

elektor

N.º 144

1992

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

electrónica: técnica y ocio

**Diseño de un generador
de barrido de audio**



El Hyper Clock

**Comprobador de
monitores para PC**

**Interrupción de red
programable**

**Aplicaciones y usos
de los led**

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 recibiéndolo 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

SUMARIO

ARTICULOS

Indicadores de encendido y sobre carga para fuentes	05-10
Unos accesorios muy útiles en cualquier fuente de alimentación.	
Comprobador de monitores para PC	05-14
Para comprobar monitores sin necesidad de conectarlos al ordenador.	
Convertidor A/D experimental para PC	05-18
Midamos magnitudes analógicas con el PC, tales como temperatura, desplazamiento y otras.	
Aplicaciones y usos de los led	05-24
Un análisis de una gran cantidad de circuitos realizados con diodos Led.	
El Hyper Clock	05-46
Un original diseño de reloj electrónico.	
Amplificador de potencia en puente	05-56
Un amplificador que utiliza la técnica del puente para obtener una distorsión muy reducida.	
Medida electrónica de la temperatura (I)	05-64
Diversos métodos para medir electrónicamente la temperatura.	
Diseño de un generador de barrido de audio	05-72
Con este diseño obtendremos un generador de audio de elevada pureza a base del XR-2206.	

SECCIONES

Teletipo	05-08
Las placas de circuito impreso	05-41
Mercado	05-77
Libros	05-78
Anuncios breves	05-80

En nuestro próximo número:

- Interruptor de red programable
- Medida electrónica de la temperatura (II)
- Control de velocidad para trenes miniatura
- Diseño de circuitos atenuadores

AÑO 12, Núm. 144 MAYO 1992

Redacción, Administración y Suscripciones:
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º-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
MIGUEL MENENDEZ
LEONARDO MARTIN ANGULO
GERMAN ALVAREZ TEY
JESUS C. GARCIA PRECIADO
JOSE ALBERTO GRANADO FEAL

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.
Avda. Barcelona, 225
08750 MOLINS DE REI (BARCELONA)

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

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

Impresión:
Gralipren, 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:

Como en anteriores números, en los que hemos intentado ofrecer temas que puedan satisfacer a la mayoría de nuestros lectores, para el presente ejemplar nuestro sumario incluye diversos artículos de gran actualidad y de un enorme interés práctico.

Si comenzamos con el audio, deberemos citar el amplificador de potencia en puente, a causa de su originalidad y por que obtiene un reducidísimo índice de distorsión armónica. Además también ofrecemos el diseño de un generador de barrido de audio que ofrece una elevada pureza en la señal sinusoidal.

En la especialidad de alimentación se han seleccionado dos temas, el primero de ellos consiste en un indicador de sobrecarga para fuentes, que puede ser instalado en cualquier fuente de que dispongamos. El segundo 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.

Otro de los diseños que consideramos realmente interesante es un reloj digital de gran tamaño y que presenta la hora en un formato muy singular y que hemos denominado "Hyper clock".

En lo referente a diseños utilizables con PC hemos incluido un circuito de un convertidor analógico digital que nos permitirá utilizar señales analógicas de entrada, tales como temperatura y otras. El segundo diseño relacionado con este tema es un comprobador de monitores que nos ahorrará el tener que emplear el PC para verificarlos.

Por último, también deseamos comentar otros dos artículos descriptivos que nos ofrecen una excelente panorámica de dos interesantes temas: el uso de los diodos Led y la medida electrónica de temperatura con los que esperamos se resuelvan muchas de las dudas de nuestros lectores.

elektor TR. 1992
550 Ptas.
(incl. IVA)



Julio Goñi

DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño que en ella se reproducen.
Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser utilizados para fines privados o científicos, pero no comerciales. Su utilización no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora. La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación. Si acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo, traducirlo y utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.
Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

Copyright=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
Quinielista electrónico *79053 1.100
Sistema centralizado de alarma:
Estación principal *9950-1 1.000
Estación subordinada *9950-2 1.000
Termómetro digital *80045 1.500

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 Módu-
lo 1 *81035-1 675
Medidor consumo carburante Módu-
lo 2 *81035-2 650
Medidor consumo carburante Módu-
lo 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 bario *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 escaparaté *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 escaparaté/M1 *80515-1 700
Sensor escaparaté/M2 *80515-2 1.100
Micro-amplificador *80543 750
Amplificador de potencia con V-FET... *80505 1.300

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 DOL *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. Elekterminal *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
Bucle de escucha: circuito emisor *82039-1 1.300
Bucle 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
Volt-/metro 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

Comprobador 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 capac-/metro *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 Te-llad- *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 Convertor 8F *82161 1 950
Convertidores para 8LU Convertor 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 *82032 1.800
Doble ADSR *82032 1.800
Mód LFO/NOISE/doble
ADSR LFO/NOISE *82033 1.700

Preludio:

Alimentación *83022-8 1.830
Placa de cone-ión *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 Bus *82558-1 1.300
Juegos TV en EPROM Tarjeta
EPROM *82558-2 700
Super fuente de 5V *82570 800

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:

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

E41: OCTUBRE 1983

Semáforo:

Emisor *83069-1 1.400
Receptor *83069-2 1.350
Reloj programable Carátula *83041-F 4.500
Preamplificador MC/MM *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

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

E45: FEBRERO 1984

Poli-bus *82110 1.350
Elektorómetro *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
Veleta 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 Búfler *83562 1.100
Indicador térmico para radiadores *83563 770
Fuente de luz constante *83553 1.050
Convertidor D/A sin preteniones *83558 915
Generador de miras 8/N con inte-
grado *83551 750

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaborito:

Placa principal *84023-1 1.850
Placa de control *84023-2 1.630
Generador de impulsos:
Placa frontal *84037-1 2.600

EPS

Placa doble cara.....	*84037-2	3.250
Carátula adhesiva.....	*84037-F	2.000
E53: OCTUBRE 1984		
Analizador tiempo real:		
Círculo 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 µP:		
Círculo 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	*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		
Metronomo electrónico:		
Placa Principal	*83107-1	1.355
Alimentación	*83107-2	765
Interruptor crepuscular	*85021	1.050
Radio solar	*85042	1.120
Medidor RLC	*84102	3.125
E66: NOVIEMBRE 1985		
Medidor RLC	*84102	2.825
Temporizador Universal	*84107	1.150
Plóter gráfico X-Y	*85020	5.350
Cuentarrevoluciones	*85043	2.645
Detector de infrarrojos	*85064	3.120
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
Vibulador 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 Alm 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 µP	*85447	935
Pream. microf. con silenciador:		
Versión simétrica	*85450-1	790
Versión asimétrica	*85450-2	1.100
Mezclador de audio	*85463	4.430
Trazador 6502	*85466	1.070
Vúmetro para d'scoteca/CP	*85470-1	1.225
Vúmetro para disc/Visualizador		
Monitor maquetas trenes	*85493	1.375
Barrera infra-roja	*85449	1.420
E76: SEPTIEMBRE 1986		
Tarjeta color alta resolución	*85080-2	4.100
Jumbo, reloj gigante	*85100	4.400
Círculo 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
Dobrador de tensión	*86002	1.532
Mezclador portátil mod salida 1b	*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		
Círculo 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
Capacímetero de bolsillo	*86042	1.375
Estudio de audio portátil	*86047	7.860
E89: OCTUBRE 1987		
Módulo de memorización para osciloscopio	*86135	1.787
Ecuilizador para guitarra	*86051	1.980
Vúmetro estéreo	*87022	600
E90: NOVIEMBRE 1987		
Generador senoidal digitalizado/CP	*87001	2.805
Generador 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 facs/mil	*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/baterías	*87076	3.205
E98/99: JULIO/AGOSTO 1988		
Amplif. corrector tonos monochip	*87405	1.225
Oscilador en puente de Wien variable	*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
Detector pasivo de infrarrojos	*87067	1.210
Transmisor equilibrado p/línea BF	*87197	2.780
E102: NOVIEMBRE 1988		
Generador de sonidos estéreo para µP	*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 µC (placa de procesador)	*880016-1	6.050
Fuente gobernada por µC (placa de regulación)	*880016-2	3.940
Fuente gobernada por µC (placa de visualización)	*880016-3	4.715
Fuente gobernada p/µC (panel frontal)	*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 adaptación)	*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 uP	884013	2.865
Comprobador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 1 50W con 1 inte- grado	884080	1.145
E112: SEPTIEMBRE 1989		
Interface fax para ATARI	880109	2.210
Control digital de trenes. Decodifica- dor 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 ALF para tubos fluorescen- tes	880085	2.304
Medidor ultrasónico de distancias	880144	1.881
EPROM para juego opcional de carac- teres (Controlador para pantallas LCD de alta resolución).....	560 (2764)	
E114: NOVIEMBRE 1989		
Adaptador bi-rail (Tren digital -2)	87291-3	1.250
DMOS de señal para receptores de TV via satélite	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa prD1cipal).....	880178-1	2.478
Q4:unidad de control MIDI (Dis- play/teclado).....	8801782	1.821
Controlador pantallas LCD alta re- solución	880074	4.752
E115: DICIEMBRE 1989		
Regulador de velocidad para repro- ductores 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
Comprobador VCR	90V043	1.328
Analizador E/S:		
Tarjeta de doble cara	90V052	6.050
E122/123: JULIO/AGOSTO 1990		
Analizador E/S:		

Circuito principal.....	90V053	5.600
Fuente alimentación universal de la- boratorio:		
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	EPS9OV091	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 acete	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 Re- ceptor AM	91V013	1.120
Transmisión de audio por la red Re- ceptor 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 Amplifi- cador audio	91V018	1.848
E131: ABRIL 1991		
Amplificador de audio (Fuente AC)	91V016	1.850
Monitor de la red eléctrica	91V012	1.525
Fuente Universal	91V024	825
Medidor de radiación	91V021-1	2.560
E132: MAYO 1991		
Repetidor control remoto	91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor)	91V023-	1.900
Sistema de altavoces sin cable (re- ceptor)	91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito princi- pal (doble cara)	91V021-2	2.420
E133: JUNIO 1991		
Simulador Subwoofer	91V042	2.920
Pestaurador 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 (oscila- dor)	91V053/1	1.615
Generador de barrido de audio (fuente de alimentación)	91V051	2.277
Reloj binario (doble cara)	91V052	4.255
E136: SEPTIEMBRE 1991		
Comprobador de memorias	1V063	2.697
Sistema de bloqueo de llamadas telefónicas	91V061	4.885
Generador sónico de alta inten- sidad	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 esté- reo 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	01V1095	1.462
E140: ENERO 1992		
Codificador de llamadas para radioa- lacionado (codificador)	92V01	1.390
Codificador de llamadas para radioa- lacionado (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
Registrador gráfico de frecuencias	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
Controladoras de descarga de baterías doble cara	92V108	4.190
Alarma para local	92V109	2.140
Osciloscopio como monitor de video	92V110	1.512
E143: ABRIL 1992		
Analizador de distorsión armónica	92V105	5.060
Fusible electrónico	92V106	2.387
Música en espera para teléfono doble cara	92V107	3.050
Controlador de descarga de baterías	92V108	4.190
Alarma para local	92V109	2.140
Osciloscopio con monitor de video	92V110	1.512

Este mes...

Elektor núm. 144. Mayo 1992

	Referencia	P.V.P
Interruptor de red programable (Base de tiempo).....	EPS92V201A	1.575
Interruptor de red programable (Contador decodificador).....	EPS92V201B	2.075
Interruptor de red programable (Alimentación).....	EPS92V201C	937
Hyper Clock.....	EPS92V202	11.575

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

elektor mayo 1992 05-07

ALCATEL ALSTHOM adquiere la participación del 30% de ITT en el capital de ALCATEL, NV.

Madrid, 3 de Marzo, 1992.- Alcatel Alsthom e ITT han llegado a un acuerdo para la adquisición por parte en Alcatel Alsthom de la participación del 30% de ITT en el capital de Alcatel NV. El valor total de la operación es aproximadamente 2.700 millones de Ecus a pagar de la forma siguiente:

- 9.100.000 acciones nuevas de Alcatel Alsthom que presentarán el 7% del capital. ITT se compromete a mantener estas acciones durante un período mínimo de cinco años.

- 1.900 millones de Ecus a pagar en tres plazos: 800 millones al cierre, que se espera para finales de junio de 1992, y el resto en dos plazos iguales a pagar durante los próximos dos años.

Rand V. Araskog, presidente de ITT, será propuesto como miembro del Consejo de Administración de Alcatel Alsthom en la próxima reunión que éste celebra.

Para Alcatel Alsthom e ITT esta transacción está en línea con la estrategia industrial iniciada en 1986 al adquirir Alcatel Alsthom las actividades en el campo de telecomunicaciones de ITT.

ITT está satisfecha de mantener un interés en Alcatel a través de la posesión de una participación importante en la sociedad matriz.

Después de esta operación, el Grupo Alcatel Alsthom podrá consolidar plenamente los beneficios netos de Alcatel NV. Esta operación no disminuirá el valor de los beneficios por acción de Alcatel Alsthom.

La estructura financiera de Alcatel Alsthom seguirá siendo sólida, con una deuda neta que representa aproximadamente el 30% de los fondos propios del Grupo.

SIEMENS está preparada para los nuevos requisitos impuestos en la radiotelefonía móvil

Siemens es el primer fabricante que ofrece un MMIC mezclador en GaAs -el CMY 90- para las nuevas frecuencias de radiotelefonía móvil de 900 MHz a 1,8 GHz. El CMY 90, que lleva integrados el amplificador de entrada de RF, el mezclador y el amplificador de salida, se suministra en la nueva cápsula de montaje superficial MW7 y está concebido especialmente para el uso en la comunicación móvil. Ya hay muestras del mismo, y su fabricación en serie comenzará en abril de 1992.

Además del amplio ancho de banda de frecuencias para todas las aplicaciones desde GSM hasta DECT y PCN, destaca por la tensión de trabajo requerida de tan sólo 3 V con un consumo de corriente de 2,5 mA, que hacen posibles el escaso consumo exigido para las futuras generaciones de equipos portátiles y menos batería. La potencia osciladora necesaria es de 0 dBm solamente, y ello sin alimentación simétrica.

La cápsula MW7, derivada de la SOT 223, combina la ya conocida sencillez del montaje superficial con un elevado rendimiento y un escaso espacio requerido. Las cápsulas ofrecidas hasta ahora con más de cinco patitas eran demasiado caras o poco apropiadas para las aplicaciones de alta frecuencia.

Huelga decir que las condiciones de ruido, ganancia e intermodulación se ajustan también a las nuevas especificaciones.

Señales analógicas via radio

La firma británica Styk Technology, representada en España por Crypesa, ha introducido recientemente en el merca-

do la serie "LANDMARK" de telemedia.

Esta familia de transmisores y receptores de UHF tiene la característica diferencial de transmitir directamente señales analógicas (mV, o mA) y reproducirlas de forma transparente en el receptor. Adicionalmente, también pueden ser conectadas señales digitales TTL.

La transmisión se realiza en periodos programados de actualización de salidas analógicas y digitales y el usuario no necesita poseer ningún conocimiento de radiofrecuencia y comunicaciones ni realizar ajuste alguno.

El rango de aplicaciones es amplio, pues pueden conectarse termopares, transmisores de presión y generadores de impulsos, entre otros dispositivos. A través del receptor, las señales son copias en las líneas de salida y pueden conectarse a un PLC, pc o indicadores de panel por ejemplo.

Además, el consumo de los LANDMARK es extremadamente bajo, lo que permite alimentar los transmisores por batería o paneles solares.

Kit multimedia de Toshiba

CIOCE, S.A. distribuidor en España de los dispositivos de almacenamiento óptico de TOSHIBA, anuncia la aparición del "Multimedia Power Kit".

Cada kit contiene, además de los lectores CD-ROM de TOSHIBA en sus versiones interna o externa, una tarjeta de sonido, altavoces estereo, micrófono y software de instalación y utilidades.

Se incluye también un compact Disc Multimedia de TOSHIBA que contiene: Microsoft Windows con extensiones multimedia, una demostración de TOSHIBA, un programa de elaboración de presentaciones, librerías de imágenes y sonido, un editor musical MIDI y dos entretenimientos multimedia.

El "Multimedia Power Kit" ofrece la oportunidad de crear imágenes, usar imágenes existentes, escoger música de su librería, añadir voces con comentarios. Unirlo todo para realizar su primera presentación multimedia.

OPTOLEC' 92: un mercado con futuro

El parque Ferial Juan Carlos I será testigo a partir del próximo día 5 de mayo de las aplicaciones más revolucionarias del láser y la electro-óptica. A lo largo de cuatro intensas jornadas, OPTOLEC mostrará a los profesionales los últimos desarrollos de una técnica que se introduce con fuerza en múltiples aspectos de la vida industrial y científica. La feria, inscrita dentro de la "II SEMANA INDUSTRIAL Y TECNOLÓGICA DE MADRID", permanecerá abierta hasta el 8 de mayo, con un horario ininterrumpido de 10:00 a 19:00 horas.

El paseo por el certamen confirmará la flexibilidad y calidad adquirida por los sistemas de láser en sectores como el científico, médico, profesional, industrial y de defensa y seguridad; así como por la electro-óptica, incluyendo medio ambiente, medicina, profesional e industrial, defensa, seguridad y componentes.

El II Congreso de Láser y Electro-Optica complementará la oferta del certamen.

Expertos de reconocida fama internacional se reunirán para intercambiar experiencias en los diferentes campos de aplicación e investigación, fabricación y posterior aplicación; lo que incluye de forma positiva en el conocimiento del mercado por parte de los empresarios interesados en la aplicación de la técnica láser en procesos de producción industriales.

Por una parte, se procederá a la evaluación del aspecto técnico, económico y comercial del producto, proceso o servicio en

comparación con otros sistemas de producción convencionales. Por otra parte, se profundizará en las innovaciones en equipamiento láser, nuevas aplicaciones y su incidencia industrial y en el mercado.

Siguiendo estas pautas se tratarán temas como las fuentes láser para aplicación industrial, sistemas asociados al láser (mesas CNC, manejo y caracterización del haz, equipamiento auxiliar, etc.), aplicaciones en proceso de materiales, además de los desarrollos industriales de la optoelectrónica (control IR, mediciones por láser, etc.)

El tratamiento artístico del láser también en OPTOLEC

Patrocinada por AIDO, Asociación de Investigación Óptica, se celebrará de forma paralela al certamen una interesante exposición de hologramas artísticos. Además de España, en la muestra colaborarán empresas procedentes de Alemania, Austria, Bélgica, Francia, Gran Bretaña y Luxemburgo.

La gran evolución experimentada por el láser durante estos últimos años ha contribuido a perfeccionar los métodos para la obtención de hologramas; hecho que ha favorecido al mismo tiempo el desarrollo de esta técnica en las artes y en las ciencias.

Numerosas son las aplicaciones de la holografía, método descubierto en 1947 por el ingeniero húngaro Dennis Gabor, y sin duda alguna, la más interesantes son: interferometría holográfica, que permite realizar estudios de materiales; memorias holográficas, método de registro que permite el almacenamiento de información; holografía como arte y como medio para la conservación del patrimonio; ingeniería óptica holográfica, aplicada al reconocimiento de formas, o realización holográfica, aplicada al reconocimiento de formas, o realización de elementos ópticos holográficos como espejos, lentes, filtros, de reducido peso y dimensiones, y con la posibilidad de

unir varias funciones en un sólo elemento. Por otra parte, se puede utilizar en microscopía, espectroscopia, holografía por ordenador, acústica, etc.

Esta próxima cita ofrece a las empresas nacionales la oportunidad de entrar en contacto con la tecnología empleada por sus homólogos extranjeros, circunstancia fundamental si se trata de aumentar la competitividad de los productos fabricados para el nuevo espacio económico europeo.

Con un sector multimedia, informat 92 potencia esta nueva tendencia mercadológica

Como campo específico dentro de la informática, los multimedia constituyen una de las más sobresalientes esperanzas del sector para los próximos años. Su potencialidad, tanto comercial como tecnológica, crece rápidamente día a día dibujándose como una sólida alternativa profesional. Marco receptor e interactivo de muy distintos apartados del mundo de la informática-hardware, software, servicios, etc., los multimedia parecen capaces de convertirse en elemento dinamizador del mercado en general, en generador de empleo sectorial y, además, en catalizador de nuevos usos y demandas en el ámbito del usuario.

Dentro de sus políticas estratégicas al servicio de los intereses del sector y atendiendo los reclamos de esta actual tendencia internacional y nacional, **INFORMAT 92** va a potenciar en su próxima edición, a celebrar en Barcelona del 11 al 16 de mayo, el Sector específico de MultiMedia, con el fin de reforzar todas aquellas actividades interesadas y/o vinculadas directa o indirectamente con el tema. Se

pretende que este pabellón diferenciado reúna una muestra representativa de los productos, equipos, componentes y servicios integrados en los multimedia, facilitando de esta forma no sólo una respuesta precisa a la oferta y a la demanda estrictamente comercial de las empresas sino también una visión monográfica -y clara- del presente y futuro de los multimedia al conjunto del público visitante.

El Salón Internacional de la Informática que organiza **Fira de Barcelona** entiende que la participación de las empresas en este pabellón Multimedia supondrá un inmejorable punto de partida para su posicionamiento definitivo en esta importante área de actuación económica.

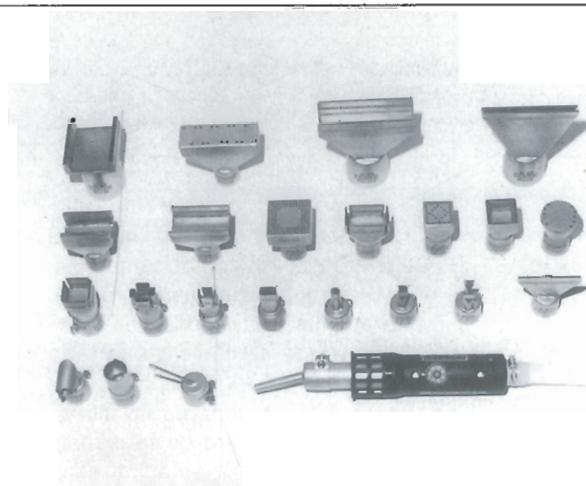
Este espacio estará ubicado en el Palacio Alfonso XIII (Nº 8), en el recinto ferial de Montjuïc,

Barcelona, agrupando, entre otros desarrollos, componentes de hardware (ordenadores, pantallas, dispositivos apuntadores, placas de audio y video, sistemas de almacenamiento, Cd-Rom's, etc.), productos de software (entornos gráficos, software de authoring, animación, diseño gráfico, tratamiento fotográfico, sonido, sistemas midi, software, de presentaciones, hipertextos, etc.), y la oferta de empresas de servicios (desarrolladores, programadores, consulting, formación, servicios de asistencia y publicaciones especializadas, etc.).

El apoyo del **Salón Internacional de la Informática** a las actividades de los multimedia se complementará con su tratamiento teórico en el programa de **Jornadas Profesionales INFORMAT 92**, cuyos contenidos se harán públicos próximamente.

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. Hay más de 400 toberas especiales a su disposición.



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

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

INDICADORES DE ENCENDIDO Y SOBRECARGA PARA FUENTES

A pesar de que hoy en día la utilización de los componentes discretos en los sistemas de regulación anexos a las modernas fuentes de alimentación ha quedado relegada a un segundo plano, su uso no deja de abrirnos un interesante campo dentro de la investigación y la experimentación electrónica. En la figura 1 podemos ver el esquema típico de un sistema regulador. El hecho de que este tipo de reguladores se siga utilizando, a pesar de la amplia gama de reguladores integrados localiza-

bles en el mercado puede, sin duda, deberse a la flexibilidad que ofrecen y a la posibilidad de equipar con ellos diseños que escapan a la oferta comercial por tratarse de tensiones o intensidades no demasiado corrientes.

En la figura 2 vemos un montaje de dos transistores en configuración de regulador tipo serie. Este circuito consta de un diodo zener de referencia (D_z) y un transistor amplificador-comparador (Q_2), el cual controla a su vez al transistor regulador-serie Q_1 . El inconveniente de este

tipo de reguladores es que su tensión de salida se ve afectado por las variaciones de la corriente de salida así como por la tensión de entrada, lo cual hace de él un regulador poco efectivo. Podemos mejorar bastante el sistema con sólo hacer que el zener reciba una información de la tensión regulada presente en la salida del circuito. Esto se consigue conectando la resistencia R_1 al emisor del regulador-serie Q_1 , y sustituyendo la resistencia R_2 por una fuente de corriente constante, tal y como puede verse en la figura 2.

Como se aprecia en este esquema (figura 2), hemos conseguido mejorar el sistema de regulación primitivo (figura 1) pero, aún así, hay algo que puede dañar seriamente a ambos circuitos: una sobrecarga o un cortocircuito. Por todo esto, se hace imprescindible dotar a nuestro diseño de algún sistema de protección. Además de la protección contra sobreintensidades, suele ser efectivo dotar al circuito con algún tipo de protección contra sobretensiones. Algo realmente útil en estos casos es incorporar al circuito un sistema de aviso de encendido y de sobrecarga. Esta tarea puede ser llevada a cabo de manera eficaz por los diodos emisores de luz LED ("light emitting diodes"), tal y como vemos en la figura 3.

Este circuito ha sido diseñado para suministrar una tensión constante de 5 V. y 500 mA. El transistor 2N3055 se usa como regulador serie (Q1) junto con el transistor 2N3053 (Q2) o equivalente. Ambos van montados en modo Darglinton. Esta combinación permite que la corriente de control pueda ser más reducida, además de permitir el uso de un diodo LED como referencia en lugar del diodo zener. La ventaja de usar un LED es evidente, además de servir como referencia nos da una indi-

cación fiable del activado del circuito. Esta misión ha sido encomendada en nuestro circuito al diodo LED2, de color verde, el cual suministra una referencia de tensión de 2V al funcionar con 12 mA. El transistor Q4 cumple el típico cometido de amplificador de error/comparador, cuya misión es limitar la corriente de base que llega al conjunto Darglinton. El transistor Q3 junto con el LED1 y las resistencias R1 y R2 se confirma la fuente de corriente constante para el regulador serie. El LED es esta vez de color rojo, y opera a 150 μ A, por lo cual permanece prácticamente apagado, eso sí,

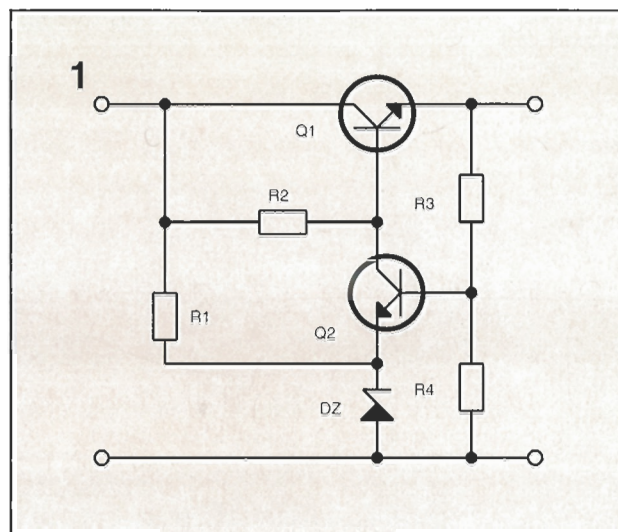


Figura 1.
Típico regulador
serie con dos
transistores.

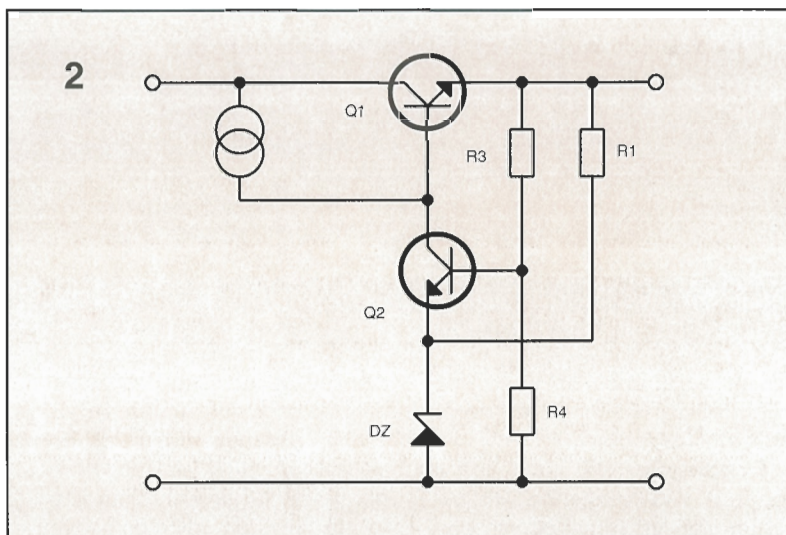
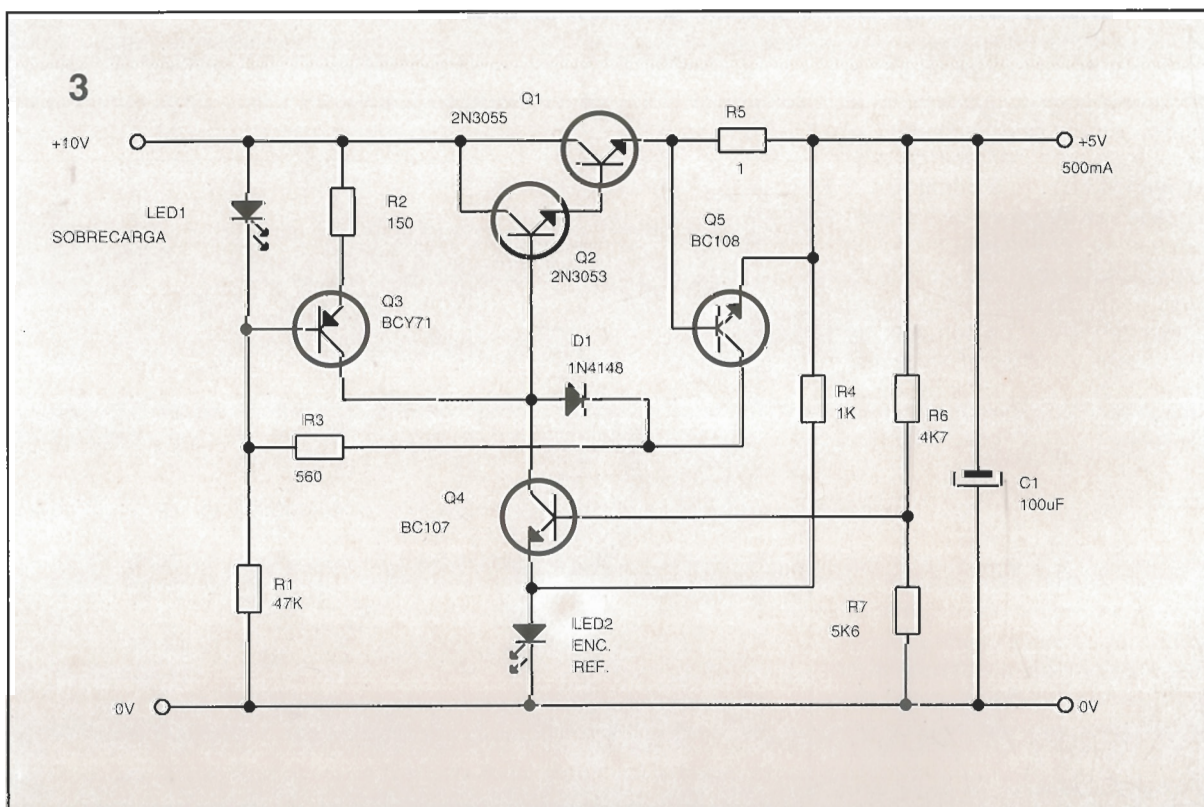


Figura 2.
Regulador serie
mejorado.

Figura 3.
Regulador serie
con indicación de
encendido y
sobrecarga.



Lista de componentes

Resistencias

R1 : 47 K
R2 : 150 Ω
R3 : 560 Ω
R4 : 1 K
R5 : 1 Ω , 3W
R6 : 4,7 K
R7 : 5,1 K

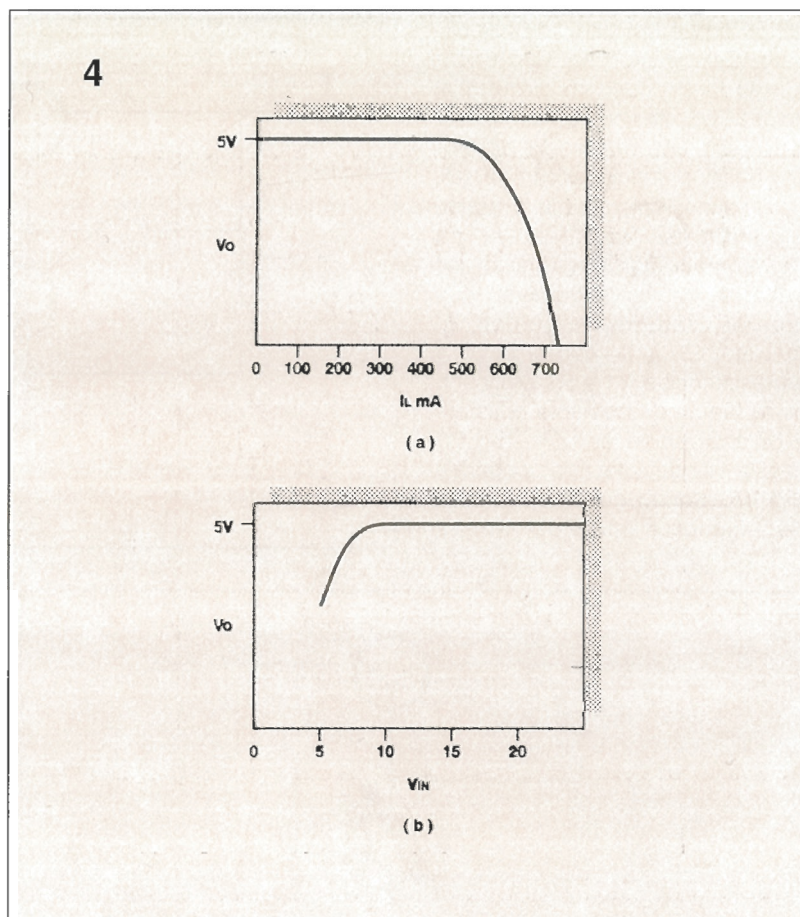
Condensadores

C1 : 100 μ F, 16 V,
electrolítico

Semiconductores

D1 : 1N4148 o
equivalente
LED1 : led rojo
LED2 : led verde
Q1 : 2N3055 o
equivalente
Q2 : 2N3053 o
equivalente
Q3 : BCY71 o
equivalente
Q4 : BC107 o
equivalente
Q5 : BC108 o
equivalente

Figura 4 .
Curvas de regulación de la tensión de salida:
a) regulación de carga; b) regulación de la tensión de entrada.



suministrando unos 1,5 V. de referencia al transistor de corriente constante Q9.

El transistor Q5, junto con el diodo D1 y la resistencia R5, forman el circuito de protección contra sobrecargas. Por último, es el diodo LED1 junto con R3, el que nos indica dicha sobrecarga.

En condiciones normales, al activarse el circuito luce solamente al LED verde. Si sometemos al regulador a una sobrecarga progresiva, el LED rojo comienza a lucir, a la vez que el verde empieza a atenuarse. Al llegar al punto de cortocircuito, el LED verde se apaga por completo y el rojo queda totalmente visible. La corriente de cortocircuito viene dada aproximadamente por la saturación de la tensión base-emisor :

$$V_{be(sat)}/R5 ,$$

de donde :

$$I_{sc} = V_{be(sat)}/R5 = 0,7V/1R = 700 \text{ mA.}$$

Resulta repetitivo el mencionar que el transistor serie precisa un disipador de calor, ya que como vemos, en condiciones de cortocircuito, con una tensión de entrada de 10 V., deberá disipar aproximadamente 7 W. Si la ten-

sión se eleva hasta los 20 V., la disipación debe ocuparse ya de 14 W. También, desde un punto de vista práctico, se hace necesario observar que la resistencia R5 ha de tener un valor no inferior a los 3 W., aunque en condiciones normales su consumo máximo será de 0,5 W.

La eficacia de los diodos LED como dispositivos de referencia en

circuitos reguladores puede verse en las curvas de corriente de carga (IL) y regulación de tensión de entrada (Vin) mostradas en la figura 4a y 4b.

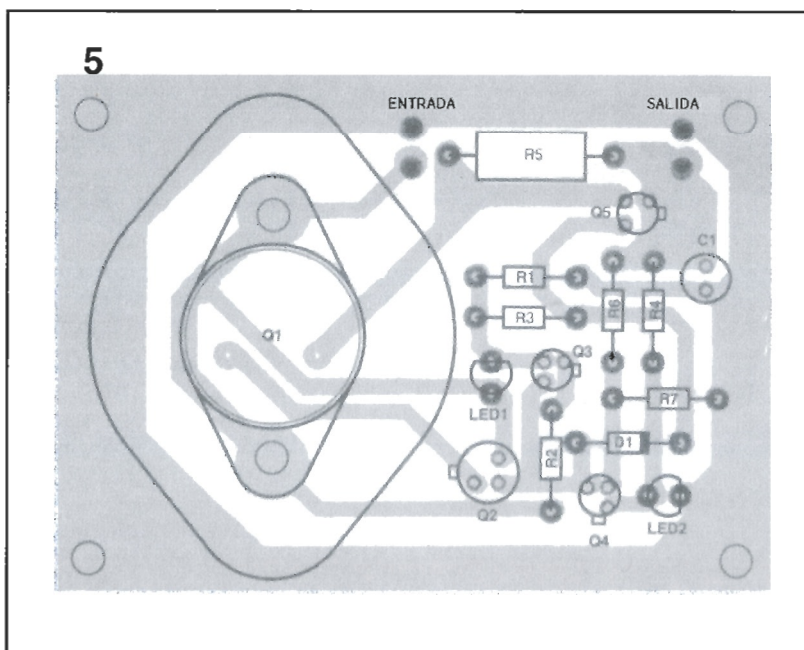
A fin de permitir una completa experimentación sobre el circuito, el diseño del circuito impreso necesario va también acompañado del esquema de instalación de los componentes, y puede verse en la figura 5.

En la figura 6 vemos un circuito similar al descrito anteriormente pero que contiene algunas modificaciones. Aquí, el amplificador comparador es del tipo amplificador diferencial, y está formado por los transistores Q4a y Q4b. La ventaja de este circuito sobre el anterior reside en que la corriente que atraviesa el diodo de referencia se mantiene constante e independiente de las variaciones de la corriente de carga, lo cual mejora la regulación frente a variaciones de tensión de entrada o corriente de carga.

Además de las ventajas anteriores, destacamos que el circuito de sobrecarga permite limitar la corriente en condiciones de cortocircuito a unos 100 mA., lo que reduce notablemente la disipación del transistor serie en situaciones de consumo elevado.

En la figura 7 vemos otra posible variación sobre el mismo circuito. Esta vez es un amplificador operacional el que se ocupa de realizar la misión de amplificador de error/comparador. Este circuito está diseñado para suministrar

Figura 5 .
Distribución de los componentes en la placa.



6

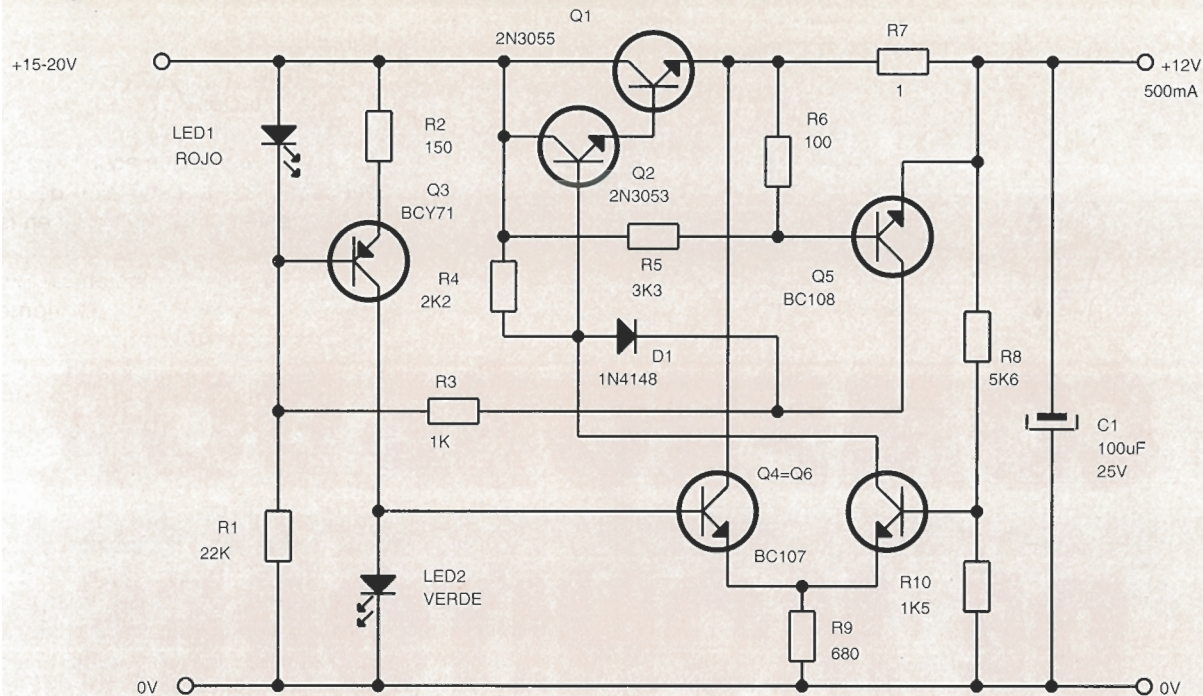


Figura 6.
Regulador serie
modificado.

tensión de salida de 18 V., con una corriente de 50 mA.

Aunque los circuitos anteriormente comentados hayan sido diseñados para unos valores fijos de tensión y corriente, estos pueden ser modificados fácilmente de manera que puedan

adaptarse a unos nuevos valores. La tensión de salida puede alterarse modificando la resistencia R6, y la limitación de corriente puede ajustarse variando el valor de la resistencia de control de intensidad.

Aparte de las ideas citadas

en este artículo sobre indicación de tensión y sobrecarga, utilizables por otra parte en otros diseños, puede resultar interesante añadir algún otro testigo como, por ejemplo, un indicador de protección contra sobretensiones.



7

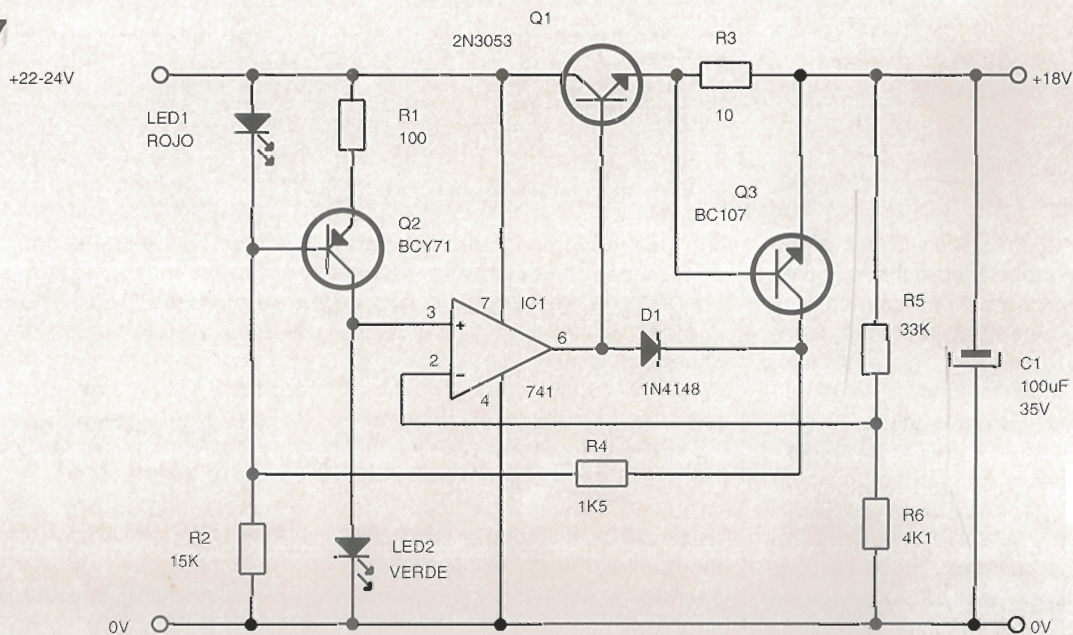


Figura 7.
Regulador serie
ajustado a 18 V. y
50 mA.

Este generador de sincronismos permite comprobar los monitores de ordenador sin necesidad de conectarlo a un ordenador.

COMPROBADOR DE MONITORES PARA PC

Las reparaciones de los monitores de vídeo de ordenador no es del todo diferente a reparar monitores de vídeo compuesto a aparatos de televisión. Sin embargo, existen algunas diferencias importantes, la más evidente de ellas es que la mayoría de los monitores de ordenador no pueden funcionar en el rango de frecuencias NTSC, es decir, 15,734 KHz para la frecuencia horizontal y 59,94 Hz para la frecuencia vertical. Como no se puede utilizar un equipo de prueba de vídeo estándar, se necesita una nueva herramienta para la resolu-

ción de problemas, por ejemplo, un generador de sincronismo para monitores de ordenador.

Seguidamente, se mostrará la manera en que se puede construir un "generador de sincronismos" que proporciona sincronismo vertical, sincronismo horizontal y vídeo RGB para los tres monitores más comunes: CGA, EGA y VGA. Sin necesidad de conectar el monitor a un ordenador será posible verificar el vídeo, la deflexión y la existencia de alimentación en CC; una vez que se ha realizado la reparación, se pueden efectuar los ajus-

tes finos con el monitor conectado a un ordenador utilizando el software adecuado. Sin embargo, si se maneja el generador de sincronismo primero, se evita la necesidad de tener un ordenador ocupado que puede ser utilizado para alguna tarea más productiva.

Descripción del circuito

El generador de sincronismos es un complejo circuito divisor de frecuencias. El punto de partida son dos osciladores de reloj TTL,

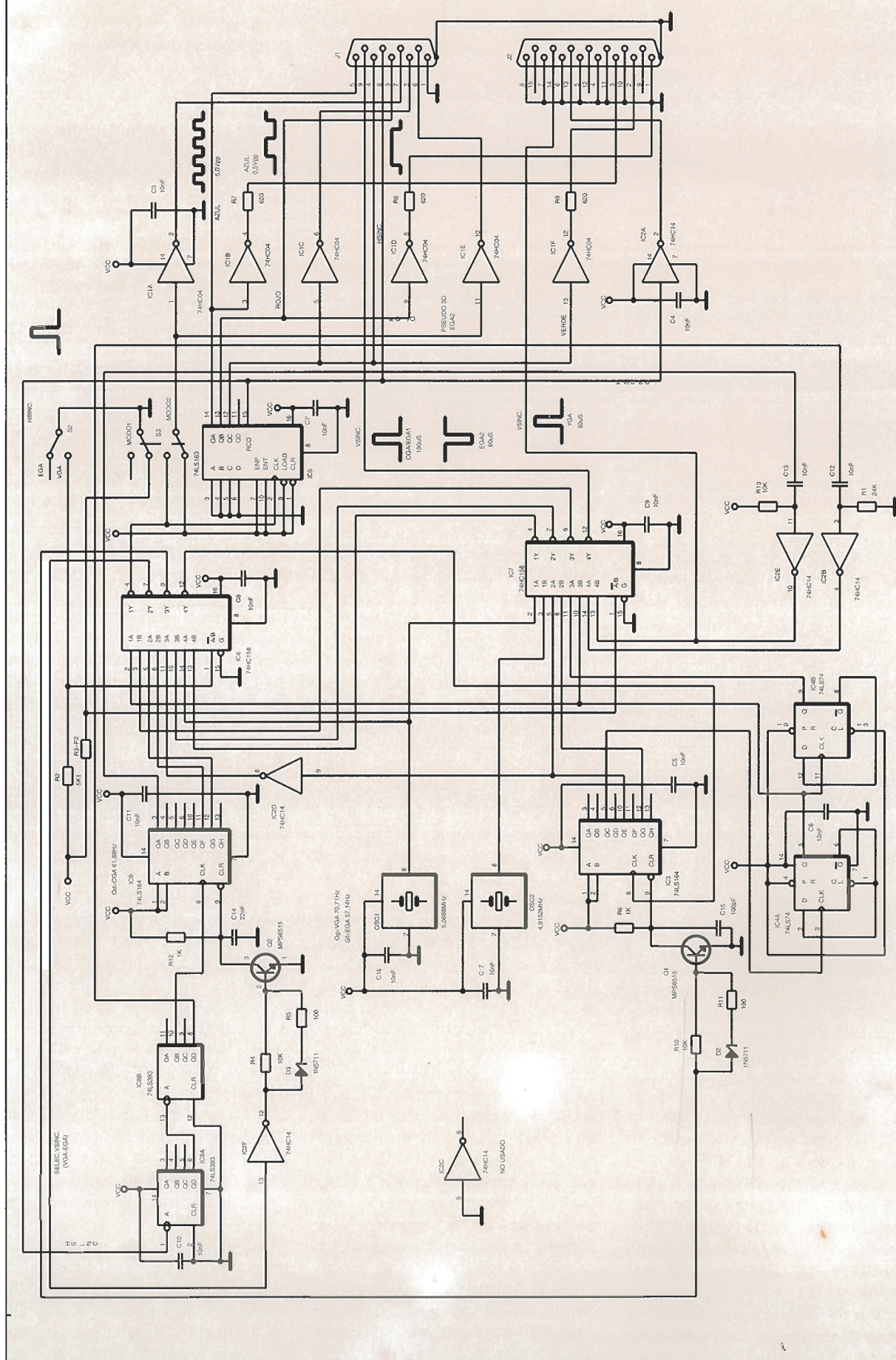


Figura 1. Esquema del comprobador de monitores. Cuando se trabaje con el equipo hay que asegurarse de que el conmutador EGA/VGA S2 se encuentra en la posición adecuada para el tipo de monitor que se está utilizando. Un ajuste inadecuado de la frecuencia de sincronismo horizontal puede provocar daños a los circuitos de deflexión.

Lista de componentes

Resistencias

R1.- 24 K
R2, R3.- 5,1 K
R4, R10, R13.- 10 K
R6, R12.- 1 K
R7-R9.- 620 Ω
R4.- 56 Ω

Condensadores

C1.- 1.000 μ F, 50 V electrolítico
C2.- 10 μ F, 10 V, electrolítico
C3-C13, C16, C17.- 0,01 μ F, 50 V, cerámico

Semiconductores

IC1.- 744HC04
IC2.- 74CH14
IC3, IC9.- 74LS164
IC4.- 74LS74
IC5.- 74LS163
IC6, IC7.- 74HC158 selector de 2 líneas a 1 línea
IC8.- 74LS393 contador binario doble de cuatro bits
IC10.- LM340T-5 V
OSC1.- Oscilador de reloj TTL de 5,0688 MHz.
OSC2.- Oscilador de reloj TTL de 4,9152 MHz.
D1.- Diodo 1N4001
D2, D3.- Diodo Schottky 1N5711
Q1, Q2.- Transistor NPN MPS6515

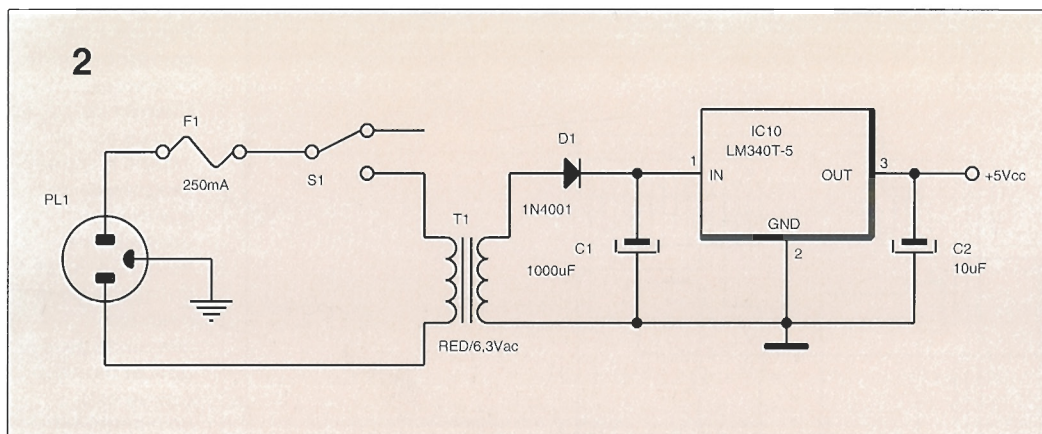


Figura 2 .
Fuente de alimentación. Si no se dispone de una adecuada fuente de alimentación de 5 V CC, se puede fabricar esta que aparece en la figura.

Otros componentes
F1.- Fusible de 0,25 amperios
J1.- Conector hembra de 9 patillas DE9S
J2.- Conector hembra de 15 patillas de alta densidad HD DB15S
S1, S2.- Conmutador SPST
S3.- Conmutador DPDT
T1.- Transformador 220/6,3 VCA

Varios
Cable de alimentación de CA, zócalos de circuito integrado para "wire-wrap", caja metálica, cable, etc.

uno de los cuales (OSC1) oscila a 5,0688 MHz y el otro (OSC2) oscila a 4,9152 MHz. Dependiendo del ajuste de dos conmutadores, una de las señales de reloj se encamina a varias etapas divisoras que finalmente alcanza una etapa final que consiste en un contador binario de 4 bits.

Funcionamiento VGA

Refiriéndonos al esquema de la Fig. 1 diremos que el conmutador S2, cuando está cerrado, coloca un cero lógico (nivel bajo) en la patilla 1 de IC6, que es un circuito integrado de cuatro selectores de dos líneas a una línea 74HC158, de forma que todas las entradas "A" pasarán a las salidas "Y". Entonces, la salida de OSC1, que es un oscilador de reloj TTL, pasa desde la patilla 14 de IC6 (A4) a la patilla 12 (Y2), y, por lo tanto, a la entrada de reloj (patilla 8) de IC3, que es un registro de desplazamiento 74LS164. (NOTA: es importante que el conmutador S2 EGA/VGA se encuentre en la posición adecuada para el tipo de monitor que se está utilizando. Una frecuencia de sincronismo horizontal inadecuada puede producir fácilmente daños en los circuitos de deflexión).

Al mismo tiempo, la salida QE de IC3 (patilla 10) pasa a través de un inversor Schmitt 74HC14 (IC2-d) para llegar a la entrada A3 de IC6 (patilla 11). Esta señal pasa posteriormente a la salida Y3 (patilla 9), a través de R10, hasta la base de Q1 y a la entrada CLR de IC3 (patilla 9). Como resultado, la señal de reloj queda dividida por 5 y es utilizada como señal de inicialización, de forma que cada cinco pulsos de reloj, se produce una inicialización.

Como se ha mencionado anteriormente, el registro de desplazamiento IC3 divide esta entrada CLK (salida de OSC1) por cinco ($5,0688/5 = 1,01376$).

En otras palabras, todas las salidas "Q" tienen una frecuencia de 1/5 de la entrada de reloj, pero solamente cuando el circuito es inicializado mediante su propia salida QE.

La salida QC, cual también tiene 1/5 de la señal de entrada de reloj cuando el circuito es inicializado mediante QE, de IC3 (patilla 3) envía la señal de 1,01376MHz a la entrada de reloj (patilla 3) de IC4-a (un oscilador tipo D 74LS74), en el que se divide posteriormente por dos, de forma que la división total es por diez.

Con esta división por diez se envía una señal de 506,88 KHz a la patilla 2 de IC6 (A1), que pasa a la patilla 4 (Y1), y a la entrada de reloj (patilla 2) de IC5 (74LS163), que es un contador binario. El contador IC5 divide la señal por 16 para producir una frecuencia de sincronismo horizontal de 31,68 KHz con una anchura de pulso de 2 microsegundos. El contador IC5 también divide la señal de reloj por dos para generar azul, (QA, patilla 14) por cuatro para generar rojo (QB, patilla 13) y por ocho para generar verde (QC, patilla 12). En otras palabras, el vídeo azul se forma a partir de ocho veces el sincronismo horizontal, el rojo cuatro veces y el verde dos veces. Por este motivo, el monitor deberá mostrar unas barras amarillas, cian, verde, magenta, roja, azul, negro y blanco; y las repite. Hay que señalar que la secuencia de color CGA/EGA, es inversa a la VGA.

El sincronismo vertical se genera enviando el sincronismo horizontal a la patilla de IC8-a, que es un contador binario 74LS393,

en el que la señal queda dividida por 74 en la patilla 10 de IC8-b, y se envía a la entrada de reloj (patilla 8) de IC9, que es otro registro de desplazamiento 74LS174. La entrada CLR de IC9 (patilla 9) proviene, en realidad, de su propia salida QG a través de la entrada A2 de IC6 (patilla 5), su salida Y2 (patilla 7), el inversor Schmitt IC2-f y el transistor Q2. Utilizando la salida QG de IC9 para inicializarlo, se produce una división en su entrada de reloj por 7. Por lo tanto, la señal de sincronismo horizontal es dividida primeramente por 64 mediante IC8 y posteriormente por 7 mediante IC9, lo que produce una división total de 448. Y así, se envía una señal de 70,71 Hz (31,68 KHz dividido por 448) con un ancho de pulso de 60 microsegundos procedente de la patilla 3 de IC9 a la patilla 14 de J2, que es un conector de 14 patillas VGA de alta densidad, a través de C13, R13 y el inversor Schmitt IC2-e.

Funcionamiento CGA/EGA 1

Cuando el conmutador S2 se encuentra en la posición "EGA", aparece un "1" lógico (nivel alto) en la patilla 1 de IC6, el cual conecta sus entradas "B" a sus salidas "Y". Cuando S3 se encuentra en el "Modo 1", aparece un "0" lógico (nivel bajo) en la patilla 1 de IC7, otro selector 74HC158, el cual conecta sus entradas "A" a sus salidas "Y". Ahora, IC7 utiliza el oscilador OSC1 como fuente de tiempos, la cual entra por la patilla 2 y sale por la patilla 4. Esta, en cambio, se aplica a la patilla 13 de IC6 y se obtiene en la patilla 12 de IC6, OSC1 es la entrada de CLK (reloj) de IC3. Como la salida QE de IC3 (patilla 10) está conectada a su entrada CLR (patilla 9) a través de las patillas 5 y 7 de IC7, las patillas 10 y 9 de IC6, R1 y Q1; IC3 divide la señal del oscilador OSC1 por cinco. La salida QC de IC3, la cual también es igual a la señal OSC1/5, ya que QE es la señal de inicialización, envía una señal de 1,014 MHz ($5,0688/5$) a la patilla 3 de IC4-a, provocando una división posterior por cuatro en la patilla 9 de IC4-b para obtener una división total por 20 (253,44 KHz). La salida de 253,44 KHz, procedente de la patilla 9 de IC4, se encuentra conectada a la

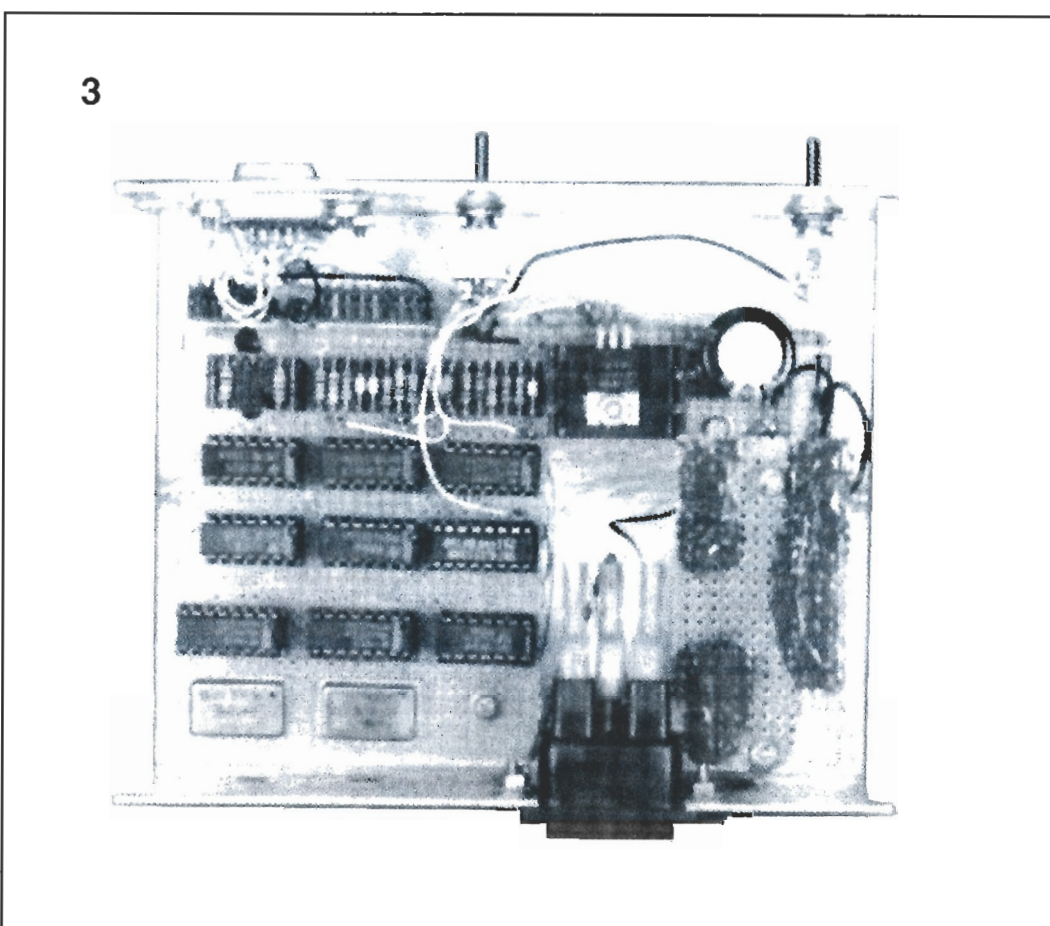
patilla 3 de IC6 a través de las patillas 11 y 9 de IC7. La entrada correspondiente a la patilla 3 de IC6 aparece en la patilla 4, y, desde este punto, pasa a S3 y a la entrada CLK de IC5 (patilla 2). Después, IC5 divide la señal de 253,44 KHz por dieciséis, con lo que se obtiene una frecuencia de sincronismo horizontal de 15,84 KHz.

El sincronismo vertical se obtiene dividiendo el sincronismo horizontal (15,84 KHz) por 256 en la patilla 8 de IC8. Esta salida está conectada a C12, R1, IC2-b y a la patilla 14 de IC7. La señal de 61,88 Hz de sincronismo vertical con un ancho de pulso positivo de 190 microsegundos se envía a la patilla 9 del conector de salida J1 a través de la patilla 12 de IC7.

Funcionamiento EGA 2

Cuando el conmutador S2 se encuentra en la posición "EGA" este pone un "1" lógico (nivel alto) en la patilla 1 de IC6, lo que selecciona sus entradas "B". Con S3 colocado en el "Modo 2" aparece un nivel alto en la patilla 1 de IC7, con lo cual, también se seleccionan las entradas "B". Con las entradas "B" seleccionadas, IC7 utiliza el oscilador OSC2 como fuente de tiempo y la señal de 4,9152 MHz pasa desde la patilla 4 de IC7 a la patilla 13 de IC6. Después, la señal queda conectada a la entrada CLK (patilla 8) de IC3 desde la patilla 12 de IC6. La salida QG de IC3 está conectada a la patilla 10 de IC6 a través de las patillas 6 y 7 de IC7. La señal se obtiene en la patilla 9 de IC6, y se conecta de nuevo a la entrada CLR de IC3 (patilla 8). La señal del oscilador OSC2 es dividida por siete mediante IC3 produciendo una señal de 702,17 KHz en la salida QC de IC3. La salida QC de IC3 está conectada a IC4-a, lo que provoca una división adicional por dos, con lo que se consigue una división total por 14. La señal de 351,08 KHz, procedente de la patilla 5 de IC4-a, se conecta a la entrada CLK de IC5 (patilla 2) a través de las patillas 10 y 9 de IC7 y de las patillas 3 y 4 de IC6. La señal es dividida posteriormente por 16 mediante IC5 para producir un sincronismo horizontal de 21,94 KHz.

El sincronismo vertical se genera mediante la división por 64, que se obtiene en la salida QB de IC8 (patilla 10). La salida QF de



IC9 se conecta de nuevo a su propia entrada CLR a través de las patillas 6 y 7 de IC6 provocando la división por seis en IC9, con lo que se obtiene una división total por 384. Esto nos proporciona un sincronismo vertical de 57,14 Hz en la salida QA de IC9. Esta salida QA se encuentra conectada a la patilla 11 de IC2-e, y se configura como monoestable, al tiempo que proporciona un pulso negativo de 60 microsegundos a la patilla 13 de IC7. El pulso se obtiene en la patilla 12 de IC7 y se conecta a la patilla 9 del conector J1. El conmutador S3 dirige la señal de 351,08 KHz hacia la entrada del byte RGB de un monitor EGA. Esto provoca que el monitor visualice una imagen pseudo-tridimensional.

Como notas finales hay que decir que las entradas RGB VGA tienen una impedancia de 75 ohmios. Las resistencias R7-R9 reducen la amplitud de las señales de color a 0,5 V pico a pico. El funcionamiento de 400 líneas se produce haciendo que el sincronismo horizontal tenga la polaridad negativa y el sincronismo vertical positiva. Los monitores EGA conmutan desde el "Modo 2" (mejorado) al "Modo 1" cambiando la polaridad

del sincronismo vertical; en el "Modo 1" es positivo y en el "Modo 2" negativo.

Construcción

Se recomienda para la realización de este proyecto la utilización de una placa perforada y de la técnica "wire-wrap". Hay que intentar mantener los osciladores de reloj TTL (OSC1 y OSC2) tan cerca como sea posible de IC6 e IC7. También será necesario desacoplar todos los circuitos integrados y los osciladores con condensadores cerámicos de disco de 0,01 μ F, como se muestra en el esquema de la Fig. 1 (se pueden soldar directamente al terminal Vcc y a las patillas de masa de "wire-wrap").

Este montaje necesita una alimentación de + 5 V para funcionar. Si ya se dispone de una fuente de alimentación adecuada se puede utilizar; en otro caso, la Fig. 2 muestra una fuente adecuada para el proyecto.

En cuanto la circuitería esté completa se deben introducir las placas montadas en una placa metálica y conectar la patilla de masa a la caja. La Fig. 3 presenta el prototipo completo fabricado por el autor. ■

Figura 3 .
El prototipo del autor. Para realizar el montaje completo se han utilizado técnicas de "wire-wrap" y una placa perforada para prototipos.

Construyendo este sistema de captura de datos de reducido coste se puede hacer que el PC mida temperaturas, desplazamientos y otras magnitudes.

CONVERTIDOR A/D EXPERIMENTAL PARA PC

En artículos anteriores se han presentado varios sistemas de E/S analógicos y digitales de propósito general para el PC (ver "Equipo de Pruebas controlado por PC", en Septiembre, Noviembre y Diciembre de 1991).

El primer montaje describía un instrumento de medida para evaluar capacidades; el segundo describía un medidor R/C digital. Los dos dispositivos se conectaban al PC a través de la interfaz paralelo estándar. El tercer montaje describía una tarjeta de expansión simple, la PC E/S, esta tarjeta añadía 24 líneas digitales de E/S mediante un dispositivo 8255 Entrada/-

Salida Paralelo (PIO), el estándar en la arquitectura del PC.

En el presente artículo explicaremos la forma de construir una interfaz, Convertidor Analógico/Digital (CA/D), de muy bajo costo, que permitirá medir temperaturas, desplazamientos, señales de audio y otras señales analógicas en el rango entre 0 y 5 voltios.

El CA/D, parte de la placa PC E/S: simplemente añadiendo un amplificador, el circuito CA/D y algo de software simple escrito en BASIC, se pueden capturar datos, visualizarlos y almacenarlos en el PC a una velocidad de 1.000 datos concretos por segundo (o más, pues

todo depende de la velocidad del ordenador que se está utilizando).

En este artículo se mostrará el modo de utilizar el CA/D para construir un preciso sensor de temperatura, aunque es muy sencillo modificar el circuito para aceptar otros tipos de entradas analógicas procedentes de otros dispositivos.

Teoría del circuito

Como se puede ver en el diagrama de bloques de la Fig.1, el circuito consiste en dos bloques funcionales: un condicionador de señal y un convertidor D/A. El

condicionador de señal consiste en un amplificador de ganancia variable con un desplazamiento en CC ajustable, que permite la calibración del circuito para una variedad de sensores. Para comprender el motivo por el que se necesita una calibración, veamos el circuito integrado que realiza la conversión analógica/digital, un dispositivo estándar de ocho bits denominado ADC0804. A diferencia de los voltímetros tradicionales, el ADC0804 responde a los cambios de tensión de CA muy rápidamente.

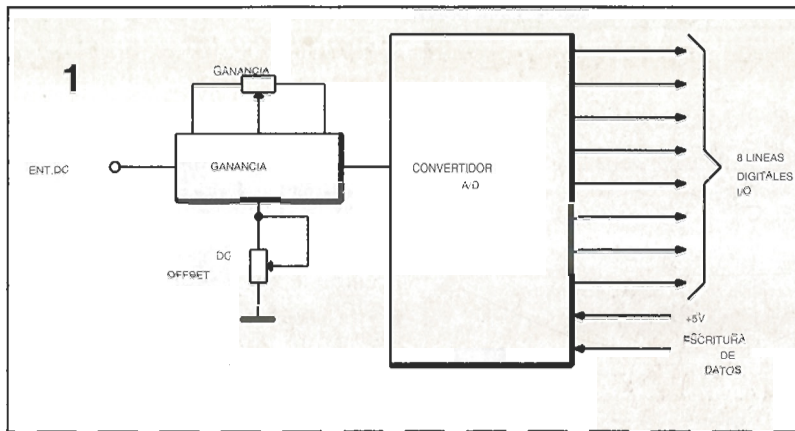


Figura 1. Diagrama de bloques en el que se pueden ver las secciones más importantes del circuito, un amplificador y un CA/D (Convertidor Analógico Digital) adecuado.

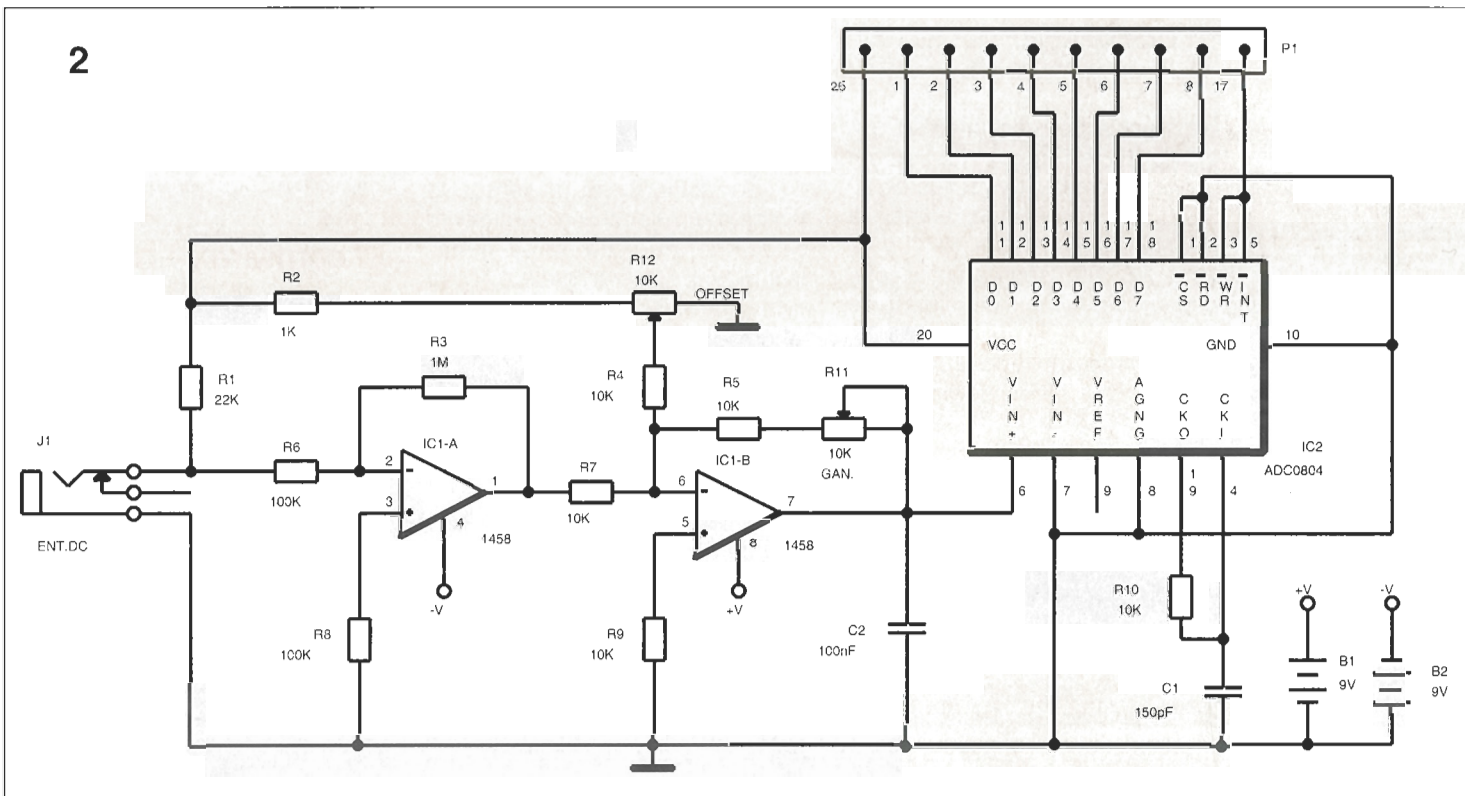


Figura 2. El esquema completo muestra las dos etapas de ganancia (IC1-a e IC1-b) y el convertidor A/D (IC2).

te; de hecho, con una velocidad de 1.000 muestras por segundo. El ADC0804 convierte cada muestra en la forma digital, después de lo cual, el ordenador puede leer las salidas digitales para visualizarlas o para analizarlas posteriormente.

EL ADC0804 acepta una entrada analógica entre 0 y 5 voltios de CC, y la convierte en un número binario entre 0 y 255. Con un rango máximo de 5 voltios y 256 pasos entre el 0 y el 5, la resolución es $5/256 = 0,0195$ voltios o, lo que es lo mismo, casi 20 milivoltios. Por ello, con cualquier tensión de entrada analógica entre 0 y 0,0195 voltios, el ADC0804 producirá un 0 binario (00000000); para cualquier tensión entre 0,0195 y 0,0390, producirá un 1 binario (00000001), y así sucesivamente.

La resolución de 20 milivoltios puede parecer más que suficiente pero, ¿qué es lo que ocurre cuando se desea medir una tensión con un valor máximo de 40 milivoltios? Solamente se podrían distinguir dos valores en el rango de medida. Este es el punto en el que la parte dedicada al condicionamiento de la señal entra en acción. Mediante la amplificación de la señal hasta que el rango efectivo esté próximo al rango máximo del CI, el rango de medida se puede dividir en incrementos más finos y la escala del software puede acercarse al valor adecuado.

El parte del condicionador de señal dedicada al desplazamiento de CC permite eliminar cualquier valor permanente de CC y medir únicamente las variaciones en la tensión de CC. Esto es necesario

para la sonda sensora de temperatura, la cual está construida en torno a la unión base/colector de un transistor 2N2222 estándar. A continuación se explicará esto con más detalle.

El circuito

Haciendo referencia al esquema del circuito que se puede ver en la Fig.2, IC1 es un amplificador operacional estándar 1458 (dos 741). Uno de los amplificadores operacionales (IC1-a) amplifica la tensión de entrada en la relación $-R3 / R6$. Con los valores que se muestran la relación es de -10. La resistencia R8 asegura un mínimo desplazamiento de CC de IC1-a. El segundo amplificador operacional (IC1-b) también funciona como amplificador aunque, en este caso,

Lista de componentes

Resistencias

R1.- 22 K
R2.- 1 K
R3.- 1 M
R4, R5, R7, R9, R10.- 10 K
R6, R8.- 100 K
R11, R13.- 10 K, potenciómetro de 15 vueltas

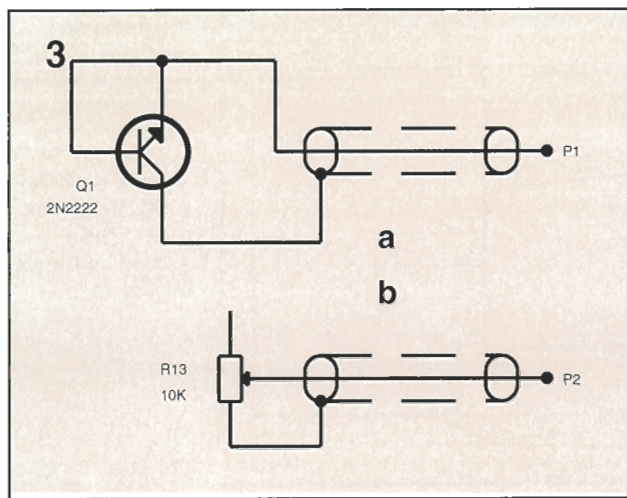


Figura 3.
El CA/D se controlará con un transistor sensor de temperatura (a) o con un potenciómetro de calibración (b).

la ganancia de tensión es $-(R5 + R11) / R7$, en la que R11 es un potenciómetro de 14 vueltas de 10 Kohmios que permite ajustar la ganancia con valores entre -1 y -2. Como R8, R9 asegura un desplazamiento de CC mínimo a partir de IC1-b. Las dos inversiones en los amplificadores operacionales implican una señal de salida no invertida.

El divisor de tensión consistente en R2 y R12 permite la inserción de una tensión de desplazamiento de CC en el rango entre 0 y + 2,5 voltios de CC. Este desplazamiento puede compensar cualquier tensión estable de CC procedente de un dispositivo de entrada.

EL CA/D es el circuito IC2, que está configurado para funcionar en el modo libre, en el cual es seleccionada continuamente la señal de entrada (patilla 6). Para asegurar que el convertidor A/D se inicia de forma adecuada, el software pone a nivel bajo, momentáneamente, las patillas 3 (WR activa a nivel bajo) y 5 (INTR activa a nivel bajo) en el arranque. Las ocho salidas digitales del circuito (IC2 patillas 12-18) están conectadas directamente al circuito PIO a través de P1.

La alimentación a los amplificadores operacionales se suministra a través de dos baterías de 9 voltios; el PC suministra la alimentación de + 5 voltios para el circuito divisor de tensión, y para IC2, a través de la patilla 25 de P1. Haciendo esto, se asegura que la tensión de referencia será más estable que si se utilizan las baterías. Por supuesto que se es libre de utilizar una fuente de alimentación de doble polaridad en lugar de las baterías.

Captación de temperatura

Un transistor estándar 2N2222 puede servir como sensor de temperatura de bajo coste. Refiriéndonos a la Fig.3-a, hay que destacar que el emisor y la base de Q1 se encuentran unidas. Esta conexión proporciona una unión diodo a la unión base-colector. Cuando se aplica la alimentación, a través de esta unión, se podría esperar una caída de tensión de aproximadamente 0,7 voltios. El término, aproximadamente, tiene un significado importante, ya que la caída real de tensión depende de la temperatura de la unión.

Los transistores de silicio utilizados de esta forma como sensor de temperatura tienen un coeficiente de temperatura de aproximadamente $2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$; esto es, a 0°C , la caída de tensión sería de aproximadamente 0,6 voltios. Según se incrementa la temperatura, la caída de tensión disminuye. A 100°C la caída de tensión sería de aproximadamente 0,4 voltios. A pesar de que cada transistor tiene un coeficiente de temperatura ligeramente distinto, todos los transistores varían de forma lineal con la temperatura. Por ello, haciendo una calibración para el transistor que se esté utilizando en particular, es posible obtener un preciso sensor de temperatura de bajo coste.

Construcción

El montaje no es crítico; se puede construir el circuito utilizando una placa perforada para prototipos, como se puede ver en la Fig.4. Conviene, y desde aquí así lo recomendamos, utilizar zócalos para los circuitos integrados.

Para ensamblar el dispositivo a la placa PC E/S, se conectarán once cables de 30 centímetros de longitud a los puntos adecuados de IC2, y los otros extremos a las patillas correspondientes de P1, un conector hembra DB-25 estándar.

Después, se construirá la sonda de temperatura. Para este fin puede utilizarse tanto un 1N2222A (de encapsulado metálico), como un PN2222A (de encapsulado plástico) y un trozo de cable apantallado. Se trenzarán las patillas de la base y del emisor juntas,

y se soldarán al conductor central del cable apantallado. Seguidamente, habrá de conectarse el colector a la pantalla. Para evitar los cortocircuitos, se cubrirán las patillas cerca del transistor con tubo termorretráctil. Se montará el transistor en una carcasa cilíndrica (el cuerpo de plástico hueco de un bolígrafo puede servir, por ejemplo); hay que asegurarse de que esta carcasa de plástico puede soportar las temperaturas a las que se va a medir. La sonda de prueba se rellenará con silicona o con pegamento epoxi. Posteriormente, se colocará un conector de audio miniatura en el extremo libre del cable, asegurándose de que el conductor central está conectado al contacto central y el apantallamiento al conductor exterior.

El software

El listado nº 1 muestra un programa escrito en QuickBASIC que lee la salida de tensión del circuito y la convierte en una temperatura; hay que señalar que los números de líneas se han incluido únicamente como referencia. El programa necesita de algunas constantes para funcionar, en lugar de almacenar esta información en el fichero QB, el cual necesitaría ser recopilado cada vez que se recalibrase el sistema, esta información se ha almacenado en un fichero de datos secuencial denominado TEMP.DAT, el cual contiene los valores que se necesitan, separados cada uno por una coma. El primer dato es la dirección del puerto E/S, en decimal para la placa PC E/S (descrita en nuestro número del mes de septiembre), seguido por la tensión a la temperatura inferior, la temperatura inferior, la tensión a la temperatura superior y la temperatura superior. (Las tensiones han de especificarse en voltios, y las temperaturas en grados centígrados).

Por ejemplo, si estos valores fuesen 640, 4.1, 0, 0 y 100, TEMP.DAT debería contener:

640,4.1,0,0,100

Seguido por un retroceso de carro y una alimentación de línea. El fichero se puede crear con cualquier procesador de texto, solamente hay que recordar que se debe salvar en el formato ASCII o de texto, y no en el formato original del procesador de texto.

Condensadores

C1.- 150 pF de disco cerámico (cualquier valor entre 150 y 330 pF)

C2.- 100 nF de disco cerámico

Semiconductores

IC1.- 5558 o 1458, amplificador operacional dual en encapsulado DIP de 8 patillas.

IC2.- ADC0804 o ADC08

Varios

B1, B2.- Batería de 9 voltios

J1.- Conector miniatura para audio

P1.- Conector macho DB-25

Conector para batería de 9 voltios, cápsula para la sonda, cable apantallado.

Las líneas 2-4 del programa abren el fichero TEMP.DAT, leen los valores, cierran el fichero y configuran el 8255 en la placa PC E/S, de manera que las líneas 1-16 son entradas y las líneas 17-22 son salidas.

Las líneas 5-8 preparan la pantalla para que presente un aspecto agradable.

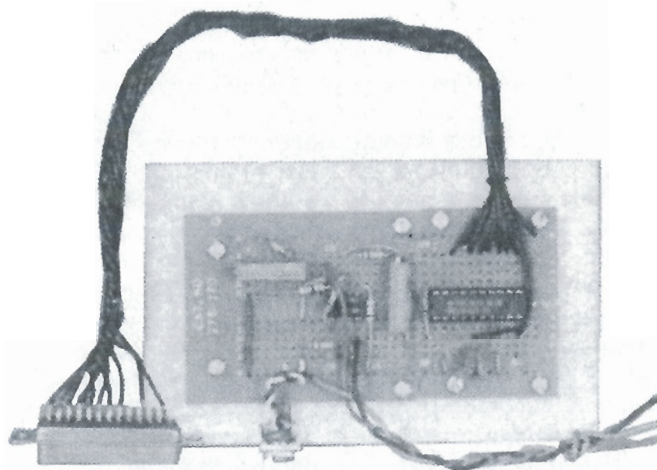
Las líneas 9-17 son el núcleo real del programa, el bucle de medida y visualización. La línea 10 hace que la línea del bus WRITE (activa a nivel bajo) pase a nivel bajo para obtener una lectura. La línea 11 recupera esta lectura en la variable x. El programa convierte este número en una tensión (V) entre 0 y 5,0. Posteriormente, la línea 12 calcula el grado Centígrado (Cent) y el grado Fahrenheit (Faren) de los valores de la temperatura. Las líneas 13-15 formatean y visualizan los valores. La línea 16 provoca una pausa antes de que se realice el siguiente muestreo, y la línea 17 comprueba si se ha pulsado la tecla de Escape. Si se pulsa dicha tecla el programa termina; en otro caso, la ejecución del bucle vuelve a la línea 10.

Calibración

Primero, hay que crear el fichero de datos (TEMP.DAT) con valores nominales para la dirección del puerto, las tensiones y temperaturas (640,4.1,0,0,100); después, se ajustarán estos valores. Seguidamente, se correrá el programa para iniciar la tarjeta PC E/S, se conectará el sensor a J1 y se colocará la punta de la sonda de forma que toque un cubito de hielo. Utilizando un voltímetro digital en rango de medida bajo, se medirá la tensión existente entre las conexiones central y exterior del conector. Se anotará la temperatura (0 grados centígrados) y la tensión resultante.

A continuación, se colocará cierta cantidad de agua hirviendo en un recipiente de "estirofoam" (corcho blanco), y se colocará la sonda en el agua, repitiendo el proceso y anotando la temperatura (100 grados centígrados) y la tensión. Ahora, se utilizarán los dos valores de tensión para determinar el coeficiente de temperatura de la sonda que se está utilizando; por ejemplo, si la temperatura a 0°C es de 552 mV y la lectura a 100°C

4



es de 342 mV, el coeficiente de temperatura sería $(0,342 - 0,552)/(100) = -2,1 \text{ mV/}^\circ\text{C}$.

Ahora, se preparará un potenciómetro de 10 Kohmios, como se muestra en la Fig.3-b. En este punto, la placa CA/D debería estar conectada a la placa PC E/S, las baterías de 9 voltios, u otra fuente de alimentación, también tienen que estar conectadas y el programa BASIC debería estar corriendo. En seguida se conectará un voltímetro digital a través de J1, y se ajustará el potenciómetro de calibración hasta que se obtenga el valor superior que se midió anteriormente, y se ajustará R12 para obtener 0,000 voltios cuando se muestra en la pantalla del PC. A continuación, se ajustará el potenciómetro de calibración hasta que el valor leído en el voltímetro digital sea igual al valor inferior, y se ajustará R11 para obtener un valor (como el que se muestra en la pantalla) entre 4,0 y 4,5 voltios. El valor real no importa, solamente la diferencia entre el valor superior y el valor inferior.

Ahora, se comprobará la lectura del ajuste de nuevo para asegurarse de que todavía es de 0,0 voltios y se calibrará si es necesario, se volverá atrás y se comprobarán sucesivamente las dos lecturas varias veces.

Seguidamente, se introducirán los valores correctos en el fichero

TEMP.DAT. Hay que asegurarse que el fichero se encuentra almacenado en el mismo directorio que el programa.

Definitivamente, ya se está listo para utilizar la sonda. Bastará con colocarla junto al objeto del que se quiera medir la temperatura y mantenerla en esa posición hasta que se obtenga una lectura de temperatura estable.

Rango de medida alternativo

Es posible ajustar la circuitería y el programa del ordenador para adaptar el sistema a cualquier rango de temperatura que se desee. Basta con recalibrar el circuito y ajustar las constantes en TEMP.DAT. Por ejemplo, supongamos que se desean medir temperaturas entre -37,2 °C y +40 °C.

Para ello, se calculará la caída de tensión a estas temperaturas sirviéndose de la fórmula:

$$VD = VZ + (T \times TC)$$

Donde VZ es la caída de tensión a 0 °C; T es la temperatura en °C; y TC es el coeficiente de temperatura.

$$\begin{aligned} \text{A } 40^\circ\text{C, } VD &= 600 \text{ mV} + \\ &+ (40^\circ\text{C} \times -2,1 \text{ mV/}^\circ\text{C}) = \\ &= 600 \text{ mV} - 84 \text{ mV} = 516 \text{ mV.} \\ \text{A } -37,2^\circ\text{C, } VD &= 600 \text{ mV} \\ &+ (-35^\circ\text{C} \times -2,1 \text{ mV/}^\circ\text{C}) \\ &= 600 \text{ mV} + 78,17 \text{ mV} \\ &= 678,17 \text{ mV.} \end{aligned}$$

Figura 4 . El prototipo del autor. Para realizar el montaje completo se han utilizado técnicas de "wire-wrap" y una placa perforada para prototipos.

Ahora se conectará al potenciómetro de calibración (mostrado en la Fig. 3-b), se ajustará el valor de la caída de tensión correspondiente a la temperatura más elevada (516 mV) y se ajustará R12 hasta que la salida sea 0,000. Después, se ajustará el potenciómetro hasta obtener la caída de tensión correspondiente a la temperatura más baja (678 mV) y se ajustará R11 hasta obtener un valor entre 4 y 5 voltios. Finalmente, se insertarán los valores de temperatura y el valor del voltaje de salida correspondiente a la temperatura superior en el fichero de datos. El circuito ya está completamente calibrado para el nuevo rango de temperatura.

Modificaciones al software

Si se utiliza la sonda como un detector de baja temperatura, habrá que conectar un relé sensible de 5 V a las patillas 9 (+) y 23 (GND) de P1. Si la temperatura pasa a ser inferior al valor especificado, el relé se energizará. Cuando

la temperatura aumente por encima del valor especificado, el relé se desenergizará. Por ejemplo, para que funcione a 10,5 °C, se añadirán las líneas que se muestran en el Listado 2, entre las líneas 16 y 17, del programa original.

También se puede cambiar el valor del bucle FOR-NEXT para alterar el tiempo entre muestras. Por ejemplo, en el sistema del autor, modificar el valor a 5000 provoca que las muestras se produzcan cada 10 segundos. El tiempo exacto depende de la velocidad del ordenador que se está utilizando, por lo que será necesario experimentar.

Para leer y visualizar los datos resultantes, se correrá el programa del Listado 4.

Otras entradas

El circuito de condicionamiento de la señal puede aceptar otras fuentes de señal, incluyendo potenciómetros de desplazamiento lineal (LDP), transductores piezoeléctricos y micrófonos. Un LDP es un potenciómetro especializado

cuyo cursor se mueve de forma lineal, en lugar de hacerlo circularmente. Normalmente, son dispositivos con una precisión extraordinaria; los que se pueden comprar en los distribuidores de material electrónico suelen estar conectados a mecanismos móviles. Estos convierten el movimiento lineal en una resistencia proporcional. Si se aplica una tensión de CC a través del LDR, la salida del cursor es una tensión proporcional a la cantidad de movimiento del cursor.

Los dispositivos piezoeléctricos se pueden conectar de forma directa a la superficie en la cual se quiere medir la tensión y la fatiga. A diferencia de los LDP, los dispositivos piezoeléctricos producen una tensión directamente, por este motivo, no se necesita de una fuente de tensión de CC. También es posible utilizar un micrófono para medir fenómenos relacionados con el sonido.

De hecho, se puede conectar al montaje descrito en el artículo cualquier tipo de dispositivo capaz de proporcionar una tensión que varíe entre cero y unos pocos cientos de milivoltios.

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

elektor kits

electrónica: técnica y ocio

KITS DE ESTE MES

Referencia	Descripción	P.V.P. (IVA inc.)
CEO143	Regulador Electronico de potencia con caja	4.360
CEO144	Mando a distancia monocanal emisor y receptor con cajas	8.125

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.	Capacímetro Digital "Auto Ranging"	
	(Completo con Caja metálica).....	16.837
TY89.	Generador de Funciones 2Hz-200Khz..	
	(Completo con Caja metálica).....	11.187
SM 100.	Frecuencímetro 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 videocassete 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

En este artículo efectuaremos una profunda revisión de los sistemas optoelectrónicos, para lo que realizaremos el estudio de una gran variedad de circuitos realizados con diodos LED.

APLICACIONES Y USOS DE LOS LED

Los dispositivos ópticos electrónicos son ampliamente utilizados actualmente en la electrónica de consumo, hasta tal punto que resulta muy difícil encontrar productos que no utilicen, de una forma u otra, diodos emisores de luz. Si en alguna ocasión ha necesitado utilizar un diodo emisor de luz o de dispositivos especiales para conseguir el efecto de parpadeo en el diseño de circuitos, este artículo puede serle de gran ayuda. Comenzaremos hablando de algunos conceptos básicos sobre los diodos LED; después, revisaremos algunos encapsulados típicos para conjuntos de diodos LED. Finalizaremos con una revisión de los distintos tipos de circuitos de parpadeo utilizados para controlar diodos LED.

Conceptos básicos sobre diodos led

Los diodos LED se utilizan normalmente como indicadores visuales debido a su rápida respuesta y a su alta eficiencia.

Cuando se comparan con las lámparas con filamentos de tungsteno, su eficiencia típica de conversión de la energía es entre diez y quince veces superior, y su tiempo de respuesta es entre cien y mil veces más rápido. Los diodos LED se pueden conseguir fácilmente en color rojo, naranja amarillo y verde.

La Fig. 1 muestra el símbolo estándar utilizado para representar los diodos LED y las polarizaciones directas utilizadas con los diferentes diodos LED en función del color.

El dispositivo es realmente un

diodo, y se produce una caída de tensión de aproximadamente 2 voltios cuando pasa a través de él una corriente directa de 20 mA. Si se polariza un diodo en forma inversa, se producirá un efecto avalancha o "Zener" a una tensión bastante baja, lo que se puede observar en la Fig. 2.

La mayoría de los diodos LED tienen una tensión inversa máxima en el rango entre los 3 y los 5 voltios.

Cuando se usa un diodo LED, se debe utilizar en serie con él una resistencia o cualquier otro dispositivo limitador de corriente. La resistencia limitadora de corriente se puede calcular a partir de una determinada corriente directa I_d y una tensión de alimentación V_a , como se puede ver en la Fig. 3, siendo:

$$R = (V_a - V_d) / I_d.$$

En la práctica, la resistencia en serie se puede conectar tanto al ánodo como al cátodo del LED. La luminosidad del diodo LED es proporcional a la intensidad que lo atraviesa; la mayoría de los diodos LED funcionan de forma segura con unas corrientes absolutas máximas entre 30 y 40 miliamperios. Con una tensión de alimentación de CC, y con una resistencia divisora de tensión adecuada, la corriente que pasa a través del diodo LED se deberá mantener a un valor constante de aproximadamente 20 miliamperios.

Se puede utilizar un LED como indicador, en un circuito de CA, conectando un diodo con polaridad inversa entre los terminales del diodo LED, en la forma que indica la Fig. 4. El diodo evita que el LED quede polarizado inversamente en el medio ciclo negativo de la onda sinusoidal de alimentación. Para un determinado brillo, la resistencia divisora de tensión en el circuito de CA deberá tener un valor igual a la mitad del valor utilizado en un circuito de CC. Cuando se utiliza un LED en un circuito de CA, la corriente directa pasa a través del diodo LED únicamente durante la mitad positiva del ciclo de la onda sinusoidal, después de que la tensión haya alcanzado su nivel umbral de, aproximadamente, 1,5 voltios. Por lo tanto, el diodo LED conduce corriente durante menos de la mitad del ciclo en CA si se compara con un circuito de CC. Para obtener la misma corriente media a través del diodo LED, con una alimentación de CA, deberá pasar por la resistencia el doble de corriente, para lo cual se deberá reducir su valor a la mitad.

Uno de los primeros problemas que surgirán, cuando se utiliza un diodo LED, es identificar su polaridad. El cátodo de la mayoría de los diodos LED se identifica mediante una muesca o una superficie plana en el componente, o mediante una patilla de conexión más corta. Esta práctica no es universal, sin embargo, por lo que la única forma precisa para encontrar la polaridad de un diodo LED es comprobarlo con el circuito de prueba de la Fig. 3; probando las dos posiciones, cuando el diodo luce, el cátodo es el más negativo de los dos terminales. Suele resultar una buena práctica el comprobar los diodos LED antes de soldarlos en una placa de circuito impreso.

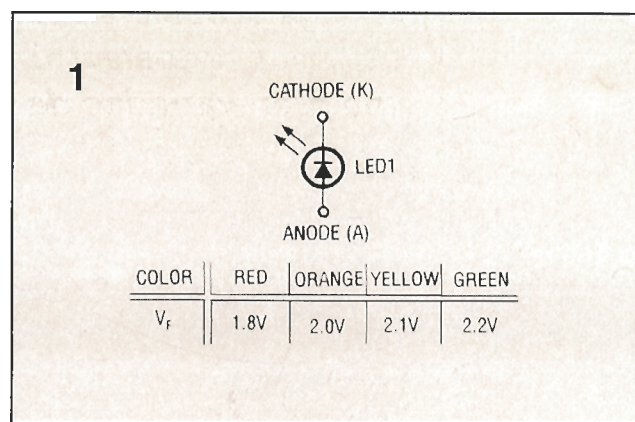
Se dispone de sistemas especiales de montaje para asegurar los diodos LED a las placas de circuito impreso y a los paneles frontales. Estos sistemas consisten en arandelas de montaje especiales y anillos de anclaje que funcionan en la forma que se puede ver en la Fig. 5-a. Si no se dispone de material de montaje, se pueden taladrar orificios en el panel y pegar los diodos LED en su sitio o soldar los terminales a una placa de circuito impreso que pueda soportar al diodo LED. Este segundo método se puede ver en la Fig. 5-b.

Encapsulados para los diodos led

Los diodos LED se pueden adquirir como componentes sueltos, véase la Fig. 1, o en encapsulados que incorporan varios diodos LED. Los más comunes de estos encapsulados de múltiples diodos LED son los visualizadores de 7 segmentos, que están compuestos por 8 diodos LED empaquetados de forma que se puedan visualizar caracteres alfanuméricos. Otro, bien conocido, encapsulado de múltiples diodos LED es el visualizador gráfico de barras, el cual está formado por un conjunto de diez a treinta diodos LED montados de forma lineal. En la Fig. 6-a, se puede ver un ejemplo de encapsulado de diodos LED de diez elementos.

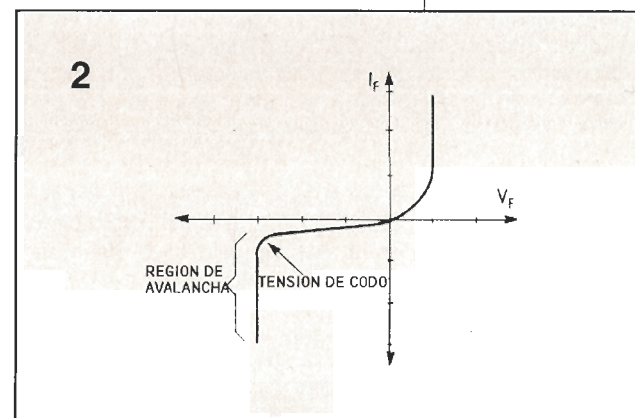
La mayoría de los diodos LED proporciona solamente una salida luminosa de un único color. Pero hay, sin embargo, unos encapsulados especiales de diodos LED que permiten obtener una salida luminosa de varios colores. Estos dispositivos consisten realmente en dos diodos LED contenidos en el mismo encapsulado. La Fig. 6-b muestra un diodo LED multicolor que está formado por un par de diodos LED conectados en paralelo de forma inversa. El color verde se emite cuando el dispositivo se polariza en un sentido; y el rojo o el amarillo, cuando se polariza en sentido inverso. El LED bicolor es muy útil cuando se desea tener información de la polaridad y detección de la ausencia de señal.

Otro tipo de diodo LED multicolor es el que se muestra en el Fig. 7. Este es un diodo LED de cuatro colores que se logra montando un diodo LED rojo y otro verde en el mismo encapsulado de tres pati-



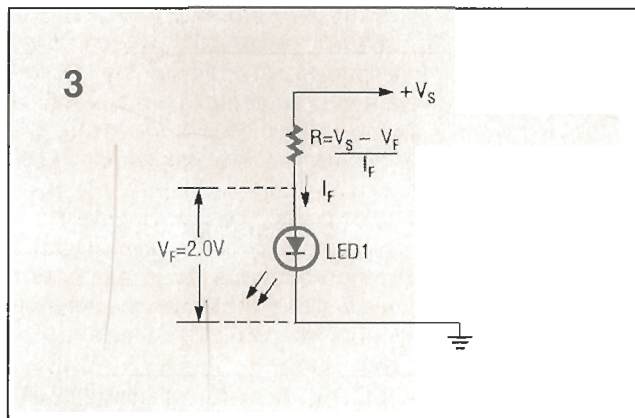
llas con el cátodo común. Este dispositivo puede generar los colores naranja y amarillo encendiendo al mismo tiempo los dos diodos LED con las intensidades que muestran la tabla.

Figura 1. Símbolo del LED y tensiones directas típicas de los diodos LED estándar con $I_d = 20$ mA.



Un tema práctico, muy importante, es el relativo a la utilización de dispositivos "de segunda categoría" o "fuera de las especificaciones" que se anuncian como ofertas. Estos dispositivos suelen tener caídas de tensión con polari-

Figura 2. Gráfico que muestra la polarización inversa de un LED comportándose como un diodo Zener.



zación directa en el rango de tres a diez voltios. Aún así, estos diodos "de segunda categoría" pueden ser utilizados en muchas aplicaciones, suele ser una buena idea comprobar estos dispositivos

Figura 3. Método para encontrar el valor de la resistencia limitadora de corriente para un determinado valor de V_a y de I_d .

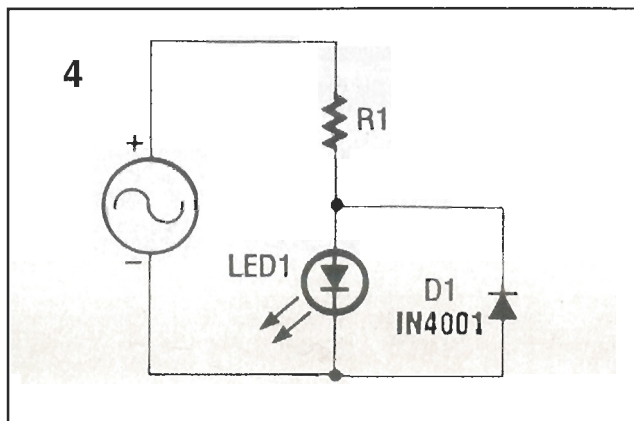


Figura 4.
Un diodo LED
utilizado en un
circuito de CA;
D1 está colocado
en paralelo, pero
en sentido
inverso, para
evitar así que el
LED quede
polarizado de
forma inversa.

antes de utilizarlos en el circuito,
como se indicó anteriormente.

Circuitos con varios diodos led

Se pueden alimentar varios diodos LED, a partir de una misma fuente de alimentación, simplemente conectando los diodos en serie, de la forma que se muestra en la Fig. 8. La tensión de alimentación utilizada en el circuito es igual a la suma de las tensiones de alimentación de cada LED y a la caída de tensión directa a través de la resistencia divisora de tensión. La resistencia divisora de tensión se puede calcular utilizando la ecuación:

$$R = (V_a - V_{dt}) / I_d.$$

La tensión directa total V_{dt} , es la caída de tensión directa a través de cada diodo LED.

El circuito de la Fig. 8 consume una corriente total mínima, pero está limitado el número de diodos LED que puede alimentar. Sin embargo, se pueden colocar un conjunto de circuitos serie de este tipo en paralelo, de manera que se pueden alimentar casi cualquier número de diodos LED a partir de una misma fuente simple, como se puede ver en la Fig. 9, que muestra un circuito de 6 diodos LED.

Un método alternativo, aunque menos eficiente, para alimentar varios diodos LED consiste simplemente en conectar una serie de resistencias limitadoras y diodos LED en paralelo, como se puede ver en la Fig. 10. Este tipo de circuito funcionará, pero consume en conjunto una corriente considerable, la cual es igual a la suma de las corrientes individuales de cada diodo LED.

Como estamos hablando de la forma en que se conectan varios

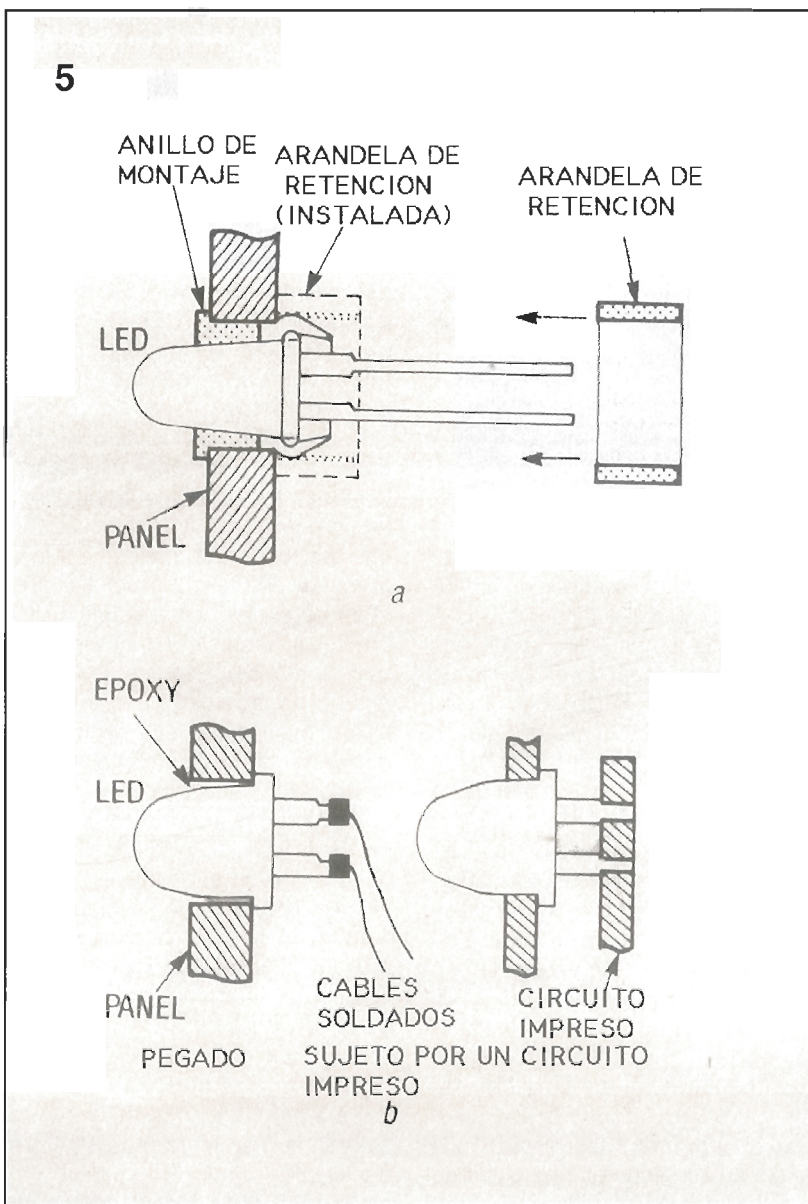
diodos LED, ahora explicaremos lo que no se debe hacer. Nunca hay que conectar varios diodos LED del modo que se indica en la Fig. 11. Este circuito no funcionará adecuadamente porque, debido a las inevitables características de polarización directa de los diodos LED, uno de los diodos LED suele consumir prácticamente la totalidad de la corriente disponible, dejando poca o ninguna para los diodos LED restantes.

Los tipos más frecuentes utilizados de circuitos de control para LED con salida visible son los circuitos de parpadeo, los circuitos secuenciadores y los circuitos de indicación de valores analógicos de puntos o de barras. Los circuitos de parpadeo para diodos LED están diseñados para encender y apagar de forma alternativa un diodo LED para crear un efecto visual de parpadeo. Estos circuitos

pueden estar diseñados para controlar un LED o para controlar dos diodos LED, de tal forma que uno se apaga cuando el otro se enciende, y viceversa.

Hay disponible un circuito integrado especializado en lograr el parpadeo de los diodos LED; el LM3909 puede hacer que parpadee un diodo LED alimentado por una fuente de alimentación de CC de baja tensión y también con una corriente media muy baja. Más adelante, en estas mismas páginas, se puede ver una serie de circuitos prácticos de parpadeo de diodos LED en la que se utiliza el circuito integrado LM3909. Los circuitos secuenciadores para diodos LED están diseñados para conmutar los diodos del estado encendido al apagado en una determinada secuencia, de forma que parece como si una onda de luz recorriese toda la cadena de diodos.

Figura 5.
Métodos para
montar un diodo
LED: (a) muestra
un armable de
montaje para
diodos LED
formado por un
anillo de montaje
y una arandela de
retención; (b)
muestra un diodo
LED montado en
un taladro con
pegamento epoxi
o con patillas
soldadas.



Los indicadores de valores analógicos para diodos LED son circuitos que están diseñados para comportarse y visualizar la información como si fueran un medidor analógico. Un circuito de representación de valores analógicos para diodos LED; alimenta una cadena de diodos espaciados linealmente, de forma que la longitud de la cadena que se ilumina es proporcional al valor analógico de la tensión aplicada a la entrada del circuito de alimentación.

Circuitos de parpadeo para diodos led

Los circuitos visuales más simples para diodos LED son los circuitos de parpadeo, en los que un único LED se conmuta del estado encendido al apagado alternativamente y de forma repetida, normalmente a una velocidad de uno o dos destellos por segundo. Un circuito de parpadeo para dos diodos LED es simplemente una modificación de este circuito, aunque transformado, de forma que uno de los diodos LED se enciende cuando el otro se apaga. En la Fig. 12 se puede ver un circuito de parpadeo para 2 diodos LED fabricado con transistores.

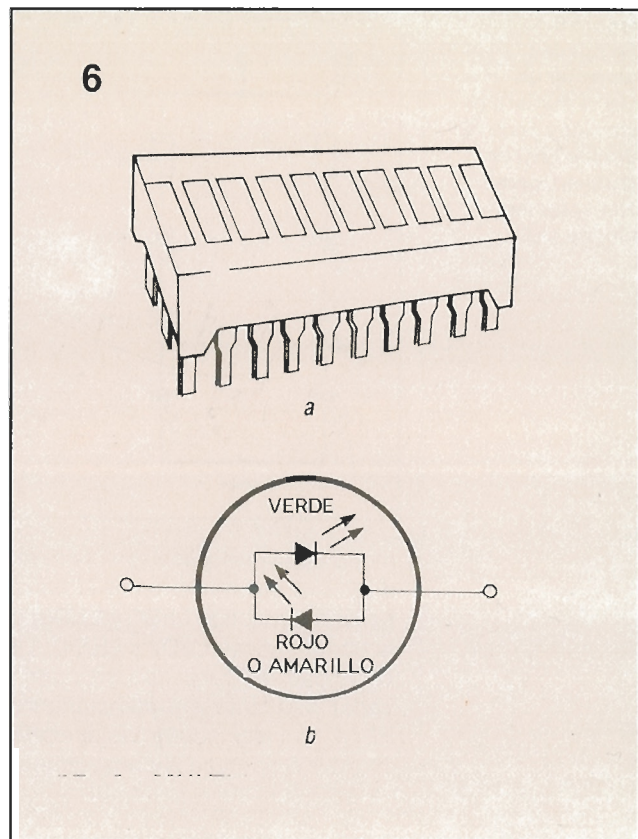
En el circuito de parpadeo, que

se puede ver en la Fig. 12, Q1 y Q2 están configurados como vibradores astables, cuyas velocidades de conmutación vienen determinadas por las constantes de tiempo $R3 \times C1$ y $R4 \times C2$. El circuito trabaja a aproximadamente un destello por segundo, y utiliza los valores de los componentes que se muestran.

El circuito de parpadeo para 2 diodos LED, se puede convertir en un circuito para un único diodo LED reemplazando el diodo que no se desee por un cortocircuito.

En la Fig. 13 se puede ver una versión de circuito de parpadeo para dos diodos LED basado en circuitos integrados. Este diseño está basado en el seguro circuito temporizador 555, o en su más moderno compañero CMOS, el 7555. Este circuito está configurado en modo astable, con su constante de tiempo determinada por $R4$ y $C1$. La salida en la patilla 3 del circuito integrado pasa de forma alternativa entre la tensión de masa y de la alimentación positiva, con lo que activan y desactivan de forma alternativa los diodos LED1 y LED2.

Este circuito de parpadeo se puede convertir en un circuito para que funcione con un único diodo LED, colocando un corto en lugar del diodo LED y de su resistencia limitadora asociada.



Se puede lograr un efecto visual interesante mediante una modificación del circuito anterior, que se muestra en la Fig. 14. En este circuito, dos pares de diodos LED en serie se encuentran conectados en forma de cruz, de

Figura 6. Encapsulados de varios diodos LED: (a) este es un encapsulado para diodos LED de diez elementos; (b) es un encapsulado de dos diodos LED de dos colores conectados en paralelo inverso.

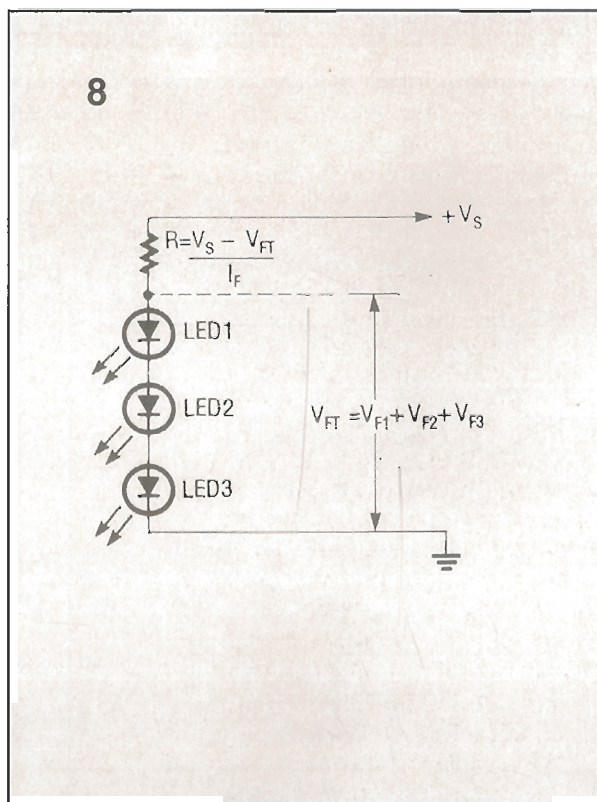
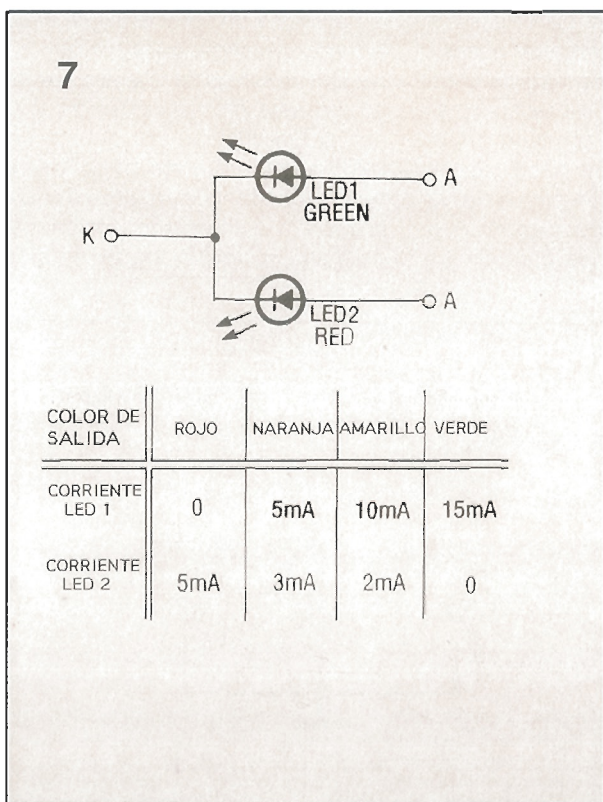
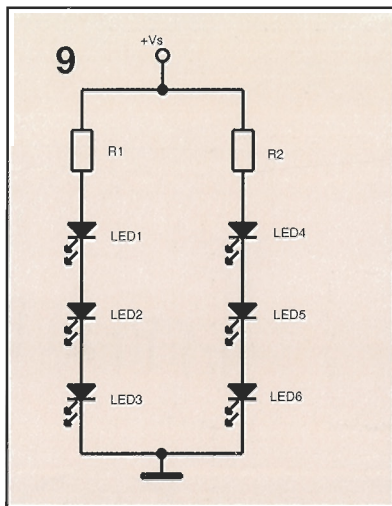


Figura 8. Los diodos LED cableados en serie y alimentados por una única resistencia limitadora de corriente.

Figura 7. Diodos LED multicolor; este diodo LED proporciona cuatro colores mediante dos uniones, como se puede ver en los niveles de corriente que se proporcionan en la tabla.

Figura 9.
Se pueden conectar un cierto número de circuitos serie de diodos LED en paralelo, para alimentar varios diodos LED.



modo que la visualización conmuta de forma alternativa entre la barra horizontal (diodos LED1 y LED2) y la barra vertical (LED3 y LED4). La velocidad de parpadeo se puede variar mediante el potenciómetro R5, y su valor puede variar entre 15 y 2000 parpadeos por segundo.

Circuito integrado para parpadeo, LM3009

Una tarea aparentemente trivial, que realizan los ingenieros de diseño, es proporcionar una indicación luminosa del estado encendido de una unidad electrónica o facilitar la localización de un dispositivo pasivo como un extintor de incendios o de un conmutador de emergencia en una habitación a oscuras.

Los diodos LED funcionan con fiabilidad cuando está disponible alimentación de red, pero aparece un gran problema cuando se utilizan en equipos alimentados por baterías.

Los indicadores LED consu-

men generalmente en torno a 12 mA, cuando se encuentran iluminados; por este motivo, pueden suponer una elevada carga para las pequeñas baterías de alimentación. Como los diodos LED producen una caída de tensión de 2 o más voltios, cuando se encuentran en la condición de activado, estos no pueden ser alimentados con fiabilidad con tensiones de batería inferiores a unos tres voltios.

National Semiconductor proporciona una fórmula ingeniosa al problema del consumo de corriente de los diodos LED y al funcionamiento con baterías pequeñas a través del circuito integrado parpadeo/oscilador para LED de ocho patillas LM3909. El circuito integrado LM3909 es un oscilador de ciclo de trabajo reducido (corto periodo activado, largo periodo desactivado), que dispone de un doblador de tensión y aporta un pulso de elevada corriente a una diodo LED externo. Mientras que el circuito integrado produce un pulso de elevada corriente, de hasta 100 mA, se consume una corriente media muy baja: aproximadamente entre 0,3 a 1,5 mA. Debido a la posibilidad de doblar la tensión, el LM3909 puede hacer parpadear a un diodo LED, incluso cuando se alimenta mediante baterías con tensiones de 1,5 voltios, y puede proporcionar meses o incluso años de funcionamiento parpadeante continuo a partir de una única batería de 1,5 voltios.

El LM3909 únicamente necesita la adición de una batería y de una condensador de temporización para funcionar como un circuito de intermitencia para diodos LED. En la Fig. 15 se puede ver la circuitería interna de este circuito integrado, junto a las conexiones

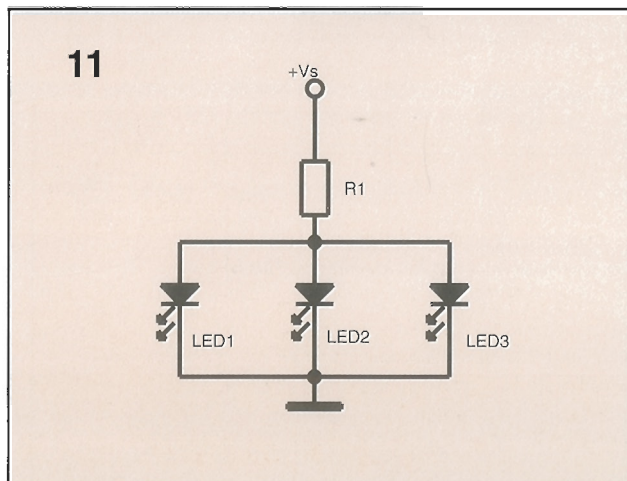
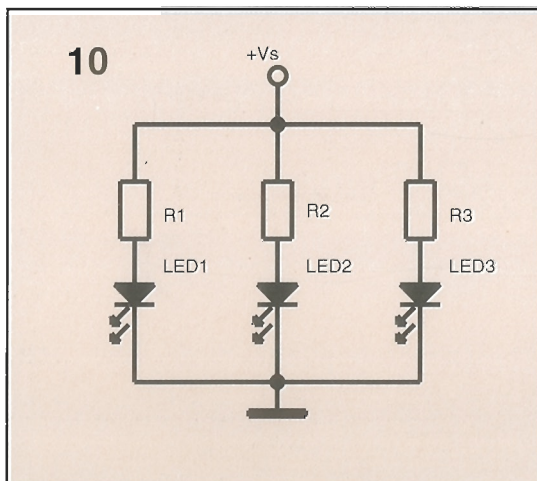
externas típicas para un funcionamiento parpadeante a partir de una alimentación de 1,5 voltios. En esta aplicación, concretamente, el diodo LED recibe la corriente a través del condensador de temporización C1 de 270 microfaradios, R1 y Q3 durante un 1% del tiempo exclusivamente. Todos los transistores, excepto Q4, se encuentran desactivados durante el resto del tiempo de cada ciclo de trabajo. La resistencia R9 consume solamente unos 50 microamperios. El condensador de temporización C1 se carga mediante R2 y R3, y a través de R5 conectada entre las patillas 1 y 4 del circuito integrado. Los transistores Q1-Q3 permanecen desactivados hasta que C1 se carga a una tensión de aproximadamente 1 voltio. Esta tensión viene determinada por la caída de tensión en la unión de Q4, su divisor de tensión base-emisor, consistente en R6-R7 y la caída de tensión en la unión de Q1.

Cuando la tensión en la patilla 1 comienza a ser 1 voltio más negativa que la que hay en la patilla 5 (V_a), Q1 comienza a conducir y activa a los transistores Q2 y Q3. El circuito integrado proporciona en ese momento un pulso de elevada corriente al diodo LED. La ganancia en corriente de Q2-Q3 es de unos 500 mA. El transistor Q3 puede manejar aproximadamente 100 mA de corriente de colector y rápidamente arrastra a la patilla 2 a un valor próximo al de la masa, presente en la patilla 4.

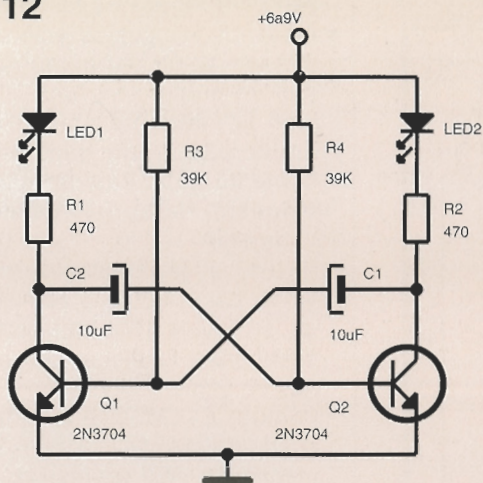
Como C1 se encuentra cargado, en este momento, fuerza a la patilla 1 a situarse por debajo del valor del potencial de masa. Como resultado de que la patilla 1 se encuentra a un potencial inferior al de masa, y debido a que la caída

Figura 11.
No se debe utilizar nunca este circuito de alimentación para diodos LED. Uno de los diodos puede consumir todas las corrientes.

Figura 10.
Este circuito puede alimentar a un gran número de diodos LED, pero a expensas de una elevada corriente.



12



de tensión de 1 voltio a través del LED es superior al valor de la tensión de alimentación, entonces R1 limita la corriente del LED a un valor seguro para el funcionamiento del mismo.

En este caso, el condensador C1 se carga de forma alternativa a través de la resistencia de temporización R5 y se descarga a través del diodo LED y de la resistencia R1. En algunas aplicaciones distintas a estas, se puede eliminar el corto entre las patillas 1 y 8, lo que facilita que el condensador se cargue a través de un total de 9 Kohmios; así, se incrementa el ciclo de trabajo y se reduce el consumo medio de corriente. Si no se necesita la amplificación de tensión, la carga se puede cablear de forma directa entre las patillas 2 y 6 o entre las patillas 2 y 5 del circuito integrado.

El LM3909 es, por tanto, un dispositivo muy maleable. En lo que resta de este artículo se muestran una serie de aplicaciones muy útiles de este circuito integrado.

Circuitos prácticos con el LM3909

Los circuitos de las figuras 16 y 17, formados a partir del circuito integrado LM3909, se pueden utilizar como localizadores de posición para extintores de incendios, conmutadores de emergencia o para flotadores de amarras para barcos, debido a su baja tensión de funcionamiento y a su mínimo consumo

de corriente.

El circuito que se puede ver en la Fig. 16 proporciona un destello de corta duración cada segundo, y consume aproximadamente una corriente media de sólo 0,63 miliamperios. Como se muestra en la tabla, este circuito puede funcionar de forma continua durante tres a treinta meses, mediante una batería, dependiendo del tamaño y tipo de la misma.

Incluso se puede lograr una vida mayor de la batería si se utiliza el circuito de destellos de baja potencia de la Fig. 17. Este circuito es similar al descrito anteriormente, excepto en que se elimina

el corto entre las patillas 1 y 8, lo que provoca que la capacidad de temporización se cargue a través de la resistencia interna del circuito integrado de 9 Kohmios (R4 + R5); en este caso, el circuito integrado funciona con un ciclo de trabajo incrementado y se reduce la corriente media que consume. Este circuito tiene un consumo de corriente típico de 0,32 mA.

Se puede diseñar un circuito similar al de la Fig. 17 para ser utilizado con una fuente de alimentación de 3 voltios. En el caso de un funcionamiento con 3 voltios se debe aumentar el valor del condensador de temporización a 270

13

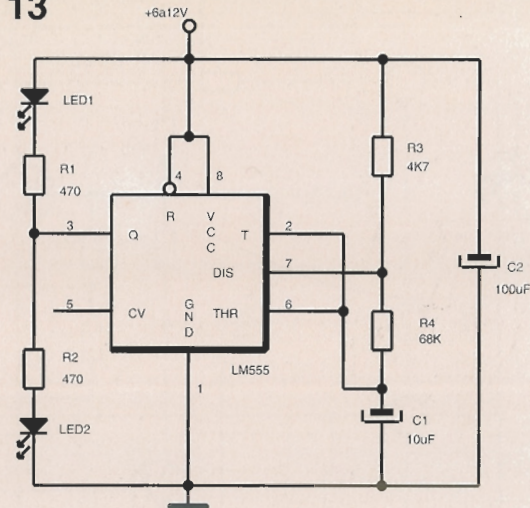


Figura 12. Este circuito intermitente para dos diodos LED funciona a una frecuencia de 1 Hz.; Q1 y Q2 funcionan como multivibradores astables, mientras que los diodos LED1 y LED2 se encienden y apagan de forma alternativa.

Figura 13. Este circuito intermitente de dos diodos LED funciona a 1 Hz., mediante la utilización de un circuito integrado temporizador 555 o 7555.

Figura 14. Cuatro diodos LED en doble barra que funcionan intermitentemente en configuración cruzada; la velocidad de parpadeo es variable entre 15 a 2000 intermitencias por minuto.

14

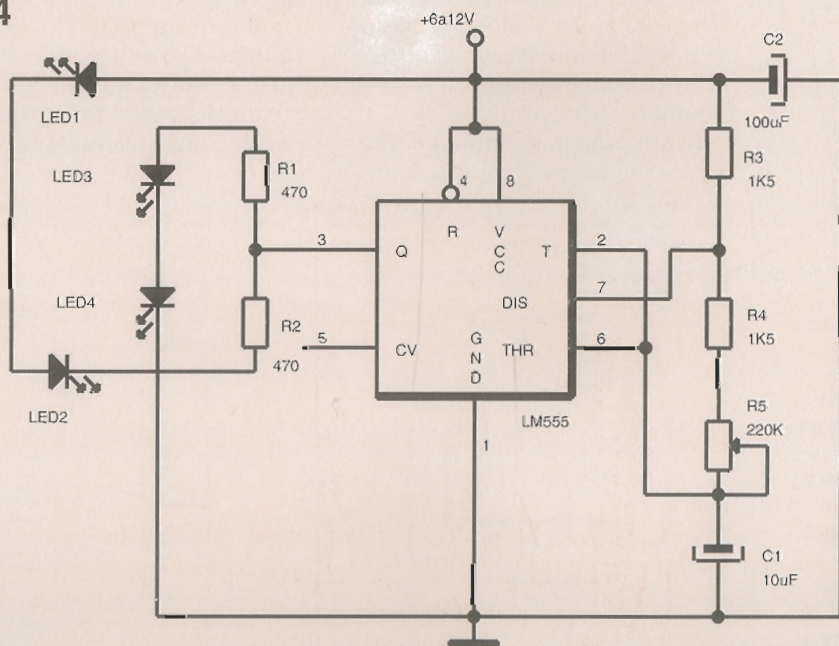
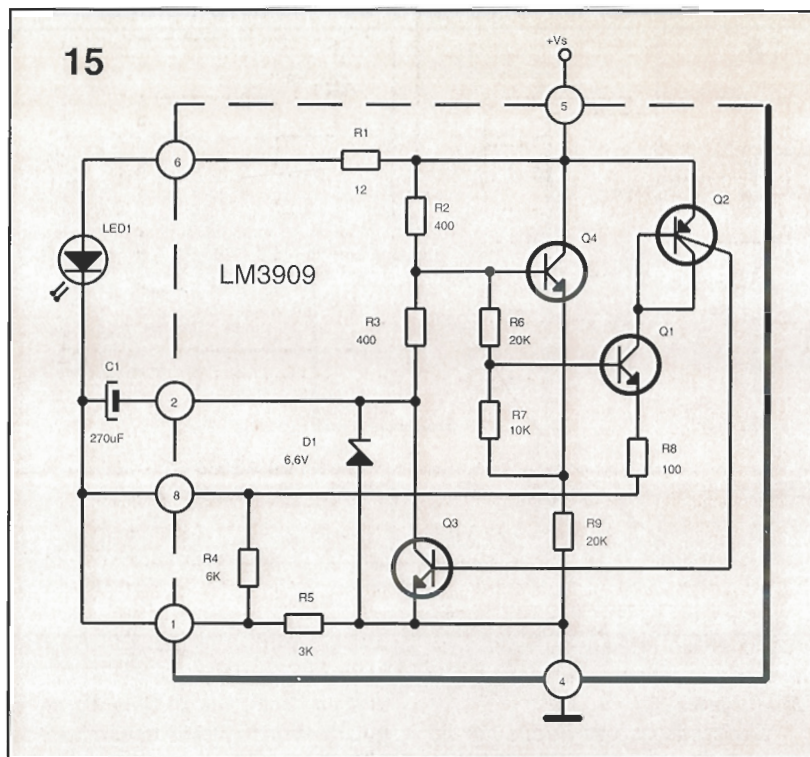


Figura 15.
Circuitería
interna y
conexiones
externas del
circuito LM3909
de intermitencias
para diodos LED
de baja tensión.



microfaradios, para obtener así una velocidad de parpadeo de 1 Hz, similar a la del caso anterior. El consumo de corriente medio para este circuito es de aproximadamente 0,77 mA, lo cual supone más de dos veces el consumo de corriente del circuito de destellos alimentado con 1,5 voltios. Otra variación del circuito de destellos de 1,5 voltios se muestra en la Fig. 18, y funciona con una frecuencia de 2,6 Hz. En este circuito, las resistencias de temporización internas se encuentran en paralelo con una resistencia externa de 1 Kohmio. De esta forma, se reduce la constante de tiempo de carga y, consecuentemente, disminuye el ciclo de trabajo y aumenta la corriente media consumida a 1,2 mA. El circuito proporciona una indicación intermitente mucho más

notable que los tres circuitos anteriores, aunque a expensas de un consumo medio de corriente mucho más elevado.

Si el lector desea experimentar con estos circuitos, se puede construir el circuito intermitente de velocidad variable de la Fig. 19. La velocidad de parpadeo se puede variar entre 0 y 20 Hz a través del potenciómetro R4. Las resistencias R1 y R2 se utilizan para estabilizar el ciclo de trabajo del circuito, y para mantener un brillo aparentemente constante a medida que va variando la velocidad de parpadeo.

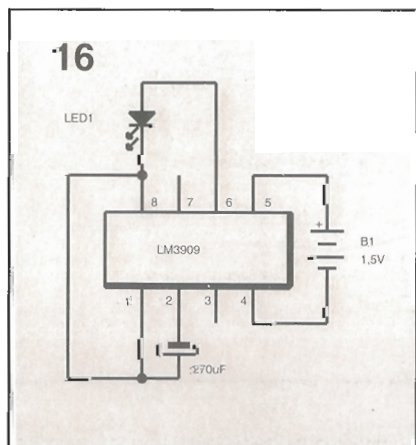
El circuito de la Fig. 20 se ha diseñado para proporcionar una iluminación aparentemente continua de un diodo LED alimentado a partir de una batería de 1,5 voltios. El circuito funciona como un gene-

rador de onda cuadrada de 2 KHz. Las resistencias R1 y R2 se utilizan para regular de forma aproximada los tiempos de activación y desactivación del generador. El circuito proporciona una iluminación ligeramente atenuada del diodo LED y un consumo de corriente de la batería más bien modesto, de aproximadamente unos 4 mA.

Todos los circuitos de intermitencia para LED, que se han visto en las figuras 16 a 20, están pensados para funcionar con tensiones de alimentación entre 1,5 y 3 voltios. El LM3909 también se puede utilizar con tensiones de alimentación muy superiores, entre los 5 y 200 voltios de CC. El diodo zener interior de 6,5 voltios, que se encuentra cableado entre las patillas 2 y 4 del circuito integrado, regula la tensión entre el cátodo del LED y la masa. Esta configuración del circuito se puede realizar con un pequeño número de componentes externos, como se puede ver en el esquema de la Fig. 21.

Como circuito sugerido, finalmente, se tiene un circuito que puede utilizarse como localizador de linterna, y que se puede ver en la Fig. 22. El circuito LM3909, el condensador de temporización de 30 microfaradios y el diodo LED, se instalan dentro de una caperuza translúcida montada en la parte trasera de la linterna. Un contacto aislado lo une al terminal positivo de la batería y pasa a través del cuerpo de la linterna para conectarlo a la patilla 5 del circuito integrado. El terminal negativo del conector de batería se empalma a la patilla 4 (masa) del circuito integrado. Si se utiliza una linterna de una única batería se pueden poner en corto las patillas 1 y 8. El con-

Figura 16.
Intermitente para
LED que utiliza
una fuente de
alimentación de
1,5 V de CC. La
tabla indica la
vida estimada de
la batería bajo un
funcionamiento
continuo
intermitente del
LED alimentado
con una batería
de 1,5 voltios.



VIDA ESTIMADA DE LA PILA BAJO OPERACION CONTINUA O PARPADEANTE (1,5V)

TAMAÑO PILA	PILA ESTÁNDAR	PILA ALCALINA
AA	3 MESES	6 MESES
C	7 MESES	15 MESES
D	15 MESES	30 MESES

sumo de corriente a través del filamento de la lámpara simplifica el cableado y produce una pérdida de potencia despreciable, ya que la resistencia de una bombilla fría es inferior a los 2 ohmios.

Principios de los secuenciadores

Uno de los montajes más comunes con los diodos LED es el referido a aquellos circuitos conocidos como secuenciadores. Este efecto se produce cuando un circuito integrado controla a una serie de diodos LED, de modo que cada LED, o también pequeños grupos de diodos, se encienden y apagan en función de una secuencia periódica fija, que parece como una onda de luz que corre a través de la cadena de diodos.

No es necesario que los diodos LED se encuentren ordenados de forma lineal, ya que pueden colocarse con cualquier distribución geométrica para alterar el efecto visual.

El circuito integrado, más comúnmente utilizado para este propósito, es el denominado CMOS CD4017B, que constituye un circuito contador/divisor de décadas con 10 salidas decodificadas, cada una de ellas capaz de alimentar directamente a un diodo LED. Si se desea, las salidas se pueden acoplar de nuevo a los terminales de control del circuito integrado para hacer que el dispositivo cuente, o divida por, cualquier número entre el 2 y el 9, y se pare o vuelva a realizar el ciclo.

El circuito CD4017B se puede

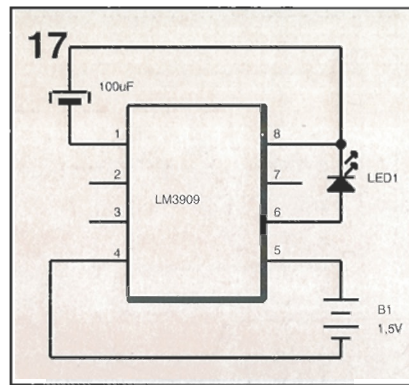
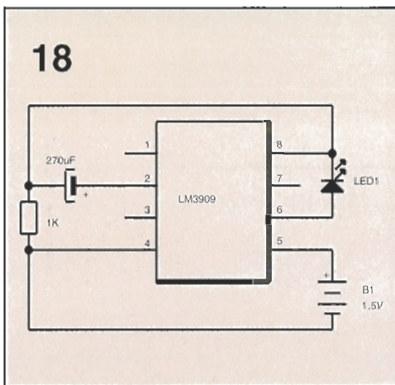


Figura 17. Intermittente de mínima potencia consumida de larga vida de 1,1 Hz. La corriente media consumida es de 0,32 mA.

Figura 18. Intermittencia de alta velocidad; la frecuencia de las intermitencias es de 2,6 Hz., y el consumo de corriente es de 1,2 mA.

colocar fácilmente en cascada para realizar divisiones multidécada o para ser utilizado en contadores con cualquier número de salidas decodificadas. Este circuito es extremadamente flexible, y se puede utilizar fácilmente para producir secuencias con diodos LED de la longitud que se desee.

La Fig. 23 muestra el patillaje del CD4017B, con las salidas decodificadas en orden aritmético. La Fig. 24 es el diagrama de tiempos; el CD4017B es un contador Johnson de 5 etapas con entradas de Reloj, Reset e Inhibición del reloj. El reloj avanza con cada flanco positivo del pulso de reloj, siempre que las entradas Reset e Inhibición de Reloj se encuentren a nivel bajo. En cualquier momento, nueve de las 10 salidas decodificadas se encuentran a nivel bajo, mientras que la restante se encuentra a nivel alto.

Las 10 salidas pasan a nivel alto de forma secuencial, paso a paso, con el reloj, mientras permanece la salida seleccionada a nivel alto durante un ciclo de reloj com-

pleto. La salida de Acarreo pasa a nivel alto durante un ciclo de reloj, cada 10 ciclos, y se puede utilizar para realizar el efecto de onda luminosa con más de un CD4017B en una aplicación de cuenta multidécada. El ciclo de cuenta es inhibido mediante la colocación a nivel alto de la entrada de Inhibición de Reloj. Un nivel alto en la entrada Reset provoca que se inicialice el contador y coloca la salida "0" a nivel alto.

Circuitos secuenciadores con el CD4017B

La Fig. 25 muestra un circuito de secuencias práctico, realizado con 10 LED a partir del CD4017B, con un circuito integrado IC1 555, que es un oscilador estable y se utiliza como generador de reloj de velocidad variable. El CD4017B se convierte en un contador de décadas poniendo a masa las patillas 13 (inhibición de reloj) y la 15 (reset). La presentación visual aparece como un punto que se

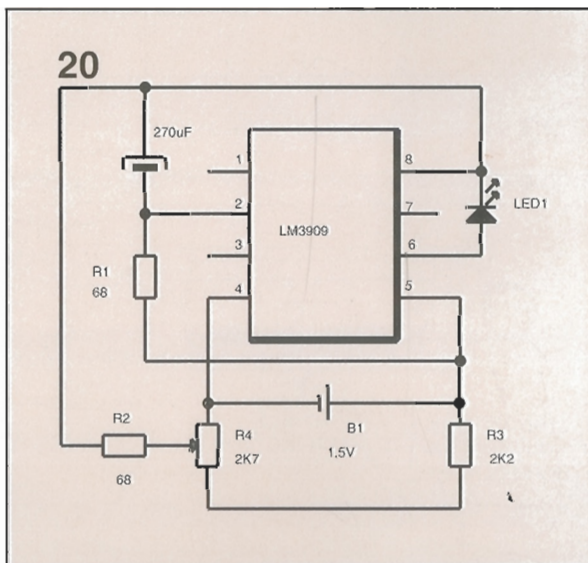
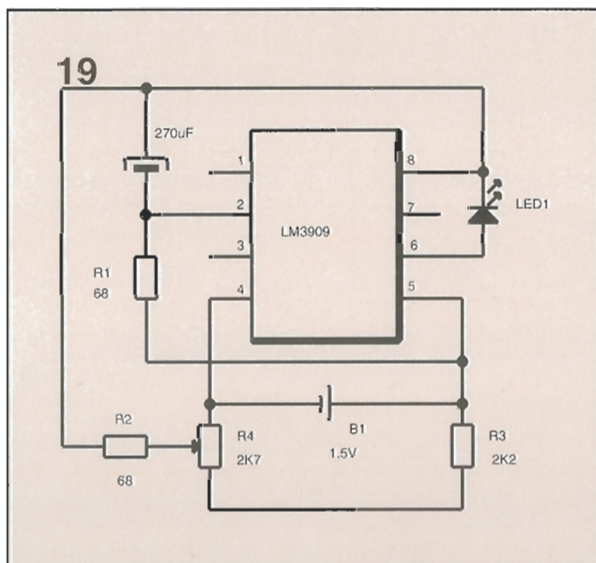
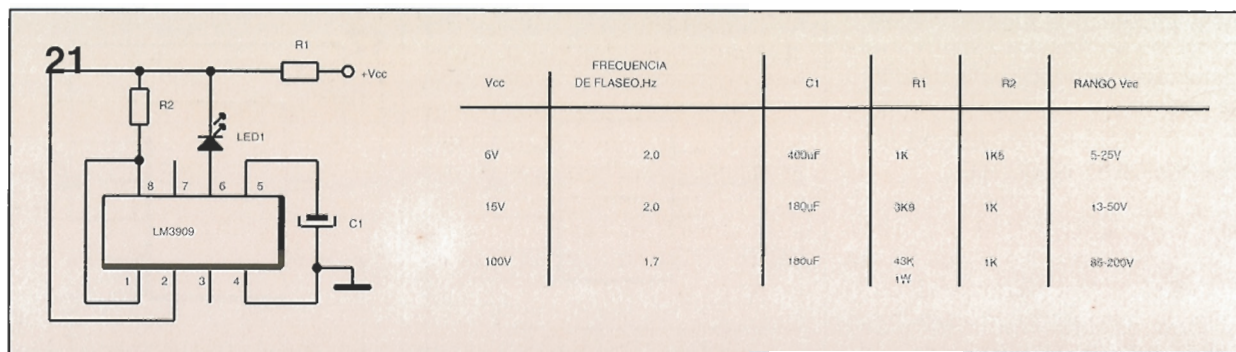


Figura 20. Indicador por diodo LED de alta eficiencia que proporciona un funcionamiento casi "continuo" a partir de una alimentación de 1,5 voltios. La corriente consumida es de 4 mA.

Figura 19. Intermittencia de velocidad variable.

Figura 21.
Este intermitente de alarma puede funcionar dentro de un rango de tensiones entre 5 y 200 voltios de CC, en función del valor del condensador y de la resistencia especificados en la tabla.



mueve de izquierda a derecha (o desde el LED "0" al LED "9") en 10 pasos, según la salida que pase a nivel alto y active el diodo LED correspondiente en forma secuencial. Estos diodos se pueden colocar de modo lineal o en forma de círculo; así, los puntos parecerán rotar. Los diodos LED, que aparecen en la Fig. 25, no se encuentran limitados en corriente. Los fabricantes no dan una corriente máxima en cortocircuito para el CD4017B, pero la experiencia práctica indica que se trata de un valor entre 10 y 15 miliamperios. La disipación máxima que aparece en algunas hojas de datos es de 100 milivatios, por este motivo se pueden utilizar con seguridad 7 voltios de CC a través de una etapa de salida CD4017B a la corriente máxima.

Cada LED se conecta entre la salida y la masa, y puede tener una alimentación máxima de 9 voltios de CC para una caída de tensión de 2 voltios CC a través de cada LED que se encienda. Por encima de los 9 voltios CC, deberá utilizarse la versión que se muestra en la Fig. 26, la cual contiene una resistencia limitadora de corriente y es capaz de ser utilizada

con tensiones de alimentación de hasta 12 voltios de CC.

La Fig. 27 muestra un equivalente al circuito de la Fig. 26, el cual utiliza una alimentación de 15 voltios CC que también ilustra el mayor error de diseño que se suele cometer. Cuando un diodo LED se encuentra en el estado "activado", los ánodos de los restantes están puestos a masa, por lo que R1 los polariza en forma inversa. Debido a los reducidos niveles de polarización inversa que tienen los diodos LED, podrá ocurrir a menudo que los diodos LED que se encuentran en el estado "desactivado" actúan como diodos Zener, a unos 5 voltios CC, y, posiblemente, destruirán una etapa de salida CD4017B.

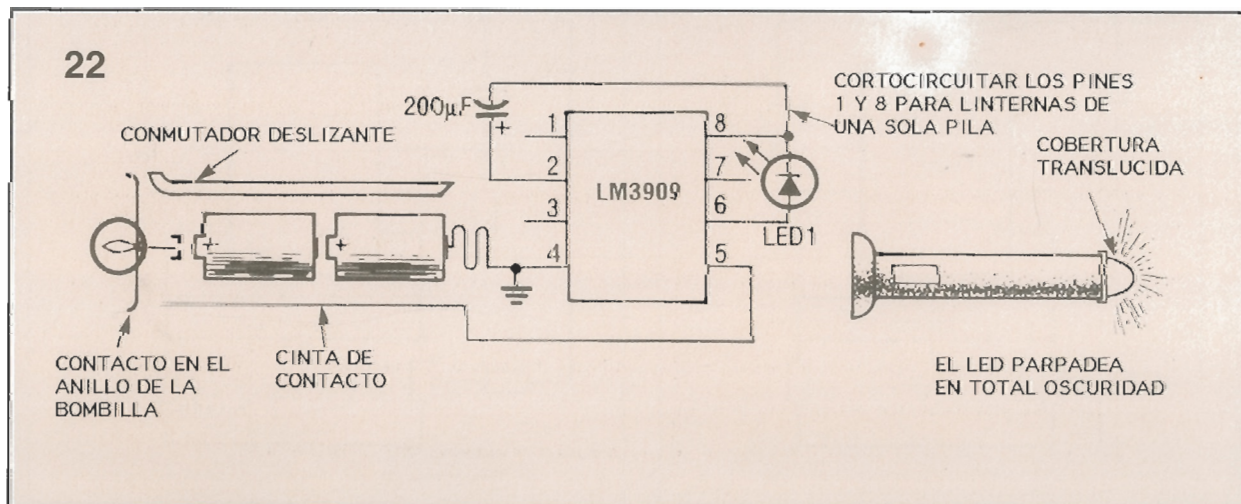
Cuando se utiliza un circuito CD4017B para controlar los diodos LED en el modo de punto móvil, estos se pueden conectar directamente a las salidas del circuito si los valores de alimentación no son superiores a 9 voltios de CC. Para valores de alimentación superiores, se utilizarán resistencias limitadoras de corriente. En las figuras 28 a 34 se pueden ver varios de estos circuitos.

Visualizadores led alternativos

Las etapas de salida del CD4017B pueden manejar igualmente bien las corrientes en forma de fuente o eliminar la corriente. La Fig. 28 muestra el CI2 utilizado en el modo de eliminación de corriente para un visualizador en el que se ve un diodo LED apagado que se desplaza; nueve de los diez diodos se encuentran encendidos en un determinado momento, mientras que uno de ellos se apaga de modo secuencial. Si se colocan los diodos LED en forma circular, estos parecen rotar. Como todos los diodos LED, excepto uno de ellos, se encuentran encendidos en un determinado momento, todos ellos necesitan resistencias limitadoras de corriente.

Los visualizadores de punto móvil son mucho más populares que la variedad de orificio móvil. El tipo de visualizador que aparece en la Fig. 25 se puede diseñar para utilizar menos diodos LED simplemente eliminando los que no se desean pero, en ese caso, el punto se desplaza de forma intermitente; o realizando un barrido, ya que IC2 utiliza 10 pasos de reloj

Figura 22.
Un simple señalizador de destellos para linterna. El LM3909, el condensador y el diodo LED se colocan en el interior de una cubierta translúcida montada en el extremo posterior de la linterna.



por secuencia y todos los diodos LED estarán "apagados" durante los pasos no deseados.

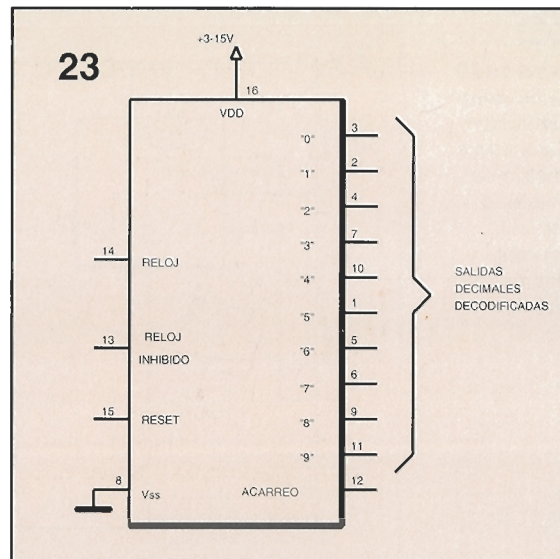
Si se necesita un visualizador de movimiento continuo con menos de 10 diodos LED, bastará con conectar la primera salida no utilizada del CD4017B a la patilla 15 (reset), como se puede ver en la versión de 4 diodos LED de la Fig. 29. Para lograr un visualizador intermitente, sirviéndose de un número controlado de pasos en la posición de desactivado, bastará con conectar la salida no deseada a la patilla 15 (reset). O, en otras palabras, se pasará la conexión que va a la patilla 10 de IC2 a la patilla 9. En este tipo de visualizador intermitente, los diodos LED se encenderán durante 4 ciclos, se apagarán durante cuatro ciclos y se repetirá la secuencia.

La Fig. 30 muestra un atractivo aparato de secuencias de cuatro diodos LED de 5 pasos. Inicialmente, los cuatro diodos

LED se encuentran encendidos y se apagan de forma secuencial hasta que todos se encuentran apagados en el paso número 5, tal como se puede ver en la tabla que acompaña a la figura. Los diodos LED se encuentran conectados efectivamente en serie y el circuito básico no puede controlar más de cuatro diodos LED.

La Fig. 31 muestra otra versión; aquí, el CD4017B realiza una secuencia de 10 pasos, con el diodo LED 1 encendido entre los pasos "0"- "3", el diodo LED 2 encendido desde "4"- "6", el diodo LED 3 durante los pasos "7" y "8" y el diodo LED 4 encendido durante el paso "9". El visualizador acelera desde el LED 1 hasta el LED 4, no pasando simplemente de forma suave de un diodo LED al siguiente, y el ciclo se repite hasta el infinito.

La Fig. 32 muestra un circuito de este tipo modificado para producir una visualización intermitente, en el que la aceleración visual ocurre



cada 10 ciclos de reloj, todos los diodos LED se encuentran apagados durante 20 ciclos, y después se repite el ciclo de cuenta. Cuando IC2 se encuentra en el modo de división por 10, como se puede ver

Figura 23. Patillaje del contador/divisor de décadas CD4017B con sus salidas decodificadas, como se pueden ver en orden aritmético creciente. El reloj se puede inhibir mediante un nivel alto en la patilla 13, y el contador es inicializado mediante un nivel alto en la patilla 15, y avanza en la cuenta con el flanco positivo de la transición del reloj.

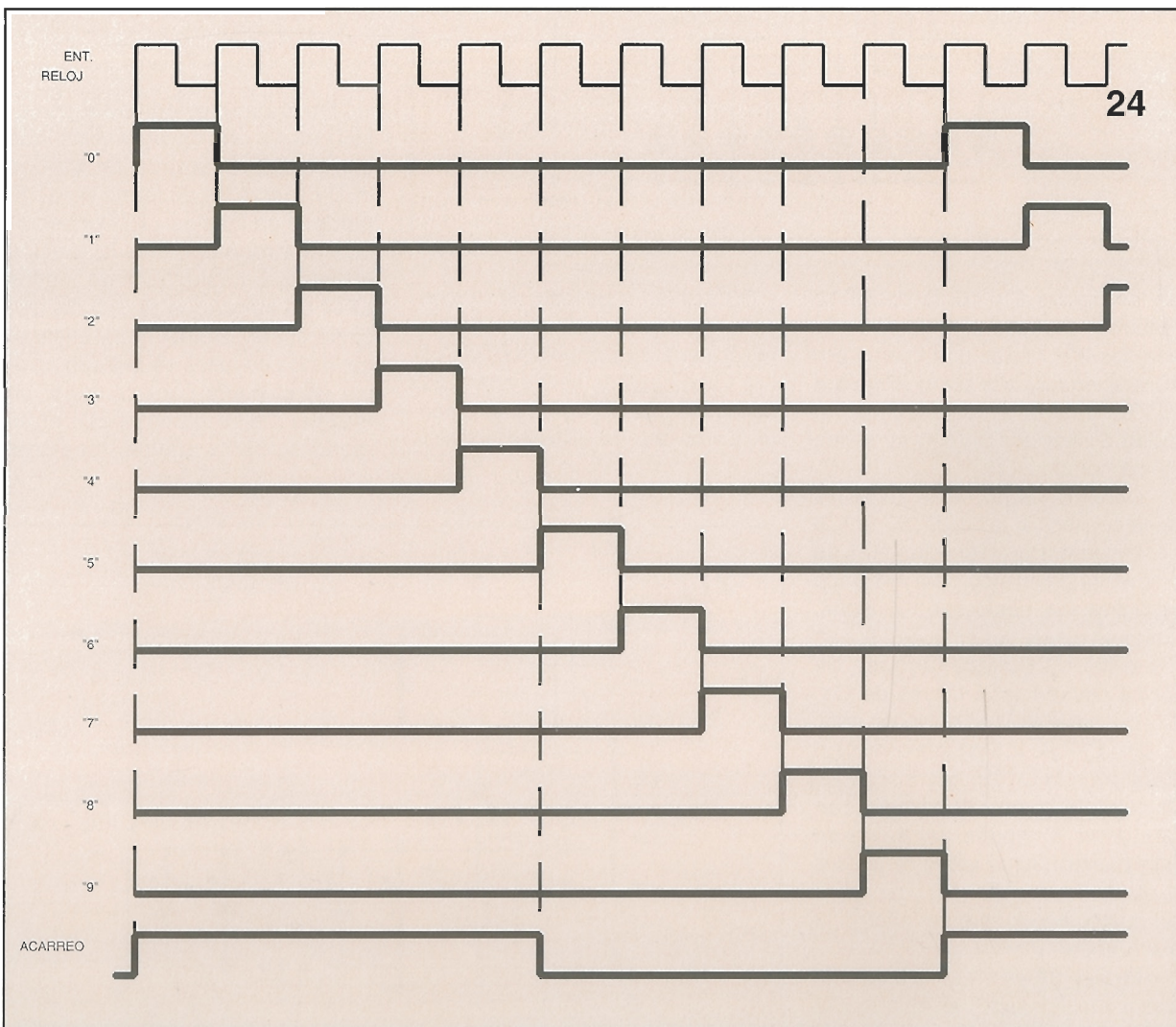


Figura 24. Diagrama de tiempos con las formas de onda para el CD4017B, con sus terminales de RESET e INHIBICION DE RELOJ (patillas 13 y 15) puestas a masa.

Figura 25.
Aparato de secuencias de 10 diodos LED que se puede utilizar con tensiones de alimentación de hasta 9 voltios CC, que producen una visualización de punto móvil.

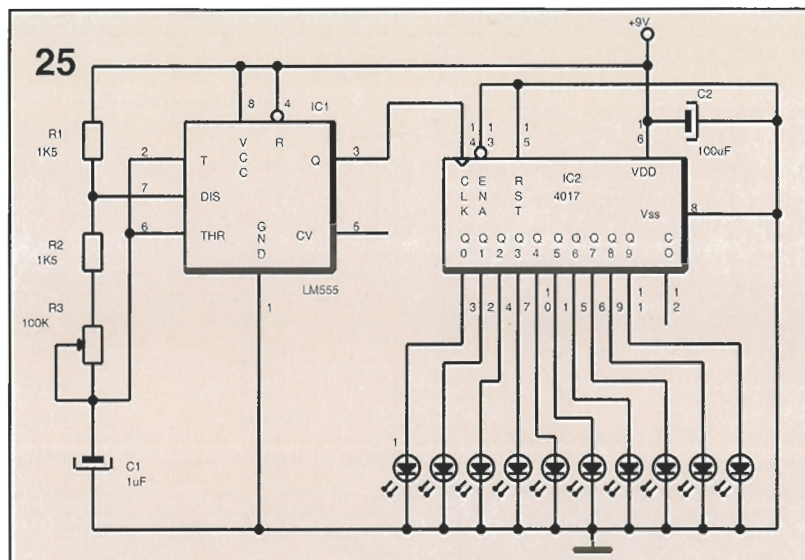
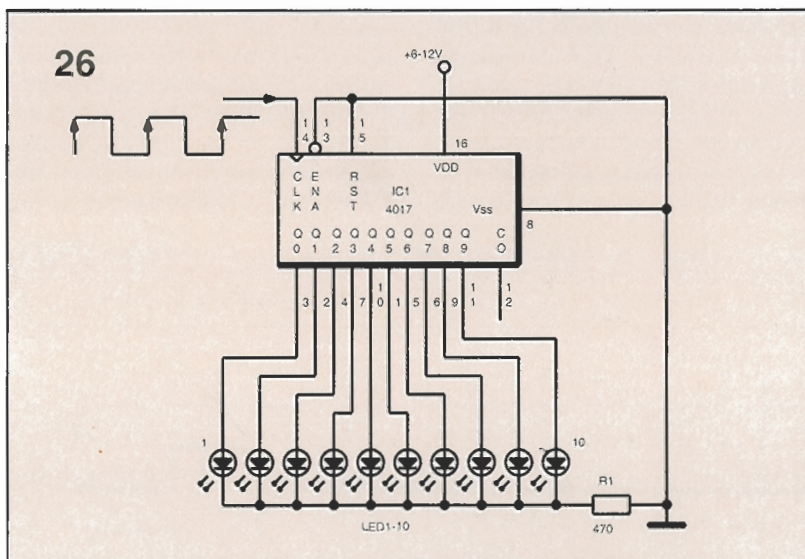


Figura 26.
Secuenciador de 10 diodos LED que utiliza una fuente de alimentación de 12 voltios CC.



en las figuras 9 y 10, la patilla 12 (acarreo) produce una salida cada vez que IC2 realiza una cuenta por 10, que es utilizada como reloj para IC3 (el cual está conectado en el modo divisor por 3), con su salida "0" conectada a Q1.

Durante los primeros 10 ciclos de la secuencia, la salida "0" de IC3 se encuentra a nivel alto y Q1 se encuentra polarizado para el estado de activación, por lo que IC2 actúa, como se puede ver en la Fig. 9, con los diodos LED activándose de forma secuencial a través de Q1. Después del décimo pulso de reloj, la salida "0" de IC3 pasa a nivel bajo desactivando Q1 sin que luzcan los diodos LED, pero IC2 continúa con la cuenta. Después del pulso de reloj número 30, la salida "0" vuelve a pasar a nivel alto y Q1 se activa de nuevo, con lo que se reactiva el visualizador.

La Fig. 33 es un simple visualizador multiplexado, en donde IC3

y Q3 activan o desactivan un conjunto de diodos LED. En esta figura, el visualizador multiplexado utiliza tres líneas de seis diodos LED secuenciados de forma intermitente. Cada una de ellas es activada

de modo secuencial a través de IC3 y transistores de disparo independientes, únicamente una línea a la vez; si se desea, puede ampliarse esta versión todavía más hasta controlar una matriz de visualización de 10 líneas con un total de 100 diodos LED.

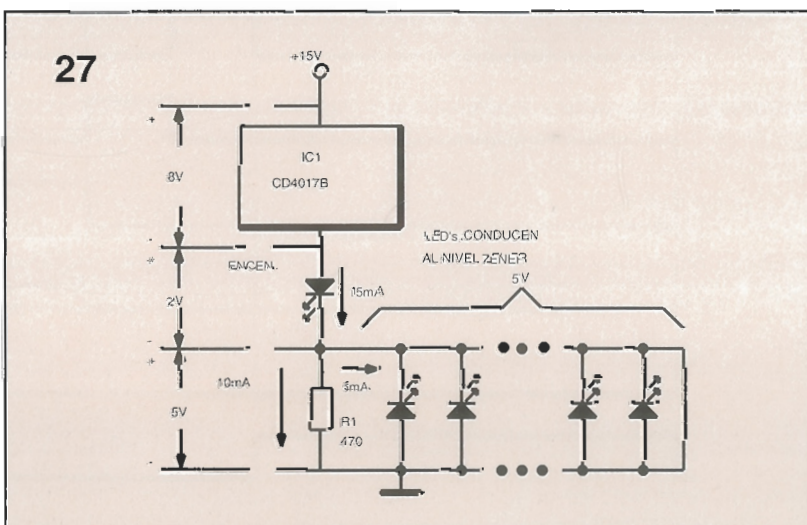
La Fig. 34 muestra un aparato de secuencias de 20 diodos LED, de 5 pasos con 4 bancos; los cuatro diodos están en serie en cada una de las cuatro salidas del CD4017B; así, solamente lucen cuatro diodos LED al mismo tiempo.

Cada diodo LED iluminado tiene una caída de tensión de aproximadamente 2 voltios de CC; esto es, 8 voltios de CC por cada banco de diodos LED que se encuentre encendido; por ello, la tensión de alimentación tendrá que ser superior a la de trabajo del circuito. Se puede utilizar un número mayor de diodos LED, en cada banco de diodos LED, si se incrementa de forma adecuada la tensión de alimentación para manejar la carga adicional.

Visualizadores gráficos de barras

Otro circuito indicador multi-LED es la versión analógica, que controla una cadena de diodos LED espaciados de forma lineal. El número de diodos LED encendidos es proporcional a la tensión aplicada al controlador de diodos LED, de forma que el circuito funciona como un voltímetro analógico. Estos circuitos se pueden colocar en cascada para controlar un máximo de 10 diodos LED, en el modo de barra gráfica, mediante

Figura 27.
Posible circuito equivalente al de la Fig. 4, el cual utiliza una fuente de alimentación de 15 voltios CC.



los miembros de la familia U237B, U247BM U257B y U267B. La familia LM3914 es más compleja y variada en comparación, y se pueden colocar en cascada más fácilmente para controlar hasta 100 diodos LED, tanto en el modo de barra gráfica como en el modo de gráfico de puntos. Las dos variedades de circuitos integrados están consideradas como controladores de barras gráficas.

Los visualizadores gráficos de barras, controlados por circuito integrado, son económicos y constituyen la mejor alternativa a los medidores analógicos. Estos no se atascan, son rápidos y no se ven afectados por las vibraciones y la altitud. Sus escalas pueden tener la forma que se desee y contar con diodos de varios colores para destacar secciones determinadas; también se pueden dotar de detectores de desbordamiento en la medición que se activarán para controlar una señal acústica o para hacer parpadear el visualizador o ambas cosas al mismo tiempo.

La linealidad de los visualizadores gráficos de barras o de puntos de este tipo es sensiblemente mejor a la de la mayoría de los visualizadores analógicos y es, generalmente, de aproximadamente 0,5%. La resolución de este depende del número de diodos LED que se utilicen; una versión de 10 diodos LED suele ser suficiente para satisfacer las necesidades de la mayoría de los aficionados.

Conceptos básicos de la familia de circuitos integrados U2X7B

La familia de circuitos integrados AEG U2X7B está compuesta por cuatro circuitos diferentes, DIP, de ocho patillas; cada uno de estos es capaz de controlar cinco diodos LED. La pareja U237B y U247B produce una visualización lineal y se utilizan juntos cuando se desean controlar un máximo de 10 diodos LED. La pareja formada por el U257B y el U267B produce una visualización logarítmica; y también se utilizan juntos cuando se desea controlar un máximo de diez diodos LED. Los cuatro circuitos integrados de la familia usan la misma circuitería interna cuyo diagrama de bloques se muestra en la Fig. 13.

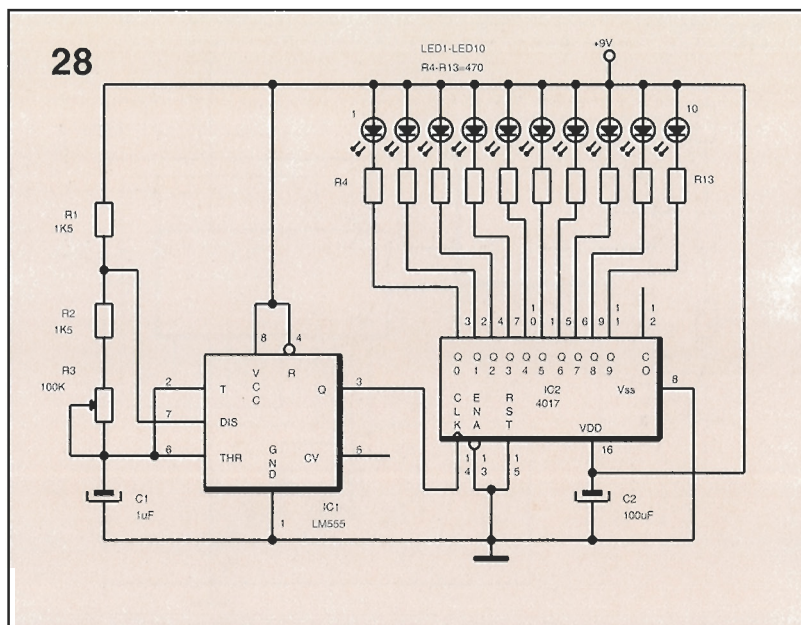


Figura 28. Visualizador de 10 diodos LED de "orificio móvil".

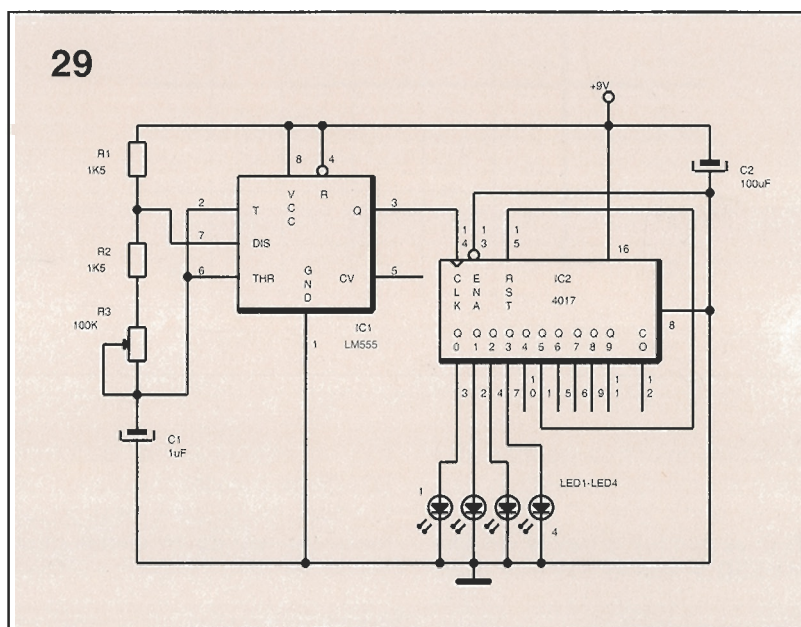


Figura 29. Visualizador de 4 diodos LED de "punto móvil" continuo. Para obtener un visualizador del "punto móvil" intermitente, con un periodo apagado del 50%, basta con cambiar la patilla 10 (o salida "4") a la patilla 9 (o salida "8").

Los cuatro circuitos integrados contienen cinco comparadores de tensión Schmitt, con umbrales únicos conectados a conmutadores controlados por transistor. Los umbrales se fijan mediante el punto de bifurcación de los divisores de tensión R1-R6, los cuales están alimentados utilizando un regulador de tensión incluido en el circuito; cada entrada del comparador se encuentra conectada a la patilla 7.

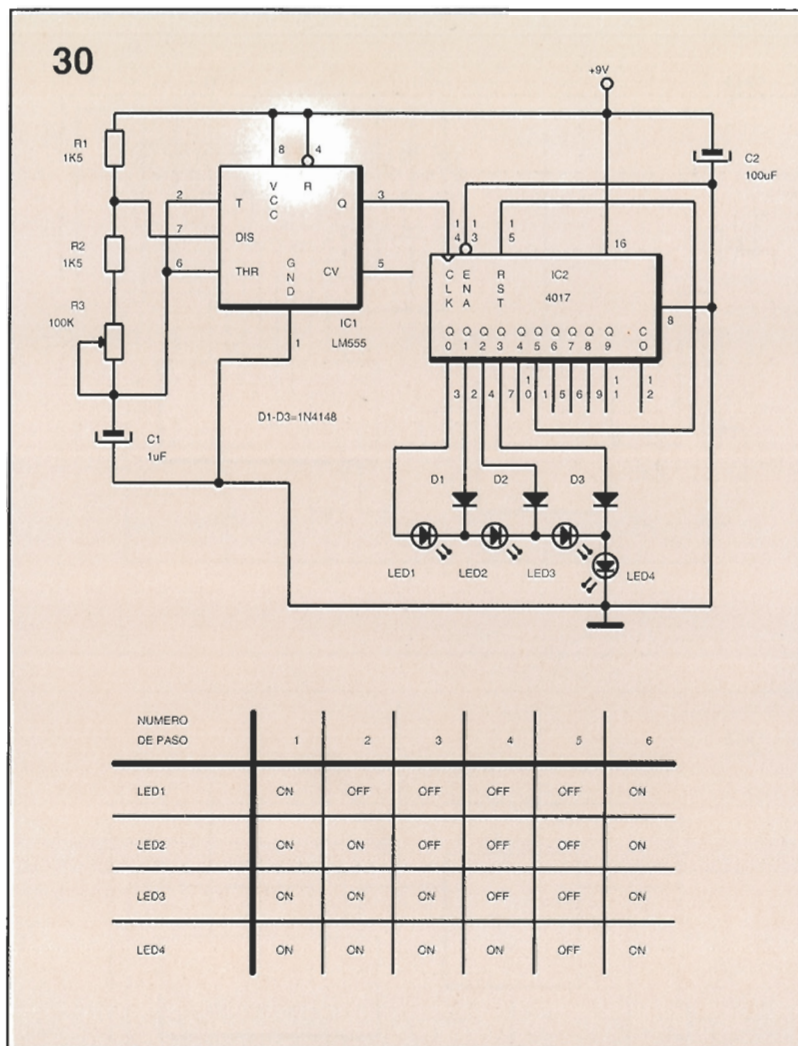
Los cuatro circuitos integrados también contienen una fuente de corriente constante interna de 20 miliamperios, y los cinco diodos LED externos se encuentran en serie entre la masa (patilla 1) y esta fuente. Los conjuntos de dio-

dos LED se encienden o se apagan utilizando los transistores de conmutación individuales. Si Q3 se activa, este reduce la corriente en 20 miliamperios a través de los diodos LED 1 y LED 2, por lo que se encienden; y los diodos LED del 3 al 5 permanecen apagados.

La familia U2X7B tiene tensiones espaciadas a intervalos de 200 milivoltios de CC, la Tabla 1 lista el estado de sus cinco transistores internos a varias tensiones de entrada. A cero voltios de entrada de CC los cinco transistores se encuentran activados, por lo que Q1 elimina completamente los 20 miliamperios y los cinco diodos LED se encuentran apagados.

A 200 milivoltios de CC, Q1 se

Figura 30.
Visualizador de 4
diodos LED de
apagado
secuencial de 5
pasos.



desactiva mientras permanecen todos los demás transistores activados, por lo que Q2 elimina los 20 miliamperios a través del diodo LED 1, con lo que este diodo se enciende y todos los demás quedan apagados.

Con una entrada de 1 voltio de CC todos los transistores están desactivados y los 20 miliamperios pasan a masa a través de los diodos LED, por lo que los cinco diodos se encuentran activados. La corriente del circuito integrado es independiente del número de diodos LED que se activan, por lo que se produce una interferencia de RF mínima (RFI), con la conmutación de los transistores y los diodos LED.

Los cuatro circuitos integrados de la familia U2X7B se diferencian únicamente en función de sus pasos de tensión, los cuales se fijan mediante R1-R6 como se muestra en la Tabla 2. Los valores de esta también vienen dados en dBW (o dB relativos a vatios). El

par de escala lineal U237B y U247B de circuitos integrados, se pueden utilizar para realizar un medidor lineal de 10 diodos LED,

para 1 voltio de CC. El par de circuitos integrados de escala logarítmica U257B y U267B se pueden utilizar para fabricar un medidor logarítmico de 10 diodos LED, con un valor a fondo de escala de 2,0 voltios CC, o +6 dBW.

La razón de la correspondencia entre estos dos valores queda justificada como sigue: ya que

$$P = E^2/R$$

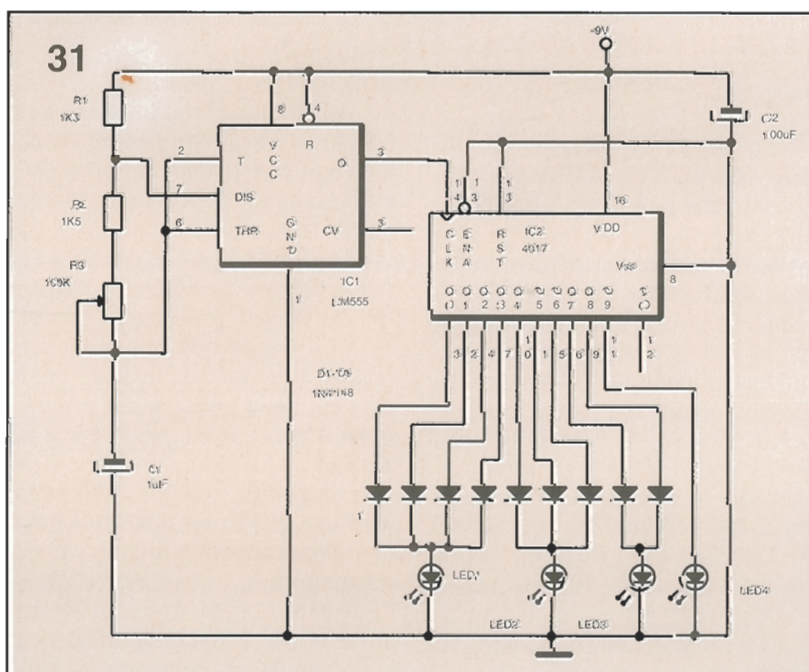
en la que P es la potencia, E es la tensión y R la resistencia, entonces se supone, por conveniencia que:

$$R = 1 \Omega$$

De esta forma, se convierten las tensiones en el medidor de escala logarítmica en una cantidad proporcional a la potencia (y no a la potencia en sí misma), precisamente el cuadrado de la tensión indicada, tomando el logaritmo en base 10 del resultado y multiplicándolo por 10. Si E tiene la unidad de voltios (en lugar de alguna unidad fraccionaria o múltiplos, como puede ser milivoltios), entonces P Tiene las unidades de vatios, y las unidades en dB se denominan dBV, ya que están expresadas en función de un valor fijo de potencial.

De forma similar, si se desea expresar los dB en términos de potencia, la terminología apropiada debería ser dBW o una unidad similar para cualquier unidad fraccional de potencia. El número de

Figura 31.
Visualizador de 4
diodos LED
"acelerador", en
el que los puntos
parecen acelerar
de la izquierda a
la derecha.



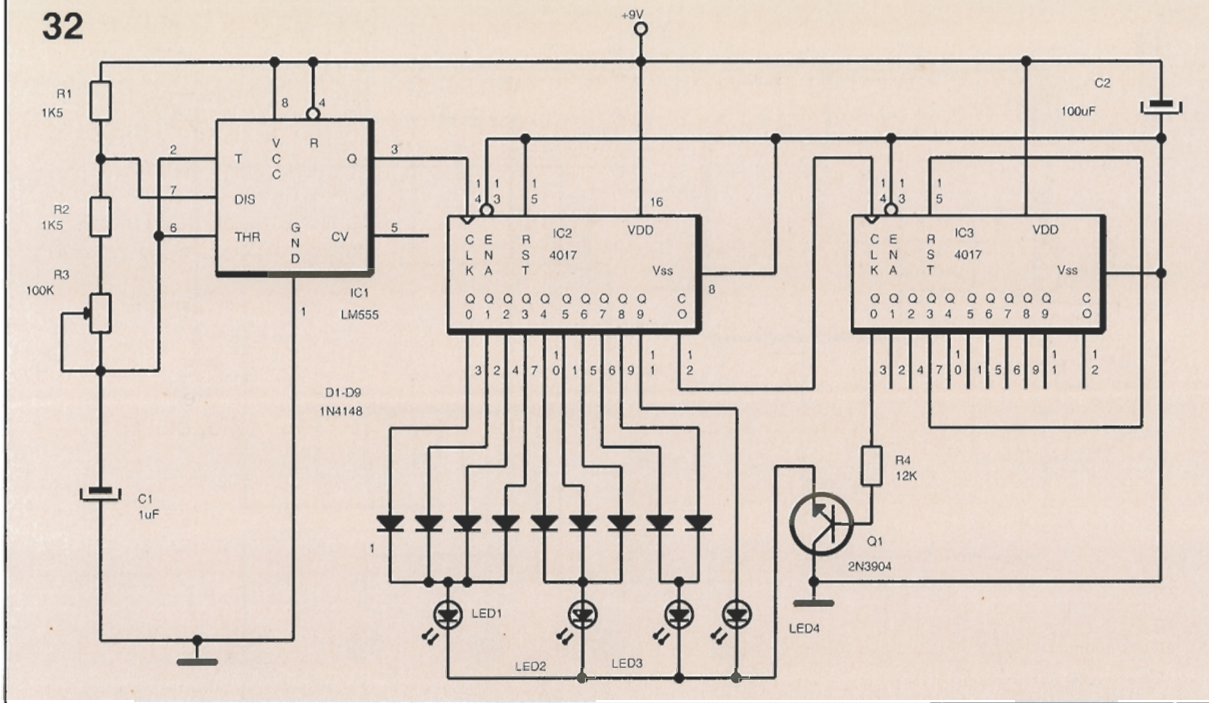


Figura 32.
Visualizador de 4
diodos LED
intermitentes
"acelerado", en
el que la
aceleración se
produce cada 10
ciclos de reloj.

dBV es siempre el doble del número de dBW, ya que tomando el logaritmo de base 10 de ambos lados de la relación de potencia se tiene:

$$\begin{aligned}\log(P) &= \log(E^2/R) \\ &= 2 \times \log(E) + \log(R) \\ &= 2 \times \log(E) + \log(1) \\ &= 2 \times \log(E).\end{aligned}$$

Por esta razón,

$$1 \text{ dBW} = 2 \text{ dBV}$$

Por ejemplo, en la Tabla 2, para el U267B y el paso 5, la entrada es de 1,41 voltios CC, o +3 dBW. Elevando al cuadrado se obtiene 2 voltios elevados al cua-

drado, por lo que diez veces su logaritmo en base 10 son +3 dBW y doblando este valor se obtienen +6 dBW. Por supuesto, siempre que se obtenga el logaritmo de una cantidad como la tensión o la potencia, siempre se opera únicamente con la parte numérica y se ignoran las unidades; si alguna

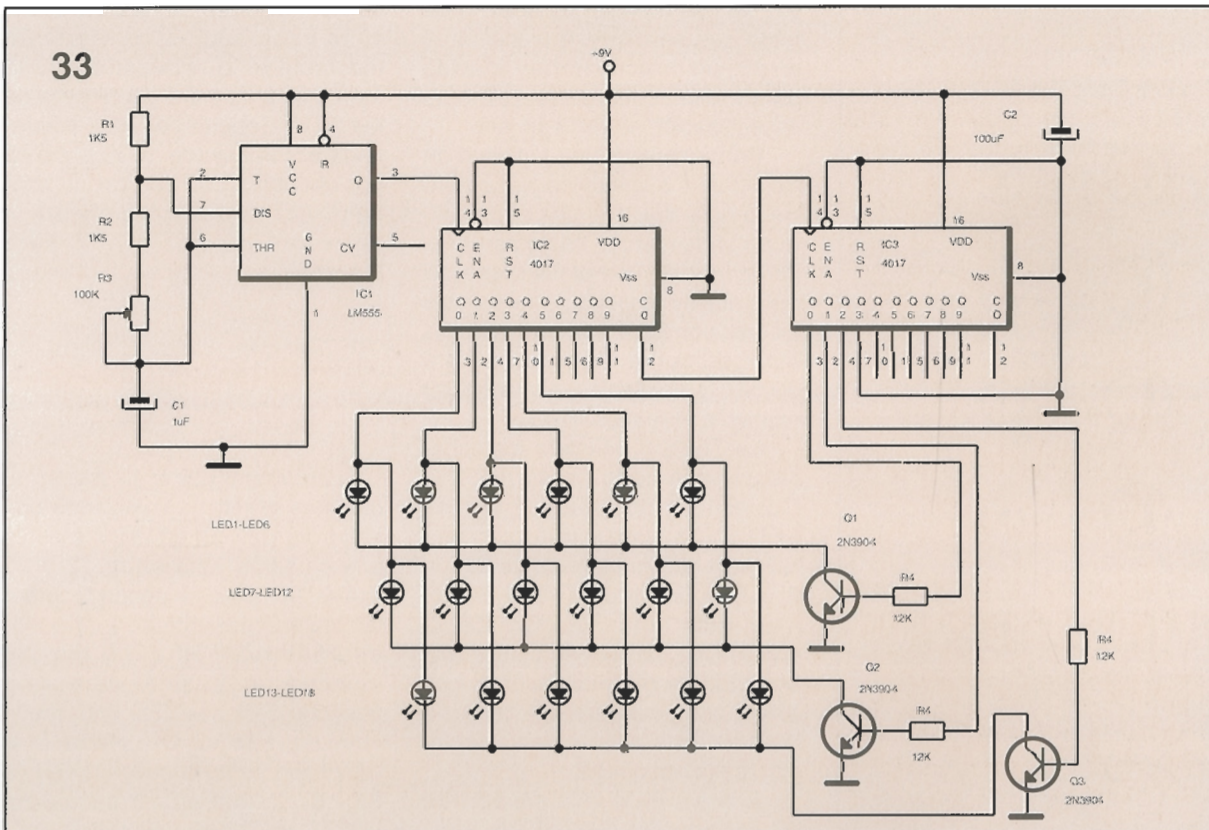


Figura 33.
Visualizador de
punto móvil
multiplexado de 3
líneas de 6
diodos LED, en el
que los puntos se
mueven de forma
intermitente a lo
largo de las
líneas.

Figura 34.
Aparato de
secuencias de 20
diodos LED de 5
pasos con 4 en
blanco, para
utilizar con una
fuente de
alimentación por
encima de los 9
voltios de CC.

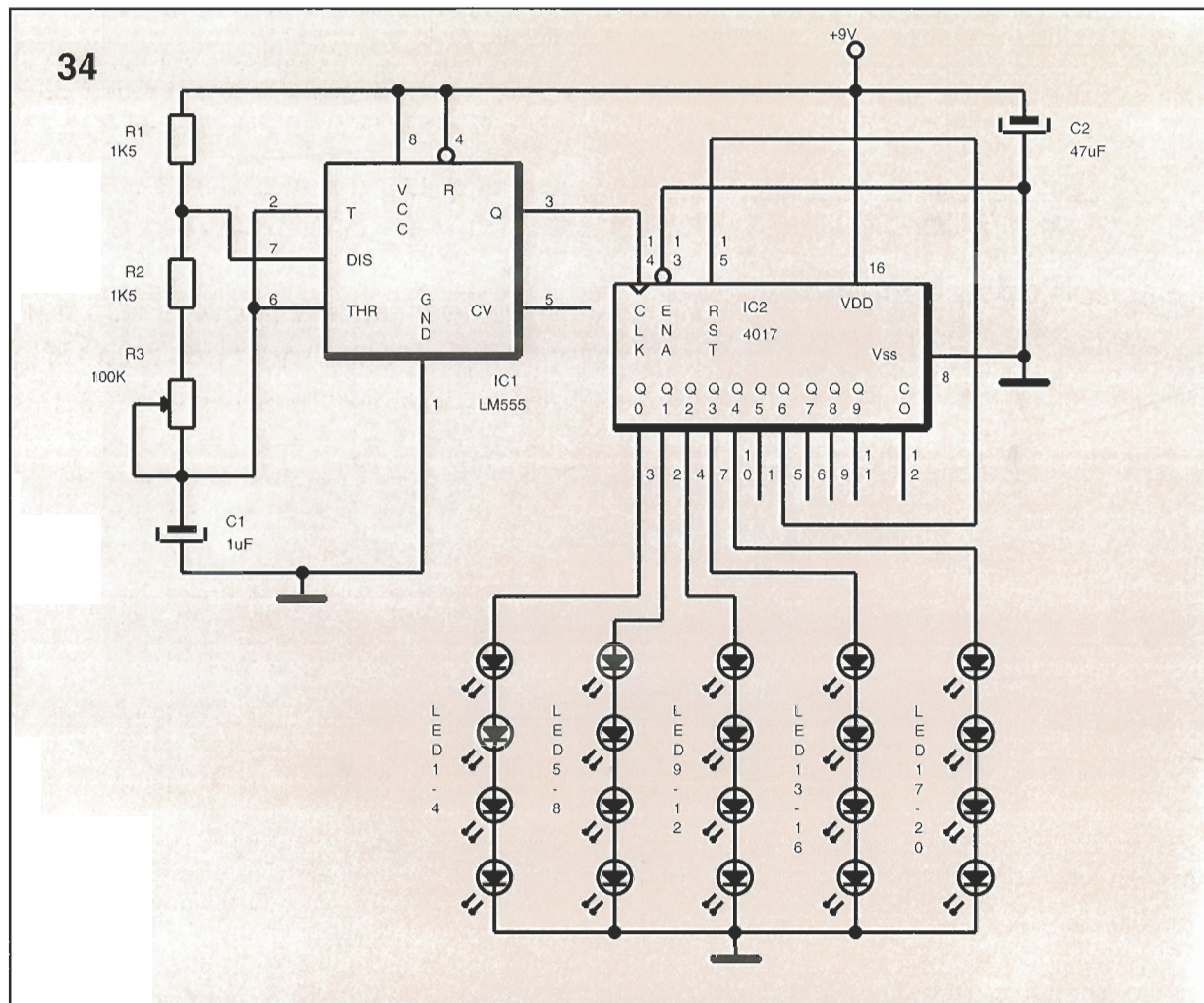
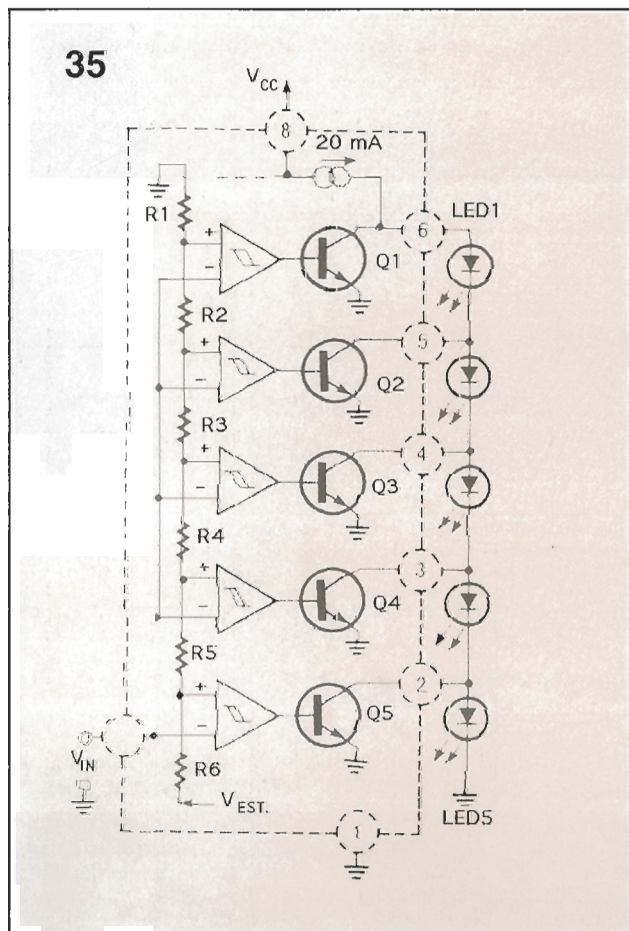


Figura 35.
Diagrama de
bloques de un
controlador de
barras U2X7B
que muestra las
conexiones
externas básicas.



vez se oye un nivel de audio o de ruido que se exprese únicamente en dB, sin ninguna unidad añadida para indicar "dB relativo a", esta especificación no tiene sentido.

Para expresar una amplitud en dB, relativa a una unidad de potencial o potencia, con una abreviatura de varias letras, basta con añadir la unidad completa como dB mV para dB relativos a milivoltios. En ocasiones, el término dBm es utilizado como abreviatura para dBmW, o lo que es lo mismo dB relativo a milivatios.

La Tabla 3 nos lista las especificaciones de la familia U2X7B. Cuando se controlan 5 diodos LED rojos, cada uno con una caída de tensión directa de CC de 2 voltios, el mínimo valor de alimentación requerido será de 12 voltios CC. Se pueden utilizar diodos LED de distintos colores, con diferentes caídas de tensión directas, si la tensión de alimentación es la adecuada.

A pesar de que la impedancia de entrada del circuito integrado

es normalmente de 100 K, el circuito integrado se convierte en inestable si la impedancia de la fuente se encuentra por encima de los 20 K. Debería ser ideal mantenerla por debajo de 10 K; si no es posible habrá que colocar un condensador de 0,01 microfaradios entre las patillas 1 y 7 para aumentar la estabilidad.

Circuitos prácticos con la familia U2X7B

Las figuras 36 a 41 muestran circuitos prácticos realizados con la familia U2X7B; en todos ellos, la alimentación está entre 12 y 25 voltios CC, pero se deben recordar las limitaciones que se mencionaban anteriormente. La Fig. 36 muestra un medidor de escala lineal de 5 diodos LED para medir entre 0 y 1 voltios CC, mediante la utilización de un circuito U2X7B; la Fig. 37 muestra una pareja de U237B y U247B, utilizados para

formar un medidor de escala lineal de 10 diodos LED en el rango de 0 a 1 voltios. Este último circuito hace funcionar cada circuito integrado, como se muestra en la Fig.

36, con tensiones de alimentación adecuadas para 5 diodos LED, pero con sus terminales de entrada conectados juntos, y los diodos LED se encuentran alternados

para formar un visualizador de 10 diodos LED.

La Fig. 38 muestra la forma en la que se reduce la sensibilidad a fondo de escala del medidor,

TABLA 3

Especificaciones principales de la familia de circuitos integrados U237.

Parámetro	Mínimo	Típico	Máximo
Tensión de Alimen.	8V	12V	25V
Voltaje de Entrada	—	—	5V
Corriente de Ent.	—	—	0,5mA
Max. corr. de ent.	—	25mA	30mA
Disipación de Pot. (a 60° C)	—	—	690mW
Tolerancia de escalón	-30mV	—	30mV
Escalón de Histéresis	—	5mV	10mV
Resistencia de entrada	—	100K	—
Tensión de saturación de salida	—	—	1V

TABLA 1

Estado interno de los transistores en la familia U2X7B a varias tensiones de entrada.

V _{IN}	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5
1,0	Off	Off	Off	Off	Off
0,8	Off	Off	Off	Off	On
0,6	Off	Off	Off	On	Off
0,4	Off	Off	On	On	On
0,2	Off	On	On	On	On
0,0	On	Off	On	On	On

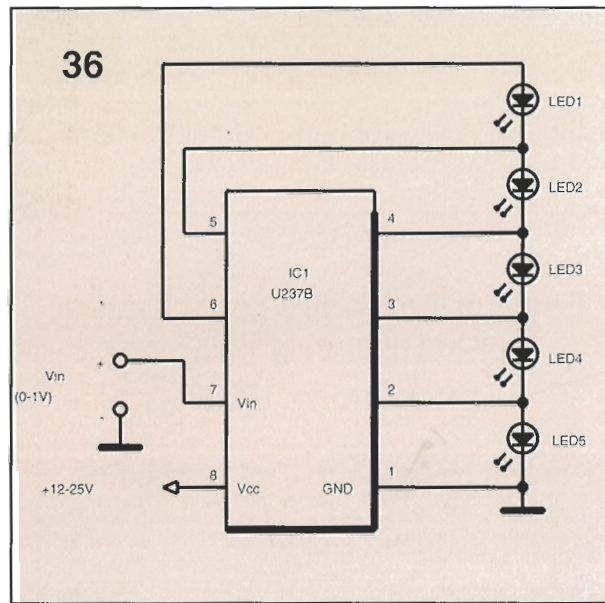
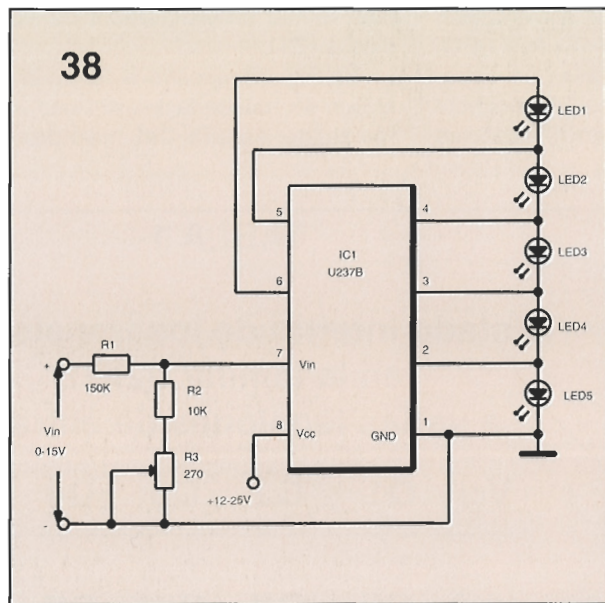
TABLA 2

Pasos de tensión internos para el U237B.

Dispositivo	Paso 1	Paso 2	Paso 3	Paso 4	Paso 5
U237B	200 mV	400mV	600 mV	800 mV	1.00V
U247B	100 mV	300 mV	500 mV	700 mV	900 mV
U257B	0,18V/ -15dBW	0,53V/ -6dBW	0,84V/ -1,5dBW	1.19V/ +1.5dBW	2.0V/ +5dBW
U267B	0,1V/ -20dBW	0,32V/ -10dBW	0,71V/ -3dBW	1.0V/ 0dBW	1.41V/ +30dBW

Figura 36. Medidor de escala lineal de 0-1 voltios CC, fabricado con 5 diodos LED y un circuito integrado U237B.

Figura 38. Método para la reducción de la sensibilidad del medidor de barra gráfica mostrado en la Fig. 14, para que pueda ser utilizado con tensiones entre 0 y 15 voltios de CC; utiliza una escala lineal de 5 diodos LED en forma de barra gráfica con un circuito integrado U237B.



mediante la conexión de la entrada IC1 a través de R1-R2-R3, utilizando una relación de 15:1 y proporcionando una sensibilidad a fondo de escala de 15 voltios CC. Las figuras 39 y 49 muestran la forma en la que se puede utilizar el circuito de la Fig. 36 para visualizar

una cantidad física como la intensidad luminosa o el calor, la cual está representada por la resistencia analógica R3 del transductor. En ambos casos, el transductor es alimentado por una fuente de corriente constante, porque la tensión de entrada de IC1 es directa-

mente proporcional a la resistencia del transductor.

Como se puede ver en la Fig. 39, la corriente constante del transductor se deriva a partir de una fuente de alimentación regulada a través de R1-R2, ya que la tensión de alimentación regulada

37

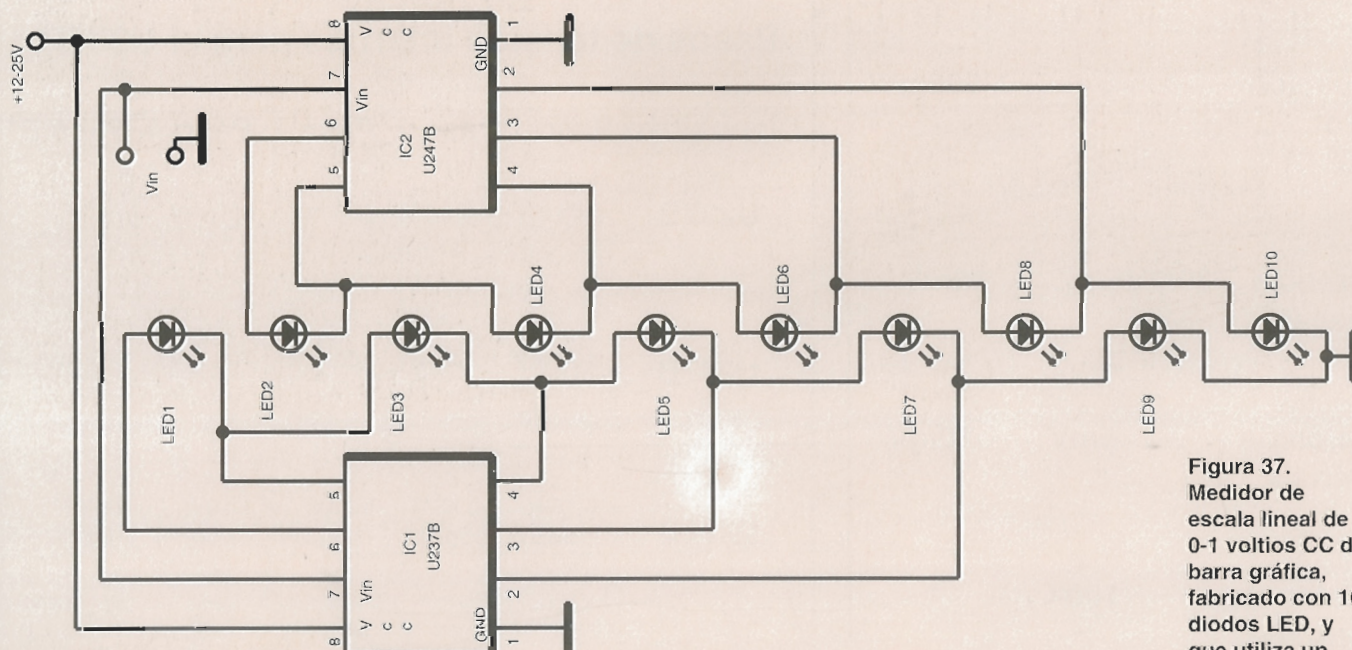
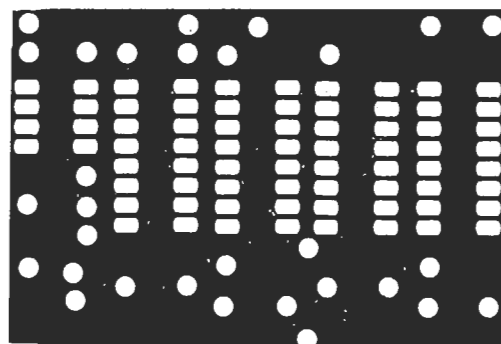
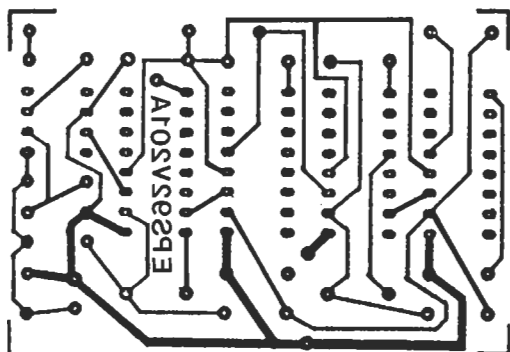
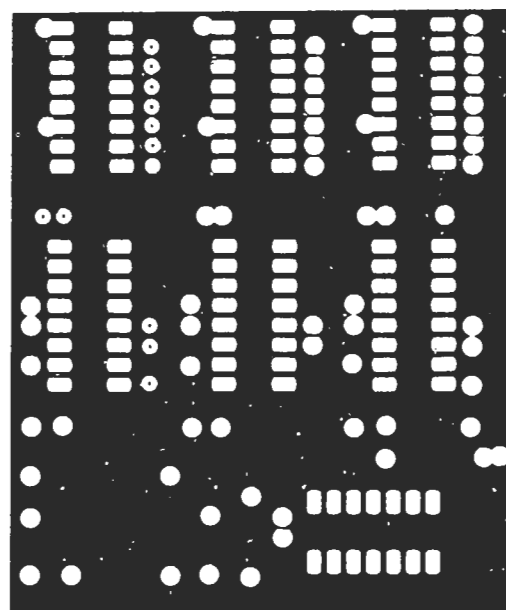
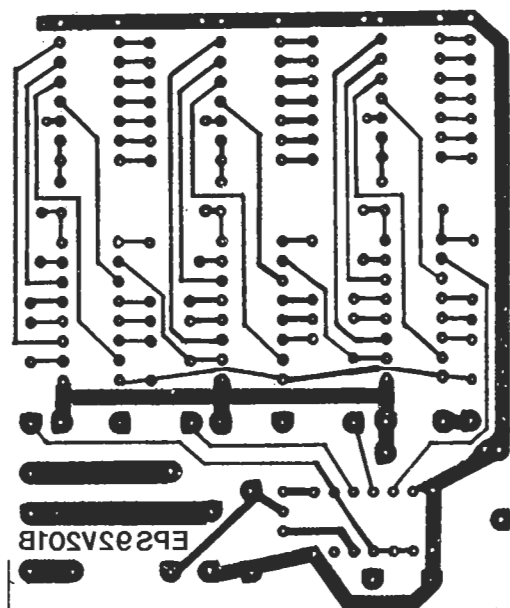


Figura 37. Medidor de escala lineal de 0-1 voltios CC de barra gráfica, fabricado con 10 diodos LED, y que utiliza un circuito integrado U237B y un U247B conectados como par.

EPS



EPS 92V210A Interruptor de red programable (base de tiempos)



EPS92V201B Interruptor de red programable (Contador decodificador)

EPS92V201C Interruptor de red programable (Alimentación)

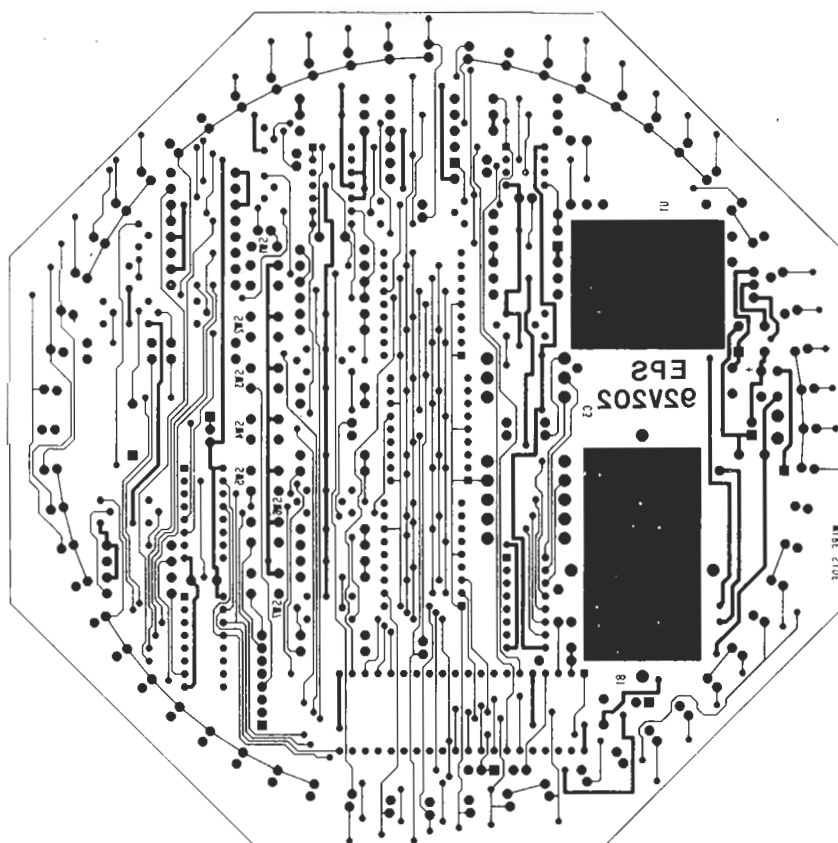
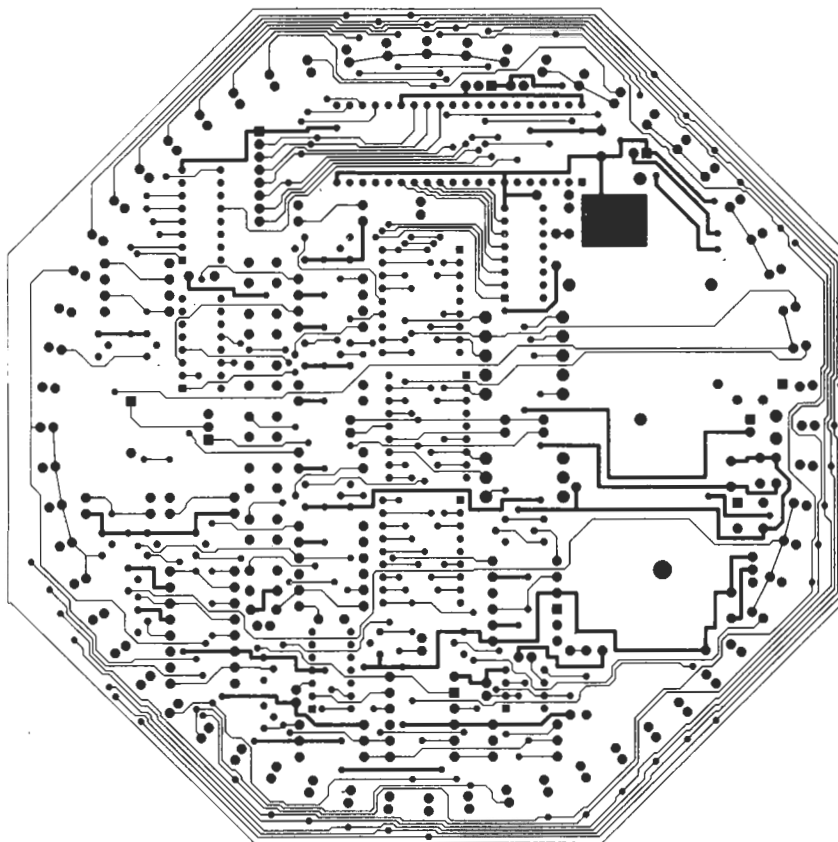


The logo features the letters 'EPS' in a bold, black, sans-serif font. The letters are positioned in the center of the page, overlapping two horizontal bars. The top bar is a light beige color and is wider, while the bottom bar is a solid orange color and is thinner. The orange bar is positioned directly behind the letters, creating a layered effect.

EPS

EPS

EPS92V202
HYPER CLOCK
(Componentes
reducido 50%)



EPS92V202
HYPER CLOCK
(Soldadura
reducido 50%)



The logo features the letters 'EPS' in a bold, black, sans-serif font. The letters are positioned in the center of the page. Behind the letters, there are two horizontal bars: a top bar in a light beige or tan color, and a bottom bar in a solid orange color. The bars extend across the width of the page, with the letters 'EPS' overlapping them.

EPS

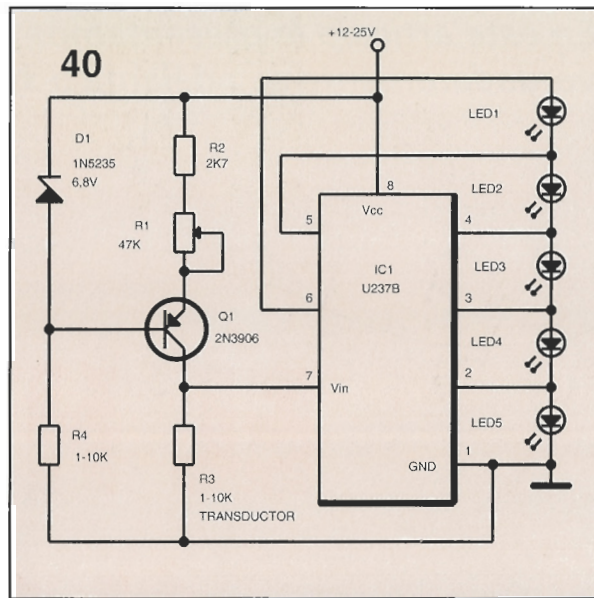
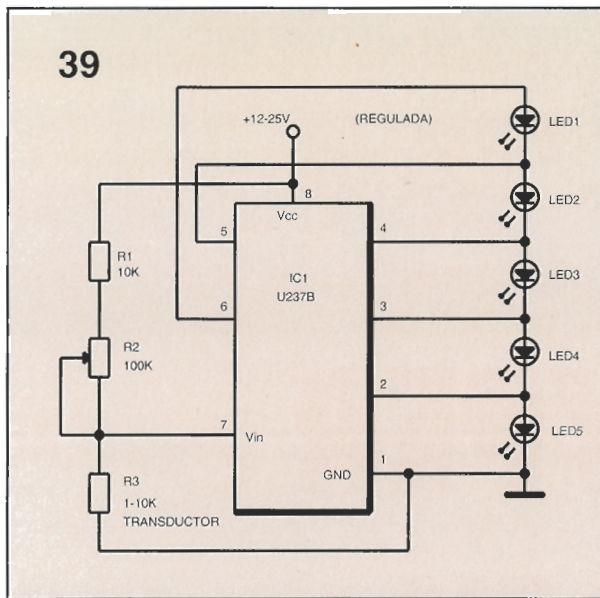


Figura 40.
Un uso alternativo de un transductor para mostrar el valor de una cantidad física.

Figura 39. Uso simple de un transductor para mostrar el valor de una cantidad física.

es mayor en comparación a la sensibilidad del medidor a fondo de escala de 1 voltio de CC. En contraste, como se puede ver en la Fig. 40, la corriente constante

se asegura a través de D1-Q1. Finalmente, la Fig. 41 presenta el circuito U267B, utilizado en un medidor de nivel de audio logarítmico de 5 diodos LED. Se

puede realizar un medidor de 10 diodos LED mediante la utilización del par de circuitos integrados U257B y U267B, como se muestra en la Fig. 17. **K**

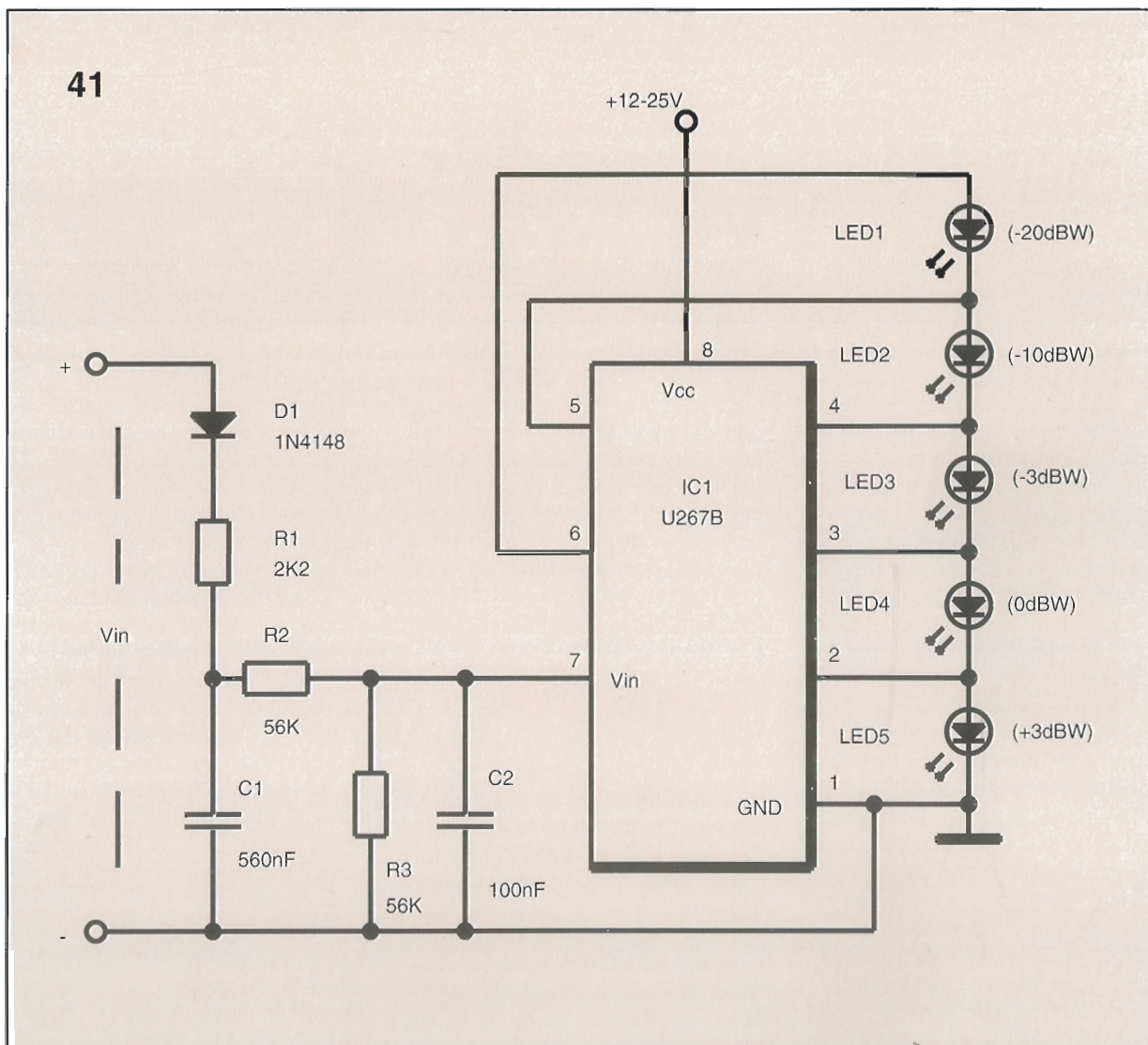


Figura 41. Medidor de audio de 5 diodos LED con escala logarítmica; la versión de 10 diodos LED se realiza mediante el par U257B y U267B, de forma similar a la que se puede ver en la Fig. 15.

En este artículo le presentamos el diseño de un reloj que verdaderamente se adelanta a su época.

EL HYPER CLOCK

Aunque la tecnología necesaria para diseñar relojes digitales se domina desde hace bastantes años, no es menos cierto que la mayoría de los diseños actuales se limitan a mostrar la hora por medio de cuatro dígitos, los correspondientes a la hora y a los minutos. Pocos relojes digitales, tal vez sólo algunos, utilizan la potencia que permite el uso de los modernos microprocesadores, con objeto de mostrar algo más que la información típica. Uno de ellos es el Super-Reloj que aquí les presentamos.

Este prototipo hace uso de un micro-controlador programado al efecto, el cual puede darnos la información horaria de ocho modos diferentes. Entre las posibilidades del reloj, destacamos la de simular un minutero similar al de los análogos y generado por medio de una circunferencia compuesta por 60 diodos LED; puede indicarnos también, y de manera gráfica, el estado de las mareas; incorpora, además, una función de atenuación de

los visualizadores ("displays"), y que realiza de forma automática según actualiza la información horaria. También realiza funciones de alarma, con una salida de aviso horario; funciona con alimentaciones de 50 ó 60 Hz. Va provisto, asimismo, de una batería de emergencia y, por si fuera poco, su indicador de fecha es lo suficientemente "inteligente" como para reconocer el último día de cada mes. Vamos ya a conocer en profundidad todas y cada una de las posibilidades de este diseño.

El indicador digital

En cuatro de los ocho modos que ofrece el reloj podremos observar cierta peculiaridad que, sin duda, agradeceremos y valoraremos todos los que hemos vivido la primera "revolución de los relojes digitales". Como algunos de ustedes recordarán, la forma coloquial de decir la hora solía permitirnos expresiones como "las siete menos cinco"; además, claro está,

de la forma más monótona "son las seis y cincuenta y cinco". Pues bien, nuestro Super-Reloj nos permite también "trabajar" en este modo tan popular.

Para comenzar con las explicaciones nos centraremos en la figura 1-a; vemos aquí los seis visualizadores de 7 segmentos que servirán para darnos la información disponible en el "modo digital". Durante la primera mitad de cada hora, los dos dígitos del centro se ocupan de darnos la hora, mientras que los situados a su derecha nos indican los minutos pasados desde la hora indicada (tal y como lo hacen la mayoría de los relojes del mercado), los dos visualizadores de la izquierda permanecen en blanco. En la figura 1-b vemos como indicaría el reloj las once horas y catorce minutos en el modo anterior.

Pero, una vez que los minutos transcurridos pasen de treinta sobre la hora actual, el visualizador derecho se quedará en blanco, y el central se incrementará en

una hora; además, el visualizador izquierdo pasará a mostrarnos los minutos que quedan por transcurrir hasta dicha hora. Por ejemplo, si quedan trece minutos para las doce (las 11:47), la indicación de nuestro reloj será igual a la que vemos en la figura 1-c. Podemos así leer literalmente en el reloj que "faltan trece minutos para las doce".

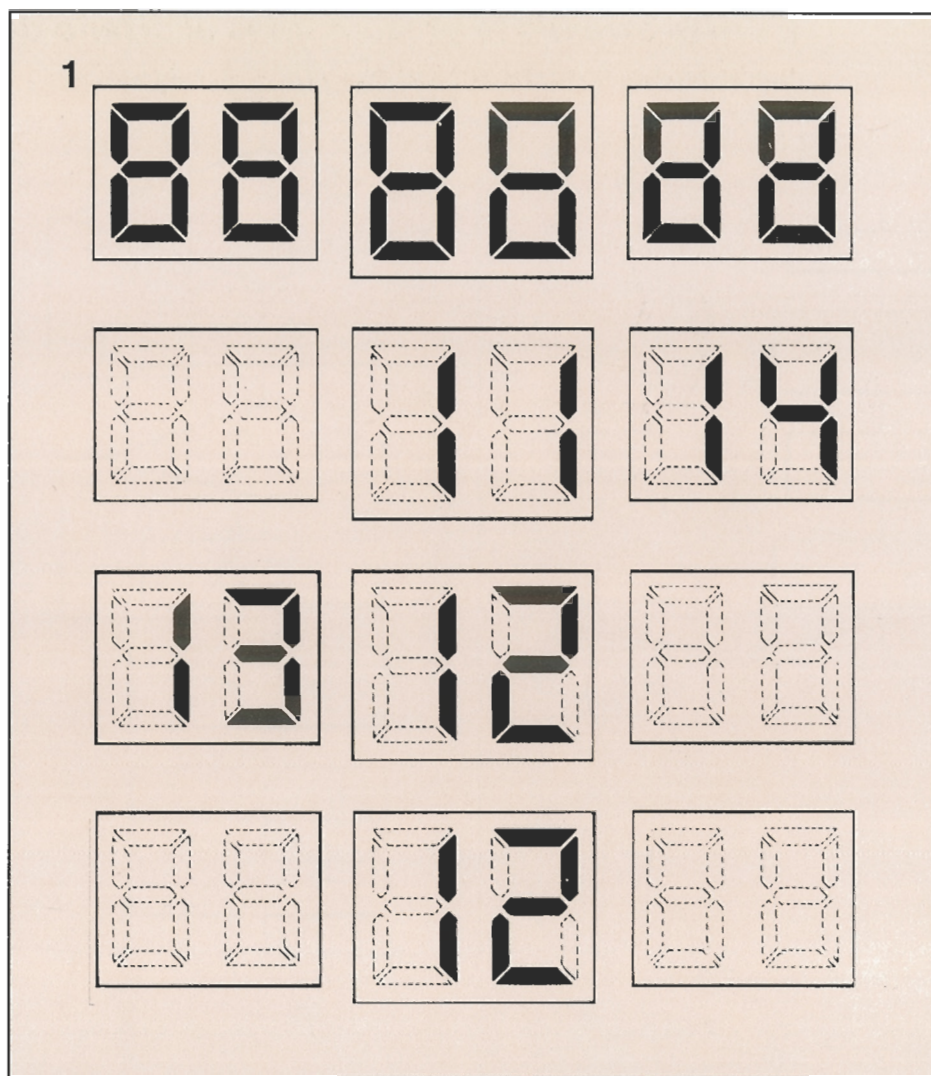
Si se trata de una hora en punto, los indicadores solo nos mostrarán la hora, dejando los otros visualizadores en blanco. La figura 1-d nos muestra cuál sería la indicación para las doce en punto.

Como ya hemos mencionado, el reloj lleva también un conjunto de 60 diodos emisores de luz montados en círculo, y que nos permitirán ver el paso de los segundos, o bien una aproximación al nivel de la marea de su localidad en el caso de que Vd. viva en la costa. Los diodos tienen un encendido progresivo, en el sentido de avance de una hipotética manecilla de minuterio. La otra posibilidad es que estos nos indiquen si la marea está alta (posición 12:00) o baja (posición 06:00). La temporización para el funcionamiento en modo indicador de mareas se ha ajustado para que dos ciclos completos duren 24:51 horas, tal y como ocurre en la realidad (si desean más información sobre este asunto les recomendamos que lean el pequeño apartado de este mismo artículo, y que hemos titulado "... algo sobre las mareas").

Atenuación de los visualizadores

El Super-Reloj, difiere también de los demás relojes digitales en el modo como se presenta la información. Pero, expliquémonos: los otros relojes, cuando deben variar la información de un dígito, conmutan la misma de forma instantánea, haciendo aparecer a continuación la nueva información en el visualizador. Nuestro montaje es más elegante que todo esto, y se ocupa de, por así decirlo, "difuminar" la información presente en el visualizador y hacer que aparezca la nueva información de forma gradual. Esto resulta mucho más agradable a la vista que el método tradicional.

Estos, digamos, "efectos espe-



ciales", van provistos a tal efecto de un sistema de mezcla de "multiplexación" y modulación de ciclo completo. Los visualizadores son todos del tipo ánodo-común, por lo que cada uno de ellos va acompañado del correspondiente transistor controlador de ánodo. Los visualizadores multiplex típicos llevan unidos los cátodos de sus segmentos, compartiendo así un único transistor de control.

Como sucede con la mayoría de los visualizadores de tipo multiplex, al colocar los datos correspondientes a los segmentos que conforman el dígito en la línea de datos de segmentos, se activará el controlador de ánodo del dígito correspondiente, luciendo así la cifra adecuada. En este instante, los demás visualizadores permanecerán apagados. Transcurrido un breve periodo de tiempo (1,83 ms.), los segmentos se apagaran a través de sus líneas de control y se desactiva el controlador de ánodo. Inmediatamente después se activa el controlador de ánodo

del siguiente dígito, los datos para sus correspondientes segmentos se sitúan en la línea de datos, y así sucesivamente hasta que hayan sido activados todos los dígitos. Debido a la baja velocidad de reacción de la vista, la impresión percibida es de que todos los dígitos lucen de forma simultánea. El método de funcionamiento multiplex de la información a visualizar nos permite el ahorro de patillas necesarias para que el microcontrolador gobierne los visualizadores LED.

El efecto de difuminación que proporciona nuestro montaje se consigue modulando el ciclo de habilitación de los segmentos. Cuando se activa un visualizador, las líneas con los datos de cada segmento utilizan parte de este tiempo en mostrar el dígito actual, y otra parte se usa en estados que corresponden al siguiente dígito a mostrar. Cada vez que se habilita un dígito, el ciclo completo modulado hace que se tienda más y más hacia el próximo dígito, hasta

Figura 1. Visualizador del Super-Reloj (a); no sólo nos muestra la hora (b), sino que también nos indica los minutos que quedan para la hora siguiente (c) y también se ocupa de apagar los dos minuterios a la hora en punto (d).

Lista de componentes

Resistencias

R1, R6-R8, R10-R12, R16, R17: 47 K
R2, R3, R5, R14, R15, R18-R32, R41-R57: 47 K
R4, R13, R58: 470 K
R9: 27 K
R33-R40: 330 Ω,
1/2 W, 5%

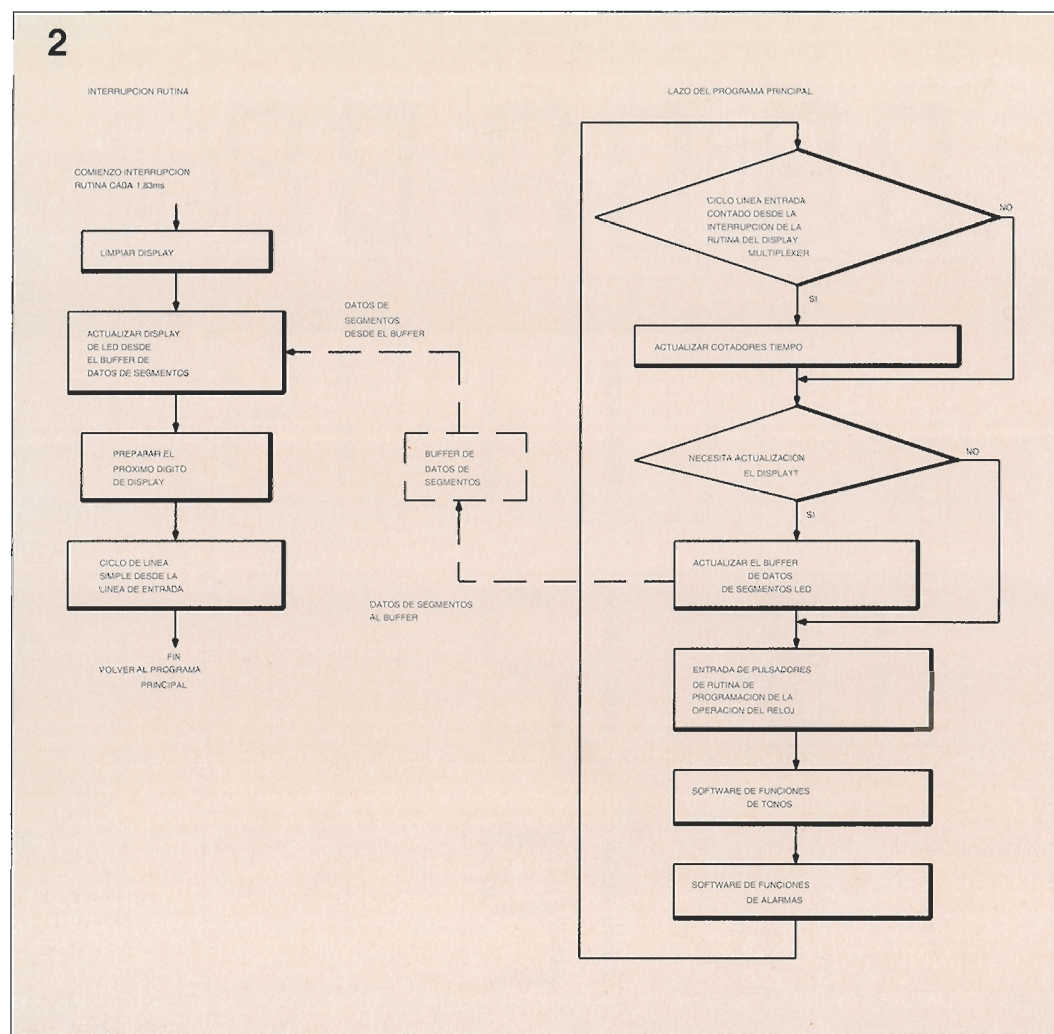


Figura 2 .
El Software que maneja el Super-Reloj se puede dividir en dos partes bien distintas, a saber: una rutina de interrupción gobernada por el reloj del sistema, y el bucle del programa principal.

Condensadores
C1, C2: 20 pF, cerámico
C3: 1000 µF, 16 V, electrolítico
C4, C5, C15, C16 : 100 nF, cerámico
C6 : 22 µF, 16 V, electrolítico
C7 : 2,2 µF, 16 V, electrolítico
C8, C9 : 10 nF, cerámico
C10, C14, C17 : 3,3 nF, cerámico
C11, C12 : 560 pF, cerámico
C13 : 1 µF, 16V., tántalo

que sea ya este último el que aparezca. Este proceso se repite cada vez que se actualiza la información del visualizador.

El microcontrolador

El corazón de nuestro Super-Reloj es el circuito integrado 8749, microcontrolador de la casa Intel. Está programado para realizar multitud de funciones, entre las que cabe destacar: "multiplexado" de visualizadores, almacenado de tiempos, recepción de pulsos de conmutación, coordinación hora-alarma e inicialización de modo "fallo de alimentación", el cual posibilita que no se pierda información, a la vez que se desactivan los visualizadores con el fin de economizar consumo de la batería de emergencia.

El circuito 8749 incorpora también una memoria EPROM de 2K, 128 bytes de RAM, 24 patillas I/O, un temporizador programable de 8 bits y una gestión interna de interrupciones. El programa diseñado para convertir este "chip" en el

Super-Reloj hace uso de todas sus posibilidades; en la figura 2 podemos ver un esquema abreviado del funcionamiento interno de dicho programa. El mismo está dividido en dos partes bien diferenciadas: la rutina de interrupción y el lazo (o bucle) principal.

La rutina de interrupción es la encargada de tomar la información de las líneas de datos de los visualizadores desde el "buffer" del controlador y colocarla en las líneas de control de los visualizadores de forma "multiplexada". La interrupción que arranca esta rutina se genera en el temporizador interno del 8749, el cual ha sido programado para que la llame cada 1,83 ms. Al utilizar un segmento de programa se posibilita la aparición gradual de la información en los visualizadores, ya que su actualización se realiza a intervalos regulares. Esta rutina es también la encargada de verificar la frecuencia de entrada al microcontrolador, a fin de comprobar el final de cada ciclo de red. Si sucede así, informa al bucle principal del programa.

El programa principal realiza un seguimiento del número de ciclos de red transcurridos, lo que le permite conocer cuándo debe actualizar los datos del "buffer" o proceder a iniciar la alarma. En caso de que no detecte los ciclos de red, el programa asume un fallo de alimentación de C.A. y activa el modo de "fallo de red" (power fail). En este modo, lo primero que hace es desconectar los visualizadores LED y activar un nuevo seguimiento "invisible", logrado mediante un oscilador de cristal interno de 6 MHz. El bucle principal del programa también procesa la información procedente de los conmutadores del reloj; más adelante trataremos esto.

Todas las entradas del "chip", usadas por el programa del Reloj, son bastante fáciles de comprender (véase la figura 3). Vamos ahora a estudiarlas por grupos.

Las patillas etiquetadas A a G y DP (patillas 12 a 19) son, como vemos en la figura 3, las salidas de los datos de segmentos. Manejan indirectamente a los controladores de la visualización "multiplexada". De igual modo, las salidas etiquetadas DE0-DE4 (patillas 21-24 y 35) atacan a los controladores de ánodo de los visualizadores a través de los circuitos "desmultiplexores", los cuales veremos después.

Las patillas S1 a S7 (27 a 34) se usan como entradas de conmutación. Los conmutadores conectados a estas entradas (VISUALIZADOR MODE, VISUALIZADOR DATE, VISUALIZADOR ALARM, MODO DE INCREMENTO HORA/MES, MODO DE INCREMENTO MINUTO/DIA, SNOOZE/AVANCE DE MAREA y BOTON DE ALARMA, respectivamente) activan diversas funciones del "chip" cuando se ponen a masa.

Posteriormente, veremos una explicación más exhaustiva de estas funciones.

Cuando los pulsos procedentes de la patilla etiquetada CHIME (patilla 34) pasan a nivel bajo, se activa el circuito generador de pitidos compuesto por componentes discretos. El microcontrolador dispara este circuito con pulsos negativos de 12,8 ms a intervalos de un segundo. Si no estamos en el modo de alarma, este circuito nos irá contando las horas mediante un número adecuado de pitidos, y las medias horas con un solo pitido.

Si el controlador se encuentra en el modo de "alarma", esta circuitería se usa como avisador. En este modo, el reloj no sonará a las horas y a las medias, lo que nos permitirá utilizar el Super-Relejo como despertador, sin la molestia de que suene a cada momento.

La entrada LINE (patilla 6) se usa como entrada de señal cuadrada de 50 ó 60 Hz. La señal de onda cuadrada se usa para mantener la hora y, como ya vimos antes, para detectar un fallo de alimentación. La entrada 50Hz/60Hz (patilla 1) informa al 8749 de la frecuencia de que disponemos. Si la patilla 6 está a nivel bajo, el 8749 asume que la frecuencia es de 60 Hz; pero si, por el contrario, está a nivel alto, el "chip" se adecua para funcionar a 50 Hz.

Como su nombre indica, la entrada de RESET (patilla 4) procede a iniciar el controlador. Un nivel bajo en esta patilla borrará todos los modos y parámetros ajustados anteriormente.

Las entradas x1 y x2 (patillas 2 y 3) deben conectarse al cristal de 6 MHz, XTAL1, ya mencionado. La últimas patillas, y no por ello menos importantes, son las que corresponden a la alimentación de 5 voltios (5, 26 y 40) y a las masas (7 y 20). Su función está bastante clara.

El circuito visualizador

A pesar de la complejidad del microcontrolador, este debe rodearse de otros circuitos auxiliares a la hora de funcionar como reloj. Por ejemplo, el 8749 no puede suministrar la corriente necesaria para activar los visualizadores LED. Esta es la razón de incluir los transistores controladores de ánodo y cátodo en el circuito. La figura 4 nos muestra estos y algunos otros circuitos periféricos.

Las señales para controlar los cátodos de los diodos provienen de las patillas A a G y DP del microcontrolador. Las señales A a G se mandan al "buffer/driver" ULN2003 (IC7), el cual contiene siete controladores para alto consumo de corriente. Cada uno de ellos es capaz de soportar corrientes de pico de 500 mA. Como quiera que el ULN2003 solo contiene siete de las ocho líneas requeridas, el control de la línea DP se efectúa mediante dos 2N2222 configurados en modo Darginton.

Las señales DE0 a DE4, provenientes del microcontrolador, son decodificadas mediante dos circuitos 74LS145 (IC5 e IC6). Sólo una de las dos salidas de ambos decodificadores puede estar activa a la vez. Cada una de las salidas de los 74LS145 alimenta un transistor 2N2907, el cual suministra la corriente a un grupo de diodos o a un dígito.

Vemos que hay algún LED adicional, a fin de obtener indicación de AM/PM (LED 61), saber si está activada la alarma (LED 62) y "ver" el latido del reloj mediante los diodos parpadeantes (63 a 65). Esto es todo lo que hay en el circuito de visualización.

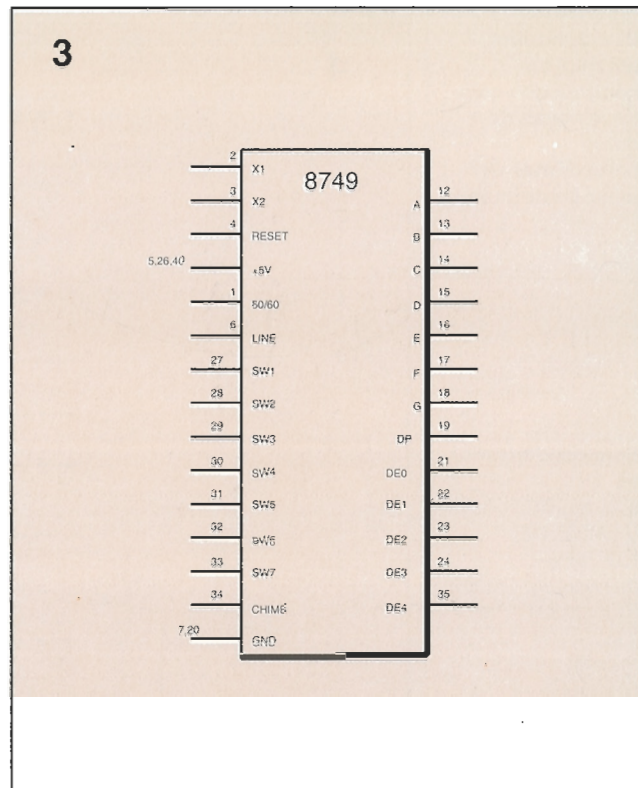
El resto del circuito

Lo más destacable de la parte del circuito que queda por explicar es, sin duda, el generador de pitidos. Cuando el microcontrolador genera una ausencia de pulso o señal en la patilla 34, se activa Q19, el cual suministra la corriente necesaria para que Q1 entre en saturación.

Con Q1 activado, el negativo de C13 queda conectado a masa, lo que posibilita su carga. Al desactivarse Q1, C13 se descarga a través de la resistencia R13 (470K). La combinación resistencia/condensador tiene una constante de tiempo de 0,47 segundos. La señal de descarga, de tipo exponencial, ataca a través de un amplificador de ganancia igual a la unidad (IC3-a) a un diodo 1N914 (D3).

El cátodo de D3 va unido a la salida del oscilador de onda cuadrada IC2-a, cuya frecuencia es de 5 KHz., y está compuesto además por R7, C10, y Q2. La misión del transistor Q2 es servir como carga dinámica para el oscilador, debido a que el LM393 es un comparador de tipo colector abierto. La onda cuadrada de 5 KHz., presente en el emisor de Q2, se acopla en amplitud mediante la señal exponencial proveniente de IC3-a, con lo que la señal de 5 KHz. disminuye su amplitud gradualmente siguiendo la descarga de C13.

La señal atenuada de 5 KHz. ataca a través del condensador C14 a un filtro pasa-bajos de segundo orden sintonizado aproximadamente a 5 KHz. El filtro se compone del amplificador operacional LM324 (IC3-d), C11, C12, C14, R10 y R11. Su misión es eli-



minar la componente de alta frecuencia contenida en la señal de onda cuadrada. Desde aquí, la señal es conducida a través de más amplificadores operacionales (IC3-b e IC3-c), los cuales configuran un amplificador tipo "push-pull" que alimenta el transductor piezoeléctrico con una señal de 10 Vpp.

Debido a que la señal de salida no es una senoide pura, el sonido producido se asemeja más a una pequeña campanilla. Si el sonido le parece demasiado grave, puede eliminar la mitad del amplificador "push-pull" puenteando uno de los extremos del transductor con la alimentación de 5 V., lo cual puede hacerse mediante el puente JU2.

El circuito puede alimentarse mediante un adaptador de red de 9 V. Los 9 V. de entrada atacan a un puente rectificador de onda completa y son filtrados después mediante el condensador C3, lo que suministra una tensión no regulada de 12 V. CC. Esta alimentación transmite tensión a los circuitos visualizadores, amplificadores operacionales, comparadores y al regulador de 5 V. LM340-5 (IC1). Este regulador es el que se ocupa de generar las alimentaciones de 5 V.

En caso de que se interrumpa la alimentación de alterna, es una batería de 9 V. conectada a J1 la que se ocupa de suministrar

Figura 3 .
Las patillas del microcontrolador 8749 asumen diversas funciones para funcionar con el programa del reloj.

Figura 4.
El visualizador del reloj se controla con sólo trece líneas de datos procedentes del microcontrolador

Semiconductores

IC1: regulador de 5 V LM340T-5
IC2: doble comparador LM393
IC3: LM324
IC4: microprocesador con programa Super-Rej 8749
IC5, IC6: 74LS145
IC7: controlador de alta corriente ICLN2003
D1, D3: diodo 1N914A
D2: diodo 1N4001
Q1, Q2, Q17, Q18: transistor 2N2222
Q3-Q16, Q19: transistor 2N2907
BR1: puente rectificador 1 amp, 50 V,
DISP1, DISP3: visualizador 7 segmentos para los dígitos más pequeños tipo LN524RA
Panasonic o similar.
DISP2: visualizador 7 segmentos para los dígitos mayores LN526RA
Panasonic o similar.
LED1-LED65: diodos LED

Otros componentes:

XTAL1: cristal de 6 MHz
T1: adaptador de red 9 V, 500 mA
BZ1: transductor piezoeléctrico
S1-S7: pulsadores tipo miniatura
B1: batería de 9 V
Disipador de calor formato T-220, placa de circuito impreso, hilos de conexión, etc.

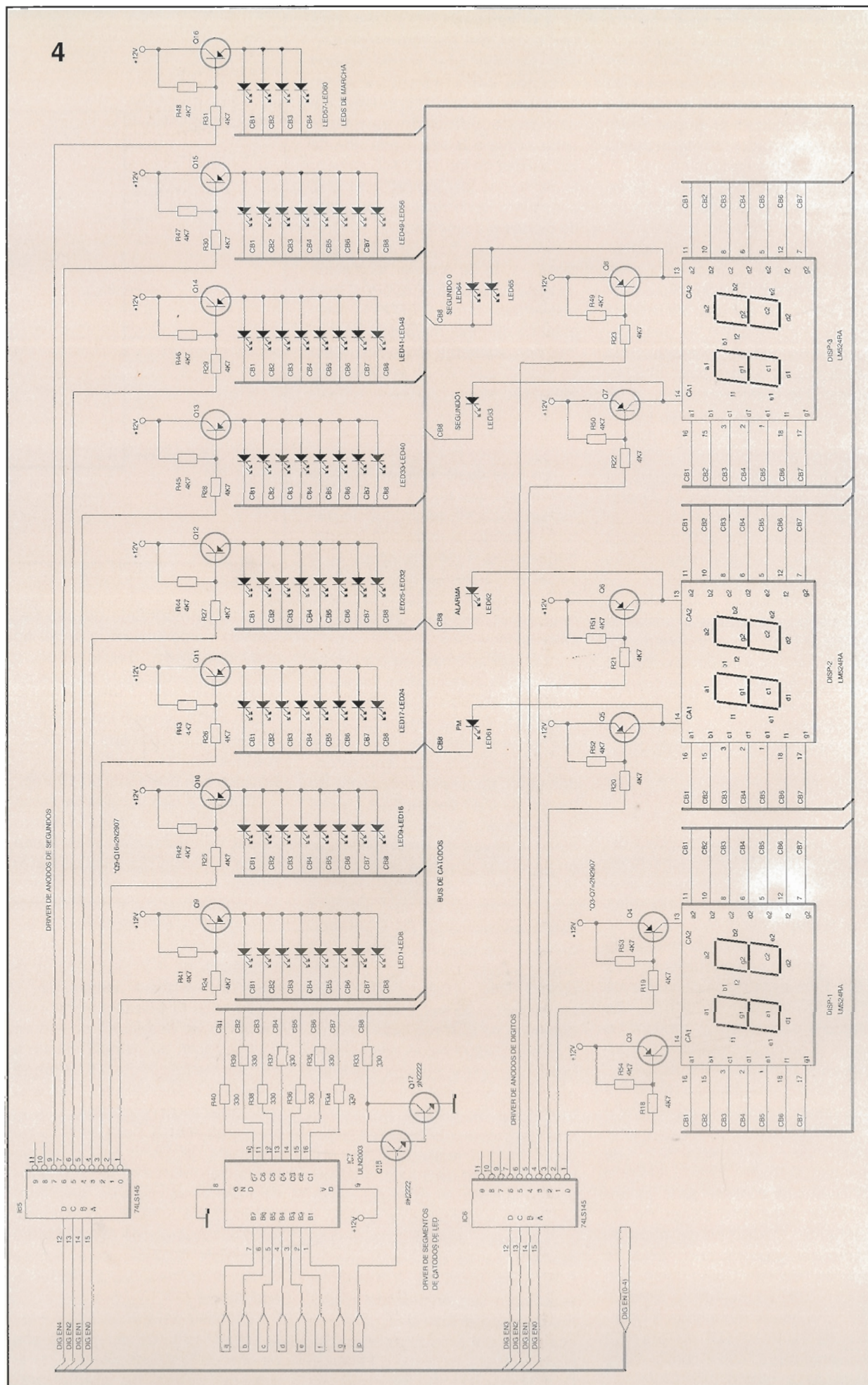


Figura 5.
Vemos aquí el
esquema del
circuito
electrónico que
rodea al
microcontrolador
(a excepción de
los componentes
del circuito
visualizador).

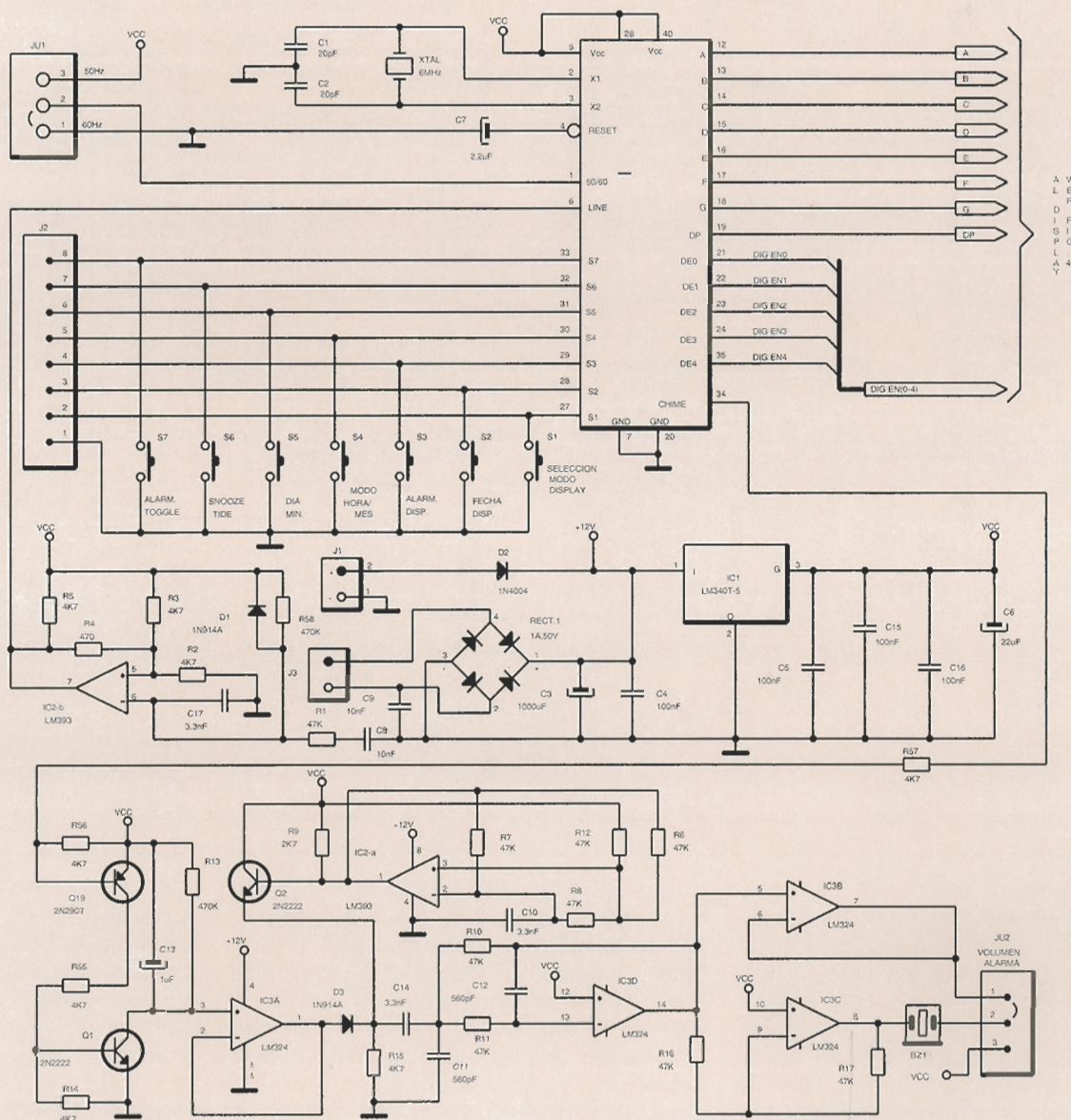
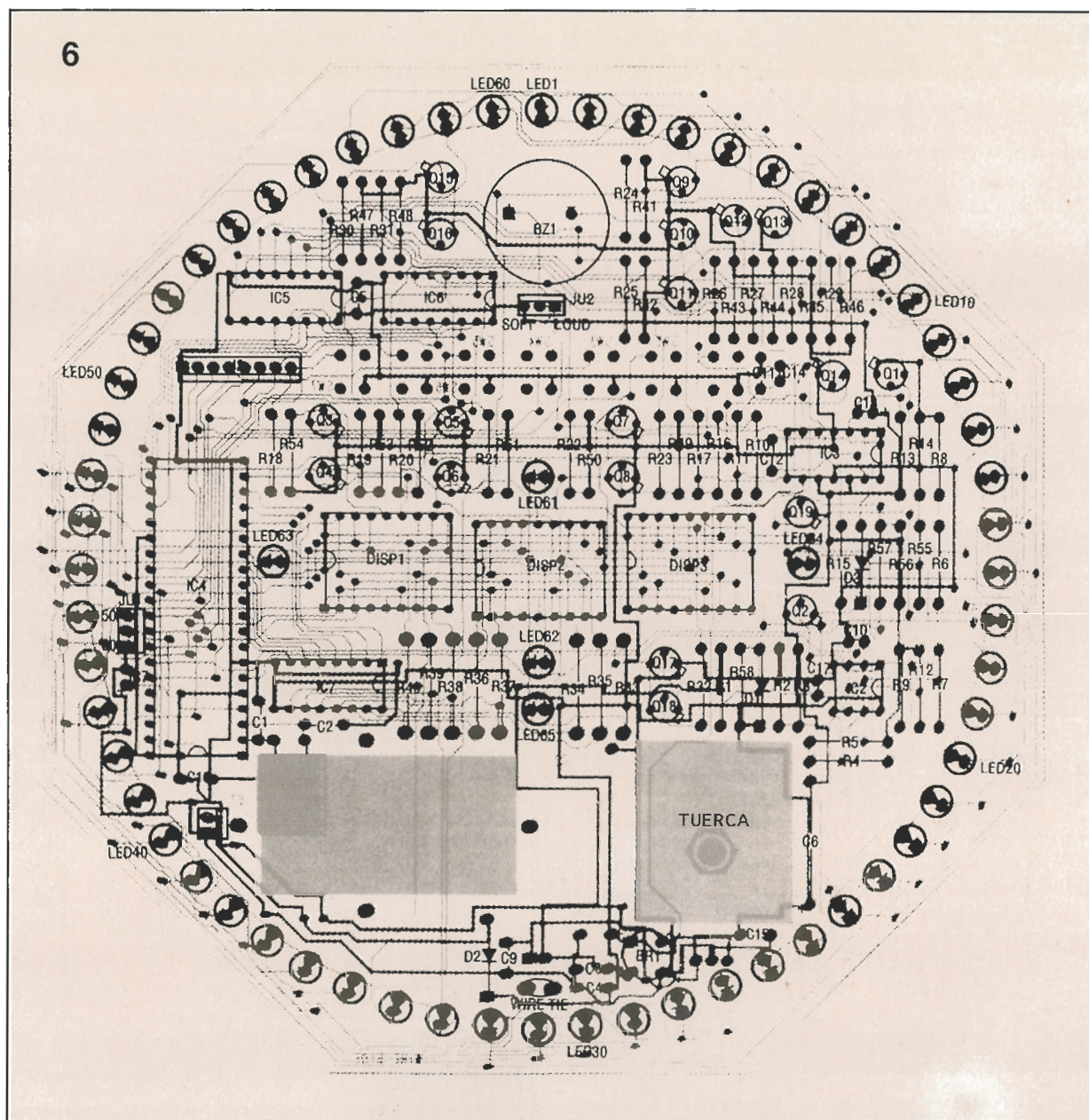


Figura 6.
El esquema de
colocación de
componentes,
que aquí vemos
del lado de los
visualizadores,
puede ayudarnos
a localizar la
mayoría de ellos.



corriente al regulador, de forma que el Super-Reloj pueda seguir funcionando. Si piensa dejar desconectado el reloj durante un largo periodo de tiempo, es aconsejable desconectar también la batería con objeto de que la misma no se gaste.

La línea de entrada (patilla 6) del microcontrolador no puede ser atacada directamente por la señal de 12 V. proveniente del transformador, por lo que dicha señal se hace pasar antes por un disparador Schmitt, el cual adapta dicha señal convirtiéndola en una señal cuadrada, mucho más conveniente. Primeramente, se reduce la amplitud de dicha señal mediante un divisor de tensión formado por R1 y R58, y después se reducen los picos positivos mediante el diodo D1. La señal así recortada se envía posteriormente a la entrada inver-

sora del comparador LM393. Una realimentación positiva se aplica a la entrada no inversora del comparador a través de la resistencia R4, lo que evita la generación de señales falsas. El comparador ataca así a la entrada de línea del microcontrolador con la señal resultante de onda cuadrada.

Montaje

Lo primero a considerar, para construir nuestro Super-Reloj, es el microcontrolador programable 8749. El circuito ya verificado y pre-programado está disponible en los establecimientos habituales. El programa necesario para hacer funcionar al 8749 como Super-Reloj puede obtenerse contactando con el servicio al lector de nuestra revista.

El circuito impreso necesario para construir el reloj puede solicitarse a nuestra redacción, o bien puede realizarlo usted mismo a partir de una placa octogonal, obtenida de una placa base de 17 x 17 cm. El diseño de las pistas para un circuito de doble cara, reducido al 50%, se suministra también en las páginas correspondientes de esta revista. Así mismo, se puede cablear manualmente con un útil adecuado, aunque ya abordaremos este asunto más tarde.

En las figuras 6 y 7 vemos la colocación de los componentes sobre la placa del Super-Reloj (la figura 6 corresponde al lado de los visualizadores, y la 7 muestra la cara correspondiente a las soldaduras). Como vemos, a excepción del alimentador de red, todos los componentes van montados sobre

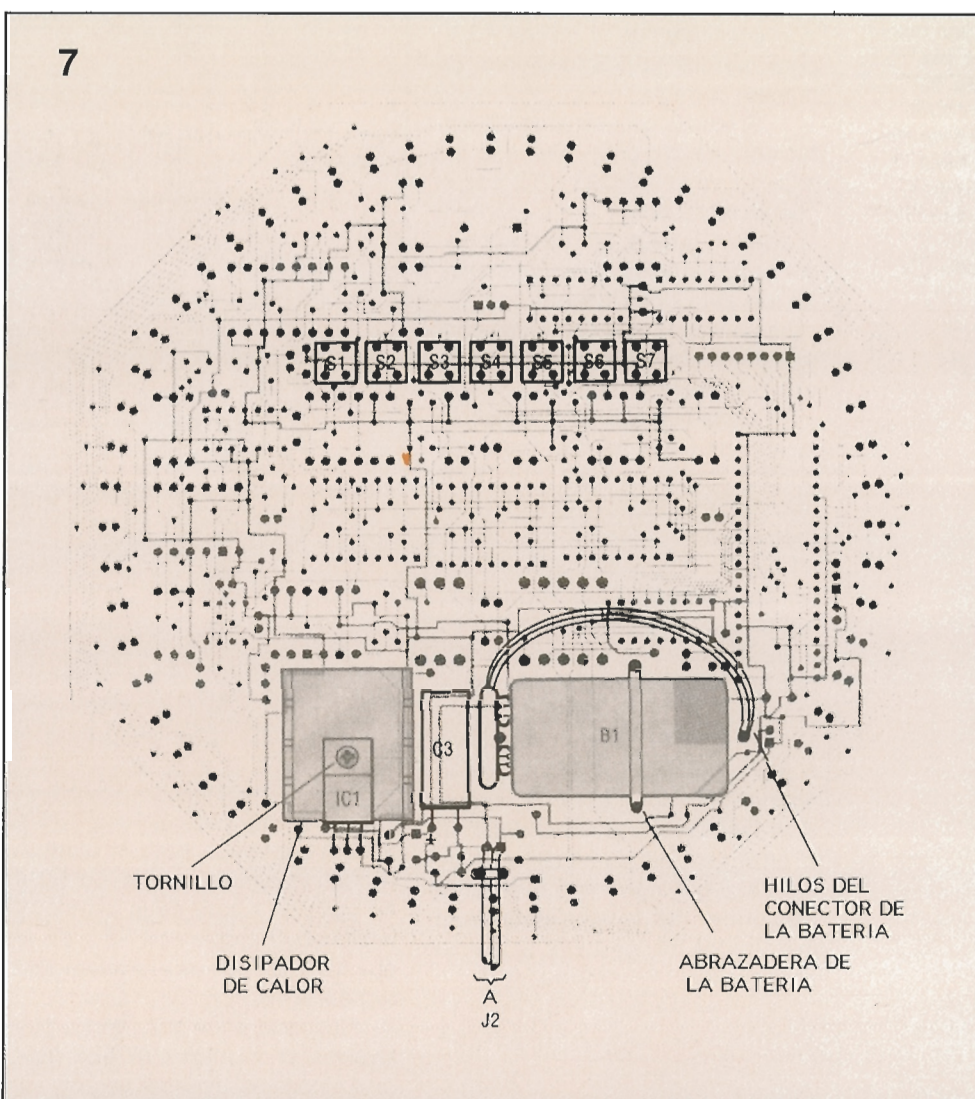
la misma placa. Observamos también que los conmutadores necesarios pueden opcionalmente colocarse en la placa. Esto último dependerá del tipo de caja que utilizemos para contener el montaje. En el circuito impreso ya está prevista la colocación de los cables correspondientes, en caso de que los conmutadores se sitúen fuera de él. En la figura 8 vemos una placa del reloj completamente montada.

El diseño se adapta fácilmente a una amplia variedad de cajas. Sin embargo, debemos asegurarnos de que la elegida lleve unas aberturas en la parte posterior, con objeto de permitir la circulación de aire para refrigerar el regulador de 5 V. y su correspondiente disipador. Incluso podemos usar, tal y como hicimos con el prototipo, una caja de madera tallada por nosotros.

El circuito impreso ha sido diseñado de manera que pueda adaptarse a diferentes visualizadores, lo que evita que tengamos que ceñirnos estrictamente al tipo mencionado (marca Panasonic) en la lista de componentes. Lo único que debemos comprobar es que el tipo elegido sea compatible en tamaño, patilla a patilla, con el indicado. Si utilizamos los visualizadores del modelo recomendado, procuraremos situar los dos "displays" correspondientes a los minutos un poco elevados con respecto a la placa de circuito impreso, de manera que queden nivelados con el visualizador indicador de la hora.

Por último, cabe destacar que el circuito impreso incorpora algunos agujeros más, destinados al cableado de la batería de 9 V. y al transformador de red, característica que deberíamos aprovechar. Recuerde también instalar la batería de 9 V. y conectar los puentes JU1 y JU2 para seleccionar el modo 50/60 Hz. y el volumen de la señal sonora, respectivamente.

Al conectar el reloj a la alimentación, éste debe indicar las 12:30 AM y estar listo para aceptar los datos correspondientes a la hora actual, hora de alarma, fecha y, si lo deseamos, el nivel de las mareas. Si encuentra alguna dificultad, le aconsejamos consulte la sección de "localización de averías" de la siguiente sección de este artículo. De todas formas, si no aparece ningún problema, puede



usted pasar directamente al párrafo que describe el "funcionamiento" de reloj.

Cableado punto a punto

La realización del circuito sobre placa perforada permite el cableado punto a punto, lo cual nos da más libertad para diseñarnos nuestro propio visualizador. Una opción bastante atractiva consiste en colocar los 60 diodos LED en forma de senoide, sobre todo si vamos a utilizar el modo indicador de nivel de mareas.

El primer prototipo del reloj se realizó cableando manualmente. Dejando a un lado la técnica utilizada para cablear el equipo, aconsejamos utilizar una placa de inserción lo suficientemente holgada (de al menos 15 x 15 cm.), lo que nos permitirá trabajar cómodamente.

Además, a la hora de adquirir los circuitos, aconsejamos elegir los visualizadores de hora y minuto de manera que difieran en algu-

na característica. Esto facilitará la lectura en el modo "son las ... menos..."

Es también conveniente no colocar los visualizadores en la misma cara que el disipador del regulador C3 y la batería de 9 V., ya que, si no, aumentaría la distancia donde debemos colocar el cristal protector del circuito con respecto a la posición de los visualizadores.

Si seguimos estos consejos, es probable que no tengamos problemas a la hora de montar el circuito. Y si, además, ponemos un poco de cuidado a la hora de realizar las soldaduras y los cableados, el reloj funcionará perfectamente. No obstante, siempre pueden surgir algunos "problemillas", por lo que no estarán de más algunos consejos:

* Si no se ilumina ningún LED al aplicar tensión al montaje debemos verificar, primeramente, que la alimentación no regulada suministre un mínimo de 10 V. CC. Mientras que con solo 2 ó 3 V.

Figura 7. Este esquema nos ayudará a situar el regulador, la batería, el condensador C3 y los pulsadores de conmutación.

Figura 8.
Una imagen del
reloj, una vez
terminado. El
montaje sobre
placa de circuito
impreso hace
que el circuito
sea más sencillo
y mejor
presentado.

podemos excitar el regulador de 5 V., necesitaremos al menos 10 V. para que los LED'S funcionen de manera correcta.

* Si toda la circuitería de alimentación está correcta, verifique las conexiones del LM393 (IC2) con el puente rectificador y las que salen a la patilla 6 de IC4; el microcontrolador necesita detectar cierta frecuencia en esta línea de entrada. En caso contrario, desactivará los controladores de LED (tal y como ya explicamos anteriormente).

Ya que la mayoría de las conexiones del reloj se dan entre los controladores de LED y los LED mismos, es probable que cometamos algún error en las mismas. Si en alguno de los dígitos activados no se ilumina algún segmento, habrá que verificar las conexiones entre IC4 e IC7, así como sus salidas hacia los cátodos de los visualizadores. Un error entre las conexiones que van desde IC4 a IC5 e IC6 producirá un desorden en la aparición de los LED que conforman las horas y los segundos. Si el error está en las conexiones de los 74LS145 con los transistores de control, los cuales gobiernan los ánodos de los LED, el efecto será similar.

Funcionamiento

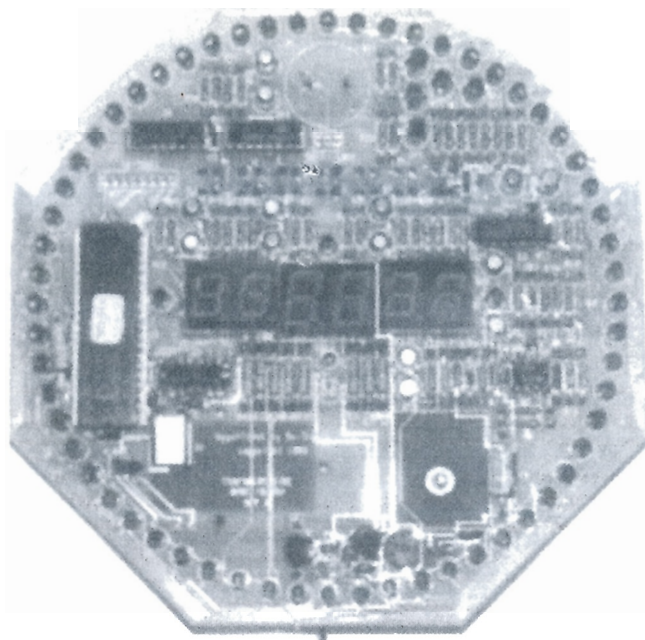
La función asignada a S4 y S5, dentro del funcionamiento del reloj, dependerá del estado en que se encuentren los tres conmutadores asignados a la función visualizadora (S1 a S3). Si no está activado ninguno de estos últimos, la pulsación de S4 hace avanzar la hora, mientras que es S5 el que se ocupa de avanzar los minutos. Esta es la manera de poner el reloj en hora.

Si mantenemos pulsado S1 (botón de MODO), el visualizador nos indicará el número correspondiente al modo activo, el cual puede modificarse pulsando S4 (S5 no causa efecto ahora). En la tabla 1 podemos ver los diferentes modos operativos, así como las características de cada uno.

Si pulsamos sin soltar S2 (tecla de FECHA) aparecerá el día y el mes. Si mientras está pulsado actuamos sobre S4 y S5, conseguiremos incrementar el mes y el día respectivamente.

La pulsación de S3 hace que aparezca en los visualizadores la

8



hora programada para la alarma. Pulsando simultáneamente S3 y S4 variará la hora de la alarma, y haciendo lo propio con S3 y S5 lo que modificamos es el minutero de dicha alarma.

Respecto a los dos últimos pulsadores, el de Alarma (S7) configura el estado del avisador horario, así como del despertador. Por ejemplo, al encender el equipo, el avisador horario ya se encuentra activado, a diferencia de la alarma del despertador, que se halla apagada. Si pulsamos una vez S7 se activará la Alarma y se desconectará el avisa-

dor horario. Si pulsamos de nuevo, se desconectarán ambos.

El conmutador S6 tiene una doble misión: si está activada la alarma del Super-Reloj, y ésta ha sido desconectada, el botón hará que permanezca sin sonar durante diez minutos más; se puede programar así la alarma tantas veces como se quiera. Si la alarma está desactivada, y el reloj se encuentra en uno de los modos indicadores del nivel de las mareas (Modos 4 al 7), la pulsación de S6 hará que la indicación de los 60 LED avance su posición.

K

ALGUNAS IDEAS SOBRE LAS MAREAS

Predecir mareas en una localidad dada no es tarea fácil. Estas se ven influidas por diferentes fuerzas astronómicas, de tipo cíclico: la declinación de las órbitas de la luna y el sol, con respecto a un punto dado de la tierra, y lo accidentado de la geografía de dicha localidad, son dos de los factores, por citar algunos. La predicción que realiza nuestro Super-Reloj se basa, precisamente, en el factor más importante de los citados: la luna. Esta necesita 29,53 días para girar alrededor de la tierra que, combinado con las 24 horas que comprende un día solar, origina las mareas altas y bajas a intervalos de 12 horas y 25,5 min. La predicción del reloj se basa en este ciclo lunar. La información sobre las mareas de su localidad puede obtenerla en la prensa local y utilizarla para iniciar la posición correcta en el reloj. En adelante, podremos saber cómo están las mareas con sólo echar un vistazo a nuestro Super-Reloj.

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, Woollard	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

MICROPROCESADORES. CURSO SOBRE APLICACIONES EN SISTEMAS INDUSTRIALES, 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	1.450
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	1.860
1001 CIRCUITOS ELECTRONICOS 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 TELEFONOS, Gueulle	1.280
MONTAJES ELECTRONICOS DE ALARMA, Juster	640
MONTAJES ELECTRONICOS DE INICIACION, Fighiera	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

Forma de pago: ☐ Reembolso Ptas.

Apellidos _____

Nombre _____

Domicilio _____

Código postal _____ Localidad _____

Provincia _____ Teléf. _____

elektor

Apartado 61294
28080 MADRID

[illegible]

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

AMPLIFICADOR DE POTENCIA EN PUENTE

Aunque es posible construir distintos amplificadores con las mismas características técnicas, puede haber pequeñas diferencias entre ellos, para el oído humano, que son muy difíciles de asociar con alguna medida científica. Hay varias causas para explicar este hecho, probablemente la más importante es que la mayoría de los estudios se basan en mediciones sobre ondas sinusoidales continuas; sin embargo, la voz y la música están compuestas por componentes de forma de onda muy compleja, incluyendo transitorios. Ciertamente, cualquier diseño de amplificador debe estar funda-

mentado en un buen entendimiento y compromiso de los principios científico-electrónicos básicos, y, una vez conseguidos, se pueden hacer juiciosos cambios basándonos en pruebas de escucha.

Por consiguiente, si el punto de partida de un diseño está basado en el reconocimiento de unas especificaciones técnicas estándar, ¿qué importancia puede tener una audición correcta? La distorsión armónica se puede reducir considerablemente en los modernos amplificadores, pero el efecto subjetivo de un armónico espurio depende del orden del armónico. Los armónicos de orden superior

son más indeseables que los de orden inferior; a veces, los armónicos, y en algunos casos simplemente un cambio en la estructura, modifican ligeramente el carácter del sonido de un instrumento, incluso es posible que el efecto total subjetivo sea más atractivo al oído. Desde esta perspectiva, creemos que constituye un valor razonable el mantener la distorsión armónica total por debajo de 0,1%, sobre un margen de niveles de aproximadamente 20 W RMS. En particular, la característica de menos de 0,01% a 25 W RMS, y excedido únicamente por los niveles de escucha más bajos, debe

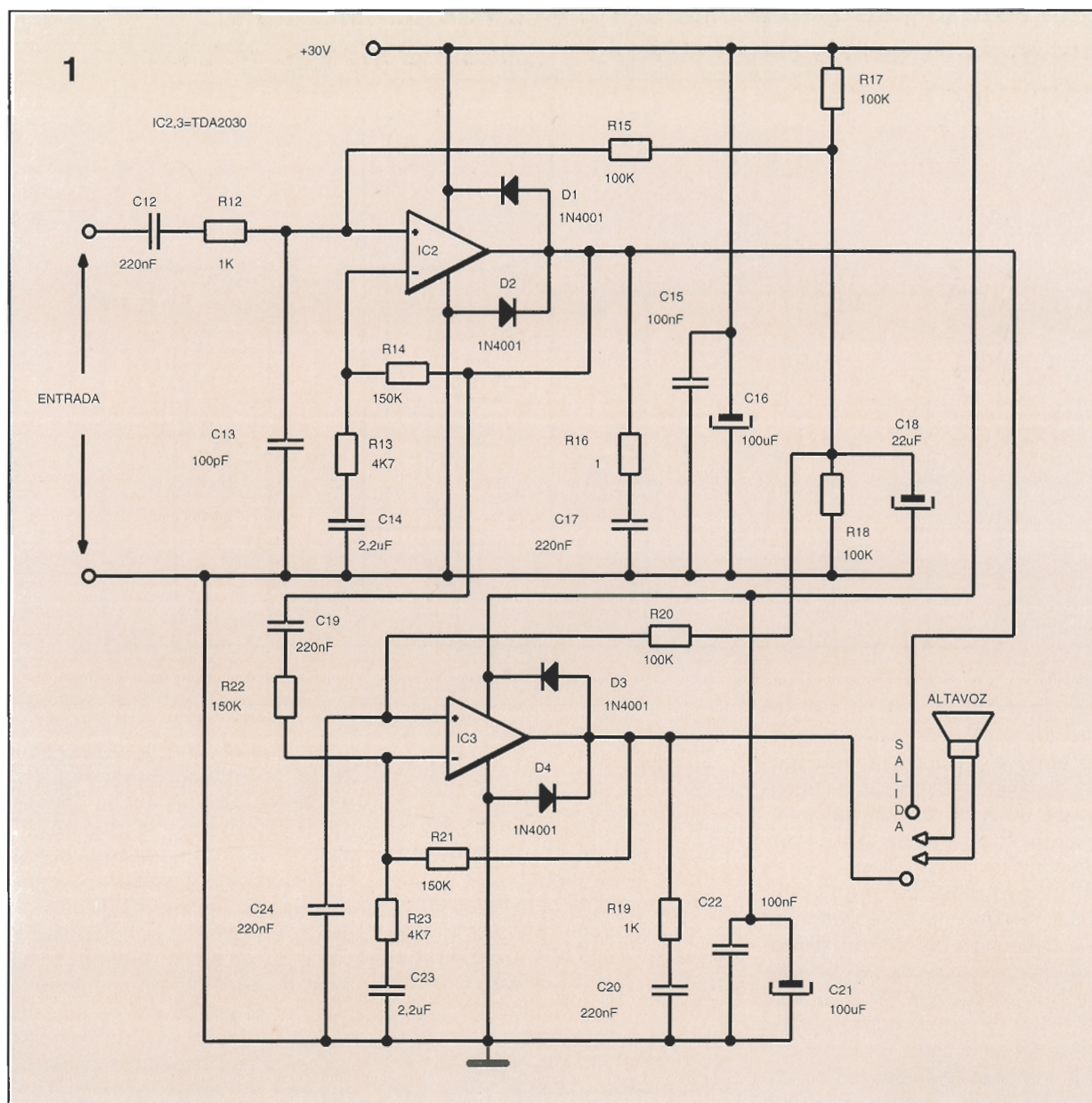


Figura 1.
Circuito
amplificador
principal.

Lista de componentes

Resistencias

R1, R25, R101, R125
= 47 K

R2, R102, R103 =
27 K

R4, R104 = 1 M

R5, R105 = 1K8

R6, R15, R17, R18,

R20, R106, R115,

R117, R118,

R120 = 100 K

R7, R107 = 1M2

R8, R11, R12, R108,

R111, R112 = 1 K

R9, R109 = 7K5

R10, R110 = 220 K

R13, R23, R24, R113,

R123, R124 = 4K7

R14, R21, R22, R114,

R121, R122 = 150 K

R16, R19, R116,

R119 = 1Ω

R26, R126 = 24 K

R27, R127 = 12 K

R28, R128 = 6K2

R29, R129 = 3 K

R30, R130 = 1K5

R31, R131 = 750 Ω

R32, R132 = 360 Ω

R33, R133 = 180 Ω

R34, R134 = 91 Ω

R35, R135 = 100 Ω

ser evitada. Normalmente, ello es síntoma de una gran cantidad de realimentación negativa, bajo unas condiciones de ganancia alta de lazo, en niveles de señal altos. Esto se reduce significativamente en niveles de señal de entrada bajos, donde los dispositivos de salida presentan alguna falta de linealidad y una reducción de ganancia cuando funcionan en Clase AB y Clase B. También, es importante saber que la aplicación de realimentación negativa puede tener un efecto retardador en la respuesta a transitorios. Los transitorios son una característica importante de la voz y la música, y una buena respuesta a los transitorios debe apuntar por lo tanto a un buen diseño de amplificador.

Funcionamiento

De las figuras 1 y 2 podemos deducir que el amplificador principal y el preamplificador están basados en una configuración de amplificador operacional estándar, como veremos a continuación.

El amplificador de ganancia A tiene una etapa de entrada acoplada diferencialmente, de modo que el voltaje de salida V_0 es "A" veces la diferencia entre las dos tensiones de entrada. Por lo tanto, se cumple:

$$V_0 = A (V_i - (V_0 R_1)/(R_1 + R_2))$$

reagrupando

$$V_0/V_i = 1/(1/A + R_1/(R_1 + R_2))$$

y cuando A es muy grande, $1/A$ es insignificante y

$$V_0/V_i \approx 1 + R_1/R_2$$

dependiendo únicamente de la relación de las dos resistencias.

Colocando un condensador en serie con R1, provocamos el efecto de incrementar la realimentación negativa aplicada a la entrada inversora al disminuir la frecuencia (debido a que la reactancia se incrementa cuando baja la frecuencia), hasta llegar al 100% de realimentación en DC. Esto ayuda a estabilizar las condiciones de funcionamiento en DC del circuito. El punto en el cual comienza la ganancia del amplificador es cuando la reactancia del condensador empieza a ser comparable con R1.

Un condensador en serie con R2 reduce la realimentación negativa al bajar la frecuencia, y esto se usa en el preamplificador para la regulación RIAA de baja fre-

Figura 2.
Circuito
preamplificador.

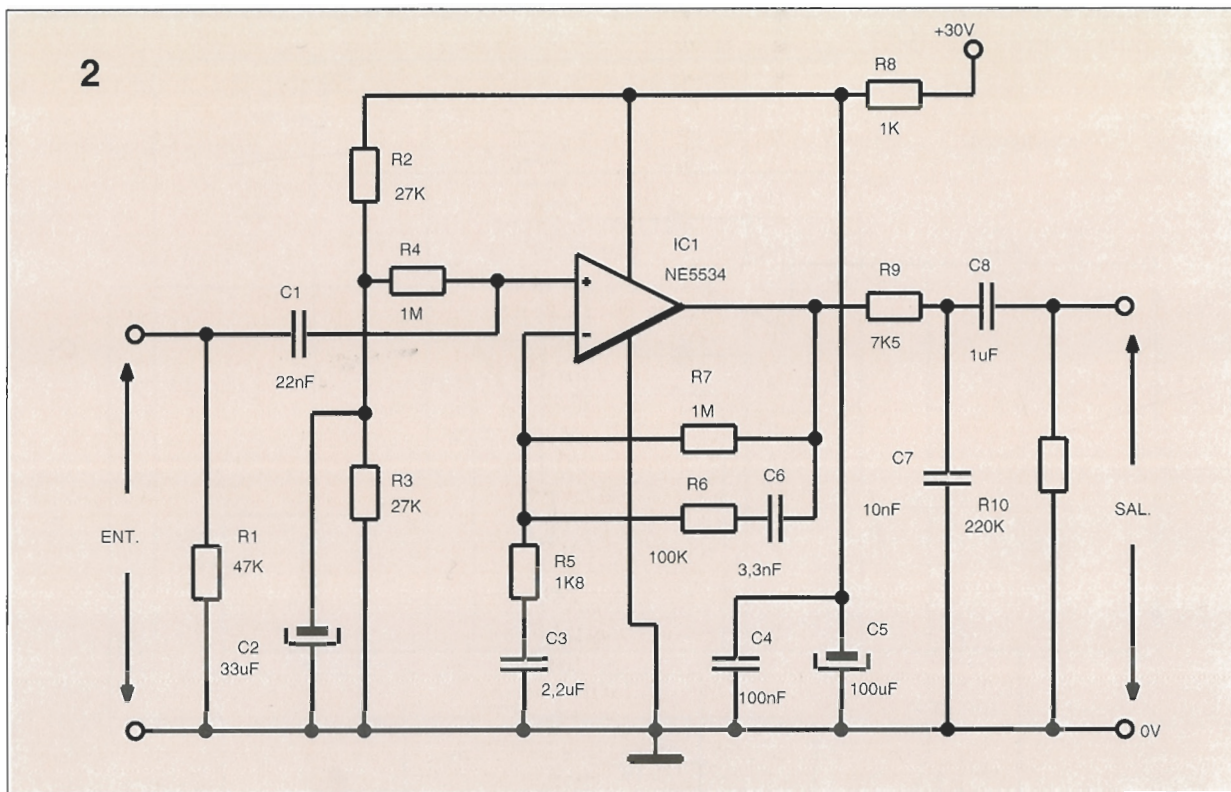


Figura 3.
Diseño de la
fuente de
alimentación.

Condensadores

C1, C110 = 22 nF, poliéster 10%
C2, C18, C102, C118 = 22 µF, 50 V, electrolítico
C3, C14, C23, C103, C114, C123 = 2,2 µF, poliéster 10%
C5, C15, C22, C105, C115, C122 = 100 nF, 63 V, cerámico
C4, C16, C21, C104, C116, C121 = 100 µF, 50 V, electrolítico
C6, C106 = 3,3 nF, polycarbonato 10%
C7, C107 = 10 nF, polycarbonato 5%
C8, C108 = 1 µF, poliéster 10%
C9, C109 = 33 nF, polycarbonato 5%
C11, C111 = 15 nF, polycarbonato 5%
C12, C17, C19, C20, C24, C112, C117, C119, C120, C124 = 220 nF, poliéster 10%
C10, C110 = 22 nF, polycarbonato 5%
C13, C113 = 100 pF, polycarbonato 10%

cuencia. Una resistencia conectada entre la combinación resistencia-capacidad elimina la compensación de bajos en muy bajas frecuencias, y determina el valor absoluto de la ganancia máxima en esta región. La regulación RIAA, mediante un ecualizador, en alta frecuencia en el preamplificador está determinada por un simple filtro pasa bajos RC en la salida (R9 y C7 en el circuito preamplificador de la figura 2). El amplificador principal está basado en dos amplificadores operacionales con conexión en puente.

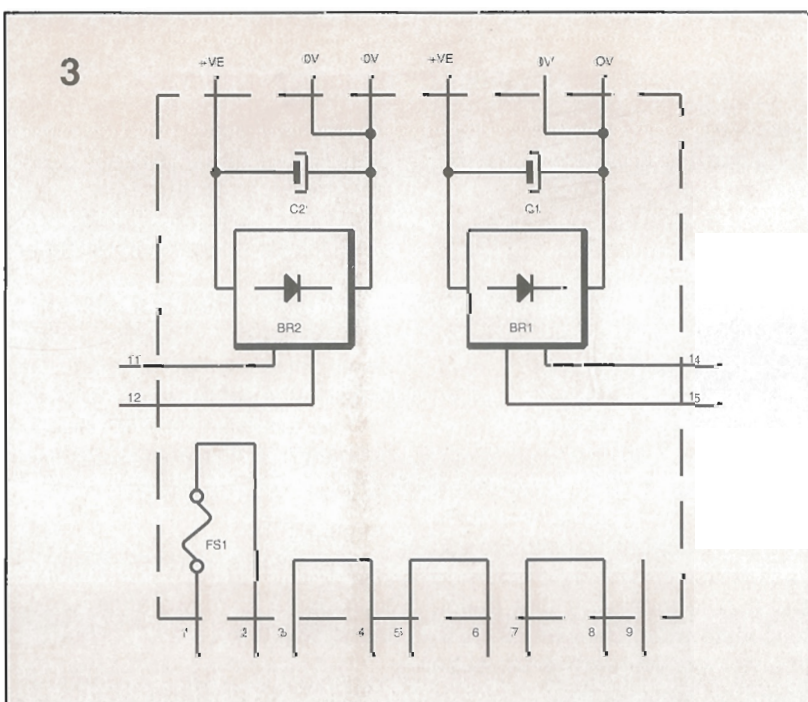
El amplificador 1 tiene una ganancia de $1 + R1/R2$ y el amplificador 2 tiene una ganancia de $-R1/R2 = -1$, debido a que la entrada de señal se aplica a la entrada inversora. La tensión de salida en bornes del altavoz es $V01 + V02 = 2V01$, debido a la ganancia unidad del amplificador 2. De modo que la ganancia en conjunto es 2 ($1 + R2/R1$). Como la tensión de salida de un amplificador conectado en puente es doble que la de un amplificador simple, la potencia de salida teórica será cuatro veces la de un amplificador sencillo (proporcional al cuadrado de la tensión de salida).

Por supuesto, en la práctica no se consigue esta potencia completamente si la relación de tensión y corriente del amplificador o la fuente de alimentación no soportan la potencia necesaria

Estudio inicial del circuito

Lo que ahora surge es la necesidad de una buena respuesta a los transitorios, y una razonablemente baja característica de distorsión armónica total, sin la aplicación de excesiva realimentación negativa. Con un diseño de amplificador tipo "push-pull" bien equilibrado, la distorsión armónica de orden par es minimizada, lo que reduce la

necesidad de una gran cantidad de realimentación negativa. La respuesta de transitorios depende de una buena respuesta en altas frecuencias, concretamente en dispositivos de salida y algunos amplificadores, los diseñadores y fabricantes consiguen un punto donde se obtiene una combinación especial de componentes, normalmente caros, que da lugar a una respuesta en frecuencia correcta. Respecto a los fabricantes con menos recursos eco-



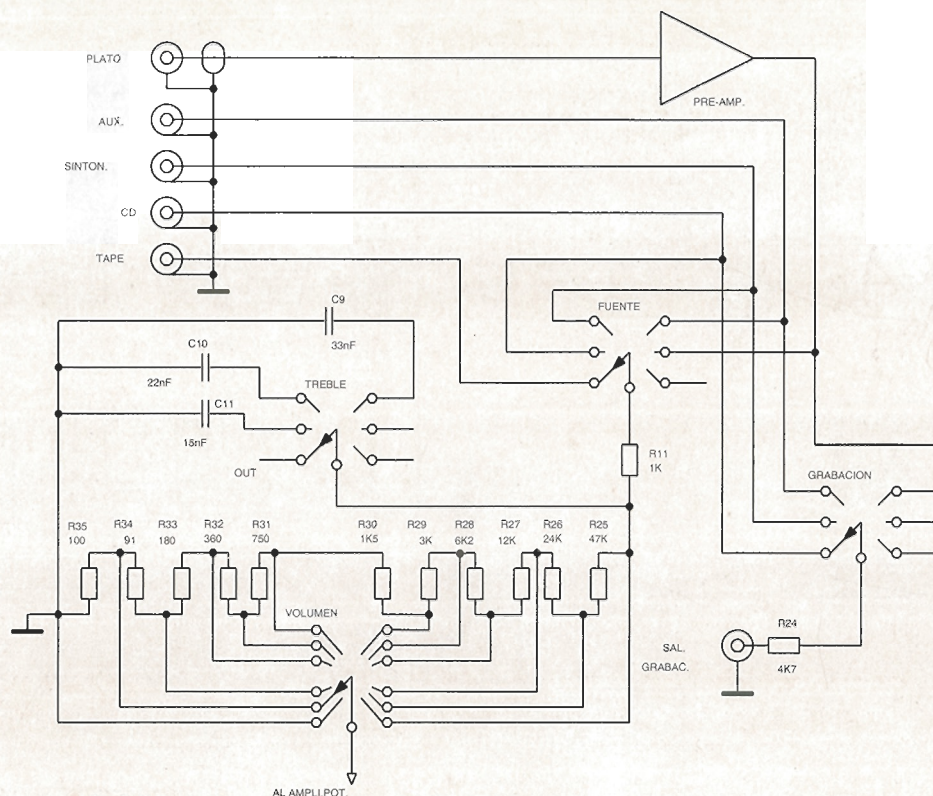


Figura 4.
Circuito de
conexiones entre
las entradas,
preamplificador y
amplificador
principal.

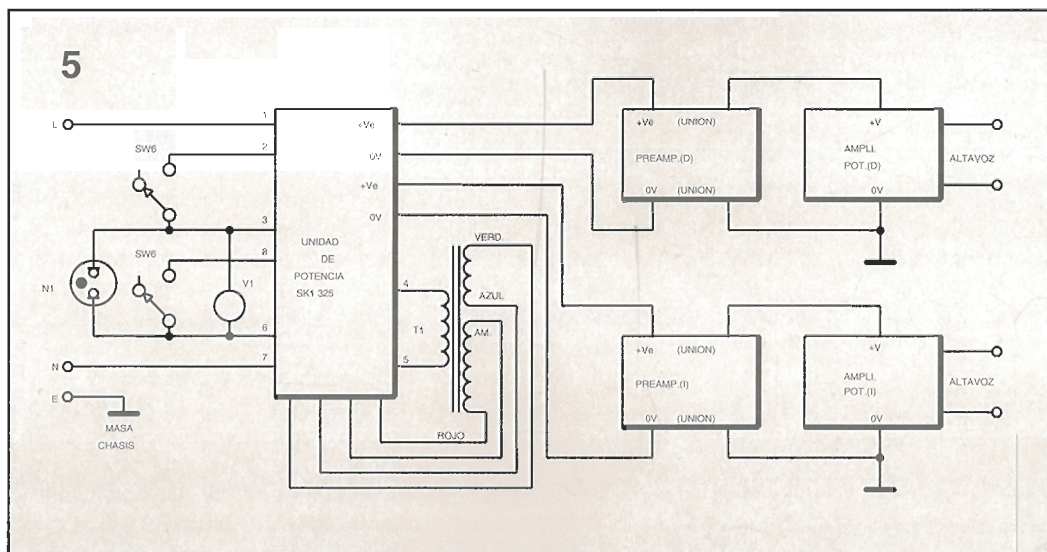
nómicos es necesario tomar otras medidas. Para conseguir equipos bien equilibrados y evitar los ajustes de polarización especiales, no hay necesidad de buscar más allá de la lista más cercana de circuitos integrados amplificadores de potencia. En el proceso de fabricación de los circuitos integrados se incluyen una buena adaptación y un buen acoplamiento térmico entre los diferentes componentes. Las curvas de distorsión armónica total de la salida se dibujan para estudiarlas posteriormente y seleccionar un tipo que no tenga una distorsión increíblemente baja a plena potencia y se incremente substancialmente en los niveles más bajos. Finalmente, la respuesta en frecuencia tiene que ser considerada para asegurar una buena respuesta a los transitorios. Desgraciadamente, tiende a asociarse una buena respuesta en frecuencia con una potencia más baja de los circuitos integrados amplificadores, de modo que es necesario tomar algunas medidas para incrementar la potencia de salida. Un método muy efectivo consiste en utilizar dos amplificadores conectados en puente.

Detalles de diseño

El primer paso es seleccionar el circuito integrado amplificador de potencia. Considerando las diferentes opciones, uno de los más fácilmente accesibles es el TDA 2030. Es un diseño muy bien equilibrado, un ancho de banda de hasta 140 KHz, una relación de voltaje adecuada, buena potencia de salida y reducido coste. Tiene una potencia nominal de salida de

aproximadamente 10 W, que, en teoría, se puede incrementar en un factor de 4 mediante la conexión en puente. El siguiente paso concierne al tipo de componentes en los caminos de la señal y la realimentación negativa, y la mayoría de los diseñadores está de acuerdo en que los condensadores electrolíticos se deben evitar mientras sea posible. Tal consideración dirige la elección de los valores de resistencias cuando los condensa-

Figura 5.
Cableado del
amplificador,
fuente y
altavoces.



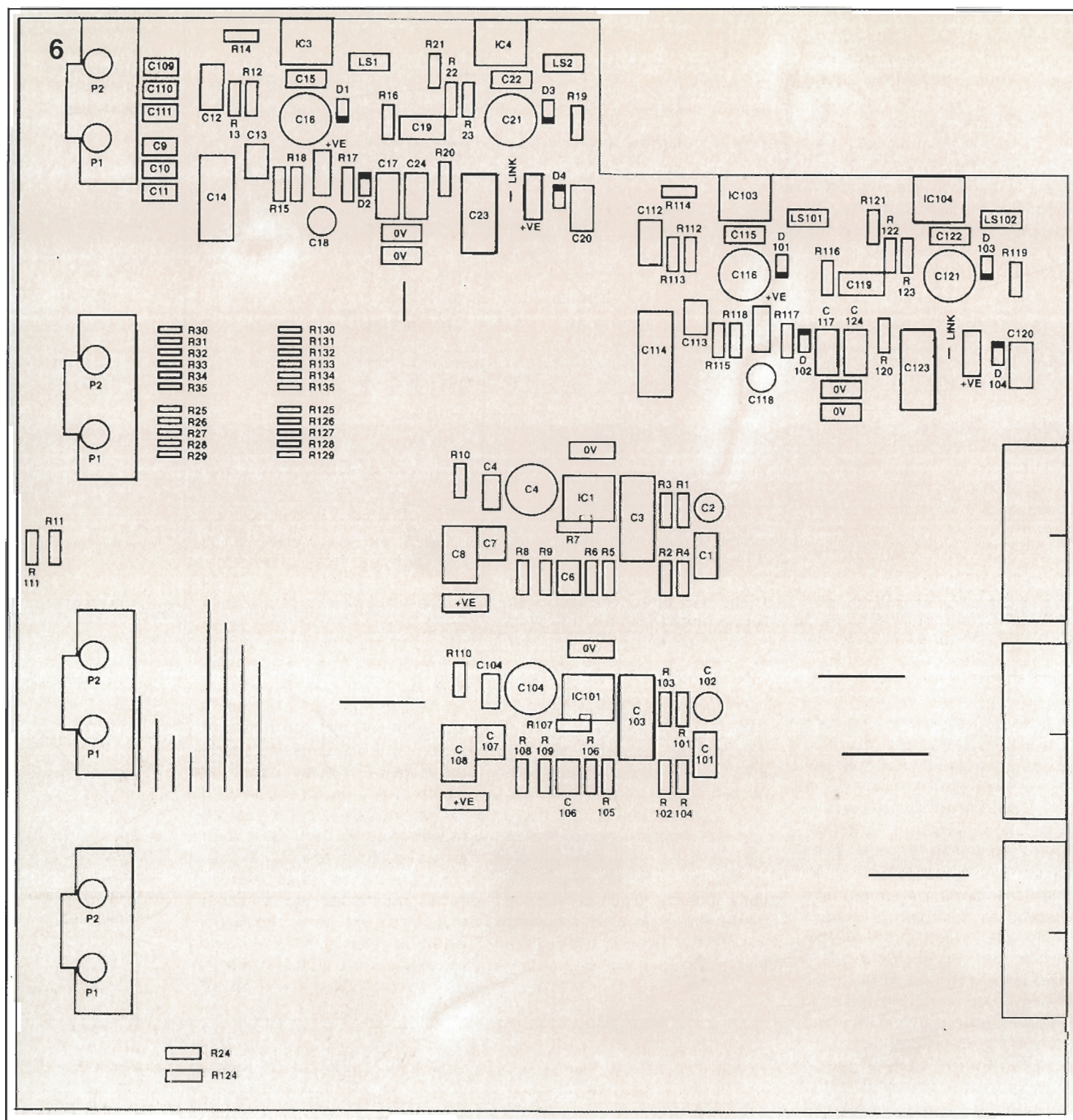


Figura 6.
Distribución de
componentes de
la placa principal.

dores no electrolíticos tienen un valor máximo en torno a los 2,2 μF . Un típico ejemplo de relación son los valores de R13 y C14 en el circuito del amplificador principal, figura 1, donde estos componentes representan parte de la red de realimentación negativa de la entrada inversora a la masa. La reactancia de C14 se incrementa cuando la frecuencia disminuye, y así, incrementa la realimentación negativa y decrece la ganancia del

amplificador. Esto es importante para asegurar que en todo el margen de frecuencias de funcionamiento la ganancia del amplificador es constante con el valor calculado. Por lo tanto, si la frecuencia más baja manejada por el amplificador es de 15 Hz, un valor de 4K7 para R13 nos dará un punto de -3 dB a esta frecuencia. Análogamente, se elige una resistencia de 1K8 para R5 en el preamplificador (figura 2) para conse-

guir -3 dB a 40 Hz, que es la recomendación RIAA para la respuesta de reproducción de un "pick-up". El resto de la regulación de baja frecuencia también se basa en un condensador en serie con una de las resistencia de realimentación (R6 y C6 en el circuito del preamplificador, figura 2). Otra consideración de diseño a tener en cuenta es la citada por muchos de los diseñadores, esto es, que la ganancia del amplificador principal

debería estar adaptada a las fuentes de señal de alto nivel como sintonizadores, reproductores de cintas, reproductores de discos compactos..., de forma que se puedan conectar directamente a los terminales de entrada. Se ha elegido el valor de R14 (150 K en la figura 1) de modo que se pueda conseguir una potencia de salida de 20 W RMS sobre un altavoz de 8 Ω , con un nivel de la señal de entrada no superior a 250 mV.

También se ha pedido que para mejorar el sonido no se realice una inversión de fase total desde cualquier entrada a la salida del amplificador completo. Podemos ver en el esquema del circuito que todas las entradas están conectadas a los terminales no inversores del amplificador. Otra consideración es la estabilidad térmica de los semiconductores y el efecto que esta puede producir sobre el sonido. Un radiador eficiente es importante, sobre todo para evitar el cambio brusco de temperatura; ya que puede producir niveles de tensión continua en los terminales del altavoz. En este diseño se proporcionan los radiadores adecuados para cada componente, de modo que se puedan montar directamente sobre ellos. Para conseguir esto hay que conectar la patilla 3 al extremo de 0 V de la fuente de alimentación de +30 V, y para asegurar que las patillas de salida están con un potencial medio de alimentación, las entradas no inversoras se conectan a través de resistencias de 100 K (R15 y R20) al divisor de tensión formado por R17 y R18 (figura 1). Otra ventaja añadida a la conexión del amplificador en puente es la conexión directa de la carga de altavoz, incluso manteniendo la alimentación simple. Utilizamos un transformador estándar con dos secundarios aislados para alimentar a cada uno de los dos puentes rectificadores de forma independiente y lograr, así, la fuente de corriente continua (formada por BR1, BR2, C1 y C2 en la figura 3). Finalmente, diremos que la alimentación diferencial de los altavoces proporcionada por la conexión en puente, significa un incremento del aislamiento frente a los posibles ruidos que se producen en las líneas de alimentación. Estas interferen-

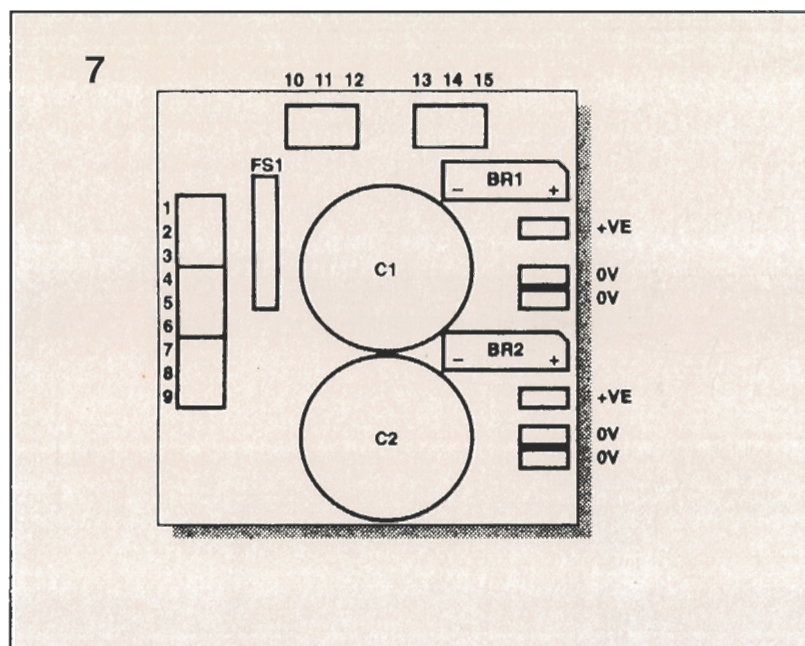


Figura 7.
Distribución de componentes de la placa de la fuente de alimentación.

cias pueden provenir de las mismas líneas de alimentación o, lo que es más interesante, una interacción entre la señal de la corriente del transistor de salida y las componentes reactivas de los elementos de la fuente de alimentación. La ausencia de este tipo de efectos desemboca en la mejora de las características del amplificador y en una audición más perfecta.

El circuito completo

Después de indicar las características más notables del amplificador podemos ver en la figura 4 la forma de interconectar las señales de entrada, el preamplificador y el amplificador de potencia.

Se proporciona una salida de grabación independiente de cualquiera de las señales de entrada, excepto la de cinta, de modo que podemos grabar mientras escuchamos la misma fuente de señal o cualquier otra. Para reducir el ruido y la distorsión de una fuente de baja fidelidad se utiliza un filtro de agudos compuesto por R11, y los condensadores C9, C10 y C11.

El control de volumen se consigue con un conmutador doble de 12 posiciones acoplado con las resistencias R25 a R35, que nos proporciona unos saltos de volumen de 6 dB sobre un margen de 60 dB a máxima potencia hasta cero. Se ha elegido este tipo de control después de escuchar cuidadosamente una prueba

comparativa con un potenciómetro estándar. El balance del potenciómetro estaba muy lejos de ser satisfactorio en los niveles de escucha bajos, y en los más reales obtuvimos una mayor estabilidad y claridad con el control por pasos. Para mantener el coste del equipo dentro del presupuesto inicial, el número de pasos seleccionados corresponde con los conmutadores disponibles en la realidad y, aunque el prototipo inicial se pensó con un conmutador para proporcionar un paso intermedio de 3 dB, no se ha utilizado en el diseño final. En la figura 5 vemos las conexiones de los amplificadores, la fuente de alimentación y los altavoces. Podemos observar que cada canal se pone a masa a través del radiador y la conexión de 0V en el encapsulado del circuito integrado del amplificador de potencia. Esto elimina la posibilidad de lazos de tierra internos y da como resultado un nivel de zumbido muy bajo en todo el amplificador. En la figura podemos ver una foto del amplificador sin la cubierta, debemos observar la colocación y el cableado ordenado del transformador y la fuente de alimentación en un extremo de la caja formando mazos con los cables y espaciándolos adecuadamente sobre la placa. El cableado vertical de la placa mantiene al mínimo la distorsión del amplificador de potencia, reduciendo el acoplamiento entre los pulsos de alta corriente de

Semiconductores
IC1, IC101 = NE5534A
IC3, IC4, IC103, IC104 = TDA2030
D1-D4, D101-D104 = 1N4001

Varios
SW1-SW3 = conmutador giratorio de circuito impreso 2c 5p
SW4 = conmutador giratorio de circuito impreso 2c 12p
SW5 = conmutador de galleta 1c 12p
terminales de circuito impreso, zócalos de 8 patillas, radiadores, etc.

Componentes de la fuente de alimentación
Circuito impreso, terminales, transformador 22 V 80 VA, portafusibles, fusible 3,15A 220V, condensador 4700 μ F, puente rectificador, filtro antiparasitario, neón, etc.

8

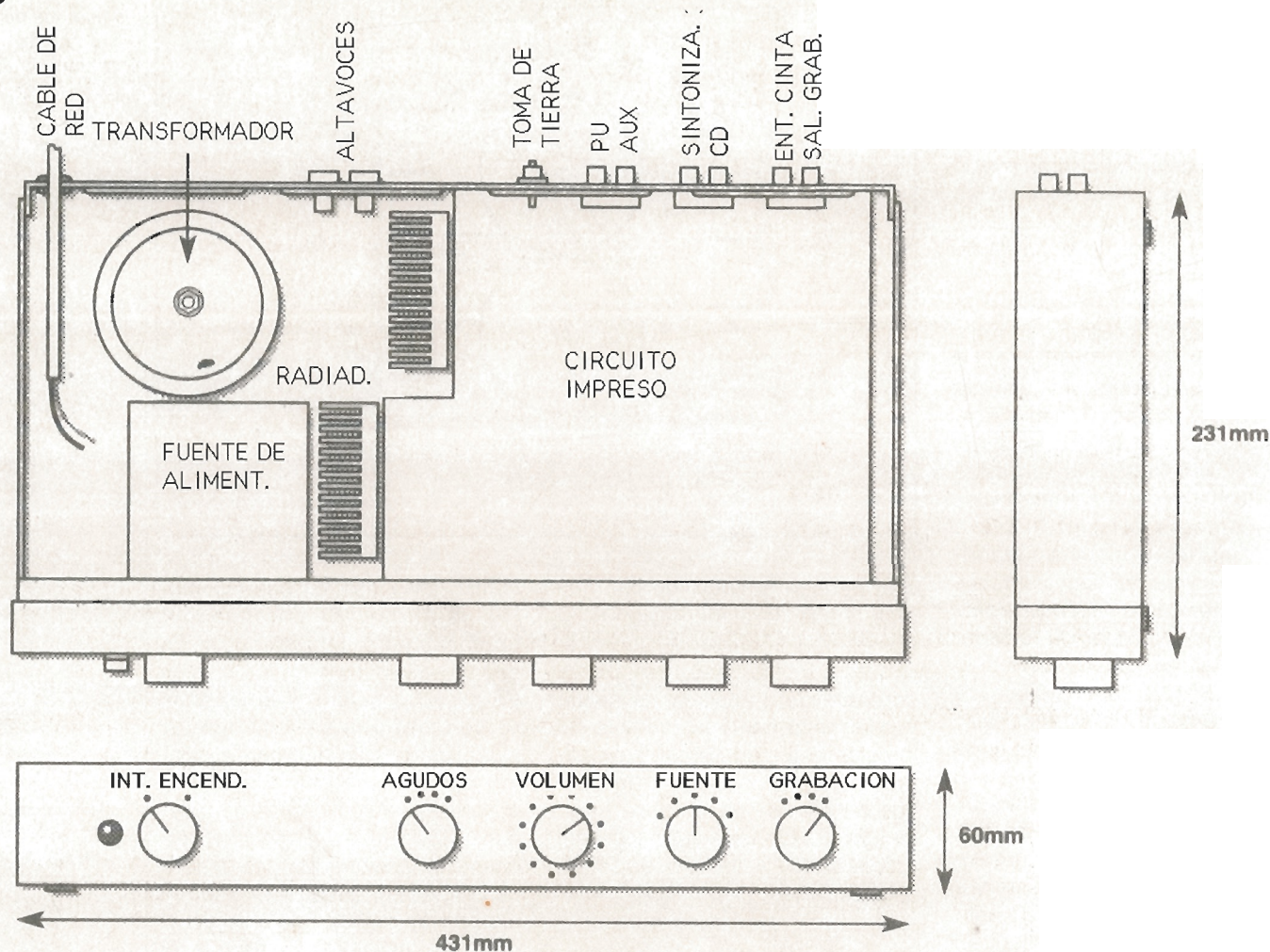


Figura 8.
Planta y alzado
del amplificador.

salida en la alimentación y las sensibles pistas de entrada en el circuito impreso. Como resultado de todas estas consideraciones tenemos un amplificador integrado que no necesita de ajustes, pero provisto de unas características de construcción y diseño propias de un equipo profesional.

Construcción

Como podemos ver en la figura 6, en la placa de circuito impreso se montan los conectores de entrada, los conmutadores de selección, los conmutadores de control de volumen, preamplificadores y amplificadores de potencia. La fuente de alimentación se monta en la caja separadamente.

La distribución de componentes la podemos ver en la figura 7. En la figura 8 observamos la localización de la mayoría de componentes en la caja totalmente terminada. El cableado principal con el conmutador de encendido, el indicador de neón y el supresor de ruidos se puede montar usando como referencia las figuras 3, 5, 6 y 8.

El montaje detallado de la placa comienza con la instalación de todos los puentes de cable y los componentes de perfil bajo, terminando con los conmutadores y los conectores de entrada. Los circuitos integrados amplificadores se montan sobre los radiadores y, finalmente, se coloca el circuito impreso sobre la caja. El montaje de la caja es delicado, es necesario asegurarse de que todas las uniones

coinciden limpiamente antes de apretar los tornillos. También es importante no apretar demasiado los tornillos.

Comprobación y uso

Debemos comprobar el montaje de los componentes y asegurarnos de que no hay puentes de soldadura entre las pistas y los terminales con un medidor. Si todo es correcto, y no existe ningún cortocircuito, podemos conectar la alimentación. Esta debe estar en torno a los 30 voltios en el condensador de filtrado sin aplicar ninguna señal. Después de alimentarlo con una fuente de señal, y avanzar el control de volumen desde cero, podremos apreciar la calidad

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

Normales

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.)

OFERTA suscriptores F&G EDITORES

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)

¿Qué es la temperatura y cómo se puede medir electrónicamente?. En este artículo trataremos de dar una explicación a estas y otras preguntas.

MEDIDA ELECTRONICA DE LA TEMPERATURA (I)

Probablemente, la temperatura es la más común de las medidas físicas. Desde la predicción meteorológica hasta los procesos industriales, las medidas de temperatura impregnan nuestras vidas. Pero, incluso así, la mayoría de nosotros no tenemos una idea muy clara de qué es la temperatura o cómo se puede medir, salvo que nuestro trabajo esté relacionado directamente con este campo. En este artículo veremos brevemente cómo se define la temperatura e inspeccionaremos el campo de la medida electrónica de temperatura. Continuaremos con un estudio minucioso de los sensores de temperatura y los circuitos de aplicación, para terminar con un vistazo a la termometría infrarroja sin contacto.

¿Qué es la temperatura?

Cualquier estudiante de la rama de ciencias sabe que el calor es movimiento molecular. Algo más caliente significa que sus moléculas se mueven más rápidamente. El cero absoluto se define como el punto donde se detiene todo movimiento molecular. Hasta aquí todo es correcto pero, si no podemos ver las moléculas, ¿cómo podremos medir su movimiento?

Los principios estándar usados por el NIST (National Institute of Standards and Technology) están basados en la ley de los gases perfectos. La ley dice que si se incrementa la temperatura, la presión o el volumen del gas deben incrementarse en proporción. Expuesto

de una forma matemática: $P \times V = kT$, donde P = presión, V = volumen, T = temperatura absoluta y k = constante. Duplicando la velocidad molecular en un volumen constante, obtenemos dos veces más colisiones moleculares por segundo o dos veces más de presión. En el cero absoluto, un gas perfecto se debería colapsar en cero volumen y presión.

La figura 1 muestra el concepto de un termómetro de gas de helio de volumen constante (el gas perfecto no existe, pero el helio se aproxima bastante). Un manómetro de mercurio (dispositivo utilizado para medir la presión de los gases y vapores) con un depósito ajustable, mide la presión del gas de un recipiente lleno de helio. Cuando cambia la temperatura

ajustamos un émbolo en el depósito para mantener el brazo izquierdo del manómetro a una altura constante y, por lo tanto, mantener el helio a un volumen constante. Cuando el vacío se presiona en el brazo derecho, la altura del mercurio indica la presión del gas y, por lo tanto, la temperatura del helio.

La idea parece simple, pero la precisión de la medida es difícil. La temperatura afecta al volumen del recipiente y el tubo de interconexión no está a la misma temperatura que el recipiente. También, el pequeño cambio relativo en el nivel de mercurio producido por la curvatura de la superficie del líquido, limita la precisión de las medidas. Además de todo esto, se deben hacer correcciones por las desviaciones del helio respecto a la ecuación de los gases perfectos. Por lo tanto, la termometría de la ley de los gases la utilizan básicamente los laboratorios tales como el NIST.

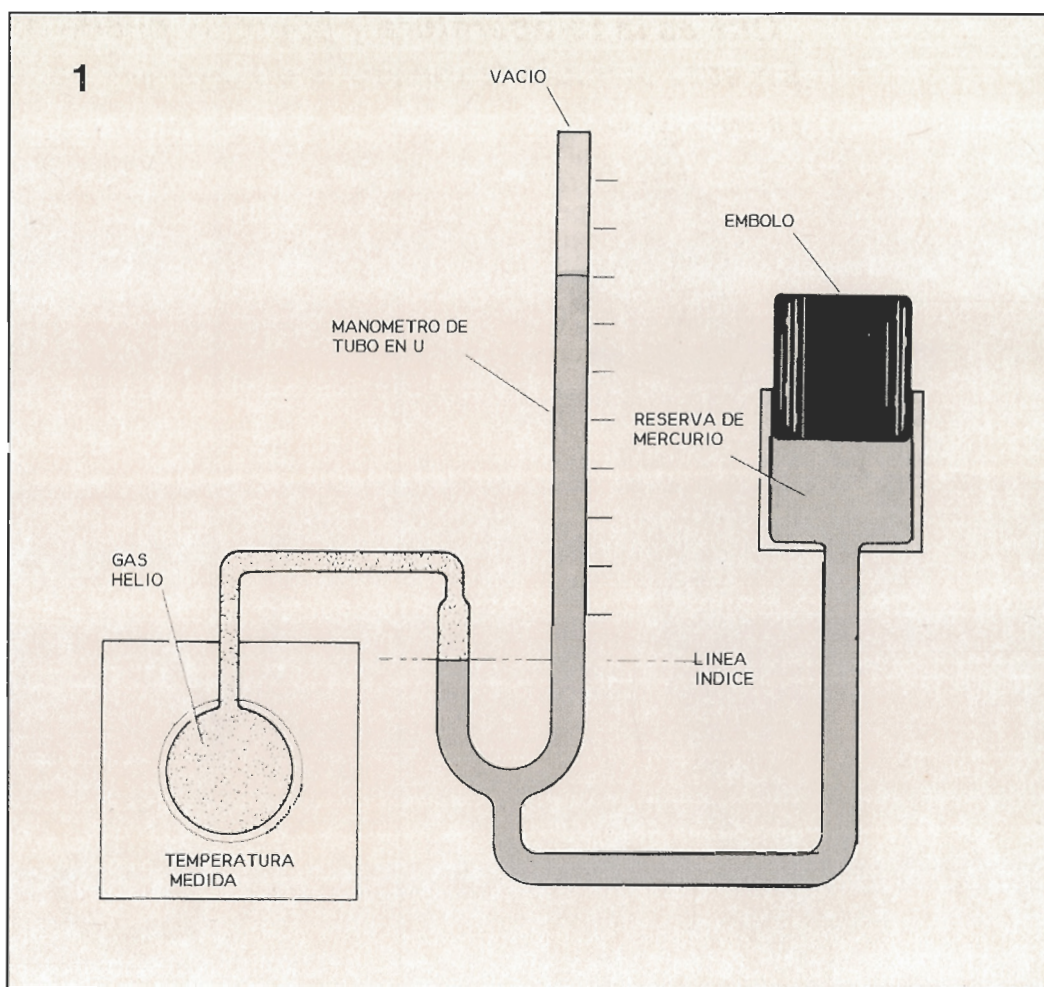
Escalas de temperatura

Las compañías y laboratorios que fabrican o calibran termómetros necesitan un estándar más práctico. Por este motivo se desarrolló el ITS (International Temperature Scale), que se dedica a revisar regularmente la escala de la ley de los gases mediante conferencias de los diversos laboratorios. La última revisión publicada en 1990 es conocida como ITS-90.

La escala comienza con una serie de acuerdos sobre las temperaturas fundamentales o puntos fijos. El punto de congelación o de fusión (o en algunos casos una variación conocida como el "punto triple") de ciertos materiales de alta pureza se han asignado a valores de temperatura precisos mediante el acuerdo de los laboratorios participantes. La figura 2 muestra una célula típica de punto fijo. Está formado por un crisol de grafito conteniendo un metal de alta pureza y sellado en una envoltura de cuarzo relleno con argón o algún otro gas inerte.

La tabla 1 muestra varios puntos fijos. El punto de congelación de la plata, por ejemplo, se ha asignado al valor de 1.234,93° Kelvin (absolutos) o 660,323° Celsius. El punto triple del agua, que se puede controlar con más precisión que el de congelación, está definido en 273,16° Kelvin o 0,01°C.

El punto triple es como el



punto de congelación, excepto que el material está sellado en un recipiente de cristal vacío. En lugar de estar a la presión atmosférica, el agua sólo siente la presión de su propio vapor. Como el punto de congelación está afectado por la presión del aire y la contaminación, el punto triple es más sencillo de repetir. El término "punto triple" se refiere al hecho de que el material está en tres estados de equilibrio: vapor, líquido y sólido.

Para hacer la escala práctica es necesario tener sensores que puedan interpolarse entre los puntos fijos detallados. La norma ITS-90 define varios de estos sensores, cubriendo diferentes porciones de la escala.

El centro de la escala, entre el punto triple del hidrógeno y el punto de congelación de la plata se interpola usando termómetros de alto grado de resistencia, conocidos como SPRT (Standard Platinum Resistance Thermo-

Figura 1. Termómetro de gas de volumen constante. El émbolo se debe ajustar para mantener el brazo derecho del manómetro en la línea índice cuando hay algún cambio de presión.

TABLA 1

Punto fijo	Temp (K)	Temp (° C)
Punto triple del Hidrógeno	13,8033	-259,3467
Punto triple del Neón	24,5561	-248,5939
Punto triple del Oxígeno	54,3584	-218,7916
Punto triple del Argón	83,8058	-189,3442
Punto triple del Mercurio	234,3156	- 38,8344
Punto triple del Agua	273,16	0,01
Punto de fusión del Galio	302,9146	29,7646
Punto de congelac. del Indio	429,7485	156,5985
Punto de congelac. Estaño	505,078	231,928
Punto de congelac. del Cinc	692,677	419,527
Punto de congelac. Aluminio	933,473	660,323
Punto de congelac. Plata	1234,93	961,78
Punto de congelac. Oro	1337,33	1064,18
Punto de congelac. Cobre	1357,77	1084,62

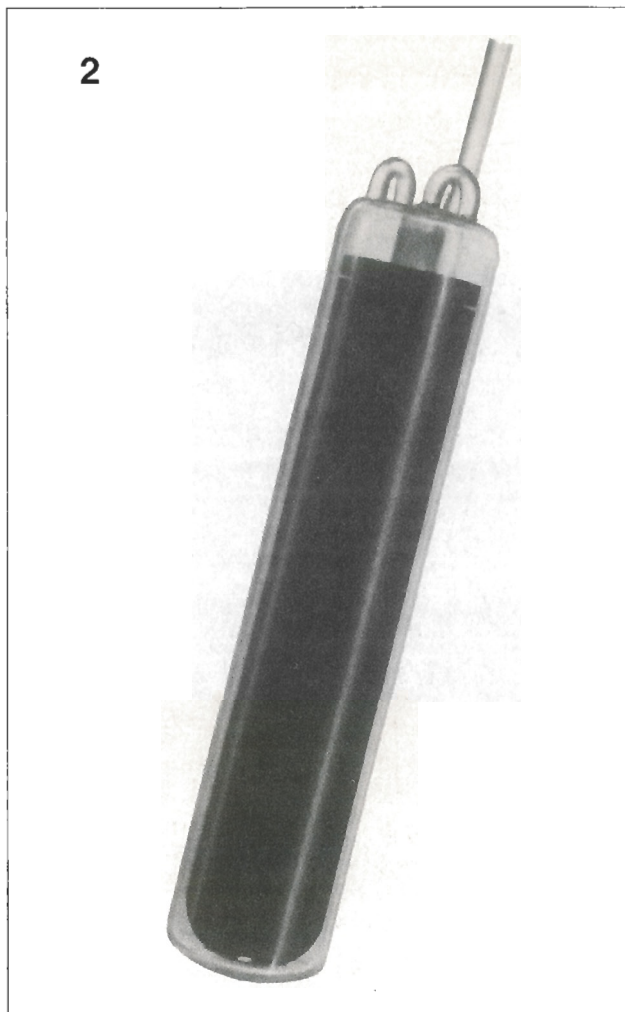
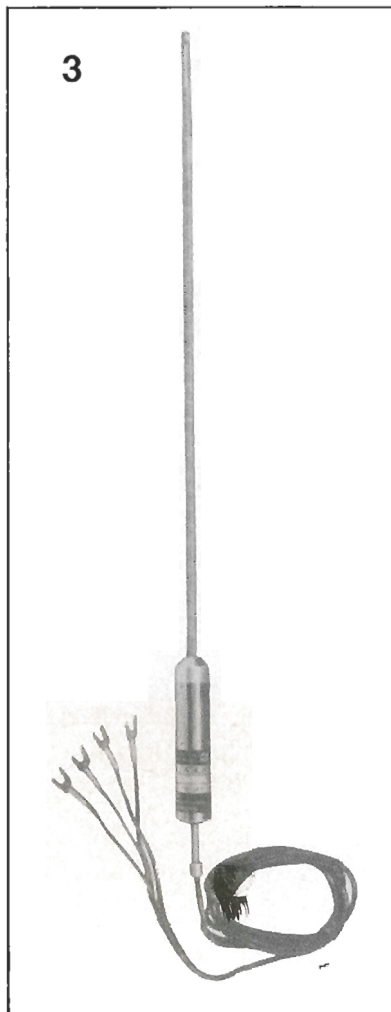


Figura 2 .
Célula de punto fijo. El grafito, visible a través del recipiente de cuarzo, contiene un metal de alta pureza.

Figura 3 .
Termómetro de resistencia SPRT, de calidad estándar, montado en un recipiente de cuarzo.



eters). Estos termómetros se construyen cuidadosamente de hilo de platino de alta pureza, enrollados y montados con un soporte mínimo, de forma que tiene que estar sin tensiones. Los termómetros se calibran en tres o más puntos fijos, y después se utilizan entre estas temperaturas. Sus ecuaciones R frente a T son muy complicadas, y se deben manejar con ordenadores. La figura 3 muestra un SPRT encerrado en un recipiente de Pyrex.

El extremo más inferior de la escala, por debajo de $0,65^{\circ}\text{K}$ se define mediante la termometría de la ley del gas de helio. Se han definido varios rangos solapados, cada uno de ellos con su juego completo de complejas ecuaciones y tablas. En el extremo superior, las temperaturas por encima del punto de congelación de la plata se definen usando la termometría de radiación. Esta se basa en el hecho de que las radiaciones infrarrojas u ópticas se incrementan con la temperatura. El IPTS anterior también usó termopares fabricados con mezclas de platino para definir parte de la escala de temperatura, pero esto se eliminó en la versión de 1990.

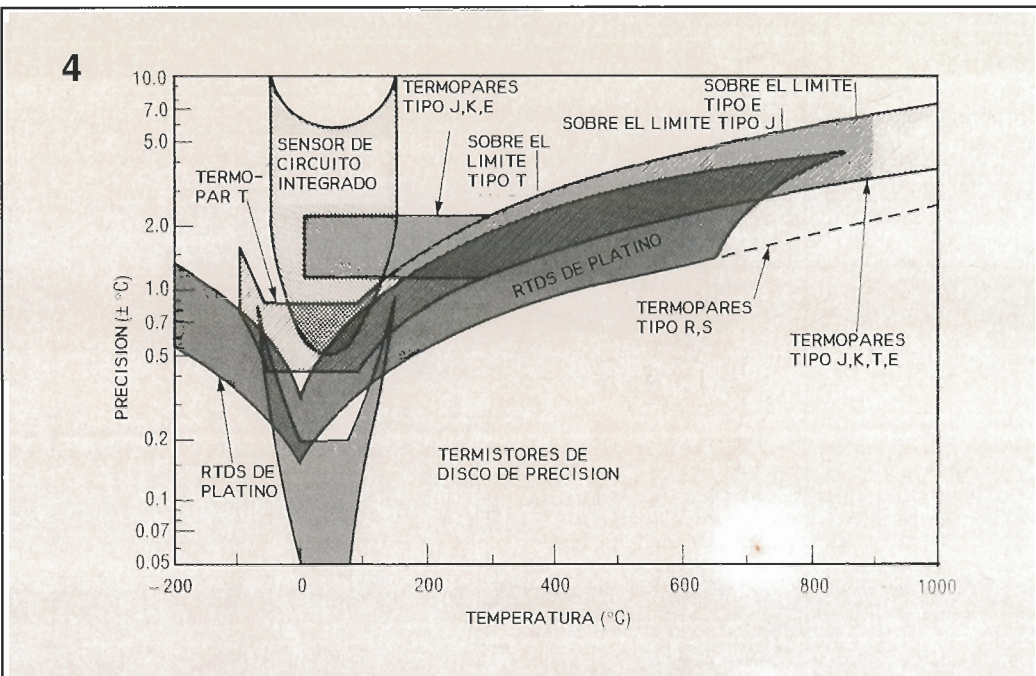
TABLA 2. COMPARACION DE SENSORES

Tipo de sensor	Sensibilidad típica	Rango de temperatura	Precisión a media escala	No linealidad
Termopares de base metal tipo J,K,T,E,N	40 a 70 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	- 270 a 1372°C	1,1 a $2,2^{\circ}\text{C}$	1 a 5%
Termopares mezcla de platino tipo R,S,B	7 a 12 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	- 50 a 1820°C	0,6 a $1,5^{\circ}\text{C}$	1 a 5 %
Termopares mezcla de tungsteno	10 a 21 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	-17 a 2315°C	$4,5^{\circ}\text{C}$	2 a 7 %
Termómetros de resistencia de platino (100 Ω)	$0,4 \Omega/^{\circ}\text{C}$	-200 a 650°C	0,1 a $0,25^{\circ}\text{C}$	1 a 3 %
Termómetros de resistencia de níquel (100 Ω)	$0,7 \Omega/^{\circ}\text{C}$	-60 a 180°C	$0,4^{\circ}\text{C}$	1 a 5 %
Termistores de disco de precisión	-3 a -5 $\%/^{\circ}\text{C}$	-80 a 150°C	0,1 a $0,2^{\circ}\text{C}$	No linealidad inherente
Termistores de perla de vidrio	-3 a -5 $\%/^{\circ}\text{C}$	-60 a 300°C	No intercambiable	No linealidad inherente
Sensores de circuito integrado	$1 \mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$ o $1 \text{ a } 10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$	-50 a 150°C	0,5 a 5°C	0,3 a 3°C

Para equilibrar el artículo, examinaremos y compararemos algunos sensores de temperatura comerciales: termopares, termómetros de resistencia y sensores de silicio. Vamos a hacer una revisión rápida. La tabla 2 compara sus características, mientras que la figura 4 verifica los rangos de funcionamiento y las precisiones. Un termopar no es otra cosa que la unión de dos metales diferentes. Cuando se conectan, se produce una fuerza electromotriz que se incrementa de una forma aproximadamente lineal con la temperatura. La sensibilidad, linealidad y margen de temperatura dependen de los materiales utilizados.

Con el paso de los años han aparecido como estándar diferentes tipos de termopares. En Estados Unidos el NIST publica tablas con la relación milivoltios-temperatura para ocho tipos, identificados por códigos de letras. Cinco tipos (J, K, T, E y N) están fabricados de mezcla con base de metal y cubren un amplio margen de temperaturas y aplicaciones. La sensibilidad es típicamente decenas de microvoltios por grado centígrado. Los otros tres tipos (R, S y B) están formados por diferentes mezclas de platino. Aunque, obviamente, son muy caros, también son los más estables y precisos de los termopares. Normalmente, se usan para trabajos en alta temperatura, pero su sensibilidad es menor.

Los termopares contruidos con estas normas están disponibles a través de un gran número de distribuidores y fabricantes. Además, algunos fabricantes tie-



nen unos termopares especiales para alta temperatura, criogenia (estudio de los materiales a una temperatura cercana al cero absoluto) y otras aplicaciones especiales. Los más comunes de estos termopares son los contruidos con mezclas de tungsteno, que permiten medidas de hasta 2315°C (4200°F).

Un termómetro de resistencia está compuesto por una bobina de hilo de una galga muy fina o de película metálica. La mayoría de los metales cambian de resistencia con la temperatura, pero el platino o el níquel se utilizan con más frecuencia para este tipo de termómetros normalmente son más estables, precisos y sensibles que los termopares, aunque están limitados en bajas temperaturas. Los de platino son los más estables y

precisos, y cubren el margen de temperaturas más alto.

Los de níquel tienen un coste menor y son muy interesantes para aplicaciones industriales con una temperatura moderada. Sin embargo, recientes avances en la tecnología de los fabricantes de elementos de película de platino (similares en principio a las resistencias de película metálica) han eliminado la ventaja del precio del níquel. También se utiliza algunas veces cobre, y, en ocasiones, una mezcla denominada Balco.

Los termistores son probablemente los componentes más familiares para la mayoría de los lectores; a diferencia de los termopares y los termómetros de resistencia son muy sensibles, no lineales y cubren un margen de temperatura muy limitado. Los termistores con

Figura 4.
El mejor sensor de temperatura depende del rango de temperatura y de la precisión que necesitamos.

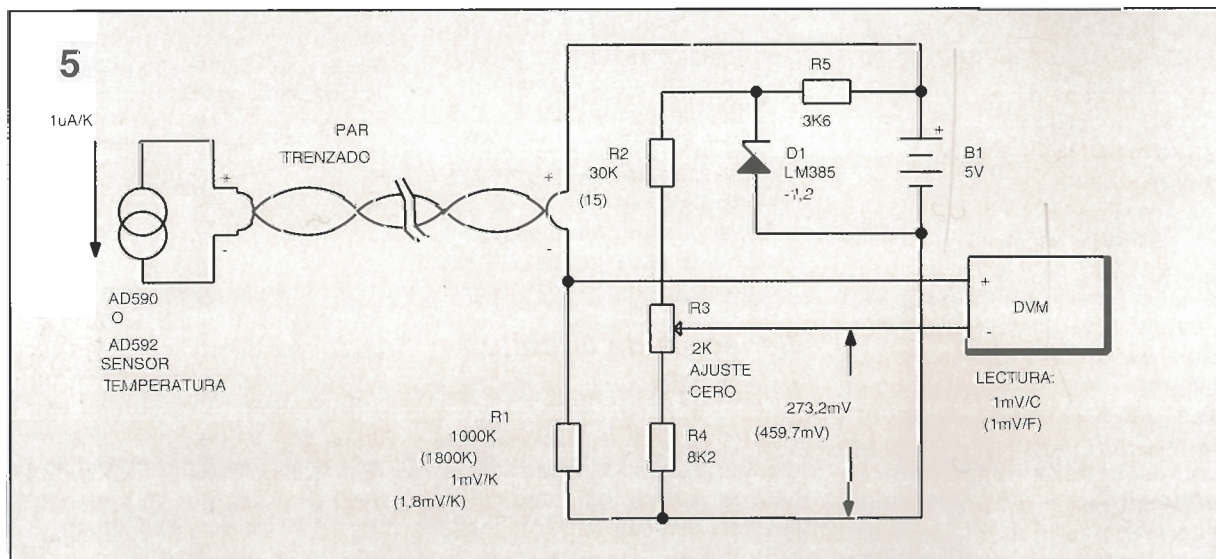
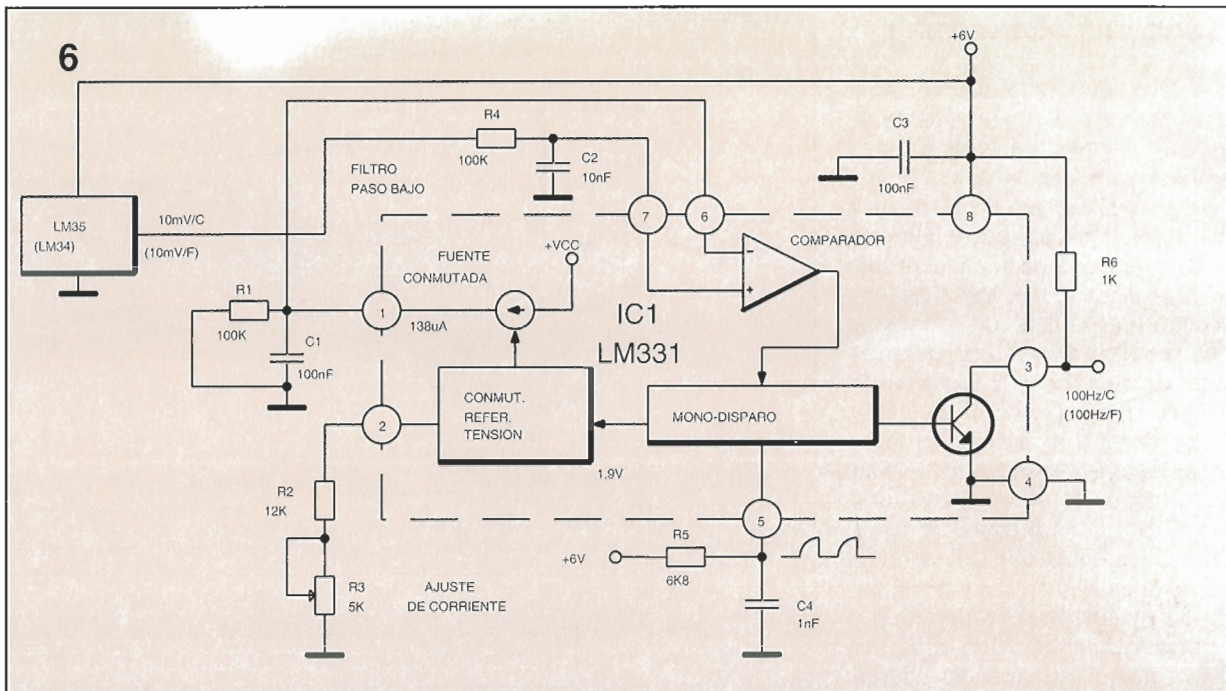


Figura 5.
Un AD590 o un AD592 hacen sencilla la transmisión de la temperatura sobre un par de hilos. El circuito produce 1 mV/°C (o 1 mV/°F usando los valores entre paréntesis).

Figura 6.
Un LM35 o un
LM34 más un
convertidor V/F,
proporcionan una
frecuencia
proporcional a la
temperatura.



coeficiente positivo de temperatura existen (PTC), aunque el método más adecuado para medir la temperatura es de coeficiente negativo (NTC), y decrecen su resistencia aproximadamente un 3 ó 5% por grado centígrado. Los termistores ofrecen la más amplia variedad de tamaños, encapsulados, precisiones y precios de cualquier sensor de temperatura comercial.

Los circuitos integrados sensores de temperatura son los más nuevos y los más sencillos de utilizar por los diseñadores. Son sensibles y lineales, además de adaptarse fácilmente a los amplificadores operacionales y a los convertidores A/D. Por otro lado, tenemos el inconveniente de que no están tan estandarizados como los otros sensores. Los que están precisamente calibrados en grados tienden a ser caros. Su margen de temperatura es aproximadamente igual que los termistores con recubrimiento de Epoxi.

¿Qué sensor es el mejor?

Eso depende de la temperatura, la aplicación y la precisión. En altas temperaturas el termopar puede ser la única posible elección. La mejor precisión normalmente la dan los termómetros de resistencia de platino, aunque los termistores de precisión pueden sobresalir de la temperatura de una habitación. Los termistores son magníficos en aplicaciones con un margen estrecho de tempe-

raturas, tales como termómetros médicos, debido a su alta sensibilidad. Los termistores y circuitos integrados sirven perfectamente para las medidas con una precisión moderada y aplicaciones de compensación de temperatura.

Los circuitos integrados y los menos extendidos termómetros de resistencia ofrecen una selección de encapsulados limitada. Para un pequeño tamaño y una rápida respuesta son adecuados los termistores de "perla de vidrio", disponibles en diámetros desde 0,35 mm hasta 0,12 mm, mientras que los hilos de termopares sin aislar están disponibles hasta 0,013 mm de diámetro. En el otro extremo de la escala se hallan los termistores de arandela y disco, con diámetros de hasta 2,5 cm. El hilo del termopar está disponible desde un calibre 1,62 mm e incluso mayor, con unos márgenes de aislamiento desde PVC hasta fibras cerámicas. Las temperaturas de superficies se pueden medir mediante termopares del tipo tira, o también se pueden soldar los hilos del termopar directamente sobre la superficie.

Después del repaso general, vamos a explicar en detalle cada uno de ellos.

Sensores de circuito integrado

Los diodos de silicio directamente polarizados, y las uniones base emisor, se han utilizado frecuentemente para medir la temperatura. A la temperatura de una

habitación, una unión directamente polarizada tiene una caída de tensión de 0,7 voltios, con un coeficiente de temperatura negativo de aproximadamente $-2 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. El voltaje exacto y el coeficiente de temperatura dependen de la geometría de las uniones, la densidad de corriente y otros factores.

Una calibración precisa requiere de la medida individual de cada diodo o transistor en temperaturas conocidas. La ecuación básica para una unión P-N es:

$$I = I_0 (e^{(qV/kT)} - 1)$$

donde q es la carga de un electrón, k es una constante física conocida como la constante de Boltzmann y T es la temperatura absoluta (en grados kelvin). I_0 es una constante, básicamente igual a la corriente de fugas de la polarización inversa. A la temperatura de la habitación, la cantidad kT/q es aproximadamente 26 mV. Por debajo de la condición normal de polarización directa, el término -1 es insignificante y se puede ignorar, de modo que:

$$I \approx 10 e^{(qV/kT)}$$

de forma que

$$\ln(I/I_0) = V$$

El funcionamiento de un sensor de temperatura de circuito integrado está basado en la diferencia entre dos caídas de tensión base emisor, donde las corrientes de unión se mantienen en una relación constante I_2/I_1 . Aplicando un poco de álgebra a esta ecuación, nos muestra que la diferencia de tensión está dada por:

$$V_2 - V_1 = (kT/q) \ln(I_2/I_1)$$

Los circuitos, dentro del circuito integrado, usan esta diferencia para crear un voltaje o corriente de salida que es proporcional a la temperatura.

En la tabla 3 tenemos una lista de cuatro circuitos integrados. El AD590 y AD592 parecen idénticos, pero el más nuevo AD592 es más barato, tiene el encapsulado de plástico TO-92, cubre un margen más estrecho y sobre ese rango ofrece una gran precisión. Los LM34 y LM35 de National son unos dispositivos de tres terminales que tienen una tensión de salida de cero voltios para 0°C o C, mientras que el LM135/235/335 es un componente tipo zener con una salida proporcional a la temperatura absoluta.

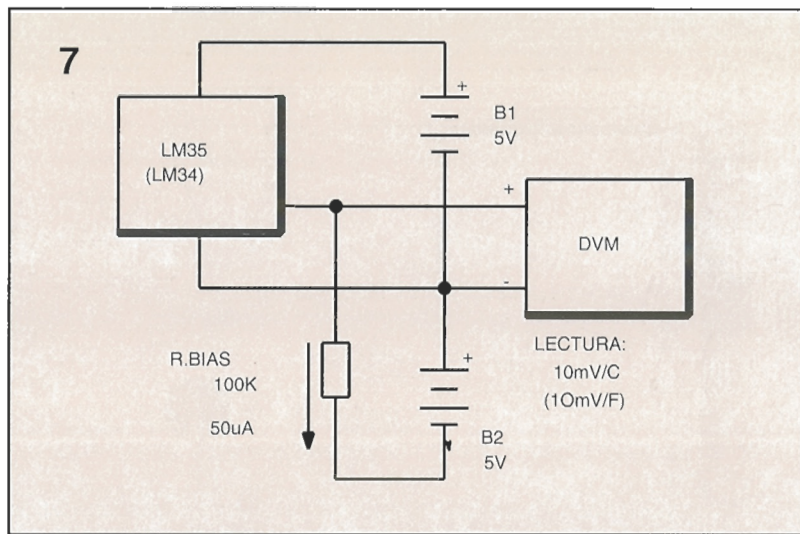
Vamos a comenzar con el AD590/592.

El AD590 y el AD592 son reguladores de corriente de dos terminales, con una salida de 1 µA/K (273,15 µA a 0°C). Aunque está calibrado por el fabricante a 5 voltios, tiene el funcionamiento garantizado desde 4 hasta 30 voltios. Debemos tener en cuenta que el incremento de tensión produce un aumento de la disipación de potencia interna, y trae consigo ligeros errores de medida.

La figura 5 ilustra su uso en un simple circuito, proporcionando una lectura de temperatura en °C o °F sobre un milivoltímetro digital. La corriente de 1 µA/K pasa a través de R1, que la convierte en voltaje con una sensibilidad de 1 mV/°C (1.000 K) o 1 mV/°F (1.800 K). La caída de tensión en R1 es proporcional a la temperatura absoluta.

Las resistencias R2, R3 y R4 proporcionan un equilibrio de tensión igual al voltaje de R1 a 0°C o 0°F. Este equilibrio se ajusta usando un milivoltímetro digital: simplemente ajustamos R3 para una salida de 273,2 mV para una lectura en Celsius o 459,7 mV en Fahrenheit. Si se compara R1 (o se ajusta con un óhmetro digital) a ±0,1%, no será necesaria una calibración de temperatura para conseguir una buena precisión del circuito integrado.

Si queremos conseguir una precisión mayor usando un circuito integrado de menor calidad (menos tolerancia), podemos hacer R1 ajustable. Situamos el circuito integrado en una temperatura conocida, conectamos el medidor en los terminales de



R1 y lo ajustamos para una lectura correcta basada en 1 mV/grado. Una buena idea para conseguir esto es situar el integrado en un recipiente cerrado y colocarlo en un cubo con agua y hielo. Ajustamos R1 hasta que el voltaje sea de 273,2 mV a 0°C. Ahora, ajustamos R3 como se explicó anteriormente.

El AD590 está disponible en diferentes calidades, desde ±5°C (AD590J) hasta ±0,5°C a 25°C (AD590M). El AD592 garantiza a 25°C una precisión desde ±2,5°C (AD592AN) hasta ±0,5°C (AD592CD). El AD590 está disponible en encapsulado tipo transistor TO-52 o en encapsulados planos, mientras que el AD592 se vende en formato transistor de plástico TO-92.

Las series LM34/35 de National son incluso más sencillas de usar. Es un circuito integrado de tres terminales, con una salida de 10 mV/°F (LM34) o 10 mV/°C (LM35) sobre una base cero (cero milivoltios a cero grados). Todo lo que necesitamos para leer la temperatura es un milivoltímetro digital y una batería o fuente de tensión entre 4 y 30 voltios.

La figura 6 combina un LM34 o LM35 con un convertidor de voltaje a frecuencia, el LM331, entregando una frecuencia proporcional a la temperatura. El valor de los componentes montados producen una salida de 100 Hz/grado (10 KHz en 100°F o C).

Con este circuito tampoco es necesario un ajuste de temperatura. Para calibrarlo, desconectamos temporalmente el sensor y aplicamos una entrada de tensión muy precisa de 1 voltio, ajustando R3 para una salida 10 KHz. No es necesario un ajuste de cero. Para

mejorar la precisión utilizando integrados de poca tolerancia, podemos situar el circuito en una temperatura conocida precisa, cerca del extremo superior de su rango, y ajustar R3 para una salida correcta.

El LM34/35 necesita una polarización negativa para poder medir temperaturas por debajo de cero. La figura 7 muestra la idea, el IC se alimenta con una tensión positiva, pero a la salida se añade una corriente de polarización negativa de aproximadamente 50 µA.

El LM35 está disponible con un margen de temperaturas de -55 a 150°C, de 40 a 110°C (con el sufijo C) y de 0 a 100°C (con el sufijo D), y con 25°C garantiza una precisión de ±1°C o ±0,5°C (con el sufijo A). Para el LM34 de la versión Fahrenheit hay disponibles componentes con las mismas prestaciones. Los encapsulados son el TO-46 para metal y el TO-92 para plástico. El último componente en la tabla es la serie LM135/235/335 de National.

El LM135 funciona como un circuito regulador de tensión de tipo zener de dos terminales. Es similar al circuito de referencia LM185. Un tercer terminal nos permite añadir un potenciómetro de ajuste. La polarización o corriente de zener puede ser cualquiera desde 400 µA a 5 mA. Su salida es proporcional a la temperatura absoluta, 10 mV/K (2,73 voltios a 0°C).

La mayor garantía de precisión a 25°C sin calibración es de ±1°C (LM135A y LM235A). El LM135 proporciona un rango de -55 a 150°C continuo, el LM235 de 40 a 125°C y el LM335 de -40 a 100°C. Los encapsulados son el TO-46 para metal y el TO-92 para plástico.

Figura 7. Para lecturas por debajo de cero grados es necesaria una polarización negativa.

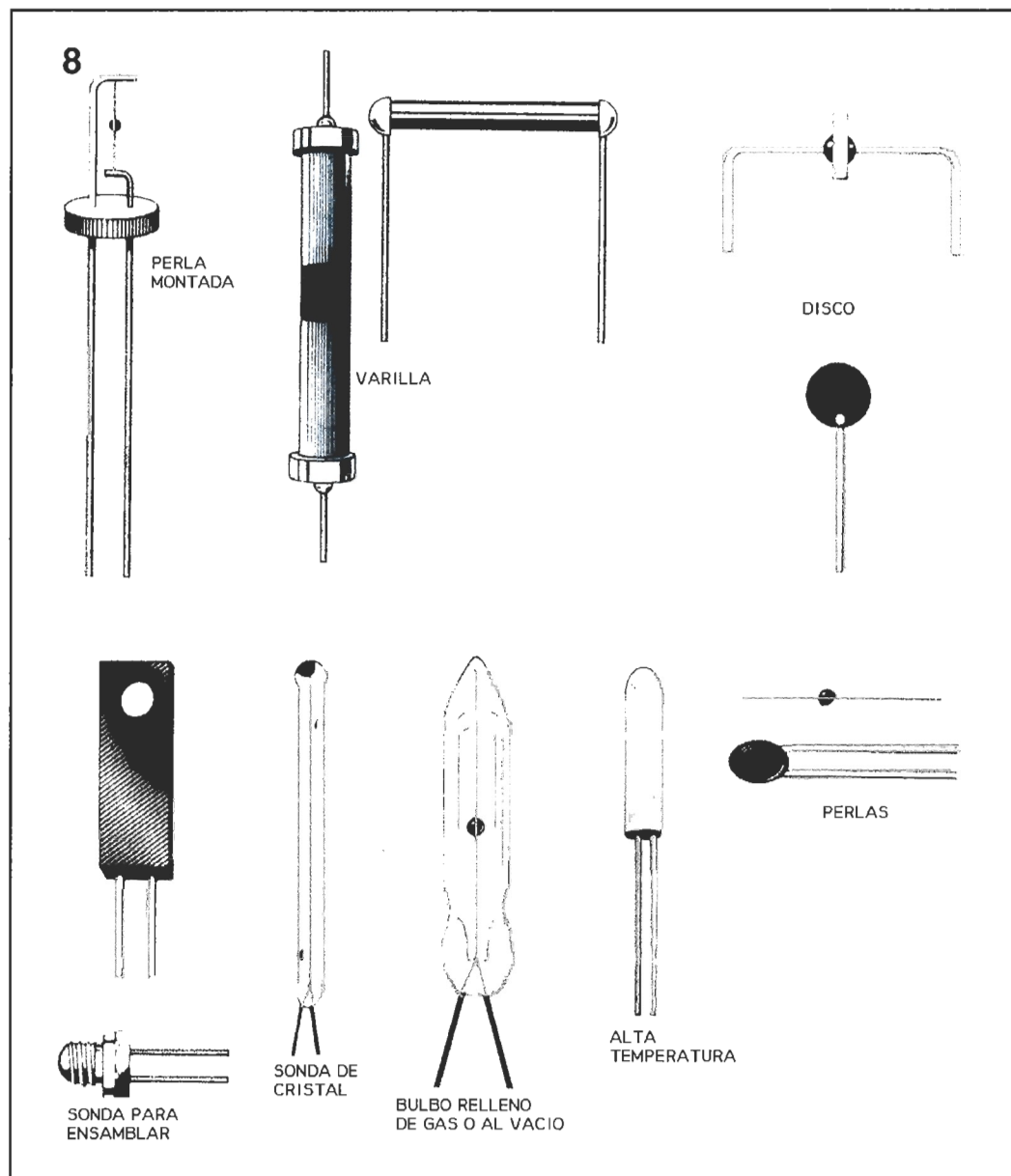


Figura 8.
Existen una gran
variedad de tipos
de termistores
disponibles. Aquí
mostramos
algunos de los
más comunes.

Termistores

Los termistores con coeficiente de temperatura negativo (NTC) son el mejor tipo para las medidas de temperatura, tienen un margen estrecho, mucha sensibilidad y no son lineales. Las resistencias a 25°C pueden ser desde menos de 100 Ω hasta 1 M Ω o incluso más. La sensibilidad típica es de -3 a 5%/°C. Por lo tanto, es posible el cambio de resistencia desde decenas de ohmios hasta decenas de K Ω por °C.

Los termistores NTC están formados por mezclas de óxido de metal pulverizado, normalmente óxidos de níquel y magnesio con otros componentes añadidos. Este polvo se mezcla con agua y amalgama para formar una especie de barro arcilloso que se le puede dar la forma deseada para luego

secarlo. Una vez seco, se le aplica calor a una temperatura sobre los 1000°C para formar una estructura tipo cerámica resistiva.

En la figura 8 podemos ver una gran variedad de termistores disponibles. Los más comunes para aplicaciones de medida de temperatura son los discos recubiertos de epoxi, generalmente con un diámetro por debajo de 2,5 mm. Los discos de "perla de vidrio" de un tamaño similar pueden funcionar a temperaturas más altas. Los termistores de gota en ambas modalidades, la de perla y sin recubrimiento, ofrecen pequeños tamaños y una respuesta rápida. Los tamaños varían desde 1,2 mm hasta 0,12 mm. En el otro extremo del espectro, están disponibles los termistores de varilla, así como los de forma de disco o arandela, con tamaños de hasta 2,5 cm. Además, algunos fabricantes ofre-

cen sensores para diferentes tipos de montaje, desde sondas de varilla hasta de montaje en superficie o para acoplar al encapsulado de un transistor.

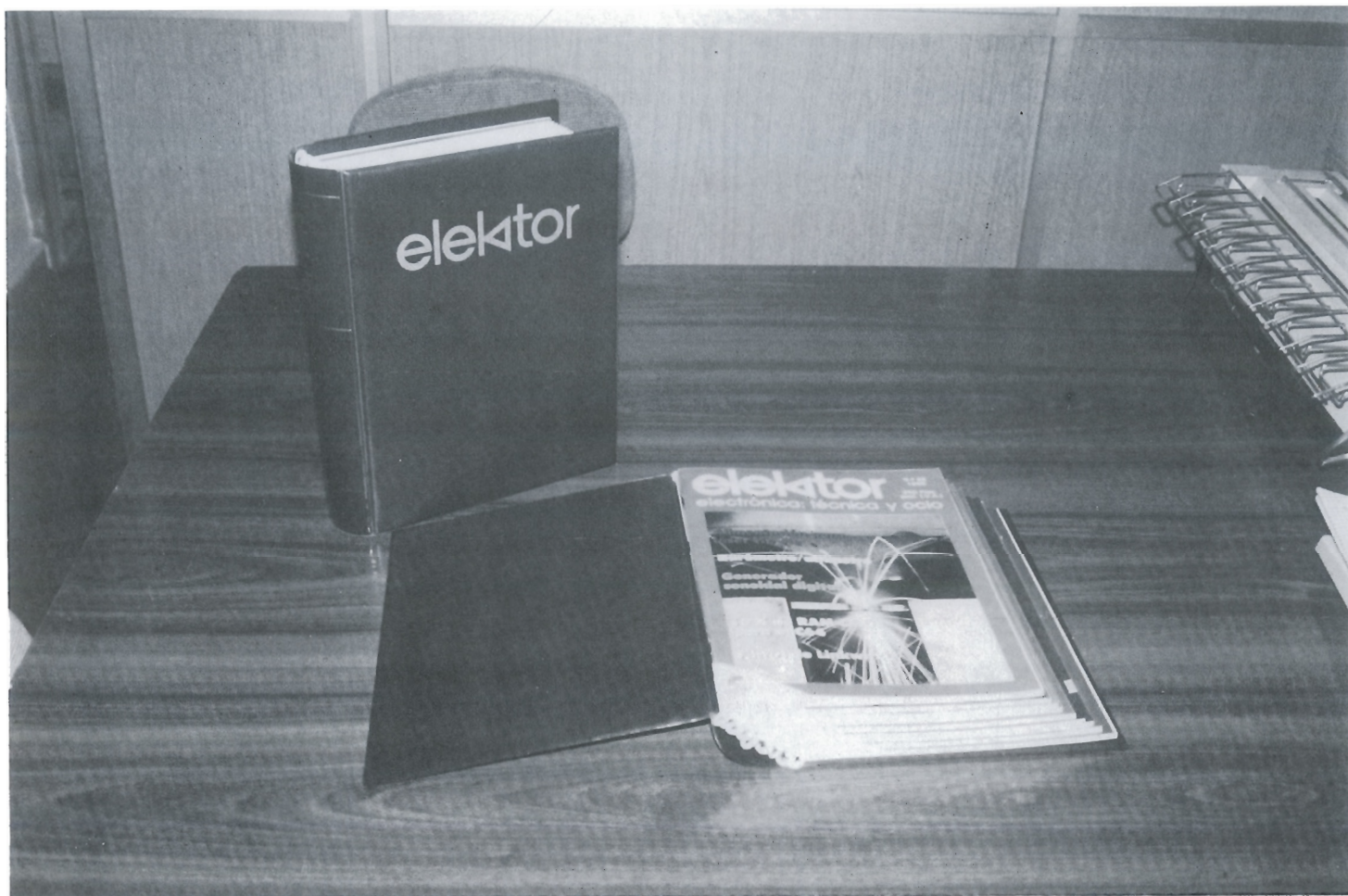
Las especificaciones de sensores varían enormemente de unos a otros, pero la tabla 4 resume varios tipos. Los termistores tienen la reputación de no ser demasiado precisos o estables, y resulta cierto para los más baratos. Las tolerancias de resistencia típicas a 25°C están entre 5 y 20%, correspondiendo a una precisión de 1 a 5°C. Las tolerancias aumentan con las bajas y altas temperaturas.

Al menos tres compañías (YSI de Yellow Springs OH, Fenwal de Milford MA y Thermometrics de Edison NJ) ofrecen termistores de disco con una precisión intercambiable. Cubriendo rangos desde -80 a 150°C, perdiendo aproximadamente 1°C en los extremos alto y bajo. La precisión y estabilidad se consiguen ajustando los discos al valor preciso en baños con un fuerte control de la temperatura y mediante pruebas y medidas individuales.

El margen de resistencias a 25°C abarca de 100 Ω a 1 M Ω , pero ha surgido el valor de 2252 Ω a 25°C como casi estándar para aplicaciones de uso médico y termómetros de laboratorio. La designación conocida como "Serie 400" de YSI, está disponible en una amplia variedad de tipos de sonda. Para ilustrar la sensibilidad que puede tener un termistor de 2252 Ω , diremos que tiene un valor de 1,66 M Ω a -80°C y 41,9 Ω a 150°C.

Los pequeños de perla de vidrio se construyen de forma diferente. Se revisten un par de hilos de alta temperatura (normalmente de platino) con una sustancia adhesiva, se le aplica fuego y entonces se introduce en vidrio fundido. El resultado es un dispositivo de alta temperatura que, normalmente, es más estable que los discos recubiertos de epoxi, pero que no se puede ajustar. Para aplicaciones de precisión, el fabricante puede suministrar los termistores con unas medidas de prueba individuales. Para conseguir una mayor versatilidad, los fabricantes pueden seleccionar y montar dos termistores en paralelo para conseguir la curva de calibración específica. Los de perla de vidrio están especificados para aproximadamente 300°C.

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

Eliminemos los problemas a causa de la pureza de la onda sinusoidal del 8038. Construyamos un generador de barrido de audio utilizando el XR-2206.

DISEÑO DE UN GENERADOR DE BARRIDO DE AUDIO

Ante la incapacidad del 8038 de mantener la pureza de la onda sinusoidal sobre un barrido 1000:1, y los alentadores resultados de las pruebas realizadas con el XR-2206, surgieron los ánimos para el desarrollo de un generador de barrido de audio.

La frecuencia de oscilación del XR-2206 viene determinada por el condensador colocado entre las patillas 5 y 6 y la resistencia colocada en la patilla 7 (si la patilla 9 está a nivel alto) o en la patilla 8 (si la patilla 9 está a nivel bajo). Específicamente, esta depende de forma lineal de la corriente extraída de la patilla 7.

Como la patilla 7 tiene una baja impedancia e internamente está polarizada a 3 V con respecto a la patilla 12, y como la máxima corriente de seguridad que se puede extraer es de 3 miliamperios, la opción más clara consiste en aplicar una tensión -en rampa,

nominalmente entre 3 y 0 V- al otro extremo de una resistencia de 1 K conectada a la patilla 7.

¿Obteniendo una rampa lineal?

Cualquiera que sea la forma que se utilice para generar la rampa, un vistazo al osciloscopio puede sugerir fácilmente que es lineal. Pero a velocidades de barrido inferiores, esta suposición puede estar lejos de ser verdad, especialmente si se utilizan condensadores de tantalio; basta con medir el tiempo con la amplitud total y compararla con el tiempo de amplitud media.

El problema estriba en las, relativamente, grandes pérdidas. Según se aumenta la tensión, la corriente de pérdida sigue creciendo y se puede aproximar, e incluso ser igual, a la corriente de carga;

los del tipo de película de poliéster de encapsulado metalizado son muy superiores.

Quizá, la solución más sencilla que viene a la mente cuando se requiere una rampa de tensión, consiste en utilizar el temporizador 555 con una fuente de corriente constante, en lugar de la temporización normal. Proporcionando una alimentación de 15 V, la rampa del 555 es de 5 a 10 V.

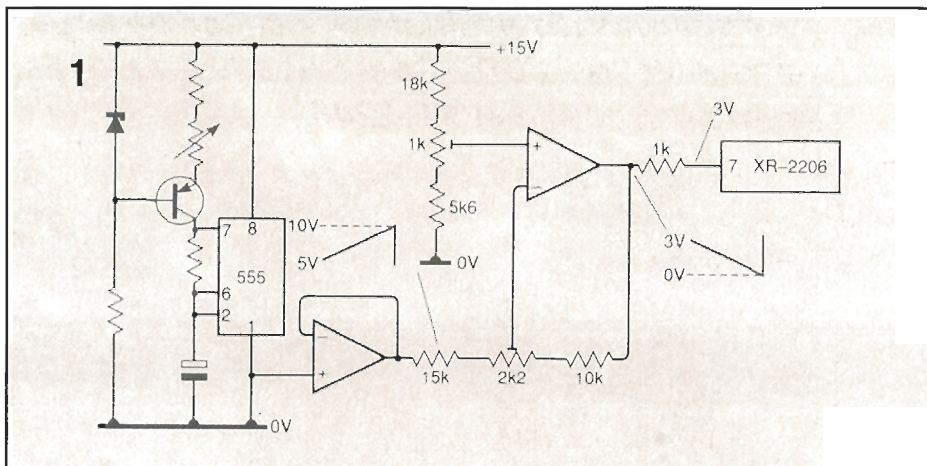
Esta podría ser aumentada e invertida (Fig.1): el extremo de BF del barrido ajustado con una preselección de 1 K y el extremo de AF con 2K2.

En este caso, se desea suministrar únicamente una rampa de 3 V, por este motivo se podría hacer funcionar el temporizador a partir de una alimentación de 9 V; la rampa iría de 3 a 6 V. Este nivel podría ser desplazado (Fig.2) o asociado a fuentes de 15 V, se podría utilizar como en

la Fig.3, en donde la patilla 5 se mantiene a 3 V y la patilla 1 se mantiene a -3 V, con una rampa resultante entre 0 y 3 V. Mejor sería todavía generar una rampa entre -3 y 0 V e invertirla (Fig.4). Se podría lograr que todas las aproximaciones funcionasen, aunque cada una de ellas requiere que los límites de barrido queden definidos mediante preselecciones, y ninguna permite realizar cambios fácilmente en la realización de barrido.

Como meta de diseño, se incluye el evitar los dificultosos desplazamientos de nivel y los ajustes que interactiva de forma inevitable, y que se puedan cambiar de forma sencilla e independiente el inicio y el final del barrido; teniendo en cuenta todo esto, los métodos anteriores han sido descartados.

Una rampa de 3 V, barriendo la frecuencia de 20 Hz a 20 KHz, tiene una sensibilidad de 6,6 Hz/mV. Cualquier desplazamiento en el circuito de control se puede acomodar fácilmente. Mucho más importante es la estabilidad, por lo que habrán de utilizarse amplificadores operacionales que cuenten con un control de deriva de offset particularmente bueno; el OP-07 es muy satisfactorio. La sensibilidad a la deriva se puede reducir posteriormente incrementando la amplitud de la rampa y aumentando proporcionalmente la resistencia. Con alimentaciones de 15 V, y con los límites de variación de la



tensión de salida en mente, una rampa razonable podría estar entre los 10 y 12 V. La rampa de 10 V elegida, entre +3 y -7 V, tiene como resultado 2 Hz/mV, lo que augura una buena estabilidad.

Hacia un circuito válido

Vistas las limitaciones en la amplitud de la rampa del 555, cualquier desplazamiento en un amplificador posterior podría ser multiplicado por el mismo factor. No solamente sería esto motivo de fracaso, sino que también podría significar llevar parejo los problemas mencionados anteriormente. El circuito utilizado eventualmente elimina estos problemas (Fig.5).

Una fuente de corriente constante, TR1, carga linealmente el condensador en su conexión. La rampa

amplificada por IC1 aumenta hasta el punto de disparo del comparador IC2. El oscilador SR IC4a, IC4b se inicia. TR2 conduce para descargar el condensador y TR3 se desconecta, lo que produce un pulso de supresión para la pantalla. El condensador se descargará hasta el punto de disparo del comparador IC3, después de lo cual se reinicia el oscilador. Si el emisor de TR2 estu-

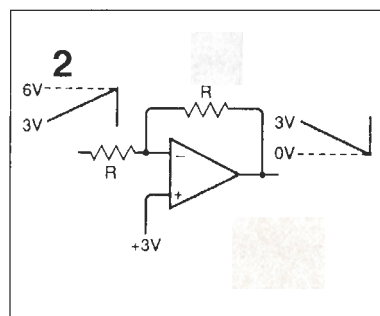


Figura 1. Al utilizar el temporizador 555 con una fuente de corriente constante, en lugar de la temporización normal, se puede obtener una rampa de tensión ampliada e invertida.

Figura 2 . Desplazando el nivel de la rampa.

Figura 3. Manteniendo la patilla cinco a 3 V y la patilla una a -3 V se obtiene una rampa entre 0 y 3 V.

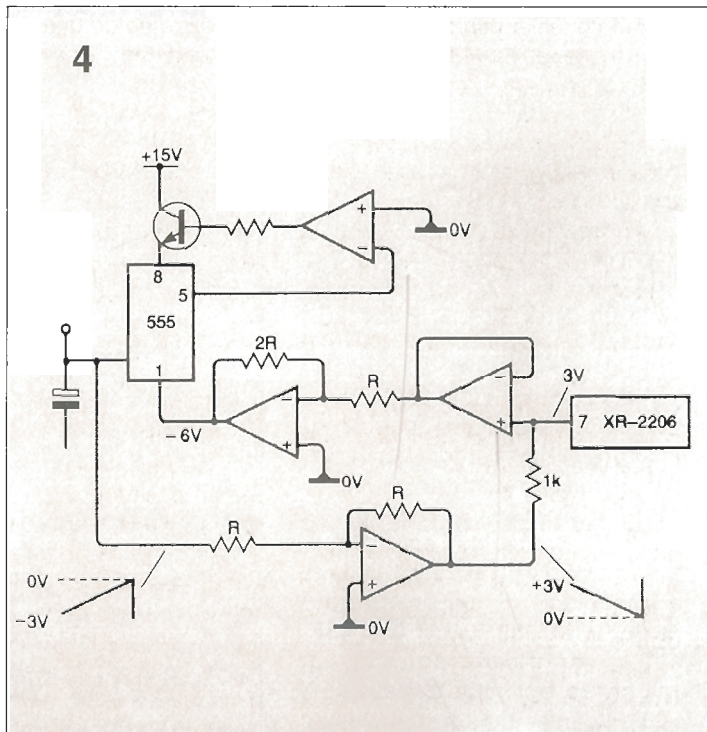
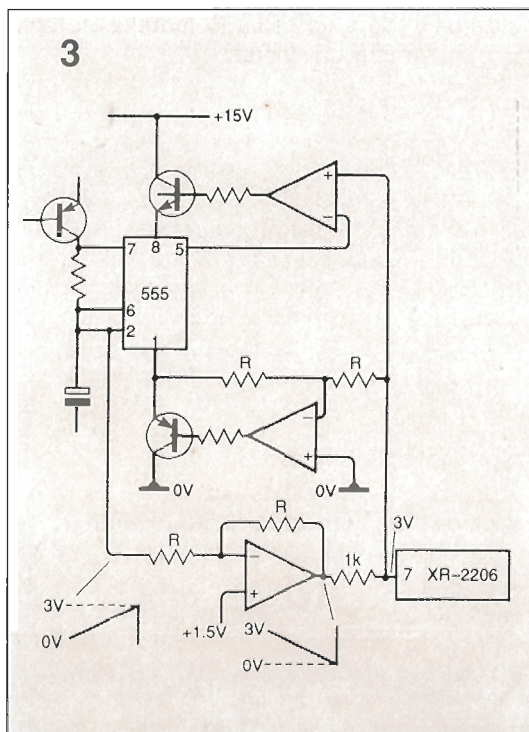
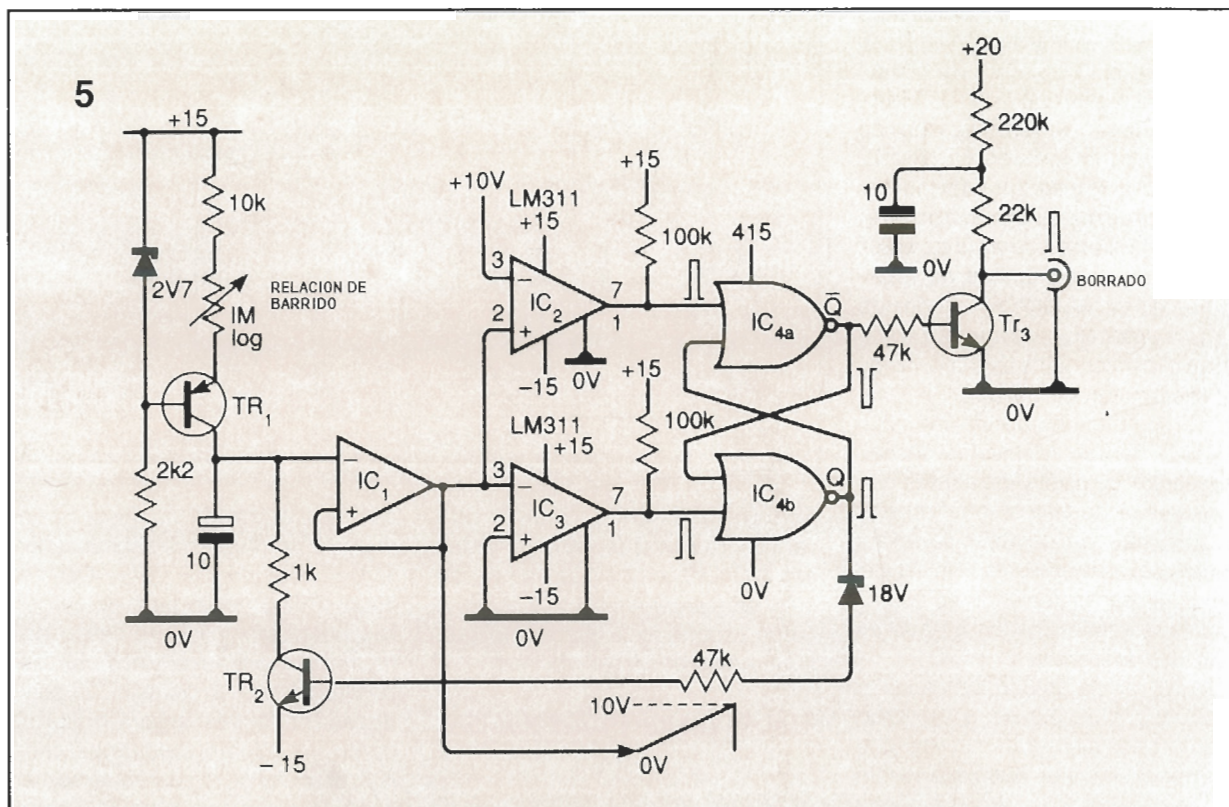


Figura 4. La mejor solución es generar una rampa entre -3 y 0 V e invertirla.

Figura 5 .
Elementos
básicos para un
circuito útil.



viera a 0 V en lugar de -15 V, entonces Vce (sat) podría prevenir que el condensador estuviera suficientemente descargado.

Hay que señalar que los comparadores tienen que permitir la

IC7 siempre acabará a 10 V, pero puede empezar a una tensión ajustada por el potenciómetro de inicio. Sin embargo, la salida de IC8 siempre comienza a 0 V, aunque acaba a la tensión ajustada por el potenciómetro de parada. Estas dos rampas son restadas e invertidas en IC9; si no se aplicara otra entrada esto produciría una rampa a amplitud com-

pleta entre 0 y 10 V. Añadiendo la tensión que aparece en la patilla 7 del XR-2206, se obtiene el rango deseado entre 3 y -7 V.

EXAR no menciona el límite de polarización interna para la patilla 7 en su hoja de datos, pero parece prudente incluir un diodo Zener para proteger contra los picos de corriente positivos, los cuales pueden aparecer en la conmutación

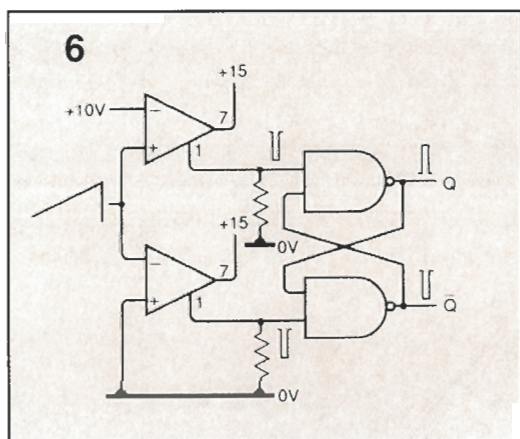
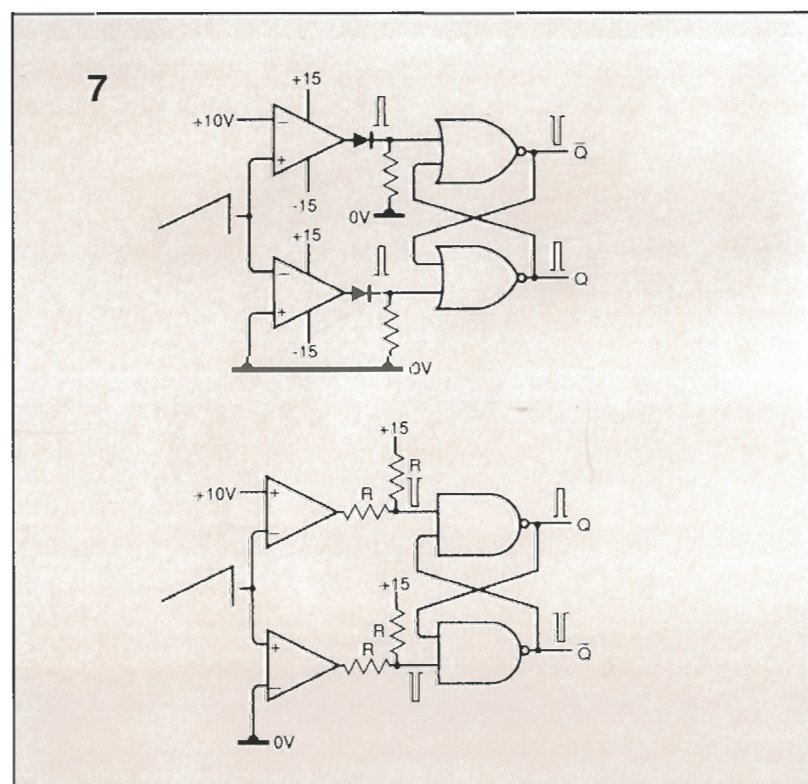


Figura 6 .
Cambios en el
circuito para
permitir la
utilización de
puertas NAND.

Figura 7 .
Estos circuitos
son utilizables si
se usan
amplificadores
operacionales
como
comparadores.

utilización de 10 V de entrada diferencial, y no todos lo pueden hacer. Como oscilador, se pueden utilizar puertas NAND, si se realizan los cambios de la Fig. 6; si se utilizan amplificadores operacionales como comparadores, pueden ser adecuados los de la Fig.7.

El resto de los circuitos de control se muestran en la Fig.8. La referencia de 10 V se obtiene a partir de un "chip" estándar como un LM369, LH0070 o REF-01, y amplificado por IC5. La rampa es aplicada a través de IC6 a la unión de los controles de INICIO y PARADA. La salida de



cuando la entrada de IC6 podría estar ligeramente flotante.

S1 a la entrada de IC6, conmuta el control entre el barrido AUTOMATICO Y MANUAL, mientras que S2 permite ajustar las frecuencias de inicio y de parada sin la molestia que supone girar el control manual desde un extremo de él (diez vueltas) al otro. IC12 proporciona el control del eje X para la pantalla.

Los potenciómetros de 10 vueltas, utilizados para los controles de inicio y parada, proporcionarían una resolución de 2 KHz/vuelta, lo cual resulta poco fino. El esquema mostrado en la Fig.9 soluciona esto permitiendo que cada control cubra una sección seleccionada de 2 KHz, ampliando la resolución a 200 Hz/vuelta.

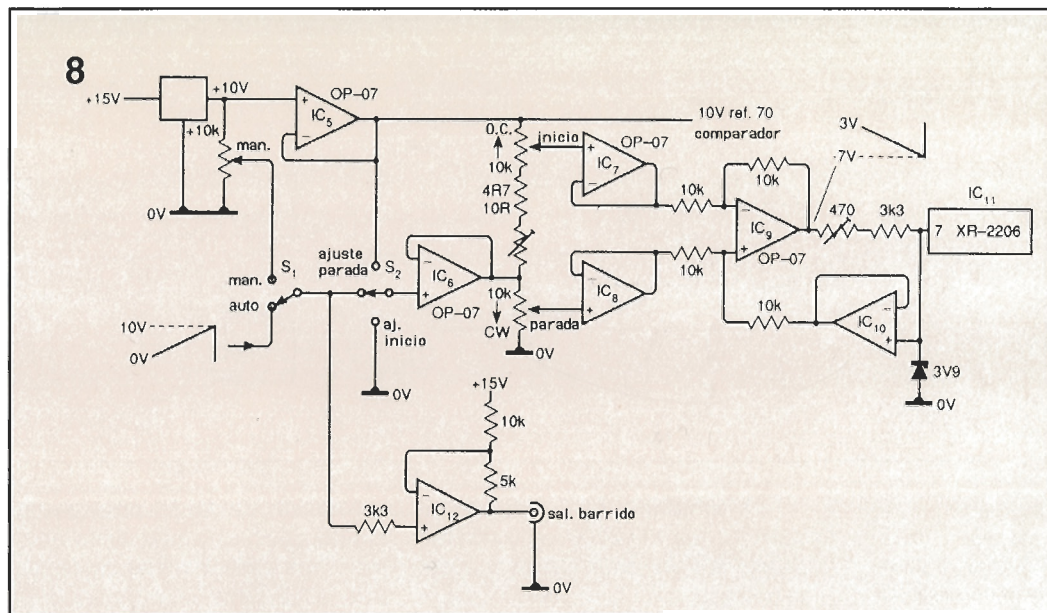


Figura 8 .
Lo que resta del
circuito de
control.

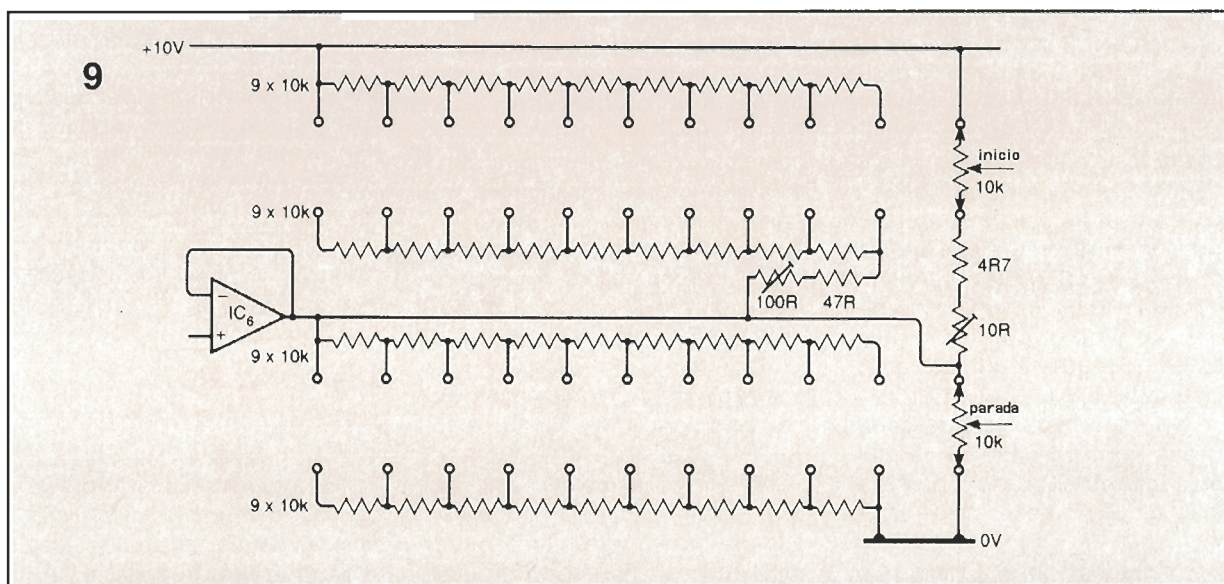


Figura 9 .
(Debajo) Los
potenciómetros
de diez vueltas
son utilizados
como controles
de INICIO y de
PARADA,
pudiendo
proporcionar una
resolución de 2
KHz/vuelta, lo
que es un ajuste
poco fino. El
montaje que se
muestra en la
figura mejora la
resolución a 200
Hz/vuelta,
permitiendo a
cada control
cubrir una
sección de 2 KHz
seleccionada en
el rango.

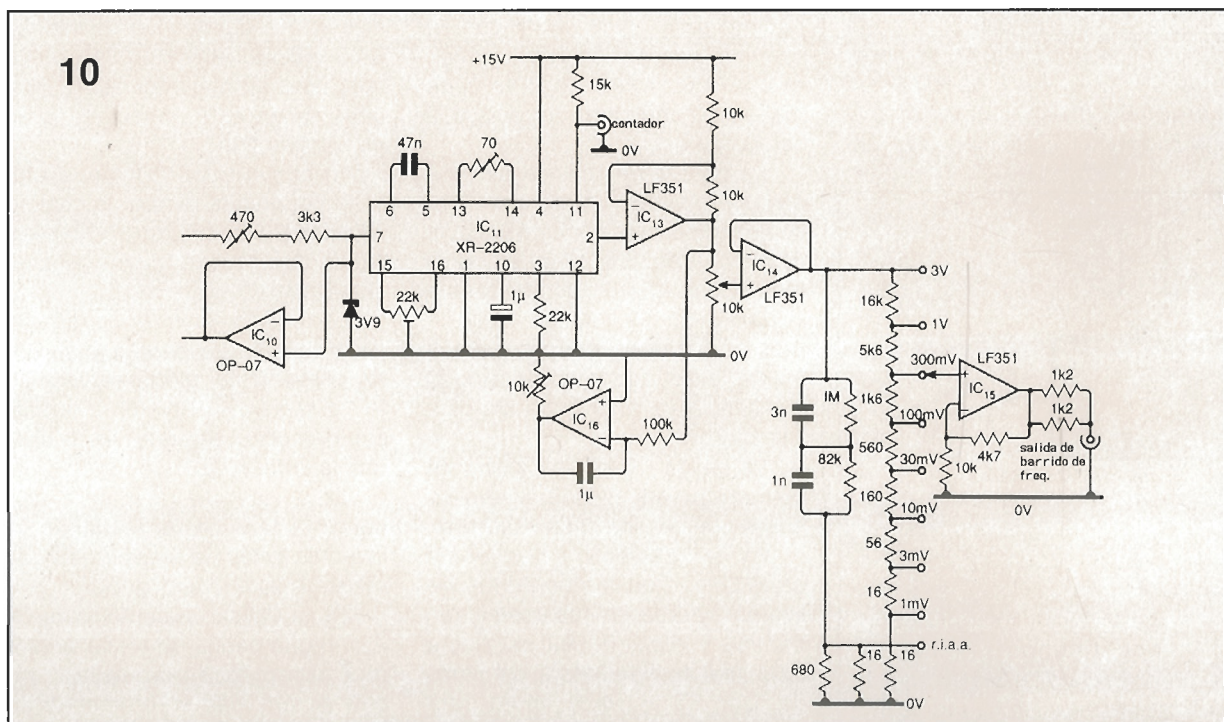


Figura 10 .
El circuito
adoptado. Es
posible obtener 3
V RMS a partir
del XR-2206 con
una alimentación
de 15 V, pero es
mejor limitarlo a
2 V.

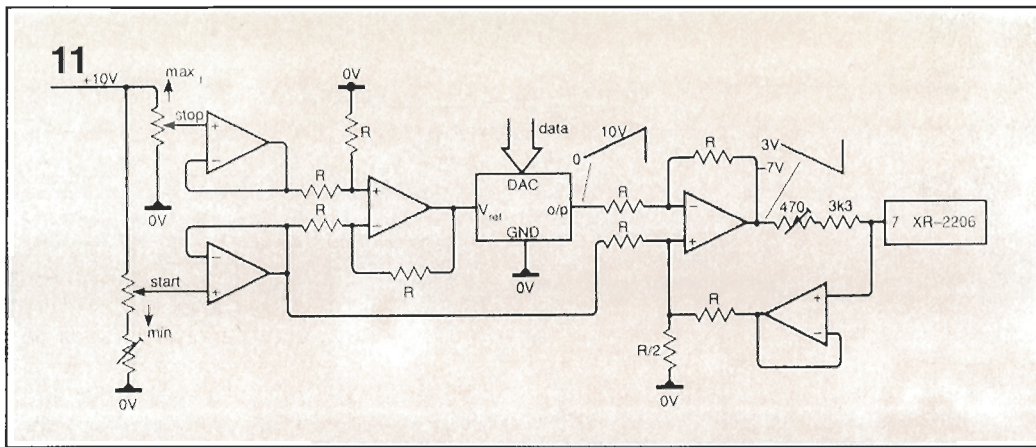
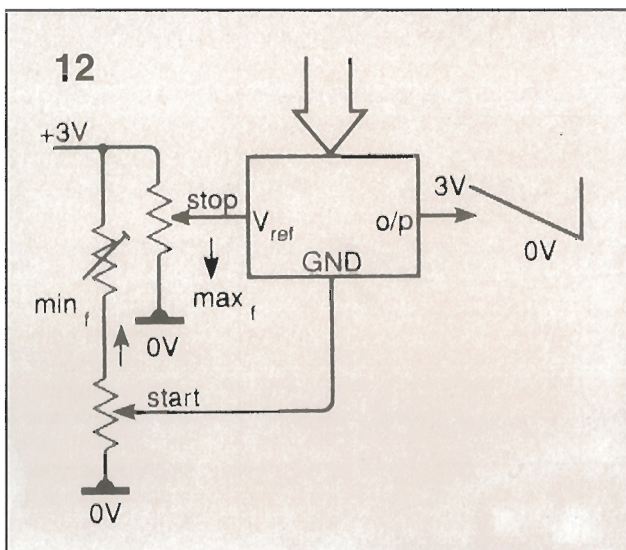


Figura 11.
Método
alternativo para
la generación de
una rampa.

Figura 12.
Circuito
simplificado para
lograr una rampa
de forma
alternativa
utilizando un
convertidor D-A
con una patilla de
masa analógica.



La amplitud de salida en la patilla 2 del XR-2206 es controlada por el valor de la resistencia de la patilla 3.

EXAR señala una relación de 60 mV/K, pero en la práctica está cercana a 100 mV/K. Como la CC en la patilla 2 es "aproximadamente la misma que la polarización de CC en la patilla 3", entonces la resistencia debería normalmente ser devuelta en torno al punto medio. La diferencia en tensión entre estas dos patillas puede ser de 200 mV aproximadamente, pero cualquier problema que se derive de esta causa es solucionado fácilmente por el integrador IC16.

Algunos circuitos publicados utilizan una resistencia variable en la patilla 3 para ajustar la amplitud, pero esto reduce su flexibilidad. La Fig. 10 muestra el circuito adoptado. Para lograr los requerimientos del diseño de 3 V RMS a través de 600 Ω , a partir de una fuente de 600 Ω , se necesita un nivel de 6 V RMS sin carga. Es posible obtener 3 V RMS del XR-2206 con una ali-

mentación de 15 V, pero permitiendo posibles variaciones entre muestras parece mejor limitarlo a 2 V. IC13 tiene una ganancia de 2 y también desplaza la componente de CC de la salida de 7,5 a 0 V. El siguiente, IC14, proporciona una impedancia lo suficientemente alta, comparada con la resistencia del potenciómetro, como para que la posterior calibración sea lineal. El atenuador proporciona rango de conmutación de 1 mV a 3 V en una secuencia de 1:3. C15 proporciona la ganancia remanente necesaria para proporcionar un nivel de 6 V.

Debido a las limitaciones de la pendiente del OP-07 lo hacen inadecuado para IC13, IC14 e IC15. Se comprobaron el LF351, el TL071 y el 5534, simplemente porque estaban a mano, y trabajaron satisfactoriamente. Debe haber muchos más que sean adecuados. Cualquier desplazamiento que pudiera parecer de otro modo se compara con 0 V en el integrador, el cual controla la patilla 3 de modo adecuado para hacer que la salida sea 0.

La pureza de la onda sinusoidal se ajusta, primeramente, poniendo el potenciómetro variable de las patillas 15 y 16 en su punto medio, ajustando la resistencia variable de las patillas 13 y 14 para la distorsión mínima y, finalmente, ajustando con precisión la resistencia variable entre las patillas 15 y 16.

La patilla 11 es una salida de colector abierto desde la que se puede obtener una onda cuadrada.

La calibración de frecuencia es simple. Con los controles de inicio y parada en sus posiciones mínima y máxima, S2 se ajusta para leer la frecuencia de parada. Con S2 ajustado ahora para leer la frecuencia de inicio, la

resistencia variable de 10 K en la salida de IC6 se ajustará para que dé la frecuencia de parada dividida por 1000.

Como la resistencia variable de la patilla 7 se usa para desplazar el rango de frecuencia completo hacia arriba o hacia abajo, se utiliza para ajustar la frecuencia de inicio a 20 Hz. Si se incorpora la conmutación del rango de la frecuencia de inicio, también debe ser necesaria la resistencia variable de 100 Ω para seleccionar los 20 Hz.

Otro rango de barrido de frecuencia se puede añadir, simplemente, conmutando diferentes valores de C entre las patillas 5 y 6, y separando un conjunto de valores idénticos de R en la patilla 7 para cada rango que se desee.

No se ha tenido como requerimiento del diseño un barrido logarítmico, pero debería ser relativamente fácil incorporar una prestación de este tipo, conmutando después de IC6. Una adición útil debería ser un circuito de retención de picos. El propuesto por Wannamaker tiene un rango dinámico de 40 dB.

Alternativas a la generación de rampa

Finalmente, expondremos algunas ideas de la aplicación de técnicas de regulación, similares a otros métodos de generación de rampa sugeridos por Wannamaker, que pueden ser de interés. Este método utiliza un 555 como reloj para un contador de 12 bits, cuya salida está conectada a un convertidor D-A.

El convertidor D-A tiene una salida que es la rampa, la cual se encuentra escalada en las siguientes etapas, cuyos ajustes interactúan.

La tensión de inicio es restada de la tensión de parada y aplicada como VREF al convertidor D-A, el cual produce una rampa cuya amplitud absoluta es la diferencia entre ellas.

La tensión de inicio se añade como la tensión en la patilla 7, invertida antes de ser aplicada a la resistencia de temporización.

Si se utiliza un convertidor D-A con una patilla de masa analógica separada, sería posible simplificar aún más en el sentido de la Fig.12.

Rápido Chip Codec/Filtro con función "MANOS LIBRES" integrada

El ARCOFI-SP que presenta ahora Siemens constituye un chip códec-filtro para terminales telefónicos digitales, cuyo dispositivo "manos libres" integrado posee una velocidad de conmutación 100 veces mayor que la de los equipos usuales hoy en el mercado. El altamente integrado PSB 2165 "Audio Ringing Codec Filter with Speakerphone Function" (ARCOFI-SP) desempeña las funciones de 20 a 40 componentes en un teléfono "manos libres" convencional. Dicha solución facilita el diseño, ahorra gastos, aumenta la fiabilidad, consume menos energía y ocupa entre el 40 y el 50 por ciento menos de espacio en el teléfono.

El ARCOFI-SP encuentra aplicación en los teléfonos digitales, terminales telefónicos/de datos, tarjetas de PC con salida vocal, terminales de video, puestos de trabajo universales y la radiotelefonía móvil. Un procesador de señales digitales (DSP) se encarga de la codificación y la decodificación. Mediante software es posible adaptar las funciones a las necesidades efectivas, con lo que se reduce el cableado y se simplifica la prueba del "layout". El ARCOFI-SP ofrece todas las funciones de codificación/decodificación tradicionales inclusive filtraje, tono de llamada flexible y generación del procedimiento multifrecuencia en un chip. También cuenta con una función "manos libres" plenamente integrada, que no tiene que ser asistida por un microprocesador durante la conversación telefónica ni requiere cableado externo.

Un front-end analógico programable (AFE) integrado permite conectar directamente microteléfonos y altavoces externos, de forma que puede prescindirse de amplificadores externos, de forma que puede prescindirse de amplificadores externos. Se prevén dos canales telefónicos independientes con parámetros funcionales ajustables mediante software, gracias a lo cual el diseñador se ahorra varios circuitos integrados y docenas de componentes individuales.

La función "manos libres" digital mejora considerablemente la calidad de la comunicación. El tiempo de conmutación de 0,125 milisegundos impide los ruidos de conmutación lamentablemente usuales en los teléfonos "manos libres" de hoy en día, de forma que la conversación resulta más "natural". En los teléfonos "manos libres" de uso corriente, los tiempos de accionamiento típicos son de orden de 10 a 15 ms. Con el ARCOFI-SP aparece como si se estuviera comunicando a través de un sistema dúplex, pues su velocidad de conmutación de 4 ms es mucho mayor que el tiempo de reacción normal del oído humano. El núcleo procesador de señales cuenta con dos etapas adaptadoras de nivel -una para cada dirección- controladas por la voz. Un filtro capaz de reconocer la voz analiza el ruido de fondo, permitiendo al usuario ajustar todas las constantes de tiempo necesarias para los distintos entornos.

El ARCOFI-SP corresponde al estándar del CCITT, pudiendo utilizarse sin adaptación alguna tanto en el mercado norteamericano como en el europeo.

Siemens, S.A.
Orense, 2 28020 Madrid
Tel.: 555 25 00 Fax: 556 72 83

ALCATEL presenta su sistema de alimentación ininterrumpida AL-2500

Madrid, 28 de febrero de 1992.- El Sistema de Alimentación Ininterrumpida (SAI) AL-2500 recientemente introducido por Alcatel en el mercado es un modelo 2500 VA que aporta las mejores soluciones a los problemas de las cargas críticas, tales como sistemas informáticos, equipos de medida o sistemas de seguridad. Este sistema ha sido desarrollado y producido íntegramente por Alcatel Standar en su factoría de electrónica industrial de Villaverde y completa la gama ya existente, compuesta por modelos de 400, 600, 1000 y 1600 VA.

El AL-2500 permite el trabajo desatendido del ordenador, ya que está capacitado, al igual que el resto de los modelos de la gama, para funcionar con los programas de protección de la serie ALSAFE para Novell y diferentes versiones de UNIX, así como con software LAN MANAGER, BANYAN, y otros.

Entre otras características técnicas, el Sistema de Alimentación Ininterrumpida AL-2500 está dotado de salida senoidal (tecnología PWM) sincronizada con la red. Incorpora filtro de línea, transferencia red-inversor mediante interruptor estático y control de sobrecarga, tanto en modo inversor como en modo red.

El SAI AL-2500 dispone de protecciones de tensión de batería baja y contra sobrecarga, cortocircuito y sobretensión, con limitación de corriente, magnetotérmico de batería y fusible de salida del equipo.

Diseñado según la norma IEC 950 de seguridad de

máquinas de oficina, el AL-2500 incluye asimismo interruptor de prueba del inversor, e indicadores visuales de red presente, SAI funcionando, sobrecarga y nivel de batería, así como las correspondientes alarmas acústicas.

Nueva gama de filtros de onda superficial para receptores de TV vía satélite en T039

Siemens Matsushita components (S+M) ha desarrollado unos nuevos filtros de onda superficial en T039 para receptores de TV vía satélite.

Estos filtros permiten optimizar circuitos de recepción para Europa y Japón.

La versión para Europa ofrece una frecuencia central de 479,5 MHz (segunda FI) y se dispone de varios modelos con ancho de banda diferente.

El filtro B611 se puede conmutar entre 18 MHz (para satélite Astra) y 27 MHz (para satélite Kopernikus).

Si se requieren otros anchos de banda, se dispone también del filtro B615 (27 y 32 MHz), B608 (27 MHz) y B660 (24 MHz).

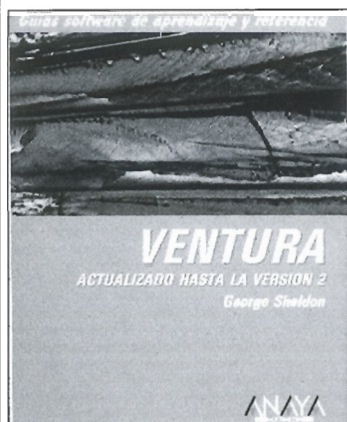
Para la recepción de TV vía satélite en Japón se ha desarrollado el filtro conmutable B609 (fo = 402,78 MHz, ancho de banda 27 y 31 MHz).

Esta gama de filtros se presenta encapsulado T039 incluso las versiones conmutables, siendo actualmente los únicos a nivel mundial.

Siemens, S.A.
Orense, 2 28020 Madrid
Tel.: 555 25 00
Fax: 556 72 83

Ventura Guías software de aprendizaje y referencia Actualizado hasta la versión 2

George Sheldon
ISBN84-7614-357-5
384 pág 18 x 22,5 cm.
Editorial: ANAYA



Esta guía software es un libro de referencia del Xerox Ventura Publisher 2.0 de Rank Xerox, un programa de composición electrónica para ordenadores con PC-DOS, MS-DOS Y OS/2. La obra está dividida en 78 capítulos. Los 3 primeros contienen una introducción general al Ventura 2.0.

El capítulo 1 y 2 contienen una visión general del Ventura, y describe con texto, gráficos e ilustraciones, las características del Ventura; también demuestra como encajan entre sí las distintas partes del programa. Se hace hincapié en las viñetas y hojas de formato, ya que con estas dos características se controla toda la potencia y utilidad del programa.

Comprender estos 2 conceptos principales es conocer el Ventura. Aunque hay otras muchas cosas que aprender sobre la utilización del programa, una vez entendido el principio del uso de las viñetas y hojas de for-

mato del Ventura se verá que el trabajo con el programa es más fácil y rápido. En este capítulo también se demuestra el interfaz de usuario, esto es, cómo comunicarse y controlar los diversos comandos de Ventura. Se aprenderá el manejo del ratón, los menús desplegables, las ventanas de opciones y las teclas de control. Aunque pueda parecer elemental, es importante comprender esta información para llegar a ser diestro en el uso del programa.

El capítulo 3 muestra una sesión de un ejemplo realizado con Ventura. Se trata de un recorrido por el programa, con instrucciones fáciles de seguir, dirigiendo la creación, edición e impresión de un documento.

Los capítulos del 4 al 78 contienen la descripción de cada característica y comando del Ventura. Estos se representan en orden alfabético, para una referencia más fácil. Se puede iniciar la lectura recomendada para seguir una guía, paso a paso, en el aprendizaje del programa y, una vez terminado, se puede utilizar el libro como guía de referencia.

Turbo Pascal para principiantes

Schumann
ISBN84-267-0840-4
328 pág 15 x 21 cm.
Editorial: MARCOMBO



En Turbo Pascal, el lector encuentra todo lo que se necesita para programar "en una pieza": Ventana de edición (para la introducción y modificación de textos de programa), Compilador/Linkador (para convertir los programas en un lenguaje comprensible por ordenador) y corrector (para una rápida localización de errores que, precisamente, pueden quitarle al principiante las ganas de programar, a partir de Turbo Pascal 5.0). En resumen, se trata de una útil herramienta que facilita, incluso a novatos, un suave acceso a la realización de programas.

La versión 6.0 de Turbo Pascal ofrece un entorno de trabajo aún más flexible con el control mediante ratón, gestión de ventanas y cuadros de diálogo.

En la primera parte de este libro podrá aprender un poco, después de la instalación de Turbo Pascal, el manejo del editor y el compilador. Aprenderá las primeras palabras del Lenguaje Pascal. Un curso rápido con el vocabulario mínimo de Turbo Pascal, para los extremadamente impacientes, redondea la parte de introducción.

La segunda parte le enseñará las bases necesarias: Tipos de datos, Iteraciones de programa, procedimientos y funciones, con y sin parámetros, el concepto de UNIT a partir de Turbo Pascal 4.0 y, finalmente, una vistazo a los gráficos de Turbo Pascal.

En la tercera parte subimos: con un pequeño proyecto para el procesamiento y la gestión de ficheros podrá probar su habilidad, a la vez que incrementará su vocabulario de Pascal constantemente. Además, descubrirá algo sobre el manejo de disquetes y discos duros, y algo sobre el tratamiento de errores de entrada en un programa en marcha. Esta parte acaba con un capítulo sobre la programación orientada al objeto, cada vez más de moda: OOP, a partir de Turbo Pascal 5.5.

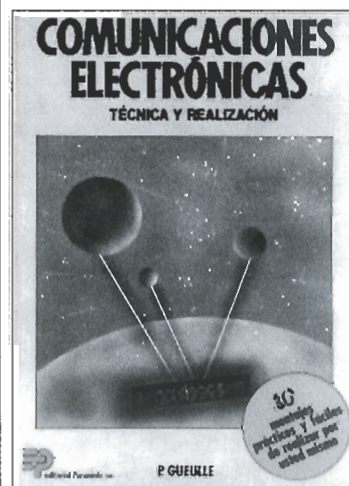
En la cuarta parte le ofrece una rápida ayuda: Primero aprenderá el manejo del corrector integrado (a partir de Turbo Pascal 5.0); a continuación,

ejemplos de errores que le pueden ocurrir como principiante o si proviene de otro lenguaje. Si busca comandos específicos para sus programas, encontrará una lista completa de ellos.

En el apéndice se puede encontrar lo más importante sobre el entorno de desarrollo de Turbo Pascal: la función de editor, todos los menús e instrucciones de teclado. Y también se puede encontrar allí una tabla ASCII.

Comunicaciones Electrónicas

P.Gueulle
ISBN84-283-1837-9
184 pág 17 x 24 cm.
Editorial: PARANINFO



Sin duda alguna, el final de este siglo está situado bajo el signo de la comunicación: las técnicas modernas nos ofrecen cada vez más medios para hacer circular las informaciones e ideas de todas clases.

En realidad, a menudo, montajes electrónicos muy sencillos de construir permiten al aficionado explorar con detalle diferentes campos técnicos del sector de la comunicación: recepción y emisión de radio sobre las frecuencias más diversas, aplicaciones telefónicas y telemáticas (Minitel), sin olvidarse del

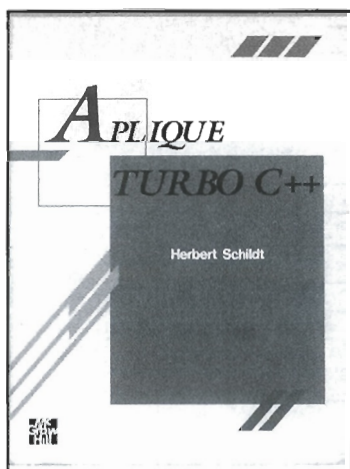
video y la televisión.

Este libro reúne una treintena de montajes prácticos, listos para ser cableados sobre circuitos impresos cuyos trazados están representados a tamaño natural.

Los montajes descritos en este libro permiten, por tanto, la explotación afectiva de equipos de comunicación de muy sencilla realización y de gran utilidad en su rendimiento, tanto a nivel profesional como en instalaciones domésticas.

Aplique TURBO C++

Herbert Schildt
ISBN84-7615-708-8
184 pág 17 x 23,5 cm.
Editorial: McGraw-Hill



Este libro enseña el lenguaje de programación Turbo C++, comenzando a partir de su lenguaje de base C. Como C++ es una ampliación de lenguaje C, es preciso saber C antes de aprender C++. Por tanto, si aún no sabe C, sigue siendo posible utilizar este libro porque contiene toda la información esencial necesaria. El libro trata, también, el entorno integrado de Turbo C++, el editor y muchas funciones de biblioteca. Cuando uno acaba de leer esta obra, puede ciertamente darse a sí mismo el calificativo de programador de C++.

Este libro está fundamentado en la idea de que la mejor forma de aprender es a través de la práctica. En las páginas finales, el libro contiene muchos ejemplos de programas que se pueden compilar y ejecutar. De hecho, prácticamente todas las características más importantes de Turbo C++ tienen un ejemplo de programa que sirve como muestra.

El libro está organizado de modo que pueda ser utilizado con provecho por dos tipos distintos de programadores, a saber: por quienes ya conocen C y sólo quieren aprender acerca de las extensiones de C++, y por quienes consideran una novedad tanto C como C++.

Si no conoce ya el lenguaje C es preciso estudiar cuidadosamente la parte segunda. Sin embargo, en caso de que se conozca perfectamente el C, se puede pasar directamente a la parte III, en la que se describen ampliamente las extensiones que C++ hace a C.

Impresoras matriciales, chorro de tinta y láser

Juan Carlos Oros
Antonio Montes
ISBN84-283-1911-1
332 pág 17 x 24 cm.
Editorial: PARANINFO



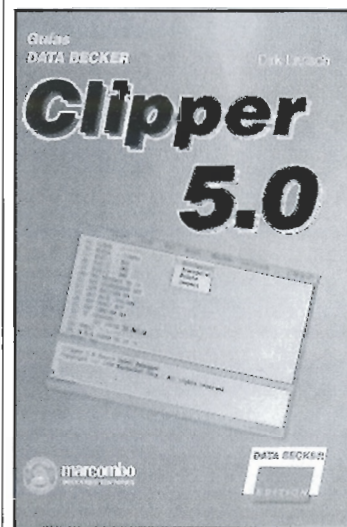
Cuando adquirimos un ordenador personal compatible tenemos una cierta garantía de que nos va a servir para cualquier programa, periférico e información existente del mercado sobre PC's (o al menos eso se cree). Si el periférico que deseamos acoplar a nuestro ordenador es una impresora, disponemos de infinidad de marcas y modelos para poder satisfacer nuestras necesidades: más rápida, más bonita, etc. Si pensamos que, de los más de 400 modelos de impresoras existentes, cualquiera de ellos puede instalarse en nuestro equipo, no es extraño que muchas personas creen que todas las impresoras comercializadas en el mercado son compatibles 100% con los PC's, y, asimismo, que todas tienen un idéntico funcionamiento. Tal es el caso de las secuencias de programación: cada firma comercial utiliza las suyas propias, a pesar de que la tendencia actual es la de ir unificándolas.

Quizás el apartado más interesante sea el de su programación, aunque no resulta lógico ni posible que esté incluida en este libro una rutina de programación específica para cada modelo. Debido a ello, los autores han utilizado en el desarrollo de dichas rutinas las emulaciones de impresoras más extendidas y, a su vez, la misma rutina sin definir, es decir, será el propio lector el que le diga a esta rutina qué parámetros son los que utiliza su impresora.

Clipper 5.0

Dirk Larisch
ISBN84-267-0848-X
488 pág 15 x 21,5 cm.
Editorial: MARCOMBO

El contenido de este libro se basa en la siguiente idea:



transmisión de los conocimientos básicos necesarios a partir de ejemplos prácticos y desarrollo, también, de la posibilidad de efectuar consultas pertinentes.

En la parte práctica, el lector encontrará, por ejemplo, instrucciones para uso del compilador y el conector, o información sobre los pasos necesarios para crear una base de datos con el programa auxiliar DBU. La estructura de la parte práctica es siempre la misma: en primer lugar se presenta un problema y, a continuación, se describen los métodos necesarios para su solución. Es esta estructura la que diferencia claramente a este libro del manual del programa. Mientras el manual se limita a exponer las diversas posibilidades, el presente libro ofrece soluciones para problemas cotidianos: soluciones para la práctica.

La parte práctica de esta obra ocupa los capítulos del 1 al 9; mientras que el resto, capítulos 10 a 15, está consagrado a la parte de consulta. Ambas partes están subdivididas en capítulos. Por ejemplo, el capítulo 2 sólo contiene información acerca del programa auxiliar DBU.



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

INDUSTRIAL
ELECTRONICA
ALVARADO



Jorge Juan, 57
ELEMENTOS ACTIVOS Y PASIVOS
ANTENAS

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

proce
obso
pequ
inve
talle
tele
ma
m

(91)

ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

A P T MILD S.L.



SERVICIOS TELEFONICOS Y PUBLICIDAD

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

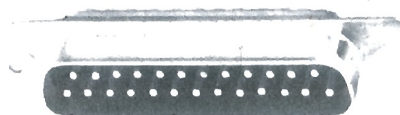
NUEVO:

- * 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

**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

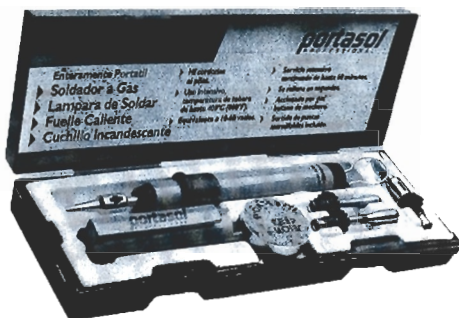
INDICE DE ANUNCIANTES

Código	Anunciantes	Pág.
	Activox.....	82
	Apl.....	82
302	Coelma.....	23
281	Data fox.....	63
212	Elecsón.....	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	Roon.....	82

G

U I A D E C O M P R A S

**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

PÍDALO 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 TORRELAVERGA

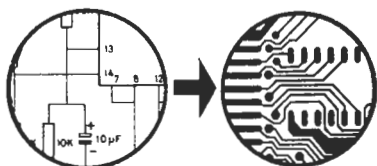
CANTABRIA

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

Teléf. 435 63 53 - 435 73 72 - 575 86 22

(y a 10 metros)

Jorge Juan, 58

INSTRUMENTACION-HERRAMIENTA

CONECTORES-CABLE-CAJAS

Teléf. 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



LECTROSON
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

Teléf.
472 28 29*
472 92 74



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



up



up

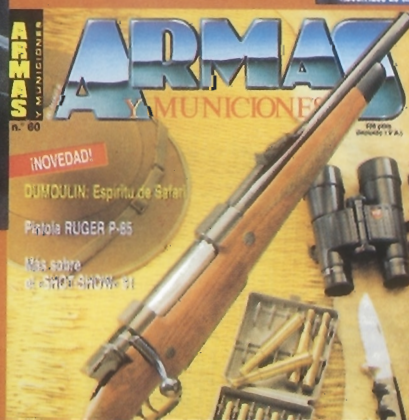


up



up

up

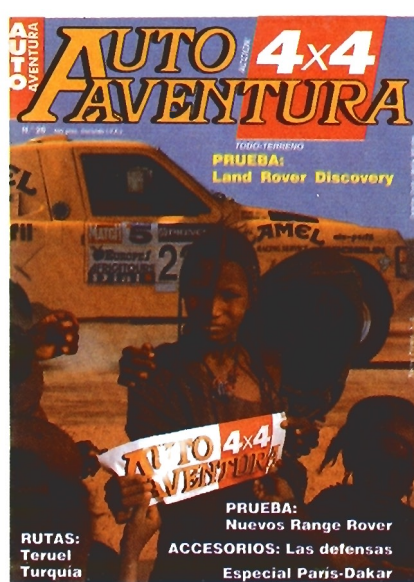


up

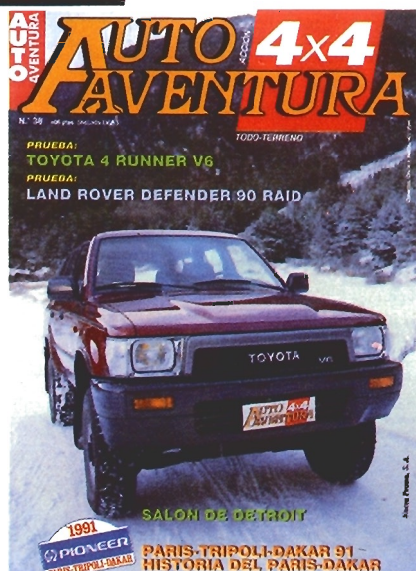
... es otra publicación de
EDITORIAL NUEVA PRENSA, S. A.



*Tu revista
del
TODO-TERRENO
y la
AVENTURA*



np

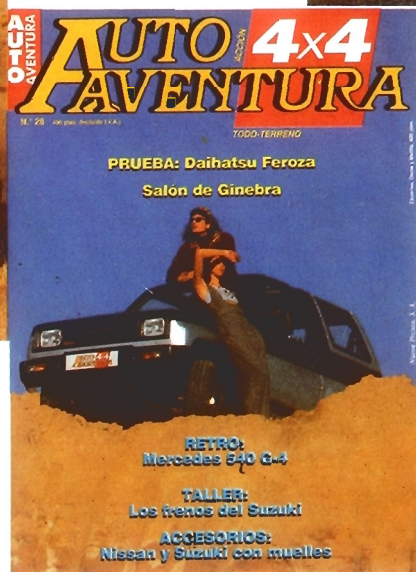


np

np



np



np



np



np

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