO PUBLICITARIO, INDUSTRIAL Y PRESENTACIONES

NUEVO:

- * APARTADO TELEFONICO Y...
- * CORREO ELECTRONICO PARA CORPORACIONES DE PROFESIONALES, EMPRESAS Y PARTICULARES

Canarias, 30, 1.º B, Pul 8 Tel.: 527 77 70
28045 MADRID Fax.: 527 34 91

INDUSTRIAL
ELECTRONICA
ALVARADO

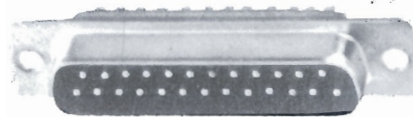
Jorge Juan, 57
ANTES ACTIVOS Y PASIVOS
ANTENAS

**ANUNCIESE
POR MODULOS
INFORMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TFNO.: (91) 329 29 23**

ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

**EL MAS EXTENSO STOCK
EN CABLES
DE CONEXION:**

- * VIDEO
- * HIFI
- * AUDIO
- * INFORMATICA
- * TELEFONIA



ETC...

**ELECTRONICA
LUGO, S.A.**

Barquillo, 40
28004 MADRID

Teléfonos: 319 87 42 - 410 33 45 Fax: 308 34 53

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	Anunciantes	Pág.
	Activox.....	82
	Apt.....	81
302	Coelma.....	11
281	Data fox.....	67
212	Elecson.....	82
283	Electrónica Alvarado.....	82
	Electrónica Lugo.....	81
258	Electrónica Puente.....	82
215	Electrosón Madrid.....	82
	Española de Equipos Electrónicos.....	82
254	J. Aldama.....	82
	Mild Mac.....	81
276	Paraninfo.....	55
223	Quero Hermanos.....	9
282	Roan.....	82

**acti
vox** **ACTIVOX**



SOLDADOR A GAS

Totalmente autónomo equivalente a uno eléctrico de 60W. Temperatura ajustable, la carga de gas dura 90 minutos y se recarga igual que un encendedor. Se suministra en un práctico estuche de 230 x 80 x 36 mm que incorpora: Punta 2mm, punta de aire caliente para cortante para plásticos y poliuretano, punta especial para SMD, esponja limpiadora, soporte de seguridad y cápsula de encendido.

Referencia 2665IN-V P.V.P. 5.000

PIDALO AHORA

**¡NUEVO! ELECTRO-CATALOGO,
CON MAS DE 100 PAGINAS CON LO
MAS INOVADOR.**

**ENVIO CONTRA
REEMBOLSO DE 500 PTAS.**

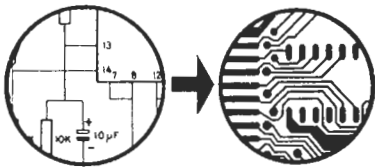
**FELIX APELLANIZ, 13
TLF.: (942) 88 19 77
39300 TORRELAVEGA
CANTABRIA**

J. ALDAMA

Material de electrónica de ocasión procedente de subastas, quiebras, obsoleto y recuperado. Ideal para pequeña fabricación, prototipos, investigación, colegios, talleres, aficionados a radiofrecuencia, telecomunicación, informática, T.V., máquinas diversas, aparatos antiguos, militares, y de colección.

(91) 6992414
PARLA

(91) 8149094
MADRID



- PROYECTOS
- DISEÑOS COMPLETOS DESDE CUALQUIER DOCUMENTO
- FABRICACION CIRCUITOS IMPRESOS: PROTOTIPOS Y SERIES.



ELECTRONICA INDUSTRIAL OFICINAS Y TALLERES
MOLINA 39, TELF. (91) 315 18 54 - 315 18 95
28029 - MADRID



Jorge Juan, 57

COMPONENTES ACTIVOS Y PASIVOS
CONMUTACION-ALTAVOCES-ANTENAS
Teléfs. 435 63 53 - 435 73 72 - 575 86 22

(y a 10 metros)

Jorge Juan, 58

INSTRUMENTACION-HERRAMIENTA
CONECTORES-CABLE-CAJAS
Teléfs. 578 10 34 (5 líneas)

Ofic.: Alcalá, 129
28001 Madrid

Teléf. 578 10 34
Fax 577 58 40



**ELECTRONICA
PUENTE, S. A.**

C/ LINNEO, 21 (Junto Puente Segovia)
TELEFS. 265 86 21 - 265 86 23
28005 MADRID

COMPONENTES ELECTRONICOS

**SERVIMOS A DOMICILIO Y A
PROVINCIAS, EN EL DIA. PRECIOS
ESPECIALES PARA TALLERES,
ESCUELAS Y PROFESIONALES**

Electrónica ALVARADO

COMPONENTES ELECTRONICOS

Gran surtido en semiconductores

TRANSFORMADORES
TRANSISTORES
DIODOS
CONDENSADORES
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS

Calle JAEN, n.º 8
(Metro Alvarado)
Tel.: 233 08 27
28020 MADRID



**ELECTROSON
MADRID.S.A.**

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TEL. 431 14 80*
FAX 576 03 75

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS
- KITS DE MONTAJES

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
472 28 29*
472 92 74



Conozca la
mejor revista
de **ARMAS...**
Y MUNICIONES



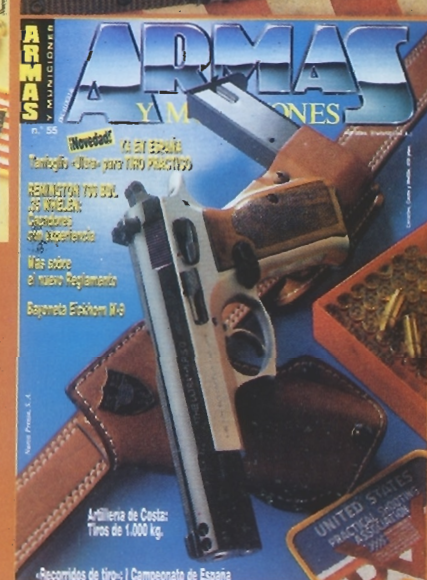
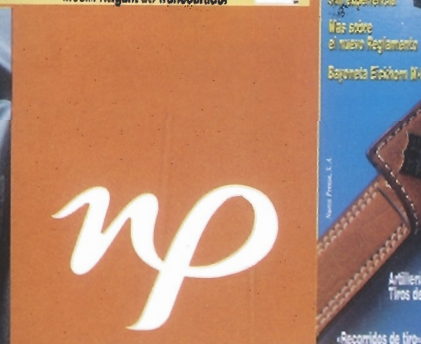
up



up



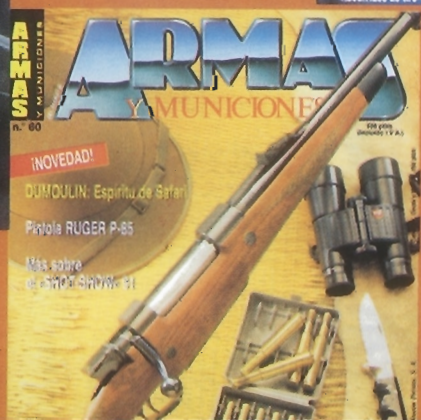
up



up

up

up

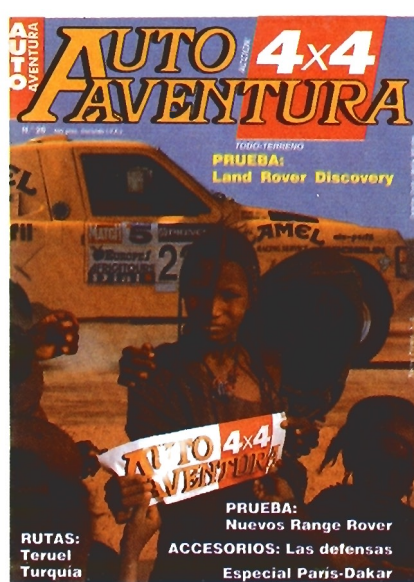


up

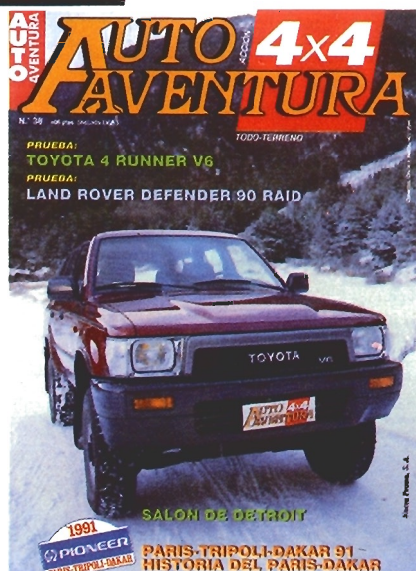
... es otra publicación de
EDITORIAL NUEVA PRENSA, S. A.



*Tu revista
del
TODO-TERRENO
y la
AVENTURA*



np



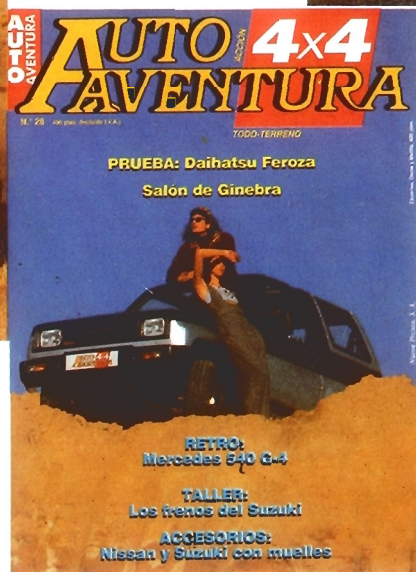
np



np



np



np



np



np

*... es otra publicación de
EDITORIAL NUEVA PRENSA, S. A.*