

Nº 157
1993

elektor

550 Ptas.

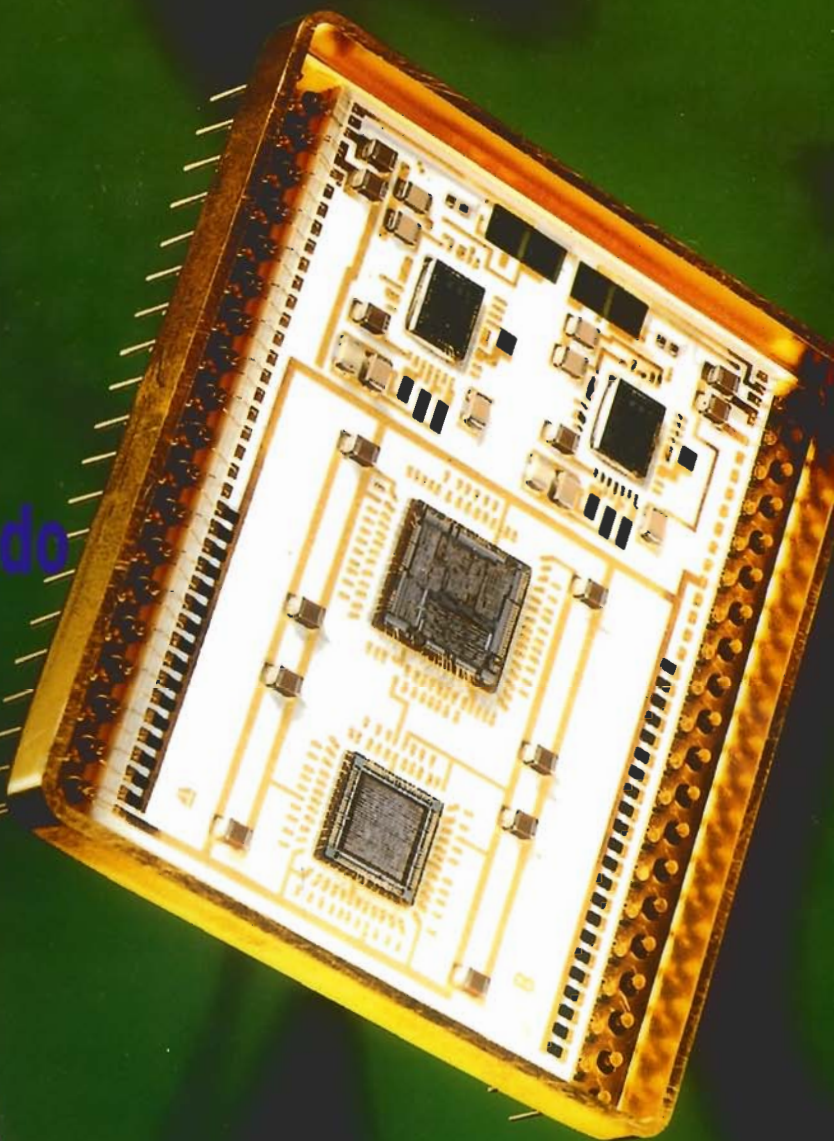
electrónica: técnica y ocio

• Comprobador de circuitos digitales

• Empleo de los diodos

• Temporizador controlado por agenda digital

• Distorsionador de voz



8 414090 101455

Sumario

Arranque remoto del PC (I)	6-14
Una valiosa ayuda para consultar al PC a distancia, via telefónica, sin necesidad de dejarle permanentemente encendido.	
Convertor MIDI controlado por microprocesador	6-22
Dejemos que los microprocesadores nos ayuden a disfrutar de nuestra afición favorita.	
Peculiaridades de la electrónica no lineal	6-30
Conozcamos lo que sucede cuando nos apartamos de los modos de funcionamiento lineales en muchos dispositivos electrónicos.	
Comprobador de circuitos digitales	6-46
Un circuito que nos ayudará en la verificación de cualquier tipo de circuitos integrados digitales.	
Empleo de los diodos	6-52
Para conocer mejor las peculiaridades de los diodos antes de realizar su selección para una aplicación concreta.	
Distorsionador de voz	6-62
Un circuito que nos permitirá "disfrazar" nuestra voz y hacer que nadie la reconozca.	
Temporizador controlado por agenda digital	6-68
Un sistema que emplea las señales de aviso de las agendas digitales para controlar un temporizador.	

Secciones

Teletipo	6-08
Las placas de circuito impreso	6-41
Mercado	6-74
Libros	6-78
Anuncios breves	6-80

En nuestro próximo número

- Arranque remoto del PC (y II).
- Conmutador de audio de ocho canales.
- Control de motores paso a paso.
- Frecuencímetro portátil de 2 MHz.
- Caleidoscopio sónico.
- Osciladores a cristal.
- Los circuitos del verano.

Edita:
F & G EDITORES, S. A.

Director:
JULIO GOÑI

Director de Producción:
JULIO RODRIGUEZ

Ayudante de Producción:
CRISTINA MELGOSA

Director Ejecutivo:
RUFINO GONZALEZ GONZALEZ

Publicidad:
F&G EDITORES, S.A.
MERCEDES VEGA
Teléf.: 457 69 23

Cuerpo de redacción:
VIDELEC, S.L.
Riño 3, 3º B

Colaboradores:
JOSE M. VILLOCH
FERNANDO ACERO MARTIN
I+D+I SERVICIOS INFORMATICOS
DAVID LOPEZ APARICIO
ELECTRONICS WORLD
RADIO ELECTRONICS
LEONARDO MARTIN ANGULO
JESUS C. GARCIA PRECIADO
GUILLERMO SANCHEZ CARRASCO
J. JOSE ANDRES CARBAJAL

Revisión lingüística y de estilo:
J. G. VILLAFANE

Diseño gráfico:
J.G. PALMA

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

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

Distribución España:
COEDIS, S. A.
Ctra. N. II Km. 602,5
08750 MOLINS DE REI (BARCELONA)

Distribución en Argentina capital:
Ayerbe, Interior: DGP

Distribución en Chile:
Alfa Ido.
Importador para Chile:
Iberoamericana de Ediciones, S.A.
MATUCANA, 525 E-13. Santiago - Centro

Importador exclusivo Cono Sur:
CEDE, S.A.
(Compañía española de ediciones, S.A.)
Cerrito 520
BUENOS AIRES ARGENTINA
P.V.P. en Canarias, Ceuta y Melilla: 550 Ptas.

Maquetación y Ilustración:
VIDELEC S.L.
Riño, 3, 3º B

Impresión:
Pantallas:
C/ Miguel Yuste, 33. Madrid
Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
Impreso en España
PRINTED IN SPAIN

Estimado lector

En este ejemplar de la revista Elektor y como una preparación ante el número extra de Verano, en el que tal como viene siendo habitual en nuestra trayectoria, abundarán los diseños sencillos y a la vez prácticos y sin complicaciones, hemos preferido ofrecer al lector una serie de temas de media complejidad, conteniendo todos una extensa y detallada información, dedicados al mundo del Audio y al del diseño y control digital.

Si realizamos un rápido análisis observaremos tres de ellos que revisten bastante originalidad. Se trata del Temporizador controlado por una agenda digital, el Distorsionador de voz y el sistema de arranque remoto del PC.

En todos ellos observaremos que el ingenio del diseñador permite resolver ciertos problemas que se presentan en la práctica cotidiana de muchas personas. Volviendo a nuestro sumario descubriremos, a continuación, dos diseños como son el Conversor MIDI controlado por microprocesador y el Comprobador de circuitos digitales, que pueden resultar útiles a todas aquellas personas interesadas en el mundo del sonido controlado por PC o bien a todos aquellos que requieran probar con cierta frecuencia el estado de circuitos integrados digitales.

Como complemento a todo lo anterior se han incluido dos artículos en los que se analizan, respectivamente, el empleo de unos componentes aparentemente simples como son los diodos y los extraños efectos que muchos de nosotros hemos experimentado cuando el dispositivo que estábamos probando en nuestra casa o laboratorio ha comenzado a trabajar en una zona no lineal.



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 ello 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 devolvirá 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 ella 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 a cualquier otro.

Copyright © 1990 F&G EDITORES, S.A.
(Madrid, E)

Prohibida la reproducción total o parcial, aún cuando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicadas 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. Franqueada 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 h. los lunes y de 18 a 20 h. los martes.
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

E9: FEBRERO 1981

Tarjeta de memoria RAM y EPROM *80120 6.230

E10: MARZO 1981

Top Amp *80023 500
Top Reamp *80031 1.200

E11: ABRIL 1981

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

E12: MAYO 1981

Encendido electrónico *80084 2.000
Anti-rob *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 escaparate *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 escaparate/M1 *80515-1 700
Sensor escaparate/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 *81094-2 1.500
Gong DQL *81135 850

E19: DICIEMBRE 1981

Criptófono *81142 1.300
Timbre sensorial *81005 650

E20: ENERO 1982

Interfono *80069 1.400
Paristor *81123 850

E21: FEBRERO 1982

Medidor de continuidad *81151 850
Vollímetro + 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 órgano *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: Visualizador *81101-1 1.500
Programad de procesos: Alimentador *81101-2 1.400
Tarjeta de RAM dinámica *82017 4.000

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Indicador de pico para altavoces *81515 750
Generador de números aleatorios *81523 1.350
Búfers entrada p/analizador lógico *81577 1.000
Voltímetro digital universal *81575 1.900
Sirena holográfica *81525 1.250

Diapasón electrónico *81541 1.000

E28: SEPTIEMBRE 1982

Construya su propio DNR *82080 1.800
Minitarjeta de EPROM *82093 800
Cronoprocesador universal:
Display - Teclado *81170-2 1.900

E29: OCTUBRE 1982

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

E30: NOVIEMBRE 1982

Elicón *82066 800
Módulo capacímetro *82040 1.000
Squelch automático *82077 1.000
Artist adhesivo frontal *82014-F 1.000

E31: DICIEMBRE 1982

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

E32: ENERO 1983

Cronoproc univ C Display/teclado *811702 1.500
Foto Computer-Interface Teclado *82141-2 1.100
Silbato ultrasónico *82133 750
Antenas colectivas:
Placa R.F. *82144-1 1.100
Fuente alimentación *82144-2 1.100

E33: FEBRERO 1983

Foto Com 2-Temporizador programable *82142-3 950
Crescendo 82180 2.260

E34: MARZO 1983

El nuevo sintetizador de Elektor *82027 2.200
Cancerbero *82172 1.100

E35: ABRIL 1983

Módulo combinado VCF/VCA *82031 1.800

E36: MAYO 1983

Mód LFO/NOISE/doble ADSR
Doble ADSR *82032 1.800
Mód LFO/NOISE/doble ADSR LFO/NOISE *82033 1.700
Preludio:
Alimentación *83022-8 1.830
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/MWA:
Placa MC *83022-2 2.300

E42: NOVIEMBRE 1983

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

E43: DICIEMBRE 1983

Carátula adhesiva 83051-F 1.820
Iluminación tren eléctrico *82157 1.700
Personal FM *83087 800
Iluminación para tren eléctrico *82157 1.900
Maestro:

Transmisor *83051-1 1.000
Frontal adhesivo *83051-F 1.820

E44: ENERO 1984

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

E45: FEBRERO 1984

Poli-bus *82110 1.350
Elektómetro *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 Búffer *83562 1.100
Indicador térmico para radiadores *83563 770
Fuente de luz constante *83553 1.050
Convertidor D/A sin pretensiones *83558 915
Generador de miras 8/N con integrado *83551 750

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaberrito:
Placa principal *84023-1 1.850
Placa de control *84023-2 1.630

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/ZX81 y Spectrum *84054 1.300

E57: FEBRERO 1985

Sonda balimétrica:
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 minicar *84130 1.520
Harpagón Versión 1 *84073 960
Harpagón, Versión 2 *84083 890
Miniimpresora *84106 2.775

E60: MAYO 1985

Filtro activo 84071 2.235

Fláshmetro	84081	1.620
Termorregulador para soldador	*84112	1.090
Frecuencímetro a μ P:		
Circuito principal	*85013	4.800
Visualizador	*85014	1.975
Oscilador	85015	925
Panel frontal	*84097 F	4.400
Limpiador impulsos casete p/Zx81	*84075	1.680
E61 JUNIO 1985		
Autodim	*84096	1.100
Alimentación alterna	*84035	1.180
Etapas de entrada a 1,2 GHz	*85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W	*85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP	*84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa potenc	*84115-2	2.600
Selector de Epirms	*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	854702	2.450
Modulador UHF	*84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC 20	85010	1.125
Contador Universal	*85019	1.260
Telefase	84100	950
E65 OCTUBRE 1985		
Metrónomo 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
Vobulador de audio/p frontal	*85103-F	1.760
E71: ABRIL 1986		
Illuminador, C. Principal	85097-1	2.295
Illuminador 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
Illuminador Alim y Filtros	*85097-3	1.720
E73 JUNIO 1986		
Tarjeta gráfica alta resolución	85080 1	5.710
Filtro activo para DX	86001	4.515
Interface RS 232 C	*85073	2.300
E74/75 JULIO/AGOSTO 1986		
Medidor de audio	85423	1.335
Amplif. Hi-Fi para auriculares	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías	85446	1.030
Sonda lógica para μ P	85447	935
Pream. microf. con silenciador:		
Versión simétrica	*854501	790
Versión asimétrica	85450-2	1.100
Mezclador de audio	85463	4.430
Triizador 6502	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/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
Circuito protección altavoces	85120	3.790
E77: OCTUBRE 1986		
Megáfono	*86004	1.150
Altavoz satélite	*86016	1.085
Alimentación doble/PF	*86018-F	1.605
Alimentación doble:		
Pre regulador	*86018-2	1.127
E78: NOVIEMBRE 1986		
Mezclador portátil/alimentación	86012-4	2.240
Interface C64/C128	86035	1.320
Mezclador portátil:		
Frontal MIC line	*86012-1F	1.200
Módulo Estéreo	*86012-2B	1.900
Frontal módulo estéreo	*86012-2F	1.300
Frontal Alimentación	*86012-4F	2.300
397: DICIEMBRE 1986		
Amplificador para autorradio	*85102	1.530
Doblador 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		
Circuito de reverberación	*87015-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]	685
Convertidor RMS ca/cc	86462	635
E88: SEPTIEMBRE 1987		
Generador ruido VHF/UHF	*86081	565
Capacimetro de bolsillo	86042	1.375
Estudio de audio portátil	86047	7.860
E89: OCTUBRE 1987		
Módulo de memorización para		
osciloscopio	*86135	1.787
Ecuadorizador para guitarra	86051	1.980
Vúmetro estéreo	*87022	600
E90: NOVIEMBRE 1987		
Gerador senoidal digitalizado/CP87001	2.805	
Gerador senoidal digitalizado/PF 87001-F	2.040	
E91: DICIEMBRE 1987		
Distribuidor MIDI	87012	2.770
ARGUS, mini detector de metales	*86069	1.225
Preamplificador a válvulas:		
Alimentación control de relés	*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 facsímil	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		
VWien variable	87441	570
Analizador del factor de 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 μ P	87142	1.930
E104: ENERO 1989		
Link el preamplificador	880132-1	1.890
Link el preamplificador	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores	880039	5.875
Antena activa para O.C.	*880043-1	2.000
.....	*880043-2	1.750
E 105: FEBRERO 1989		
Receptor FM estéreo en CMS	87023	870
E106: MARZO 1989		
Fuente gobernada por μ C		
(placa de procesador)	880016-1	6.050
Fuente gobernada por μ C		
(placa de regulación)	880016-2	3.940
Fuente gobernada por uC		
(placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/ μ C		
(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
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 armónicas	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 μ P	884013	2.865
Comprobador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 150V		
con 1 integrado	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 armónicas	880167	1.705
Interruptor red controlado por carga	86099	1.505
E113: OCTUBRE 1989		
Convertidor VLF	880029	1.175
Regulador AF para tubos fluorescentes	880085	2.304
Medidor ultrasónico de distancias	880144	1.881
EPROM para juego opcional de caracteres		
(Controlador para pantallas LCD		
de alta resolución)	560 [2764]	
E114: NOVIEMBRE 1989		
Adaptador bi-rail [Tren digital -2]	87291-3	1.250
DMSor de señal para receptores de		
TV via satélite	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI [Placa		
piD1 cipal]	880178-1	2.478
Q4: unidad de control MIDI		
[Display/teclado]	8801782	1.821
Controlador pantallas		
LCD alta resolución	*880074	4.752
E115: DICIEMBRE 1989		
Regulador de velocidad		
para reproductores de CD	880165	3.196
E117: FEBRERO 1990		
Telemando via red/emisor	TE049A	1.648
Telemando via red/receptor	TE049B	1.705
Temporizador fotográfico	TE057/85	858
E118: MARZO 1990		
Intercomunicador para motoristas	058/86	633
Sonda lógica de tensión	048/86	523

Reactancia para fluorescente.....047/86	518
Robot riegamacetas.....043/86	1.565
Regulador de luz por tacto.....029/86	1.676
E119: ABRIL 1990	
Convertidor estético de tensión.....TDE030/85	1.122
Fuente de alimentación universal...TDE 031/85	659
Termómetro para palímetroTOE.....018/85	1.510
E120: MAYO 1990	
Generador de campo acústico.....90V045	4.138
Frecuencímetro (doble cara).....90V044	3.339
Conmutador RS232.....90V041	3.516
E121: JUNIO 1990	
Medidor de ionización.....90V051	1.488
Silenciador de audio.....90V054	1.568
Comprobador VCR.....90V043	1.328
Analizador E/S:	
Tarjeta de doble cara.....*90V052	6.050
E122/123: JULIO/AGOSTO 1990	
Analizador E/S:	
Circuito principal.....*90V053	5.600
Fuente alimentación universal de laboratorio:	
2 placas.....*90V061	5.300
Detector MORSE RTTY:	
Placa grande.....*90V063	10.450
Placa pequeña.....*90V064	2.400
Limitador de volumen.....*90V062	2.910
E124: SEPTIEMBRE 1990	
Generador de impulsos:	
Conmutador Dip.....90V081	950
Conmutadores Rotativos.....90V082	1.275
Preamp para G Eléctrico:	
Tarjeta principal.....90V083/3	4.250
Etapas reverberación.....90V083/2	3.700
Placa conmutadores.....90V083/1	2.068
E126: NOVIEMBRE 1990	
Disco estado sólido para PC.....90V091	12.870
E127: DICIEMBRE 1990	
Indicadores digitales para el automóvil:	
Medidor combustible (doble cara) 90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara) 90V102	2.025
Medidor de vacío.....90V104	950
Medidor tensión:	
temperatura V aceite.....90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara) 90V101 Incl. en rev	
Frecuencímetro digital con Z-80:	
Placa principal (doble cara).....90V117	6.500
Amplificador (doble cara).....90V116	2.500
Prescaler (doble cara).....90V115	1.800
Display.....90V118	3.525
Manómetro digital:	
Manómetros.....90V119	1.450
Filtro vocal efectos sonoros.....90V120	1.600
Indicador 3 dígitos doble cara.....90V101	2.025
E129: FEBRERO 1991	
Tarjeta de Memoria para LaserJet 90V125	3.773
Laser de bolsillo.....90V12	6.850
Conmutador de vídeo y audio.....90V123-1	915
E130: MARZO 1991	
Secráfono de bajo coste.....91V01	1.979
Transmisión de audio por la red	
Receptor AM.....91V013	1.120
Transmisión de audio por la red.	
Receptor FM.....91V014	1.120
Receptor de onda corta.....91V015	1.050
Amplificador de audio HI-FI Fuente 12V.....91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI.	
Amplificador audio.....91V018	1.848
E131: ABRIL 1991	
Amplificador de audio (Fuente AC)91V016	1.850
Monitor de la red eléctrica.....91V012	1.525

Fuente Universal.....91V024	960
Medidor de radiación.....91V021-1	3.346
E132: MAYO 1991	
Repetidor control remoto.....91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor).....91V023-	1.900
Sistema de altavoces sin cable (receptor).....91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito principal (doble cara).....91V021-2	2.420
E133: JUNIO 1991	
Simulador Subwoofer.....91V042	3.358
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).....91V053/2	1.005
Fuente solar (regulador).....91V053/3	860
Fuente solar de alimentación (oscilador).....91V053/1	1.615
Generador de barrido de audio (fuente de alimentación).....91V051	2.277
Reloj binario (doble cara).....91V052	4.255
E136: SEPTIEMBRE 1991	
Comprobador de memorias.....1V063	2.697
Sistema de bloqueo de llamadas telefónicas.....91V061	4.885
Generador sónico de alta intensidad 91V062	987
E137: OCTUBRE 1991	
Editor de vídeo doméstico.....91V081	3.884
Convertidor de banca OL/OM.....91V082	1.750
Brújula electrónica.....91V083	1.352
Equipo de pruebas basado en PC.....91V084	3.950
E138: NOVIEMBRE 1991	
Oscilador estándar de 10MHz.....91V091	3.320
Repetidor doméstico de FM estéreo 91V092	1.050
Amplificador de audio L/OM estéreo de 20 W.....91V093	1.175
E139: DICIEMBRE 1991	
Medidor de campos magnéticos 91V1091	3.240
Terminal/monitor RS-232.....91V1092	2.618
Protector de altavoces.....91V1093	1.243
Protector de altavoces.....91V1094	1.124
Control de velocidad para trenes miniatura.....91V1095	1.462
E140 ENERO 1992	
Codificador de llamadas para radioaficionado (codificador).....92V01	1.390
Codificador de llamadas para radioaficionado (decodificador).....92V02	3.063
Mezclador de efectos vocales.....92V03	2.740
Analizador de averías para hornos microondas (circuito principal).....92V04	3.762
Analizador de averías para hornos microondas (circuito display).....92V05	2.635
E141 FEBRERO 1992	
Analizador lógico profesional de bajo coste (doble cara).....92V104	5.731
Multiplicador de canales para osciloscopio.....92V103	2.195
Convertidor OC/OM.....92V102	2.020
Sintetizador digital senoidal (doble cara).....92V101	3.660
E142 MARZO 1992	
Analizador de distorsión armónica 92V105	5.060
Fusible electrónico.....92V106	2.387
Música en espera para teléfono doble cara.....92V107	3.348
E143 ABRIL 1992	
Controlador de descarga de baterías 92V108	4.190
Alarma para local.....92V109	2.140
Osciloscopio con monitor de vídeo 92V110	1.512

E144 MAYO 1992	
Interruptor de red programable (Base de tiempo).....92V201A	1.575
Interruptor de red programable (Contador decodificador).....92V201B	2.075
Interruptor de red programable (Alimentación).....92V201C	937
Hyper Clock.....92V202	11.575
E145 JUNIO 1992	
Interfaz MIDI para PC.....92V302	4.050
Amplificador de potencia para autorradio.....92V301	9.460
E146/147 JULIO/AGOSTO 1992	
Sistema de desarrollo para microprocesador placa principal (doble cara) 92V601A	5.768
Sistema de desarrollo para microprocesador display y teclado (doble cara).....92V601B	4.718
Sistema de desarrollo para microprocesador tarjeta eeprom(doble cara).....92V601C	1.852
Alímetro digital (parte analógica).....92V602A	2.276
Alímetro digital (parte digital).....92V602B	2.276
Controlador de luz MIDI (doble cara) 92V604	4.763
Control de velocidad para trenes (Tarjeta principal).....92V603A	2.297
Controlador de velocidad para trenes (Alimentación).....92V603B	2.297
E148 SEPTIEMBRE 1992	
Pedal para guitarra electrónica (Doble cara).....92V802	3.210
Fuente conmutada para laboratorio 92V801	2.909
Controlador para luces de automóvil 92V805	2.261
Comprobador de cables.....92V803	3.210
Termostato electrónico.....92V804	1.935
Relé de estado sólido.....92V806	840
Protector de altavoces.....92V805	3.442
E149 OCTUBRE 1992	
luz trasera para bicicleta.....92V901	687
Transmisor de audio por ultrasonidos (transmisor).....92V902	2.216
Transmisor de audio por ultrasonidos (Receptor).....92V903	2.216
Controlador de luz midi (Doble cara) 92V604	8.075
E150 NOVIEMBRE 1992	
Comprobador de baterías de automóvil.....92V1001	3.290
Sencillo frecuencímetro digital.....92V1002	2.154
Llave de protección para el PC (Doble cara).....92V1003	3.658
El mini-transmisor de FM.....92V1004	1.418
E151 DICIEMBRE 1992	
Control de motores paso a paso con un PC.....92V1101	2.385
Generador de sonido relajante.....92V1102	1.882
Decodificador de sonido envolvente 92V1103	2.596
E152 ENERO 1993	
Fusible electrónico.....93V 01	2.430
Detector de latidos del corazón.....93V 02	1.882
Verificador rápido de fusibles.....93V 03	2.120
Sintetizador controlado por ordenador 93V 04	5.198
E153 FEBRERO 1993	
Sintetizador controlado por ordenador.....93V 04	5.196
Codificador telefónico.....93V101	4.773
E154 MARZO 1993	
Marcador telefónico de emergencia 93V102	3.170
inyector de corriente de 1 Amperio.....93V201	2.002
Protector de FAX/MODEM.....93V202	1.965
Botón de espera para teléfono.....93V203	1.745
E155 ABRIL 1993	
Grabador personal de mensajes de estado sólido.....93V401	3.110
Sencillo transmisor de FM.....93V402	2.038
Sistema de vigilancia para bebés. Transmisor.....93V403	2.659
Sistema de vigilancia para bebés. Receptor.....93V404	2.178
E156 MAYO 1993	
Interfaz para puerto serie/paralelo 93V501	5.460
Interruptor de red con mando a distancia (A ó B).....93V503	1.475
Conector universal RS232.....93V502	4.587
Limitador de intensidad.....93V504	2.150

Este mes... Elektror núm. 157. Junio 1993

	Referencia	P.V.P.
Limitador de intensidad.....	EPS 93V504	1.930
Temporizador controlado por agenda digital.....	EPS 93V601	3.070
Anaquele remoto del PC.....	EPS 93V602	4.362
Alimentación de arranque remoto del PC.....	EPS 93V603	2.772



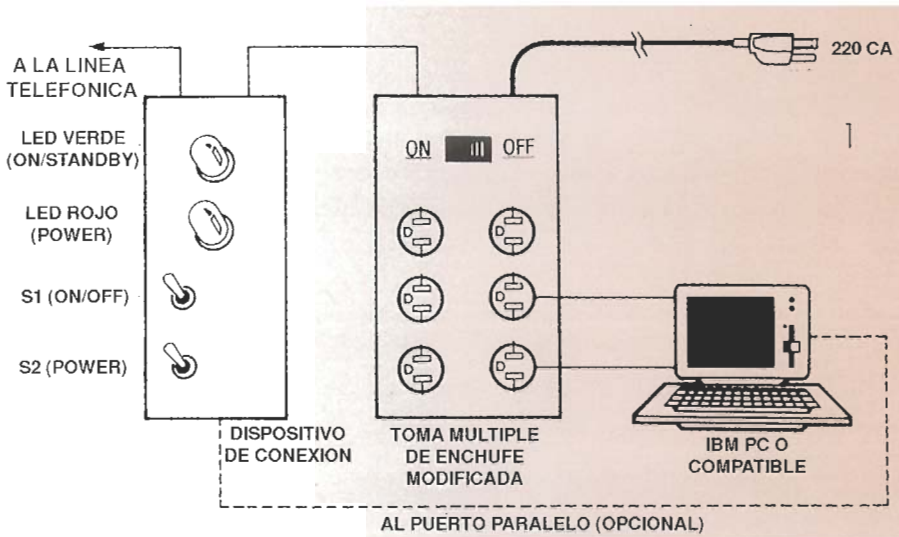
arranque remoto del pc (II)

Un montaje de suma utilidad y por un coste menor incluso de lo que podríamos imaginar.

Introducimos el disquette en la unidad A:, copiamos los ficheros en el disco duro y de repente descubrimos que hemos olvidado la información actualizada del informe en que estuvimos trabajando ayer por la noche en casa. ¿Qué hacer en esta situación? ¿Volver a casa y desperdiciar, posiblemente, unas valiosas horas de trabajo? No, si poseemos el circuito que aquí presentamos; en cuyo caso sólo tendremos que llamar a casa, arrancar nuestro PC y traernos, vía modem, el fichero directamente hasta nuestra oficina. El circuito "activador" es útil también para quienes precisen un acceso ocasional a su PC pero no quieran dejar el aparato permanentemente activado, ya

que esto lo haría vulnerable a los modernos piratas informáticos.

El dispositivo actúa como interfaz entre la línea telefónica y la red eléctrica (tal y como podemos ver en la figura 1). Cuando el "activador" detecta un número prefijado de pulsos telefónicos activa un relé que se encarga de energizar todo aquello que esté enchufado a la toma de tensión controlada por él. Acabada la conexión telefónica el circuito espera entre 5 y 6 minutos y, entonces, desconecta la alimentación a los equipos bajo su control. El dispositivo puede activar PC, Macintosh, AMIGA o también cualquier otro aparato eléctrico —no tiene por qué ser exclusivamente un ordena-



dor. También disponemos de un programa especial que, este sí, está previsto especialmente para su uso con PC.

El microprocesador integrado que lleva nuestro equipo le dota de funciones bastante interesantes, parte de las cuales pueden verse resumidas en la tabla 1.

Tanto los componentes del circuito como el software de manejo para PC y el código para el microcontrolador pueden obtenerse del distribuidor habitual de kits de Elektor.

un contestador, con tal que éstos se "programen" para que respondan a la cuarta llamada.

En ambos modos, el periodo en el que está activado el dispositivo dependerá, únicamente, del tiempo que deseemos tenerlo conectado a la línea telefónica. Cinco minutos después de deshacer la conexión, a través de nuestro "llamador", el circuito así alimentado se desconectará. Este retardo nos permite rehacer la conexión en caso de que ésta termine de forma accidental.

La operación sobre el equipo "llamador" se controla a través de dos pulsadores situados en el panel frontal del equipo y etiquetados como: ON/STANDBY y POWER ON/OFF. La forma de actuar sobre ellos es la siguiente:

El botón ON/STANDBY activa el control remoto, cuya operación queda reflejada a través del correspondiente diodo LED verde, el cual parpadeará

las tomas de tensión alterna si la persona que llama permite que el teléfono suene entre 1 y 3 veces, cuelga el teléfono y vuelve a llamar antes de 45 segundos. Este modo, digamos "codificado", proporciona una seguridad adicional al de conteo: nos permite que la línea telefónica se comparta por diversos dispositivos -por ejemplo, con un fax o

1.- Este dispositivo nos permite el control a distancia de cualquier aparato que se conecte a una toma de tensión estándar. Una interfaz opcional hace posible controlar la desconexión desde un PC.

Modos de operación y control

El circuito "activador" posee dos modos operativos que pueden preconfigurarse a partir de otros tantos puentes presentes en el circuito

Modo de conteo de llamadas (modo estándar) :

Después de sonar entre una y diez veces (seleccionable con puente) el equipo aplica la tensión CA a las tomas previstas. Al energizarse así nuestro PC, éste toma el control de la línea telefónica -vía modem o fax- al objeto de permitir la comunicación remota. Lo ideal es utilizar un tono de llamada para activar el fax y diez tonos para el modem.

Modo de secuencia de llamadas (o modo compartido):

Este modo es similar al de conteo de llamadas pero con la salvedad de que sólo se habilitarán

Tabla 1 - Características del dispositivo

Diseño basado en microcontrolador para manejo más sencillo
Compatible con todo tipo de ordenadores
Compatible con todo tipo de líneas telefónicas
Montaje modular (dos partes)
Control automático del PC durante la transmisión Fax (o modem)
Incorpora medidas de seguridad para el modem
Genera órdenes manuales de conexión y desconexión para PC
Modo de desconexión supervisado por el ordenador.

cuando esté establecida la comunicación telefónica. El botón ON/OFF hace las veces de interruptor de la línea de tensión alterna que alimenta al conjunto de enchufes controlado por nuestro dispositivo. En vez de tener que estar activando el interruptor que controle la alimentación a nuestro "ladrón" de red sólo hemos de actuar sobre este pulsador. Como medida añadida de seguridad podemos mantener pulsado un momento este botón y comprobar así la activación de los equipos conectados al circuito "llamador". El LED rojo se iluminará cuando se active, por ejemplo, nuestro ordenador de forma manual, y parpadeará lentamente cuando el modo de activación sea a través del control telefónico. Un parpadeo rápido de este LED será señal de que la conexión automática se deshará en dos minutos.

se active en 1 a 4 llamadas. Lo mejor es leer la documentación que viene con dicha tarjeta para saber cómo llevar a cabo esta instalación.

2. Preparamos el ordenador de manera que nuestro programa de comunicaciones se ejecute de manera automática al arrancar el ordenador.

3. Acoplamos nuestro circuito en la misma línea telefónica a la que esté colocada la tarjeta modem (o fax). Para ello, podemos utilizar la toma de teléfono etiquetada como "Line", que existe en la parte trasera de la mayor parte de este tipo de tarjetas.

4. Conectamos el monitor, el ordenador y todos los equipos que consideremos necesarios en las tomas eléctricas gobernadas por nuestro circuito. Debemos dejar el interruptor que controla la alimentación de estas tomas y los interruptores de cada uno de los equipos unidos a ellas en la posición de ON.

5. Conectamos las tomas al circuito y habilitamos el circuito detector mediante el pulsador ON/STANDBY.

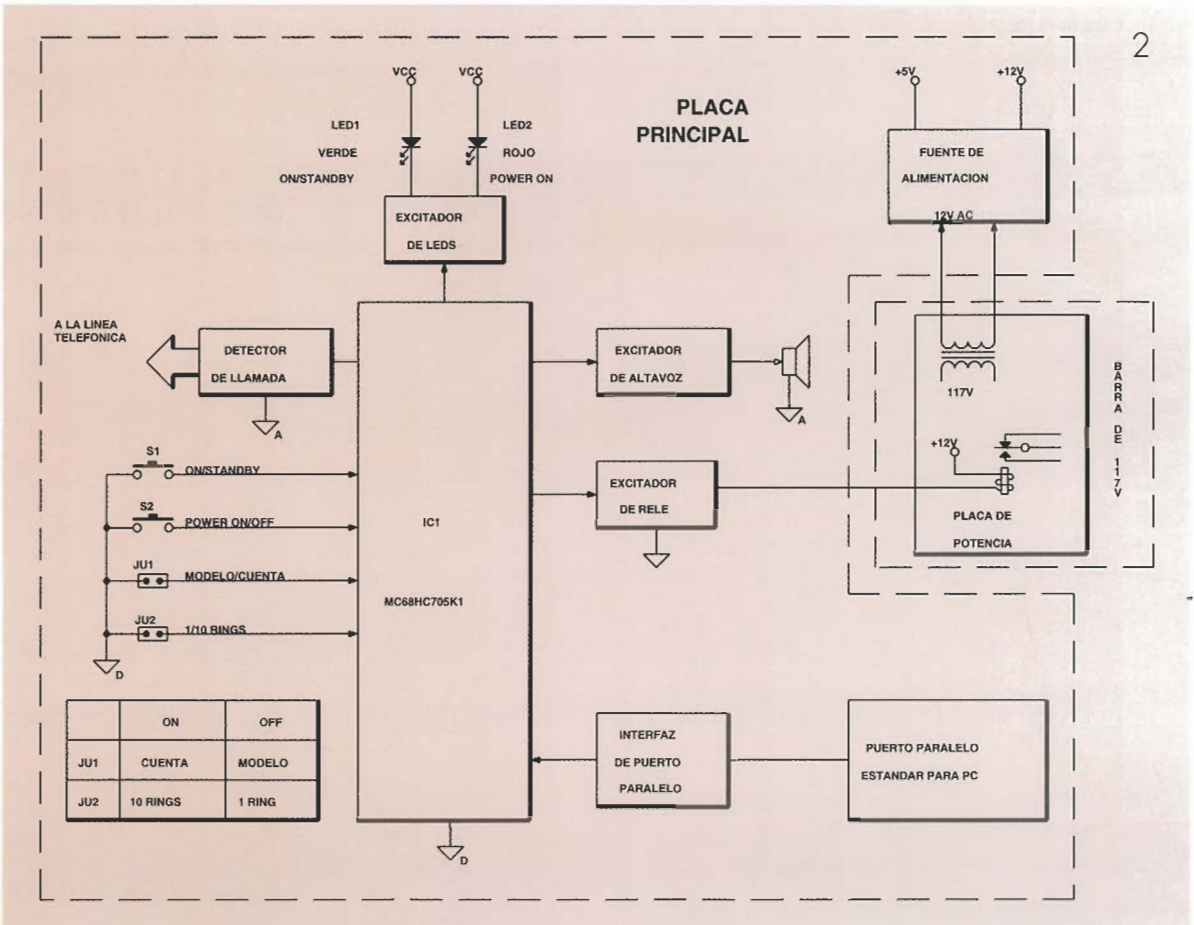
Llegados a este punto, nuestro circuito estará listo para ser activado.

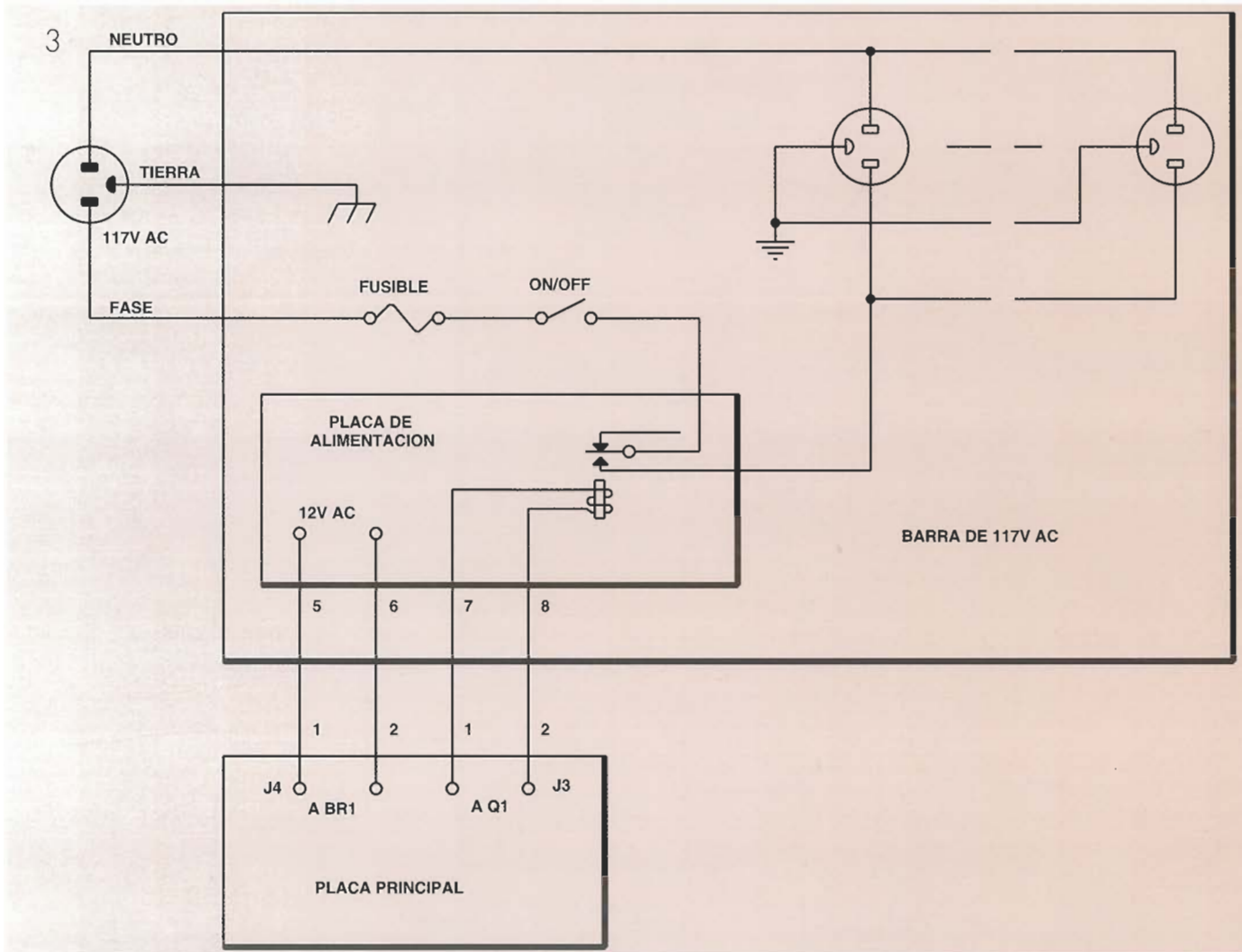
Control remoto

La activación a distancia de nuestro PC, mediante este circuito, se puede realizar siguiendo los cinco pasos siguientes:

1. Ajustamos la tarjeta fax (o modem) para que

2.- La lógica del circuito viene proporcionada por un microcontrolador de 8 bits -en concreto el MC68HC705K1- el cual se ocupa de verificar el estado de los puentes de configuración, interruptores y la detección de los tonos de llamada; además de controlar los diodos LED, un altavoz, un relé y, opcionalmente, un interfaz de puerto paralelo. Observemos que incorpora tres masas independientes





desconexión opcional

Sucede, algunas veces, que comenzamos a trabajar con un programa, o a realizar una tarea, y no conocemos a ciencia cierta el tiempo que tardará éste en finalizar. Esto ocurre, por ejemplo, con la impresión de los ficheros de documentación de OS/2; en cuyo caso, lo que podemos hacer es preparar el dispositivo para que se autodesconecte por sí mismo. Esta función puede llevarse a cabo sin involucrar para nada a la línea telefónica. El usuario puede hacer que se desconecten las alimentaciones directamente desde el sistema operativo.

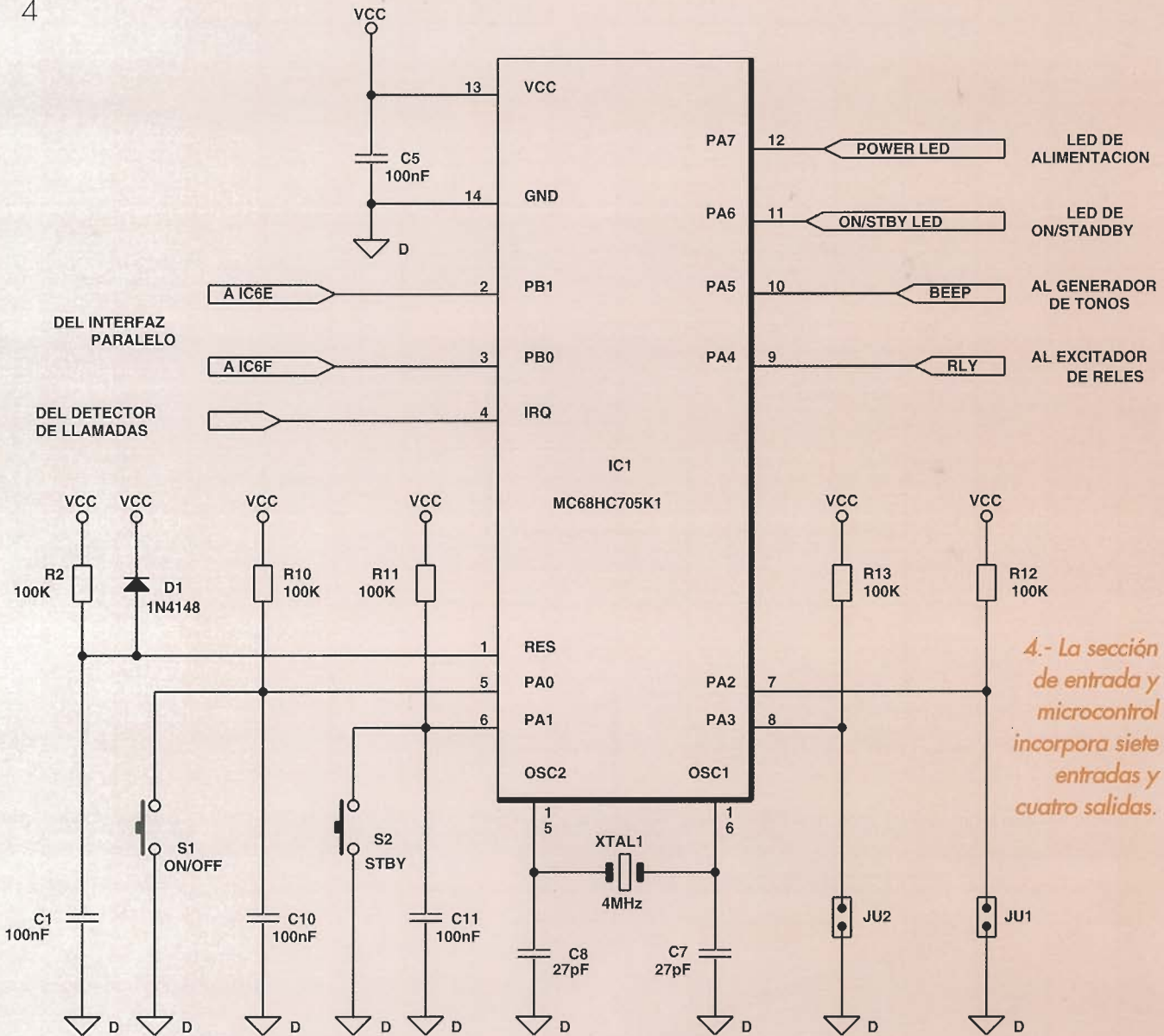
Si utilizamos un puerto LPT libre del ordenador, para conectarlo a nuestro circuito, podemos con-

seguir incluso que sea el propio ordenador —mediante el programa RT.EXE— quien envíe al circuito una orden de desconexión. Esta orden puede enviarse directamente desde el teclado o bien incluirse en un fichero de tipo BATCH. Sesenta segundos después de esta orden todo lo que tengamos conectado a nuestro circuito se desconectará. Este retardo permite al ordenador realizar ciertas tareas que pudiera tener pendiente (p.ej. aparcar las cabezas del disco duro). Este modo de desconexión actúa por igual, sea cual sea el modo operativo de detección.

Para enviar la señal de desconexión a través del puerto paralelo LPT2 teclcaremos la siguiente orden: RT /LPT2 /OFF, seguida de la tecla <ENTER>. Oíremos entonces un aviso sonoro que durará un minuto, al tiempo que también parpadeará el LED rojo. Pasado este tiempo, se autodesconectará el ordenador. Para cancelar esta orden todo lo que debemos hacer es pulsar el interruptor S2.

3.- La toma de CA incorporará un transformador de 12 V y un relé —también de 12 V— montados en circuitos independientes. Colocaremos los contactos del relé en serie con el interruptor de activación.

4



4.- La sección de entrada y microcontrol incorpora siete entradas y cuatro salidas.

Un vistazo al circuito

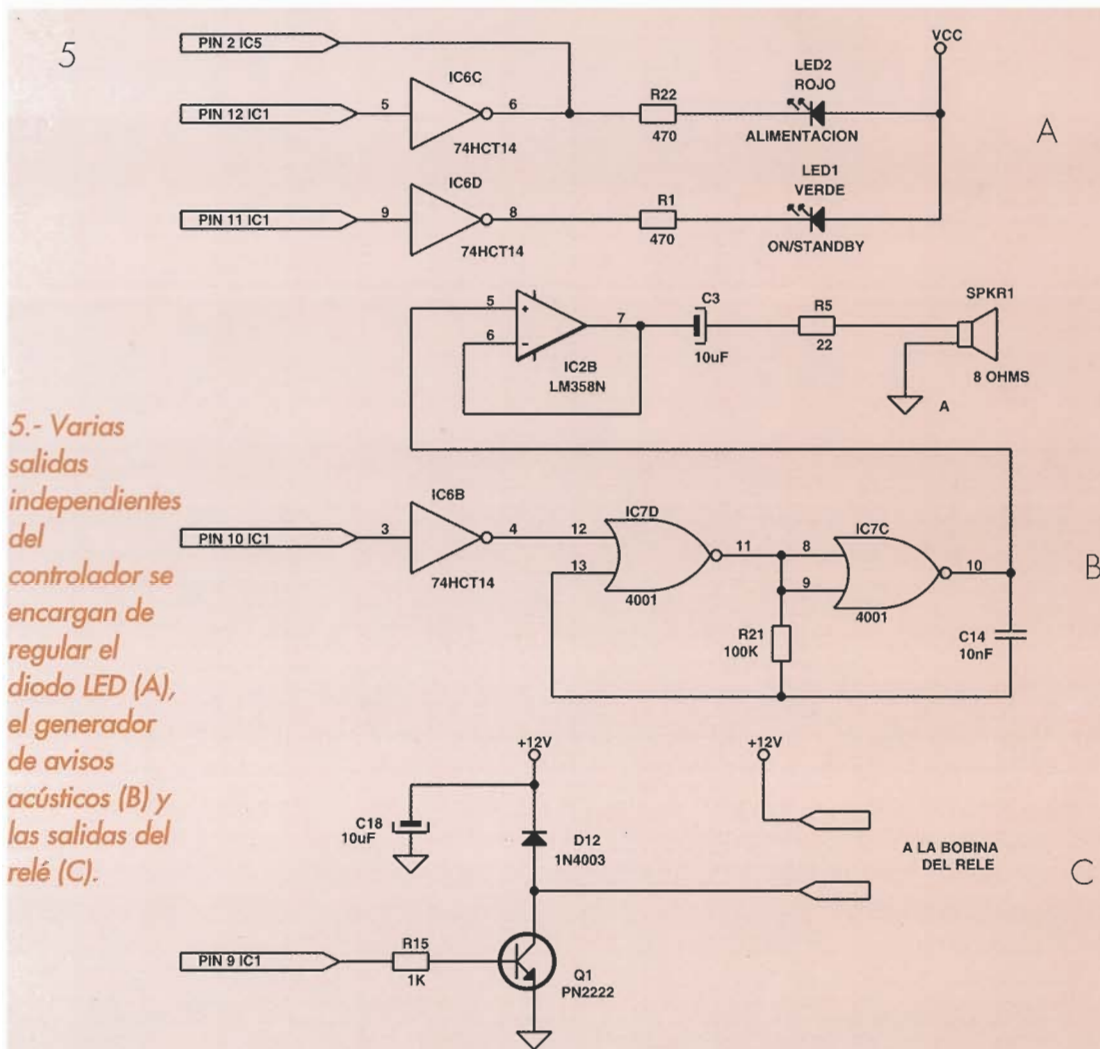
Lista de componentes de la placa principal

Resistencias:

- R1,22: 470 Ω
- R2,7,8,10,11,12,13,21: 100 K
- R5: 22 Ω
- R6,17: 10 K

El montaje está dividido en dos placas: la de manejo de la línea de alterna y la de control (como puede verse en la figura 2). La placa de alterna contiene las tomas de enchufe que son controladas por el dispositivo a través de un transformador y un relé, mientras que la de con-

trol incorpora la circuitería que gobierna el montaje. Ésta se divide en un microcontrolador y siete áreas diferentes, a saber: circuito de detección de llamadas, control de diodos LED, alimentación de 12 V, controlador de altavoz, LED y circuito de manejo del puerto, interruptores y puentes de configuración. Si nos fijamos bien, veremos que el circuito de control lleva tres masas separadas: analógica para el circuito de detección, digital para el microcontrolador y circuitos afines e independiente para el relé. Todas estas masas se unen luego en la alimentación. Analicemos ahora cada parte del circuito con más detalle.



5.- Varias salidas independientes del controlador se encargan de regular el diodo LED (A), el generador de avisos acústicos (B) y las salidas del relé (C).

R9,14: 470 K
 R15: 1 K
 R23: 1 K Ω , 1/2 W
Condensadores:
 C1,2,4,5,10, 11,12,13,15: 100 nF, 50 V, radial
 C3,6,16,18: 10 μ F, 16 V, electrolítico
 C7,8: 27 pF, 100 V, cerámico, véase el texto
 C9,14: 10 nF, 100 V, radial
 C17: 470 μ F, 25 V, electrolítico
Semiconductores:
 IC1: MC68HC705K1, microcontrolador CMOS de 8 bits
 IC2: LM358N, IC6: 74HCT14, séxtuplo inversor CMOS
 IC7: CD4001, IC8: LM2931T-5.0, regulador de bajo consumo
 BR1: W005 ó RB151, puente de diodos de 50 V y 1 A.
 D1-D4: 1N4148 ó 1N914
 D2,3,5,6,10,11,12 : 1N4003,
 LED1: diodo LED verde
 LED2: diodo LED rojo
 MOV1: Supresor de sobretensiones para 220 V
 Q1: PN2222,
Varios:
 JUI,2: 2 patillas o pines para "puentear"
 XTAL1: cuarzo de 4.00 MHz.
 SPKR1: Altavoz de 8 a 16 Ω
 S1,2: Pulsador

a toma de tensión alterna

El circuito que nos ocupa hace uso de un cable de conexión a la red del tipo estándar, aunque convenientemente modificado para que una de las fases -en concreto la que pasa por el interruptor- pase también por uno de los circuitos del relé (como se puede ver en la figura 3). Para que la alimentación llegue a los circuitos bajo control será preciso que el interruptor esté en ON y el relé se encuentre energizado. La placa de potencia, que incluye el relé y el transformador de alimentación, ha sido diseñada para que pueda alojarse dentro del propio "ladrón" de enchufes que han de controlarse.

El capítulo dedicado a la lógica del invento lo

asume un microcontrolador de bajo coste y 8 bits de la casa Motorola: el MC68HC705K1. Éste, contiene una unidad central de proceso (CPU) similar a la de cualquier ordenador doméstico. Sin embargo, este circuito también incorpora 32 bytes de RAM, 504 bytes de ROM, diez líneas de entrada y salida, interrupciones controladas por temporizador interno y gestión de interrupciones externas, en resumen, es un ordenador completo contenido en un único chip de sólo 16 patillas. Por supuesto que el microcontrolador necesita cierta programación para funcionar, el cual se alojará de forma permanente en la memoria ROM. Debido a la no volatilidad de este soporte -permanece su programación aunque eliminemos la alimentación del circuito- se le conoce con el nombre inglés "firmware". El programa ocupa la totalidad de los 504 bytes para así componer un complicado sistema de operación en tiempo real. La mayor parte de los eventos controlados por nuestra CPU

Tabla 2 - Indicación de estado de los diodos LED

Fallo de alimentación de CA.....	Ambos LED destellan rápidamente
Detección activada	LED ON/STANDBY encendido
Sonido telefónico	LED ON/STANDBY. parpadea rápido
Uso de línea telefónica	LED ON/STBY parpadea lento
Activación manual de CA.....	LED POWER ON encendido
Activación por llamada	LED POWER ON parpadea lento
Fin de tiempo programado	LED POWER/ON parpadea rápido (con dos minutos de aviso).

Tabla 3 - Avisos sonoros del dispositivo

Pitido corto.....	Pulsación del botón POWER ON/OFF
Pitido modulado	Pulsación del botón ON/STANDBY
Chirrido.....	Llamada telefónica
Zumbido breve	Desconexión automática de CA (con un minuto de preaviso).

caso de que esté instalado JU1 el dispositivo operará en modo de conteo de llamadas, mientras que si está abierto se activará el modo de secuencia de llamada.

En el caso de que JU1 esté instalado (señal de que

detección de llamada, generación de tono, control de LED y relé- se realizan a través de interrupciones, lo cual permite que se den varios de ellos a la vez. El microcontrolador utiliza las interrupciones basadas en el temporizador interno para programar las tareas que han de realizarse, y las externas para gestionar la actividad de la línea telefónica. El programa coloca los datos temporales (p. ej. corriente de conteo, tiempo de retardo y duración del aviso acústico) en la memoria RAM. A pesar de contar sólo con 32 bytes de RAM, ésta resulta más que suficiente para nuestros fines. En la figura 4 vemos los puentes/interruptores de configuración. Los componentes C1, D1 y R2 proporcionan una función de reinicialización para IC1; C7, C8, y el cristal XTAL1 conforman una señal de reloj de 4 Mhz.

De las diez líneas digitales de control de E/S, cuatro (PA0-PA3) se ocupan de monitorizar los interruptores y la posición de los puentes, dos (PBO-PB1) controlan el puerto paralelo del PC y los restantes (PA4-PA7) controlan los diodos LED, el generador de tonos y el circuito del relé.

Las entradas PA0 y PA1 del microcontrolador controlan la posición de los interruptores ON/STANDBY y POWER ON/OFF (S1 y S2 respectivamente). Aunque los interruptores son del tipo pulsador, el programa se encarga de "traducir" las sucesivas pulsaciones en las dos posiciones imaginarias.

Las entradas PA2 y PA3 se encargan de "leer" la condición existente en los puentes JU1 y JU2. En el

queremos trabajar en el modo de conteo de llamadas) el puente JU2 determinará el número de llamadas preciso para aplicar tensión a las salidas de enchufe. Si JU2 está colocado se esperarán 10 tonos de llamada, mientras que si está quitado el circuito tan sólo esperará un único tono.

Echaremos, ahora, un vistazo a la etapa de salida (mostrada en la figura 5). Vemos aquí el circuito del diodo LED. En él se observa que IC6-c e IC6-d se ocupan de proporcionar al LED la necesaria corriente de drenaje (observamos que IC6-c también conecta con el control del puerto paralelo, lo cual se realiza a través de un optoacoplador). La información suministrada por el diodo LED puede ser de diversa índole. La tabla 2 nos muestra estas posibles informaciones.

En la figura 5B vemos el circuito generador de tonos, el cual se controla mediante la señal PA5 del microcontrolador. Este es un simple monoestable; R21 y C14 conforman la constante de tiempo RC encargada de hacer que IC7 oscile a una frecuencia aproximada de 1 KHz. El operacional IC2-b maneja el altavoz. El microcontrolador puede generar diferentes sonidos mediante la modulación de la frecuencia del tono de aviso. Durante el funcionamiento normal del dispositivo podremos escuchar los sonidos listados en la tabla 3.

En la figura 5-c vemos el control del relé. El transistor Q1 se activa ante cualquier paso a nivel alto de la señal PA4; el diodo D12 protege a Q1 ante eventuales sobrecorrientes de desconexión del relé.

Lista de componentes de la placa de potencia

RY1: Relé SPST, 12 V, 120 mA.

T1: Transformador 220/12, 120 mA.

Placa de circuito impreso

Componentes del circuito de autodesconexión (opcional)

IC3,4,5: PS2502-1, optoacoplador NEC

D7,8,9:

1N4148, 1N914 R16,18,

19,20: 2,2 K Ω

Cable de 5 hilos con conexión a DB-25

B1: Batería de 9 V NiCd

Enchufe de tomas múltiples.

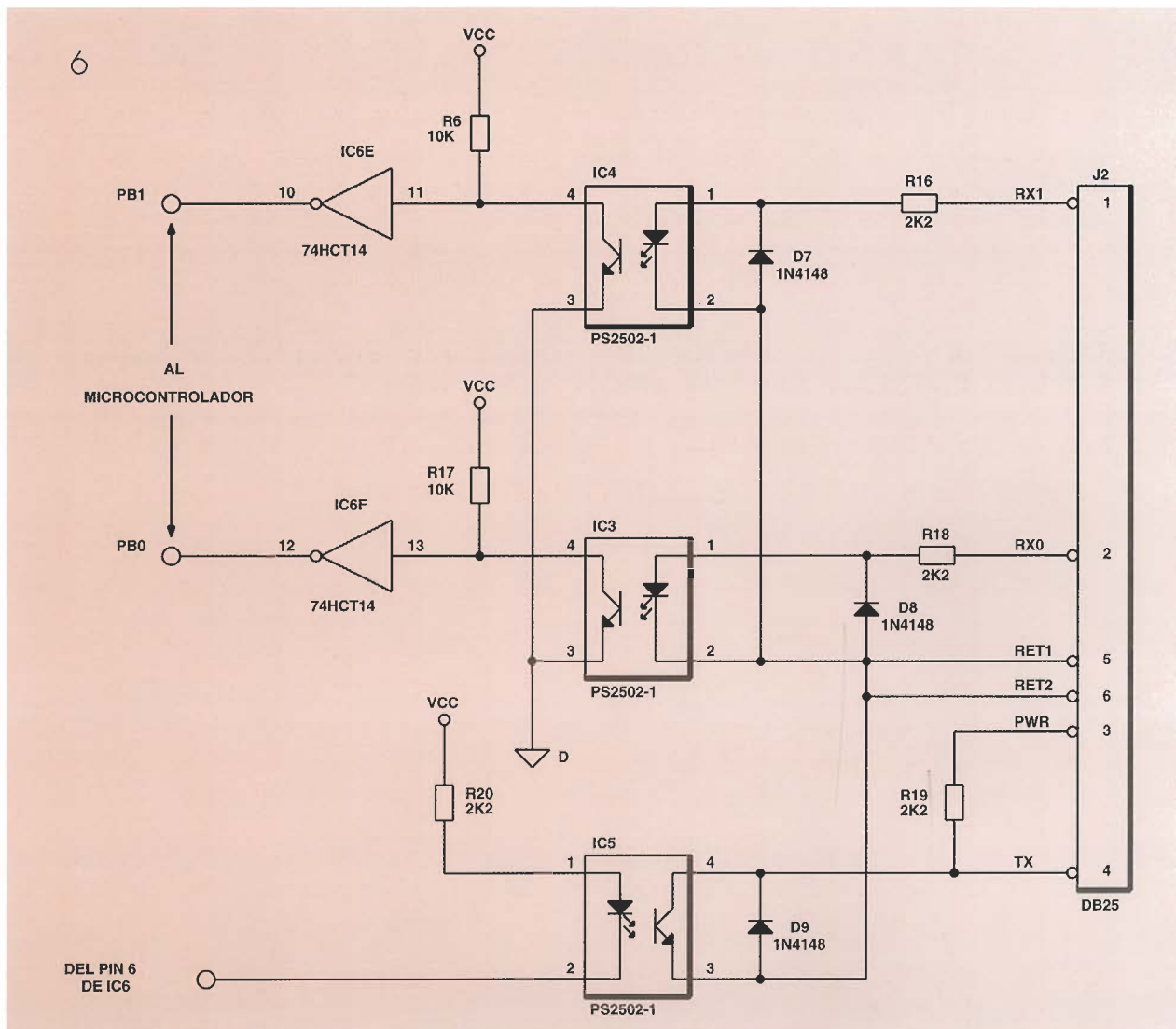
e interfaz de impresora

Como podemos observar en la figura 4, los pines PBO y PB1 del microcontrolador están destinados a monitorizar la función de autodesconexión comentada ya anteriormente, detectando para ello los pulsos provenientes del puerto paralelo del PC. Estos pines quedan listos para recibir una secuencia de información conformada por un código de 2 bits y que le llegarán desde cualquier puerto estándar Centronics (LPT1-4). No existe la posibilidad de error en la recepción de esta información, ya que nuestro circuito espera hasta reconocer una secuencia de datos específica.

La comunicación con el PC dependerá también de la salida PA7 del microcontrolador, cuya principal función es controlar el diodo LED2 (POWER), pero que además genera la señal precisa para el protocolo de reconocimiento (el circuito de control del diodo LED puede verse en la figura 5). El diodo LED2 destellará ocasionalmente cuando se esté llevando a cabo este protocolo.

El circuito de interfaz con el PC -mostrado en la figura 6- opera de la siguiente manera: los optoacopladores IC3-IC5 proporcionan el aislamiento preciso entre nuestro equipo y el PC utilizado. El circuito Schmitt-trigger, conformado por IC6e e IC6f, adecua la señal a los requerimientos del microcontrolador. Los diodos D7-D9 protegen los optoacopladores frente a hipotéticas tensiones inversas que podrían darse en el, también hipotético, caso de que confundamos la conexión y conectemos el dispositivo a un puerto serie RS-232 del PC.

6.- El circuito de interfaz a PC. Los optoacopladores es IC3 a IC5 proporcionan el necesario aislamiento entre nuestro dispositivo y el ordenador bajo control.



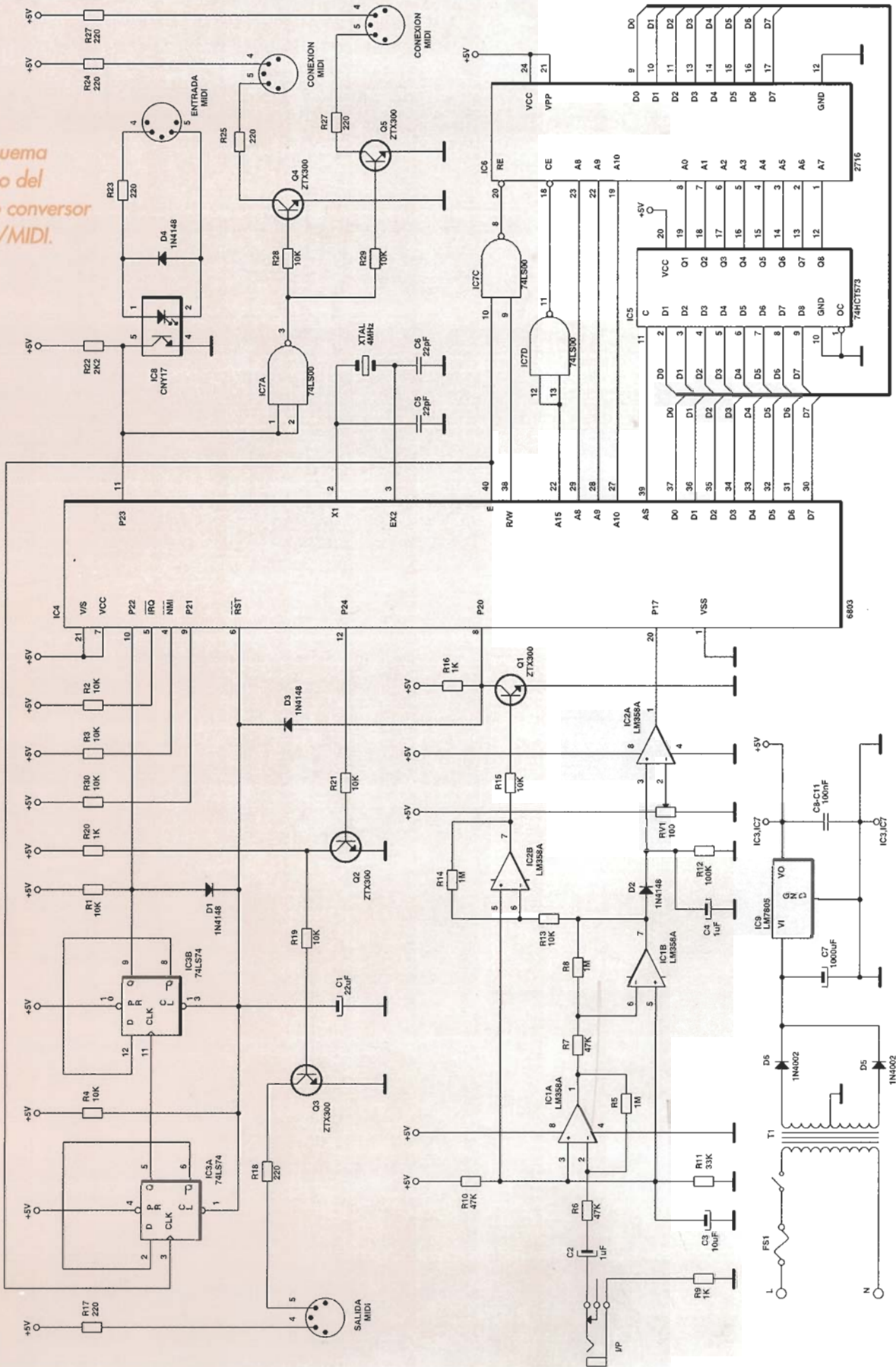
C onversor midi controlado por microprocesador

Lograremos que los instrumentos musicales sigan la pauta que les marcamos mediante el proyecto MIDI presentado en este artículo.

¿Cuántas veces hemos pensado en convertir el canturreo o el silbido de nuestra tonadilla favorita en toda una composición orquestal? Pues bien, con el circuito aquí explicado podremos convertir la música proveniente de cualquier instrumento, incluso la obtenida de viva voz a través de un micrófono, en las señales digitales precisas para controlar un dispositivo que soporte la norma MIDI.

Las siglas MIDI, como casi todo el mundo sabe, son el acrónimo de Musical Instrument Digital Interface y, por el momento, constituye la norma universal que rige la conexión y el control de los instrumentos electrónicos. Generalmente, los sintetizadores MIDI se controlan desde un teclado, pero no todo el mundo tiene conocimiento musical suficiente para manejarlo y, sin embargo, seguramente disfrutarían accediendo al control de los diferen-

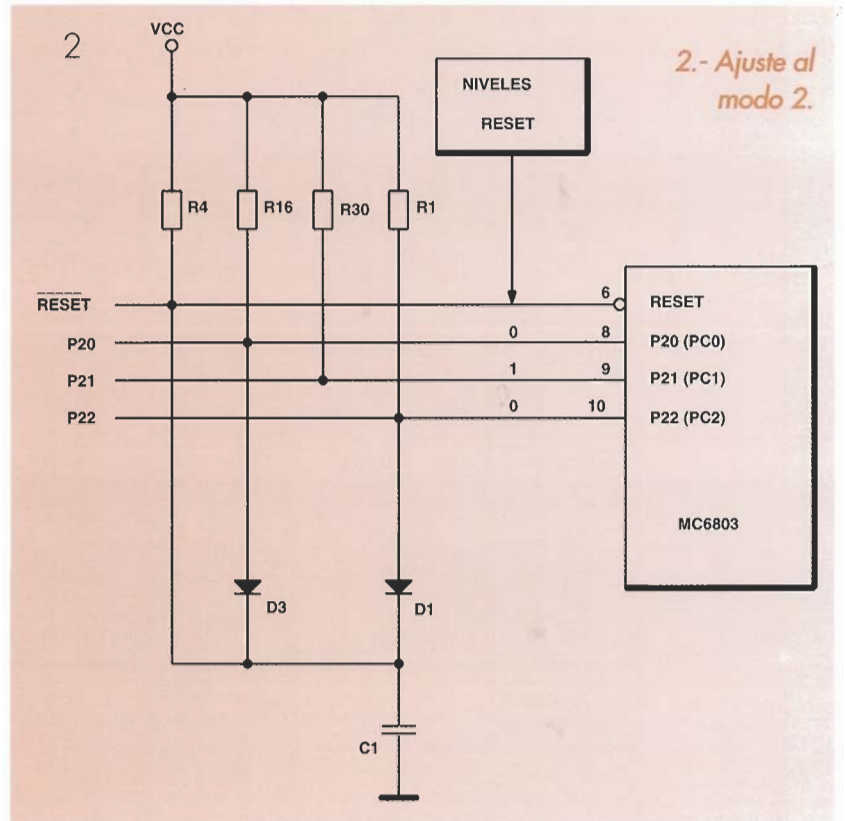
1.- Esquema eléctrico del circuito convertidor sonido/MIDI.



tes dispositivos MIDI. Con objeto de lograr este propósito, hemos diseñado un convertidor de sonido a MIDI, el cual es capaz de convertir cualquier frecuencia que le llegue en la secuencia adecuada de pulsos MIDI.

Los datos MIDI se transmiten de manera asincrónica, y en modo serie, a un régimen de 31,25 Kbaudios. Su formato es: 1 bit de comienzo, 8 bits de datos y un bit de parada. La conexión de salida MIDI utiliza un lazo de corriente de 5 mA.

el circuito digital



2.- Ajuste al modo 2.

El circuito se ha diseñado basándonos en el microprocesador 6803, el cual contiene 128 bytes de RAM –para las variables del programa–, una interfaz de comunicación serie –para comunicar con los conectores de entrada y salida MIDI–, ocho líneas de entrada/salida paralelo, con una de ellas destinada al comienzo y final de nota, y un temporizador programable

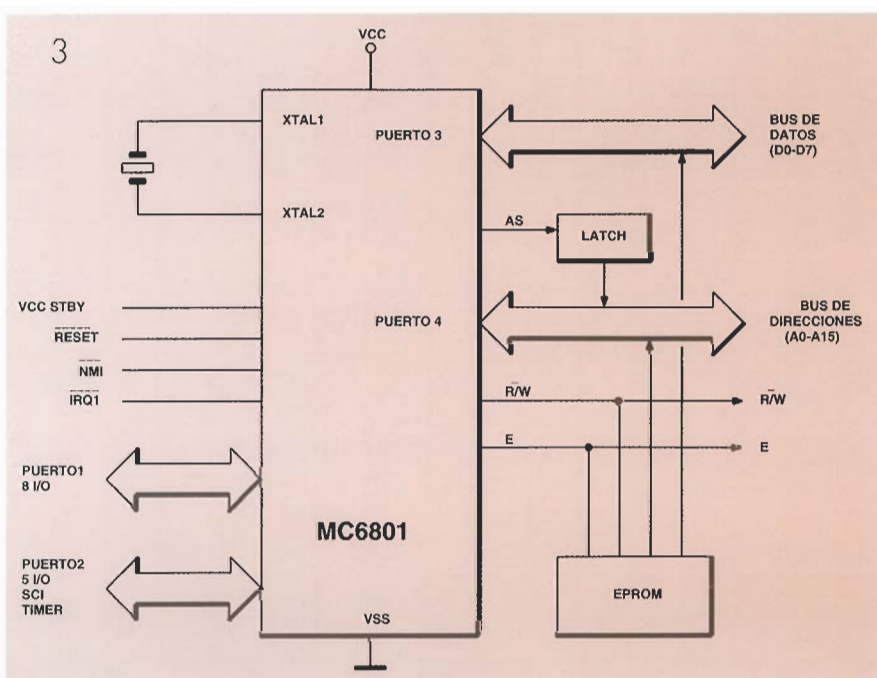
–con tres funciones diferentes– que se utiliza para la frecuencia de una nota entrante.

También utilizamos un reloj interno con salida divisora por cuatro. El procesador nos permite también operar con dos acumuladores de 8 bits para así trabajar en aritmética de 16. Existe la posibilidad de utilizar la CPU 6803 de tecnología NMOS

que, además, nos saldrá mucho más económica.

El modo de operación del 6803 puede seleccionarse en el momento del encendido o cuando "reseteamos" el mismo mediante los niveles de tensión presentes en las patillas P20, P21 y P22 del puerto número 2. La configuración mostrada en la figura 2 selecciona el modo 2, el cual hace uso de la RAM interna y del procedimiento "multiplexado" (direcciones/datos) del bus.

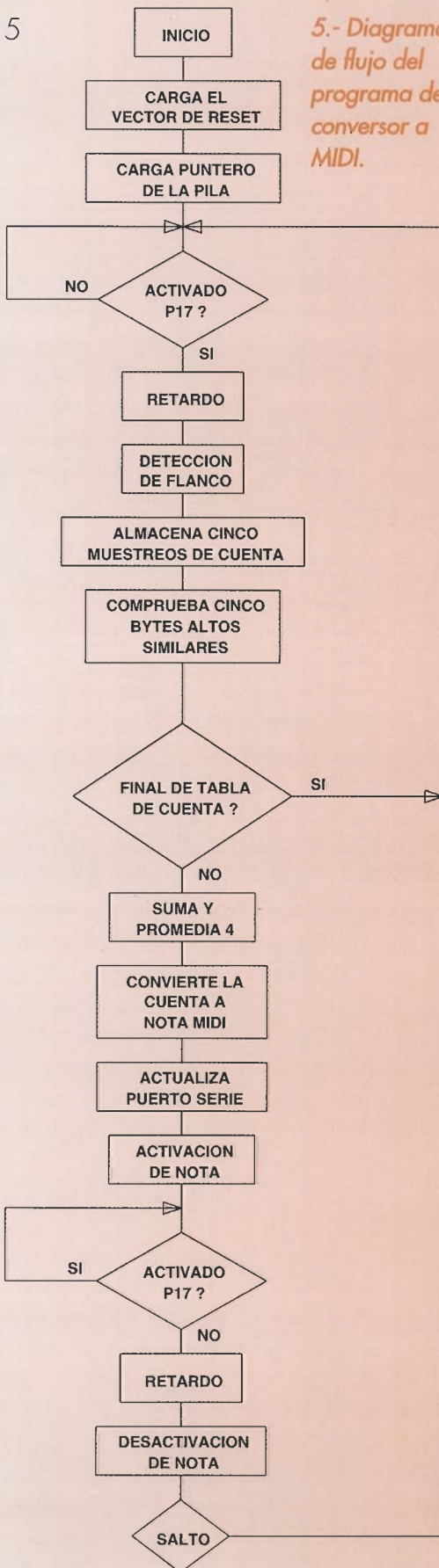
El byte de dirección inferior debe "latchearse"



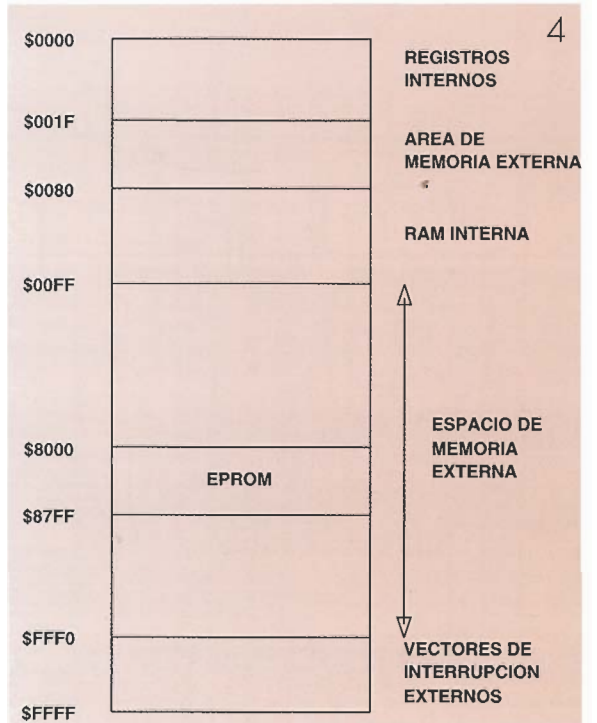
3.- Configuración para operar en modo 2.

5

5.- Diagrama de flujo del programa del conversor a MIDI.



antes de llegar al bus de direcciones, tal y como podemos ver en la figura 3. La señal de salida AS (Address Strobe) se utiliza para activar los "latch" de IC5 en el momento preciso. La EPROM se habilita cuando la dirección A15 pasa a nivel alto y alimenta la entrada activa a nivel bajo mediante la puerta NAND (IC7d)

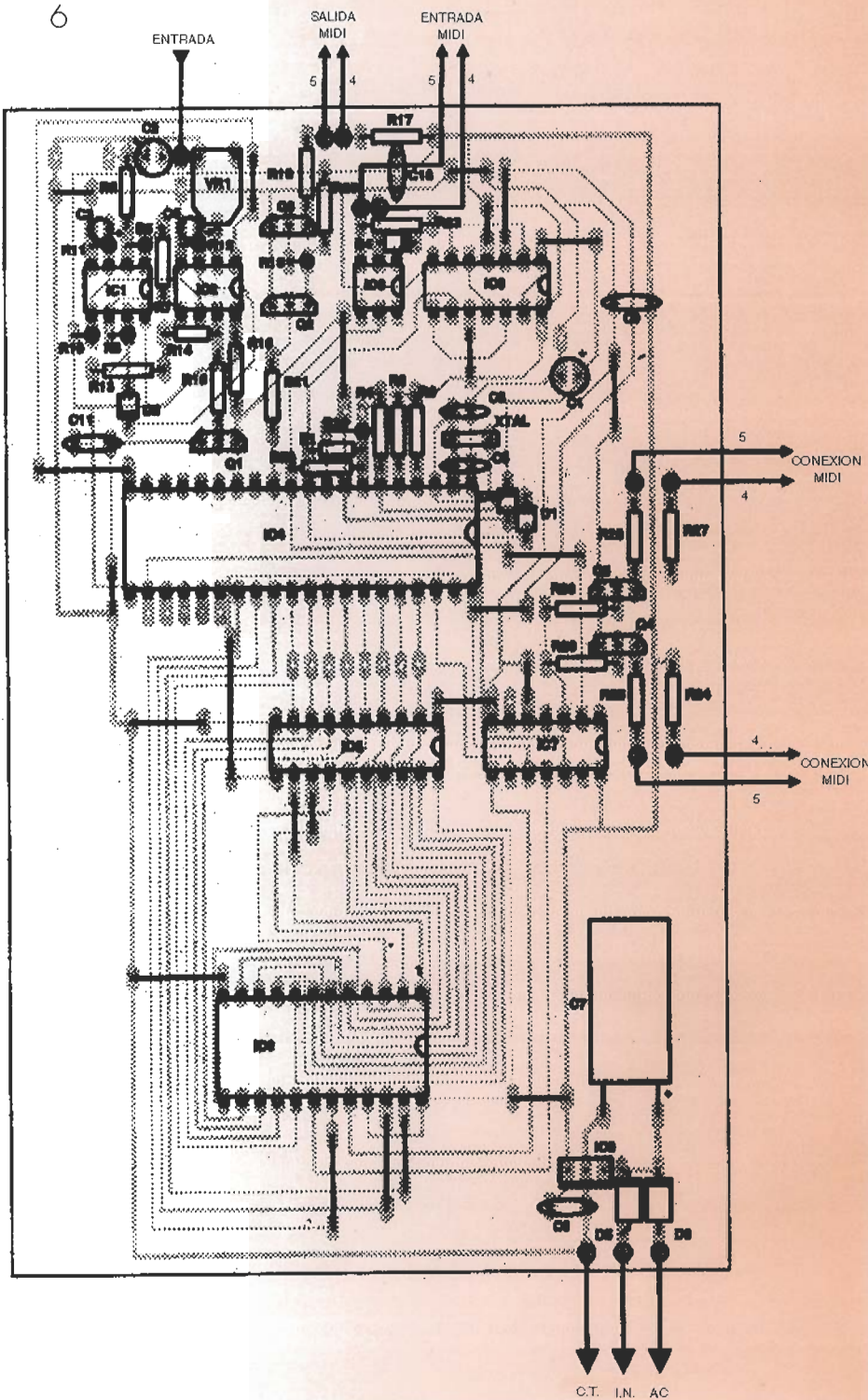


4.- Mapa de memoria: para el modo 2.

que hace de inversor y puede leerse cuando el pulso de señal E (correspondiente a la nota "Mi" de la escala musical) y las líneas de lectura/escritura del microprocesador están a nivel alto y atacan a la entrada -activa a nivel bajo- de lectura de la EPROM a través de IC7c. La memoria EPROM se decodifica en las direcciones 8000h a 87FFh. Dado que las líneas A11 a A14 no se decodifican, aparecen "reflejos" de la EPROM en las direcciones superiores, permitiendo así el acceso a los vectores de interrupción. La RAM interna del micro se decodifica desde 0080h hasta 00FFh. Véase el mapa de memoria de la figura 4.

La señal proveniente del cristal de 4 MHz. se divide por 4 dentro del propio microprocesador para generar así el pulso correspondiente a la nota Mi (E) -señal de 1 MHz y con un tiempo de reloj de 1 μs. La duración de dicha nota se divide luego por cuatro mediante el doble flip-flop tipo D (IC3a-b) y llega a la entrada serie de reloj (externa) situada en la patilla 2 del puerto 2 (P22), donde es de nuevo dividida a fin de obtener el régimen de baudios apropiado. Podríamos haber utilizado un cristal interno de 2 MHz para generar dicho régimen pero, entonces, el ciclo de reloj se vería incrementado en dos microsegundos, lo cual reduciría la resolución de frecuencia a la mitad. El conector de entrada MIDI IN alimenta un optocoplador (IC8) cuya salida ataca, a su vez, a la entrada P23 de IC4 y -una vez invertida con IC7a

6



6.- Ubicación de los componentes en la placa.

y los transistores Q4 y Q5- a la salidas MIDI THRU. Esto nos permite dividir en dos la señal de llegada. Así, podemos utilizar también la entrada serie MIDI en IC4 para posteriores aplicaciones. La puerta NAND restante (IC7b) puede tener sus entradas a masa o bien dejarse flotante.

Podemos conectar un micrófono u otra fuente sonora de bajo nivel (p. ej. una toma de guitarra eléctrica) a la entrada del preamplificador IC1a.

El ajuste de ganancia en la gama media (aproximadamente de 20) se ajusta mediante R5/R6, y la frecuencia de corte inferior dependerá de la combinación C2R6. La segunda etapa de amplificación la realiza IC1b, cuya ganancia es similar a la de primera y cuyo ajuste depende del tándem R8/R7. Todo ello arroja una ganancia conjunta superior a 400 (52 dB).

El divisor de tensión R10/R11 ajusta la polarización en continua de las salidas de los operacionales IC1a e IC1b, a través de las entradas no inversoras, y de IC2b mediante la entrada inversora, para así conseguir que el potencial negativo sea de aproximadamente 1,5 V, valor requerido si deseamos la máxima proporcionalidad en conmutación alterna al utilizar el LM358. El condensador C3 hace que estas entradas estén convenientemente derivadas a masa en alterna.

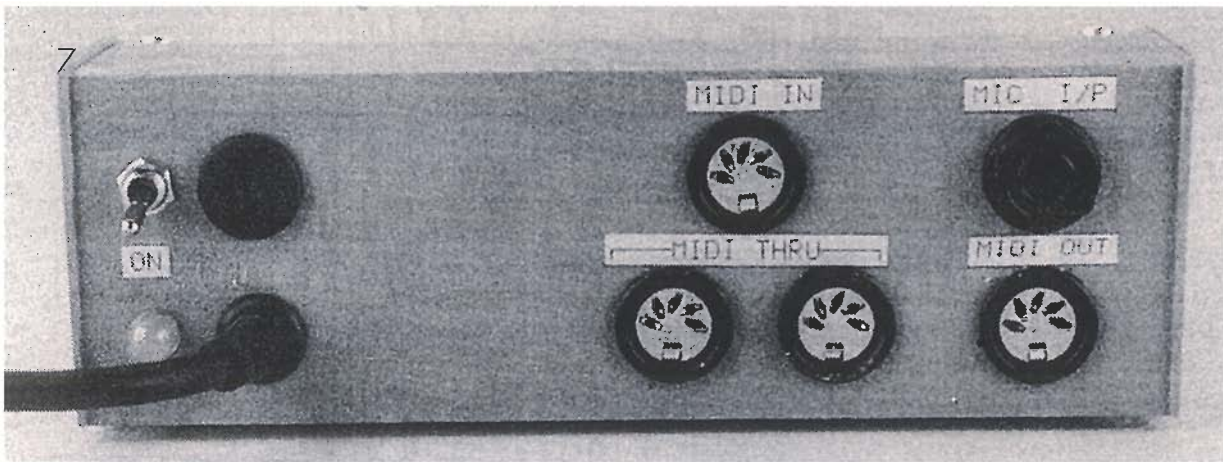
Si desconectamos la señal de entrada R9 -que conecta la entrada a masa a través del jack- asegurará la prevención de espurios indeseables capaces de hacer dispararse al circuito de forma intermitente.

En este punto, la señal se divide y se aplica:

1) A un circuito Schmitt-trigger formado por IC2b, R13 y R14, el cual ajusta los niveles de disparo. La señal se lleva de aquí al puerto serie P20 mediante el transistor Q1, lo que permitirá que

aquella varíe entre 0 y 5 V.

2) Un circuito comparador (IC2a) a través del diodo rectificador D2 y el circuito de filtrado C4/R12. El nivel al que se dispara la salida de IC2a se puede controlar ajustando RV1. Su salida ataca a la patilla 1 del puerto 7 (P17)



7.- Aspecto del Convertidor MIDI.

donde es ya capturada por el programa con objeto de comprobar el principio y fin de cada nota.

la que, tras un breve retardo, prosigue el desarrollo del programa.

Este ha sido ideado para que ignore la parte inicial de la nota musical, donde aún no ha sido ajustada la frecuencia de entrada al valor que tendrá, y almacene señales hasta que reconozca 5 consecutivas que estén a nivel alto, lo cual nos da la conversión de, aproximadamente, la misma frecuencia de entrada cinco veces seguidas.

Si no aparecen cinco bytes consecutivos similares en el registro de conteo el programa retorna a la lectura de la patilla 17. En caso contrario, se toman cuatro de estas notas, se suman y se obtiene la media con el fin de conseguir un conteo que se aproxime a la frecuencia de la nota de entrada. Después, esta cifra es comparada con una tabla contenida en la propia EPROM y, en función del resultado de esta comparación, es convertida en la nota MIDI correspondiente. Dicho número corresponderá a la frecuencia de entrada y estará comprendido entre 0 y 127.

Este número es luego transferido al puerto paralelo-serie en P24, atacando seguidamente a la salida MIDI a través de los transistores Q2 y Q3 a 31,5 Kb, y siguiendo el protocolo MIDI para presencia de nota (véase la figura 4). El programa toma por defecto el canal MIDI 1 y un byte de velocidad de 40h.

En este punto el programa interroga de nuevo a P17 esperando encontrar el final de la nota actual, momento en que IC2Aa pasa a nivel bajo y, tras un breve retardo, se envía el código de ausencia de nota al conector de salida MIDI. Entonces, el programa retorna al punto inicial y espera hasta la aparición de una nueva nota.

Alimentación

La fuente de alimentación empleada, por lo demás bastante convencional, utiliza un transformador de 220 a 9-0-9V y cuya capacidad sea de unos 250 mA. El condensador C7 proporciona el filtrado requerido a la salida del puente rectificador formado por los diodos D4 y D5, y su salida se lleva luego al regulador integrado IC9 (en concreto un 7805), el cual nos proporcionará, a su vez, la salida de 5 voltios buscada. Los condensadores C8 a C11 se ocupan de proporcionar los desacoplos precisos por el diseño impreso.

El programa

El funcionamiento del programa puede seguirse en el diagrama de flujo representado en la figura 5. En primer lugar, realizamos la carga del vector de RESET desde las direcciones 80FE y 80FF, las cuales son el "reflejo" de las reales: FFFE y FFFF. El siguiente paso es la inicialización de los puertos serie, paralelo y de temporizador.

El programa realiza entonces un muestreo del puerto 1, patilla 7 (P17), hasta que la salida del comparador IC2a pase a nivel alto, situación en

Lista de componentes

R1,2,3,4,13,15,19
21,26,29,30:
10 K

R5,8,14: 1 M
R6,7,10: 47 K

R9,16,20: 1 K

R 11: 33 K

R 12: 100 K

R17,18,23,24

25,27,28: 220 Ω

R 22: 2,2 K

RV1: 100 K

Condensadores:

C1: 22 μ F

C2: 1 μ F

C3: 10 μ F

C4: 1 μ F, 63 V

C5,6: 22 pF.

C7: 1.000 μ F

C8,9,10,11: 100 nF.

Semiconductores:

IC1,2: LM358

IC3: 74LS74

IC4: 6803

IC5: 74HCT573

IC6: 2716

IC7: 74LS00

IC8: CNY17

IC9: 7805

Q1,2,3,4,5:

ZTX300

D1,2,3,4:

1N4148

D5,6: 1N4002

Varios:

Zócalos para los integrados

Transformador de 220/9-0-9

XTAL1: cuarzo de 4 Mhz.

Fusible de 1 A

Diodo LED

Interruptor, caja para el montaje, placas de CI, etc.

Manejo del circuito

El dispositivo ha sido diseñado para trabajar bien con entrada de micrófono o bien con cualquier instrumento de tipo monofónico y, dado que opera con la frecuencia fundamental, puede no funcionar correctamente con instrumentos que manejen bastantes armónicos.

Sin embargo, hemos probado con guitarras acústicas y eléctricas y los problemas observados a la hora de la captación del tono fundamental fueron:

- 1) Disparo inicial por transitorios.
- 2) Incremento del contenido de armónicos al disminuir la nota.
- 3) El contenido en armónicos depende de cómo soltemos la cuerda.

El primer problema fue solventado mediante el programa. El segundo puede subsanarse con el correcto ajuste de RV1. Y, por último, el tercer problema puede solucionarse mediante la paraliza-

ción de las cuerdas con la mano o colocando algún material absorbente presionando las cuerdas en la proximidad del puente de la guitarra. También hemos verificado que el tono fundamental obtenido es más puro si presionamos sobre el centro de la cuerda con el pulgar que si lo hacemos con una púa, la cual ha demostrado ser una auténtica generadora de altas frecuencias.

Las frecuencias obtenidas a partir de una guitarra oscilan desde el "Mi", a 82,4 Hz, hasta aproximadamente 1 KHz, en la parte más alta de la escala; todo ello dependiendo de la marca de la fabricación de dicho instrumento. Sin embargo, en el caso de utilizar un bajo obtendremos frecuencias que llegan a descender hasta los 41,2 Hz. Por otra parte, a mayor frecuencia corresponderá un mayor tiempo de conversión y, por lo tanto, el retardo será más apreciable cuanto menor sea la frecuencia de la nota a tratar.

Hemos probado un tono de silbato que ofrecía una buena frecuencia fundamental, lo que redundó en unos resultados bastante buenos.

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

peculiaridades de la electrónica no lineal

No hay mucha diferencia entre el simple funcionamiento de una bombilla y los complicados procesos eléctricos que implican descontrol y caos. En el presente artículo, exponemos los aspectos positivos y negativos de los componentes no lineales y las técnicas de circuito.

Encendamos una bombilla de filamento incandescente. Duplicando la tensión a través de la bombilla realmente no se intensifica de modo proporcional la corriente, ya que el filamento caliente tiene una resistencia marcadamente más elevada que otro frío. La simple bombilla trata a la alimentación como una fuente de corriente constante. Este comportamiento no lineal se puede encontrar en la electrónica, y puede constituir un problema, mientras que en otros campos acaso sea algo provechoso.

Se puede utilizar una bombilla de baja corriente para estabilizar un oscilador RC de onda seno. Idealmente, un oscilador en puente de Wien necesita un amplificador con una ganancia de exactamente tres, que en el circuito básico de la Fig. 1 viene determinado por $1+R_b/R_a$.

En la práctica, no se pueden evitar los pequeños errores, de manera que la ganancia se elige para que garantice la oscilación y se introduce un elemento no lineal para evitar que la onda seno se des-

vie hasta el límite de corte. Una bombilla de baja corriente sirve para este propósito de una forma económica, en la Fig. 1B, pero es preferible utilizar dispositivos que necesiten una menor corriente.

En efecto, la bombilla funciona como una resistencia dependiente de la tensión: según aumenta la tensión a través de ella, así lo hace la resistencia. Un VDR alternativo, Fig. 1c, rectifica y suaviza una muestra de la señal del oscilador. La tensión resultante controla la conducción de drenador a fuente de un FET que, a su vez, controla la ganancia del amplificador.

La alinealidad en la unión de semiconductores es lo que suele dejar perplejos a los diseñadores. Claramente, hay una gran diferencia entre las resistencias de polarización directa e inversa de un diodo pero, en un diseño de circuito no lineal, la relación entre la tensión directa del diodo y la corriente es mucho más interesante. Aumentando la tensión directa en pasos lineales se incrementa la corriente de forma exponencial sobre una región de uso muy amplia.

La Fig. 1 muestra una red de diodos para estabilizar un oscilador Wien. A diferencia de la mayoría

de los métodos de estabilización, que tardan varios ciclos en reaccionar, el control mediante diodos es instantáneo, pero tiene el problema que añade distorsión. En muchos diseños de baja distorsión, un termistor de coeficiente positivo funciona de la misma forma que la bombilla de incandescencia de la Fig. 1b, mientras que en otros diseños, un termistor NTC reemplaza la línea de realimentación Rb.

Síntesis de formas de onda

Los generadores de onda seno sintonizados por realimentación, como el oscilador en puente de Wien, sufren por los problemas de las pérdidas en el condensador y con las dificultades de ajuste, especialmente a bajas frecuencias. También pueden producir molestos rebotes cuando se cambia la frecuencia.

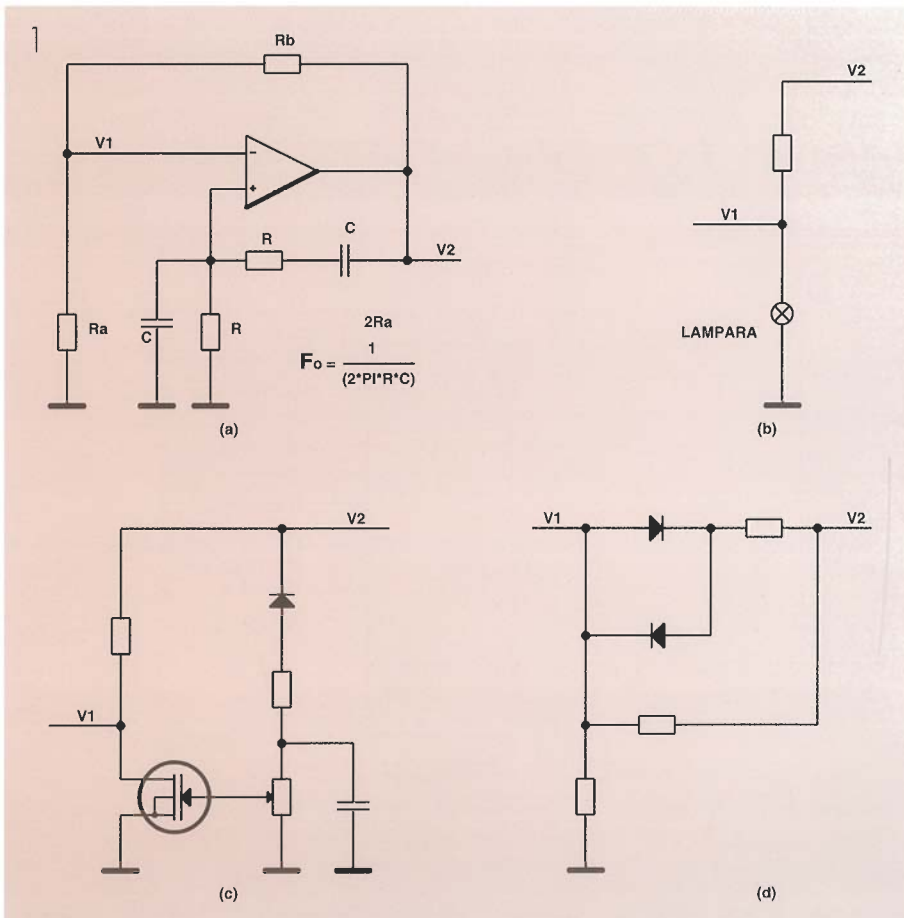
Las formas de onda cuadrada o triangulares simples se pueden filtrar para eliminar los armónicos

pero este filtrado crea una gran cantidad de problemas de diseño. Sin embargo, hay otra forma de eliminar los armónicos sin necesidad de recurrir al filtrado. Implica la utilización de técnicas no lineales y, aunque sigue el mismo principio que la síntesis digital a partir de una tabla de consulta de onda seno, es menos complicado en la práctica.

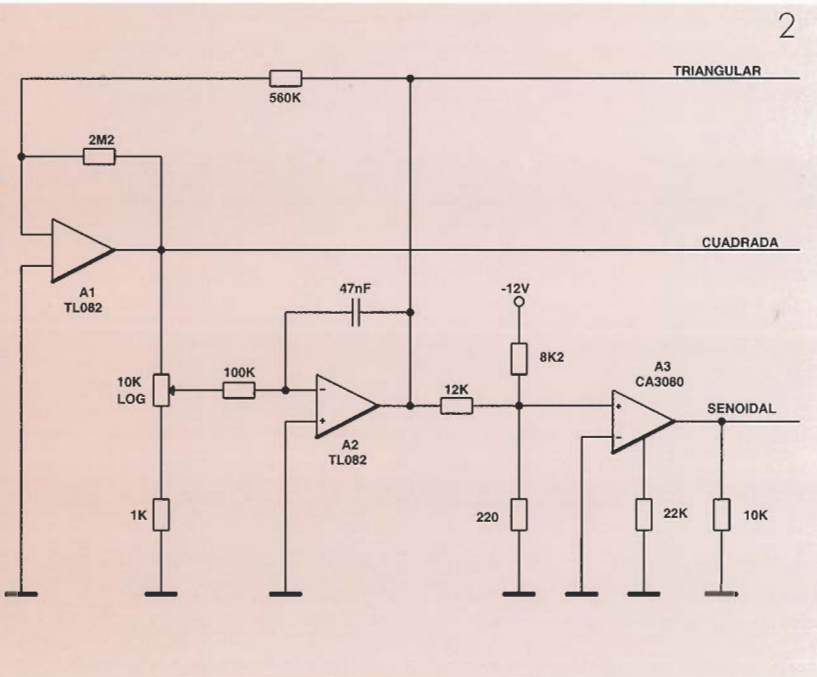
La salida de un oscilador de onda triangular simple se puede hacer pasar a través de un circuito exponencial para producir una onda seno pasable. La precisión de la forma de onda depende, en gran medida, de lo que la circuitería de

1.- En un oscilador básico en puente de Wien, (a), se puede estabilizar la amplitud mediante la sustitución de Ra y Rb por una red no lineal.

La lámpara de baja corriente funciona como una VDR (b), y el fet como un atenuador controlado por tensión, (c). En (d), los diodos proporcionan una realimentación no lineal.



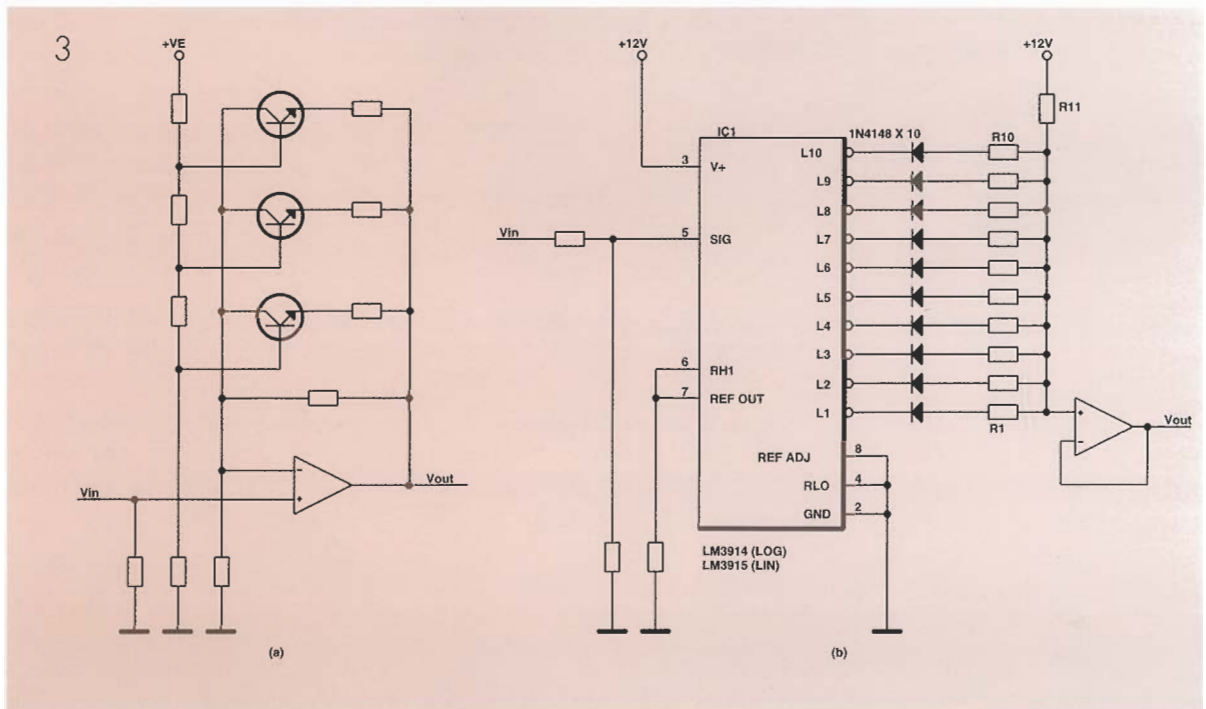
2.-El generador de funciones sintetiza una onda seno, a partir de otra triangular, utilizando un amplificador de transconductancia A3 polarizado en una región no lineal. Las resistencias de modelado en torno a IC3 pueden proporcionar una pureza superior al 2%.



Ambos tienen muchas aplicaciones. Los "plotters" de frecuencia para instrumentación se suelen mostrar como décadas u octavas, en lugar de en una escala lineal. En el caso de un analizador de redes, se necesita un oscilador de dientes de sierra con dos, o diez, pliegues de aumento en frecuencia por cada unidad de incremento en la tensión de control. Condicionando una entrada de control lineal a través de un diodo se proporciona una forma adecuada de característica no lineal a través de la relación exponencial V/I del diodo. Una opción mejor es utilizar la relación exponencial de V_{be} a I_c de un transistor de unión estándar.

Los errores de temperatura se pueden producir por un par de resistencias y una resistencia dependiente de la temperatura, R_T de la Fig. 4. Los primeros sintetizadores musicales analógicos se basaban en una combinación de módulos controlados por tensión. Como la música se encuentra fundada casi exclusivamente en octavas, los módulos necesitaban convertidores exponenciales para modificar la tensión de control lineal suministrada por los teclados o los secuenciadores. La

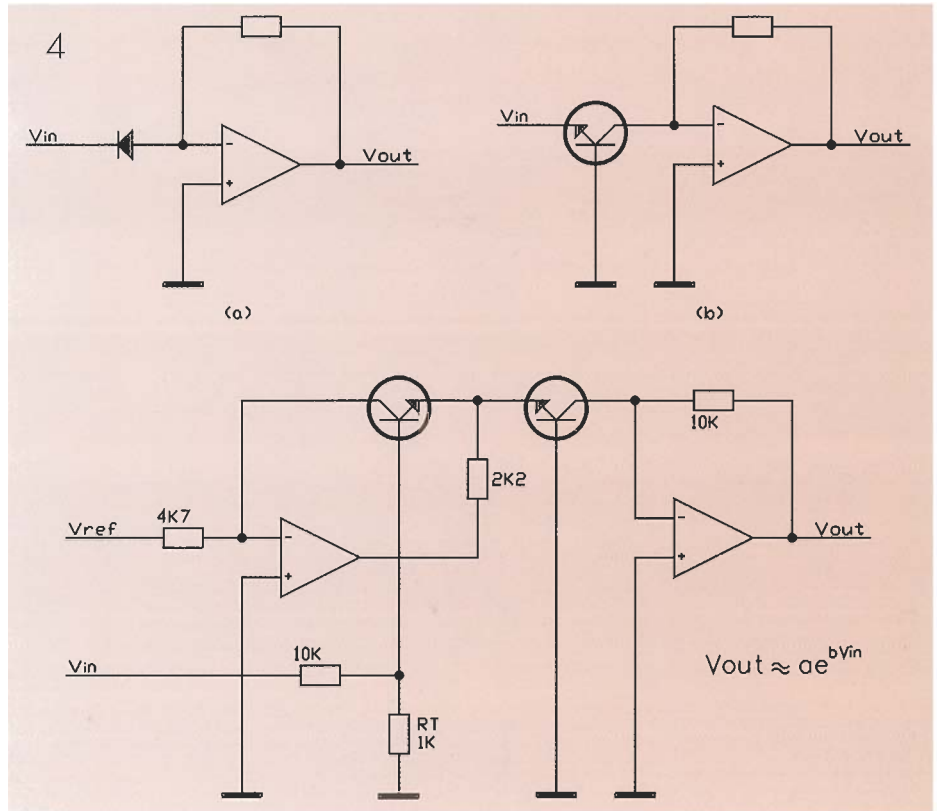
3.-Aproximación a una función no lineal. En (a), los transistores se activan con el incremento en la tensión de entrada. Las resistencias de base determinan los puntos de ruptura, las resistencias de emisor señalan la pendiente. El circuito de gráfico de barras, (b), proporciona 10 puntos de ruptura. Debe ser utilizado en el modo de barras. Las relaciones de resistencias determinan la pendiente.



conveniencia dictaba que los convertidores fueran fuentes de corriente exponenciales o cargas para los filtros u osciladores controlados por corriente.

En audio, la respuesta no lineal del oído hace que los medidores de nivel de pico sean muy difíciles de interpretar. Es necesario que los niveles se indiquen en escalas de decibelios, de forma que las relaciones con los cambios de presión del sonido se puedan evaluar en términos de las relaciones de transformación relativa en la intensidad subjetiva del sonido.

En una escala en decibelios, la relación entre el nivel de señal y la indicación de la escala es logarítmica. Los convertidores logarítmicos pueden estar formados por la inserción de un circuito con una característica exponencial en la línea de realimentación de un amplificador operacional, Fig. 5. Generalmente, la inversa de la función logaritmo se puede obtener simplemente insertando el convertidor logarítmico en la línea de realimentación de un amplificador operacional posterior, Fig. 6. Hay que recordar que no se pueden aplicar tensiones negativas al convertidor logarítmico de dos cuadrantes.



la frecuencia de entrada fundamental, es decir, armónicos. Los amplificadores de potencia de audio formados con transistores bipolares sufren principalmente de componentes armónicos de tercer orden, que se originan a la frecuencia de cambio, y armónicos impares debidos al recorte. Los amplificadores de válvulas, con su "suave" característica de sobrecarga, tienden a producir predominantemente armónicos pares e impares de orden bajo debido a sus diferentes características no lineales. Esto hace que un amplificador de audio de válvulas, sobrecargado, suene de forma subjetiva "mas cálido" que uno fabricado con transistores bipolares.

Los transistores de efecto de campo tienen una característica no lineal parecida a la de las válvulas. Bajo ciertas condiciones, producen una función matemática de cuadratura que provoca una forma notable de distorsión armónica. Alimentando el circuito de la Fig. 4 con una frecuencia seno f , aparece una frecuencia de salida de $2f$, ya que:

$$\sin^2 x = \frac{1}{2} (1 - \cos 2x)$$

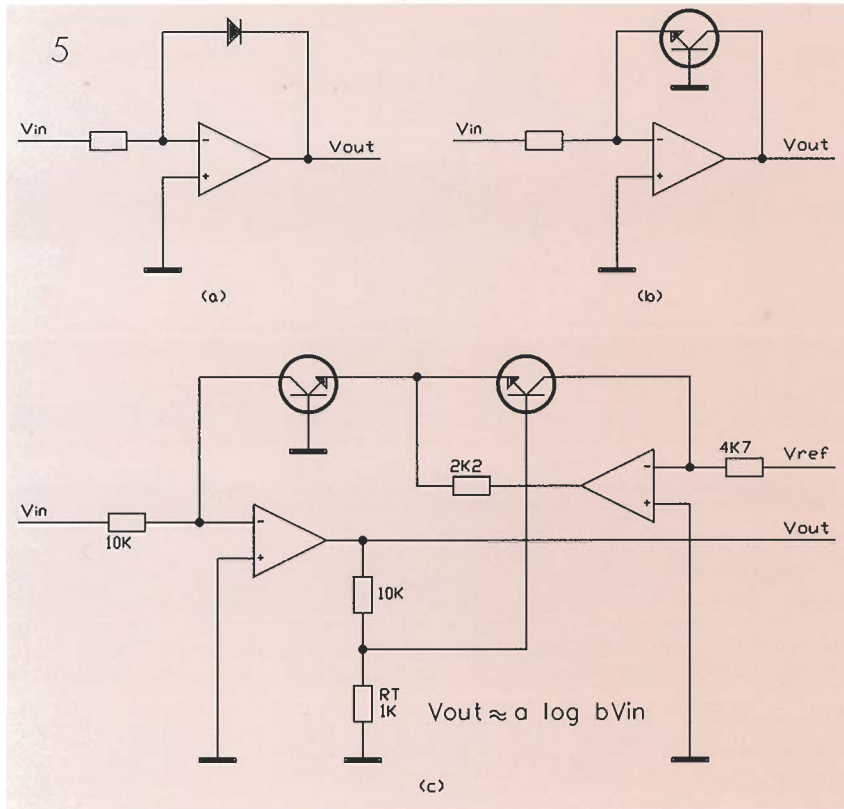
Esta ley cuadrática también se puede utilizar para multiplicar el valor de dos tensiones juntas:

4.- **Convertidores exponenciales: un simple diodo proporciona la función en (a) o un simple transistor, como se puede ver en (b). El circuito (c) es la versión práctica que realiza la compensación en temperatura. Los transistores deben estar acoplados térmicamente.**

Comprobación para la no-linealidad

La linealidad de los sistemas acoplados CC se analiza dibujando la tensión de salida o la corriente en función de la entrada de varias formas. Con los circuitos CA, el modo más normal es alimentar el amplificador con una señal seno pura y comprobar la distorsión en la salida, habiendo eliminado el componente fundamental de la señal de alimentación, lo cual conserva la causa de distorsión más el ruido. Un circuito lineal deberá preservar la forma de la onda seno, pero también podría modificar su fase o su amplitud (los modificadores del rango dinámico se describirán más adelante). Es posible efectuar un examen detallado analizando la onda seno original a través de un filtro de separación. Cualquier alinealidad añade componentes de frecuencia a múltiplos de

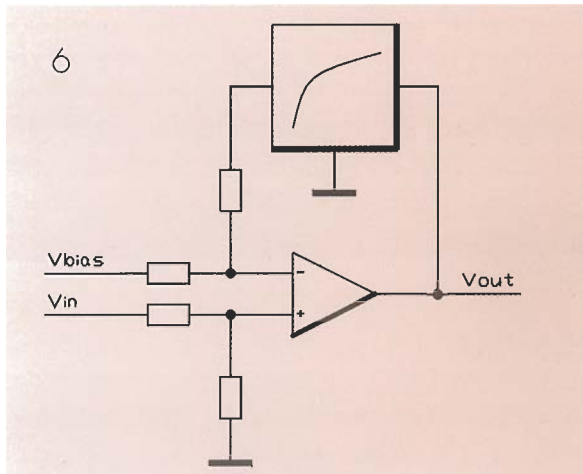
5.- Convertidores logarítmicos. Un diodo en la línea de realimentación (a) o un transistor (b) proporcionan la inversa de la función exponencial. El circuito en (c) es la versión práctica. Nótese el parecido con la Fig. 3a



una serie de funciones desde la lineal hasta tgh. Este circuito práctico fue desarrollado con objeto de simular el suave recorte de un amplificador de válvulas para producir los efectos de una guitarra eléctrica. Alterando las tensiones de polarización, y sustituyendo los fets se puede proporcionar incluso una imitación más precisa. El CA3080 de la Fig. 2 funciona de la misma forma.

La ganancia del par diferencial es controlada por la corriente de la derivación, de forma que el circuito funciona como un amplificador de corriente controlado. Si la corriente de la derivación se saca de alguna

6.- Colocando una red no lineal en la realimentación de un amplificador operacional se logra la inversa de la función de la red. Habrá que ajustar las resistencias y las polarizaciones para la ganancia y el desplazamiento en tensión, teniendo cuidado de evitar la inestabilidad.



$$xy = \frac{(x + y)^2 - (x - y)^2}{4}$$

En pares diferenciales acoplados por el cátodo, Fig. 8a, se produce un comportamiento no lineal para señales muy grandes; en una entrada, que varíe desde aproximadamente -20 mV a +50 mV, la salida cambia rápidamente entre dos tensiones fijas de respuesta, siguiendo una función de transferencia tgh.

La Fig. 8 amplía la región de cambio de frecuencia y, variando el enlace entre las corrientes del emisor mediante un potenciómetro, se produce

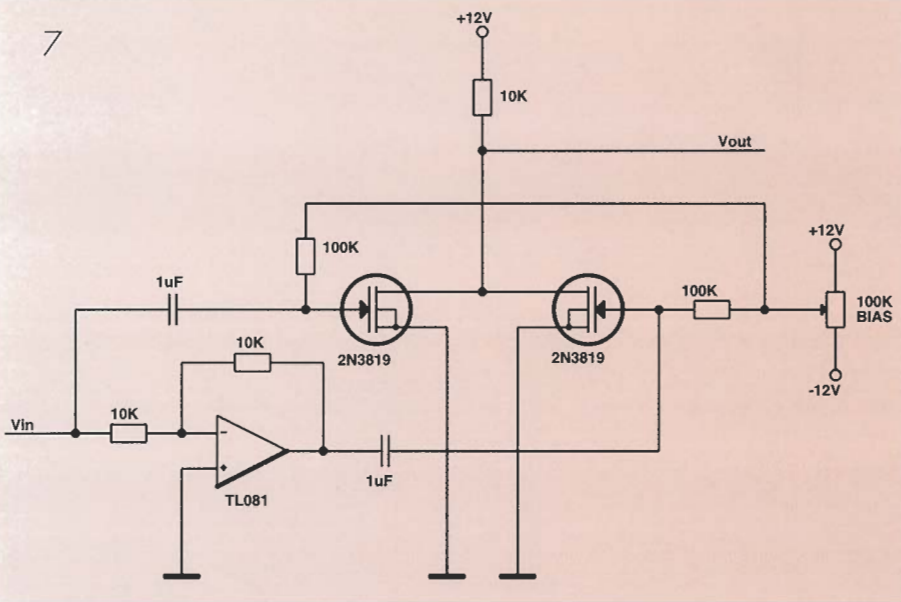
una forma de la señal de entrada, se tiene disponible un rango completo de funciones no lineales.

Intermodulación

Alimentando un circuito no lineal con una señal que contiene dos señales seno con frecuencias f1 y f2 resulta una salida que no solamente incluye las dos señales de entrada sino que también añade una cierta proporción de su suma y diferencia.

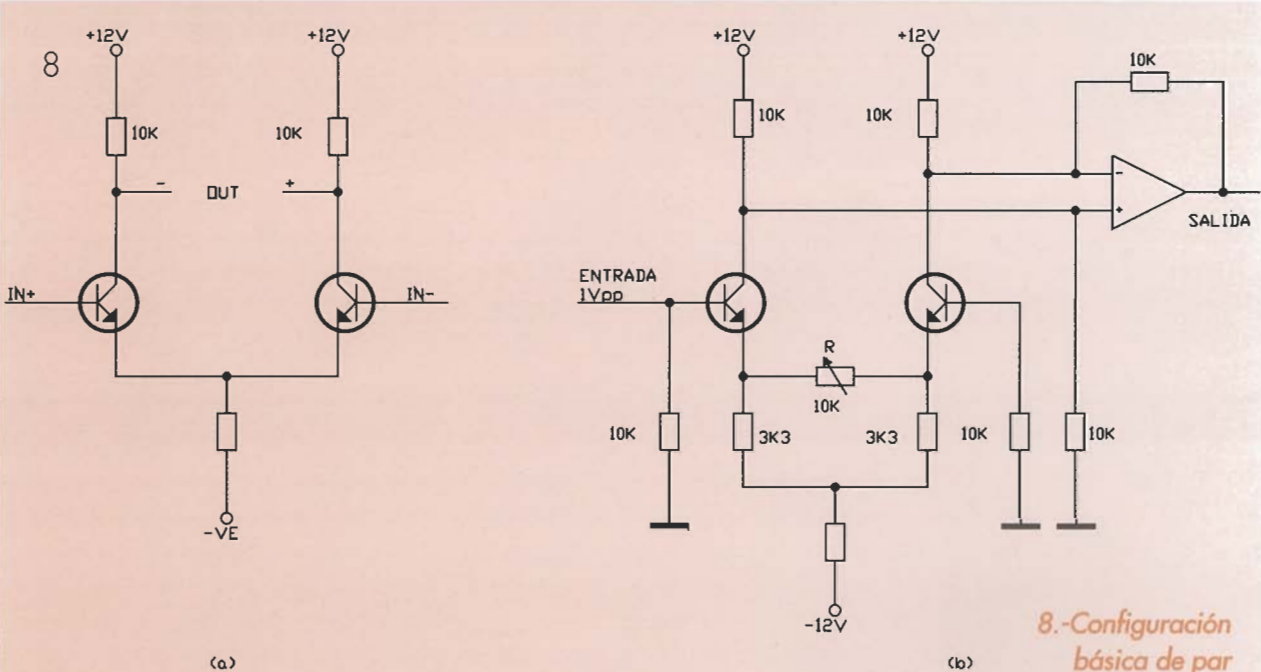
Este tipo de distorsión es el más perjudicial para los ingenieros de audio, ya que las frecuencias que aparecen no están relacionadas de forma armónica con la entrada y, por lo tanto, son subjetivamente más notables y desagradables. En estos circuitos, los niveles instantáneos de una señal modulan de forma efectiva a la otra, por ello se la denomina distorsión de intermodulación. El caracol del oído tiene una respuesta no lineal similar y produce una distorsión del mismo tipo, especialmente con los sonidos fuertes. Curiosamente, el oído tiene un singular efecto no lineal conocido como la reconstitución de la fundamental. Si se producen dos señales, una de 800 Hz y otra de 1.000 Hz, el oyente también percibe un tono de 200 Hz, frecuencia que tendría armónicos a 800 Hz y a 1.000 Hz.

7



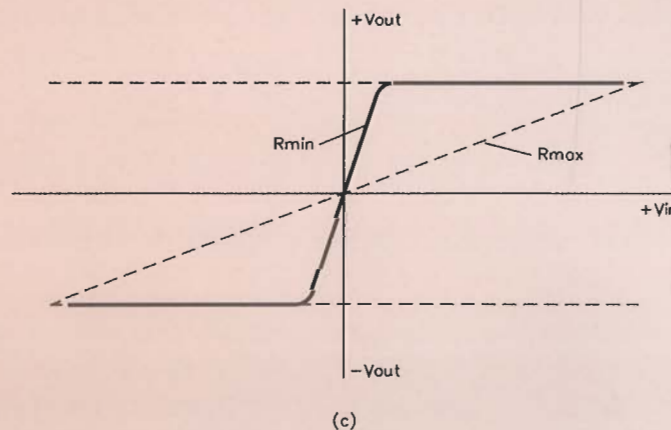
En audio, los beneficios de la intermodulación se encuentran limitados a los efectos especiales. Para los ingenieros de radio, sin embargo, es indispensable. Si una de las señales es una onda constante de RF y la otra es música el resultado es una señal de RF modulada, como la que se usa para las telecomunicaciones por radio.

7.-Circuito práctico para utilizar la respuesta de ley cuadrática de los FET. La sustitución de transistores bipolares muestra distintas curvas.



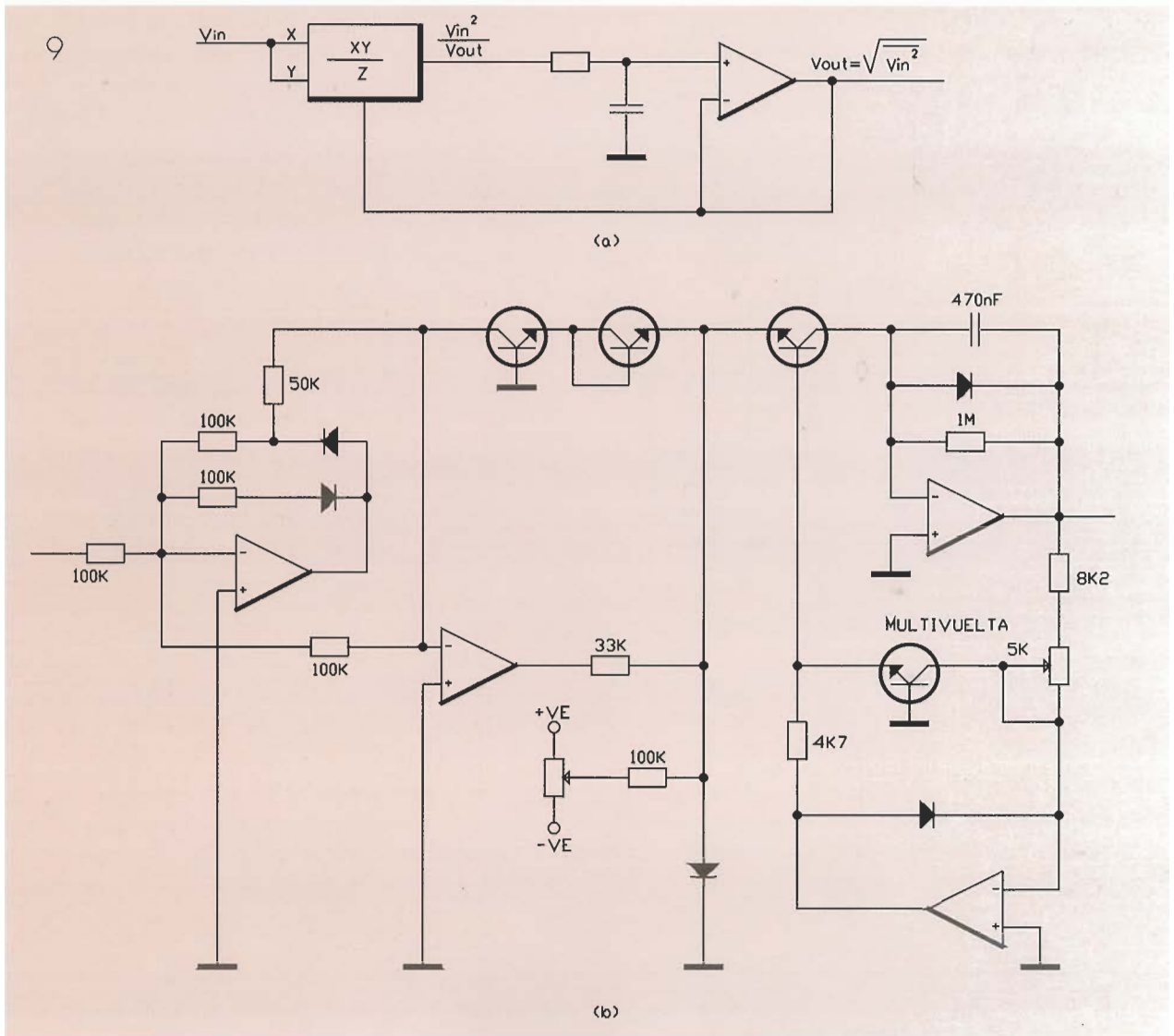
(a)

(b)



(c)

8.-Configuración básica de par acoplado (a) que tiene una característica no lineal para grandes señales. Circuito práctico (b) que permite el control sobre la respuesta no lineal, desde lineal (R al mínimo) hasta tanh (R al máximo).



9.- Diagrama de bloques de un convertidor RMS (a), un convertidor práctico, que utiliza un rectificador de precisión y unidades lógicas y analógicas para multiplicar/dividir (b) basado en el circuito de la referencia 1

Los circuitos integrados multiplicadores, como el LM1496, están llenos de pares acoplados y realizan la modulación de una forma más controlada. Cuando se utilizan para modular una señal, o para demodularla mediante el mismo principio, estos multiplicadores se conocen como mezcladores por los ingenieros de RF; cuando desplazan la frecuencia de una señal modulada, también se conocen como convertidores. Los ingenieros de audio, sin embargo, pueden estar más familiarizados con el nombre de modulador en anillo.

Medida RMS

Los niveles de señal RMS corresponden a la potencia media disipada cuando una señal alimenta a una carga resistiva. Se obtiene aplicando una función cuadrática a la señal cuando tiene un significa-

do positivo, variando el nivel y aplicando una función de raíz cuadrada al resultado CC. Mediante un pequeño juego con el álgebra, es posible obtener el mismo resultado con una reducción en la complejidad del circuito y del error asociado, Fig. 9.

Los circuitos de propósito específico proporcionan la función, pero la forma discreta incluso puede ofrecer una versión más económica, procurando que se ponga atención al ajuste del transistor y al acoplamiento térmico.

Si una parte de la curva V/I de un dispositivo se "invierte" sobre sí misma, es decir, cuando aumenta la tensión disminuye la corriente, se dice que el dispositivo muestra una resistencia negativa, lo que se denomina más correctamente conductancia diferencial negativa 7. Esta característica permite la construcción de varios bloques electrónicos con un número de componentes sorprendentemente reducido, Fig. 10.

Los diodos túnel y los dispositivos Gunn son componentes de dos terminales que presentan resistencia negativa. Polarizados y conectados adecuadamente, pueden amplificar y oscilar a frecuencias de microondas. En las frecuencias desde CC a pocos MHz, la resistencia negativa se puede sintetizar con semiconductores convencionales.

Sistemas de compresión-expansión

En los sistemas de audio, suele ser aconsejable modificar el rango dinámico de los materiales sonoros, por ejemplo, la diferencia entre los sonidos más fuertes y más débiles.

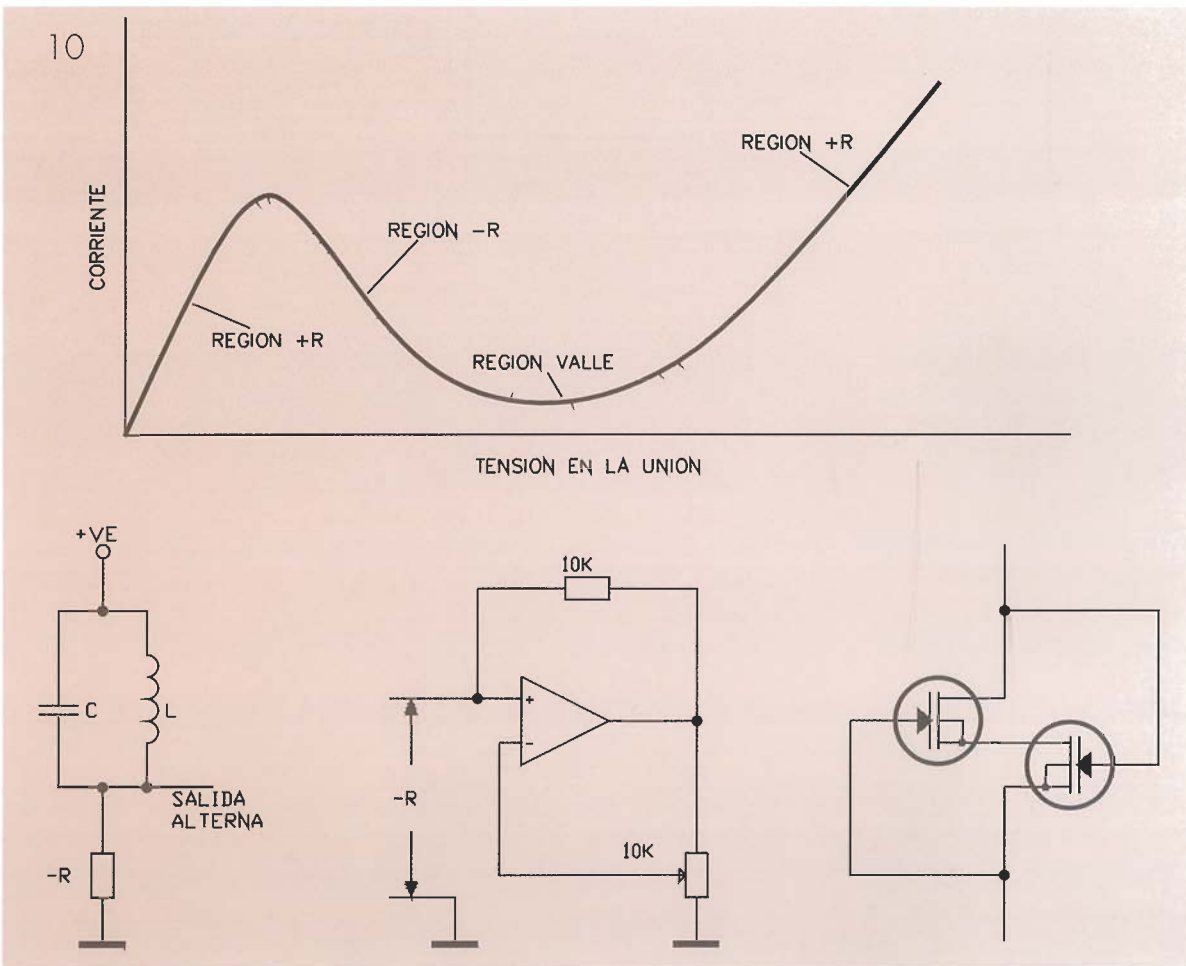
Para mantener una relación señal/ruido razonable, es posible comprimir la señal en la grabación y expandirla en la reproducción. Como un rango de números entre 0 y 1.000 se comprime de forma logarítmica a un rango de 0 a 3, no es sorprendente que la compresión y expansión de

audio implique cierta alinealidad. El sistema más frecuente para alterar el rango dinámico de una señal hace uso de tres elementos básicos: un amplificador controlado por tensión, un seguidor de nivel para extraer la información dinámica de la señal y circuitos para cambiar la información resultante en una tensión de control utilizada por el amplificador para imponer la nueva característica a la señal original.

Excepto en los sistemas de mera calidad-hablada, donde es suficiente la utilización de atenuadores fet, es infrecuente la necesidad del uso de circuitería de transistores discretos para el amplificador controlador por tensión. Los circuitos integrados, como el económico CA3080 que es un amplificador operacional de transconductancia de baja fidelidad, o el VCA dbx 2150A con calidad de estudio, tienen un diseño de circuito considerablemente simplificado. Los VCA son una forma de multiplicador, trabajando únicamente en dos cuadrantes.

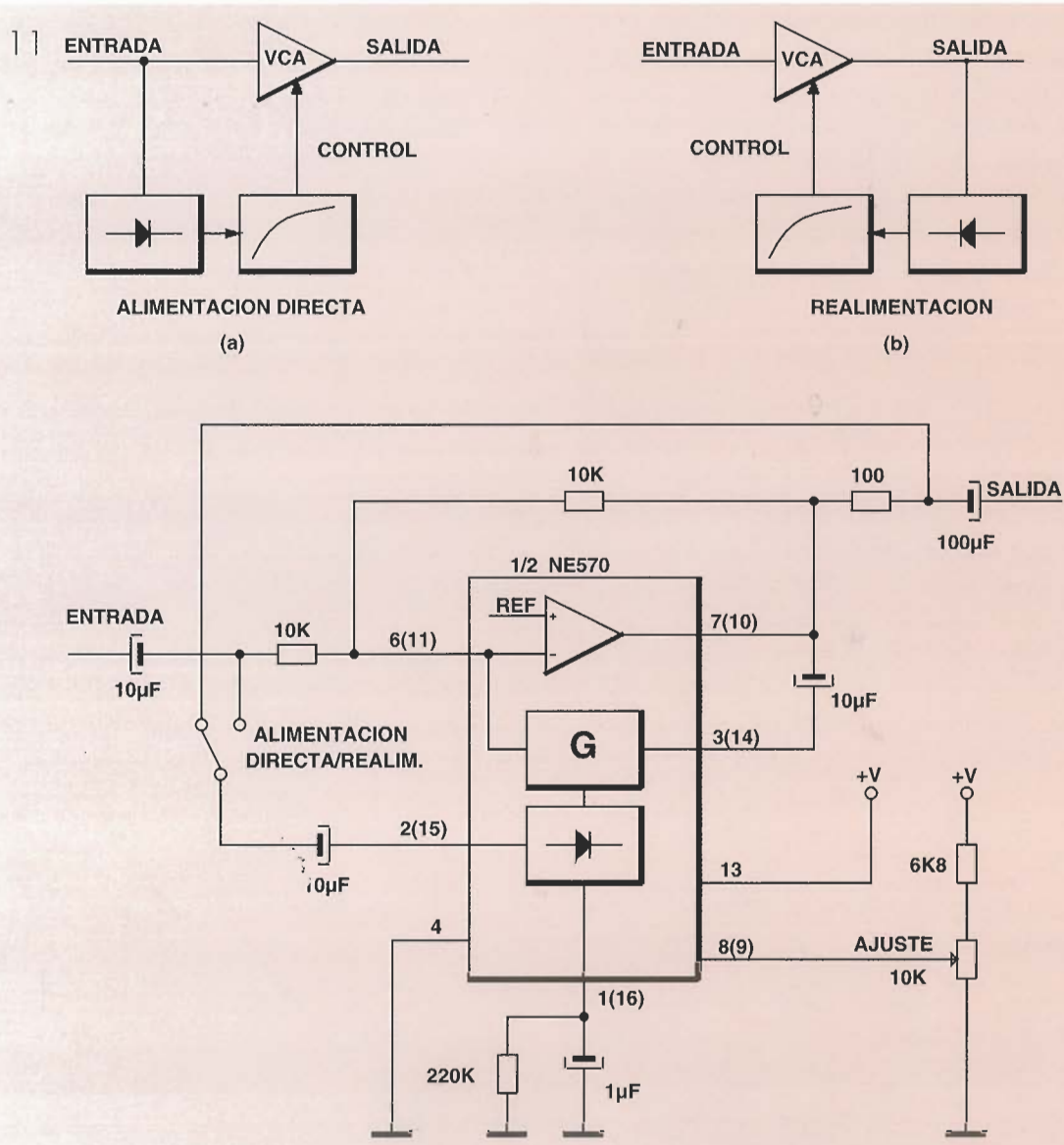
El elemento de seguimiento de nivel es básicamente un rectificador con filtrado. Puede ser rudimentario, con la forma de un diodo y un condensador,

10.- La curva (a) muestra una resistencia negativa típica. En (b), la resistencia negativa compensa las pérdidas en el circuito sintonizado que producen oscilación, mientras que (c) indica una posible síntesis utilizando un amplificador operacional. La configuración (d), que también se denomina circuito lambda, utiliza fets complementarios para la resistencia negativa flotante.



11.- Rango dinámico de las configuraciones básicas de procesador, (a), con alimentación directa y (b) con realimentación.

El circuito práctico (c) utiliza un circuito NE570 para un canal; el control permite la variación de la respuesta desde la compresión hasta la expansión con temporización fija.



o puede realizar una rectificación de precisión y un filtrado con constante de tiempo variable para subida y bajada en distintas fuentes de programa. Dependiendo de la respuesta que se prefiera, el nivel se puede seguir a la entrada del VCA (alimentación directa) o a la salida (realimentación). La tensión correspondiente al nivel medio de señal se aplica al VCA a través de una red no lineal. El circuito que extrae y procesa el nivel de señal es conocido normalmente como cadena lateral, ya que se opone a la trayectoria de la señal a través del VCA. Un dispositivo con todos los componentes activos para un compresor o expensor de dos canales es el NE570, Fig. 11. Este mismo, resulta adecuado para aplicaciones de alta fidelidad; se puede añadir un amplificador operacional externo de alta calidad para mejorar las prestaciones de ruido.

Quienes piensan que la electrónica analógica ha muerto deberían oír las diferencias entre la compresión-descompresión analógica y el muestreo digital de sonido.



Los recientes descubrimientos en la teoría del caos han inspirado una nueva visión sobre los sistemas dinámicos no lineales. Un ejemplo físico de este tipo de sistemas es una masa en un muelle con una elasticidad no lineal, Fig. 12a. Cuando se aplican al sistema vibraciones sinusoidales, la masa comienza a oscilar de forma periódica de una forma ligeramente distorsionada a una velocidad relacionada con la fuerza que se aplica.

Sin embargo, si se modifica la frecuencia ligeramente, la oscilación puede continuar a la misma frecuencia, pasar a una frecuencia distinta relacionada o convertirse en irregular o aperiódica. La secuencia del movimiento de la masa se conoce como un atractor. Cuando la masa se mueve de forma continua, y de modo irregular, se ha encontrado lo que se denomina extraño atractor del caos. El cambio cualitativo desde un atractor a otro es conocido como bifurcación y se puede predecir la distancia entre bifurcaciones. La complejidad del proceso caótico parece implicar que hay una serie de fuerzas inexplicables pero es sencillo demostrar que un sistema simple se puede comportar de forma caótica. Tomemos una fórmula estadística, utilizada en ocasiones para explicar el modelo de crecimiento de una población:

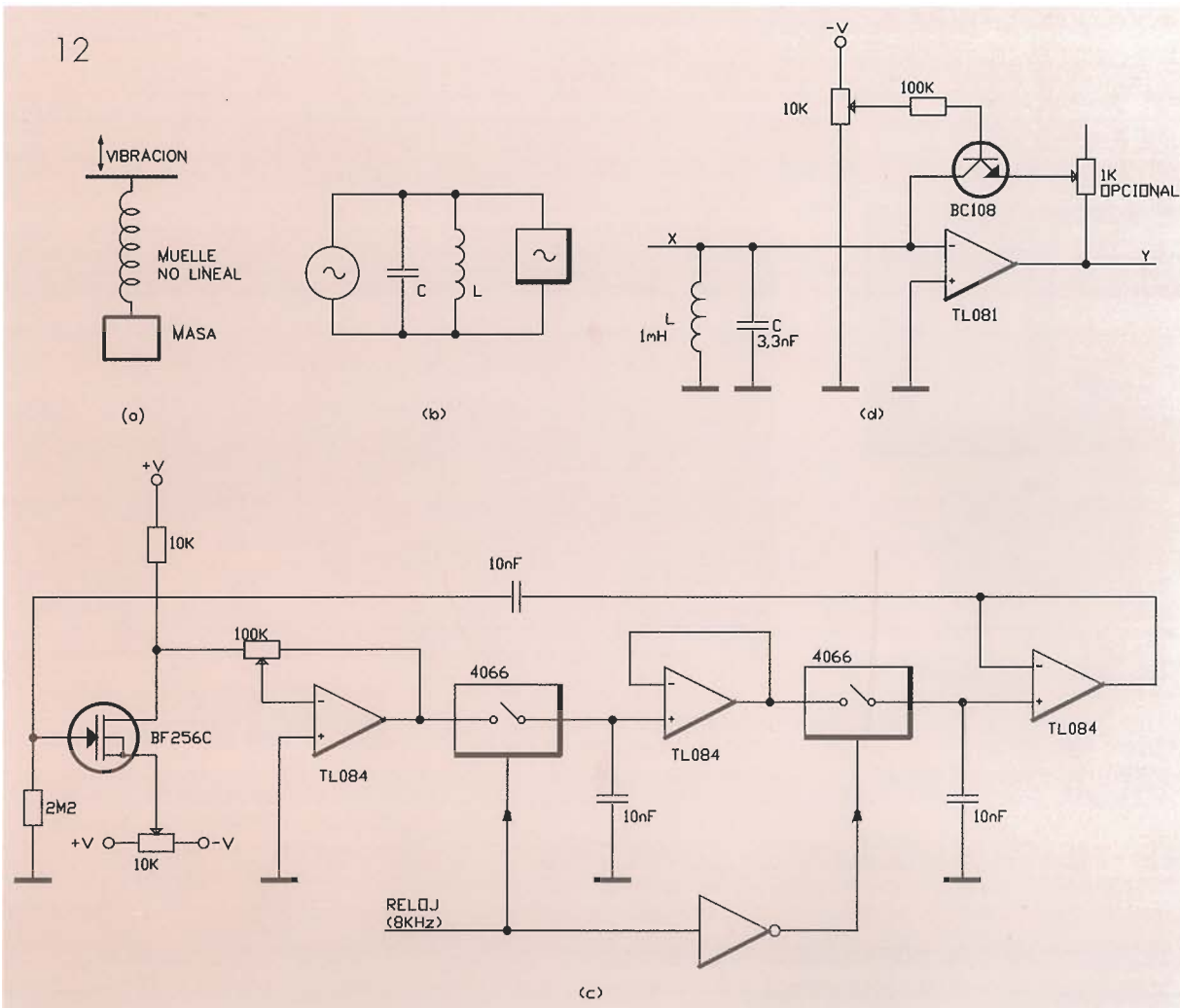
$$x_{t+1} = kx_t(1-x_t)$$

En un determinado momento, x_t , la población es función del instante anterior, x_{t-1} . Suponiendo que X_0 es inicialmente 0,1 y que k es uno, entonces x_t tiende a cero. Cuando k es dos, x_t tiende a 0,5; y cuando k es tres, x_t alterna entre dos valores. Cuando k es cinco, x_t tiende al infinito; cuando k es cinco, el valor de x_t parece variar de forma aleatoria y un cuadrado simple ha producido un comportamiento caótico. Haciendo un pequeño cambio en las condiciones iniciales pronto aparece una secuencia de valores radicalmente distinta, mostrando el efecto "mariposa" de la dependencia sensible de las condiciones iniciales que se encuentran en todos los sistemas caóticos.

Circuitos caóticos

En electrónica, un circuito no lineal con realimentación puede producir fácilmente un comportamiento

12.- Sistemas caóticos. El sistema mecánico (a) tiene un equivalente electrónico (b). En (c), la parte cuadrática de la respuesta de un fet proporciona la alinealidad, y con una realimentación a través de un puente se obtiene una respuesta caótica que se puede comprobar con un amplificador de audio o con un osciloscopio. El circuito (d) es una versión con autoactivación de (b), un transistor bipolar para obtener la alinealidad y un amplificador operacional para la ganancia. Cuando se conecta a los ejes de un osciloscopio se observa una imagen del caos en el dominio de la fase..



caótico. La Fig. 12c muestra una aproximación del sistema estadístico. Para tener una idea de la naturaleza de un sistema caótico, señalaremos que es posible monitorizar la mayoría de los sistemas en el dominio de la fase conectando los amplificadores horizontal y vertical de un osciloscopio a diferentes partes del sistema.

Volviendo al sistema físico de una masa sobre un muelle no lineal, diremos que una analogía directa del mismo es un circuito sintonizado con una reactancia no lineal. Una reactancia no lineal se puede sintetizar con facilidad mediante componentes estándar, pero el montaje más simple que ha encontrado el autor para crear señales caóticas es utilizar un amplificador operacional para mantener la oscilación de un circuito sintonizado.

Debido a que el montaje es no lineal, la oscilación producida por este circuito es tan frecuentemente caótica como periódica, Fig. 12d. La bobina que se muestra debe tener unos pocos milihenrios.

El autor comprobó que 100 espiras sobre una barra de ferrita era lo adecuado, aunque causaba interferencias en emisiones de radio.

El comportamiento caótico posiblemente esté relacionado con muchos fenómenos anteriores no explicados o explicados parcialmente, particularmente cuando se encuentran señales no periódicas, como el ruido 1/f. A la luz de la teoría del caos, los análisis pueden ofrecer también una visión del comportamiento de los osciladores de resistencia negativa, aquellos que utilizan diodos Gunn para los circuitos de relajación monounión con sus puntos de conmutación probabilísticos.

Ningún componente es perfecto, las resistencias tienen características de termistor, los diodos actúan como varistores, etc. De ahí que ningún circuito práctico sea lineal. Si un circuito realiza amplificación, y tiene realimentación, el caos puede andar muy próximo.

**SPC15 REGULADOR-SOLAR
SPC02 ALIMENTADOR CARGADOR-SOLAR**



**CARACTERÍSTICAS
ELECTRICAS**

	SPC15	SPC02
Tensión variable	12/24 V.....	3-12 V
Corriente máxima	15 A.....	200 mA-1,2 A
Máximo voltaje de carga	14,4 - 28,8 V.....	NiCd 14,4 V Pb 13,8 V

SKW05 KIT DE ENERGIA SOLAR 12V 500MA

Compuesto por:

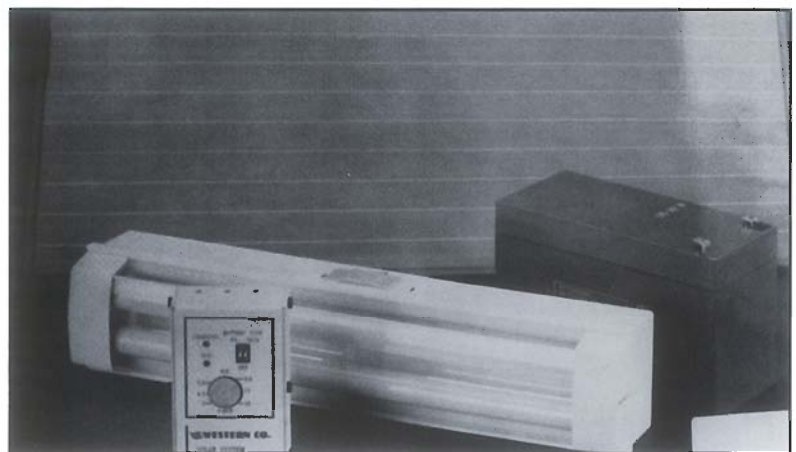
- 1 PANEL 12V 5W
- 1 BATERIA PLOMO 12V 6,5 Ah
- CONSUMO REDUCIDO MARCA OSRAM

Ptas. 24.900.-

- 1 CARGADOR SOLAR SPC 02
- 1 TUBO FLUORESCENTE 12V 8W
- AUTONOMIA 6 HORAS

ENERGIA SOLAR

KIT SOLAR DE ALUMBRADO SKW05
INSTALELO USTED MISMO



**JHRoerden
y cia. s.a.**

IMPORTADORES

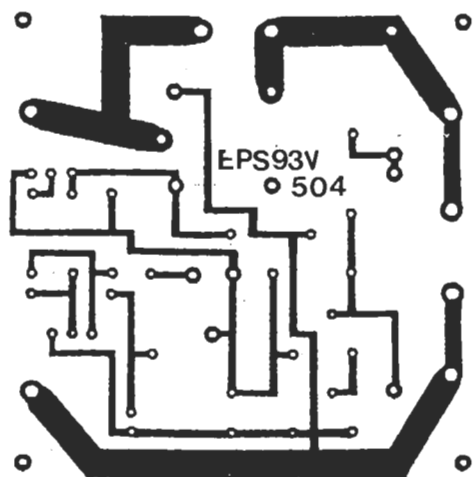
ELECTRONICA - TELECOMUNICACIONES
AV. ALBERTO ALCOCER, 38 - 7º
28016 MADRID

TELEFONOS: 457 91 28
344 11 43

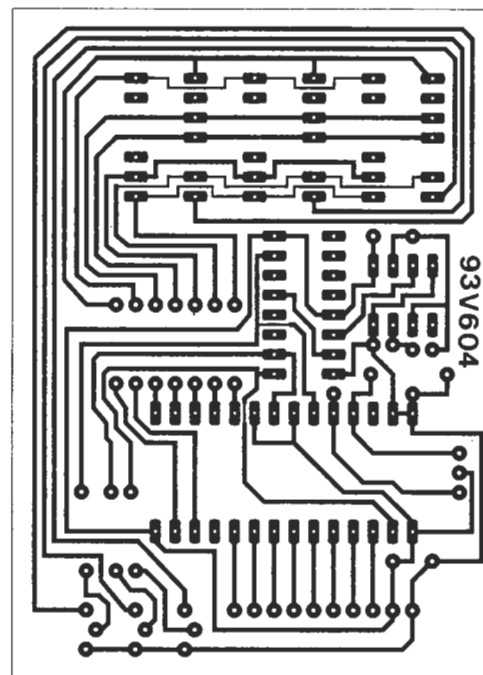
FAX PPAL. (+34-1) 458 60 46

**PANELES SOLARES - MULTIPLES APLICACIONES - CONSULTENOS
BUSCAMOS DISTRIBUIDOR**

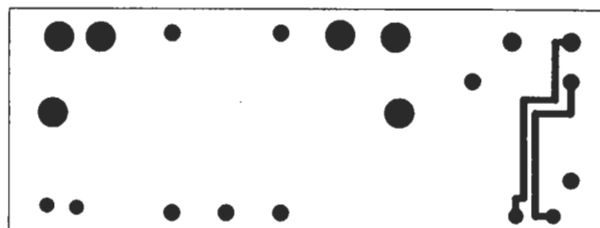
ADEMAS: POLIMETRO / PILAS / ACUMULADORES / CARGADORES / ALARMAS / ETC.
CONSULTENOS ———20 AÑOS DE EXPERIENCIA ———



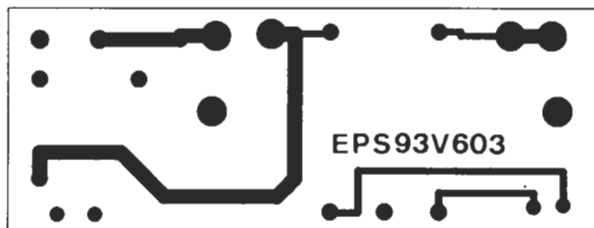
EPS 93V504.- Limitador de intensidad.



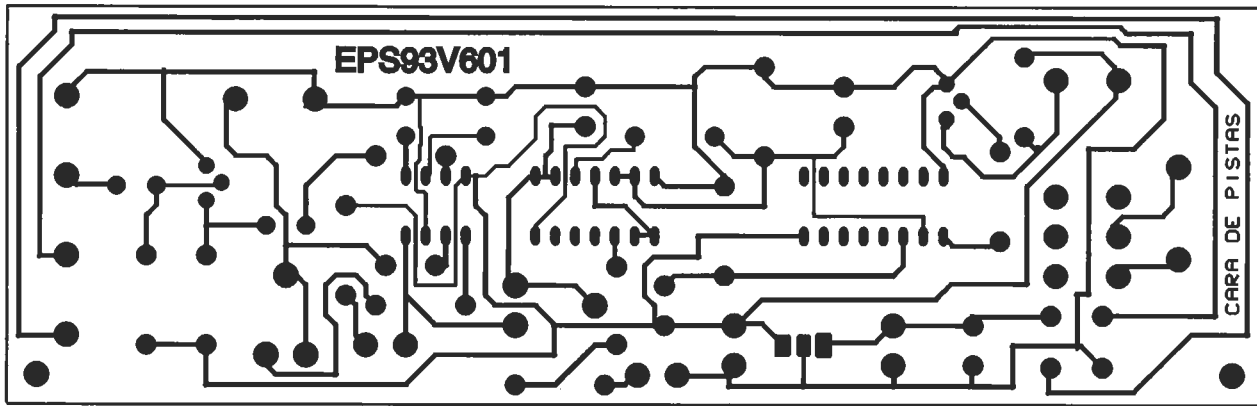
EPS 93V604.- Comprobador de circuitos digitales.



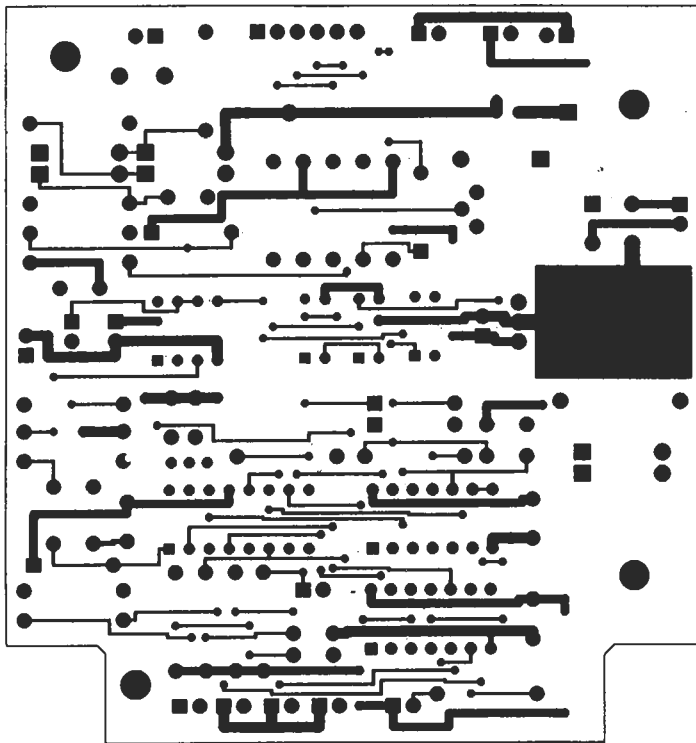
EPS 93V603.- Alimentación de arranque remoto del PC (Cara de componentes).



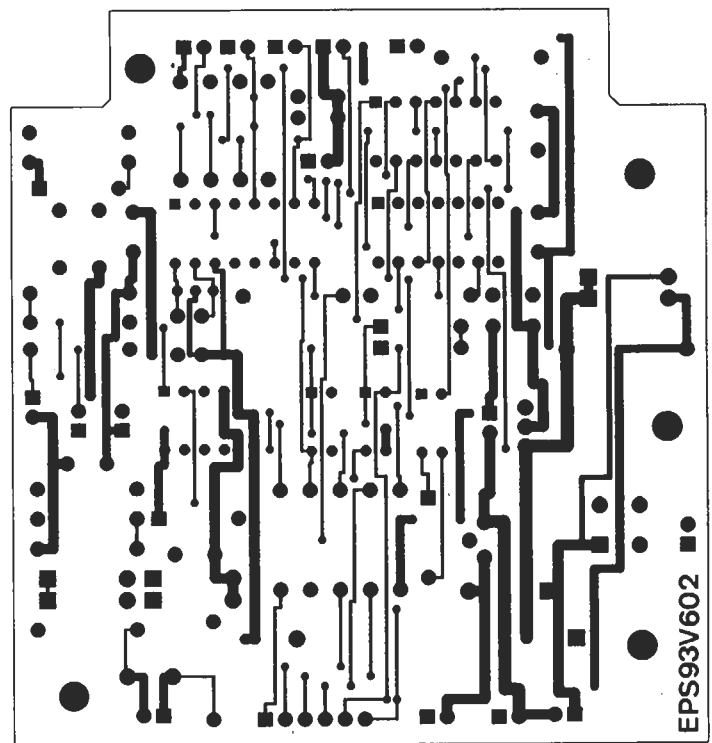
EPS 93V603.- Alimentación de arranque remoto del PC (Cara de soldaduras).



EPS 93V601.- Temporizador controlado por agenda digital.



EPS 93V602.- Arranque remoto del PC.
(Cara de componentes).



EPS 93V602.- Arranque remoto del PC.
(Cara de soldaduras).



Comprobador de circuitos digitales

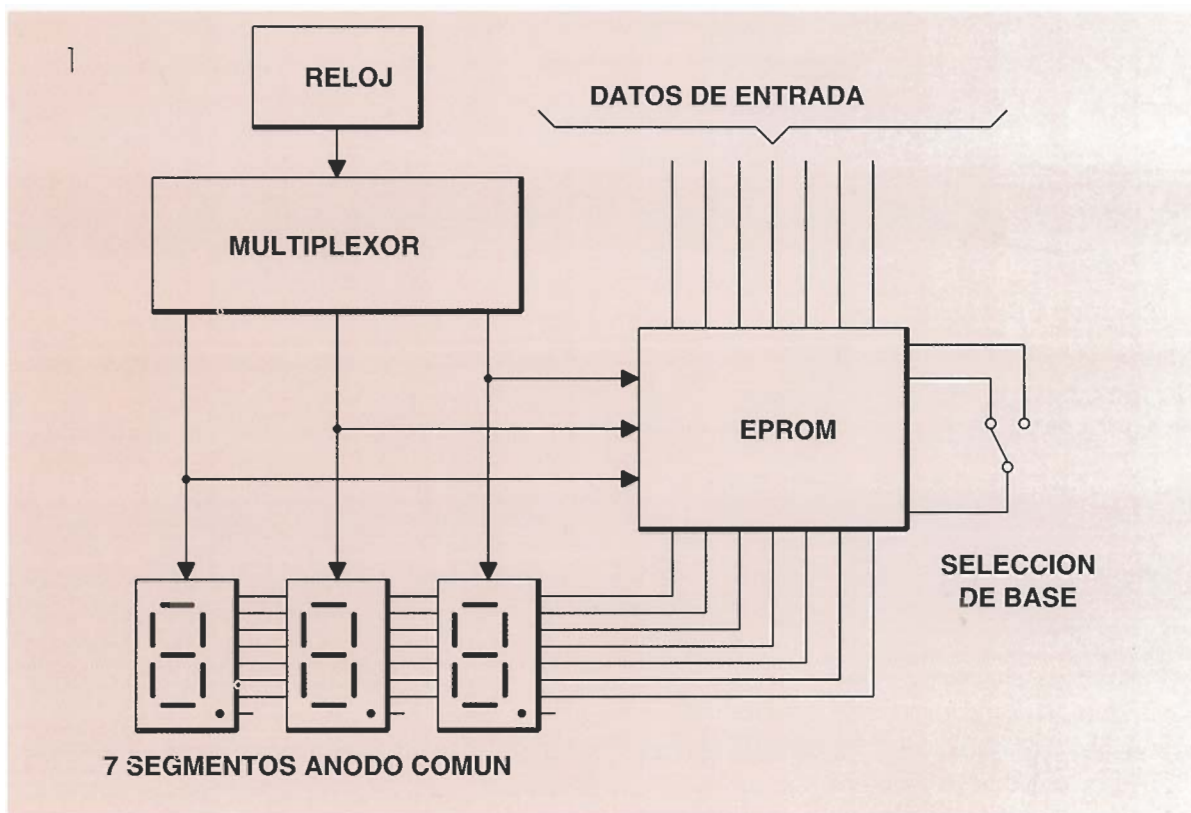
Un equipo de gran utilidad y cuya presencia se hace, hoy día, casi insustituible en el laboratorio del aficionado a la electrónica.

Teóricamente, la verificación de circuitos digitales a partir de un par de tensiones de referencia no debe resultar complicada y, de hecho, la comprobación de los circuitos más sencillos resulta factible. Lo único cierto es que todos ellos requieren el uso de algún sistema de visualización capaz de indicarnos los estados "lógicos" que han de verificarse. El problema comenzó cuando empezaron a surgir los circuitos contadores, microprocesadores, etc., cuyas señales, transmitidas a través de buses de ocho bits, son difíciles de comprobar mediante una sonda que utilice un único canal. La comprobación de una "palabra" requerirá el uso de, al menos, ocho pruebas diferentes y un sistema inte-

grado de cálculo o, en su defecto, una memoria bastante buena.

Aún en el caso de utilizar este sistema nos quedaría todavía el problema de pasar la lectura adquirida a una base más "legible" por el cerebro humano.

La solución a este problema se la ofrecemos al lector en este artículo. El montaje posee 8 entradas lógicas TTL y es capaz de mostrar el estado de estas entradas en tres visualizadores de 7 segmentos previstos a tal fin. Además, contamos con la posibilidad de conmutación de la base en la que observamos la salida, a saber: decimal, octal o hexadecimal.



1.- Esquema de bloques del circuito.

Criterio de diseño

En un primer momento, se consideró que el circuito debería ser compacto —a efectos de considerarse herramienta de trabajo—, fácil de utilizar y razonablemente económico. También se pensó en la idoneidad de que fuera compatible con los niveles lógicos TTL, dada su amplia difusión en el campo electrónico moderno.

La solución más inmediata pasaba por la utilización de un controlador visualizador de 7 segmentos —como el 4511—, pero, posteriores razonamientos, mostraron que no era la solución ideal. Ello se debe a que los circuitos controladores del tipo 4511 convierten cuatro entradas digitales en código de 7 segmentos de acuerdo a la norma BCD (Binary Coded Decimal), lo cual no era razonable en el diseño que nos ocupa.

Existen en el mercado circuitos capaces de sacar datos por más de un display o visualizador, lo que ocurre es que normalmente operan controlados a través de microprocesadores y, además, sólo ofrecen la información de salida en una base (normalmente decimal o hexadecimal).

La solución...

La solución encontrada por nosotros pasa por el uso de una EPROM y un sencillo multiplexor que maneja directamente cada uno de los dígitos que componen el visualizador de salida (véase la figura 1). El multiplexor actuará como tabla de asignación y se encargará de mostrar el número adecuado en cada visualizador de acuerdo con la palabra presente en las entradas. Si elegimos una EPROM de tamaño adecuado podremos almacenar la información que nos permita conmutar entre las bases octal, decimal y hexadecimal.

La EPROM...

La memoria EPROM necesaria para el montaje es una 2764, la cual deberá programarse para su uso. En vez de optar por entregar un tedioso listado para introducirlo por teclado, hemos optado por presentar éste en forma de programa BASIC.

Dicho programa (figura 4) puede funcionar en cualquier ordenador de tipo PC o compatible con él. Su misión es generar la información requerida en forma de fichero binario (denominado BUSTEST.BIN). Este fichero tiene el contenido de la EPROM y puede utilizarse –con la ayuda de un equipo grabador– para realizar la programación de la misma. También es factible obtener la EPROM ya programada a través del distribuidor habitual de los kits de Elektor.

Montaje

El montaje de este circuito destaca por su simplicidad. Comenzaremos por las resistencias (obsérvese que las resistencias R6 y R7 van montadas verticalmente), seguiremos luego con los zócalos de los integrados, condensadores, el conector (en caso de que sea necesario) y el conmutador. Este conmutador es del tipo utilizado para montaje en placa de circuito impreso y pone en marcha dos circuitos independientes, esto es, que podemos accionar dos posiciones o mantener el conmutador en un punto central, sin hacer contacto alguno. Su misión es realizar la conmutación entre las tres diferentes bases que puede manejar nuestro circuito.

El siguiente paso será el montaje de los visualizadores de 7 segmentos. En caso de que optemos por utilizar zócalos, deberemos tomar los correspondientes a circuitos de 14 patillas y recortar las siguientes: la 4, 5 y 12. Una vez colocados los zócalos, insertaremos en ellos los displays o visualizadores. Para continuar, colocaremos los circuitos integrados. Es importante recalcar que el circuito IC2 es un dispositivo de tipo CMOS, por lo que deberemos guardar las precauciones de rigor a la hora de manipularlo.

El último paso del montaje será la colocación de unas puntas de prueba (véase la figura 3). Para ello, podemos utilizar unas minipuntas de cocodrilo, unos pequeños

funcionamiento

El integrado IC1, junto con R1, R2 y C1, conforman un oscilador astable, que funciona aproximadamente a 42 KHz. Esta salida de reloj alimenta la entrada de IC2, un contador de décadas decodificado. Tres de las salidas de este contador atacan a los displays o visualizadores a través de las resistencias R3-R5 y los transistores Q1-Q3 (véase el esquema de la figura 2). Para activar un segmento, o varios, de un display o visualizador concreto la EPROM debe suministrar la corriente de activación a través de la resistencia limitadora correspondiente. R8-R14 se ocupan de limitar esta corriente a unos 5 mA, siendo la tolerancia de los TTL de 16 mA, lo cual está dentro de márgenes.

La EPROM puede hacer que luzca un único display o visualizador a la vez, pero la frecuencia de conmutación entre ellos hace que la persistencia del ojo humano llegue a percibir como encendidos los tres visualizadores de forma simultánea.

Los segmentos que se encenderán vienen determinados por la “tabla de asignación” contenida en la programación de la EPROM. La parte de la EPROM que “controla” dicha tabla viene dada por las direcciones de la misma. El programa controla las entradas de datos que han de mostrarse (D0-D7), las cuales se conectan a las patillas A0-A7. Los dos siguientes bits de dirección, A8 y A9, seleccionan la tabla precisa para cada base numérica. Ambas líneas están normalmente polarizadas a positivo por R6 y R7, pero, mediante el conmutador SW1, podemos hacer que una de ellas, ninguna o las dos pasen a nivel bajo. Cuando ambas están a nivel alto se activará el sistema decimal. Con A8 a nivel bajo se selecciona el octal, y con A9 a negativo tenemos activada la base hexadecimal. Los tres últimos bits de dirección proceden del contador IC2. Con A11 alto, la EPROM genera el código que representará el display o visualizador DISP3. Si es A10 el que está a nivel alto la información saliente será para DISP2, mientras que con A12 a nivel alto será DISP1 el encargado de mostrar la lectura proveniente de la EPROM.

Las salidas de IC2 etiquetadas como Q1, Q2 y Q5 controlan, respectivamente, las líneas de dirección A11, A10 y A12. Las salidas Q0, Q2 y Q4 no se utilizan, lo cual produce un pequeño lapso de tiempo entre el apagado de un visualizador y el encendido del siguiente.

La salida Q6 se encarga de hacer la reinicialización (RESET) del circuito contador con objeto de que el ciclo se inicie de nuevo.

trozos de cable o unas puntas ideadas por nosotros mismos. Es recomendable que usemos cable de colores adecuados, al menos para los hilos de alimentación. Si queremos utilizar un conector

para la placa tendremos que soldar las puntas de prueba al macho de dicho conector. En caso contrario, soldaremos dichas puntas en patillas fijadas al efecto a la placa, o directamente a las pistas

Lista de componentes

Resistencias :
R1,6,7: 10 K Ω

R2-5,8-14: 1 K Ω

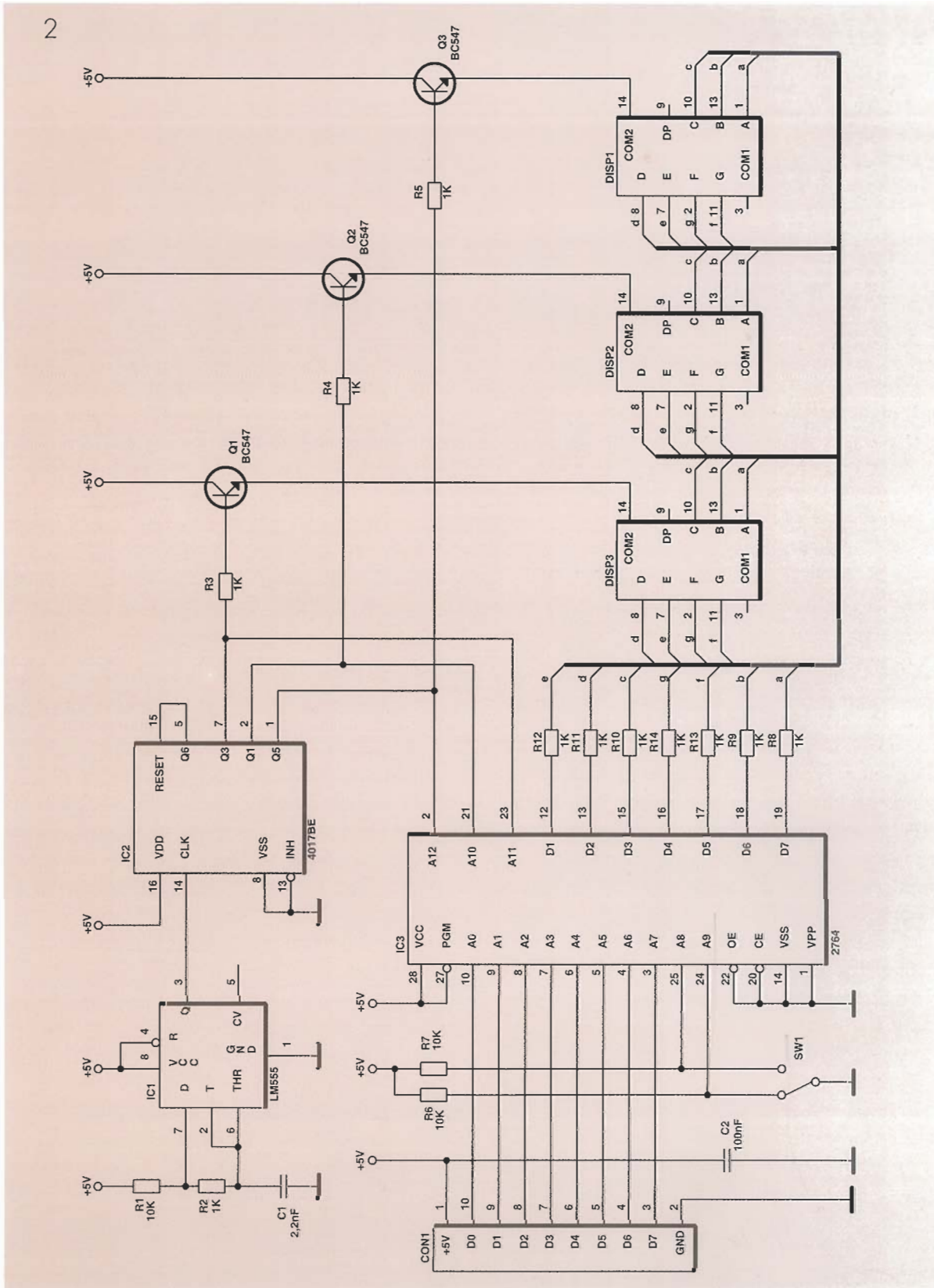
Condensadores :
C1: 2,2 nF
C2: 100 nF

Semiconductores:
IC1: NE555
IC2: 4017BE
IC3: EPROM programada tipo 2764 (NO CMOS)
Q1 - Q3: BC547

DISP1-3: Display 7 segm. (ánodo común)

Varios:
SW1: Conmutador SPDT tipo ON-OFF-ON (véase el texto)

CONT: Conector de 10 patillas para circuito impreso
Circuito impreso, puntas de prueba, zócalos, conector para CONT, filtro para el display o visualizador, caja (opcional).



2.- Esquema eléctrico completo del montaje descrito.

4.-Programa
en BASIC.

Programa para el verificador de circuitos digitales

```

10CLS
20 OPEN "BUSTEST.BIN" AS#1 LEN=1
30 FIELD #1,1 AS DGC$
40 FOR LOOP=1 TO 8192
50 LSET DGC$=CHR$(255)
60 PUT#1,LOOP
70 NEXT
80 PRINT "CREATED EMPTY FILE"
90 DIM DG(15)
100 FOR LOOP=0 TO 15
110 READ DG(LOOP)
120 NEXT LOOP
130 FOR MAJOR=1 TO 3
140 IF MAJOR=1 THEN PRINT "FILLING IN
OCTAL DATA"
150 IF MAJOR=2 THEN PRINT "FILLING IN DECI-
MAL DATA"
160 IF MAJOR=3 THEN PRINT "FILLING IN HEX
DATA"
170 READ NUMBASE,LPA,LPB,LPC,MULB,MULC
180 FOR DGTC=0 TO LPC
190 FOR DGTB=0 TO LPB
200 FOR DGTA=0 TO LPA
210 BASEREC=((DGTC*MULC)+(DGTB*MULB)+
DGTA+ NUMBASE)+1
220 LSET DGC$=CHR$(DG(DGTA))
230 REC=BASEREC+4096
240 PUT#1,REC
250 LSET DGC$=CHR$(DG(DGTB))
260 REC=BASEREC+1024
270 PUT#1,REC
280 LSET DGC$=CHR$(DG(DGTC))
290 IF MAJOR=3 THEN LSET
DGC$=CHR$(255)
300 REC=BASEREC+2048
310 PUT#1,REC
320 IF
((DGTC*MULC)+(DGTB*MULB)+DGTA)=255
THEN DGTC=LPC:DGTB=LPB:DGTA=LPA
330 NEXT DGTA
340 NEXT DGTB
350 NEXT DGTC
360 NEXT MAJOR
370 CLOSE
380 PRINT " ***** FINISHED FILE CREATION
*****"
390 REM Character data (0-15):-
400 DATA 16,182,40,34,134,66,64,
54,0,2,4, 192, 88,160,72,76
530 REM Constants for OCTAL:-
410 DATA 512,7,7,3,8,64
550 REM Constants for DECIMAL:-
440 DATA 768,9,9,2,10,100
570 REM Constants for HEXADECIMAL:-
430 DATA 256,15,15,1,16,256

```

de la misma. El montaje no ha sido diseñado pensando en la posibilidad de alojarlo en caja alguna; sin embargo, es factible hacer esto, ya que existen en el mercado gran variedad de cajas de pequeño tamaño que pueden adaptarse al mismo. Finalmente, permítasenos un último consejo: decidamos o no colocar el montaje en una caja es aconsejable dotar al visualizador del mismo de un filtro rojo con objeto de aumentar su legibilidad.

Verificación

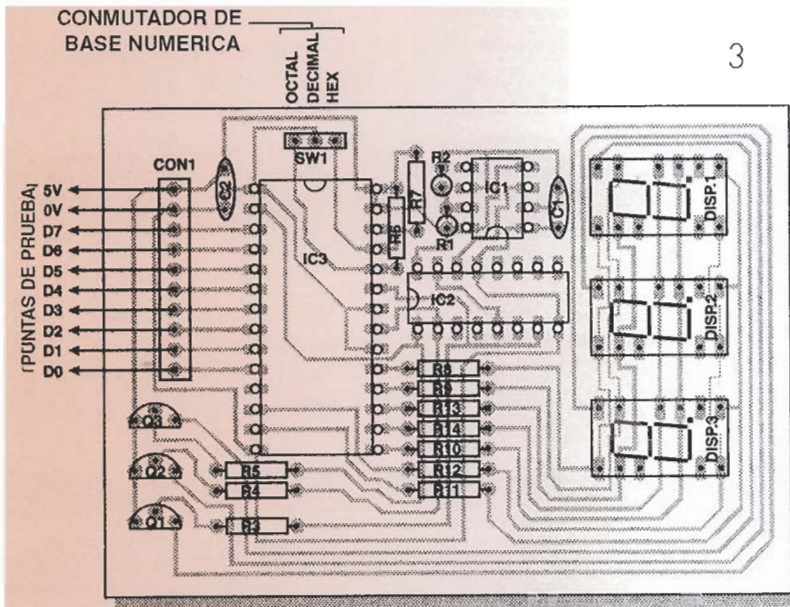
Antes de dar tensión al circuito debemos verificar que no existen cortos en la placa, que todos los componentes están en la posición indicada y que los integrados han sido insertados adecuadamente. Suponiendo que todo esté correcto, conectaremos

los hilos de alimentación a una fuente de 5 V y daremos masa a todas las entradas. Al conmutar el interruptor entre las posiciones decimal y octal deberán aparecer tres ceros en el visualizador, mientras que en la posición hexadecimal sólo veremos aparecer un par de ceros.

Ahora, pondremos a positivo (+ 5 V) las entradas. El visualizador deberá mostrar: 377 en octal, 255 en decimal y FF en hexadecimal.

Si todo ha ido bien hasta aquí es extraño que algo pueda estar equivocado en el montaje, pero si queremos cerciorarnos aún más podemos suministrar diferentes "palabras" (datos) a la entrada del circuito y verificar la respuesta del mismo.

En caso de que el circuito no haya dado señales de vida deberemos apagarlo y realizar de nuevo la inspección de las posibles deficiencias del montaje. Si poseemos un osciloscopio, podemos comprobar la presencia de la señal de salida de reloj



3

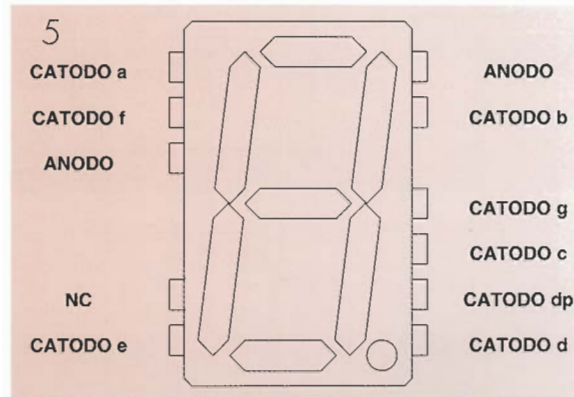
utilizadas (las cuales pertenecerán al extremo más significativo de la "palabra" bajo prueba). Recordaremos ahora, brevemente, las características de cada una de las bases manejadas: Las de código octal utiliza 3 dígitos binarios, posibilitando una rápida reconversión a sistema binario, si así se requiriera. Las cifras decimales son las de más fácil manipulación, lo cual hace de este sistema el más utilizado. La base hexadecimal se basa en 4 dígitos binarios. Teniendo esto en cuenta, es posible monitorizar dos "palabras" de

3.- Ubicación de componentes y conexiones de las puntas.

en la patilla 3 de IC1 así como que ésta llega correctamente a la patilla 14 de IC2. Verificaremos también que las patillas 1, 2 y 7 de IC2 reciben pulsos de forma regular.

Si aún así, el circuito se niega a funcionar, es posible que la grabación de la EPROM no se haya realizado correctamente o que ésta no sea la adecuada: debe ser una 2764 estándar, de tipo TTL, y NO una versión CMOS. Si hemos realizado la programación, nosotros mismos verificaremos que hemos introducido el programa correctamente y, en caso contrario, borraremos y regrabaremos la EPROM.

hasta 4 bits, con un dígito añadido que nos indique el valor de cada "palabra". Si utilizamos este modo, el display o visualizador izquierdo nos mostrará el valor de D4-D7 (D4 es el LSB y D7 el MSB), mientras que el derecho nos indicará el valor de D0-D3 (D0 es el LSB y D3 el MSB).

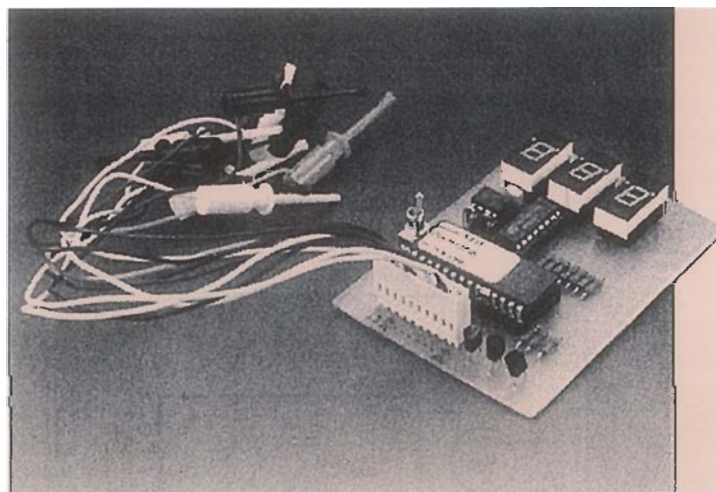


5.- Patillaje del visualizador.

Utilización

El manejo del montaje resulta muy sencillo. Recordemos que ha de conectarse la alimentación del circuito antes de efectuar la conexión de las líneas de entrada D0-D7. De éstas, D0 es el bit menos significativo (LSB), mientras que D7 es el más significativo (MSB). Habrá que considerar esto, a la hora de efectuar la conexión de la línea de datos que ha de verificarse, ya que, de otro modo, la lectura obtenida no tendría sentido alguno.

Si se están verificando menos de 6 bits deberán ponerse a masa las líneas no



e

empleo de los diodos

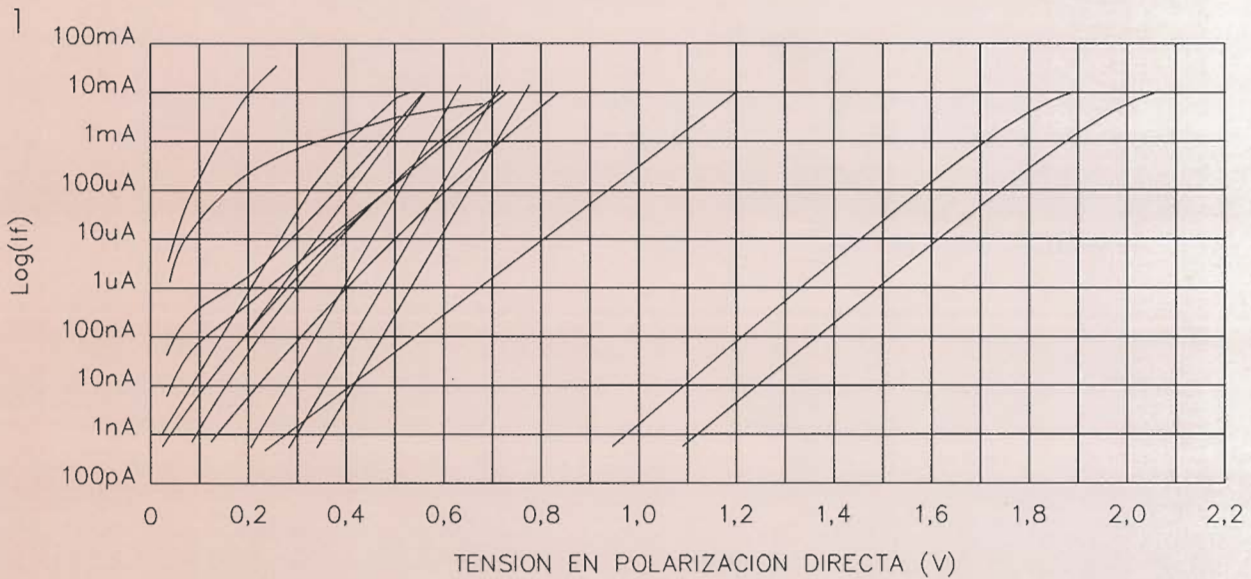
Hasta los dispositivos activos más sencillos pueden presentar los problemas propios de una conducta misteriosa, por así decirlo. Ningún diodo es perfecto y sus imperfecciones son fascinantes, incluso los dispositivos de dos terminales son muy complejos.

Todos los diodos comienzan conduciendo la corriente de forma exponencial a niveles bajos, nA, y superiores; y un diodo ideal puede tener una característica exponencial con una pendiente $\Delta V/\Delta I$ de:

$$g = (38,6 \text{ mS/mA}) I_F$$

En donde, mS = milisiemens = miliohmios e I_F es la corriente directa.

Además, los transistores tienen esta pendiente de 38,6 mS/mA en sus emisores a temperatura ambiente, correspondiente a 60 mV/década de corriente. Pero las pendientes de las curvas exponenciales de varios diodos reales (de dos terminales) pueden variar de forma considerable. Algunos, como el 1N645, tienen una pendiente tan buena como 70 o 75 mV por década. Otros, como el 1N914, poseen una pendiente tan pobre como 113 mV por década; o tienen valo-



res intermedios, tales como 90 mV por década. Pero las hojas de datos no dicen nada de esto. En verdad, el autor no había reconocido este hecho cuando escribió la primera versión del presente artículo. Pensaba que las pendientes comenzaban a partir de 60 mV/década y posteriormente empeoraban, conmutando a 120 mV/década a mayores niveles de corriente. Pero estaba equivocado y nadie le avisó del error cometido. La Fig. 1 muestra algunas de las distintas curvas que se pueden obtener cuando se compra un diodo; ninguna de ellas es característica o está garantizada. Cambiando de fabricante también se pueden notar diferencias, por ese motivo debe comprobarse cuidadosamente cualquier producto que vayamos a adquirir para una determinada aplicación.

Según se incrementa el nivel de corriente, la conductancia por miliamperio se deteriora a consecuencia de la resistencia en serie o a la inyección de alto nivel y otros factores no lineales. Por ello, ante una elevada corriente directa, la propia tensión del diodo V_f será considerablemente mayor que la que se predice por simple teoría, y mayor que la deseada. Por supuesto que algunos rectificadores, dependiendo de sus valores, pueden manejar grandes corrientes: desde amperios a kiloamperios. Pero el V_f de todos los diodos difiere de sus valores teóricos a elevados niveles de corriente. Los diodos Schottky pueden tener ahora valores de V_f más inferiores que los diodos PN ordinarios. Pero, incluso los diodos de germanio,

y los rectificadores, todavía tienen su seguimiento debido a que su reducido V_f es parecido al de los diodos Schottky: algunos diodos Schottky nuevos, de germanio, se supone que tienen incluso unos valores inferiores de V_f .

También hay disponibles rectificadores de silicio de alta velocidad y de altísima velocidad (en ocasiones también se denominan de alta eficacia), diseñados para los reguladores de conmutación rápida y para otras aplicaciones de alta frecuencia. No tienen un valor de V_f tan bajo como el de los diodos Schottky, y tampoco son tan rápidos, pero cuentan con unos elevados valores de tensión inversa y resultan útiles para algunas topologías de circuitos en el modo de conmutación que implican unas elevadas tensiones de retorno en los diodos.

Los problemas de la polarización inversa

Pero, es en el caso de la polarización inversa de varios diodos donde se producen unas variaciones realmente desmedidas. Por ejemplo, la especificación de corriente inversa garantizada, I_{rev} , para muchos tipos de diodos es de 25 nA como máximo, a 25°C. Midiendo este valor encontramos que tiene solamente unos 50 ó 100 pA de pérdidas.

1.- El diodo formado por el emisor de un transistor tiene una elevada conductancia sobre un amplio rango de corrientes. Todos los demás diodos poseen una conductancia inferior... y en todos es diferente. Las dos curvas de la derecha son diodos LED polarizados directamente. La curva de apariencia exponencial de la izquierda es de un dispositivo de germanio.

El popular 1N914 y su compañero, el 1N4148, en realidad tienen aproximadamente 10-15 nA de pérdidas a temperatura ambiente debido a su "dopado" con oro. Por ello, aunque estos diodos son económicos y populares, es un error utilizarlos en circuitos de bajas pérdidas ya que éstas son mucho mayores que otros diodos con las mismas especificaciones de pérdidas.

Algunos diodos de bajas pérdidas, como el 1N914, tienen idéntica especificación de pérdidas inapreciables a 25 nA porque los fabricantes ajustan la comprobación y el precio al valor que la mayoría de la gente quiere pagar, debido a que el equipo automático de pruebas puede comprobar al nivel de 25 nA -pero no inferior- sin reducir la velocidad de la prueba. Sin embargo, hacer que el diodo tenga unas determinadas características y realizar la prueba para 100 pA, o inferior, significa pagar una cantidad extra por la comprobación que es más lenta. Claro está que los diodos de elevada conductancia, como los Schottky, germanio y grandes rectificadores tienen unas corrientes de pérdida inversa mucho mayores que los diodos de señal, pero esto no constituye normalmente un problema.

Para un diodo de pérdidas muy bajas se utiliza la unión colector-base de un transistor, en lugar de un diodo discreto. El popular 2N930 o el 2N3707 tienen, por lo general, unas bajas pérdidas. Ciertos 2N3904 también tienen una baja pérdida, pero algunos de ellos están "dopados" con oro y entonces sus pérdidas son mayores.

Los componentes de empaquetado de plástico son, cuando menos, tan buenos como los que utilizan el encapsulado hermético TO-18, y es fácil encontrar diodos con menos de 1 pA de pérdidas incluso a 7 V, o de 10 pA a 50 V. Estas mínimas pérdidas no están garantizadas, pero suelen ser bastante consistentes, aunque el diodo c-b no se activa o desactiva muy rápidamente.

Otras opciones de diodos de pérdidas ultrabajas son el 2N4117A y el PN4117A, 18A y 19A. Estos dispositivos son JFET ("Junction Field Effect Transistor": Transistor de efecto de campo de unión) con uniones muy pequeñas, por lo que las pérdidas se encuentran por debajo de los 0,1 pA -normalmente con 0,1 pA como máximo garantizado-, lo cual no está nada mal para un componente de 70 pesetas. Las capacitancias también son pequeñas.

Los demonios de la velocidad

Cuando un diodo está transportando corriente, ¿cuánto tarda en cortarla? Los diodos lentos pueden tardar cientos de microsegundos. Por ejemplo, la unión colector-base de un 2N930 puede tardar 30 microsegundos en recuperarse de 10 mA a menos de 1 mA, e incluso más, hasta el nivel de nA. Esto es debido, en gran parte, al tiempo de recombinación de los portadores contenidos en la región del colector del transistor. Otros diodos, especialmente los "dopados" con oro, conmutan mucho más rápidamente, bajando hasta el límite de los nanosegundos. Los diodos Schottky conmutan desde 4 mA en menos de 1 nS, este valor puede ser incluso de unos pocos microamperios y la conmutación no tardará un microsegundo: por ello, si se utiliza un diodo Schottky como un conmutador de precisión que conmutará muy rápidamente, en un filtro detector 2, no debe sorprender si tiene una elevada persistencia.

Los reguladores conmutadores necesitan diodos, rectificadores de elevada corriente y transistores para conmutar rápidamente. Si la velocidad de repetición es alta, la corriente elevada y el diodo conmuta lentamente puede haber fallos por sobrecalentamiento. No hay que tratar de utilizar un 1N4002 a 20 ó 40 KHz, ya que funcionará muy mal, o fallará del todo. En ocasiones, si solamente se necesita una reducida cantidad de corriente a elevada velocidad, se pueden emplear varios 1N914 en paralelo, lo cual es una solución de emergencia que puede funcionar bien; aunque la fiabilidad a largo plazo no está garantizada. La mejor solución consiste en lograr la velocidad adecuada para el circuito. Hay disponibles diodos de alta velocidad, recuperación rápida y ultrarrápidos. Los rectificadores Schottky son incluso más rápidos, pero no los hay con elevadas tensiones de ruptura. Así pues, quienes diseñen reguladores a esas velocidades, deben conocer realmente lo que están haciendo o, al menos, tomar las precauciones debidas.

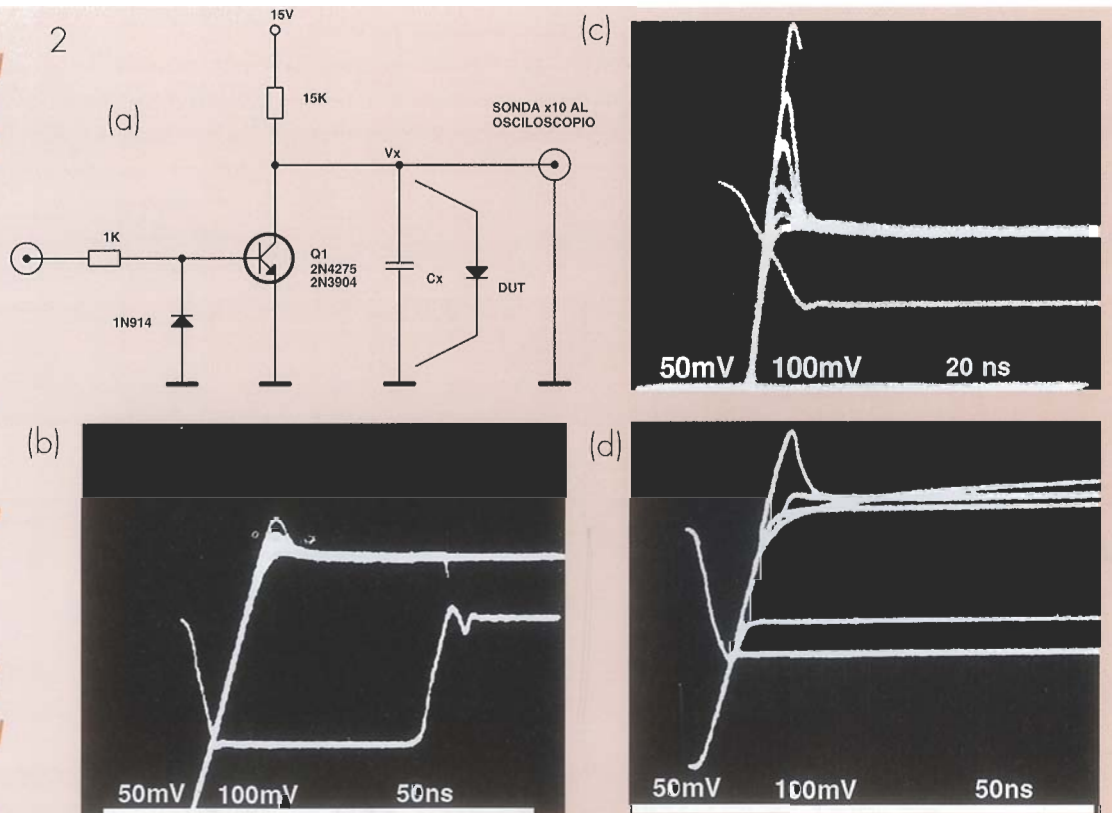
encendido / apagado

Los diodos lógicos, como el 1N914, son populares porque conmutan rápidamente a la no conduc-

ción —en unos pocos nanosegundos— de modo más rápido que los diodos de bajas pérdidas; lo que es menos conocido es que, estos diodos rápidos, que conmutan muy rápidamente a la no conducción, también pasan rápidamente a la conducción. Por ejemplo, aplicando una corriente de 1mA hacia el ánodo de un 1N914 en paralelo, con una capacidad de 40 pF (20 pF de capacidad parásita, además de la sonda de prueba de un osciloscopio o algo similar), normalmente hace que el 1N914 pase a la conducción en menos de 1 nS. Por ello, el V_f tiene solamente unos pocos milivoltios de sobretensión. Pero con algunos diodos, incluso con el 1N914S ó el 1N4148S de algunos fabricantes, la tensión directa puede continuar aumentando hasta sobrepasar el nivel de CC esperado durante 10 ó 20 nS hasta que el diodo conduce. La sobretensión de 50 ó 200 mV es bastante singular (Fig. 2). Aunque resulta más sorprendente que la sobretensión V_f pueda ser peor a menores velocidades de repetición, e incluso que desaparezca a elevadas velocidades de repetición (Fig. 2b-d).

El autor intentó, durante varias horas, descubrir esta particularidad especial cuando un convertidor de frecuencia en tensión comenzó de repente a mostrar su falta de alinealidad. El peor inconveniente con los diodos del circuito consistía en que los de las primeras partidas no mostraban un "comportamiento" de conmutación lenta en el modo de conducción. Posteriormente, en un lote de 100, del mismo fabricante, funcionaron tan mal como los diodos de las figuras 2b y 2c. Otros componentes de ese lote, y de distintos fabricantes, no presentaban una sobretensión significativa. Cuando se preguntó a los fabricantes, al principio negaron que hubiera ninguna diferencia, pero pronto admitieron que habían cambiado algunas difusiones con objeto de "mejorar" el producto. Lo que para un ingeniero representa "mejora", para otro supone, por el contrario, la ruina; por ello, siempre hay que estar alerta en los cambios de producción, ya que pueden surgir problemas. Modificando las difusiones, el proceso o las máscaras se pueden producir grandes efectos sobre el circuito. Muchos

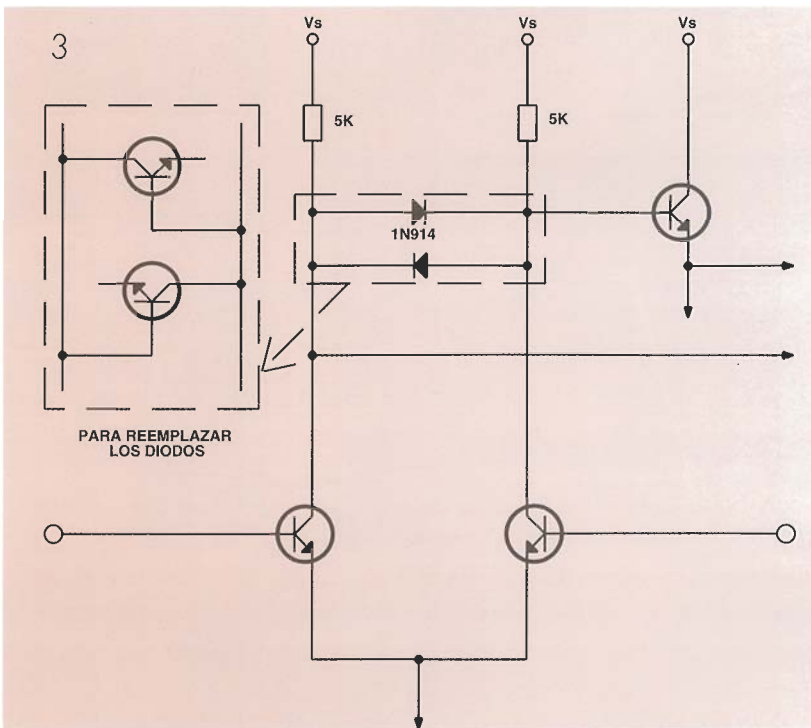
2.- En este circuito de evaluación de diodos (a) el transistor Q1 simplemente pone a masa V_x de forma periódica. Cuando el transistor se desconecta, V_x aumenta hasta aproximadamente 0,6 V, punto en el que el diodo comienza a conducir. En (b), cuando dV_x/dt es 8V/microsegundo, este 1N4148 tiene una sobretensión de 140 mV a frecuencias de entrada por debajo de 10 KHz antes de conducir. A mayores frecuencias -120, 240, 480 y 1920 KHz- al incrementarse la velocidad de repetición, la sobretensión disminuye y desaparece. La sobretensión máxima se produce cuando $fin < 7$ KHz. En (c) cuando dV_x/dt se incrementa a



20 V/microsegundo, este mismo 1N4148 tiene una sobretensión de 450 mV a 7 KHz pero de solamente 90 mV a 480 KHz y es despreciable a frecuencias superiores a los 2 MHz. En (d) se puede ver que varios tipos de diodos tienen unas características de activación diferentes. Las formas de onda de 120 KHz superpuestas son invariables con la frecuencia, excepto para el 1N4148 que es de mala calidad.

circuitos necesitan un diodo que se pueda conducir y capturar o recortar una tensión mucho más rápidamente que la expresada por 20V/microsegundo. En un circuito con detectores de pulsos rápidos, por ejemplo, se deben cualificar y aprobar solamente los fabricantes cuyos diodos conmuten a la conducción de forma persistente. Como ocurre con otras características no especificadas, hay que asegurarse la protección contra los componentes "malos", evaluando y probando primero, para ver si da las especificaciones requeridas. También, a fin de comprobar la rápida conmutación a la conducción de un circuito de diodos con una reducida sobretensión, se deberá mantener la inducción de la placa baja. Solamente hacen falta unos pocos centímetros de cable para que la inductancia del circuito haga que, incluso un buen rectificador rápido, parezca malo con una deficiente sobretensión. Un "diodo" que conmuta rápidamente a conducción y corte es un diodo conectado a un transistor. Un diodo emisor típico de un 2N3904 puede conmutar en 100 pS con una sobretensión despreciable y con menos de 1 pA de pérdidas a 1 V. Este diodo tiene la base conectada al colector, pero solamente puede soportar 5 ó 6 V de tensión inversa y la mayoría de las uniones emisor base tienen la ruptura a los 6 u 8 V. A pesar de ello, los diodos conectados a transistores son buenos diodos, rápidos y de bajas pérdidas. Su capacitancia es de algo más de 1 pF, en el caso del 1N914.

3.-Incluso cuando los diodos de la primera etapa de este amplificador operacional se encuentran polarizados directamente o inversamente por sólo un milivoltio, su impedancia es mucho menor que la impedancia de salida de la primera etapa o la impedancia de entrada de la segunda etapa a elevadas temperaturas. Por ello, la ganancia del amplificador operacional cae de forma importante.



efectos extraños de los diodos

Los LED presentan en la oscuridad un gran efecto de diodo de bajas pérdidas debido a la elevada banda de tensión de sus materiales. Pueden mostrar menos de 0,1 pA de pérdidas cuando se polarizan directamente por 100 mV o cuando lo hacen inversamente por 1 V. Así mismo, un diodo no debe ser polarizado de forma inversa para evitar que se produzca un problema de pérdidas. En un amplificador operacional híbrido que estaba diseñando el autor, se especificaba que los diodos tenían que conectarse en la forma paralela opuesta normal, a través de la entrada de la segunda etapa, para evitar sobrealimentaciones (Fig. 3). Pero, en funcionamiento, la ganancia en tensión del amplificador operacional pasaba a ser muy mala a 125 °C debido a que los diodos eran 1N9145 y sus corrientes de pérdida se incrementaban desde 10 nA, a la temperatura ambiente, hasta 8 microamperios a la mayor temperatura. Hay que recordar que la conductancia de un diodo a tensión cero es de: aproximadamente 20 a 30 mS/mA x I pérdidas. Lo que significa que cada uno de los dos diodos realmente medía solo 6

Kohmios y, debido a que la impedancia de cada una de las entradas era de sólo 6 Kohmios, la ganancia del amplificador operacional se reducía en un factor de cuatro, incluso cuando los diodos habían sido polarizado directamente, o inversamente, por un milivoltio. Sustituyendolos por uniones colector-base de transistores se logró llevar la ganancia donde correspondía; no se puede afirmar con seguridad que la impedancia de un diodo a polarización cero sea elevada si la corriente de saturación de la unión es grande. Por ejemplo, a 25 °C, un 1N914 típico tendrá unas pérdidas entre 200 y 400

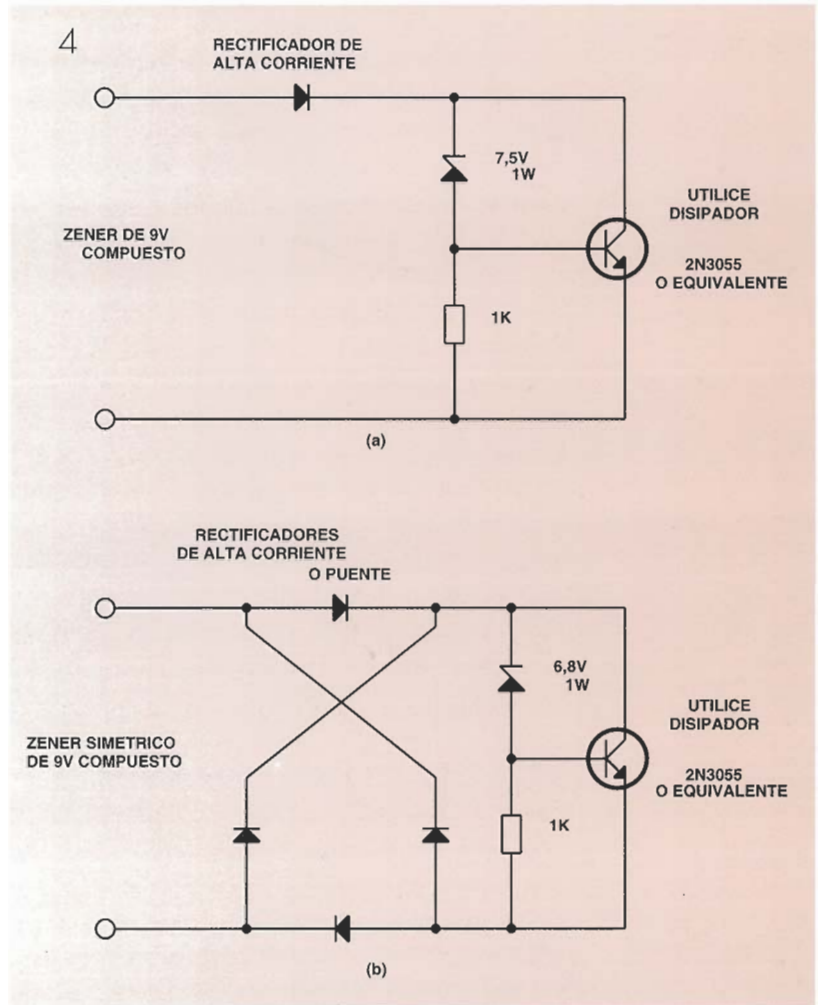
pA, incluso cuando solo presente una tensión de 1mV; por ello, un 1N914 puede ser inadecuado como diodo de protección o de recorte -incluso a la temperatura ambiente-, a pesar de no tener virtualmente tensión de polarización, incluso en aplicaciones simples como el recorte en las entradas de un amplificador operacional con entradas fet.

Zener, Zener, Zener....

Casi todos los diodos presentarán una ruptura cuando se les aplica una tensión inversa demasiado grande, pero los diodos zener están diseñados para que aquélla se produzca de una forma predecible y bien realizada. El problema más frecuente con los diodos zener es el de no alimentarlos adecuadamente con ello... pasa poca corriente y se pueden hacer muy ruidosos. Muchos tienen una clara y definida curva a una reducida corriente de polarización inversa, pero esta curva definida no se garantiza por debajo de la corriente indicada.

Algunos diodos zener funcionarán bien dependiendo de lo cuidadosamente que se apliquen. En contraste con los diodos zener de alta tensión, los dispositivos de baja tensión (3,3 a 4,7 voltios) funcionan peor, tienen unas especificaciones de ruido y de impedancia deficientes y unos malos coeficientes de temperatura, incluso si se alimentan con una gran cantidad de corriente para mantenerlos por encima de la curva, la cual es muy suave. La razón de esto es que, a tensiones por encima de los 6 V, los diodos zener son realmente dispositivos en modo de avalancha y utilizan un mecanismo completamente diferente, y superior, a los de menor tensión, esto es, los diodos zener reales. A bajos niveles de tensión, las referencias de la banda como el LM336 y el LM385 son populares, debido a que sus prestaciones son buenas comparadas con las de los diodos zener de baja tensión.

Las referencias de diodos zener con bajos coeficientes de temperatura, como el 1N825, solamente garantizan éstos cuando funcionan a sus corrientes indicadas, por ejemplo, 7,5 mA. Ajustando la corriente de polarización arriba o abajo, se puede modificar en ocasiones el coeficiente de temperatura, pero algunos dispositivos



no producen los efectos esperados si se les hace funcionar lejos de sus polarizaciones especificadas. Tampoco hay que intentar probar un 1N825 para ver cuál es su "tensión de conducción directa", puesto que en "directo" el diodo de compensación de temperatura del dispositivo puede tener una ruptura a 70 u 80 V, dañando la unión del dispositivo, degradando las características y la estabilidad e incrementando el ruido.

El LM329 es popular, como referencia a 6,9 V, debido a que su TC es independiente de la corriente de funcionamiento, por lo que puede actuar con cualquier corriente entre 1 y 10 mA. El LM399 es incluso más popular debido a su calentador incorporado, que mantiene la unión a +85 °C; de este modo puede sostener 1/2 ó 1 ppm por °C. El LM329 y el LM399 también tienen una gran estabilidad a la larga, la cual se encuentra aproximadamente entre 5 y 10 ppm para 1.000 h, normalmente.

Los diodos zener incluidos en las series

4.- La potencia indicada de este zener compuesto, (a), es la del transistor de potencia. El segundo zener compuesto, (b), es casi igual que el (a), pero funciona como un zener compuesto, de dos terminales; equilibrado y simétrico.

LM129/LM199/LM169 también tienen una mejor estabilidad que la mayoría de las referencias discretas (1N825 o similar) cuando las referencias se conmutan a conducción y corte; y, antes de someter un diodo zener a un pico de corriente, es conveniente comprobar las curvas de corriente frente al tiempo, que son similares a las curvas de los rectificadores. Estas curvas mostrarán que no se puede hacer pasar un amperio por un diodo zener de 10 V, 1 vatio por mucho tiempo. De hecho, casi todos los rectificadores están pensados para trabajar estrictamente dentro de sus especificaciones de tensión: excederse en la tensión inversa provoca su ruptura y su fiabilidad puede verse degradada, lo cual se evitará rediseñando el circuito para impedir las sobretensiones; además, es posible añadir un amortiguador R-C-diodo para disipar la energía o, también, se puede encontrar un rectificador de avalancha controlada.

Los rectificadores están diseñados para sobrevivir (de forma segura y fiable) a valores repetitivos de la ruptura cuando se sobrepasan las tensiones de ruptura indicadas. Los fabricantes de dispositivos también pueden aconsejarnos acerca de cómo solucionar posibles problemas.

Si el diodo zener solamente tiene que conducir un pico de corriente, hay que considerar los dispositivos zener, especialmente diseñados para picos—también denominados supresores de transitorios de tensión— por General Semiconductor Industries Inc. Sus dispositivos de 1 vatio, como el 1N5629 hasta el 1N5665A, pueden manejar un pico de corriente mejor que la mayoría de los diodos zener de 10 ó 50 vatios. Si se necesita realmente un zener de elevada corriente, se puede conseguir con un transistor de potencia (Fig. 4).

fusión

Un diodo tiende a fallar, convirtiéndose en un cortocircuito, cuando se sobrealimenta, y los diodos zener no pueden absorber tanta potencia como se podría esperar de pulsos cortos. Pero los diseñadores de CI ¿pueden beneficiarse de esta situación? La respuesta es sí.

La Vos de un amplificador operacional suele depender de la relación de las resistencias de carga de su primera etapa. Los diseñadores de CI pueden conectar varios diodos zener que conforman pequeñas fracciones de la resistencia de carga.

Cuando se mide la Vos es posible decidir el diodo zener que hay que cortar, o eliminar, para lo que se utiliza un pulso de 5 mS entre 0,3 y 1,8 A. El zener pasa rápidamente a ser una baja impedancia (aproximadamente un corto de 1 ohmio), por lo que desaparece esta parte de la red resistiva y se mejora la Vos.

El LM108, de National Semiconductor, fue el primer diodo zener que utilizaba la técnica de fusión, aunque la empresa Precision Monolithics (Santa Clara, California) fue la primera que escribió sobre la fusión de los zener y, posteriormente, la utilizó de forma extensiva. Aunque la técnica resulta útil, hay que procurar que no afecte una gran carga electrostática a ninguna de las patillas conectadas a los fusibles zener. Los zener realmente se convierten en una bonita luz de "flash" cuando se realiza la fusión, pero hay que tener cuidado y no aplicarles una señal muy grande, si no se desea que se conviertan en un corto. Los zener de fusión se han hecho muy populares en relación con los circuitos integrados que se conocen como "fusibles-verticales" o, más correctamente, "antifusibles". Si un diseñador de circuitos integrados utiliza silicio de platino, en lugar de la metalización de aluminio para las conexiones internas, el diodo resiste la fusión.

Optoaisladores

Un optoaislador, también denominado fotoacoplador u optoacoplador, normalmente está formado por un diodo LED de infrarrojos y un sensible fototransistor para detectar la radiación del diodo LED. Si se trabaja con el económico 4N28 puede ser necesario añadir alguna circuitería para lograr una velocidad moderada. Por ejemplo, configurando las bases como se muestra en la Fig. 5, se puede elevar la respuesta de un 4N28 hasta los 50 KHz, de otra forma, estos dispositivos no alcanzan a trabajar con 4 KHz de forma fiable. El

truco consiste en disminuir el tiempo de desconexión del fototransistor utilizando una resistencia desde la patilla 4 a la 6.

Se han evaluado muchos fabricantes diferentes y una gran cantidad de lotes del 4N28, y se han encontrado unas respuestas bastante diferentes. Por ejemplo, la ganancia en corriente total a 8 mA puede variar entre el 15% y el 104%, incluso aunque la especificación sea de un 10% como mínimo.

Es más, la eficiencia de transferencia desde el diodo LED al fotodiodo varía en un rango superior al 10:1, la beta del transistor varía desde 300 a 3.000. Como resultado, la velocidad de respuesta del transistor, la cual depende como es lógico del valor de beta y de F3dB, puede variar en un rango de 10:1. Si un determinado circuito no permite que la respuesta en ganancia y en frecuencia varíe tan ampliamente, pueden surgir problemas.

Por ejemplo, dos circuitos, uno un regulador conmutado optoaislado y el otro un detector para corrientes entre 4 y 20 mA, tienen una degeneración suficiente como para que pueda funcionar un 4N28.

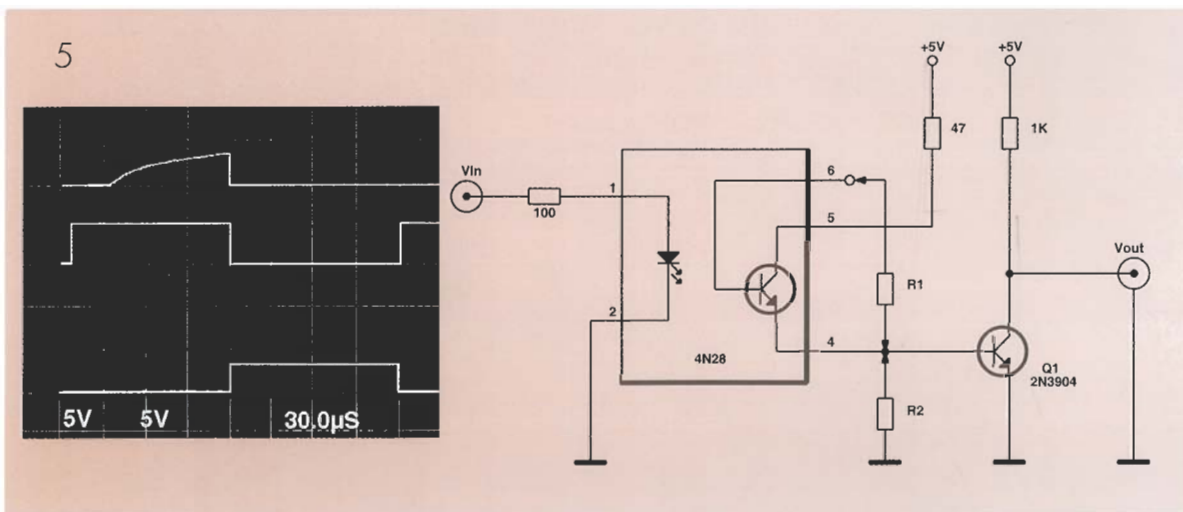
Las hojas de datos para los componentes optoelectrónicos frecuentemente no presentan una curva V_f clara o una lista realista con los valores típicos, en su lugar ofrecen solo un listado con los casos más desfavorables. Por ello, puede que no se comprenda muy bien que la V_f de un diodo LED, en un optoaislador, sea un par de cientos de milivoltios menor que la de un diodo LED discreto rojo o infrarrojo.

Inversamente, el V_f de un diodo rojo de alta eficacia o de alta intensidad, tiende a ser 150 mV mayor que la de los diodos LED ordinarios.

Células solares

La luz exterior, no deseada, que choca contra la unión PN de un semiconductor es solamente uno de los problemas típicos que se pueden encontrar cuando se diseñan amplificadores de precisión y se trabaja con ellos, especialmente con los amplificadores de alta impedancia. Como ocurre con la unión PN de un diodo, la unión colector-base de un transistor forma un buen fotodiodo, pero la cápsula de plástico, epoxi o metal impide el paso de la luz. Cuando la luz llega a la unión NP de cualquier diodo, la energía de ésta se convierte en electricidad y el diodo queda polarizado directamente. Si se conecta una carga a través de los terminales de un diodo, fluye de él cierta cantidad de tensión y de corriente que puede ser muy útil. Se pueden apilar en serie una cierta cantidad de diodos de gran superficie y usarlos para recargar una batería (el elemento menos fiable de este sistema es la batería). Aunque el principal inconveniente que presentan las celdas solares es el empaquetamiento. La mayoría de los semiconductores no están preparados para estar al sol y bajo la lluvia como ocurre con las células solares, y es difícil lograr un empaquetamiento fiable cuando el reducido precio —como ocurre con las celdas solares— es uno de los requisitos fundamentales. Además del encapsulado, otra fuente principal de problemas con las células solares es su coeficiente de temperatura. Como ocurre con cual-

5.- Añadiendo R1 y R2 al económico optoacoplador 4N28 podremos manejar señales más rápidas con un menor retardo: 5 microsegundos frente a 60 microsegundos. El trazo bajo la foto de la pantalla del osciloscopio es una forma de onda de entrada, la traza de arriba es la salida del circuito sin R1 y R2, y la traza central es la salida con R1=2 M y R2 = 1K.



quier diodo, el V_F de una célula solar tiende a disminuir a $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ con el aumento de temperatura. Por lo tanto, cuanto más brille el sol sobre la célula solar mayor corriente proporcionará, pero su tensión podría caer por debajo de la tensión de la batería, con lo que se detendría la carga.

La utilización de un reflector para obtener una mayor cantidad de luz sobre la célula contribuye al problema del coeficiente de temperatura. El enfriamiento ayuda, pero las complicaciones que implica superan rápidamente la ventaja inicial de las células solares, esto es, su simplicidad.

¿Cómo fallan los diodos?

Si se espera que un diodo conduzca o no conduzca y, en lugar de ello, hace algo inesperado, puede que ello no sea un fallo, aunque ciertamente origine problemas.

Se puede destruir un diodo aplicando una tensión inversa excesiva sin limitar la corriente o mediante una corriente directa excesiva. Cuando falla un diodo, tiene tendencia a ponerse en corto, convirtiéndose en un pequeña gota de silicio turbio en lugar de transformarse en un circuito abierto. El autor comprobó una serie de diodos 1N4148 que funcionaban como termostatos y se convertían en un circuito abierto a 7°C , pero esos casos son raros actualmente. Una de las mejores formas de destruir un diodo es pedirle que cargue un condensador muy grande durante el encendido de un circuito. La mayoría de los rectificadores tienen valores máximos para la corriente que pueden soportar de forma repetitiva y no repetitiva. El autor ha quedado con frecuencia satisfecho y favorablemente impresionado por los libros de Motorola, con todas las curvas de las áreas seguras para la corriente directa en función del tiempo del pulso y la velocidad de repetición. Las curvas llevan un tiempo para poder entenderlas, pero después de un rato se convierten en herramientas muy útiles.

Los fabricantes pueden ocuparse de paliar otras carencias de sus productos, y no sólo dedicarse simplemente a modificar los procesos. Afortunadamente, los diodos marcados de forma inversa son muy raros hoy día. Pero, en una ocasión, el autor construyó una caja de pruebas de precisión que funcionaba de forma adecuada y que daba lecturas correctas, hasta que la utilizó para comprobar unas formas de onda y, entonces, la prueba de pérdidas marcaba cero. Después de algunos estudios descubrió el fallo en torno a un diodo FD300, cuyo cuerpo era un encapsulado DO-35 de cristal transparente cubierto con pintura negra. La pintura de este diodo se había raspado ligeramente, de forma que cuando se utilizó la caja de pruebas la luz lucía sobre el mueble y sobre el diodo.

Para minimizar estos problemas se recomiendan las estrategias siguientes:

- * Tener los componentes de cada fabricante especialmente cualificados para aplicaciones críticas. Esto normalmente suele ser un trabajo que ocupa todo el tiempo a un ingeniero de componentes, con ayuda y consejo del ingeniero de diseño y consultando con los ingenieros de fabricación;
- * Establecer una buena relación con cada fabricante;
- * Solicitar que los fabricantes notifiquen, preferiblemente antes de que se produzcan, los cambios en sus productos;
- * Tener una fuente alternativa cualificada y en producción siempre que sea posible.



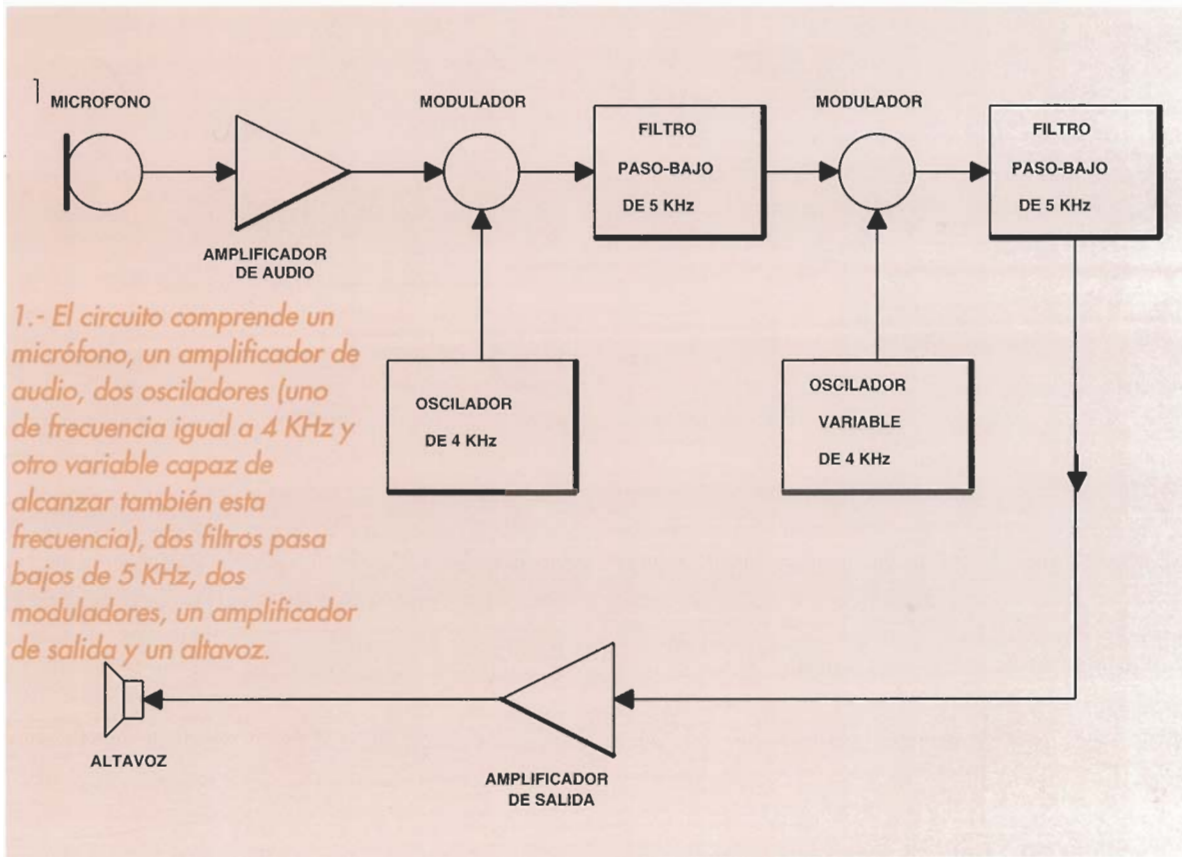
a

distorsionador de voz

Disfrutemos de un circuito sencillo y divertido basado en un simple desplazador de frecuencia.

A menudo nos asombramos de que el timbre de la voz pueda servirnos de identificación. Cuántas veces recibimos una llamada telefónica y con solo oír a nuestro interlocutor sabemos ya de quién se trata. ¿No resultaría divertido poder cambiar esta voz a voluntad? Pues bien, con el uso del distorsionador propuesto en este artículo podemos hacer variar la voz hasta el punto de que llegue a ser irreconocible. Nuestro circuito no atenúa ni filtra la voz sino que desplaza el espectro de frecuencia asociado a la

misma hacia arriba o hacia abajo. El distorsionador puede usarse tanto en la línea telefónica como en un sistema de megafonía independiente. Para acoplarse al teléfono, éste deberá colocarse en las proximidades del altavoz del distorsionador. Podemos utilizar el distorsionador para mantener conversaciones en plan confidencial o para gastar una buena broma a nuestros amigos. También es factible su uso en el contestador telefónico, y así no revelaremos nuestra verdadera identidad.



Lista de componentes

Semiconductores :

U1: 4016,
 U2: MC3403,
 cuádruple
 amplificador
 operacional
 U3: 4069,
 U4: LM386,
 amplificador de
 audio de bajo
 consumo
 Q1-Q3:
 PN2222,
 LED1: Diodo LED

Resistencias:

R1,12,25: 10 K
 R2,7: 15 K
 R3: 68 K Ω
 R4,18,28: 2,7 K
 R5: 120 Ω
 R6: 56 K
 R8,34: 1 K
 R9:
 Potenciómetro 1K
 R10,11,23,24:
 100 K
 R13:
 Potenciómetro
 para montaje en
 placa de 10K
 R14,35,37: 5,6K
 R15: 220 K
 R16,26: 680 Ω
 R17,27: 9,1 K
 R19,29: 150 K
 R20,30: 8,2 K
 R21,31: 27 K
 R22,32: 1,5 K
 R33: 10 Ω
 R36:

Potenciómetro 10K
 R38-R41: 3,3 K
 R42: 2,2 K
 Condensadores:
 C1,3,7,12,15,21:
 electrolítico 10 μ F,
 16 V,
 C2,5, C22-C25:
 electrolítico 47 μ F,
 16 V,
 C4,6,8,9,10,17:

descripción general

En la figura 1 podemos ver el esquema de bloques del distorsionador. El circuito incluye un micrófono, un amplificador de audio, dos osciladores (uno fijo de 4 KHz y el otro variable, capaz de llegar también hasta esta frecuencia), dos filtros pasa bajos de 5 KHz, dos moduladores, un amplificador de salida y un altavoz.

El micro toma la voz, convirtiéndola en señal eléctrica, y la conduce hasta la entrada del amplificador, el cual la aumentará hasta un nivel aceptable. Desde aquí se lleva la señal hasta el primer modulador donde, valga la redundancia, será modulada en frecuencia con la salida del primer oscilador de 4 KHz. Ésta se lleva luego al primer filtro pasa bajos, el cual deja pasar señales inferiores o iguales a 5 KHz, eliminando así el componente de alta frecuencia de la señal modulada.

La señal irá luego al segundo modulador, donde se modula de nuevo en frecuencia con la salida del oscilador variable de 4 KHz. Su salida se lleva a otro filtro pasa bajos, obteniendo el mismo resultado que en el primero; y, de aquí, al amplificador de salida, el cual se encargará de alimentar el altavoz final.

algunos detalles más

En la figura 2 podemos ver el esquema eléctrico del distorsionador y, aunque a primera vista puede parecer complicado, en el fondo no lo es tanto. El micrófono MIC1 toma la voz y la lleva al amplificador conformado por Q1 y Q2 y unos pocos componentes más. La respuesta en frecuencia del amplificador es de 5 KHz, lo que limita las señales que lo atraviesan.

La señal amplificada se hace llegar luego al primer modulador balanceada, el cual está

5 nF, cerámico
 C11,13,19,20:
 50 nF, cerámico
 C14,16,18: 10
 nF, cerámico
 C26: 1 nF, 50
 V, mylar
 C27: 100 μ F,
 50 V, mylar
 C28: 4,7 μ F, 35
 V, mylar

Varios:

S1: interruptor
 SPST
 B1: batería de
 9 V
 SPKR1: Altavoz
 (4-8 Ω)
 T1:
 Transformador
 de salida de
 audio
 Placa de circuito
 impreso, zócalos,
 portapila, etc.

compuesto por U1-a, U1-b, U2-a o U3-a. La salida del primer oscilador de 4 KHz –compuesta por U3-f y U3-e– se lleva a la entrada de portadora del primer modulador. La frecuencia del primer oscilador viene ajustada por R13. La señal del modulador –de doble banda lateral con supresión de señal portadora y centrado en 4 KHz– se filtra en el pasa bajos de 5 KHz constituido por U2-b, el cual se encarga de eliminar la señal de la banda lateral superior.

Llegados a este punto, observamos que el espectro de frecuencia está invertido (p. ej. las frecuencias que antes eran bajas ahora son altas, y viceversa), lo cual hace la voz totalmente ininteligible. Esto significa que tenemos que volver a invertir el proceso de modulación para hacerla inteligible de nuevo. Por ello, la salida del primer filtro se lleva hasta la entrada del segundo modulador –formado por U1-c, U1-d y U3-b–, donde es modulado en frecuencia con la señal proveniente del segundo oscilador de portadora –conformado por U3-c y U3-d– y cuya frecuencia se controla con el potenciómetro R36.

La salida de este segundo modulador se filtra en el segundo filtro pasa bajos, conformado por U2-d y unos pocos componentes más, y se amplifica por Q3. La señal de voz que sale de Q3 ataca a U4 (un amplificador modelo LM386) a través de un transformador adaptador de impedancia (T1). Por lo tanto, la salida de U4 se usa para manejar el altavoz SPKR1 (de impedancia = 8 Ω). Advertimos que el uso de U4 es opcional. Aunque no hagamos uso de U4, la salida disponible, a pesar de su nivel, es suficiente para atacar un circuito telefónico. En caso de eliminar este amplificador podremos conectar el condensador C21 directamente al transformador acoplador de impedancia y unir la salida de éste a un altavoz de 4 a 8 ohmios.

A la hora de funcionar, si la frecuencia de los dos osciladores es exactamente la misma, conseguiremos en la salida del montaje una voz idéntica a la existente en la entrada. Sin embargo, si variamos la frecuencia del segundo oscilador (mediante R36) la señal de salida sufrirá un desplazamiento de frecuencia. Esto hace que la voz que sale del montaje suene distorsionada.



El circuito distorsionador va montado, a su vez, en una placa de circuito impreso cuyo diseño mostramos en la figura 3. Si lo preferimos, podemos obtener éste de los servicios de distribución habituales para los kits de Elektor. Una vez conseguidos todos los componentes y el circuito impreso podemos pasar a su montaje:

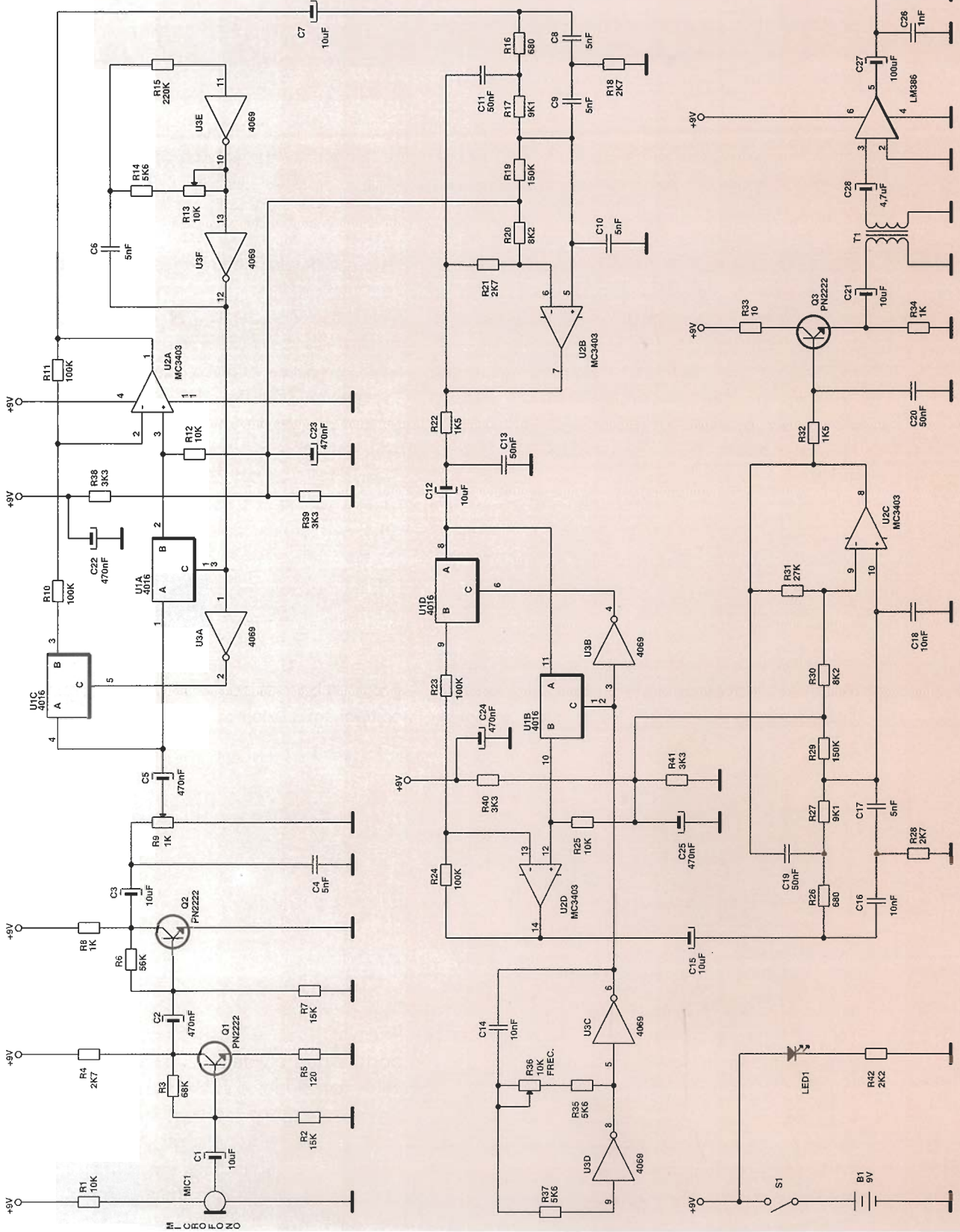
Debemos hacernos con los correspondientes zócalos para U1, 2 y 3. El uso de éstos protege los integrados frente a eventuales deterioros durante el proceso de soldadura, a la vez que nos facilita su reposición en el supuesto de que uno de ellos se averíe.

La figura 4 nos muestra la disposición de los componentes en la placa de circuito impreso. Comenzaremos soldando los zócalos al circuito para continuar con las resistencias y los condensadores. Nos aseguraremos de que los condensadores electrolíticos están correctamente orientados. El siguiente paso será la soldadura de los transistores Q1, 2 y 3, observando también las precauciones de rigor en cuanto a su colocación. Por último, conectaremos unos hilos de longitud apropiada para realizar las conexiones entre la placa y sus componentes externos.

Como podemos observar, el circuito impreso no prevé alojar en él el amplificador U4 (junto a C26 y C28) ni el transformador de audio. Si deseamos realizar el montaje de éstos podemos hacerlo en una placa perforada para prototipos y conectarla a la placa principal mediante unos cables de pequeña longitud. Aunque nosotros hemos utilizado el LM386 para amplificar la salida de voz podemos utilizar cualquier otro tipo de amplificador factible de ser conectado a la salida de nuestro circuito. Observaremos un cuidado especial a la hora de conectar el amplificador, ya que es posible que olvidemos conectar alguno de los cables asociados a él o a sus componentes periféricos. Aconsejamos realizar un minucioso chequeo antes de dar por finalizado el montaje.

Si todo ha ido bien, prepararemos la caja de material plástico para meter el montaje. Será preciso hacer unos taladros en su tapa para alojar el

2.- Aunque este esquema pueda hacer pensar lo contrario, el circuito distorsionador no es, en absoluto, complicado. Señalaremos que el uso del amplificador LM386 (U4) es opcional y se puede añadir al circuito con objeto de aumentar la potencia del mismo. Si así lo deseamos, podemos no incluirlo en el montaje; pero, entonces, la potencia disponible a la salida del mismo se verá notablemente menguada.



LED1, S1, R9 y R36, y construir también un pequeño enrejado para el altavoz. Uno de los laterales de la caja deberá dotarse del agujero preciso para que pase por él el cable del micrófono. Después de que estén hechos todos los taladros montaremos los componentes periféricos y (si lo utilizamos) el circuito de amplificación. Como vemos, no hay ningún punto en la placa destinado a la conexión del LED1 ni a la de la resistencia limitadora. Estos componentes deben colocarse entre masa y el positivo de alimentación, asociados al interruptor S1 (tal y como podemos ver en la figura adjunta).

En el prototipo hemos utilizado un viejo micrófono que acompañaba a un antiguo equipo de vídeo. El lector puede utilizar de hecho casi cualquier micrófono que tenga a mano. Aunque el que aparece en los esquemas se representa como una unidad de tres hilos, podemos utilizar —de hecho lo hicimos en el prototipo— un micro de dos hilos, y únicamente tenemos que conectarlos a las pistas superior e inferior de las realizadas en el circuito impreso.

El siguiente asunto es el tema del altavoz; si hemos realizado un agujero en la caja, acoplaremos la correspondiente rejilla de altavoz. Ésta puede luego fijarse a la caja con un poco de silicona.

El circuito distorsionador no tiene un consumo excesivo, por lo que puede ser alimentado con una pila de 9 V. Si optamos por realizar el amplificador opcional deberemos dotarlo de su propia alimentación. De esta forma, la vida del circuito se

prolongará bastante. En modo alguno deberemos sacar la alimentación para el amplificador del circuito principal.

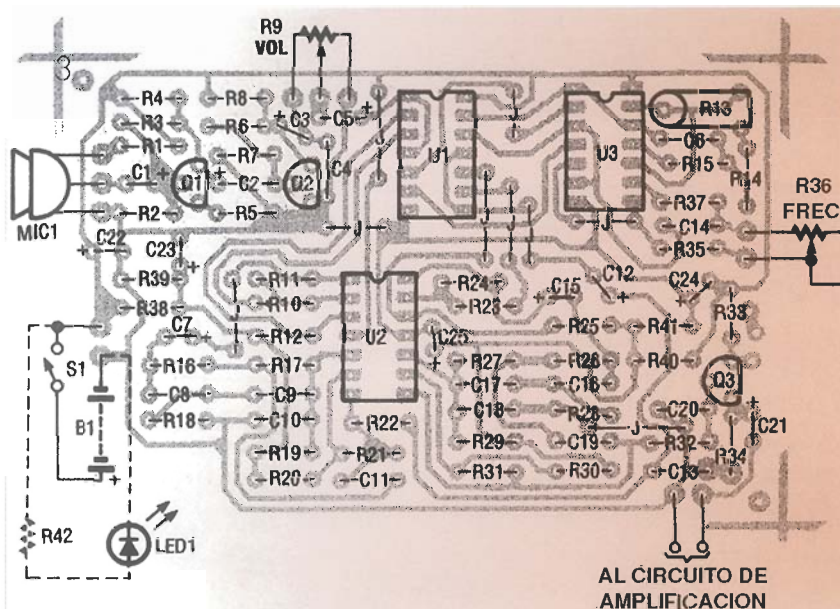
Verificación

Efectuaremos una verificación cuidadosa con objeto de comprobar que todos los componentes están correctamente colocados y orientados. Conectaremos, luego, una pila de 9 V a la entrada de alimentación y activaremos el circuito. Si disponemos de un osciloscopio, podremos comprobar la señal que hay en la patilla 12 de U3, mientras ajustamos R13 para que la señal sea de 4 KHz, 8 Vpp de tipo cuadrada. En caso de no disponer de osciloscopio, ajustaremos R13 a la mitad de su recorrido, y R9 de forma que el volumen sea máximo. Nos aseguraremos de que el altavoz está conectado. Después sintonizaremos en una radio una emisora que emita voz (no música) y la acercaremos al micrófono del distorsionador. Escucharemos el sonido del altavoz y, entonces, tendrá que oírse claramente la estación sintonizada. Al variar R36 percibiremos cómo el tono se agudiza o se vuelve más grave.

Aún teniendo una potencia limitada en el altavoz (sin el amplificador opcional), el equipo puede llegar a manejar sin problemas el transmisor de casi cualquier tipo de teléfono.

Haremos notar que, en el caso de prever un uso destinado a distorsionar la voz que sale por el equipo telefónico, sería buena idea colocar el distorsionador enfrente del mismo y mantener el micrófono a cierta distancia. La razón de ello resulta obvia: el sonido procedente del equipo de distorsión puede llegar a mezclarse con nuestra propia voz y, en consecuencia, anularíamos el efecto buscado.

3.-Aquí vemos el esquema de disposición de los componentes empleados en nuestro montaje. Podemos observar que, tanto el circuito amplificador opcional (LM336) como sus componentes periféricos, no están aquí representados. Tampoco lo está el transformador de audio destinado a acoplar impedancias.





empoorizador controlado por agenda digital

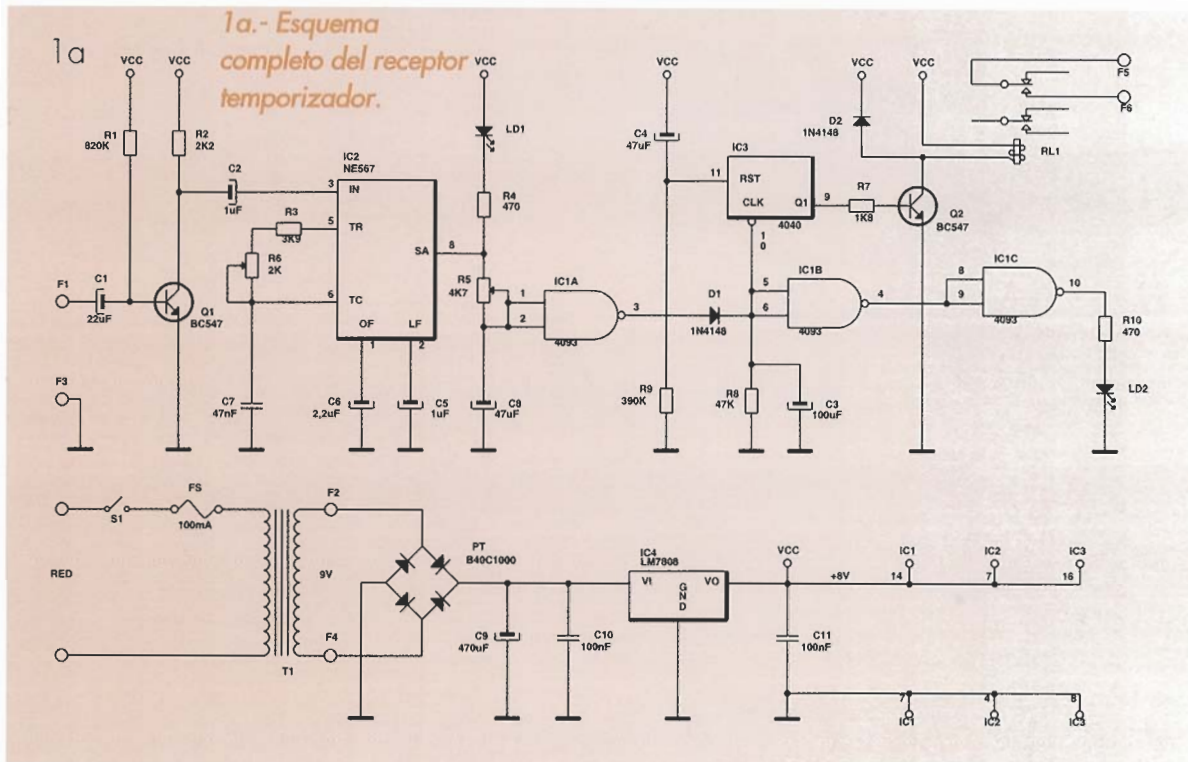
En más de una ocasión nos habremos planteado cómo sacar un mayor partido a ciertos aparatos que tenemos arrinconados, pero va pasando el tiempo y no llega la musa inspiradora. De repente, un día, surge una necesidad y, lucubrando, llegamos a descubrir un método para resolver el problema valiéndonos de ellos.

Como es sabido, las agendas digitales son unos artilugios electrónicos que se utilizan fundamentalmente para guardar información relacionada con números de teléfono, direcciones, para avisarnos acústicamente cuándo debemos felicitar a un amigo... en síntesis, una potente base de datos de la cual algunas personas no pueden prescindir.

En este artículo, nos ocuparemos, precisamente, de esa señal acústica emitida para llamar nuestra

atención, a fin de realizar un temporizador flexible, apto para programar la conexión-desconexión de un aparato, el año, mes, día, hora y minuto que nosotros queramos. La limitación únicamente vendrá dada por el número de alarmas que sea capaz de almacenar nuestra agenda.

¿Nos imaginamos, por ejemplo, poder encender la calefacción de nuestra casa el día 24 de Diciembre a las 3 de la tarde del año que viene?



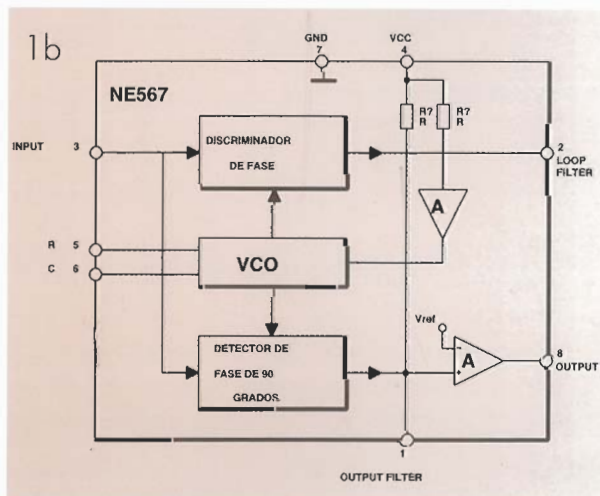
- Lista de Componentes**
- Condensadores**
 C1: 22 uF, 25 V
 C2, C5: 1 uF, 25 V
 C3: 100 uF, 25 V
 C4, C8: 47 uF, 25 V
 C6: 2.2 uF, 25 V
 C7: 47 nF, 63 V
 C9: 470 uF, 25 V
 C10, C11: 100 nF, 63 V
- Semiconductores**
 IC1: 4093
 IC2: 567
 IC3: 4040
 IC4: LM7808
 D1, D2: 1N4148
 LD1: Led Rojo
 LD2: Led Verde
 PT: Puente rectificador B40C1000
 Q1, Q2: BC547B
- Resistencias**
 R1: 820K
 R2: 2K2
 R3: 3K9
 R4, R10: 470
 R5: 4K7, VARIABLE
 R6: 2K, VARIABLE
 R7: 1K8
 R8: 47K
 R9: 390K
- Varios**
 RL1: Relé de 8 A 12V / 2

Las aplicaciones que se le pueden dar en el hogar son enormes: desde encendernos la lavadora o el lavavajillas, para aprovechar la tarifa nocturna, pasando por el cargador de baterías de níquel cadmio, hasta otros usos diversos.

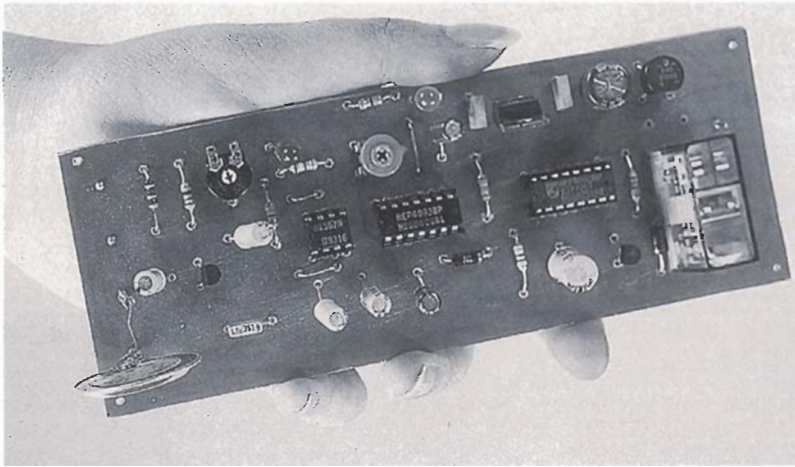
encuentre situado el cursor de R5, ya que la patilla 8 quedará conectada a masa. Este retardo proporcionado por R5 sirve de filtro a señales parásitas e impulsos de corta duración captados por el detector, que provocarían el disparo del temporizador y lo harían poco fiable. Cuando C8 se haya descargado parcialmente, pasaremos a tener en la entrada de la puerta A de IC1 un 0 lógico y en su salida, al tratarse de una puerta inversora, un 1 que se corresponderá con una tensión aproximada de 8 voltios. Este voltaje cargará al condensador C3 instantáneamente, el diodo led LD2 se encenderá indicándonos que en breves momentos (lo que tarde en descargar-

Descripción del circuito

La señal procedente del transductor de la agenda es captada por el micrófono (disco piezoeléctrico) y amplificada por Q1 que la inyecta al detector de frecuencia IC2 con la suficiente amplitud para ser tratada. Este circuito tiene por misión examinar la frecuencia que le llega por la patilla número 3, y compararla con una frecuencia central (fc) que hemos programado nosotros con R3, R6 y C7; si las dos coinciden, pondrá el transistor en colector abierto que lleva este integrado con salida por la patilla número 8, en corte y saturación alternativamente al ritmo marcado por la frecuencia de la señal de entrada. El diodo led rojo LD1 parpadeará indicándonos que la frecuencia fc está presente a la entrada y el condensador C8 se descargará con una constante de tiempo que dependerá de donde se



1b.- Diagrama de bloques del circuito NC 567

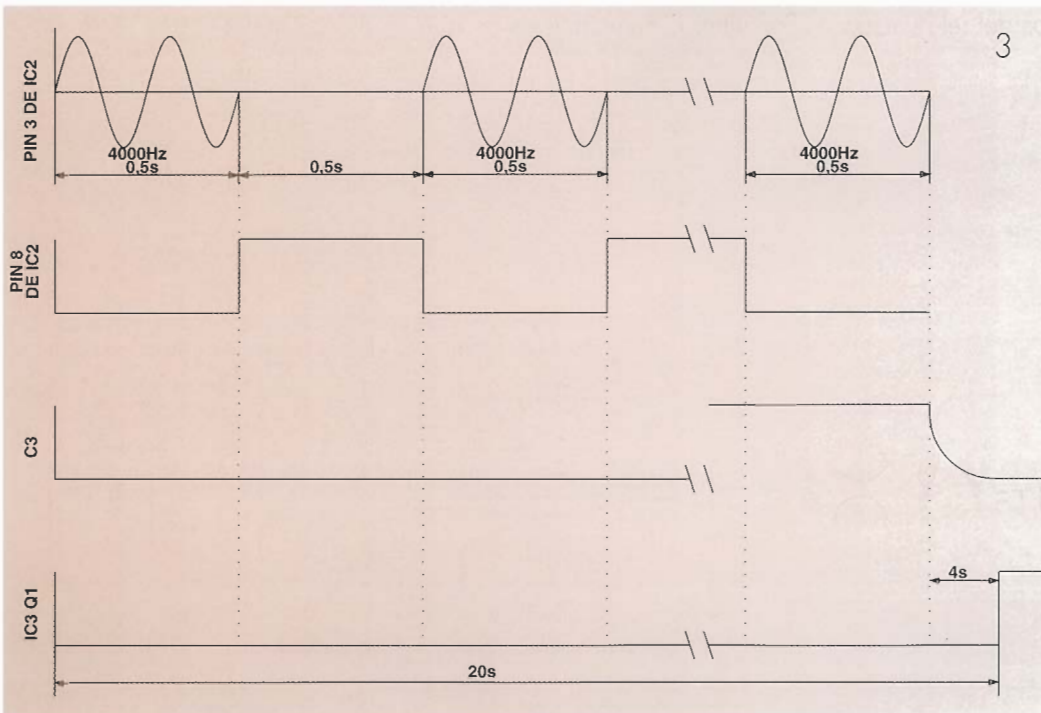
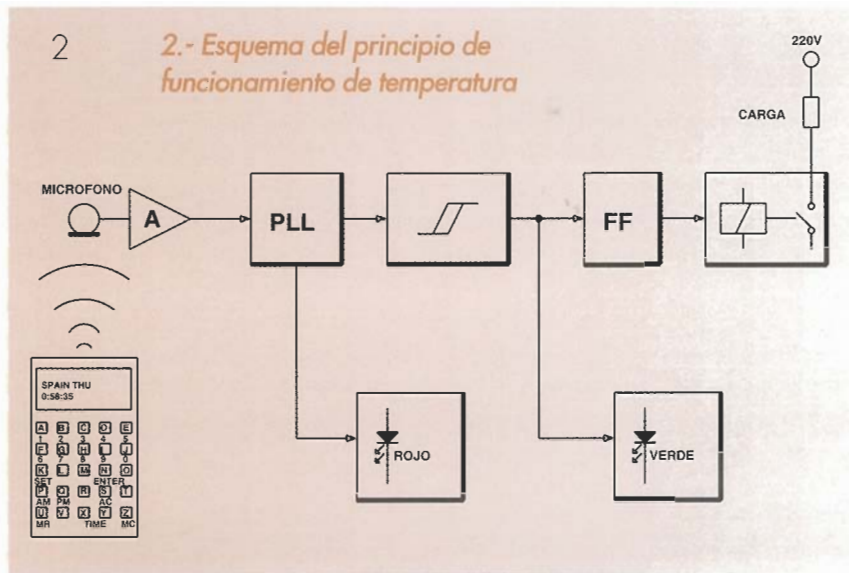


3.- Cronograma del circuito donde se muestra la señal recibida y las respuestas obtenidas en los puntos más significativos durante la emisión de una alarma por parte de la agenda digital.

se C3 a través de R8 si la salida de IC1 sigue en 0) al contador IC3 le vamos a introducir un flanco de bajada y, por lo tanto, la orden quedará memorizada. La salida Q1, que es la menos significativa del contador, se pondrá a 1, saturará al transistor y éste accionará a RL1, que pondrá en marcha el dispositivo a él conectado. Esta orden permanecerá estable hasta la llegada de otra ráfaga de tonos, donde se volverá a repetir el ciclo anterior; aunque en este

caso, el contador, al recibir otro nuevo impulso, aumentará su cuenta en una unidad, poniendo a 0 la salida Q1, y el relé se desactivará.

En lo que respecta a la entrada de reset del contador se ha añadido una célula de borrado automático que nos asegura un nivel bajo en las salidas del contador en el momento de la conexión, ya que la entrada de reset se mantendrá a 1 mientras se cargue C4. Este borrado es necesario por dos razones. La primera porque el condensador C8, en el momento de la conexión, está descargado e introduce un 0 lógico a la puerta inversora cargando a C3 que, a su vez, al descargarse, introduce

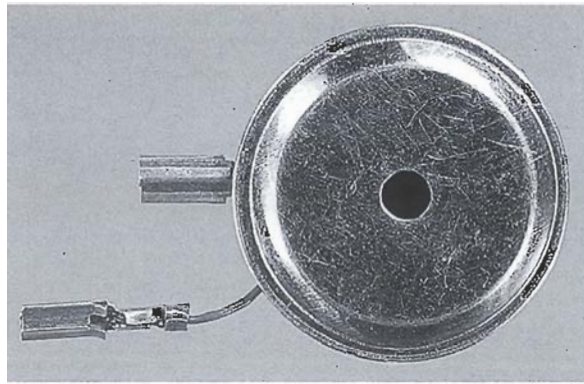


un impulso al contador; y la segunda porque, al conectar el circuito, las salidas del contador serían colocadas de forma aleatoria, encontrándonos el relé unas veces activado y otras no.



Como puede verse en la parte superior de la figura 1, el esquema es simple y bastante corriente. El transformador es un modelo de

220 V/ 9 V, 300 ma. La rectificación se efectúa en onda completa a través del puente B40C1000, pasando posteriormente por la fase de filtrado mediante el condensador C9, donde encontramos una tensión de aproximadamente 12 V que se aplica a la entrada del regulador, un 7808 en encapsulado TO 220, para obtener una salida estabilizada de 8 V que alimenta las diferentes partes del circuito.



Construcción y montaje del circuito impreso

Esta realización no ofrece dificultades especiales. El dibujo de la placa de circuito impreso es el representado en la figura 4, donde aparecen ambas caras superpuestas. Para su realización, se procederá del modo habitual en este tipo de circuitos, mediante proceso fotográfico o con elementos de transferencia de pistas. Vista la proximidad de ciertos trazos, no es aconsejable el empleo del rotulador grabador especial para este tipo de tareas, a no ser que se disponga de la habilidad suficiente.

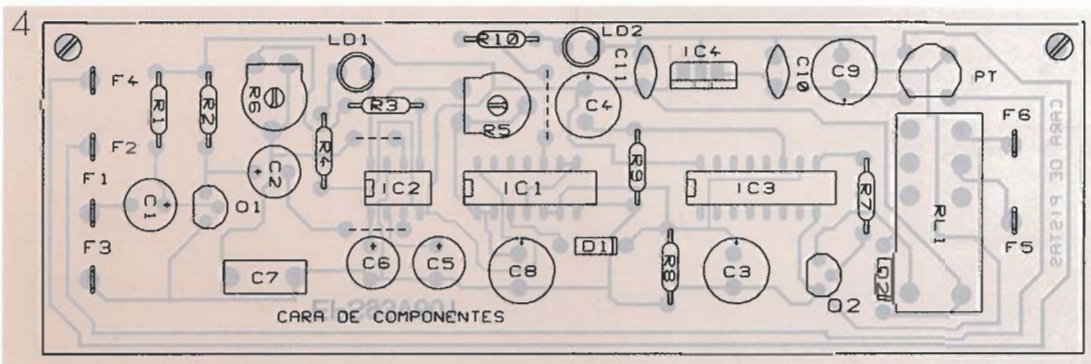
Una vez realizada la placa, procederemos a taladrar todos sus agujeros utilizando una broca de 1 mm de diámetro, excepto en los del relé y espadines, que se empleará una de 1,25 mm; haciendo además agujeros de 3 mm en cada esquina para fijarla a la caja elegida. La ubicación de los elementos que componen este montaje en la caja es la siguiente: El circuito impreso y el transformador se colocarán tal y como vemos en la figura 5. Practicaremos en su parte delantera cuatro agujeros, uno para el montaje del interruptor, dos para los diodos LED señalizadores y el último para la captación de sonidos por parte del micrófono. En la parte posterior se realizarán dos taladros para alojar las bases de banana correspondientes a las salidas de los contactos del

relé, y dos más para el cable de red y el fusible de protección.

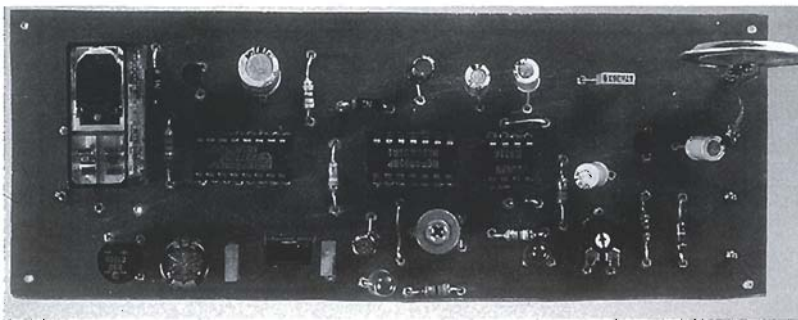
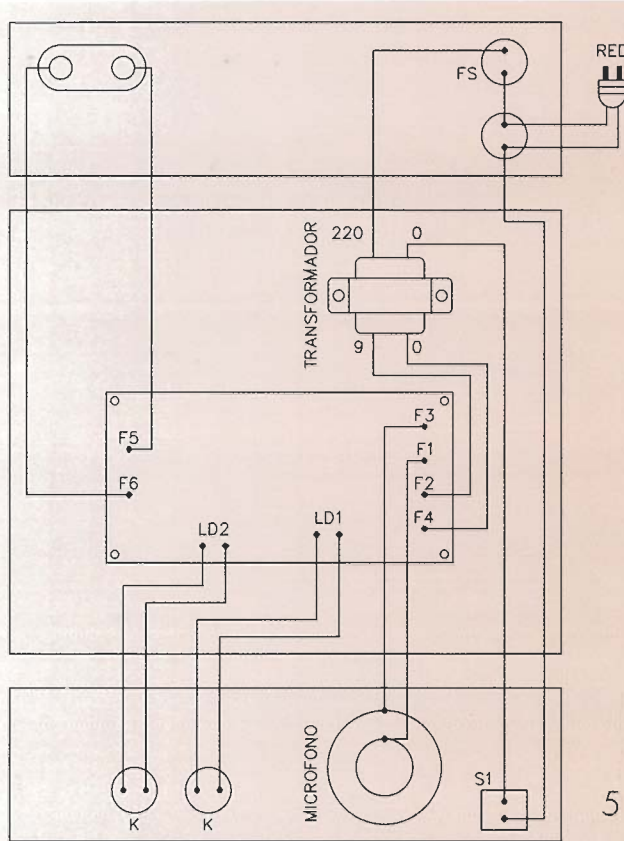
Una vez realizados los taladros, pasaremos a la fase de soldadura de componentes empezando por este orden: puentes, resistencias, diodos, resistencias ajustables, zócalos, espadines, condensadores de poliéster y todo lo demás, finalizando por el relé. Acto seguido, se insertarán en su zócalo correspondiente los circuitos integrados IC2, IC1, IC3, prestando especial atención en la manipulación de estos dos últimos, no tocando sus patillas con los dedos, ya que al estar fabricados en tecnología CMOS son sensibles a las descargas electrostáticas. Las conexiones exteriores que debemos realizar son las siguientes: los dos diodos led, cuyos cátodos vienen marcados en la figura 5 por una K; los contactos del relé y alterna del secundario del transformador, y el micrófono. Este último se realizará con cable apantallado.

Por último, mencionaremos que la elección del disco piezoeléctrico, en vez de un micrófono electret, vino motivada por las características de sensibilidad que presentan estos dispositivos en la gama de frecuencias comprendida entre 3 y 4,1 Khz y, de esta manera, hacer al receptor menos vulnerable a sonidos que no tengan nada que ver con el emitido por la agenda, que serían amplificadas con la misma ganancia.

4.- Disposición de las pistas y componentes en la placa de circuito impreso.



5.- Detalle de la conexión, y de la ubicación, de los componentes dentro de la caja.



Prueba del montaje

6.- Detalle de las soldaduras en el micrófono empleado.

Al alimentar el circuito, el diodo led rojo se encenderá brevemente (hay que estar atentos, ya que el destello dura unas décimas de segundo) y el led verde lo hará durante aproximadamente 4 segundos. Si esto sucede así, respiremos tranquilamente con la plena certeza de que el funcionamiento está casi asegurado. De lo contrario, nos tocará revisar más concienzudamente la colocación de integrados, transistores, diodos y polaridades de conden-

sadores. Mediremos la tensión antes y después del regulador de tensión que será de 12 y 8V respectivamente, así como la del transistor Q1 que, en su colector, será de unos 4V. Después de estas pruebas preliminares, y una vez detectado el posible error, pasaremos a los ajustes de las resistencias variables, lo cual llevaremos a cabo del modo siguiente:

Programamos nuestra agenda para que emita una señal de alarma, situándola en esta primera prueba lo más cerca posible del micrófono. Si el diodo led LD1 no se ilumina, giraremos el cursor de R6 muy lentamente hasta conseguir que aparezcan en él unos destellos lo más luminosos posible. Eso nos indica que la señal emitida concuerda con la fc programada por nosotros en el 567.

A continuación, observamos el estado del LD2. Si no está encendido quiere decir que el condensador C8 no se descarga lo suficiente como para introducir un 0 lógico en la puerta, por lo tanto deberemos girar el cursor de R5 hacia el lado de menor resistencia, hasta conseguir que se ilumine. Desde este momento, y hasta que finalice la emisión de tonos por parte de la agenda, debe permanecer encendido, ya que, si se apagara, aunque fuera solamente una vez, estaríamos introduciendo más de un impulso al contador y, por lo tanto, el relé pasaría por varias conexiones-desconexiones.

Una vez finalizada la emisión de tonos, que en la agenda utilizada para las pruebas duraba 20 segundos, el diodo led verde seguirá luciendo por espacio de 4 segundos, transcurridos los cuales oiremos un clic producido por la activación del relé.

