

elektor

N.º 137

1991

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

electrónica: técnica y ocio

El Lenguaje C

Diodos Láser

**Editor de vídeo
doméstico**

**Década R/C
calibrada**

**Convertidor
de banda OL/OM**



SUMARIO

ARTICULOS

Equipos de prueba basados en PC (I)	10-14
Un capacitmetro controlado por nuestro PC.	
El sistema MIDI (Musical Instrument Digital Interface)	10-20
Diodos láser	10-26
Conozcamos mejor estos interesantes dispositivos de creciente importancia en la electrónica moderna.	
Editor de vídeo doméstico	10-32
Un equipo con el que podremos editar nuestros propios vídeos con una calidad casi profesional.	
Convertidor de banda OL/OM	10-36
Para poder recibir en nuestro receptor normal de radio otras emisiones hasta ahora desconocidas.	
Brújula electrónica	10-50
Un concepto moderno de brújula, bastante distinta a la clásica de aguja.	
El lenguaje C (IX)	10-54
Un capítulo de esta interesante serie.	
Década RC calibrada	10-62
Valiosa caja de pruebas que nos será muy útil en muchos diseños.	

SECCIONES

Teletipo	10-08
Las placas de circuito impreso	10-37
Mercado	10-68
Libros	10-74
Anuncios breves	10-76

En nuestro próximo número:

- Equipos de prueba basados en PC(II).
- Repetidor doméstico de FM estereo.
- Amplificador compacto de audio estereo de 20W.
- El bus GPIB.
- El lenguaje C(X).

AÑO 11, NUM. 137 OCTUBRE 1991

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

Edita:
F & G EDITORES, S. A.

Director:
JULIO GOÑI

Director de Producción:
JULIO RODRIGUEZ

Director Ejecutivo:
RUFINO GONZALEZ GONZALEZ

Cuerpo de redacción:
VIDELEC, S. A.

Colaboradores:
JOSE M. VILLOCH
FERNANDO ACERO MARTIN
LH SERVICIOS INFORMATICOS
DAVID LOPEZ APARICIO
ELECTRONICS WORLD
RADIO ELECTRONICS
MIGUEL MENENDEZ
LEONARDO MARTIN ANGULO
GERMAN ALVAREZ TEY

Diseño gráfico:
P. DIAZ

Publicidad Madrid:
Delegada:
SILVIA MULET
Videlec S. A.
Riño 3-3. Teléf.: 329 29 23 - FAX 747 62 72

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

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

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

Composición:
Pérez Díaz
Santa Leonor, 48

Impresión:
Gráficas Reunidas, S. A.
Avda. de Aragón, 56

Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
Impreso en España
PRINTED IN SPAIN

DERECHOS DE AUTOR

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

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

Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

Estimado lector:

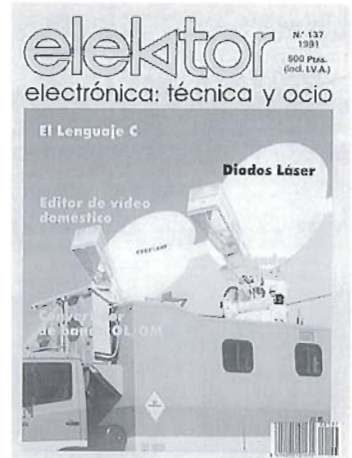
Por motivos ajenos a nuestra voluntad y debido a unos ajustes editoriales de última hora, no se pudo incluir en el anterior ejemplar de la Revista, correspondiente al mes de Septiembre, el primer circuito de la serie que destinamos a la construcción de equipos de medida y prueba conectados al PC. Por este motivo, hemos trasladado dicho circuito al presente número. Recordamos que se trata de un simple capacitómetro digital, de sencillo diseño y fácil de construir.

Haciendo un corto análisis del campo de la instrumentación electrónica, en el que podemos encuadrar el circuito anterior, podremos darnos cuenta rápidamente que dado el importante papel que los equipos e instrumentos de medida y prueba desempeñan en la electrónica actual, existe un constante interés entre los diseñadores en aplicar las nuevas tecnologías, fundamentalmente digitales, al desarrollo de nuevos circuitos y aparatos, logrando reducir, en muchos casos, simplificar los equipos existentes. Gracias a ello se hace posible que muchos de estos circuitos puedan estar al alcance del aficionado medio, para que, con unos medios bastante reducidos, sea capaz de montar y poner en marcha equipos de gran utilidad práctica.

Sobre esta base hemos decidido incluir en este ejemplar, además del capacitómetro indicado al principio, dos temas más, directamente relacionados con los sistemas de medición. En ambos casos se trata de montajes de complejidad media y que esperamos no representen ningún problema para aquellas personas que decidan realizarlos. El primero consiste en una Década RC calibrada que facilita enormemente la elección de resistencias y condensadores en los diseños y en el otro se describe una Brújula electrónica basada en un dispositivo de efecto Hall con un sistema de indicación del norte realizado con Leds.

Refiriéndonos ahora al resto de los temas nos parece interesante resaltar el Editor de vídeo doméstico y el convertidor de banda OL/OM los cuales, por su bajo coste, no dudamos que serán bien aprovechados por los aficionados al vídeo y a la radio, respectivamente.

Por último, mencionaremos el artículo relativo a los Diodos Láser, que ofrece una interesante descripción de estos dispositivos, y el capítulo IX de la serie dedicada al Lenguaje C que, en este caso, trata del análisis de Fourier mediante la transformada discreta.



Servicios Elektor para los lectores

EPS (Elektor Print Service)

La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.

Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS.

CONSULTAS TECNICAS

Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas C. T. e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

AVISO A NUESTROS LECTORES

El mes de mayo reanudamos nuestro consultorio telefónico para aclarar cualquier duda a nuestros lectores. El horario será de 16 a 18 horas todos los lunes, teléfono 747 62 72.

LISTA DE PRECIOS DEN.ºS ATRASADOS

Ejemplar sencillo	500 ptas.
Ejemplar doble	800 ptas.

SUSCRIPCIONES

España	5.000 ptas.
España certificada	6.500 ptas.
Europa	6.400 ptas.
Europa certificada	7.500 ptas.
Resto países correo aéreo	10.000 ptas.
	11.000 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla

Ejemplar sencillo	475 ptas.
Ejemplar doble	755 ptas.

EPS

circuitos impresos

E2: MARZO/ABRIL 1980

Exposímetro logarítmico	*9797	1.000
Medidor de picos		800
Minifrecuencímetro	*9927	631

E4/5: JULIO/AGOSTO 1980

Frecuencímetro para sintetizadores ..	*79114	800
---------------------------------------	--------	-----

E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980

Junior Computer:		
Circuito principal	*80089-1	6.000
Fuente de alimentación	*80089-3	1.264
Quinielista electrónico	*79053	1.100
Sistema centralizado de alarma:		
Estación principal	*9950-1	1.000
Estación subordinada	*9950-2	1.000
Termómetro digital	*80045	1.500

E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980

Amplificador telefónico:		
Circuito captador	*9987-1	800
Circuito principal	*9987-1	850
Golf de bolsillo	*9988	1.000
Ordenador para juegos de TV:		
Circuito principal	*79073-1	5.570
Fuente de alimentación	*79073-2	840
Circuito del teclado	*79073-2	1.260
Grillo eléctrico	*80016	500
Mida su fuerza	*79006	650

E8: ENERO 1981

Juego del Tula	*79007	650
----------------------	--------	-----

E9: FEBRERO 1981

Tarjeta de memoria RAM y EPROM*	80120	6.230
Medidor consumo carburante Módu-		
lo 1	*81035-1	675
Medidor consumo carburante Módu-		
lo 2	*81035-2	650
Medidor consumo carburante Módu-		
lo 3	*81035-3	650
Med. cons. carb. Display/Placa Pral.	*81035-4	1.000

E10: MARZO 1981

Top Amp	*80023	500
Top Reamp	*80031	1.200

E11: ABRIL 1981

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

E12: MAYO 1981

Encendido electrónico	*80084	2.000
Anti-robó	*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

Comprobador de transistores	*80077	1.750
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. Circuito de entrada	*81094-2	1.500
Gong DQL	*81135	850

E19: DICIEMBRE 1981

Locomotoras a vapor	*80019	1.000
Criptófono	*81142	1.300
Timbre sensorial	*81005	650

E20: ENERO 1982

Interfono	*80069	1.400
Paristor	*81123	850

E21: FEBRERO 1982

Ampliación ordenador Juegos TV ..	*81143	5.000
Medidor de continuidad	*81151	850
Voltímetro + Frecuencímetro	*81156	1.700

E23: ABRIL 1982

Extens. memor. Elekterminal	*79038	2.100
Oscilador senoidal	*82006	1.050
Lecturas de mapas por ordenador ..	*81032	950
Mini-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: Visualiza-		
dor	*81101-1	1.500
Programad. de procesos: Alimenta-		
dor	*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
Buffers entrada p/analizador lógico	*81577	1.000
Voltímetro digital universal	*81575	1.900
Sirena holofónica	*81525	1.250
Ctrol. velocidad y direc. p/modelis-		
mo	*81506	950
Diapasón electrónico	*81541	1.000

E28: SEPTIEMBRE 1982

Generador de prueba RF	*81150	800
Construya su propio DNR	*82080	1.800
Minitarjeta de EPROM	*82093	800
Cronoprosesor universal:		
Circuito principal	*81170-1	2.500
Display - Teclado	*81170-2	1.900

E29: OCTUBRE 1982

Comprobador de RAMs 2114	*82090	1.000
Mini-téster	*82092	950
Frecuencímetro a cristal líquido ..	*82026	950
Anti-robó activo	*82091	950

E30: NOVIEMBRE 1982

Eolición	*82066	800
Módulo capacitimetro	*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

Cronoprosesor universal C. pral. ...	*81170-1	2.200
Cronoproc. univ. C. Display/teclado	*81170-2	1.500
Foto Computer-Interface-Teclado ..	*82141-2	1.100
Silbato ultrasónico	*82133	750
Antenas colectivas:		
Placa R.F.	*82144-1	1.100
Fuente alimentación	*82144-2	1.100

E33: FEBRERO 1983

Foto Com. 2.-Temporizador progra-		
mable	*82142-3	950
Convertores para BLU. Conversor BF	*82161-1	950
Convertores para BLU. Conversor AF	*82161-2	1.000
Crescendo	*82180	2.260

E34: MARZO 1983

El nuevo sintetizador de Elektor	*82027	2.200
Accesorios para el crescendo	*83008	1.480
Cancerbero	*82172	1.100

E35: ABRIL 1983

Mili-ohmetro	*83006	925
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
Super-eco	*82175	1.200
Lucipeto	*82179	1.150
Preludio:		
Alimentación	*83022-8	1.830
Placa de conexión	*83022-9	2.925
Amplificador para cascos	*83022-7	1.550

E37: JUNIO 1983

Curtis/Alimentación	*82078	2.050
Regulador para faros	*83028	750
Preludio:		
Amplificador lineal	*83022-6	2.500
Protector de fusibles	*83010	750
Tarjeta BUS	*83022-1	4.500
Nuevo sintetizador:		
Alimentación	*82078	2.500
Regulador para faros	*83028	1.000

E38/39: JULIO/AGOSTO 1983

Generador de efectos sonoros	*82543	1.150
Flash-esclavo	*82549	575
Juegos TV en EPROM. Bus	*82558-1	1.300
Juegos TV en EPROM. Tarjeta		
EPROM	*82558-2	700
Super fuente de 5V	*82570	800

E40: SEPTIEMBRE 1983

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

E41: OCTUBRE 1983

Semáforo:		
Emisor	*83069-1	1.400
Receptor	*83069-2	1.350
Reloj programable. Carátula	*83041-F	4.500
Preamplificador MC/MM:		
Placa MC	*83022-2	2.300

E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio	*83022-4	1.900
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	*82107	2.300
Desplazador de sintonía	*82108	1.500
Supresor rebotes	*82106	1.200
Vatímetro	*83052	1.300
Teclado ASCII	*83058	8.300

E43: DICIEMBRE 1983

Carátula adhesiva	*83051-F	1.820
Auto-test	*83083	1.850
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-Maestro:		
Circuito de medida	*84005-1	1.700
Visualización	*84005-2	1.650
Audioscopio espectral:		
Filtros	*83071-1	1.600
Control	*83071-2	1.500
Receptor para banda marítima	*83024	2.135

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo	*83120-1	1.900

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

EPS

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 B/N con inter- grado	*83551	750
E52: SEPTIEMBRE 1984		
Elaborinto:		
Placa principal	*84023-1	1.850
Placa de control	*84023-2	1.630
Generador de impulsos:		
Placa frontal	*84037-1	2.600
Placa doble cara	*84037-2	3.250
Carátula adhesiva	*84037-F	2.000
E53: OCTUBRE 1984		
Analizador tiempo real:		
Circuito entrada y alimentación	*84024-2	1.800
E54: NOVIEMBRE 1984		
Interface p/máquinas escribir elect.	*84055	
Analizador tiempo real:		
Placa de visualización	*84024-3	5.750
Placa de base	*84024-4	8.500
E55: DICIEMBRE 1984		
Analizador en tiempo real:		
Carátula adhesiva frontal	84024-F	2.760
Supervisualizador de vídeo	84024-6	2.825
Mini-crescendo	84041	2.310
Analizador tiempo real:		
Generador ruido rosa	*84024-5	2.000
E56: ENERO 1985		
Fuente de alimentación conmutada	84049	1.425
Amplificadores p/ZX-81 y Spectrum	*84054	1.300
E57: FEBRERO 1985		
Sonda batimétrica:		
Placa principal	*84062	2.305
Convertidor RS 232 - Centro N/CS	*84078	3.500
E58: MARZO 1985		
Simulador de estéreo	83133-3	1.375
Preamplificador dinámico	*84089	1.080
Tacómetro digital	84079-1	1.265
Tacómetro digital	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas	*84095	2.410
E59: ABRIL 1985		
Falsa alarma	*84088	1.150
Generador de funciones:		
Adaptador SCART	*84072	1.350
Controlador de mini-car	*84130	1.520
Harpagón. Versión 1	*84073	960
Harpagón. Versión 2	*84083	890
Mini-impresora	*84106	2.775
E60: MAYO 1985		
Filtro activo	84071	2.235
Fláshmetro	84081	1.620
Termorregulador para soldador	*84112	1.090
Frecuencimetro a µP:		
Circuito principal	*85013	4.800
Visualizador	*85014	1.975
Oscilador	85015	925
Panel frontal	*84097-F	4.400
Limpiador impulsos casete p/ZX-81	*84075	1.680
E61: JUNIO 1985		
Autodim	*84096	1.100
Alimentación alterna	*84035	1.180
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 Eproms	*85007	1.600
E62/63: JULIO/AGOSTO 1985		
Protector de alimentación	84408	920
Frecuencimetro	84462	2.055
Alimentación para microordenador	84477	2.230
Alarma para frigorífico	*84437	1.050
Conversador VHF/AIR	*84438	1.470

Analizador línea RS-232	84452	1.370
Timbre musical	84457	1.135
E64: SEPTIEMBRE 1985	85470-2	2.450
Modulador UHF	*84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC-20	85010	1.125
Contador Universal	*85019	1.260
Telefase	84100	950
E65: OCTUBRE 1985		
Metronómo electrónico:		
Placa Principal	83107-1	1.355
Alimentación	83107-2	785
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
Bus universal E/S	85058	3.785
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		
Iluminator. C. Principal	85097-1	2.295
Iluminator. control lámpara	*85097-2	2.375
Central alarma interface	*85089-2	950
E72: MAYO 1986		
Interface E/S de 8 bits	85079	1.550
Flipper, circuito principal	85090-1	2.425
Flipper, visualizador	85090-2	1.740
Iluminador Alim y filtros	*85097-3	1.720
E73: JUNIO 1986		
Tarjeta gráfica alta resolución	85080-1	5.710
Filtro activo para DX	86001	4.515
Interface RS 232 C	*85073	2.300
E74/75: JULIO/AGOSTO 1986		
Medidor de audio	85423	1.335
Amplif. HI-FI para auriculares	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías	85446	1.030
Sonda lógica para µP	85447	935
Preamp. microf. con silenciador:		
Versión simétrica	*85450-1	790
Versión asimétrica	85450-2	1.100
Mezclador de audio	85463	4.430
Trazador 6502	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/CP	*85470-1	1.225
Vúmetro para disc/Visualizador		
Monitor maquetas trenes	85493	1.375
Display gigante «8»	*85413-1	4.130
Display gigante «1»	85413-2	1.825
Display gigante «9»	*85413-3	1.270
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		
Interruptor automático IR	86006	1.295
Mezclador portátil/alimentación	86012-4	2.240

Interface C64/C128	86035	1.320
Mezclador portátil:		
Frontal MIC line	*86012-1F	1.200
Módulo Estéreo	*86012-2B	1.900
Frontal módulo estéreo	*86012-2F	1.300
Frontal Alimentación	*86012-4F	2.300
397: DICIEMBRE 1986		
Placa de experimentación RF	*85000	595
Amplificador para autorradio	*85102	1.530
Doblador de tensión	86002	1.532
Mezclador portátil mod salida 1a	86012-3A	1.980
Mezclador portátil mod salida 1b	86012-3B	1.765
E80: ENERO 1987		
Búffer para impresora/CP	85114-1	4.400
Búffer p/impres./display teclado	85114-2	1.885
Mez. portátil/Frontal salida 2	86012-5F	1.770
Mez. portátil/Frontal vacío	86012-6F	1.290
Mez. portátil/Frontal salida 1	86012-3F	1.880
Reloj en tiempo real	86017	1.440
Amplificador 1.000 W	*86031	6.040
E81: FEBRERO 1987		
Accesorios amplificador 1.000 W	*86067	4.210
Microprocesador: placa PIA	86100	1.070
E82: MARZO 1987		
Microscopio	86083	9.195
Pluviómetro	86068	1.345
TV satélite módulo RF	*86032	5.400
E83: ABRIL 1987		
Medidor de impedancias	86041	2.525
Medidas de impedancias/Frontal	86041-F	2.330
Preamplificador/F.A. y control	86111-1	3.900
Convertidor D/A para bus E/S	86312	1.355
TV satélite:		
Módulo audio/vídeo	*86082-2	3.800
Frontal	*86082-F	1.500
E84: MAYO 1987		
TV sat., accesorios	86082-3	2.585
Preamplificador/Trasera	86111-F2	1.655
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
Convertidor remoto/Placa A/D	86090-2	1.110
Preamplificador:		
Circuito principal	*86111-2	8.900
Frontal	*86111-2F	2.000
E86/87: JULIO/AGOSTO 1987		
Control motor paso a paso	86451	960
RAM extra de 16K (junto con la EPS 86454)	*86452	685
Convertidor RMS ca/cc	86462	635
E88: SEPTIEMBRE 1987		
Generador ruido VHF/UHF	*86081	565
Capacimetro de bolsillo	86042	1.375
Estudio de audio portátil	86047	7.860
E89: OCTUBRE 1987		
Módulo de memorización para os- ciloscopio	*86135	1.787
Ecuálizador para guitarra	86051	1.980
Vúmetro estéreo	*87022	600
E90: NOVIEMBRE 1987		
Gerador. senoidal digitalizado/CP	87001	2.805
Gerador. senoidal digitalizado/PF	87001-F	2.040
Preamplificador de válvulas:		
Circuito principal	*87006-1	2.445
E91: DICIEMBRE 1987		
Distribuidor MIDI	87012	2.770
ARGUS, mini-detector de metales	*86069	1.225
Preamplificador a válvulas:		
Alimentación control de reles	*87006-2	3.800
Telemando:		
Emisor	*86115-1	1.200
Receptor	*86115-2	1.350
E92: ENERO 1988		
16K RAM CMOS para C64	87082	1.090
Filtros de Linkwitz	*84071	2.300
E93: FEBRERO 1988		
Telecanguro	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits	87160	2.420

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

EPS

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/bate- rias	87076	3.205
E98/99: JULIO/AGOSTO 1988		
Amplif. corrector tonos monochip	87405	1.225
Oscilador en puente de Wien va- riable	87441	570
Analizador del factor 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
Limitador estéreo	87168	1.920
Transmisor equilibrado p/linea BF	87197	2.780
Frecuencímetro multifunción	87286	3.350
E102: NOVIEMBRE 1988		
Generador de sonidos estéreo para µP	87142	1.930
Filtro activo sustractivo para altavo- ces	*87109	4.411
Generador de sonidos estéreo para ..	*87142	2.122
E104: ENERO 1989		
«Link» el preamplificador	880132-1	1.890
«Link» el preamplificador	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores	880039	5.875
Antena activa para O.C.	*880043-1	2.000
	*880043-2	1.750
E105: FEBRERO 1989		
Receptor FM estéreos en CMS	87023	870
E106: MARZO 1989		
Fuente gobernada por µC (placa de procesador)	880016-1	6.050
Fuente gobernada por µC (placa de regulación)	880016-2	3.940
Fuente gobernada por µC (placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/µC (panel fron- tal)	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación)	880042	1.345
E107: ABRIL 1989		
Interruptor red controlado p/carga ...	86099	1.505
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adapta- ción)	880016-4	210
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/µP ..	880120-1	3.850
	880120-2/3	2.685
E109: JUNIO 1989		
Teclado MIDI portátil	880168	2.140
Reforzador de armónicos	880167	1.705
LFA-150: Etapa rápida de potencia (circuito de protección)	880092-3	1.940
LFA-150: Etapa rápida de potencia (Alimentación auxiliar)	880092-4	1.960

E110/111: JULIO/AGOSTO 1989		
Adaptador universal CMS-DIL	884025	725
Tarjeta prototipo para µP	884013	2.865
Comprobador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 150W con 1 inte- grado	884080	1.145
Ecuador gráfico de 5 bandas	884049	2.190
E112: SEPTIEMBRE 1989		
Fundido de diapositivas, ctrl. p/or- denador	87259	3.595
Interface fax para ATARI	880109	2.210
Control digital de trenes. Decodifica- dor de locomotora	87291-1	1.325
Reforzador de armónicos	880167	1.705
Interruptor red controlado por carga	86099	1.505
E113: OCTUBRE 1989		
Convertidor VLF	880029	1.175
Regulador AF para tubos fluorescen- tes	880085	2.304
Medidor ultrasónico de distancias ...	880144	1.881
EPROM para juego opcional de carac- teres (Controlador para pantallas LCD de alta resolución)	560 (2764)	
E114: NOVIEMBRE 1989		
Adaptador bi-rail (Tren digital -2)	87291-3	1.250
Divisor de señal para receptores de TV vía satélite	880067	1.253
Q4: unidad de control MIDI (Placa principal)	880178-1	2.478
Q4: unidad de control MIDI (Dis- play/teclado)	880178-2	1.821
Controlador pantallas LCD alta re- solución	*880074	4.752
Adaptador vídeo compuesto/TTL para monitores monocromos	*880098	1.500
E115: DICIEMBRE 1989		
Regulador de velocidad para repro- ductores de CD	880165	3.196
E117: FEBRERO 1990		
Fuente de alimentación regulable	TE016/85	2.341
Iluminación espectacular	TE025/85	1.927
Telemando vía red/emisor	TE049A	1.648
Telemando vía red/receptor	TE049B	1.705
Temporizador fotográfico	TE057/85	858
E118: MARZO 1990		
Intercomunicador para motoristas	058/86	633
Sonda lógica de tensión	048/86	523
Reactancia para fluorescente	047/86	518
Robot riegamacetas	043/86	1.565
Regulador de luz por tacto	029/86	1.676
E119: ABRIL 1990		
Percusión electrónica	TDE 060/86	3.265
Lotería primitiva	TDE 033/86	1.163
Convertidor estático de tensión	TDE 030/85	1.122
Amplificador Booster	TDE 006/85	2.168
Fuente de alimentación universal	TDE 031/85	659
Termómetro para polímetro	TDE 018/85	1.510
E120: MAYO 1990		
Generador de campo acústico	90V045	3.097
Frecuencímetro (doble cara)	90V044	3.339
Conmutador RS232	90V041	3.516
E121: JUNIO 1990		
Medidor de ionización	90V051	1.488
Silenciador de audio	90V054	1.568
Comprobador VCR	90V043	1.328
Analizador E/S:		
Tarjeta de doble cara	*90V052	6.050

E122/123: JULIO/AGOSTO 1990		
Analizador E/S:		
Circuito principal	*90V053	5.600
Fuente alimentación universal de la- boratorio:		
2 placas	*90V061	5.300
Detector MORSE RTTY:		
Placa grande	*90V063	10.450
Placa pequeña	*90V064	2.400
Limitador de volumen	*90V062	2.910
E124: SEPTIEMBRE 1990		
Generador de impulsos:		
Conmutador Dip	90V081	950
Conmutadores Rotativos	90V082	1.275
Preamp. para G. Eléctrico:		
Tarjeta principal	90V083/3	4.250
Etapa reverberación	90V083/2	3.700
Placa conmutadores	90V083/1	2.068
E126: NOVIEMBRE 1990		
Disco estado sólido para PC	EPS90V091	12.870
E127: DICIEMBRE 1990		
Indicadores digitales para el automóvil:		
Medidor combustible (doble cara) ..	90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara) ..	90V102	2.025
Medidor de vacío	90V104	950
Medidor tensión, temperatura y aceite	90V105	950
Indicador 3 dígitos (doble cara) ...	90V101 Incl. en rev.	
Frecuencímetro digital con Z-80:		
Placa principal (doble cara)	90V117	6.500
Amplificador (doble cara)	90V116	2.500
Prescaler (doble cara)	90V115	1.800
Display	90V118	3.525
Manómetro digital:		
Manómetros	90V119	1.450
Filtro vocal efectos sonoros	90V120	1.600
Indicador 3 dígitos doble cara	90V101	2.025
E129: FEBRERO 1991		
Tarjeta de memoria para Laser-Jet ...	90V125	3.773
Laser de bolsillo	90V126	850
Conmutador de vídeo y audio	90V123-1	915
E130: MARZO 1991		
Secráfono de bajo coste	91V011	979
Transmisión de audio por la red. Re- ceptor AM	91V013	1.120
Transmisión de audio por la red. Re- ceptor FM	91V014	1.120
Receptor de onda corta	91V015	1.050
Amplificador de audio HI-FI. Fuente 12 V	91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI. Amplifi- cador audio	91V018	1.848
E131: ABRIL 1991		
Amplificador de audio (Fuente AC). ..	91V016	1.850
Monitor de la red eléctrica	91V012	1.525
Fuente Universal	91V024	825
Medidor de radiación	91V021-1	2.560
E132: MAYO 1991		
Repetidor control remoto	91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor)	91V023-1	900
Sistema de altavoces sin cable (re- ceptor)	91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito princi- pal (doble cara)	91V021-2	2.420
E133: JUNIO 1991		
Simulador Subwoofer	91V042	2.920
Restaurador de las señales de vídeo	91V041	4.745
Generador de barrido de audio	91V043	4.411
E134-135: JULIO-AGOSTO 1991		
Selector automático de resistencias	91V054	1.707
Fuente solar (convertidor)	91V53/2	1.005
Fuente solar (regulador)	91V053/3	860
Fuente solar de alimentación (oscila- dor)	91V053/1	1.615
Generador de barrido de audio (fuente de alimentación)	91V051	2.277
Reloj binario (doble cara)	91V052	4.255
E136: SEPTIEMBRE 1991		
Comprobador de memorias	1V063	2.697
Sistema de bloqueo de llamadas telefónicas	91V061	4.885
Generador sónico de alta inter- sidad	91V062	987

Este mes...

Elektor núm. 137. Octubre 1991

	Referencia	P.V.P.
Editor de vídeo doméstico	EPS91V081	3.884
Convertidor de banca OL/OM	EPS91V082	1.750
Brújula electrónica	EPS91V083	1.352
Equipo de pruebas basado en PC	EPS91V084	3.950

NOTA: Estos precios incluyen IVA.

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

EQUIPOS DE PRUEBA BASADOS EN PC (I)

Las universidades y escuelas técnicas enseñan muchas cosas, pero no enseñan nada sobre la fabricación de equipos electrónicos. La mayoría de las personas se ponen en contacto con este tipo de conocimiento a través de su experiencia profesional o a través de las aficiones. (De hecho, las revistas para aficionados como ELEKTOR probablemente son los profesores más comunes para el diseño práctico y cons-

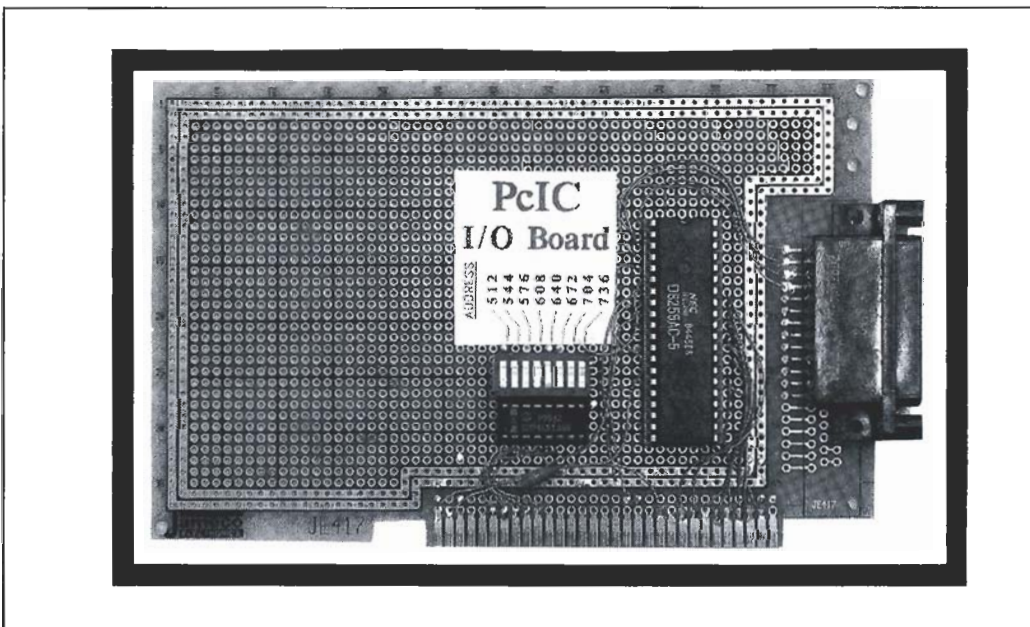
trucción.) Sin embargo, muchos ingenieros se gradúan en la universidad y entran a formar parte de la fuerza de trabajo con muy poca o ninguna experiencia.

Recientemente, se ha creado un centro de formación en Estados Unidos para instruir a los jóvenes ingenieros de una empresa, en los principios básicos del proceso de fabricación. La tarea fue la de crear una pequeña planta de fabricación en la

que los estudiantes podían construir un producto electrónico. En el proceso, estos ingenieros toman contacto con todas las etapas del proceso de fabricación: interpretación de los esquemas de ingeniería, construcción de elementos, comprobación de los mismos, construcción del producto, y distribución al usuario. Este proyecto se ha denominado MFT (Manufacturing Technology Facility).

Con un presupuesto y tiempo limitado y con la necesidad de formar a más de 400 personas, se tuvieron que buscar ayudas de sistemas automatizados que pudieran acelerar el trabajo común sin mermar la experiencia sobre el proceso de fabricación que se intentaba impartir. Una de las áreas en las que se acometió esta tarea fue en la inspección de componentes a la entrada. En una planta de fabricación normal, los componentes se adquieren a través de muchas fuentes. Cuando se reciben, se prueban para asegurarse de que funcionan, ya que si, por ejemplo, uno de estos componentes cuesta 10 pesetas, si se encontrara uno en mal estado, ésto supondría un incremento de 1 peseta en el precio final del producto acabado.

El producto que se deseaba fabricar tenía más de treinta componentes electrónicos distintos, los cuales se podían agrupar en cinco grupos:



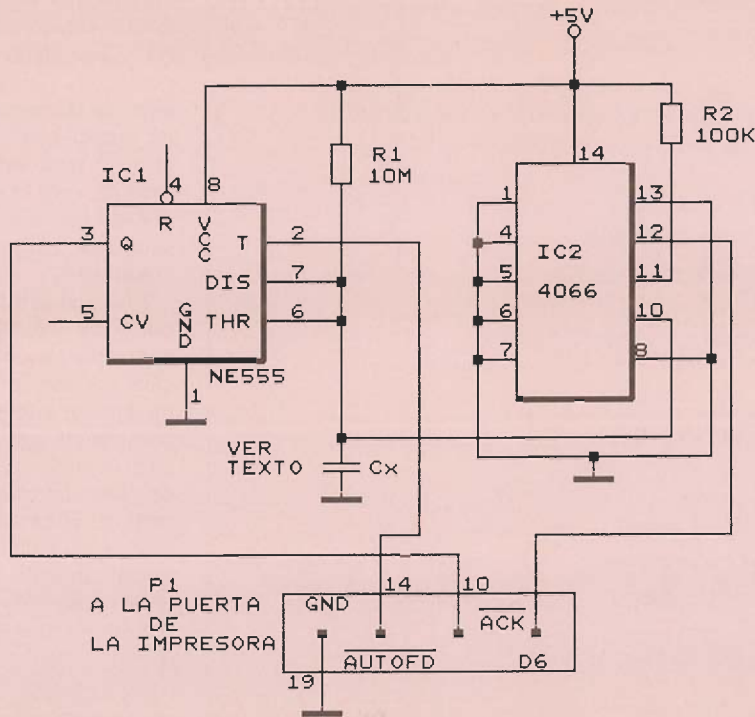


Figura 1. Esquema. El medidor de capacidad consiste en dos circuitos integrados: un 555 funcionando en modo astable y un conmutador analógico que permite que el software conmute de forma automática los rangos de medida.

resistencias, condensadores, diodos, transistores y circuitos integrados. Lo que se necesitaba era alguna solución de bajo coste para que los estudiantes pudieran comprobar los distintos componentes con rapidez, pero con una posibilidades de error mínimas. El resultado fue lo que se ha venido a llamar Sistema de Inspección de Componentes (SIC). Este sistema incorpora un medidor de capacidades, un comprobador de circuitos integrados y un voltímetro controlado por ordenador, que permite la comprobación de las resistencias, diodos y de las uniones de los transistores. El software del SIC incluye una base de datos que contiene las especificaciones de cada componente, completada con una serie de criterios de fallo/útil. Además, el sistema contiene una función de grabación de datos que permite mantener un registro histórico de la calidad de los productos de cada fabricante, lo que es muy útil a la hora de seleccionar los fabricantes.

En próximos artículos, se describirán los distintos componentes del software y del hardware del SIC. Ahora se presentará un circuito que por 1.500 pesetas y dos integrados permite que se utilice al PC como medidor de capacidades. En el futuro se añadirán detalles completos para la construcción de sofisticados comprobadores de componentes y de circuitos integrados. Además in-

cluirán listados completos de software (todos estos listados estarán escritos por QuickBASIC). MEDIDOR DE CAPACIDADES BASADO EN UN PC.

El primer proyecto es el de un medidor de capacidades. Este medidor se incorporará al próximo proyecto en el que se combina un voltímetro, un medidor de resistencia y un medidor de capacidades en una placa para PC, pero que se puede utilizar como equipo de medición independiente. Primero se hablará del funcionamiento del hardware.

El diseño, que se puede ver en la figura 1, consiste en dos circuitos integrados: un temporizador 555 (IC1) y un conmutador bilateral cuádruple (IC2). El 555 es el corazón del circuito. Cuando se configura en modo astable (monoestable), la longitud del pulso generado en la patilla 3 es directamente proporcional al valor de la resistencia de temporización (R1) y del condensador de temporización (Cx). Utilizando una resistencia de temporización fija, la duración del pulso de salida será directamente proporcional al valor del condensador de temporización. Por ello, conectando una resistencia conocida y un condensador desconocido a IC1, después de su disparo y midiendo la longitud del pulso de salida resultante, se puede obtener el valor del condensador.

Se desea obtener un rango de medida efectivo entre 20 picofaradios a

20 microfaradios. Para lograr este rango tan ancho, necesitaremos utilizar dos resistencias de temporización distintas, siendo este el motivo por el que se necesita el 4066. Llevando a nivel alto la patilla 12 de IC2, el circuito integrado coloca en paralelo una segunda resistencia (R2) con la resistencia de temporización principal (R1). Haciéndolo de esta forma, se consigue una medición más sencilla de los condensadores con un valor más elevado. Con R2 conectada, el rango efectivo del medidor es de 0,1 microfaradios a 20 microfaradios. Si el valor del condensador desconocido es inferior a 0,1 microfaradios, R2 se puede conmutar para sacarla del circuito (lo que se hace de forma automática por el software) y el condensador se puede medir de nuevo para obtener su valor real.

La conexión al PC

El medidor de capacidad se conecta al PC a través de tres líneas (además de la masa) de un puerto paralelo estándar, la señal AUTOFD (activa a nivel bajo) se conecta a la entrada de TRIGGER (activa a nivel bajo) del circuito integrado (patilla 2) para iniciar el ciclo de temporización. La línea ACK (activa a nivel bajo) del puerto se conecta a la salida del circuito integrado (patilla 3).

Lista de componentes

Resistencias
R1—10 M
R2—100 K

Semiconductores
IC1—Temporizador 555
IC2—4066 conmutador bilateral cuádruple

Otros componentes
P1—Conector D de 25 patillas macho

Varios
Condensador de alta tolerancia de 0,1 μ F para la calibración, placa de inserción sin soldadura, fuente de alimentación de cinco voltios, cable, etc.

Listado 1

```

1 REM *****
2 REM * * CAP.BAS *
3 REM * * V900114 *
4 REM *****
5 REM
6 REM * * NOTA: ESTE PROGRAMA DEBE COMPILARSE CON QUICKBASIC 4.0 ANTES DE UTILI-
ZARSE
7 USE
8 REM
9 DEF SEG + 64: DEFINT A-C, I, K: DEFLNG X
10 OPEN "r", 1, "capfax.dat", 50
11 FIELD 1, 10 AS ol$, 10 AS fl$, 10 AS fh$, 10 AS pf$, 10 AS uf$
12 GET 1, 1
13 offseto = VAL(ol$): FACTORLOI = VAL(fl$): FACTORHI = VAL(fh$)
14 apf = VAL(pf$): auf = VAL(uf$)
15 CLOSE
16 FACTORLOPF# = FACTORLOI / 1000000: factorhipf# = FACTORHI / 1000000
17 GOSUB S1: C = PEEK(8) + 256 * (PEEK(9)) + 2: B = C - 1: A = B - 1
18 RESTART:
19 OUT A, 64
20 X = 0: LOCATE 12, 31: PRINT "MIDIENDO... ";
21 OUT C, 2: OUT C, 0: WHILE (INP(B) AND 64): X = X + 1: WEND
22 SELECT CASE X
23 CASE IS < auf
24 measuredvalue = X / FACTORHI
25 LOCATE 12, 31: PRINT SPACE$(18);
26 LOCATE 24, 1: PRINT "Alto - µf";
27 LOCATE 12, 36: PRINT USING "####.# µf"; measuredvalue
28 GOTO SKIPIT
29 CASE ELSE
30 OUT A, 0
31 END SELECT
32 OUT C, 2: X = 0: OUT C, 0: WHILE (INP(B) AND 64): X = X + 1: WEND
33 SELECT CASE X
34 CASE IS < apf
35 measuredvalue = (X - offseto) / FACTORLOI
36 measuredvalue = INT(measuredvalue * 10000) / 10000
37 LOCATE 12, 31: PRINT SPACE$(18);
38 LOCATE 24, 1: PRINT "Bajo µf";
39 LOCATE 12, 36: PRINT USING "#### µf"; measuredvalue
40 GOTO SKIPIT
41 CASE ELSE
42 AA = 0: XX = 0
43 REDO:
44 OUT C, 2: X = 0: OUT C, 0: WHILE (INP(B) AND 64): X = X + 1: WEND
45 IF AA > 5 THEN AA = AA + 1: XX = XX: FOR i = 1 TO 100: NEXT i:
46 GOTO REDO
47 mean = XX / 5: X = mean
48 LOCATE 12, 31: PRINT SPACE$(18);
49 measuredvalue = (X - offseto) / FACTORLOPF#
50 LOCATE 24, 1: PRINT "Bajo pf";
51 LOCATE 12, 36: PRINT USING "#### pf"; measuredvalue
52 END SELECT
53 SKIPIT:
54 LOCATE 24, 62: PRINT SPACE$(17); : LOCATE 24, 62: PRINT "Count."; X;
55 COLOR 7, 0: LOCATE 20, 29
56 COLOR 0, 7: PRINT " M "; : COLOR 7, 0: PRINT "edida, o";
57 COLOR 0, 7: PRINT " S "; : COLOR 7, 0: PRINT "alir ...";
58 Tryagain:
59 Reply$ = UCASE$(INPUT$(1))
60 SELECT CASE Reply$
61 CASE "M"
62 LOCATE 12, 37: PRINT SPACE$(6)
63 GOTO RESTART
64 CASE "S"
65 CLOSE: END
66 CASE ELSE
67 BEEP: GOTO Tryagain
68 END SELECT
69 END
70 S1:
71 CLS: LOCATE 3, 23: COLOR 0, 7: PRINT SPACE$(35)
72 LOCATE 4, 23: PRINT " MEDIDOR DE CAPACIDAD PARA PC "
73 LOCATE 5, 23: PRINT " (c) 1990, JJ BARBARELLO "
74 LOCATE 6, 23: PRINT SPACE$(35): COLOR 7, 0
75 LOCATE 11, 30: PRINT CHR$(222); STRING$(19, 223); CHR$(221)
76 LOCATE 12, 30: PRINT CHR$(222); LOCATE 12, 60: PRINT CHR$(221)
77 LOCATE 13, 30: PRINT CHR$(222); STRING$(19, 220); CHR$(221)
78 RETURN

```

Durante el funcionamiento, el software lleva momentáneamente a nivel bajo y después a nivel alto la señal AUTOFD (activa a nivel bajo) para producir el disparo de IC1, mientras que el PC cuenta el intervalo de tiempo, el condensador se carga hasta que el comparador inter-

no de IC1 lleva su salida desde el nivel bajo a nivel alto. En este momento, la línea ACK (activa a nivel bajo) detecta el final del ciclo de temporización y alerta al PC para que finalice la cuenta. El software convierte este valor del intervalo de tiempo en un valor de capacidad. La línea D6

del puerto paralelo controla el conmutador bilateral. Inicialmente el conmutador se encuentra activado, lo que coloca a R2 en paralelo con R1, y permite la medición en el rango alto (0,1-20 microfaradios). Si el valor de la cuenta es inferior a un valor especificado, el software conmuta a R2 para sacarla del circuito de medida, con lo que se obtiene una nueva cuenta en el nuevo rango de escala de 20 picofaradios a 0,1 microfaradios.

Como el software depende de un bucle de tiempo, se deberá calibrar antes de su utilización. La calibración consiste en una serie de dos medidas: una que mide la capacidad parásita del circuito y la otra que implica la medición de un condensador de valor conocido como estándar de medida. El circuito se deberá recalibrar si se modifica la velocidad de funcionamiento del PC (por ejemplo en el modo turbo), o si se conecta el medidor a otro PC.

Software

La simplicidad de hardware se hace posible mediante el software. A pesar de que no se discutirán todos los detalles aquí, hay una serie de puntos que se deben tener en cuenta para en el caso de que se desee modificar el software disponible. Primeramente, hay que decir que hay dos programas CAP y CAPFAX; CAP es el programa principal y CAPFAX ayuda a realizar la calibración del software. Los dos programas se encuentran escritos para correr bajo QuickBASIC. El programa se deberá compilar; los intérpretes como BASICA y GWBASIC no corren lo suficientemente rápido para realizar mediciones de condensadores inferiores a 1 microfaradio, además para poder modificar el software será necesario disponer de una copia de QuickBASIC. Ahora se hablará un poco sobre CAP. Antes de producir ningún efecto, el software localiza la dirección de entrada/salida del puerto paralelo para la impresora del ordenador que se está utilizando. Esto es necesario ya que algunas placas no direccionan el puerto de la impresora en la posición estándar (0378h ó 888 en decimal). En el listado 1, en la línea 16 se localiza la dirección del puerto y se almacena en la variable C. (Hay que señalar que los números de línea son opcionales en QuickBASIC; se ha incluido únicamente como referencia.) Las variables B y A, las cuales se derivan de C, se utilizan para leer la salida del circuito integrado y hacer que funcione IC2 respectivamente.

La función de medida comienza en la línea 18, la cual conmuta la resistencia de 100 K. La línea siguiente inicializa la variable de medida, X. La línea siguiente tiene dos funciones. La primera consistente en una sentencia OUT, genera un pulso negativo para disparar IC1. El bucle WHILE/WEND incrementa continuamente el valor de la variable X hasta que la patilla 3 de IC1 pasa a nivel bajo.

El resto del programa determina si se debe conmutar R2, convierte el valor de la cuenta en un valor de capacidad, y visualiza esta cantidad en la forma adecuada (picofaradios o microfaradios).

Se puede utilizar el segundo programa CAPFAX, para crear una base de datos (CAPFAX.DAT) que contendrá la información que necesita el programa CAP (el listado de CAPFAX se puede ver en el LISTADO 2). Se necesitan cinco valores: desplazamiento para el cero, factor inferior, factor superior, límite de picofaradios y límite de microfaradios. El desplazamiento para el cero es la cuenta que se obtiene con ningún condensador conectado al circuito de medida. En funcionamiento, CAP resta este valor a la cuenta obtenida durante la medición para eliminar los efectos de la capacidad parásita del circuito. El factor bajo y el alto son valores de referencia que indican al programa CAP la cuenta que se deberá obtener para una capacidad de 0,100 microfaradios en el rango alto y bajo. Mediante la utilización de estos factores, CAP calcula el valor de un condensador desconocido. El límite de picofaradios y el de microfaradios son valores que utiliza CAP para determinar el momento en el que se debe conmutar entre estos rangos, y para decidir el formato de la visualización en la pantalla del ordenador del valor medido. CAPFAX se utiliza durante el proceso de calibración del sistema, y en cualquier momento en el que se modifique la disposición del circuito, velocidad de funcionamiento del PC, o se cambie de PC.

Construcción

La simplicidad del circuito permite que se utilice casi cualquier método de construcción. La forma más sencilla de construir en prototipo es utilizando una placa de inserción de componentes sin soldadura. También se necesitará de una fuente de alimentación de 5 voltios de CC; en caso de necesidad se puede alimentar el circuito con tres baterías de 4,5 voltios colocadas en serie (los

Listado 2

```

1  REM** CAPFAX.BAS
2  REM** REVISE CAPFAX.DAT ENTRIES
3  REM** V900114
4  CLS: OPEN "r", 1, "capfax.dat", 50
5  FIELD 1, 10 AS zero$, 10 AS low$, 10 AS high$, 10 AS pf$, 10 AS uf$
6  GET 1, 1
7  LOCATE 1, 3: PRINT "REVISION DEL FICHERO CAPFAX.DAT"
8  LOCATE 3, 1: PRINT "Desplazamiento cero"; zero$
9  LOCATE 4, 1: PRINT "Factor Inf."; low$
10 LOCATE 5, 1: PRINT "Factor Sup."; high$
11 LOCATE 6, 1: PRINT "Límite de pf." pf$
12 LOCATE 7, 1: PRINT "Límite de uf." uf$
13 LOCATE 9, 1: PRINT "Cambiar (S/N)?"
14 GOSUB yesno: IF a$ = "N" THEN GOTO endit
15 z$ = zero$: l$ = low$: h$ = high$: p$ = pf$: u$ = uf$
16 getnewones:
17 VIEW PRINT 3 TO 23: CLS : VIEW PRINT
18 LOCATE 3, 1: PRINT "Desplazamiento cero:"; z$
19 LOCATE 4, 1: PRINT "Factor Inf."; l$
20 LOCATE 5, 1: PRINT "Factor Sup."; h$
21 LOCATE 6, 1: PRINT "Límite de pf." p$
22 LOCATE 7, 1: PRINT "Límite de uf." u$
23 LOCATE 9, 10: LINE INPUT "Nuevo Desplazamiento..."; z$
24 IF z$ = "" THEN z$ = zero$ ELSE LSET zero$ = z$ + " "
25 LOCATE 9, 28: PRINT z$
26 LOCATE 10, 10: LINE INPUT "Nuevo Factor Inf."; l$
27 IF l$ = "" THEN l$ = low$ ELSE LSET low$ = l$ + " "
28 LOCATE 10, 27: PRINT l$
29 LOCATE 9, 10: LINE INPUT "Nuevo Factor Sup."; h$
30 IF h$ = "" THEN h$ = high$ ELSE LSET high$ = h$ + " "
31 LOCATE 11, 28: PRINT h$
32 LOCATE 9, 10: LINE INPUT "Nuevo Límite pf."; p$
33 IF p$ = "" THEN p$ = pf$ ELSE LSET pf$ = p$ + " "
34 LOCATE 12, 28: PRINT p$
35 LOCATE 9, 10: LINE INPUT "Nuevo Límite uf."; u$
36 IF u$ = "" THEN u$ = uf$ ELSE LSET uf$ = u$ + " "
37 LOCATE 13, 28: PRINT u$
38 LOCATE 15, 10: PRINT "Cambiar (S/N)?"
39 GOSUB yesno: IF a$ = "N" THEN GOTO endit ELSE GOTO getnewones
40 endit:
41 VIEW PRINT 3 TO 23: CLS : VIEW PRINT
42 LOCATE 3, 1: PRINT "Desplazamiento cero:"; zero$
43 LOCATE 4, 1: PRINT "Factor Inf."; low$
44 LOCATE 5, 1: PRINT "Factor Sup."; high$
45 LOCATE 6, 1: PRINT "Límite de pf." pf$
46 LOCATE 7, 1: PRINT "Límite de uf." uf$
47 LOCATE 15, 10: PRINT "Salvar (S/N)?"
48 GOSUB yesno: IF a$ = "N" THEN CLOSE : PRINT "NO SAVE": LOCATE 18, 1:
49 END
50 PUT 1, 1: CLOSE : PRINT "Nuevos datos salvados.": LOCATE 18, 1: END
51 yesno:
52 a$ = UCASE$(INPUT$(1))
53 SELECT CASE a$
54 CASE "S"
55 RETURN
56 CASE "s"
57 RETURN
58 CASE ELSE
59 GOTO yesno:
60 END SELECT

```

4,5 voltios generados de esta forma deberán ser necesarios para generar los niveles lógicos TTL necesarios). Si se utiliza un circuito CMOS 555 las baterías durarán mucho tiempo.

Como se puede ver en la figura 1 algunas de las patillas de IC2 se deberán poner a masa para asegurar que la conmutación se realiza de la forma adecuada. Si estas patillas no se ponen a masa, el medidor puede funcionar de forma imprecisa.

Para conectar el condensador de valor desconocido, se puede insertar directamente en la placa de inserción sin soldaduras. Para un acceso más adecuado, se pueden utilizar un par de bornes de presión conectados al circuito mediante cables de

pequeña longitud. Aunque este método añade capacidad parásita al circuito, esta se puede cancelar durante el proceso de calibración.

Después de construir el circuito, se deberá incluir un pequeño cable de conexión a un conector estándar DB-25 con cuatro hilos. Se deberán conectar las patillas adecuadas del conector al circuito, y el terminal del conector DB-25 se deberá enchufar al puerto paralelo del PC.

Calibración

La calibración se deberá realizar antes de la utilización del medidor.

```

REVISE CAPFAX.DAT FILE

Zero Offset: 75
Low Factor : 2195000
High Factor: 25000
pF Limit   : 1000
uF Limit   : 10000

Change (Y/N)?

```

Figura 2. El programa CAPFAX.EXE calibra y selecciona los valores para la conmutación del rango para el programa principal CAP.EXE.

Para llevar a cabo la calibración, se necesita un condensador de 0,1 microfaradios del que se deberá conocer su valor exacto. Si no se dispone de uno, se deberá utilizar un condensador marcado con 0,1 microfaradios y que tenga la mejor tolerancia que se pueda encontrar (al menos de un 5 por 100 o un 10 por 100).

Comenzaremos por la ejecución de CAPFAX.EXE; con esto se obtendrá en la pantalla una imagen como la que se muestra en la figura 2, excepto en que los cinco valores estarán puestos a 0,0. Para modificar los valores, se pulsará la tecla S, y se introducirán los siguientes valores desde el principio.

- Desplazamiento cero: 0
- Factor Inf.: 1
- Factor Sup.: 1
- Límite de pF: 1.000
- Límite de μ F: 10.000

Después de introducir estos valores, se responderá a la pregunta de modificación de los valores con una N (NO). Después se deberá contestar con una S a la pregunta para salvar los valores introducidos y crear el fichero CAPFAX.DAT inicial.

Ahora se deberá conectar el circuito a la salida de impresora del PC, pero asegurándose de que no hay ningún condensador entre los puntos de prueba. Después se aplicará potencia al circuito y se arrancará el software tecleando el comando CAP en el prompt del DOS.

La pantalla deberá mostrar algún valor de capacidad y una cuenta en la esquina inferior derecha. Se deberá pulsar la tecla M para medir de nuevo. Se deberá desechar el valor mostrado, pero anotando la cuenta, la cual deberá estar entre 5 y 100, dependiendo del ordenador del que se disponga y la construcción del circuito. Este valor es el del desplazamiento para el cero.

Después se deberá conectar el condensador de 0,1 microfaradios y de valor real conocido. De nuevo, se deberá desechar el valor visualizado, pero se deberá anotar la cuenta. Multiplicando este número de cuenta por 10 se obtiene el factor inferior. Por ejemplo, si se obtiene una cuenta de 123456, el factor inferior será 1234560. Ahora se mantendrá el condensador en el circuito.

Se ejecutará de nuevo CAPFAX y se modificarán los valores adecuados en los campos para el desplazamiento para el cero y el factor inferior. También se deberá modificar el límite para microfaradios a 1. Después se salvarán los nuevos datos y se volverá a ejecutar el programa CAP. Se procederá a pulsar M para realizar la medición. El valor obtenido se deberá desechar, pero se deberá anotar la cuenta obtenida y se multiplicará por 10 para obtener el valor superior. Por ejemplo, si la cuenta es 1234, el factor superior será 12340. Ahora se ejecutará CAPFAX una vez más y se introducirá el valor del factor superior modificando de nuevo el límite para microfaradios a 10000. Los datos revisados se deberán salvar en la forma indicada anteriormente.

Utilización

La utilización del medidor de capacidades basado en PC es muy sencilla. Con el ordenador enchufado a la red y el medidor conectado al puerto de la impresora del mismo, se deberá aplicar energía al medidor. En el prompt del DOS, se deberá teclear CAP y pulsar la tecla de RETORNO. Se insertará el condensador a medir, y se pulsará la tecla M. El valor de la capacidad de ese condensador aparecerá en la parte central de la pantalla y en la parte inferior

aparecerá el rango al que pertenece (picofaradios, pF, microfaradios bajo, microfaradios alto), junto con la cuenta realizada. Para finalizar el programa se deberá pulsar la tecla F.

Los factores de límite para microfaradios y picofaradios determinan la forma de formatear la salida de la información. Si se mide un condensador que visualiza una capacidad de 0,00 microfaradios, pero tiene una cuenta superior a cero, se encuentra en la «tierra de nadie» entre los dos límites. En este caso se deberá ejecutar CAPFAX e incrementar el valor del límite para los picofaradios. De esta forma, se incrementa el rango de formateo para los picofaradios y se permite que los valores se visualicen de forma conveniente.

Hay que recordar que si se modifica el circuito de medida o el PC, se deberá volver a recalibrar el software para mantener la precisión.

Próximamente

Próximamente, se incorporará el circuito de medida de capacidad a una combinación de instrumentos que miden resistencias, capacidades y tensiones. El dispositivo permite medir condensadores, resistencias, diodos y transistores. Como se encuentra controlado por ordenador, se puede convertir en el núcleo de un sistema automatizado de comprobación para una tienda o negocio. Se puede ahorrar mucho tiempo de búsqueda de problemas asegurándose de que los circuitos integrados que se piensan utilizar en un proyecto funcionan correctamente antes de utilizarlos. El último proyecto de esta serie es un comprobador de circuitos integrados que permite comprobar el funcionamiento de la mayoría de los circuitos TTL y CMOS de 14 y 16 patillas. ■

Un resumen de las ideas básicas necesarias para entender cómo el MIDI ha cambiado el concepto sobre la forma de crear música.

EL SISTEMA MIDI (MUSICAL INSTRUMENT DIGITAL INTERFACE)

Tanto si usted piensa acerca de este sistema que se trata de algo parecido a la LAN (Local Area Network) que es la red local de mayor difusión mundial, o por el contrario, cree que MIDI son las siglas de algún movimiento político relacionado con la Perestroika, la realidad es que ha existido una gran difusión del sistema, que un día nació con el único fin de interconectar dos sintetizadores.

Como LAN, el MIDI es un sistema muy completo, y localizable hoy día en cualquier almacén por un precio no superior a las 10.000 pesetas. Piense que no es sólo una forma de conectarse en la red, sino todo el sistema que ello implica. El sistema MIDI posibilita que fabricantes de Europa, USA y Países del Este fabriquen equipos que pueden comunicarse mucho más fácilmente que sus propios usuarios. La vieja historia del músico que transmitía por teléfono la partitura que tenía grabada ha dejado de ser una broma para convertirse en realidad; aun en el caso de que el músico se encuentre en Estocolmo y el concierto se dé en Madrid.

Historia del MIDI

A comienzos de los setenta, la llegada de los sintetizadores electrónicos, con su protocolo casi universal de 1 voltio/octava, comenzaba a sentar las bases de una nueva compatibilidad entre equipos de distintos fabricantes. Por ejemplo, los voltajes de control de un teclado Mini-MOOG podían usarse para controlar sofisticados módulos de Oberheim. El resultado fue que el sonido existente en ese momento, basado prácticamente en dos osciladores y un filtro, quedó desbancado por la llegada de sonidos musicales más dinámicos e interesantes; y aquí comenzó la transición desde el cliché a la realidad de la música. Los primeros sintetizadores polífonos (con varias notas) parecían seguir los pasos del sistema de tensiones de control, usando un ordenador como forma de supervisar las múltiples tensiones de varios osciladores, amplificadores y filtros. Pero dejando aparte las ventajas económicas, el realizar algunas otras funciones típicas vía software

en vez de seguir la manera tradicional parecía también razonable. Como ya habrán adivinado, la primera función analógica en caer en las redes de los procesos repetitivos del ordenador fue, como es lógico, el oscilador. Una vez desaparecido el sistema que usaba los voltajes de control, no había ya una forma coherente de intercomunicar equipos de distintos fabricantes, o incluso del mismo.

Algunas compañías, a la vista de las limitaciones impuestas a los usuarios, comenzaron a desarrollar estructuras de bus capaces de permitir distintas expansiones. Algunas de ellas usaban el sistema de bus serie, al objeto de rebajar costes, mientras otras elegían el bus paralelo debido a su mayor rapidez. Pero en lo que sí estaban todas de acuerdo es en que el desarrollo de un interfaz apropiado a los diferentes fabricantes dejaba de ser una tarea difícil para rayar en lo imposible.

En diciembre de 1982, Sequential Circuits Inc. (fabricante del Prophet, primer sintetizador polifónico de difusión masiva) lanzó las primeras

unidades del Prophet 600. Una de sus características más interesantes era que disponía de una conexión de interfaz serie, y que Dave Smith, presidente de Sequential denominó entonces como Universal Synthesizer Interface (USI). Durante la Feria de Invierno de Fabricantes de Música que se desarrolló aquel mismo año, técnicos de Sequential, Yamaha y algunos otros fabricantes celebraron una reunión informal en la que comenzaron a discutir las bases de una posible estandarización. Como resultado de estas conversaciones apareció un protocolo muy similar al USI de Dave Smith, y que ofrecía la mejor relación entre velocidad, simplicidad y bajo costo.

El junio de 1983 se conectó un Prophet 6000 a un Yamaha DX-7 (instrumento basado en el afortunado, y no por ello menos importante descubrimiento de John Chowning: la técnica de sintetizado en FM. Técnica que modificaría el mundo de los teclados para siempre). El resultado careció por sí mismo de espectacularidad pero motivó el que en agosto de 1983, representantes de Sequential, Roland, Yamaha, Korg y Kawai sentaran en Tokio las bases de la norma «MIDI 1.0». El resto de la historia es ya historia, y el resultado histórico por sí mismo.

Es significativo el hecho de que estas reuniones informales dieran lugar a acuerdos mientras que paralelamente, organismos tan arrogantes como la International Standards Organisation, la American International Standard Institute (ANSI) y muchas otras hayan estado discutiendo temas parecidos durante años. (Esto no es de extrañar ya que tanto ISO como ANSI deben dedicar su tiempo a temas de envergadura internacional mientras que el MIDI... bueno, sólo es Rock and Roll).

MIDI hardware

La más importante característica técnica del MIDI reside en que, para abaratar los cables y las conexiones, se ha usado un protocolo serie, básicamente el mismo que el RS-232 con un bit de comienzo (STRT), 8 bits de datos y dos bits de fin (STOP) (véase la figura 1). Funciona a una velocidad de 31,25 kilobaudios, lo que a primera vista sin duda nos parece un poco extraño. Pero 31,25 Kbd. no es una velocidad tan extraña si consideramos el aún popular (y bastante barato hoy día) adaptador de comunicaciones asincrónicas 6850, cuyos registros de control internos actúan en modo división por 64, y son controlados externamente por un reloj de transmisión/recep-

ción que funciona a 2 MHz., lo que como ya habrán adivinado arroja un resultado de 31,25 Kbd.

A diferencia del RS-232 (que usa una tensión bipolar), el MIDI lleva instalada una realimentación en corriente de 1,5 mA con un optoacoplador en el final del receptor (ver figura 2). De acuerdo, ¿por qué poner un optoacoplador en un interfaz que ha sido diseñado para ser económico? Esto se ha hecho para prevenir realimentaciones, el enemigo número uno de los equipos de audio. Cuando mezclamos señales analógicas y digitales en la misma carcasa y cuando además debemos interconectar varios de estos equipos entre sí, mantener a raya al ruido es casi cuestión de brujería. Hasta el MIDI, si no lo manejamos apropiadamente, puede caer en este defecto.

En cuanto a los conectores, el MIDI usa los del tipo DIN de 5 patillas, con hembras en los equipos y machos en los cables. Siguiendo la filosofía de un sistema de bloqueo más adecuado, son perfectamente válidos para usarse tanto en equipos de consumo como de estudio. Tampoco pasa desapercibido el hecho de que, por otra parte, los conectores pueden siempre ser sustituidos a la hora de la verdad por los de clase XLR y profesional.

El cable que se usa en los equipos de MIDI suele ser un par trenzado y blindado cuya longitud no exceda de 15 metros. Estos cables no suelen ser muy caros, pero debido a que no es fácil hacerlos uno mismo no suele darse esta práctica. Sólo hay una precaución más que tomar: hay en el mercado cables terminados en conectores de tipo DIN de 5 patillas y destinados a equipos de audio. Debido a su bajo precio podemos caer en la tentación de usarlos como sucedáneo de los cables auténticos de MIDI. En la mayoría de los casos no tendremos problemas, pero el riesgo existe. ¿Por qué? Si un cable no es más que un conjunto de hilos ¿verdad? Pues NO, no siempre es así. El problema sugre debido a dos causas distintas, cada una de ellas insignificante por sí sola. Debido a que la mayoría de los conectores DIN van soldados sobre una placa tiene sentido que éstos vayan soldados a masa. En algunos equipos la masa es también la tierra del sistema (lo cual parece apropiado), y en la mayoría de las tomas DIN la carcasa va conectada electrónicamente al blindaje. El que estos cables de audio lleven conectados a una de sus patillas no es problema, pero sí lo es el hecho de que sus blindajes estén interconectados a través del apantallado del cable. Si uno de los cables se usa

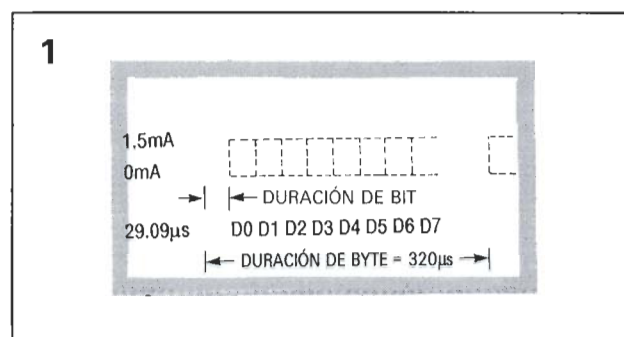


Figura 1. La norma MIDI es tipo serie, muy similar a la RS232, con un bit de START, 8 bits de datos y dos bits de STOP.

para conectar dos partes de un equipo cuyos diseñadores han puesto a tierra las carcasas de los conectores, el resultado es una realimentación instantánea, y no se trata sólo de un posible zumbido de audio; sino que éste está casi garantizado.

Centrándonos en la figura 2, y recordando que una de las premisas fundamentales del sistema MIDI es prevenir dichas realimentaciones antes de que ocurran, observemos que ninguno de los pines del conector MIDI-IN está conectado a masa, mientras que en el conector MIDI-OUT sólo el pin 2 va a masa. Esta es una característica particularmente importante en los sistemas MIDI: no hay masa común entre equipos a través del cable de conexión.

A pesar de que la figura 2 muestra tres tipos de conectores MIDI (IN, OUT y THRU), la mayoría de equipos sólo incorporan los de tipo IN y OUT. Algunos módulos sin teclado de expansión de voces sólo montan el IN, mientras que otros como los controladores de teclado o las bases de tiempo pueden llevar sólo el de tipo OUT. Otros equipos de mayores prestaciones incorporan el conector THRU. Dicho conector es simplemente una salida protegida que a su vez es copia directa de la señal presente en el conector MIDI-IN. Si nos fijamos en la figura 3 podemos observar varias configuraciones típicas de sistemas MIDI.

Algunos equipos incorporan fuentes de entrada múltiples con la consecuente mezcla del flujo de datos, lo cual es una operación algo compleja como ya pueden suponer, y exige un cuidado proceso de manera que la mezcla se realice en la secuencia adecuada. También podemos encontrar equipos con salidas múltiples, bien de tipo copia de la salida anterior, o bien tomas con la suficiente complejidad como para poder separar canales de forma autónoma. Las posibilidades de interconexión de equipos MIDI son muchas.

La configuración en cadena es la más simple que podemos formar con los equipos MIDI, y no por ello la única, o dicho de otro modo, la mejor. La configuración en anillo

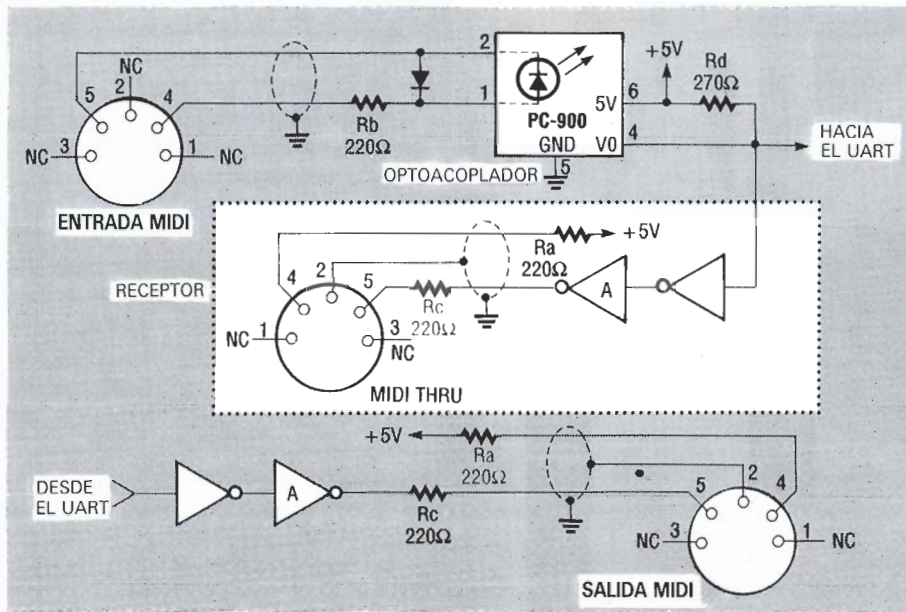


Figura 2. El cable MIDI lleva incorporado un lazo de realimentación de 1,5 mA., con un opto-acoplador en el extremo del receptor.

puede darnos excelentes resultados con equipos de la última generación, aunque también puede resultar catastrófica si son de tipo antiguo.

Formato de los mensajes MIDI

Aunque uno de los objetivos fundamentales de los equipos MIDI era

sustituir el antiguo sistema de interfaz mediante control por voltaje, parecía lógico que sus descubridores pretendieran de él que sea capaz de algo más que «tocar un simple DO». Por ejemplo, mientras que los primeros sintetizadores eran casi como los órganos electrónicos del periodo en que una tecla no era mucho más que un interruptor abierto o cerrado, pronto aparecieron los teclados que

permitían un cierto control según la presión ejercida en ellos. Esta sensación de velocidad dio a los teclados un tacto mucho más «natural», debido a que según uno entone, sople o golpee determinado instrumento varía el «sentimiento» de la música.

Para proporcionar información adicional, la norma MIDI divide el bus en dos tiempos diferentes: status y datos. Los bytes de status proporcionan información sobre el tipo de acción a efectuar, mientras que los bytes de datos subsiguientes especifican dicha acción. Por ejemplo, el byte de status puede contener «activar una nota», y el byte de datos le indica que la nota es «un DO en tono grave». En la norma MIDI los bytes de status tienen siempre a 1 sus bits más significativos (MSB), mientras que los bits de datos (MSB) siempre están a 0. (Ver figura 4.)

Aunque pueda parecer un desperdicio el dedicar un byte entero de información para un mensaje que no hace más que tocar una nota dada, esto no es así. Los bytes de status ofrecen a menudo mucha más información contenida en los 4 bits inferiores. Los instrumentos MIDI pueden ajustarse de forma que «oigan» la información contenida en uno o más de los 16 canales que pueden ser inequívocamente identificados por estos cuatro bits. Las ventajas de esto son evidentes. Un simple por trenzado es capaz de manejar diversos generadores de sonidos, llevan-

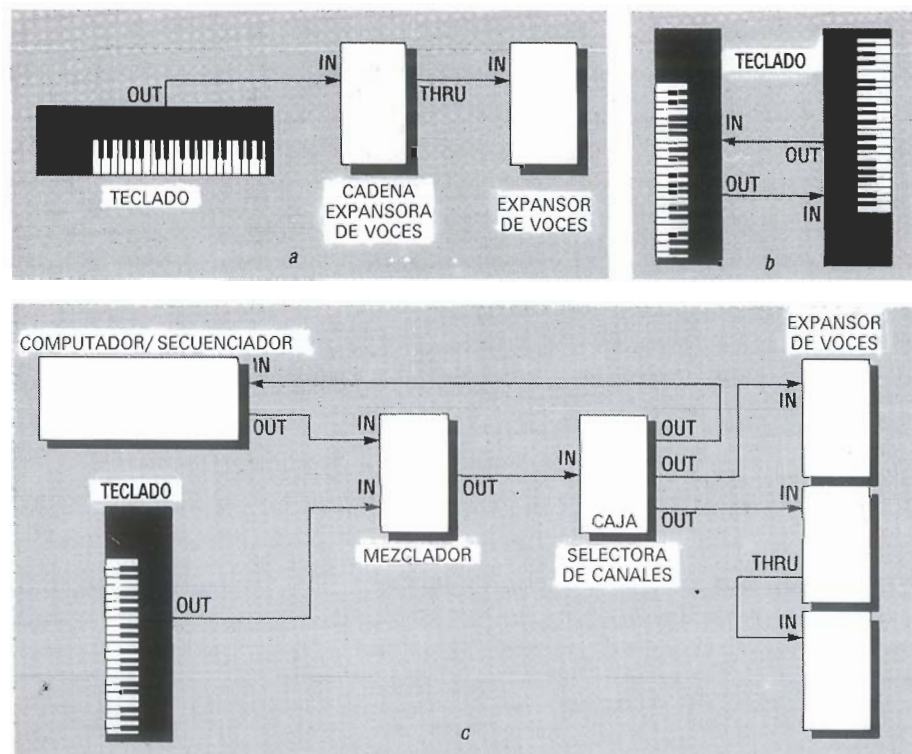


Figura 3. Distintas configuraciones MIDI. La configuración en cadena (a) última generación, aunque hay muchas otras posibilidades (c) según necesidades particulares.

do distintos mensajes a cada una de estas «cajas». La «caja de cuerdas» puede comunicarse ignorando las notas que vayan destinadas a la «caja de viento». Aunque hoy día los instrumentos musicales incorporan cajas de viento y cuerdas en una misma, el principio anterior sigue utilizándose.

Ya hemos dicho anteriormente que la mayoría de los bytes de status llevan un número de canal, y como ya pueden suponer, los mensajes que van precedidos por el número de canal se denominan mensajes de canal. La norma MIDI prevé también mensajes sin número de canal y destinados a causar una respuesta similar en cualquier equipo que se sitúe en el bus. Los bytes de status cuyo prefijo de mensaje lleva los cuatro bits de mayor orden a 1 son los mensajes de sistema. Es preferible que comencemos a referirnos a ellos en notación hexadecimal, por lo cual, los mensajes de sistema serán de la forma \$Fx, y donde la parte \$x será el mensaje específico.

Los mensajes de sistema realizan tareas tales como unificar el tono de todos los instrumentos (en desuso hoy día con los instrumentos digitales) y resetear el sistema de encendido (hay que tener cuidado con esto en la versión 1.0 de MIDI). Algo también útil pero ya en desuso es el «sensor de activación», el cual permite que los aparatos equipados al efecto detecten su desconexión del MIDI. Una tarea mucho más importante de los mensajes de sistema es la concerniente a las funciones de temporización, las cuales se han descubierto como las más influyentes dentro del sistema MIDI, y por ello merecen capítulo aparte. Ahora vamos a retroceder un poco.

En situación normal, los mensajes de canal constan de un byte de status seguido por uno o dos bytes de datos (y cuyos MSB están a cero). Independientemente de que use uno o dos bytes de datos, el resumen del MIDI 1.0 puede verse en la tabla 1.

El mensaje más comúnmente usado en los sistemas musicales es el que hace tocar una nota. Para ello están previstos dos bytes de status; los mensajes de canal NOTE ON y NOTE OFF. Vamos a centrarnos primero en el NOTE ON. Su codificación es \$9n, donde \$n representa el número de canal formado por los 4 bits, y requiere 2 bytes de datos. El primer byte de datos indica la nota a ser tocada. Debido a que por definición los MSB deben ser 0, hay combinaciones para 128 notas diferentes. Un piano tiene sólo 88 teclas, por lo que parecen ser suficientes, aunque algunos equipos de últi-

mísima generación trabajan con partituras micro-tonales, en las que se usan tonos intermedios de cada nota base del piano, por lo que podríamos pensar que en estos casos 128 combinaciones no serían suficientes. Bueno, ya estamos divagando, cuando con 128 teclas tendremos más que suficiente en la mayoría de los casos. El segundo byte de datos se ocupa de especificar la velocidad, o lo que es igual, la dureza de la pulsación sobre la tecla. Muchos de los modernos equipos (prácticamente la mayoría) no incorporan teclados sentivos, y aunque la norma MIDI especifica que la velocidad debe ser de un valor igual a \$20, los instrumentos envían normalmente una señal cuyo valor suele centrarse sobre \$40. Es necesario que se envíen ambos bytes de datos.

El mensaje de canal NOTE OFF (cuyo prefijo es \$8n) consta también de dos bytes; el número de nota y la velocidad de «tecla soltada». Pero MIDI permite que una nota sea también desactivada mediante el envío de una nueva orden de NOTE ON, cuya velocidad sea igual a 0, y la razón de ello es simplemente permitir el status de funcionamiento continuo.

Mientras que la mayoría de los bytes de un mensaje deben ser enviados necesariamente, no ocurre lo mismo con el byte de status. Sobre todo en el caso de que el nuevo byte sea idéntico al anterior, caso en el cual la norma MIDI nos permite omitirlo. Así por ejemplo, en el caso de que desactivemos una nota mediante un mensaje NOTE ON (con V-0), no precisaremos usar los bytes de status. Si tocamos un conjunto de tres notas en el teclado, los mensajes no usarán una longitud de 18 bytes (3 triples byte de NITE ON y 3

triples byte de NOTE OFF), sino que nos bastrá con usar sólo 13 bytes. Como vemos, en caso de que todos los mensajes se sitúen en el mismo canal conseguiremos un ahorro de un 33 por 100 aproximado sobre el ancho de banda del bus. (Un «ataco» en la información enviada por MIDI puede traducirse en la práctica de retrasos perceptibles entre el momento de pulsar una tecla y el instante en que suena la nota correspondiente; problema éste bastante grave en los grandes sistemas, aunque hay maneras de obviarlo).

Otros mensajes de canal disponible son:

■ PRESIÓN DE TECLA POLIFÓNICA/POST-PULSACIÓN (\$An + 2 datos)

Concierne a la dureza aplicada a la tecla en un preciso instante. Una presión más elevada sobre una tecla una vez liberada ésta nos permite crear efectos tales como la distorsión tonal, pero en la práctica hay muy pocos teclados equipados a tal efecto. El primer byte de datos informa de la tecla afectada y el segundo de la presión ejercida en ésta.

■ CAMBIO EN CONTROL (\$Bn + 2 datos)

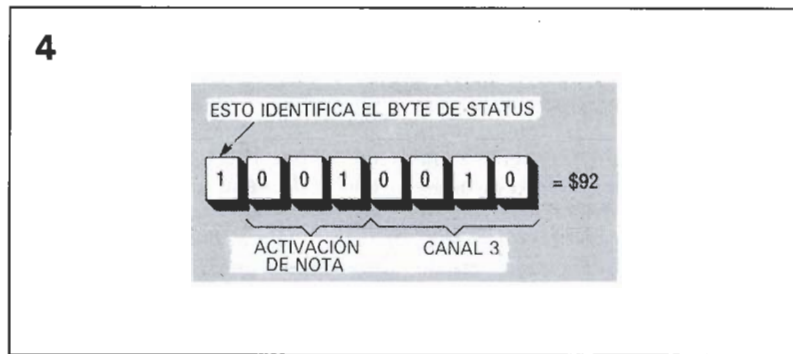
Se ocupa de controlar que los cambios efectuados sobre los mandos del panel frontal (normalmente efectuados digitalmente) se transmitan a los instrumentos. El primer byte es el número de control afectado, mientras que el segundo dispone de la información de su nuevo valor. Y es aquí donde el MIDI demuestra su versatilidad, al ser capaz de operar bien con valores de control de baja resolución (7 bits) o bien con alta resolución (14 bits).

Los controles \$0 a \$1F se reservan para operaciones de baja resolución, y son el byte más signifi-

TABLA 1
RESUMEN DE LOS BYTES DE STATUS

Status D7-D8	N.º de bytes de datos	Descripción
Mensajes de canal/voz		
1000nnnn	2	Desactivación de nota
1001nnnn	2	Desactivación de nota (vel.=0)
1010nnnn	2	Presión de tecla polifonal/post-pulsación
1011nnnn	2	Cambio en control
1100nnnn	1	Cambio en programa
1101nnnn	1	Presión de canal/post-pulsación
1110nnnn	2	Cambio de tono
Mensajes de modo de canal		
1011nnnn	2	Selección de modo de canal
Mensajes del sistema		
11110000	*****	Sistema exclusivo
11110sss	0 to 2	Sistema común
11111ttt	0	Sistema en tiempo real

Figura 4. Byte de status típicos MIDI. Los bytes de status suministran información sobre el tipo de acción a realizar, mientras que los bytes de datos subsiguientes especifican dicha acción.



vo (MSB) de los 14 de que consta la información. Los controles de \$20 a \$3F forman el byte menos significativo (LSB) de la información y no precisan ser enviados obligatoriamente. Esta es una de las más curiosas propiedades de la norma MIDI, podemos intercambiar las informaciones LSB y MSB sin problema aparente, ya que ambas informaciones trabajan en mensajes de canal diferente y ninguna de ellas puede «saber» si la otra está presente o no. Así que, ¿qué ocurrirá en el MSB cuando la información en el LSB se desborde y pase de \$7F a \$0? La respuesta es que no ocurre nada hasta que esta información sea actualizada de forma explícita; y la información ha sido, por un breve instante, descartada.

Los controles \$40 a \$5F se tratan aparte, como un conjunto de switches; los que van desde el \$60 al \$79 no están definidos; y los últimos 6 controles, esto es, del \$7A al \$7F tienen un tratamiento especial como mensajes de «modo de canal» y los trataremos posteriormente.

■ CAMBIO DE PROGRAMA (\$C_n + 1 dato)

Permite el cambio de voces en la información que va a un instrumento, como por ejemplo, entre cuerda y viento. Un simple byte informa de la voz (programa) que se va a usar. Puede que un día los fabricantes se pongan de acuerdo en esto y por fin sepamos si la voz n.º 1 corresponde a un piano o al ladrillo de un perro.

■ PRESIÓN DEL CANAL (\$D_n + 1 dato)

Es similar a la instrucción polifónica, pero más versátil que con una sola tecla, representa la información para todas las notas de un mismo canal. Como ahora no tenemos que especificar la tecla, nos basta con usar un solo byte.

■ AJUSTE DE TONO (\$E_n + 2 datos)

El ajuste de tono es al sintetizador lo que el mástil es a la guitarra. Su uso trata de conseguir la modulación de tono necesaria para una aplicación determinada. El primer byte de datos es el menos significativo (LSB), y el segundo el más significa-

tivo (MSB). Como quiera que el ajuste de tonos puede variarse normalmente arriba y abajo, la posición central viene definida por el valor \$2000, pero la gama de variación (que afecta mucho al sonido producido) suele dejarse en manos del fabricante. La definición del MSB = 0 pone de hecho a cero los dos bytes de datos.

Mensajes de modo de canal

Los últimos seis «controles» del grupo de cambio de programa que forman parte de los mensajes de voz-canal (cuyo prefijo de status es \$B_n), se usan para operaciones específicas. Por ejemplo, el «control» \$7A puede usarse para aislar el generador de tonos de un teclado de sintetizador. Haciendo que el segundo byte de datos sea \$0, desconectamos el teclado, y la instrucción \$7F vuelve a conectarlo.

El control \$7B se ocupa de desconectar todas las notas de un canal dado. Esto resulta muy útil con los secuenciadores, ya que éstos suelen activar una nota pero nunca desactivarla (a menos que paremos el secuenciador), lo que hace que ésta no deje de sonar. Desafortunadamente y aunque la norma existe, los fabricantes no suelen llegar a implementar esta función. El segundo byte de datos del mensaje es siempre \$0.

\$7D es un control que se ocupa de activar lo que se ha denominado el modo «omni», el cual de hecho inhabilita los números del canal en el byte de status. Un instrumento que esté funcionando mientras el modo omni está activado, responderá a los mensajes de canal-voz presentes en cualquiera de éstos, pero sólo responderá a los mensajes de modo en el canal «básico», el cual viene definido por las especificaciones del fabricante, y que algunas veces es accesible desde el panel de control frontal. De forma análoga, la instrucción \$7C desactiva el modo omni, lo que significa que sólo serán reconocidos los mensajes de canal-voz del canal básico del sistema (bien por

defecto o por programación desde el panel frontal). Para ambos mensajes el segundo byte es \$0.

Los controles \$7E y \$7F activan los modos denominados «mono» y «politonal» respectivamente. Son mutuamente exclusivos; la activación de uno provoca la desactivación del otro. Cuando un instrumento recibe la orden mono, dicho instrumento responderá a las activaciones ON y OFF de forma similar a los originales sintetizadores monotonales (o sea, una nota cada vez); lo cual significa que una nota sustituye a la anterior. El modo politonal permite que varias notas suenen al mismo tiempo (todas provenientes de un único canal-voz). El segundo byte de datos del modo mono indica un número de canales que se oirán además del básico (por defecto), y \$0 hará que se oigan todos los canales. El segundo byte del modo politonal es siempre \$0.

Los últimos tres controles van implementados en la norma MIDI de manera que según distintas combinaciones de éstos, se consigan otras conocidas por su numeración. El número 1 es el modo «omni on/politonal», más conocido como modo omni. Cualquier nota que venga por cualquier canal sonará en modo politonal en el instrumento. El modo 2 es «omni on/mono», conocido como modo mono. Las notas que lleguen en cualquier canal se reproducirán monotonalmente. El modo 3 es «omni off/politonal», o bien, modo politonal. Las notas que lleguen al canal definido como básico se reproducirán politonalmente. El modo número 4 es el «omni off/mono». Debido a que el número de canales audibles en el modo mono es seleccionable mediante comando, el modo 4 permite a los modernos sintetizadores multitimbrales (capaces de tocar diversas notas sin ser éstas necesariamente provenientes de un instrumento) generar efectos tales como graves, agudos, y acompañamientos al mismo tiempo.

Puede que en un primer momento le sea difícil recordar todas estas combinaciones y su significado. Baste por ahora indicar que la mayoría de los instrumentos trabajan en modo 3, en el que sólo oímos un canal pero en modo politonal.

Mensajes de sistema

Existen tres clases de mensajes de sistema: sistema común, sistema en tiempo real y sistema exclusivo. La norma MIDI 1.0 contempla los mensajes de sistema común y los de tiempo real como temas diferenciados, pero ya que los sistemas de

tiempo real son también sistemas comunes, nosotros los vamos a abordar como un único punto.

El MIDI lleva un reloj de velocidad variable, o lo que es igual, un metrónomo. Este reloj proporciona 24 pulsos por cada cuarto de nota musical, o abreviadamente: 24 ppq (pulses per quarter note). En MIDI, el reloj es un byte especial de sistema en tiempo real (\$F8). Cada vez que un instrumento, que almacena y proporciona un dato MIDI (un secuenciador), ve un byte de reloj, avanza el contador de música en 1/24 de cuarto de nota y envía el dato recibido en ese preciso instante. Esta es la razón de que los secuenciadores y los equipos de percusión puedan permanecer activados durante toda una canción. Los bytes de status de reloj no tienen bytes de datos que los acompañen.

Antes de hablar de un sostenimiento de tiempos debemos verificar que éstos se inicien a la vez. Para este fin, MIDI incorpora un byte de status de comienzo (START) (\$SFA). Un secuenciador o una máquina de percusión ve el byte, extrae la información, y hace que todo se inicie al unísono. En caso de que queramos parar a mitad de canción, tenemos un byte de status de STOP (\$FC). El byte de «continuar» (\$FB) recomienda la interpretación en el punto en que la dejamos tan pronto como recibe el siguiente pulso de reloj. Ninguno de los bytes de status anteriores lleva bytes de datos asociados, y pueden intercalarse en cualquier punto de un mensaje MIDI (incluso entre bytes de datos). Además, no modifican el status activo en el instante en que son enviados.

La mayor parte de las composiciones que se realizan actualmente se hacen en pequeñas etapas. Es de todo punto aburrido e incluso antieconómico el tener que repetir una y otra vez la audición de toda la composición, para al final añadirle una pequeña innovación. Para evitar esto MIDI ha previsto que cualquier punto de la canción sea directamente accesible. Esto se hace mediante el denominado «punto de posición» (status \$F2) y, a diferencia de los otros mensajes de sistema, éste consta de dos bytes. A primera vista, parece razonable que los dos bytes estén destinados a almacenar el dato del número de pulsos de reloj transcurridos desde el comienzo de la canción. Sin embargo esto no resulta práctico en el caso de composiciones demasiado largas, y lo que se hace es medir el número de batidos MIDI, siendo un «batido» igual a seis pulsos de reloj. O dicho de otra forma, los dos bytes nos in-

dican cuántos dieciseisavos de nota han transcurrido desde el comienzo de la pieza.

La norma MIDI también tiene previsto el manejo de mensajes de longitud y contenido arbitrarios. El status exclusivo de sistema (\$FO), o sys-ex, a diferencia de cualquier otro, no tiene fijado un número determinado de bytes de datos a enviar, de hecho, puede enviar cualquier cantidad. Hay cantidad de usos que se pueden dar a los mensajes sys-ex. Uno de los más atractivos es el que nos permite usarlos para grabar y/o recuperar información de un sistema de almacenamiento masivo, tipo disk drive. También puede darse el caso de poder manejar los datos almacenados desde un secuenciador. Debido a que los mensajes sys-ex pueden ser de cualquier longitud, se ha previsto la función «fin ex-flag» (status \$F7) que informa del final de estos mensajes.

Como ya se podrá suponer, los mensajes sys-ex son específicos para cada fabricante; por ello, una de sus pocas restricciones es que los primeros bytes de un mensaje sys-ex deben contener el número de identificación del fabricante, el cual le ha sido asignado por la Asociación de Fabricantes de Midi (M.M.A.). Cabe destacar aquí que la primera norma preveía el uso de un solo byte para esta identificación, pero hoy en día, los fabricantes tienen ya asignados tres bytes. Ahora los fabricantes incluyen también un número de identificación para cada producto, de manera que éstos sepan lo que deben hacer con los datos recibidos. La asociación (MMA) trata ahora de que estas informaciones sean de dominio público.

Otro de los fines de esta Asociación es extender y redefinir la normativa MIDI. Entre los trabajos actuales podemos destacar los destinados a unificar normas de transmisión y almacenamiento de datos MIDI, la creación de formato SMF (Standar MIDI Files) y la adaptación de la norma codificadora de tiempos SMPTE (MIDI Time Code, MTC). También se está estudiando la extensión del uso del sistema sys-ex a otros campos, como la transmisión de sonido digital. Esto nos permitirá pasar a una pieza de un instrumento a otro completamente diferente.

La única «pega» con los mensajes sys-ex es que, como todos los bytes deben ser de la familia MIDI, no pueden tener 1's en el MSB. Si mandamos una secuencia de datos a almacenar, ciertamente tendremos algún byte de status (cuyo MSB = 1), lo cual es problemático. Una solución a eso sería enviar un byte extra

por cada siete bytes, el cual contendría los MSB de los otros bytes.

El impacto del MIDI

Uno de los campos donde el MIDI ha cosechado su mayor éxito ha sido en la composición de temas musicales para películas y vídeos. Un compositor suele contratar a un músico por cada instrumento a tocar: piano, percusión, viento, etc. Y no puede ver como sonaría la composición completa hasta que vuelva a reescucharla desde el inicio (no todo el mundo es un Beethoven), y el asunto es, que tras oír de nuevo la pieza tendrá que volver al punto de la partitura que quiere corregir. Después deberá esperar hasta ver cómo queda el resultado en pantalla, y todo ello, seguramente rodeado de un buen número de músicos de elite y en un carísimo estudio de grabación.

Hoy día, sin embargo, existe la tecnología para sintetizar sonidos que imitan perfectamente cualquier instrumento (¿probablemente los lectores no sepan que el sindicato de músicos intentó ilegalizar el primer MOOG que apareció en el mercado?) y la unión de todos ellos debidamente coordinados y sincronizados gracias al MIDI hace posible que una sola persona sea capaz de desarrollar toda la banda sonora de una película. Los costes de producción han disminuido así drásticamente, al contrario de las ganancias de los compositores.

¿Estarán acaso los sintetizadores y el MIDI acabando con la esencia misma de la música? Quizás sí, pero por otro lado, la música jamás había sido tan accesible como lo es hoy día, lo cual queda demostrado por el incremento de las grabaciones de estudio realizadas a nivel amateur. De hecho, la venta de equipos para estudios semiprofesionales es el segmento que más rápido crecimiento ha tenido dentro del campo de las ventas del mundo musical. Algún día los sonidos en formato MIDI podrán transmitirse a una velocidad mayor que la del sonido mismo. Ya ha habido negociaciones entre Warner New Media y la Asociación de Fabricantes MIDI, con el fin de usar el espacio destinado a los subcódigos en los Compact Disc para almacenar datos MIDI.

El MIDI ya ha encontrado alguna otra aplicación en controles de iluminación teatral y espectáculos acústicos. E incluso podría en un futuro no muy lejano implicarse en las denominadas «casas inteligentes». ■

En este artículo podremos aprender el proceso de construcción y usos más importantes que pueden tener los diodos láser.

DIODOS LÁSER

Han pasado unos treinta años desde que se creó el diodo láser hasta que éste ha llegado a tener un importante papel en la creación de radiaciones. En lectores de códigos de barras, reproductores musicales de CD o enlaces de comunicación por fibra óptica, el diodo láser juega una baza importante en la obtención de los nuevos avances tecnológicos.

El entusiasmo general que había en el mundo de la electro-óptica creció por el rápido incremento del campo de aplicaciones. Mientras que en el mercado de las comunicaciones las longitudes de onda más significativas estaba en 1.330 nm y 1550 nm (1 nm = 1 millonésima de milímetro), el volumen de producción del mercado era dominado por los dispositivos en el rango más corto de longitudes de onda, de 670 nm a 850 nm, que se utilizan para sistemas de almacenamiento ópti-

cos y lectores de códigos de barras. La longitud de onda más popular actualmente es 670 nm, aunque los expertos analistas industriales esperan que tome mayor importancia 630 nm, muy cerca de la salida láser He-Ne.

Otro tipo de emisores láser están en la banda de 2,7 a 30 micras. Estos láser especiales tienen su campo de aplicación principalmente en espectroscopia, donde se utilizan para muestrear la composición química de las sustancias.

Aunque parezca que los diodos láser son tan sencillos de manejar como los simples LED, todavía quedan varios puntos difíciles en el «hágalos usted mismo» para poder diseñar y construir la circuitería necesaria. Por supuesto, estos problemas pueden ser superados por cualquier entusiasta de la electrónica, basta con dedicarle algo de tiempo.

La teoría de los diodos láser

Para entender el funcionamiento de los diodos láser, sería muy útil una pequeña introducción de algo de teoría. En realidad hay una gran similitud entre el funcionamiento de los diodos láser y de los LED. El elemento común es la generación de radiación óptica como resultado del paso de una corriente eléctrica a través de un elemento semiconductor.

La figura 1 muestra los niveles de energía que están presentes en la unión P-N de un semiconductor. El material tipo N proporciona la fuente de electrones relativamente libres, mientras que el material tipo P proporciona la fuente de huecos a los cuales pueden pasar los electrones. Cuando un electrón en el nivel de alta energía se combina con un hueco en la estrecha zona de unión, el electrón se queda en un estado de excitación y puede liberar su energía como un fotón de luz. Para una mayor energía de transición, corresponde una mayor longitud de onda de radiación. Para que esto ocurra es necesaria la intervención de un flujo de corriente para crear más electrones en estado de excitación que en condiciones normales.

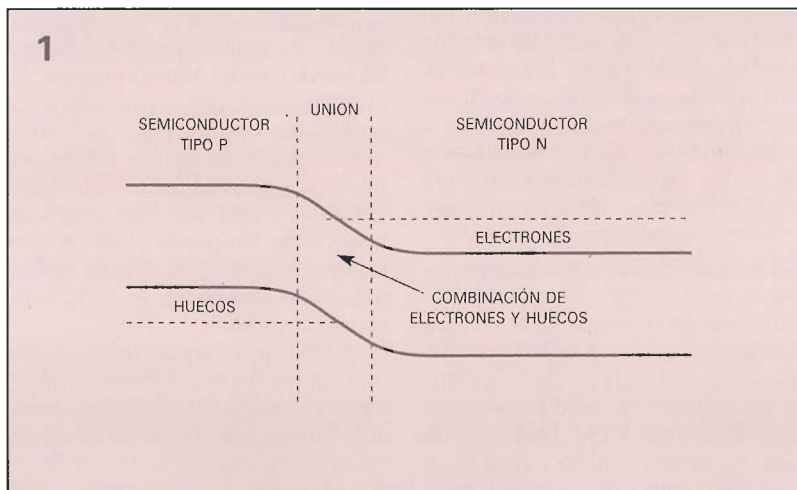
Para una energía E de transición dada, la frecuencia de radiación, f , viene dada por:

$$f = E/h$$

donde h es la constante de Planck.

Cuando se produce una combinación electrón/hueco, se crea un es-

Figura 1. Estructura de la banda de energía de una unión P-N fuertemente dopada, mostrando la transición de energía de la combinación electrón-hueco.



tado intermedio de excitación en la estructura atómica, que cae dentro de una relación típica de tiempo. Cuando se libera un fotón de este modo, se denomina emisión espontánea. El fotón tiene una fase y dirección aleatoria en el espacio. Es posible para un fotón de luz disparar el proceso de emisión, este mecanismo se denomina emisión estimulada. Los fotones inducidos tendrán idénticas propiedades al fotón de disparo, como la dirección de movimiento, polarización y fase. El hecho de la emisión estimulada se puede considerar como una amplificación exacta.

Incluso dentro de un LED convencional, habrá un número de fotones liberados mediante la emisión estimulada, pero el camino que tomen los fotones dentro de la unión todavía tenderá a ser fortuito y sin coherencia.

Cuando el área de la unión está contenida dentro de unos reflectores ópticos paralelos, es posible que la respuesta de la radiación sea como muestra la figura 2. Naturalmente, las dos caras del diodo se encargan de realizar la tarea del espejo. Si un fotón se libera y se propaga inicialmente en una dirección paralela a los dos lados de reflexión, y estimula la emisión de fotones en una dirección similar, la emisión barrerá delante y atrás a través de la última región, reuniendo nuevos fotones hasta alcanzar el equilibrio.

La radiación a través de la unión es coherente, es decir, tiene una fase similar. Esto contrasta con la luz no láser, donde la fase de cada fotón individual no es coherente.

Es necesario permitir que la luz pueda escapar por la región donde la radiación láser se está estimulando. Esto ocurre en la cara de salida del diodo mediante la transmisión normal de salida del dispositivo en la unión aire/semiconductor. La cara opuesta está hecha para una transmisión más pobre y de este modo se puede utilizar como sensor de fotodiodo para aplicaciones de control de realimentación.

La figura 3 muestra un diseño típico de un diodo láser. Se puede ver el fotodiodo monitor para ayudar en la conducción electrónica. El disipador de calor es importante para determinar la temperatura de trabajo del diodo láser durante su funcionamiento.

La eficacia de los láser GaAlAs, entregando una potencia de 1070 mW es de aproximadamente un 10 por 100.

La respuesta del ojo humano al color tiene su punto culminante en 550 nm y cae relativamente rápido

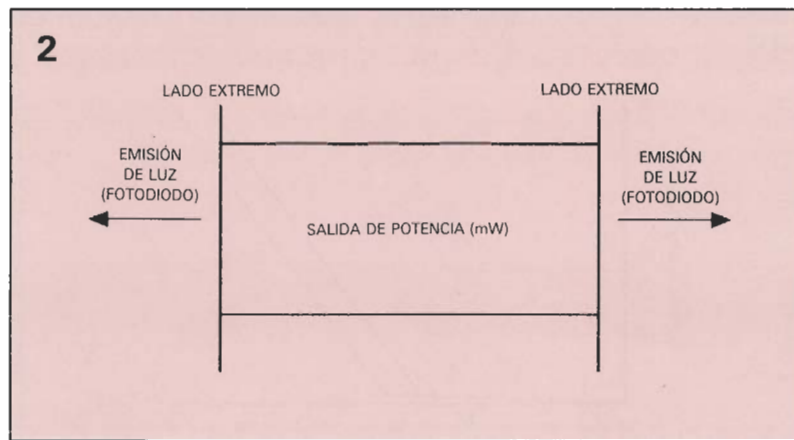


Figura 2. Los fotones son reflejados desde los lados extremos de la zona activa. El rayo principal se emite desde uno de los lados, y otro de mucha menos intensidad desde el lado opuesto, para poder controlar el nivel de salida mediante un fotodiodo.

para longitudes de onda mayores, al llegar al rojo, y longitudes de onda menores, al llegar al azul. El tubo láser convencional rojo, He-Ne, emite con una longitud de onda de 633 nm. Aunque no está en la región más sensible del ojo humano, su radiación aparecerá unas 14 veces más brillante que un diodo láser de una potencia de salida similar, pero emitiendo la radiación de 680 nm. En 650 nm, la relación cae hasta un valor de aproximadamente 2.

En las aplicaciones de diodos láser donde la percepción de los niveles de salida son importantes, hay una tendencia natural a acortar la longitud de onda de salida del diodo láser, para mejorar su eficacia al ojo. En las aplicaciones de telecomunica-

ciones, no hay necesidad de dejar la longitud de onda de salida en la región de visión del ojo. De modo que se obtienen mejores rendimientos por pérdidas de atenuación en los sistemas con fibra óptica.

Los diodos existentes están protegidos contra posibles daños eléctricos pasajeros, y si trabajan dentro de los límites de temperatura especificados, la vida útil puede ser prácticamente inagotable. Los criterios para determinar la vida útil de un elemento, varían entre diferentes fabricantes. Por ejemplo, NEC utiliza la condición de determinar el tiempo dentro del cual un dispositivo necesitará un incremento de su corriente de 20, mientras mantienen su salida en 3 mW a 50 °C. Esto proporciona

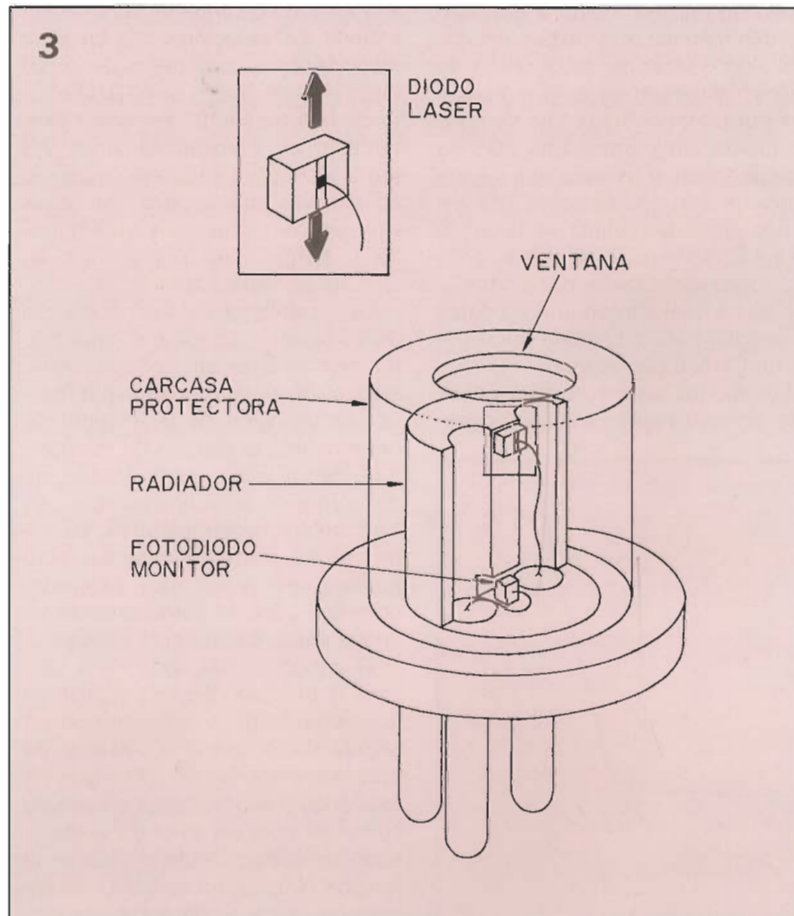
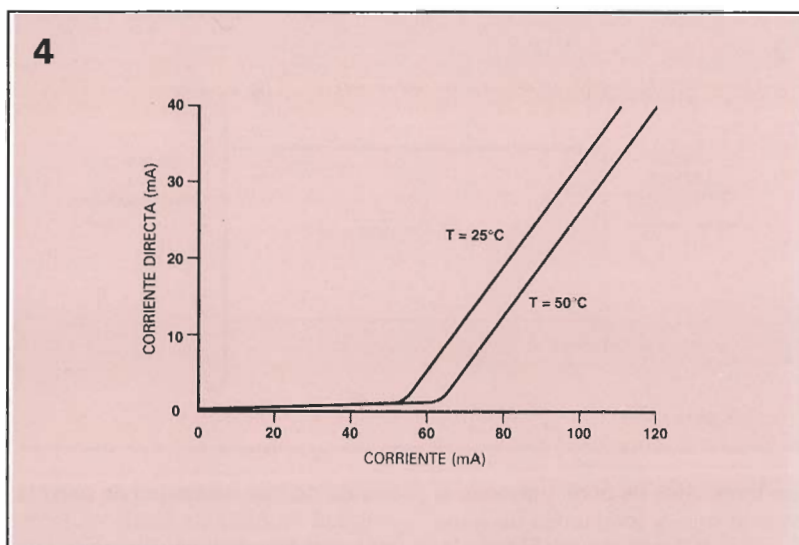


Figura 3. Vista seccionada de un típico diodo láser de baja potencia, montado en su carcasa protectora.

Figura 4. Curva característica de salida de potencia de un láser GaAlAs en función de la corriente para una temperatura de 25 °C y 50 °C.



un resultado de 36.000 horas. Esto se puede mejorar si se realiza la predicción a temperaturas inferiores, para 25 °C el resultado es de 750.000 horas un 85 años de funcionamiento continuo. Para predecir el período de tiempo que transcurrirá antes de producirse un fallo del dispositivo, se utiliza la ecuación de Arrhenius, para una referencia de temperatura y una activación de energía.

Por lo tanto, el nivel de disipación de calor es una consideración importante para los diodos láser.

Los diodos láser de unión simple sólo pueden ser alimentados en el modo de pulsos, debido a que sólo pueden manejar muy poca potencia. Los diodos láser de doble unión, se pueden alimentar de los dos modos, por pulsos y continuo. Los tiempos de subida varían entre 1 ns y 0,1 ns y se denominan oscilaciones de «relajación», son una característica del flanco inicial de subida de la salida de luz. En sistemas comerciales de fibra óptica alimentados por diodos láser, se ha demostrado que los datos se pueden transmitir a una velocidad de un Gigabit por segundo.

Los diodos láser son dispositivos que principalmente trabajan como

elementos alimentados por corriente, en vez de alimentarlos por voltaje. La figura 4 indica cómo varía la potencia de salida en relación con la corriente de alimentación, y la figura 5 muestra cómo varía la corriente en función de la tensión del diodo. Para tener un mejor control de la potencia óptica de salida, el método más adecuado es controlar directamente la corriente de excitación en vez del voltaje del diodo. Esto es debido a que la curva característica I-V del diodo tiene una gran pendiente y es difícil el control mediante la tensión. La temperatura del diodo y la corriente de trabajo pueden afectar a la longitud de onda de la radiación emitida. La variación de la longitud de onda con la corriente es de 0,025 nm/mA para diodos GaAlAs. El efecto de la temperatura es más importante, y es aproximadamente 0,3 nm/mA. Por lo tanto, será necesario en algunas aplicaciones, introducir algunos componentes para estabilizar la temperatura, por ejemplo un sistema de ventilación.

La estabilidad de frecuencia del diodo láser se puede ver complicada por lo que se conoce como «modo salto», donde se experimenta una variación de la longitud de onda debido al cambio de temperatura, de tal forma que la frecuencia del elemento salta ligeramente con los cambios de temperatura. En sistemas de comunicaciones, esto puede llegar a ser muy peligroso, porque produciría pérdidas de señal en los enlaces con fibras ópticas.

El rayo de salida de la parte emisora de un diodo láser es elíptico en la misma salida, y aparece con un ángulo típico con el eje central de aproximadamente 40°. El valor de este ángulo se referencia a menudo con el término del valor de la «apertura numérica», donde el valor es la función trigonométrica SENO del ángulo de salida. Si dibujamos la sali-

da como una función del contorno del radio, podremos observar el típico perfil Gausiano TEM⁰⁰. El radio del rayo efectivo se toma en el punto en el cual la intensidad de salida ha caído a 1/e² del valor central. Esto corresponde al 13,5 por 100 de la potencia del eje central.

La luz del diodo está normalmente polarizada con el vector eléctrico paralelo a la unión del diodo láser. La relación del grado de paralelismo con la componente perpendicular es normalmente de 500:1, para un nivel normal de corriente de alimentación. Cerca del umbral, este valor es más pequeño, debido a la proporción más alta de luz procedente de la emisión espontánea que no está polarizada.

Sistemas de frecuencia doble

Ha habido un gran interés en producir diodos láser con una radiación coherente azul-verde. Sin embargo, el problema fundamental está en que los materiales semiconductores no pueden producir directamente fotones de energía azul-verde. En cambio, se han encontrado métodos para producir la liberación de dos cuantos de energía de relajación para generar un fotón de doble energía.

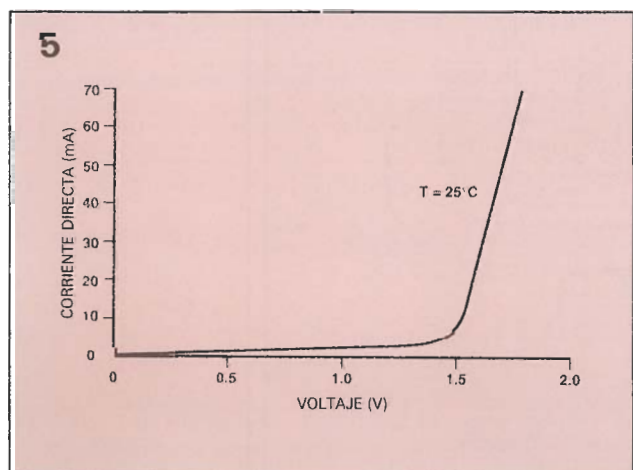
Un método para conseguir este proceso se denomina SDF (Self Frequency Doubling). Un nuevo material, el NYAB, por ejemplo, liberará sobre el 3 por 100 en una longitud de onda de 531 nm para una radiación de excitación de un diodo láser de 1.062 nm. Por el momento, están lejos los diodos láser azul-verde de alta potencia, incluso actualmente, los de baja potencia son muy caros.

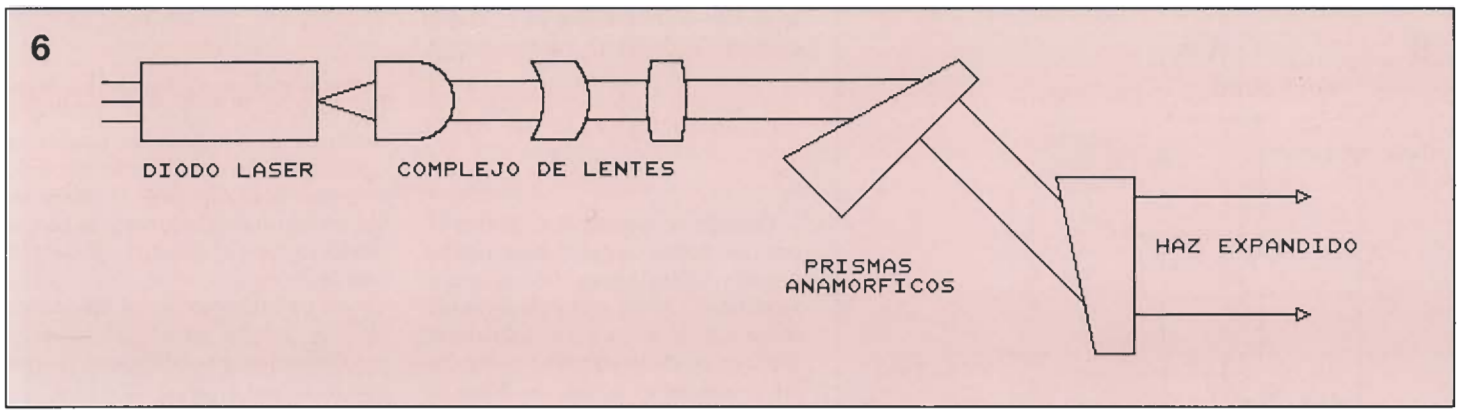
Alineación del rayo

Los adaptadores ópticos son necesarios para transformar el haz de salida altamente divergente, en un rayo de luz simétrico y alineado. La naturaleza de la aplicación determinará la calidad del sistema a utilizar.

La figura 6 muestra el diseño de un sistema profesional, que está compuesto por un conjunto de lentes fabricadas con cristales de diferentes índices de refracción, para minimizar la aberración de las lentes. El frente de onda alineado se puede expandir en un plano mediante un par de prismas anamórficos. Esto es para expandir el eje corto de la sección de cruce elíptico de la luz, emi-

Figura 5. Curva característica I-V de un diodo GaAlAs.





tida desde la superficie del diodo de apertura rectangular. Los valores de ampliación normalmente utilizados son 2,4 y 6.

Para aplicaciones de bajo costo, se pueden utilizar esferas para alinear la luz procedente del diodo láser, como se puede ver en la figura 7. Con la apertura de salida del diodo situada en el punto focal de la esfera, se producirá un rayo alineado, aunque de peor calidad óptica que un sistema de lentes compuesto. Los diámetros típicos de la esfera son 2,3 y 5 mm. Es posible encontrar las esferas con revestimientos antirreflexivos de MgF para las longitudes de onda específicas de 633, 830, 1.300 y 1.550 nm. Estas esferas se utilizan para acomplamientos específicos de fibra a fibra, donde la sección de cruce del rayo está significativamente incrementada.

Diseño de la fuente de alimentación

La teoría de alimentación de los diodos láser es sencilla debido a que estos se comportan básicamente como elementos controlados por corriente, con un consumo de trabajo típico de algunas decenas o cientos de mA. Son extremadamente sensibles a los impulsos espurios de tensión, lo cual pone más difícil la adaptación utilizando las técnicas de diseño y construcción convencionales.

Debido al alto precio de los diodos láser, mientras que un circuito de alimentación se puede diseñar usando componentes de bajo costo, en la construcción se puede compensar el precio del diodo con los componentes del circuito.

Vamos a describir inicialmente el circuito de alimentación. La figura 8 muestra las principales características del circuito. El flujo de corriente viene dado por:

$$(V_{fijo} - V_{var})/R$$

donde V_{fijo} es un voltaje de referencia y V_{var} es el voltaje determinado

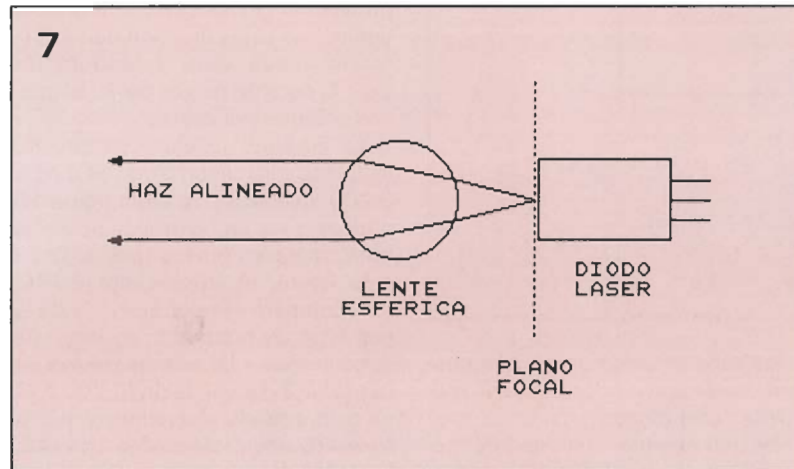


Figura 6. El conjunto de lentes producen un frente de onda alineado, y los prismas anamórficos expanden el eje del haz de salida para hacer el perfil del haz más simétrico.

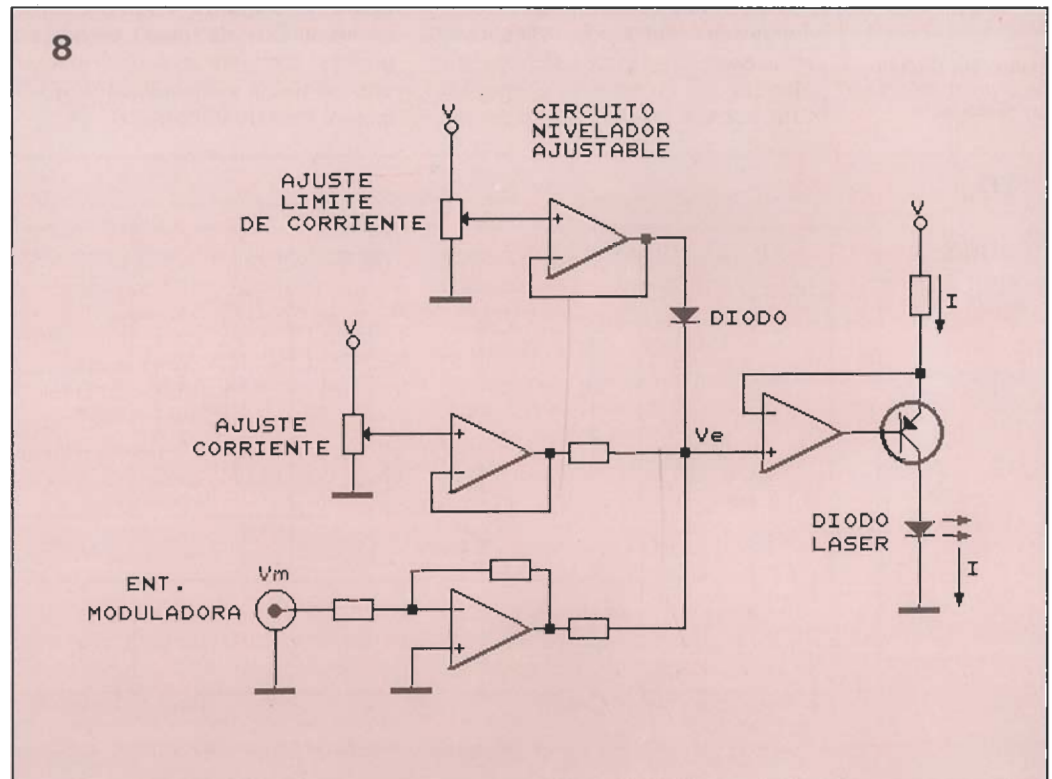
Figura 7. Las lentes esféricas alinean la salida del diodo láser, aunque no corrigen las asimetrías en el perfil del haz.

por el ajuste independiente de corriente y las señales de modulación. El circuito nivelador previene contra las caídas de tensión por debajo de un valor umbral específico, por lo tanto, limita la corriente de salida. Los circuitos incluyen normalmente un mecanismo de realimentación

utilizando un elemento fotodiodo integral en la unidad del diodo láser.

Es necesario tomar algunas precauciones para prevenir los impulsos de encendido y apagado, que es una característica de las fuentes de alimentación normales. Se requieren unos filtros especiales para eliminar

Figura 8. Esquema del circuito para la alimentación de un diodo láser. El circuito nivelador ajusta un límite superior para el circuito de alimentación.



Con este editor de vídeo seremos capaces de hacer montajes de vídeo de una calidad profesional, con gran sencillez de manejo y a bajo precio.

EDITOR DE VÍDEO DOMÉSTICO

Normalmente las grabaciones de vídeo domésticas necesitan de una edición posterior bastante importante para poder hacerlos interesantes, o de otro modo resultan mortalmente aburridos, especialmente para los que no han participado en su realización. Todos sabemos que una mala edición puede arruinar una buena película. Pero desafortunadamente, para conseguir una edición de calidad suficiente, necesitamos un editor de vídeo profesional, y por supuesto éstos tienen un precio que sólo lo puede pagar un profesional, poniéndose fuera del alcance de los «videoaficionados» con un presupuesto normal.

En este artículo presentamos una alternativa para los editores de vídeo comerciales. El circuito es relativamente simple, sólo requiere el uso de dos vídeos o un vídeo y una cámara para conseguir una edición con una calidad de nivel profesional.

El método más normal de edición de vídeos caseros consiste en parar con la opción «pausa» el vídeo grabador en el punto donde queremos que empiece la grabación, y parando mediante la «pausa» también, el vídeo reproductor en el punto desde donde queremos que comience la grabación del nuevo vídeo. Una vez seleccionados los dos puntos, pulsamos simultáneamente la desactivación de la «pausa» de los dos vídeos para permitir la reproducción y grabación de cada cinta.

Aunque este procedimiento de edición es teóricamente correcto, la práctica nos demuestra que la vida real es muy distinta de la teoría. Normalmente los aparatos no son exactamente iguales y las respuestas siempre son ligeramente diferentes, especialmente cuando trabajamos con tiempos de sincronización extremadamente cortos. Estas diferencias ocasionan que uno de los dos vídeos comience a grabar o a reproducir varios segundos antes o después que el otro, y de esta forma se pueden perder varios cuadros durante la edición.

Con el circuito que proponemos en este artículo, se eliminan las pérdidas de imágenes durante el proceso de edición. Esto es debido a que nos permite controlar la edición de vídeo mediante cuadros, en vez de mediante períodos.

Para entender el funcionamiento del editor de vídeo, es necesario entender por qué se pierden varios segundos cuando se utiliza el método de pulsar simultáneamente el mando de «pausa».

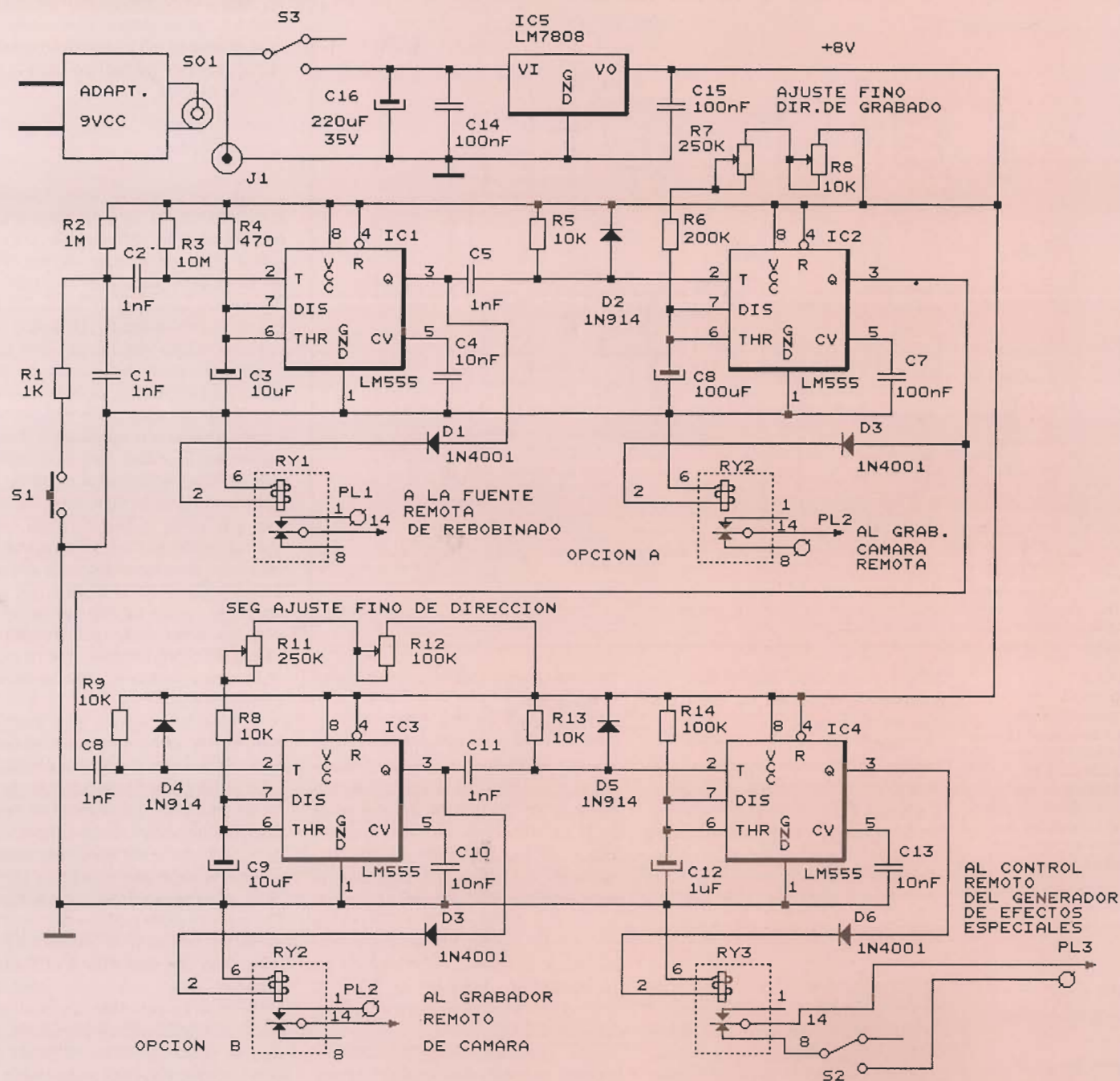
Cuando se libera la «pausa» del vídeo reproductor, éste comienza la reproducción ligeramente después del punto donde se paró. El retardo depende de las características del vídeo y su velocidad de respuesta antes de conectar la salida. Por otro lado, el grabador se debe sincronizar en el mismo momento con la salida del reproductor. Para conseguir esto,

los aparatos más modernos, y también algunas cámaras, utilizan una característica especial, de modo que el grabador se rebobina un determinado número de cuadros, se sitúa en modo de reproducción, y pasa al modo de grabación en el punto donde la grabación tiene que comenzar. Cuando se edita mediante el modo de doble «pausa», el comienzo real tiene un retraso añadido entre el reproductor y el grabador, cuyo resultado normalmente, es la pérdida de algunas imágenes de vídeo respecto del original.

También hay un problema de sincronización con el método de edición de la doble «pausa». Concretamente, el grabador tiene que sincronizar con las dos señales diferentes, la del vídeo antes de alcanzar la velocidad adecuada, y después de llegar a ella. Esto complica el método de grabación y puede dar como resultado un salto de la imagen en este punto.

Calidad en la edición

Por otro lado, nuestro editor de vídeo no depende de los controles de pausa: funciona de una forma similar a como lo hacen los editores profesionales. Primero rebobina el reproductor un tiempo prefijado y entonces conmuta al modo reproducción. En el momento adecuado, mientras que fuente está en modo



reproducción, el controlador hace que comience el proceso de grabación. Cuando el grabador agota el período prefijado de reproducción y alcanza su velocidad de funcionamiento adecuada, entonces se conmuta al modo de grabación. Si todas las temporizaciones son correctas, el vídeo reproductor aplica la imagen seleccionada en la edición, en el preciso instante que el vídeo grabador conmuta al modo de grabación.

La precisión de la edición en conjunto, depende de la capacidad de los vídeos de repetir estas operaciones exactamente con los mismos in-

tervalos de tiempo. Como el período de tiempo de reproducción antes de pasar al modo de grabación está diseñado por sus fabricantes siempre en el mismo intervalo fijo de tiempo, el principal problema que surge es la sincronización con el vídeo reproductor.

Modo de búsqueda de imagen

También podemos conseguir que el tiempo de rebobinado sea mucho

más estable, utilizando la función de búsqueda de imagen del vídeo, en vez de la de rebobinado, para hacer retroceder a la cinta. Esto es debido a que en la función de búsqueda de imagen, el sistema de transmisión del movimiento de la cinta está en función de una relación con la velocidad de reproducción normal, de modo que siempre será un múltiplo de ésta, y por tanto siempre fija. Así conseguimos que la marcha hacia atrás de la cinta sea la misma siempre para un mismo período de tiempo. Por el contrario, la cantidad de cinta que retrocede por unidad de

Figura 1. El editor de vídeo doméstico está compuesto básicamente por cuatro circuitos temporizadores similares. Las dos opciones A y B están contempladas en la placa del circuito impreso para el relé RY2, basta con conectar el relé en cualquiera de los dos zócalos que lleva incorporado el circuito.

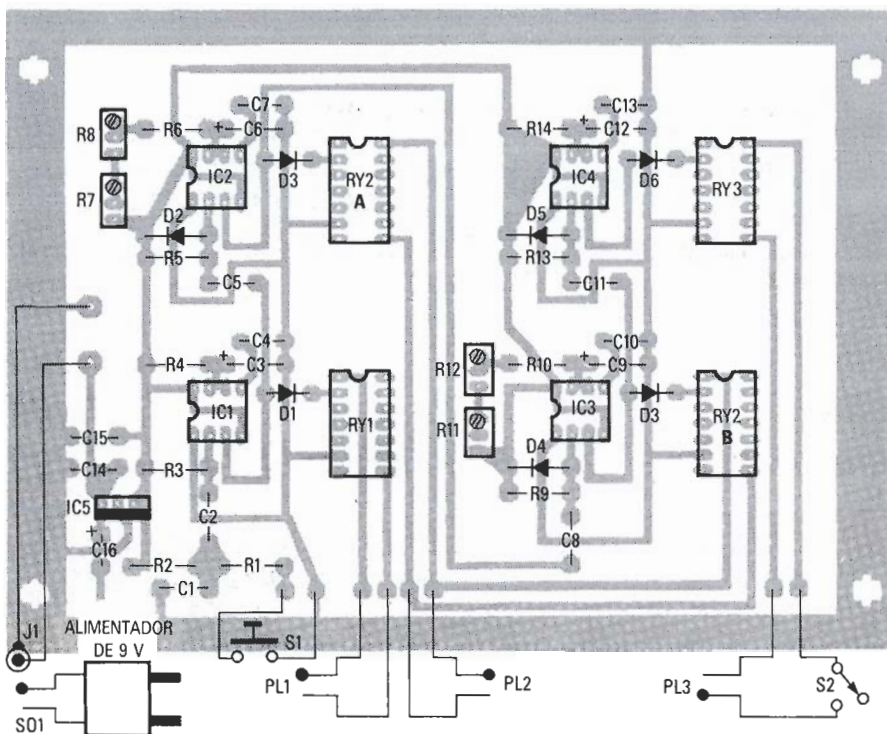


Figura 2. Distribución de componentes en la placa de circuito impreso. RY2 lo montaremos en cualquiera de los zócalos A o B según el tipo de vídeo que utilicemos, el otro quedará vacío.

Lista de componentes

Resistencias

R1 = 1 K
R2 = 1 M
R3 = 10 M
R4 = 470 K
R5, R9, R13 = 10 K
R6 = 200 K
R7, R11 = 250 K, potenciómetro multivuelta
R10 = 47 K
R14 = 100 K

Condensadores

C1, C2, C5, C8, C11 = 1 nF, disco
C3, C9 = 10 µF, tántalo
C4, C7, C10, C13 = 10 nF, disco
C6 = 100 µF, tántalo
C12 = 1 µF, tántalo
C14, C15 = 100 nF
C16 = 1.000 µF, 35 V, electrolítico

Semiconductores

IC1-IC4 = 555
IC5 = 7808
D1, D3, D6 = 1N4002
D2, D4, D5 = 1N914

tiempo mediante rebobinado, depende de la cantidad de cinta que haya en el carrete.

El editor incorpora además otra función, ya que nos proporciona un circuito de conmutación para generar efectos especiales, con lo que podemos conseguir efectos tales como el fundido al negro o desde el negro, en el momento adecuado.

Funcionamiento

El circuito del editor lo podemos ver en la figura 1. Está compuesto por cuatro circuitos temporizadores configurados como monoestables. Cada temporizador tiene la capacidad de manejar un relé, aunque sólo se utilizan tres relés para manejar los dispositivos que pretendemos controlar. Para adaptarse a los diferentes circuitos de control remoto, el relé RY2 se puede instalar en cualquier de los puntos del circuito denominados como «opción A» u «opción B», más tarde hablaremos de ello.

La función de edición comienza cerrando el interruptor S1, lo que produce una rápida caída de tensión a masa del voltaje en el condensador C1. La descarga de C1 produce un impulso negativo a través de C2, que dispara el temporizador IC1. El disparo de IC1 provoca que se cierren los contactos del relé RY1 durante el período del ciclo de IC1.

Este tiempo se determina mediante la ecuación:

$$\text{Tiempo} = 1,1 (R4 \times C3).$$

El jack de control remoto de búsqueda de imagen del vídeo reproductor, se conecta a los contactos del relé RY1 a través del conector PL1. El vídeo se mantendrá en el modo de búsqueda de imagen durante el período de IC1. Después de este tiempo, RY1 se despega, sus contactos se abren, y el vídeo se conmuta automáticamente del modo de búsqueda de imagen al de reproducción. También al final del período de IC1, se dispara el temporizador IC2.

Los temporizadores IC2-IC4 funcionan de modo similar a IC1, la mayor diferencia está en que IC2 e IC3 tienen un ajuste basto y otro fino para conseguir ajustar el período de tiempo. Otra característica es que se puede atacar a RY2 mediante IC2 o IC3, dependiendo de las necesidades del vídeo. Si el vídeo tiene que comenzar con los contactos de su control remoto abiertos, entonces instalaremos RY2 en el punto «opción A». Pero si el vídeo necesita empezar con los contactos del control remoto cerrados, le conectaremos en el lugar marcado como «opción B».

Las constantes de tiempo del editor están en función del tipo de vídeo con el que estamos trabajando y de su velocidad. Aunque los principios del montaje se pueden aplicar

a cualquier tipo de vídeo y cualquier velocidad, el prototipo se ajustó para un vídeo VHS trabajando en velocidad SP. Si se desea una combinación diferente será necesario ajustar las constantes de tiempo para la velocidad elegida.

Montaje

Antes de construir nada, debemos asegurarnos de que nuestro vídeo reproductor es compatible con el editor. Primero colocamos una cinta en el vídeo y pasamos al modo reproductor. Después de unos 30 segundos, presionamos el botón de «pausa», y una vez que el vídeo está totalmente parado (cuando la imagen está congelada), presionamos el mando de búsqueda de imagen durante unos cinco segundos y luego soltamos. El vídeo será compatible con nuestro editor si la cinta se rebobina durante la búsqueda de imagen y al soltar el mando pasa automáticamente al modo de reproducción, sin la intervención de ningún otro mando. Pero si al dejar de presionar el botón de búsqueda, el vídeo no pasa automáticamente al modo de reproducción, querrá decir que nuestro vídeo no es compatible con el editor.

Si el vídeo supera con éxito la prueba de compatibilidad, deberemos hacer una pequeña modificación en el conmutador de rebobinado/búsqueda. Para realizar la modificación empezamos desconectando el aparato de la red de alimentación, a continuación desmontamos la carcasa y localizamos el conmutador. Es necesario asegurarse de elegir el correcto mediante el uso de un polímetro (en algunos vídeos el conmutador de búsqueda tiene contactos DPST que están cableados en paralelo). A continuación soldamos un par de cables en los contactos del conmutador y los guiamos hasta un punto vacío en la parte trasera de la caja del vídeo. Seguidamente taladramos un pequeño agujero en la carcasa para colocar un jack miniatura que se conectará con PL1. Si la caja de nuestro vídeo es metálica, sólo usaremos dos contactos de un jack de tres circuitos y cambiaremos PL1 por un jack de tres circuitos también. Debemos tener en cuenta que en este caso no hay que conectar ningún cable en la conexión de masal jack, que también será la del vídeo.

Terminamos la modificación, soldando la pareja de cables al jack y después volviendo a colocar la carcasa del aparato. Llegados a este punto nos debemos asegurar de que el vídeo continúa funcionando nor-

malmente. Si no es así, comprobaremos que no existe ningún cortocircuito en el cableado y conexiones que hemos realizado.

El circuito le montamos en una placa de circuito impreso que podemos adquirir a través del servicio EPS de ELEKTOR o podemos construirla nosotros mismos según el diseño que aparece en las páginas centrales de la revista.

La distribución de componentes podemos observarla en la figura 2. Se puede observar que el relé RY2 está situado en dos puntos denominados A y B. Si se usan zócalos DIP para este relé, posteriormente se puede intercambiar fácilmente de un punto a otro en función del circuito de control remoto asociado al vídeo que utilicemos.

En la figura 3 se puede ver el aspecto final del montaje, con la placa de circuito impreso totalmente montada y cableada en la caja correspondiente.

La modificación que necesita el vídeo es muy simple y sencilla, pero es importante saber que durante el período de garantía del aparato no se puede hacer ninguna modificación ni desarmar la carcasa, o en caso contrario podemos perder la garantía del fabricante que corresponde al vídeo.

El vídeo grabador

El vídeo grabador o la cámara, debería tener un jack de control remoto para activar la función de grabación. Aunque los mejores resultados los obtendremos si el vídeo tiene la característica de rebobinar unas imágenes antes de comenzar la grabación. Podemos comprobar si el vídeo tiene esta característica consultando el manual de instrucciones del aparato.

El vídeo comenzará la grabación cuando se conmuten los contactos del jack de control remoto controlados por el relé RY2. La localización de RY2 dependerá de las necesidades del jack de control. Si la grabación tiene que comenzar con la apertura de los contactos, RY2 se debería instalar en la localización denominada «opción A», controlada mediante IC2. Pero si la grabación tiene que comenzar al cerrar los contactos, colocaremos RY2 en el punto «opción B», que se controla mediante IC3.

Ajuste

Lo único que necesitamos para el ajuste son dos cintas previamente grabadas. Una de ellas se destinará



como fuente, y puede contener unos cinco minutos de programación, a continuación otros cinco minutos de publicidad y después otra vez programación. La parte publicitaria es únicamente para poder reconocer con facilidad el cambio de una parte a otra. La otra cinta está destinada para la grabación y puede contener unos cinco minutos de programación normal.

A continuación conectamos PL1 al jack de búsqueda añadimos en el vídeo reproductor, y PL2 en el jack de control remoto del vídeo grabador.

Ahora rebobinamos la cinta reproductora, tratando de situarla lo más cerca posible del comienzo de la parte publicitaria, y pasamos el vídeo grabador al modo «pausa». En el vídeo grabador localizamos el final de la grabación de la cinta, lo situamos en el modo de «pausa» y a continuación le pasamos al modo de grabación.

Calibramos el ajuste basto asociado con RY2 (R7 ó R11) a su valor más bajo y el ajuste fino (R8 ó R12) lo situamos en el centro de la escala. Llegados a este punto, presionamos S1 y cada uno de los dos vídeos realizará la misión que le corresponde, controlados por el editor.

Después de grabar unos 30 segundos, paramos y rebobinamos hasta el punto donde se insertó la

grabación y presionamos el botón de «pausa». Seguidamente liberamos la función de «pausa» y cronometramos el tiempo que transcurre entre el comienzo de la grabación y el punto en que aparece la parte publicitaria.

Utilizando la ecuación dada anteriormente, calculamos el valor de la combinación de resistencias R7 y R8 (ó R11 y R12) que necesitamos para eliminar la grabación que precede a la parte publicitaria, calibrando el ajuste basto a este valor.

Este procedimiento le repetiremos hasta que el editor controle correctamente el punto de inserción, dentro de aproximadamente medio segundo. En este momento repetimos las operaciones una vez más pero usando el ajuste fino hasta que la inserción quede en el punto exacto.

De este modo queda terminado el proceso de ajuste. Para ajustar la salida de efectos especiales PL3, debemos proceder de una forma similar.

Ahora ya está listo el montaje para editar algunas cintas. Lógicamente es necesario hacer algunas prácticas para llegar a familiarizarnos con el sistema. Pero en muy poco tiempo seremos capaces de eliminar la publicidad de las películas que nos interesen, o hacer una selección de las escenas más importantes, o simplemente eliminar las escenas que creamos oportuno. ■

Figura 3. La placa de circuito impreso la montamos sobre la caja utilizando separadores en cada tornillo de sujeción. Debemos asegurarnos de conectar un cable de masa entre la masa del circuito y la de la caja.

Otros componentes
J1 = jack miniatura de alimentación
PL1, PL2, PL3 = jack de audio miniatura
RY1, RY2, RY3 = relé DIP SPDT. (por ejemplo GORDOS 831A-4)
S1 = pulsador
S2, S3 = conmutador SPST
S01 = Alimentador de continua de 9 V

Con este montaje descubriremos un gran número de emisiones cuya frecuencia se encuentra por debajo de la banda normal de onda media.

CONVERTIDOR DE BANDA OL/ON

TABLA 1
SEÑALES DE ONDA LARGA POR DEBAJO DE 550 KHZ

Rango de frecuencias	Señales encontradas	Observaciones
510-535 kHz	Radiobalizas	
500 KHz	Señales de socorro (CW)	
415-490 kHz	Emisiones marítimas (CW)	De barco a costa
285-400 kHz	Radiobalizas, Meteorológicas: Aeronáuticas y Marinas	Información meteorológica, transmisiones de voz en AM y portadora continua
190-285 kHz	Radiobalizas, Meteorológicas: Onda larga europea y comerciales	
160-190 kHz	Experimentales sin licencia, comerciales Europeas, Públicas	Los transmisores experimentales de hasta 1 W pueden trabajar sin licencia
110-160 kHz	Marítimas móviles, Comerciales de más baja frecuencia, transmisiones fijas (punto a punto)	Tiende a ser ruidosa, también hay algunas transmisiones RTTY
90-110 kHz	Navegación Loran	
30-90 kHz	Fijas, móviles, Frecuencias estándar y señales horarias	Transmisiones RTTY, algunas CW, ruidosa
14-30 kHz	Comunicaciones submarinas, VLF de alta potencia, Militares y comerciales	Transmisiones RTTY, algunas CW periódicas, ruidosa
10-14 kHz	Señales Omega, frecuencias estándar, fenómenos atmosféricos, silbidos	Parte más baja del espectro de radio, usado frecuentemente
Por debajo de 10 kHz	Ruido atmosférico, silbidos, transmisiones experimentales, Militares	Experimental

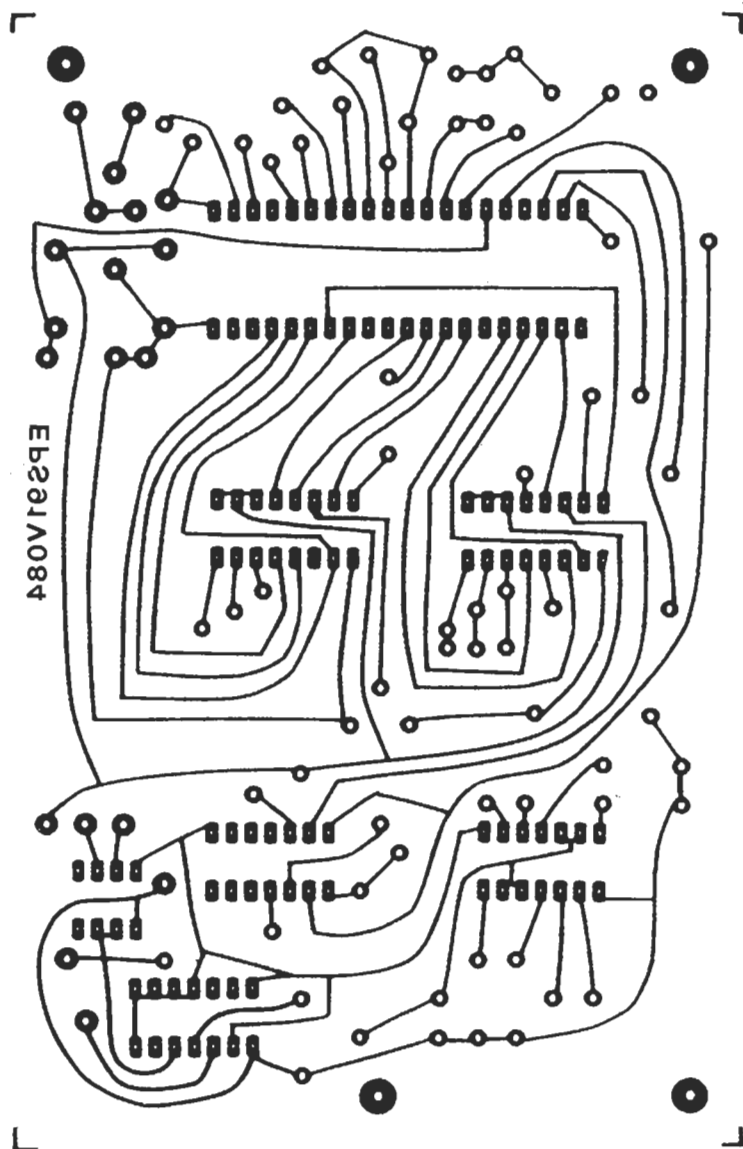
El rango de frecuencias, justo por debajo de la banda comercial de AM (desde 10 KHz hasta 550 KHz) está claramente ignorado por la mayoría de los fabricantes de receptores de comunicaciones. El motivo de esta omisión puede ser el incremento del coste de fabricación, al tener que incluir un nuevo conjunto de bobinas y de circuitos de RF, que probablemente no justifiquen la inclusión de la banda de baja frecuencia. De cualquier modo esto no es suficiente para evitar que podamos echar una mirada para ver que encontramos en esta banda. Por debajo de 550 KHz podemos encontrar señales de comunicación marítimas, llamadas de socorro, radiobalizas, información meteorológica, señales horarias, comunicaciones punto a punto o transmisiones comerciales de onda larga. En la tabla 1 podemos encontrar una relación completa de las señales que es posible recibir.

El conversor

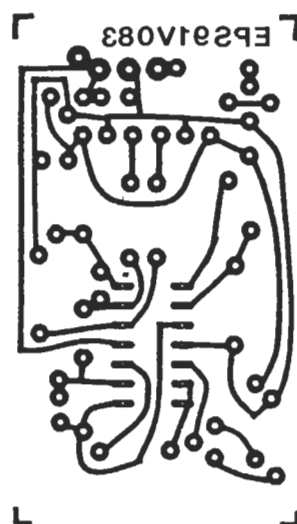
Las bajas frecuencias convierten los receptores normales de onda corta en poco prácticos. En un receptor normal multibanda, se utilizan cuatro bobinas para cubrir las frecuencias desde 550 KHz hasta 25 MHz, y algunas veces hasta 30 MHz, que es el límite superior de recepción de la banda de onda corta. Para cubrir adecuadamente el espectro de baja frecuencia, es necesario añadir un conjunto de tres, o incluso cuatro nuevas bobinas. Por

EPS

Para la realización de los circuitos impresos de ELEKTOR se pueden emplear los productos INE-LECK-KF (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).

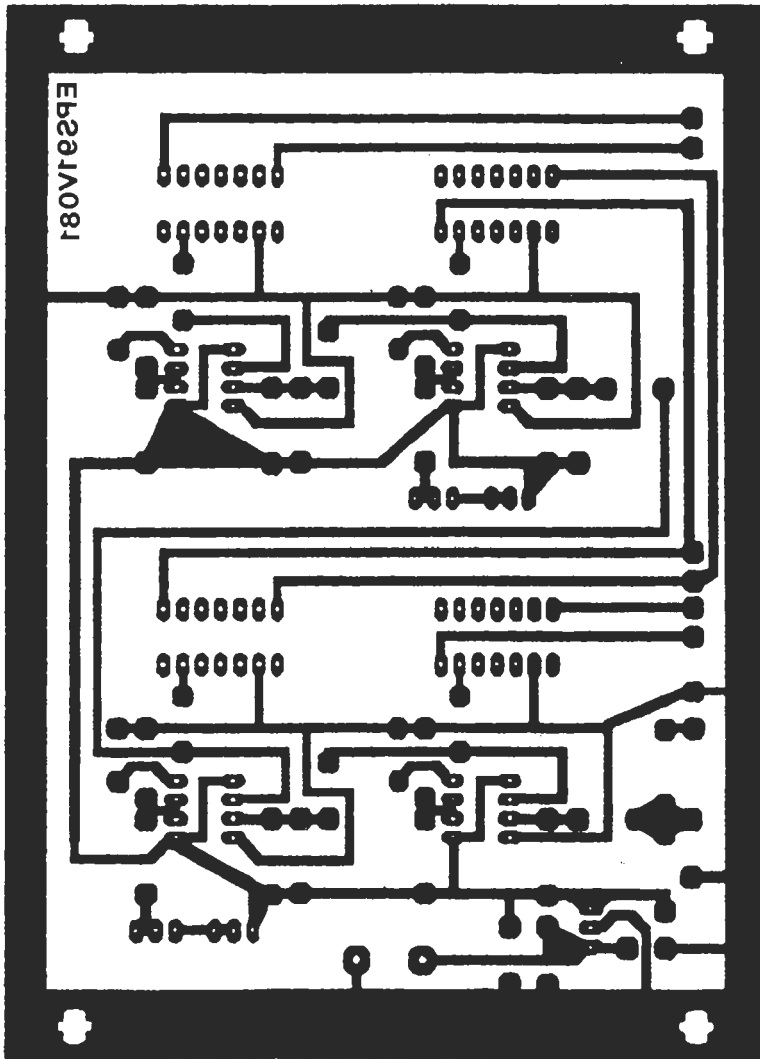


EPS91V084
Equipo de pruebas
basado en PC



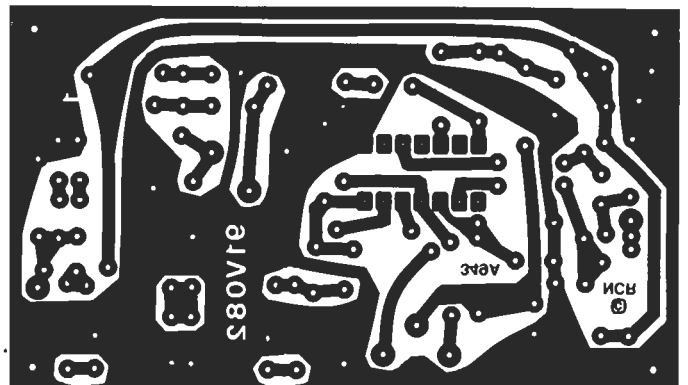
EPS91V083
Brújula electrónica

EPS



EPS91V081
Editor de vídeo
doméstico

EPS91V082 Convertidor de banda OL/OM



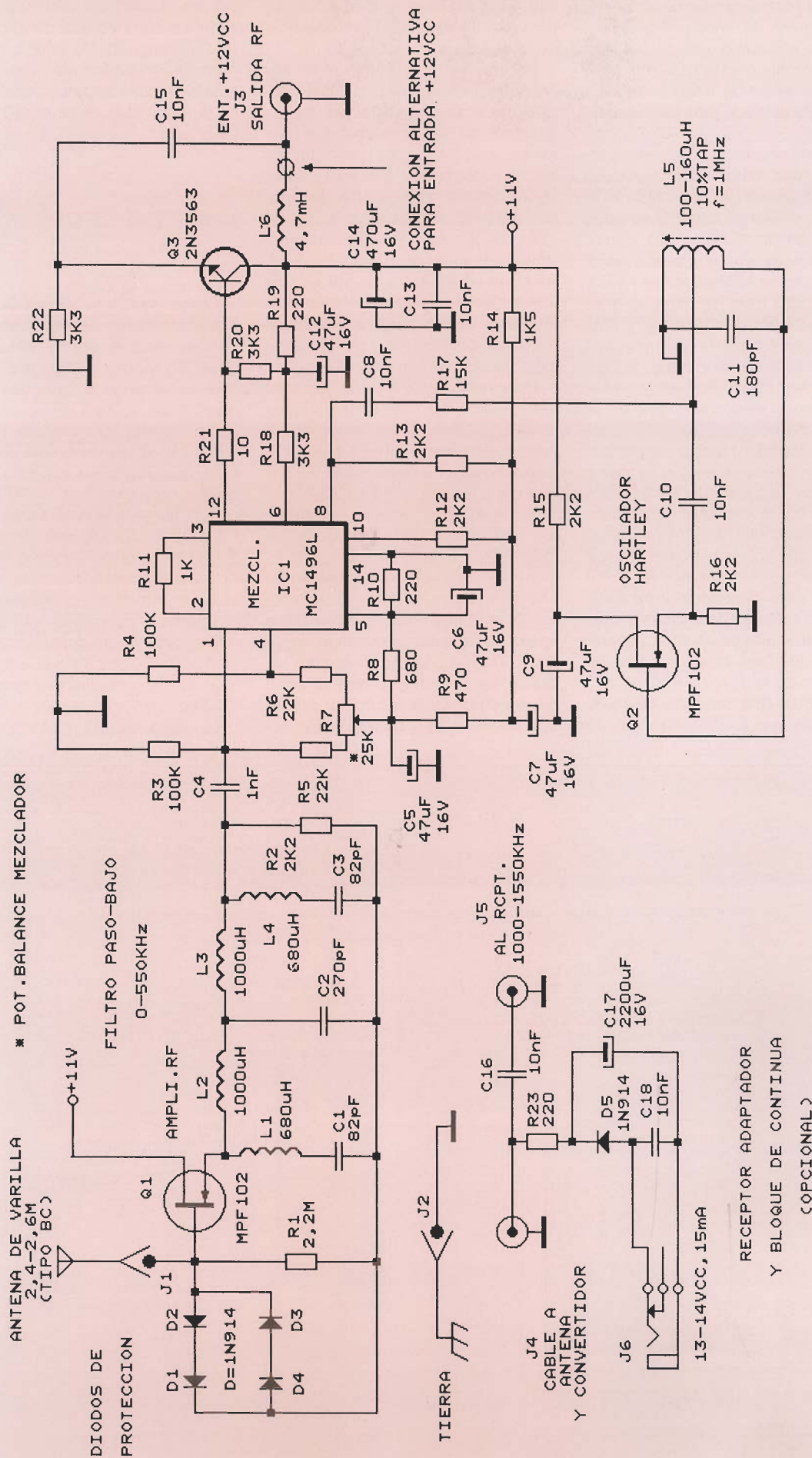


Figura 1. a) El convertidor de baja frecuencia utiliza un transistor FET, un integrado mezclador y un oscilador Hartley. Las señales convertidas se pueden escuchar en cualquier receptor de radio estándar de AM. b) El adaptador receptor/DC no necesita una placa de circuito impreso, y se puede cablear directamente en su misma caja metálica.

Lista de componentes

Resistencias

R1 = 2M2
R2, E12, R13, R15, R16 = 2K2
R3, R4 = 100 K
R5, R6 = 22 K
R7 = 25K, potenciómetro ajustable
R8 = 680 Ω
R9 = 470 Ω
R10, R19, R23 = 220 Ω
R11 = 1 K
R14 = 1K5
R17 = 15 K
R18, R20, R22 = 3K3
R21 = 10 Ω

Condensadores

C1, C3 = 82 pF, ±5 por 100, disco cerámico
C2 = 270 pF ±5 por 100, mica plata
C4 = 1 nF, 50 V, Mylar
C5, C6, C7, C9, C12 = 47uF, 16 V, electrolítico
C8, C10, C13, C15, C16, C18 = 10 nF, 50 V, disco cerámico
C11 = 180 pF, ±5 por 100, disco cerámico
C14 = 470 uF, 16 V, electrolítico
C17 = 22000 uF, 16 V, electrolítico

Bobinas

L1, L4 = 680 uH, ±5 por 100
L2, L3 = 100 uH, ±5 por 100
L5 = 100-160 uH, con toma central
L6 = 4,7 uH, choque de RF

Semiconductores

D1-D5 = 1N914B, diodo
Q1, Q2 = MPF102, transistor
Q3 = 2N3563, transistor
IC1 = MC1496L

Varios

J1, J2, J5, J6 = Conectores del tipo a elegir
J3, J4 = conectores de chasis tipo F
Caja antihumedad (para el convertidor)
Caja metálica (para el adaptador)
Antena vertical

otra parte, con los condensadores variables normales usados en circuitos tanques de media frecuencia (MF), es necesario utilizar bobinas de aproximadamente 600 mH para sintonizar el límite inferior de baja frecuencia utilizada para radio comunicaciones.

Algunos receptores de radio producidos por fabricantes europeos cubren la banda de 150 KHz a 400 KHz, sin embargo están diseñados para recibir únicamente AM, donde no se necesita una gran sensibilidad. Esto es porque las estaciones emisoras europeas trabajan con una gran potencia de emisión, de 50-100 KW.

A pesar de todo, la gran mayoría de los receptores no incluyen la banda de onda larga. Por este motivo presentamos este circuito, que se encarga de convertir las señales de baja frecuencia en media frecuencia. Transforma las señales de 10 KHz a 550 KHz a la banda de 1,01 MHz a 1,55 MHz, simplemente añadiendo 1 MHz a todas las señales recibidas. Es suficiente con conectar el convertidor a cualquier receptor de radio de AM, para conseguir inmediatamente un receptor de onda larga. No es necesario ningún ajuste ni calibración, ya que la sintonía se consigue con el dial de la radio de AM, sumándole 1 MHz. Una señal de 100 KHz se recibirá en 1.100 KHz, una de

330 KHz en 1.330 KHz, etc., sólo hay que eliminar el primer dígito para leer directamente la frecuencia de onda larga.

Un problema importante en las bajas frecuencias es el ruido producido por el hombre. Muchos de los aparatos de uso cotidiano que utilizamos cada día son importantes fuentes de ruido. Motores, luces fluorescentes, reguladores luminosos, ordenadores, osciladores de barrido del televisor y pequeños electrodomésticos, son generadores de ruido en el espectro de frecuencia por debajo de 550 KHz. Afortunadamente la mayor parte del ruido se transmite por las líneas de alimentación, y no se radian muy lejos.

Un error de concepto es que para la recepción de onda larga es necesaria una antena tremendamente grande. Es sencillo entender por qué se puede llegar a pensar esto. En frecuencia de onda corta (3-30 MHz), es normal utilizar antenas que trabajen en media longitud de onda. La longitud de la antena resultante es bastante razonable para instalarla en cualquier patio o terraza medianamente amplios. Pero si intentamos hacer lo mismo para onda larga (10-550 KHz), podríamos llegar a necesitar una antena de un kilómetro de longitud. La solución es utilizar una antena activa, de modo que po-

damos conseguir una excelente recepción de onda larga utilizando una simple antena vertical de pocos metros de longitud. De hecho, nuestro convertidor (utilizando una antena activa), recibía algunas señales con un simple cable de unos 30 cm de longitud.

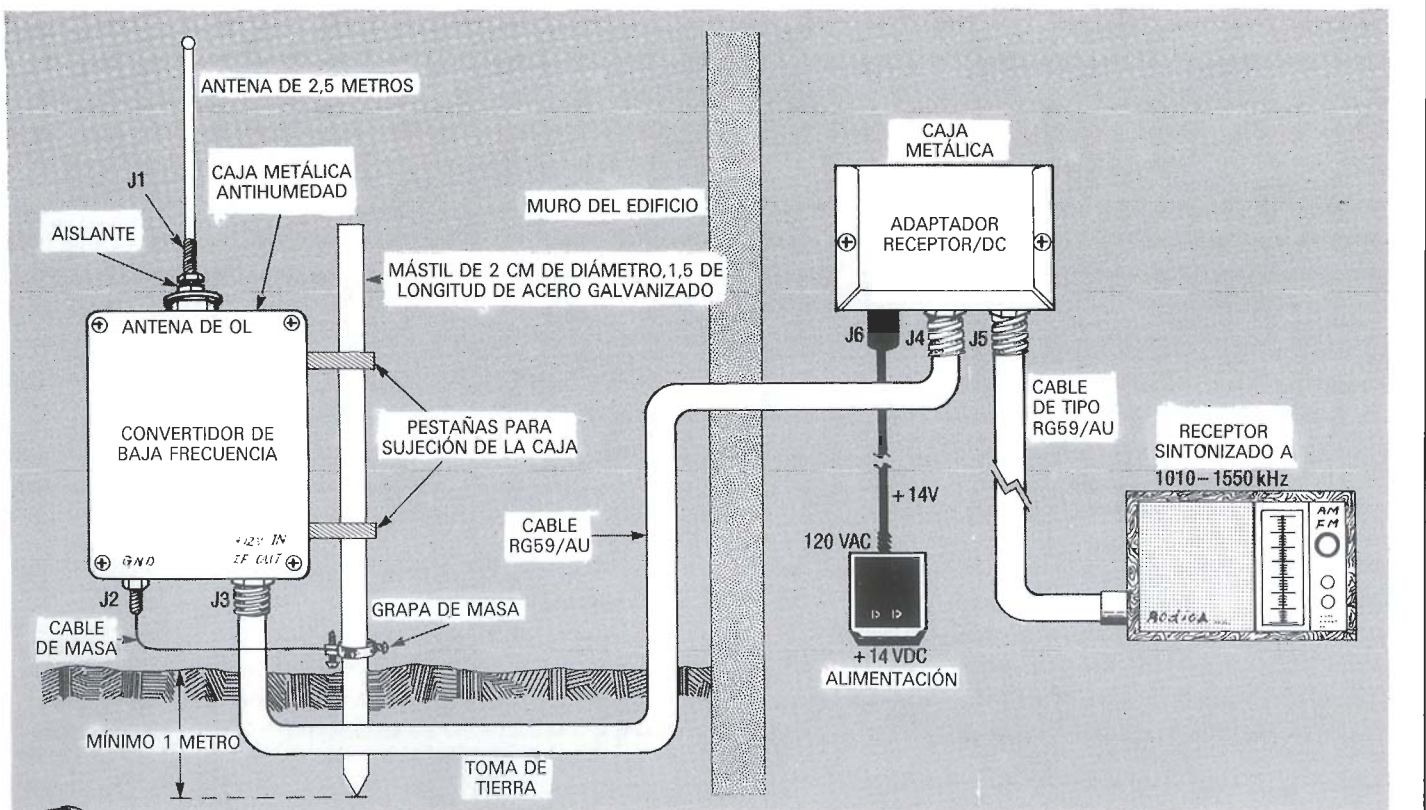
Descripción del circuito

Como podemos ver en la figura 1-a, las señales de baja frecuencia que se reciben por la antena, de unos 2,5 metros (el tamaño normal para las antenas de la banda de 11 metros), se aplican a Q1, un seguidor de fuente. El transistor FET Q1 adapta la alta impedancia de la antena, que puede ser similar a un pequeño condensador de 20-30 pF, con el filtro pasa bajo formado por C1 a C3 y L1 a L4. Este filtro rechaza las señales por encima de 550 KHz, evitando interferencias y modulaciones de cruce procedentes de emisiones comerciales y señales de onda corta. El condensador de acoplamiento C4 se ha elegido para atenuar las frecuencias por debajo de 10 KHz.

La resistencia R1 proporciona una

Figura 2. Se puede reducir el ruido del convertidor, montándolo a una distancia mínima de unos 15 metros de cualquier línea de alta tensión, o alejándolo de los cables telefónicos o cualquier dispositivo eléctrico que pueda causar interferencias.

2



masa de DC para la puerta de Q1. R2 es necesaria para dar un camino de retorno a la corriente de drenaje de Q1, ya que el condensador C1 bloquea el paso de la DC a masa. Los diodos D1-D4 descargan a masa cualquier carga estática que pueda acumularse en la antena, y no tienen ningún efecto sobre señales de RF que estén por debajo de aproximadamente 1 voltio en antena.

Las señales de baja frecuencia se aplican a IC1, un mezclador doblemente balanceado, que es fácil de utilizar y muy seguro. Tiene balanceadas (doble polaridad) las entradas y las salidas, pero se puede utilizar con las entradas y salidas sin balancear, como se hace en el circuito, simplemente con usar una de las líneas balanceadas. Las resistencias R3-R7 proporcionan una red de polarización ajustable para las patillas de entrada 1 y 4. Las resistencias R8-R10 y R14 proporcionan los niveles de tensión DC de funcionamiento correctos y los niveles de polarización. C5-C7 son los condensadores de desacoplo de alimentación. La resistencia R11 ajusta la ganancia del mezclador en x3, aproximadamente. R12 y R13 polarizan las entradas del oscilador local, patillas 8 y 10.

El transistor Q2 y la circuitería asociada forman un oscilador local Hartley de 1.000 MHz, que se acopla desde el drenador de Q2 a la patilla 8 de IC1, a través de C8. Las señales en la banda de 10-550 KHz se convierten a 1.010-1.550 KHz. También se produce una señal de salida de 450-990 KHz, pero ésta se ignora, ya que no es posible una lectura directa de estas frecuencias en la mayoría de las radios de AM, que sólo cubren por debajo de 530 KHz. También es posible utilizarlo con otra frecuencia del oscilador local, si se desea. Por ejemplo, para recibir la banda de 80 metros, se puede usar un cristal de 3,500 MHz para controlar al oscilador. R15 y C9 son los componentes de desacoplo de alimentación. La resistencia R16 proporciona la polarización a Q2. El circuito tanque compuesto por L5 y C11 está sintonizado por bobina a una frecuencia de resonancia de 1 MHz. El condensador C10 acopla la fuente de Q2 a la parte superior del tanque. La señal del oscilador local a través de R17 se ajusta al nivel correcto en la patilla 8 de IC1.

El mezclador, heterodina la señal de entrada con la procedente del oscilador local, de modo que las señales aparecen en las patillas 6 y 12 de IC1; la patilla 12 se puede utilizar para obtener una mejor distribución de los componentes en la placa del

circuito impreso. El pequeño valor de la resistencia R21, se utiliza como puente en la placa de circuito impreso, de modo que su valor no es crítico. Las resistencias R18 y R20 proporcionan la polarización de las etapas de salida de IC1 a unos 100 Ω , para adaptarla a la mayoría de las entradas de receptores. El condensador C5 acopla la frecuencia de 1.010-1.550 KHz del emisor de Q3 al jack de salida J3, mientras bloquea cualquier polarización de DC. R22 es el retorno de DC y resistencia de polarización para Q3.

La bobina L6 acopla la tensión de DC que está sobrepuesta con la señal de RF en el cable del adaptador receptor/DC. La tensión DC y las señales de RF no se interfieren la una con la otra, esto nos permite utilizar una fuente de alimentación separada, que puede estar en un sitio más alejado. C13 y C14 filtran la alimentación de DC.

La figura 1-b muestra como el adaptador receptor/DC, es suficientemente pequeño como para acomodar en la misma caja los conectores J4 y J5, el desacoplo de DC, C16 y los condensadores de filtro de DC, C17 y C18. La alimentación se aplica en J6 y debe estar bien filtrada, con un rizado inferior al 1 por 100.

Instalación

Los mejores resultados del convertidor con su antena se consiguen cuando se montan los más lejos posible de cualquier cable de AC o cualquier otra fuente de interferencias, de este modo tenemos menos ruidos y una señal más limpia. En caso de vivir en un lugar alejado de

cualquier fuente de ruidos, o si nos importa demasiado tener algo de ruido, el convertidor se puede montar cerca del receptor, teniendo total libertad para situarlo donde queramos.

En la figura 2 vemos cómo se puede instalar el sistema en un punto remoto. El cable coaxial de J3, transporta las señales de RF y al alimentación de DC, este cable une el convertidor con el adaptador receptor/DC o directamente al receptor. El adaptador receptor/DC nos ayuda de dos formas diferentes, por un lado manda la energía necesaria para la alimentación del convertidor y además transporta la señal de RF al receptor. Es recomendable utilizar uno o dos voltios extras para compensar las pérdidas en los cables y en las bobinas L6 y L7, que pueden tener una resistencia de unos 60 Ω cada una.

En caso de no utilizar una instalación remota, se puede desconectar la bobina L6 del jack J3, de modo que los voltios de alimentación se pueden tomar de cualquier alimentador que sea capaz de entregar tan sólo 11-15 mA.

Montaje

La placa de circuito impreso se puede construir siguiendo el diseño que aparece en las páginas centrales de la revista o también es posible conseguirla a través del servicio EPS de ELEKTOR. La figura 3 puede ayudarnos a la hora de montar correctamente los componentes sobre el circuito. El orden de colocación es el más lógico, primero montamos las resistencias y condensadores, luego de D1 a D4, Q1, Q2, Q3 y por últi-

Figura 3. El montaje de este circuito es muy simple, incluso para alguien con poca experiencia.

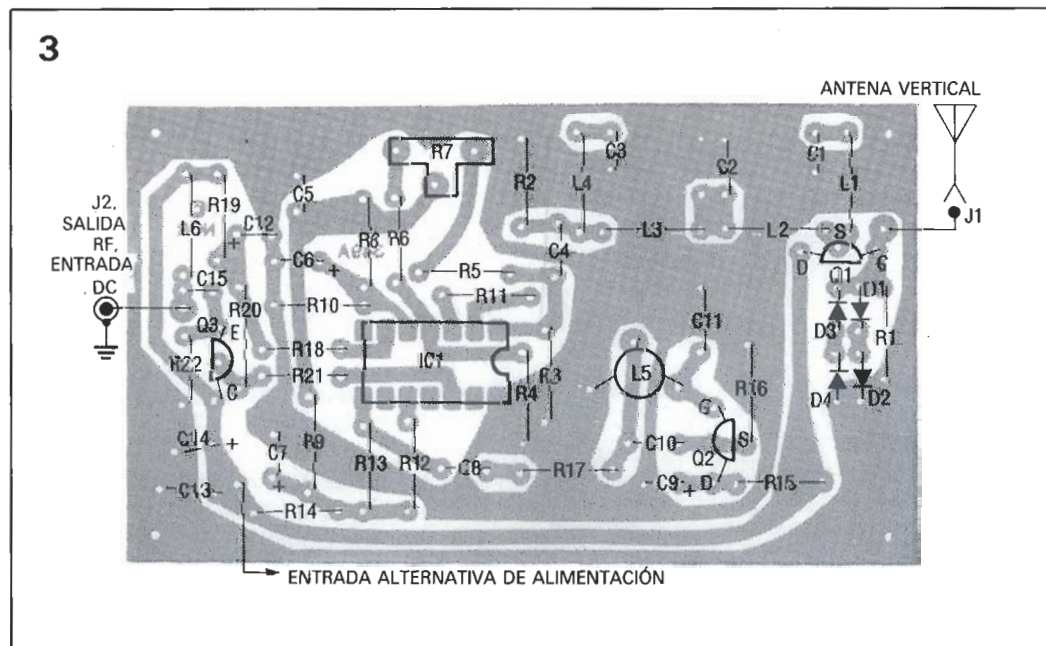
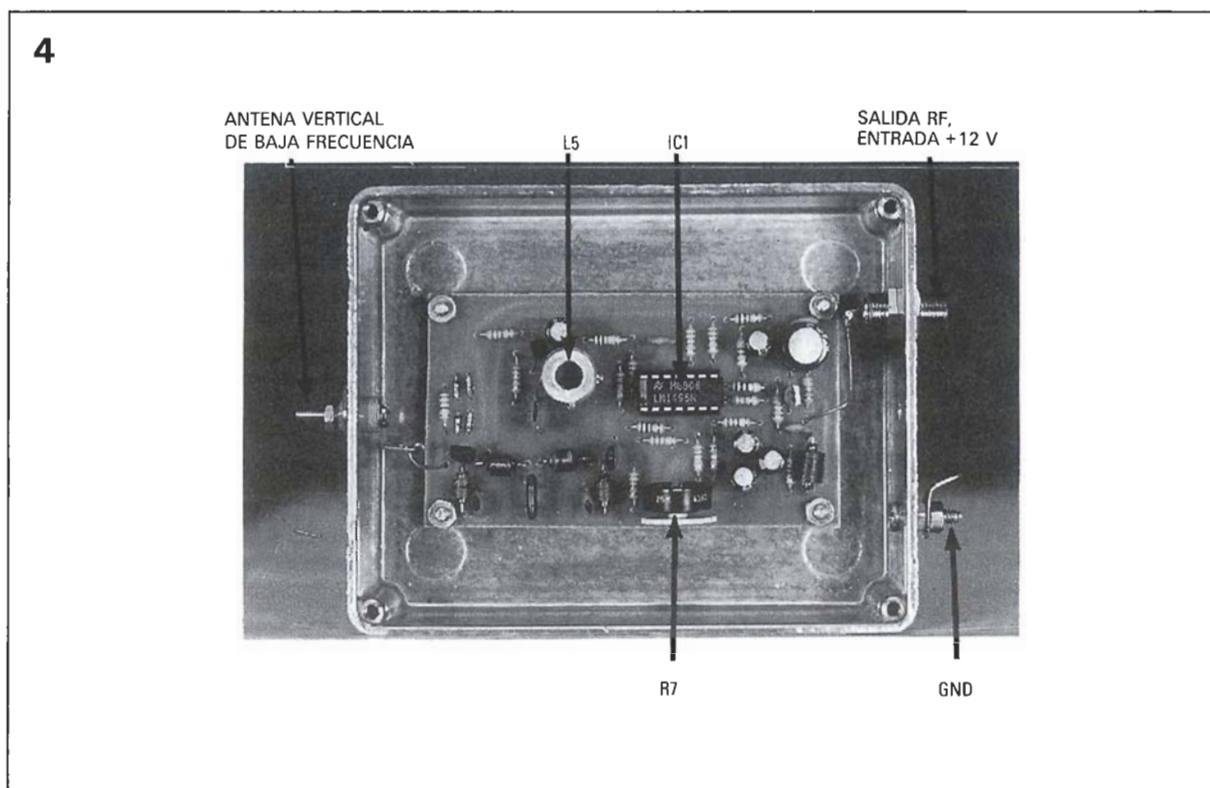


Figura 4. El circuito impreso se debería montar en una caja metálica para un mejor apantallamiento. Es necesario utilizar separadores para colocar el circuito en la caja, para evitar que la placa haga cortocircuito con la caja metálica.



mo instalamos las bobinas L1 a L6 e IC1. Para IC1 es recomendable utilizar zócalo, pero no imprescindible. Si se está utilizando una instalación remota, montaremos el adaptador receptor/DC, su distribución de componentes no es crítica, pero es importante asegurarnos de que todos sus componentes están en una caja metálica bien apantallada, para evitar las interferencias provocadas por tormentas o por otras estaciones de AM dentro del rango de frecuencias de 1010-1550 KHz.

Puesta a punto

Esta tarea es muy simple. Primero comprobaremos todo el cableado y

los componentes para asegurarnos de que están situados correctamente y las polaridades son las adecuadas. Si todo está en perfectas condiciones, conectamos 12 voltios en el jack J6 y comprobamos que hay 12 voltios en J3, L6, si no utilizamos el sistema remoto. A continuación comprobaremos que en el condensador C14 tenemos unos 11 voltios. Ahora medimos el consumo de corriente de la fuente de alimentación, si es mayor de 15 mA, sería señal de que tenemos algún problema.

Si todas las comprobaciones son correctas, haremos las siguientes mediciones:

- 1) De +0,5 a +2 V en la unión de L1 y L2.
- 2) De +2 a +4 V en la fuente de Q2.
- 3) De +8 a +10 V en R22.
- 4) De +5 a +7 V en las patillas 8 y 10 de IC1.
- 5) De +3,5 a +5 V en C5.
- 6) De 0,8 a +1,5 V en la patilla de IC1.
- 7) De +8 a +10 V en las patillas 6 y 12 de IC1.

En caso de no haber ningún problema, conectamos cualquier radio que cubra la banda de las emisiones de AM en J3, y sintonizamos a una frecuencia de 1.000 KHz en el dial de AM (en realidad estamos sintonizando 0 KHz). Ajustamos L5 hasta obtener la señal más fuerte, y después R7 para tratar de eliminarla lo más posible. La resistencia R7 debería anular la señal en la mitad de su recorrido, si no es así, comprobaremos IC1, R7 y R3 a R6. Ahora sintonizamos en el dial entre 1.010 y 1.550 KHz, donde deberíamos encontrar señales de onda larga en la banda de 100 a 550 KHz.

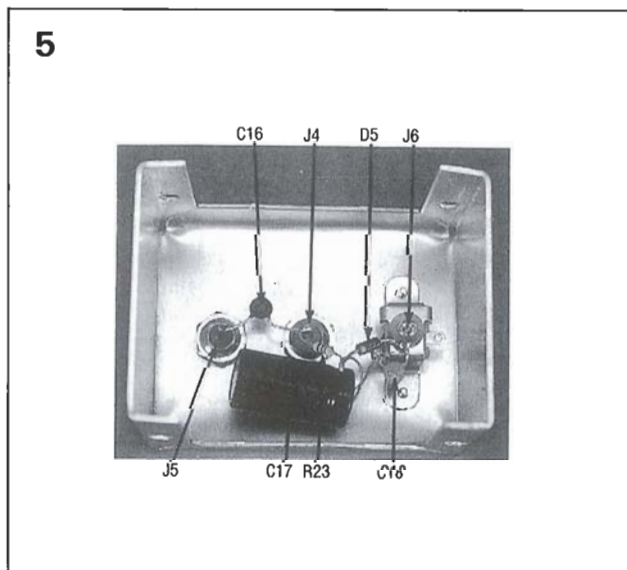
nizamos en el dial entre 1.010 y 1.550 KHz, donde deberíamos encontrar señales de onda larga en la banda de 100 a 550 KHz.

Por supuesto no deberíamos oír ninguna emisora de AM, si esto ocurre comprobaremos que la masa y los cables, porque algo está mal. Hay que asegurarse de que el apantallamiento es correcto, especialmente en la caja utilizada para la parte de DC. Como última comprobación veremos de L1 a L4, C1, C2, C3 y el ajuste de R7. Después de todo esto el circuito deberá funcionar correctamente.

Una emisora comercial de AM de mucha potencia, cerca del convertidor puede causar filtraciones de la señal sobre todas las emisoras de onda larga. Esto puede ocurrir cuando vivimos dentro de un radio de acción de pocos kilómetros de la estación emisora de alta potencia. En este caso podemos instalar un condensador de 47 pF en paralelo con R1. Si tiene alguna influencia, podemos intentar aumentar o disminuir el valor hasta que encontramos el adecuado para reducir la interferencia hasta un nivel aceptable. También se puede intentar con una antena más pequeña, o eliminar los diodos D1 a D4, aunque se pierda la protección de Q1.

Con el convertidor de onda larga montado y funcionando correctamente, podremos escuchar toda una variedad de nuevas emisiones de onda larga, como estaciones marítimas, señales de socorro, militares o radioaficionados. ■

Figura 5. El adaptador receptor/DC permite alimentar al convertidor a través de su cable de salida de RF en puntos lejanos. De este modo no es necesario llevar un segundo cable de alimentación hasta el convertidor.



Esta brújula de estado sólido utiliza modernos sensores de efecto Hall para orientarnos e indicarnos el camino a seguir.

BRÚJULA ELECTRÓNICA

Muchos de nosotros conocemos la típica brújula magnética que normalmente se basa en una fina aguja imantada sostenida sobre un pequeño pivote. La aguja, afectada por el campo magnético terrestre se orienta para darnos la indicación del norte, que normalmente coincidirá con el norte magnético. Dicha indicación no es del todo exacta debido al pequeño ángulo de desfase existente entre el norte magnético y el geográfico y que se conoce como ángulo de declinación.

Muchas de las brújulas existentes en el mercado dejan bastante que desear en cuanto a prestaciones, además de que todas ellas, de una u otra manera se ven afectadas por las vibraciones a que sometamos su carcasa y por el rozamiento de la aguja sobre el pivote. Sin embargo gracias a la aparición de detectores de campo magnético de estado sólido, denominados generadores de efecto Hall, podemos construir brújulas fiables y baratas que no incorporan partes móviles, con lo que se eliminan las desventajas de los modelos mecánicos. Debido a esto, nuestro diseño se muestra bastante resistente ante cualquier viaje o excursión que emprendamos, por dura que ésta sea. A su vez, la lectura resulta fácil, rápida y bastante fiable.

La brújula de estado sólido incorpora un único sistema de detección que se encarga de suministrar la in-

formación sobre dos puntos bien definidos, centrados a su vez en el norte magnético, e indicados mediante el destello de un diodo LED. Esto nos permitirá una lectura rápida y precisa. El diseño se aloja en una pequeña caja de material plástico y va alimentado por una pila estándar de 9 voltios. Como quiera que el circuito sólo se alimenta a la hora de hacer una lectura, la vida de la batería se prolonga apreciablemente.

El circuito

El desarrollo de una brújula magnética con sensor de estado sólido se ha hecho posible gracias al fenómeno conocido como efecto Hall, el cual fue descubierto en 1879 por Edwin Hall, quien observó que se producía una pequeña tensión en los extremos de una laminilla de oro por la que circulaba una pequeña corriente y que estaba expuesta a los efectos de un campo magnético. Hoy día, la moderna tecnología nos brinda la posibilidad de disponer de dispositivos de efecto Hall de pequeño tamaño y realmente asequibles, no por ello menos capaces de detectar el débil campo magnético terrestre.

En la figura 1 podemos ver la filosofía de un sensor de efecto Hall, compuesto por una pequeña capa de material semiconductor y sobre

el que se hace circular una pequeña corriente de polarización. La salida de este dispositivo es de una pequeña tensión obtenida en los extremos del material conductor, que se hará prácticamente nula en ausencia de campo magnético. Si colocamos el sensor de forma que el flujo magnético atraviese el material polarizado en un ángulo determinado, observaremos una pequeña salida de tensión que será directamente proporcional al campo magnético que la produzca. Además de esto, la salida será también proporcional al ángulo formado entre las líneas de fuerza y el plano sensor. La salida máxima del generador de efecto Hall se dará cuando las líneas de fuerza que lo atraviesan formen un ángulo recto entre el frontal de éste y la dirección de aquéllas, y por el contrario será nula cuando las líneas de fuerza sean paralelas al frontal del sensor.

El sensor de efecto Hall ha sido también mejorado con la incorporación al mismo de un amplificador CC de alta calidad. Éste nos suministra una salida lineal de tensión lo suficientemente sensible como para reaccionar ante el campo magnético terrestre (aproximadamente $1/2$ Gauss).

Centrándonos en el esquema de la figura 2, vemos que los sensores de efecto Hall (IC3 e IC4) son dispositivos lineales de tres patillas alimentados por una tensión de 5 vol-

tios la cual se obtiene un regulador colocado al efecto (IC1). La salida de cada uno de los sensores es una tensión CC que varía linealmente alrededor de un valor en reposo de 2,5 V., según variemos a su vez la posición de éstos con respecto al campo magnético. La sensibilidad típica de estos sensores es de 1,3 mV. por Gauss.

El haber colocado dos generadores de efecto Hall en el circuito nos proporciona una doble sensibilidad. Ambos se han colocado en direcciones opuestas de forma que cuando se produzca un giro de la brújula, la salida de uno de ellos será positiva y la del otro negativa.

La tensión diferencial presente en bornes de salida de los generadores será así función de la dirección e intensidad del campo magnético. Dicho voltaje de salida alimenta a un amplificador diferencial (IC2-a). Como consecuencia de ello, la salida de IC2-a (pin 1) será mínima (nula) cuando la brújula apunte al norte magnético, y máxima cuando lo haga al polo sur.

La variación de tensión en la salida de IC2-a es demasiado pequeña como para poder percibir el momento en que ésta se hace nula al girar el sensor. Es por esto por lo que vamos a usar IC2-b como amplificador

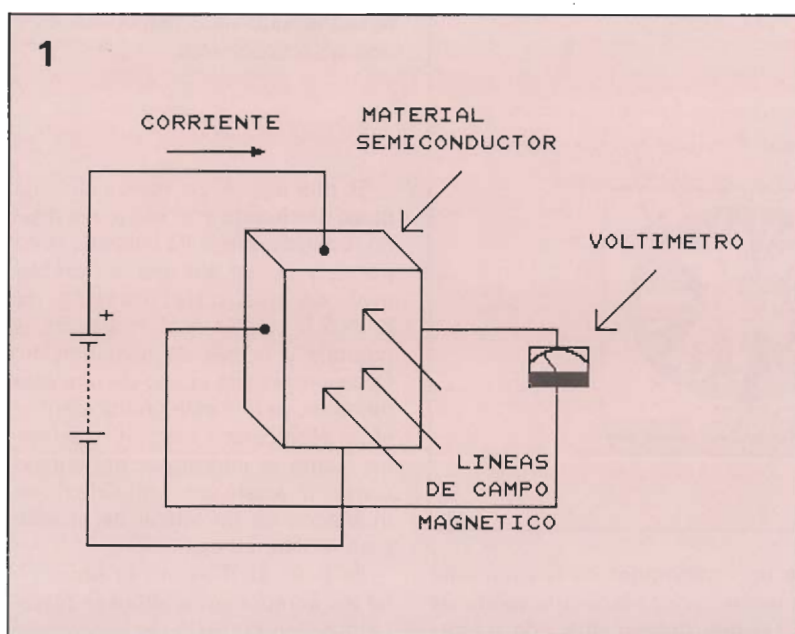


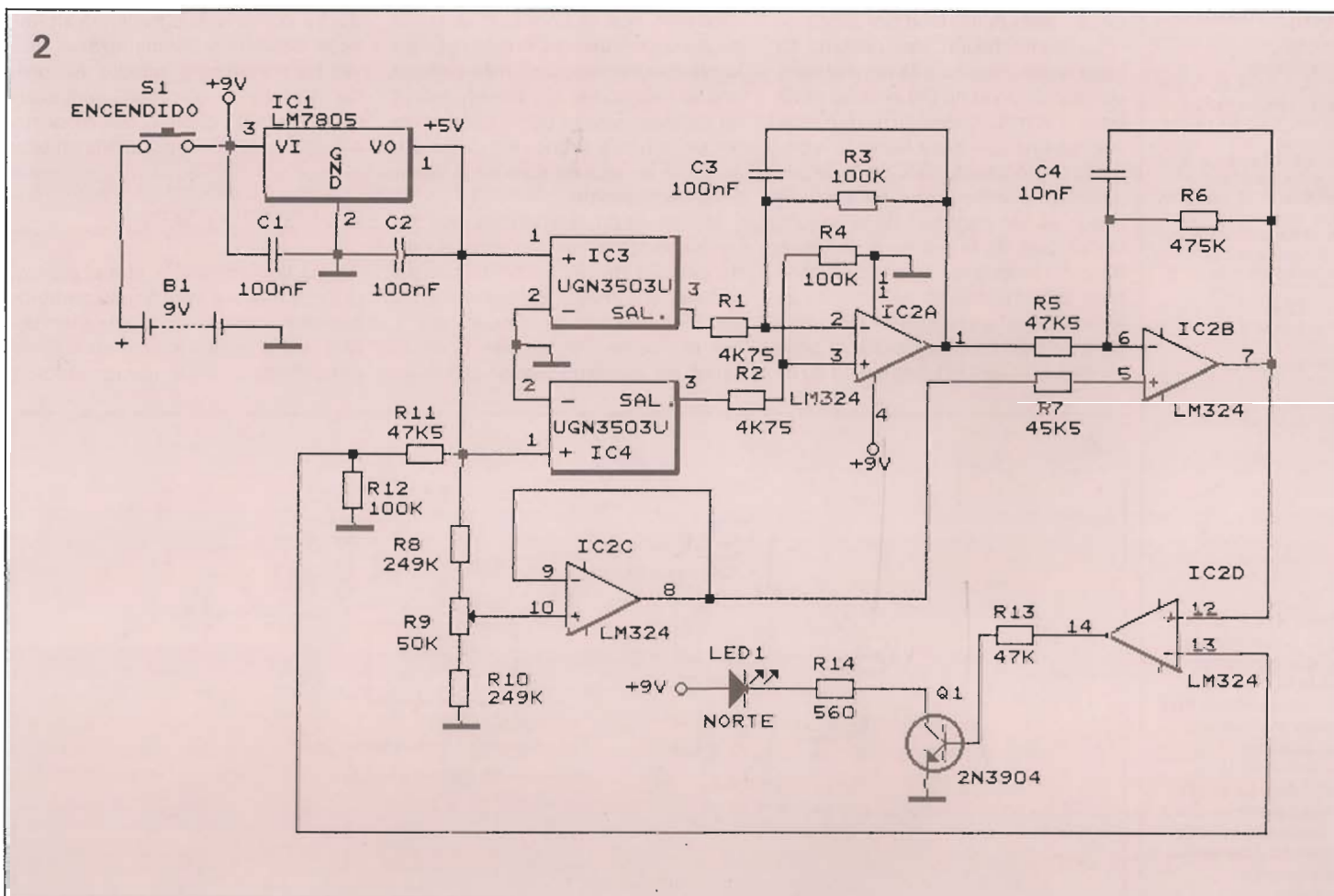
Figura 1. El sensor de efecto Hall está basado en una pequeña lámina de material semiconductor por la cual fluye una corriente de polarización. La tensión presente en los extremos de dicha lámina es nula en ausencia de campo magnético. Si la situamos dentro de un campo magnético, dicha tensión será directamente proporcional a la intensidad de este campo.

inversor con ganancia 100, de manera que se incremente el voltaje y la variación sea perceptible. La tensión CC de referencia viene dada por el potenciómetro de precisión R9, que actúa como ajuste de sensibilidad, y el seguidor de tensión IC2-c, lo cual permite ajustar la salida obtenida en la patilla 7 de IC2-b.

El operacional IC2-d se usa aquí como comparador de tensión, con

un voltaje de 3,4 V. en su entrada negativa. Así que cuando la salida de IC2-b que alimenta la entrada positiva de IC2-d supera el nivel de referencia de 3,4 V., la salida de IC2-d (pin 14) pasa a nivel alto, polarizando directamente al transistor Q1, el cual conmuta, haciendo que se ilumine el LED 1 para indicar que la tensión ha sobrepasado el nivel de referencia del pin 7 de IC2-b. El uso

Figura 2. El montaje de dos generadores de efecto Hall duplica la sensibilidad del circuito. Los dos sensores van orientados en oposición con lo que un giro de la brújula hace que en uno de ellos haya una variación positiva de tensión, mientras que en el otro ésta será negativa.



3

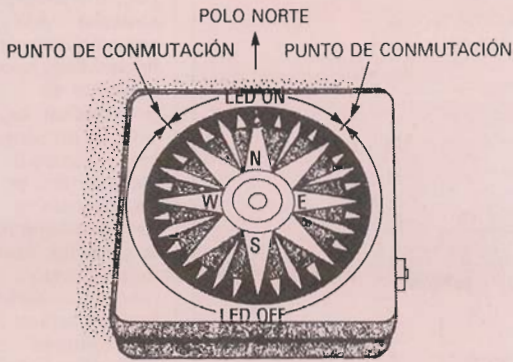


Figura 3. Al girar la brújula completamente (360°), sólo se iluminará en un pequeño arco. El Norte magnético estará situado en el centro de dicho arco.

Lista de componentes

Resistencias:
 R1, R2: 4759 Ω, 1 por 100, película metálica
 R2, R4, R12: 100 K, 15, pel. met.
 R5, R7, R11: 47,5 K, 1 por 100, pel. met.
 R6: 475 K, 1 por 100, pel. met.
 R8, R10: 249 K, 1 por 100, pel. met.
 R9: potenciómetro de 50 K
 R13: 47 K
 R14: 560 Ω

Condensadores:
 C1-C3: 100 nF, disco cerámico
 C4: 10 nF, disco cerámico

Figura 4. Esquema de la ubicación de los componentes sobre la placa. Los dos generadores Hall deben montarse en oposición y perfectamente paralelos. La patilla 1 del sensor queda a la izquierda cuando miramos éste por el lado escrito (marcado).

de un comparador de tensión para detectar los cambios a la salida de IC2-b nos proporciona dos márgenes bien definidos, con lo cual la determinación del polo norte se hará de una forma más precisa.

Como podemos ver en la figura 3, el diodo LED se iluminará al girar la brújula durante un pequeño arco, permaneciendo apagado el resto del recorrido de dicho giro de 360°. El control de sensibilidad (R9) nos permite ajustar la anchura de dicho arco. Una vez que determinemos los dos puntos de conmutación del LED, el polo norte se encontrará en el centro del arco delimitado por éstos.

La alimentación del circuito se hace mediante una pila normal de 9 voltios, el consumo del circuito es de unos 25 mA., y debido a que éste sólo se energiza para hacer la lectura correspondiente, la vida de la pila es relativamente larga; en caso de hacer un uso continuo de la brújula, la duración de la pila será de varias horas. La estabilización necesaria para la alimentación del circuito se logra usando un regulador integrado de 5 voltios. En caso de que la batería esté baja, el LED disminuirá su in-

tensidad, pudiendo llegar incluso a apagarse totalmente.

Construcción

El montaje, si se realiza en una placa de circuito impreso (cuyo diseño facilitamos) resulta bastante compacto, y puede alojarse sin problemas en una caja plástica de 6,5 x 2,5 cm., la cual contendrá el montaje y la pila de alimentación. Desaconsejamos el uso de una caja metálica, ya que ésta podría atenuar el ya débil campo magnético terrestre. Tanto el interruptor del equipo como el ajuste de sensibilidad van montados en un lateral del mismo para facilitar su operación.

En la figura 4 vemos la situación de los componentes sobre la placa. La posición correcta de los componentes polarizados, especialmente los sensores, es de suma importancia. El correcto funcionamiento de la brújula depende en gran manera del exacto posicionamiento de los sensores, que como vemos en la figura 4, van perfectamente paralelos y en sentido opuesto. Fíjese que la orientación de los sensores se base en que al mirarlos de frente a la cara donde van marcados, la patilla 1 quedará a la izquierda del mismo. Debemos colocarlos perfectamente alineados con el borde de la placa de circuito impreso. De esta manera la orientación resultará más precisa una vez alojado el circuito en la caja de montaje. Use la orientación «norte» de la figura 4 para ajustar la posición, a la hora de colocar la placa en su alojamiento.

Varias de las resistencias que lleva montadas el circuito son del tipo de película metálica, con lo que se obtiene una mayor estabilidad ante cambios bruscos de temperatura, y con ello se reduce también la necesidad de ajustarlo periódicamente.

Las resistencias normales (carbón) no deben usarse como sustitutas de las de tipo metálico, debido a su menor estabilidad. Otra buena idea es usar un zócalo para el circuito integrado. Es recomendable que el interruptor sea de tipo pulsador miniatura sin enclavamiento, con lo que evitaremos dejarnos conectado el circuito cuando terminemos de usarlo. Esto nos evitará la sorpresa de encontrarnos con la batería descargada en el momento más inoportuno. El potenciómetro de ajuste R9 puede situarse también en un lateral accesible de la caja para posteriores ajustes. Podemos usar también un clip de conexión para la batería, eso sí, observando siempre la correcta polaridad.

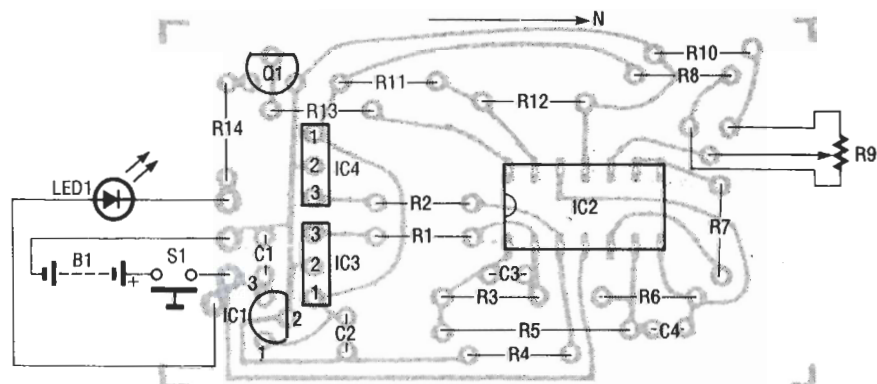
Una vez acabado de montar el circuito le aconsejamos dé un último vistazo en busca de cualquier componente que haya sido erróneamente colocado, un cortocircuito, una soldadura fría, etc. Es mucho mejor intentar buscar ahora los defectos del montaje que lamentarnos después si una vez encendido se niega a funcionar. En la figura 5 podemos ver la brújula una vez terminada.

Podemos usar una fotocopia del diseño de la figura 6 y pegarlo en la parte superior de nuestro prototipo. Para colocar el diodo LED deberemos taladrar la caja, pero con cuidado, ya que muchos materiales plásticos tienden a desmenuzarse una vez les metamos el taladro. No olvide observar la correcta orientación de la placa de circuito con respecto a la caja antes de introducirla en ella.

Comprobación

Una vez conformes con el montaje pasaremos a realizar las comprobaciones de rutina, asegurándonos que la pila a utilizar está en buenas condiciones. Esta comprobación

4



precisa que conectemos un voltímetro en escala de CC entre masa y la salida de IC1. Alimentamos entonces el circuito y deberemos tener una tensión entre +4,75 y +5,25 voltios. La medida de resistencia entre la línea de 5 voltios y masa debe darnos un valor de unos 600 ohmios. La tensión en bornes de la batería no debe ser inferior a 7 voltios con el circuito conectado. Cambie la batería en caso de que ésta esté ya muy gastada.

Mida la variación de tensión en el pin 8 de IC2-c al girar el ajuste de sensibilidad. La diferencia entre la lectura más alta y la más baja debe ser de unos 0,45 voltios. Lo ideal sería que el centro de esta variación correspondiera con la tensión presente en la patilla 1 de IC2.

En caso necesario puede cambiar los valores de R8 y/o R10 de forma que el margen de medida obtenido en el pin 8 de IC2 se aproxime más a la lectura obtenida en el pin 1 del mismo chip. Esto nos proporciona la certeza de poder aproximarnos más al margen de ajuste de sensibilidad del par de generadores Hall que usamos en nuestro montaje.

Una vez que el margen de sensibilidad sea el correcto, giraremos R9 mientras observamos el LED. En un extremo del potenciómetro el LED permanecerá apagado, y en el otro, iluminado; en caso contrario compruebe la correcta orientación del LED así como la del transistor Q1. Verifique que el resto del montaje funciona correctamente girando el ajuste de sensibilidad y observando si la salida de IC2-d conmuta entre cero y la tensión de alimentación. Asegúrese también de la presencia de los 3,4 voltios generados por R11 y R12 en la patilla 13 de IC2-d. Llegados a este punto, y si todo lo demás está bien nos veríamos obligados a cambiar IC2, pero antes de hacerlo le recomendamos comprobar el perfecto estado de todas las soldaduras.

Si el diodo LED opera de forma correcta podemos comenzar a usar nuestra brújula. Antes de nada asegúrese de que no hay campos magnéticos en los alrededores, ni apantallamiento de ninguna clase cerca del prototipo. Mantenga el montaje en posición horizontal, aplique tensión al mismo y ajuste R9 de forma que el diodo quede en el punto en que conmuta de encendido a apagado; es aconsejable esperar 10 segundos para que se estabilice el circuito. Es normal también que el LED parpadee mientras encendemos y apagamos el circuito. una vez ajustado R9 giraremos completamente la brújula (los 360°) observando que

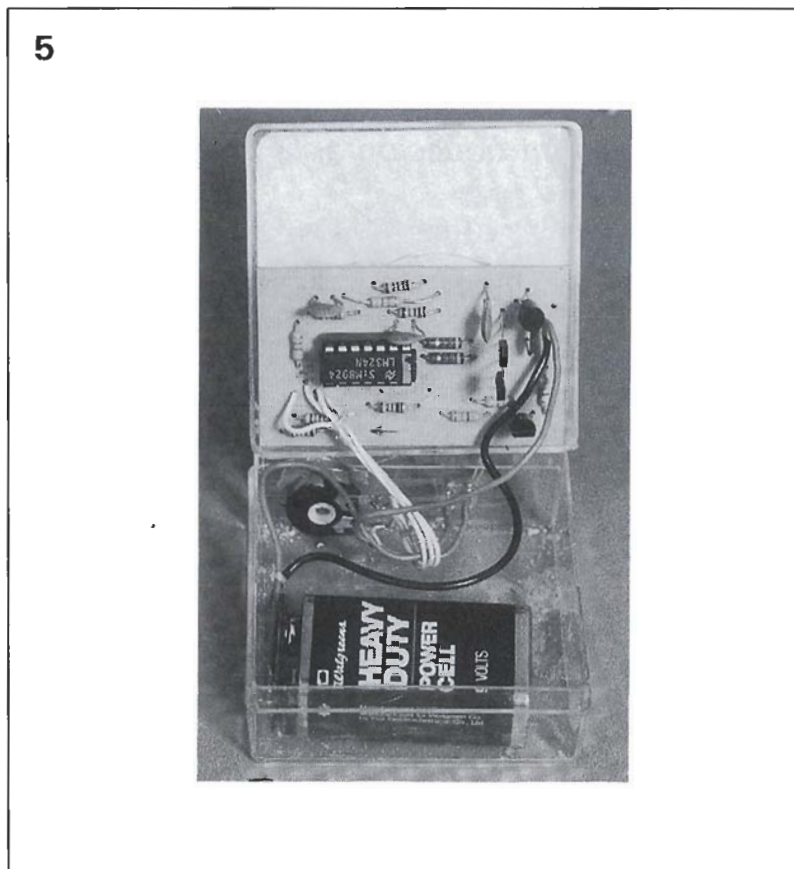


Figura 5. Es conveniente revisar todo el montaje en busca de cortos, soldaduras frías o cables sueltos antes de colocarlo en la caja.

Semiconductores:
 IC1: AN78L05, regulador a 5 voltios
 IC2, IC3: UGN3503U, Generador Hall (Sprague)
 IC4: LM324N, cuádruple amplificador operacional
 LED1: Diodo LED rojo
 Q1: transistor 2N3904

Otros componentes:
 B1: pila alcalina de 9 voltios.
 S1: Pulsador (SPST) normalmente abierto
 Zócalo, clip de batería, caja de plástico, etc.

hay un arco en el que se enciende el LED y en otra parte del giro permanece apagado. Si fuera necesario reajustaríamos levemente R9 para obtener este resultado. El punto óptimo de regulación es aquel en el que el arco de activación es lo más pequeño posible.

Vemos que al girar la brújula hay dos puntos de activación/desactivación. El centro de estos dos puntos nos estará indicando el polo norte magnético, y la rosa de los vientos asociada al montaje indicará entonces los puntos cardinales correspondientes.

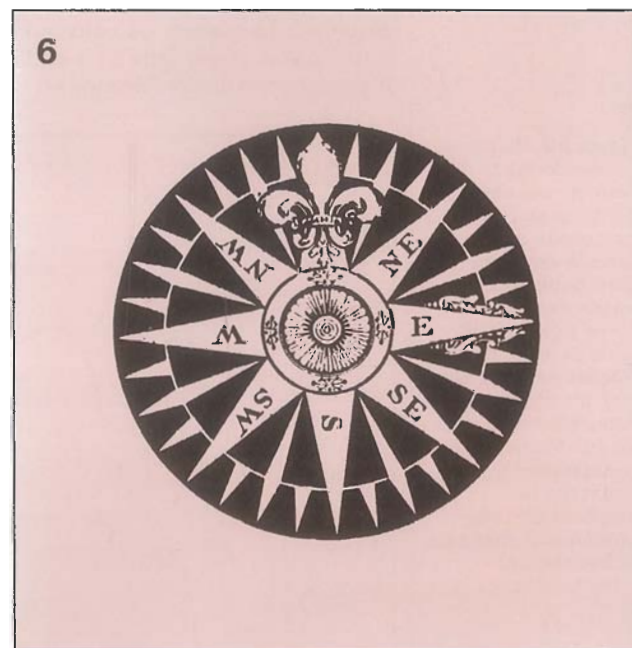
Uso de la brújula

Una de las precauciones más razonables antes de emprender una excursión será cerciorarnos del estado de la batería, e incluso llevar una de repuesto. La descarga de la pila e puede predecir al ver disminuir la intensidad luminosa del LED. Tenga cuidado también de no usar la brújula en las proximidades un fuerte campo magnético o en zonas donde el campo terrestre se pueda ver apantallado por grandes superficies metálicas. Mantenga la brújula en posición horizontal y realice un giro completo mientras observa el LED. Si el LED permanece apagado o encendido durante todo el giro será aconsejable reajustar R9. Espere siempre un mínimo de 10 segundos

para hacer la lectura, con lo que dará tiempo a que se estabilice el circuito. Una vez reajustada la sensibilidad no será preciso un nuevo ajuste a menos que haya una brusca variación de temperatura.

No hemos de olvidar que la brújula electrónica puede destinarse a otros usos aparte del mero indicador de dirección. Ya que este montaje nos indica siempre donde está el norte, puede ser interesante conectarlo a otros equipos electrónicos, como por ejemplo, un robot. **■**

Figura 6. Puede usar una fotocopia de este diseño y pegarla en la parte superior de la caja que contiene la brújula.



La transferencia entre el dominio del tiempo y de la frecuencia puede ayudar a clarificar las características de una señal. En este artículo de la serie se demuestra el análisis de Fourier, utilizando una transformada discreta como introducción al FFT, que se describirá más adelante.

EL LENGUAJE C (IX)

El postulado de los cinco pulgares de Horner: la experiencia varía directamente en función del estado de conservación de los equipos.

Transformada de Fourier utilizando un PC

La impresionante potencia de cálculo de las máquinas de 16 bits, junto con la eficacia incrementada de la transformada rápida de Fourier, hace que el análisis espectral sea una desafiante proposición utilizando un PC. La captura de datos con la rutina gráfica señalada en la parte 2, proporciona una crónica útil en el

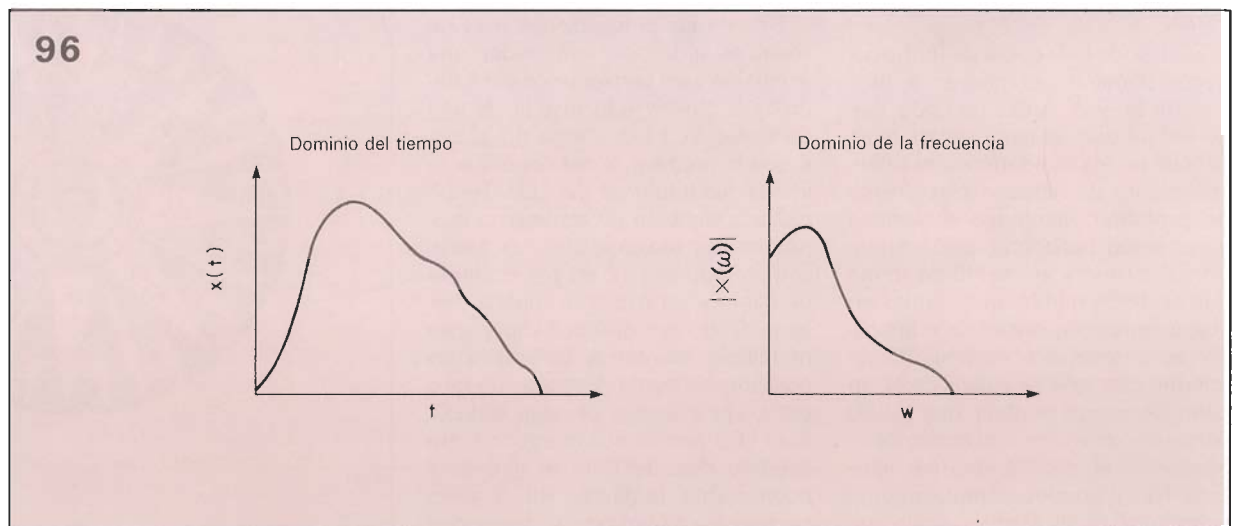
dominio del tiempo de la señal. En ciertas circunstancias, sin embargo, puede ser ventajoso reservar esta información en una forma complementaria y presentarla como una grabación en el dominio de la frecuencia.

Los ingenieros electrónicos utilizan de forma rutinaria las transformadas de Fourier para examinar los efectos del ruido o del ancho de banda en las señales que están siendo procesadas a través de un sistema en concreto. La idea central es muy simple, el análisis espectral descompone una señal en sus frecuencias constitutivas y almacena la amplitud de cada componente en el dominio de la frecuencia. La mayoría de los fenómenos periódicos muestran

unas características interesantes cuando se investigan en términos de frecuencia. En el análisis de señales electrónicas lo más normal es realizar transformaciones desde el dominio del tiempo, al dominio de la frecuencia, aunque existen otras muchas aplicaciones. Entre estas aplicaciones de la transformación, se incluyen el cálculo de la distribución de calor en el núcleo de números aleatorios, análisis de forma de onda en música, análisis de firmas/vibración mecánica, aviónica, oceanografía y muchas otras...

No importa lo poco usual o audaz que sea la aplicación, es realmente el comportamiento de un sistema lineal en el dominio de las frecuencias lo que está siendo examinado. Los

Figura 96. Utilizando la transformada de Fourier, una señal continua $x(t)$ es expresada como una función del tiempo pero también se puede expresar como una función en el dominio de la frecuencia $X(\omega)$. El análisis espectral descompone la señal en sus frecuencias constitutivas y almacena la amplitud de cada una en el dominio de la frecuencia.



sistemas analógicos son predominantemente lineales; si se divide por dos la amplitud de la señal de entrada, o se divide por dos en la señal de salida, no se produce cambio en la forma de la señal. La no linealidad analógica está asociada con armónicos no deseados adicionales —es por esto el interés en los métodos de Fourier. Los sistemas digitales trabajan bien, a pesar de que añaden un alto grado de no linealidad, ciertamente la no linealidad se añade a la robustez del diseño. Investigando las características de una señal, o el comportamiento de un sistema desde una perspectiva diferente, es similar a observar el problema desde otro punto de vista. Hechos que son poco claros o difíciles de comprender en un dominio suelen quedar clarificados en otros. Este es un tema familiar que se ha seguido a través de esta serie... En este capítulo se intenta analizar la forma de realizar el análisis de Fourier utilizando un PC.

Transformada de Fourier Discreta DFT

Se ha elegido como ejemplo inicial, la relativamente sencilla transformada discreta de Fourier, porque se puede programar directamente y porque, conceptualmente, sirve de apuntalamiento para la transformada de Fourier rápida FFT, de la que se hablará más tarde. El objetivo en todo caso, es el de evaluar cuanto energía en la señal, en el dominio del tiempo $x(t)$, se distribuye en el dominio de la frecuencia.

La conmutación entre los dominios necesita de un andamio matemático proporcionado hace casi 200 años por Jean Baptiste Joseph Fourier. Para las señales continuas:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt$$

en la que $X(\Omega)$ = transformada en frecuencia

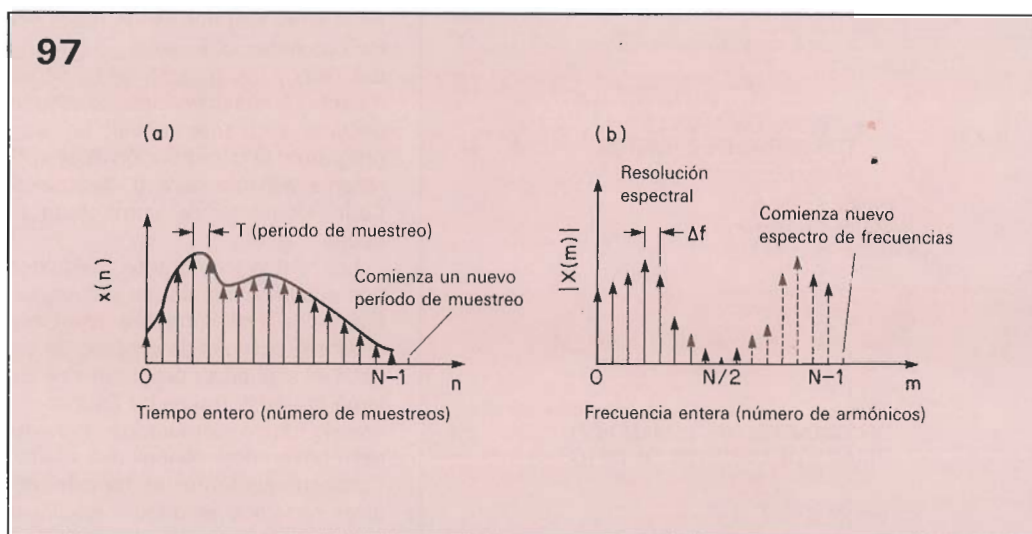
$X(t)$ = a la señal a ser transformada

Ω = variable de frecuencia

t = variable espacial

$j = \sqrt{-1}$

Para realizar la transformada de Fourier en un ordenador digital, la señal continua $X(t)$ se tiene que reemplazar por los muestreos $X(n)$ realizados por el convertidor analógico digital. Bajo la transformada discreta de Fourier la integración se reemplaza por la suma ponderada finita:



Hay que asegurarse de comprender la realidad que subyace bajo la abstracción de esta expresión. La transformada discreta de Fourier es una aproximación a la transformada continua de Fourier, conformada por

$$X(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp\left(\frac{-j2\pi mn}{N}\right)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

N muestreos de la señal $x(n)$. Los enteros n y m son análogos a las variables espacial y de frecuencia (t y Ω , respectivamente).

Un método convincente de dirigirse al núcleo del algoritmo está en escribir un software efectivo para describir la transformada. La transformada en frecuencia $X(m)$ es un número complejo formado por los coeficientes real e imaginario:

$$ar(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi mn}{N}\right)$$

$$ai(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi mn}{N}\right)$$

en la que $X(m) = ar(m) - jai(m)$.

En muchas aplicaciones la potencia media cuadrática es la cantidad más significativa. Se visualizará esta, como el módulo elevado al cuadrado de la transformada en frecuencia o, de modo alternativo, como $X(m)$ multiplicado por su conjugado complejo $X^*(m)$. Por ello la potencia media cuadrática se puede escribir como:

$$[X(m)]^2 = [ar(m)]^2 + [ai(m)]^2$$

Como sin duda se habrá podido observar, es sencillo que las matemáticas funcionen en el terreno de la física. Se puede encontrar que esta expresión de la potencia media cuadrática es un refrescante recordatorio de lo que realmente realiza la transformada de Fourier. Si el intervalo entre muestreos en el dominio de tiempo es T segundos, y se capturan N muestreos para el consiguiente proceso en el dominio de la frecuencia, entonces la resolución espectral (δf) es simplemente el número de hercios entre ordenadas en el dominio de la frecuencia. La resolución espectral es un parámetro importante que viene dado por $\delta f = 1/NT$. Para una velocidad de muestreo fija (T), una buena resolución requiere la captura de muchas muestreos de la señal, normalmente $N > 128$. La transformada de Fourier discreta calcula la magnitud de (potencia media cuadrática) de cada componente en frecuencia desde $m = 0$ (CC) hasta $m = \delta t$ veces N (la frecuencia de muestreo). Cuando se corre el programa del listado 1 para comprobar el algoritmo, hay que señalar que desde la CC hasta la mitad de la frecuencia de muestreo son distintas. Las frecuencias mayores al doble de la frecuencia de muestreo son imágenes enlazadas a la línea $fs/2$.

Desarrollo y explicación del programa

El listado 1 demuestra los principios, las complicaciones de la captura truncada de datos se han evitado generando una forma de onda de forma sintetizada —en este caso un ciclo completo de onda seno. Esta es almacenada como ocho muestreos

Figura 97. El diagrama en (a) son los datos muestreados de la señal representados por N muestreos, cada una de ellas separada por un intervalo de muestreo T . El espectro discreto de Fourier se puede ver en (b), en este la resolución espectral δf es el intervalo de muestreo. Por ejemplo, utilizando el Microsoft C y el convertidor AD7820, la frecuencia de muestreo utilizada fue de 50 KHz. Capturando 128 muestreos, la resolución espectral fue de 312,5 Hz, por ello, una onda senoidal de 625 Hz se representa como una simple ordenada en el tercer armónico.

Listado 1.

```

/ ***** /
/*  TRANSFORMADA DFT  */
/*  ELEMENTAL DE 8 PUNTOS  */
/ ***** /

#include <stdio.h>
#include <math.h>
#define PL 3.14159
main()
{
int m, n;
double real_sum, imag_sum, mean_sq_
power;
float x [8];
/ *
DECLARACION DEL TAMAÑO DEL
ARRAY Y DE LOS TIPOS DE DATOS
----- */

for (n = 0; n <= 7; n++)
{
x [n] = sin (2 * PI * n/8);
}
/ *
DATOS SINTETIZADOS, EL
ALGORITMO DFT COMIENZA AQUÍ
----- */

for (m = 0; m <= 7; m++)
{
real_sum = 0;
imag_sum = 0
mean_sq_power = 0;
for (n = 0; n <= 7; n++)
{
real_sum += x [n] * cos (2 * PI * m * n/8)/8;
imag_sum += x [n] * sin (2 * PI * m * n/8)/8;
}
mean_sq_power = pow (real_sum, 2) +
pow (imag_sum, 2);
}
/ *
CALCULO DE LA POTENCIA MEDIA
CUADRÁTICA Y SUMA DE LOS
COEFICIENTES REALES E IMAGINARIOS
----- */

printf ("%d\t%f\t%f\t%f/n", m,
real_sum,
imag_sum, mean_sq_power);
}
/ *
PRINT:m ar(m) ai(m) mean sq. power
----- */
}

```

en el array x[n] que se identifica por los corchetes cuadrados. El tamaño del array y los tipos de datos de los miembros almacenados se deben declarar con anterioridad. En este programa, la construcción float x[8] reserva espacio para 8 decimales. Cada elemento de coma flotante ocupa 4 bytes.

Los datos capturados, seguidos por el almacenamiento secuencial, figuran de forma prominente en muchas aplicaciones de proceso de señal. Los siguientes programas calcularán la transformada de Fourier utilizando datos capturados a través del convertidor analógico a digital. Consecuentemente, el tamaño del array reclarado se deberá modificar para acomodarse al incremento en el número de muestreos, normalmente 256 o más. El almacenamiento en tiempo real de datos frecuentemente requiere elevadas frecuencias de muestreo, por ello la estructura del software se deberá mejorar mediante el almacenamiento de la salida del convertidor analógico a digital en un array del tipo declarado int. Esta construcción más primitiva representa cada elemento almacenado utilizando solamente 2 bytes,

esto es, asegurando una mayor velocidad de proceso.

Para comprar, se incluye un programa en BASIC para el almacenamiento de datos, junto con la construcción equivalente en C. Los dos se han complementado con textos de comentario para ayudar a su entendimiento. Volviendo al listado 1, el término exponencial en la transformada discreta de Fourier se expande para expresar X(m) como la suma de los coeficientes reales e imaginarios; ar(m) y ai(m) —denominados en el programa real_sum e imag_sum respectivamente.

Para calcular la potencia media cuadrática, hay que hallar el cuadrado de los coeficientes real e imaginario antes de evaluar la suma. Es sorprendente que esto puede representar un problema en C. Como aproximación se puede presentar la ecuación $mean_sq_power = real_sum * real_sum + imag_sum * imag_sum$. Esto es correcto pero muy laborioso.

Afortunadamente, Microsoft C incluye la función pow(), la cual es una contracción de power (potencia). Una inspección del programa debería dejar claro que la construcción

TABLA 1
ESTE ES EL RESULTADO DE LA TRANSFORMADA DE FOURIER
UTILIZANDO UN CALCULO DE 8 PUNTOS DFT

Muestra n.º	ar (m)	ai (m)	potencia cuadrática media
0	0	0	0
1	0	0,5	0,25
2	0	0	0
3	0	0	0
4	0	0	0
5	0	0	0
6	0	0	0
7	0	-0,5	0,25

Listado 2

Estructura del almacenamiento de datos

```

(a)Anatomia del programa Basic
DIRECCION DE BASE DE LA TARJETA
E/S
DECLARACION DEL TAMAÑO PARA LA
ESTRUCTURA DE DATOS
120 FOR N = 0 TO 255
130 OUT BGASE + 2, 0 : REM START
INICIO DE LA CONVERSION
140 X (N) = INP (BASE + 2): REM READ
I/P
150 NEXT N

```

(b) Construcción comparable utilizando C

```

#define BASE 768
int x [256];

```

```

/ *
DECLARACION DEL TAMAÑO
DEL ARRAY Y DEL TIPO DE DATO,
SELECCIONANDO EL PRIMITIVO «INT»
SE ASEGURA UNA MAYOR VELOCIDAD
----- */

for (n = 0; n <= 255; n++)
{
outp (BASE + 2, 0);
}
/ *
INICIO DE LA CONVERSION
----- */

x [n] = inp (BASE + 2);
/ *
LECTURA DEL CONVERTIDOR Y
ALMACENAMIENTO SECUENCIAL
DE LOS DATOS
----- */
}

```

pow(real_sum, 2) realiza el cuadrado de la variable real_sum. Hay que señalar que tanto mean_sq_power como el real_sum se declaran como dobles. El efecto de correr el programa se puede ver en la tabla 1.

Análisis espectral gráfico

La observación de las columnas de las figuras pronto se convierte en una tarea tediosa, además los analizadores de espectro comerciales suelen representar el espectro de frecuencia calculado de forma gráfica. El siguiente ejemplo —una simple modificación del listado 1— está diseñado para correr sobre un equipo dotado de un monitor de color y una

tarjeta EGA. Hay que considerar este programa como un banco de pruebas, una oportunidad para consolidar los conocimientos y ver la transformada de Fourier en acción. Como es frecuente, el desarrollo del programa se ve simplificado por el diseño de abajo hacia arriba ya que la intención es la de añadir gráficos de color al conocido comprobado algoritmo DTF.

Sin embargo, en este punto, la complicación de la captura de datos en tiempo real se obvia. En su lugar, los datos muestreados se generan de forma sintética dentro del PC. Las razones de esto son realmente prácticas. Es fácil simular la salida del convertidor analógico a digital sin la confusión del hardware externo y confiar todavía en las características de la señal muestreada. Además, el Microsoft C dispone de rico conjunto de funciones matemáticas que se pueden explotar para generar una amplia variedad de señales de entrada.

Listado

```

/ ..... /
/* INTRODUCCION A LA DFT */
/* CON LOS GRAFICOS DE COLOR */
/ ..... /
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include <graph.h>
#define PI 3.14159
main()
{
struct videoconfig screen_size;
int N, n;
double m;
double real_sum, imag_sum, mean_sq_
power, rms;
float x [128];
start:_settextposition (20,20)
printf ("Select No. of samples (128 max)");
scanf ("%d", &N);
/ .....
INTRODUCIR NUMERO DE MUESTREOS
..... /

_setvideomode (_DEFAULTMODE);
_setvideomode (_HRES16COLOR);
/ .....
MODO EGA
..... /

_clearscreen (_GCLEARSCREEN);
_setbkcolor (_GRAY);
_getvideoconfig (&screen_size);
_setlogorg (screen_size.numxpixels/4,
screen_size.numypixels/2);
_moveto (0, 0)
_lineto (320, 0);
_moveto (0, 0);
_lineto (0, -90);
/ .....
DIBUJAR LOS EJES X & Y
..... /

_settxcolor (3);
_settextposition (4, 8);
_outtext ("r.m.s. power");
_settextposition (14, 50);
_outtext ("Frequency (Hz)");
/ .....
COLOR Y POSICION DEL TEXTO
..... /

```

```

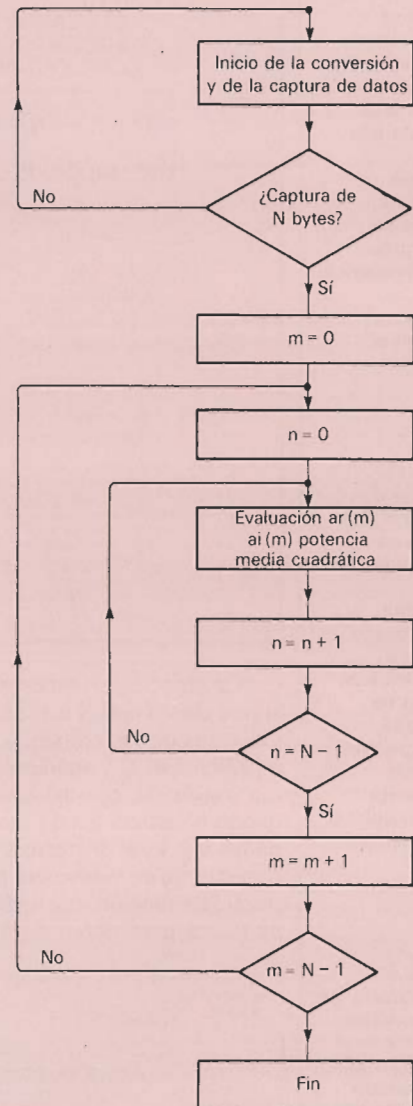
for (n = 0; n <= (N - 1); n++)
{
/ .....
COLOCAR LOS DATOS SINTETIZADOS
AQUI
VER EL TEXTO PARA LAS
SUGERENCIAS
..... /
}
for (m = 0; m <= (N - 1); m++)
{
real_sum = 0;
imag_sum = 0;
for (n = 0; n <= (N - 1); n++)
{
real_sum += x[n] * cos (2 * PI * m * n/N)/N;
imag_sum += x[n] * sin (2 * PI * m * n/N)/
N;
}
mean_sq_power = pow (real_sum, 2) +
pow (imag_sum, 2);
rms = sqrt (mean_sq_power);
/ .....
OBTIENE LA RAIZ CUADRADA DE LA
POTENCIA MEDIA CUADRATICA PARA
MEJORAR LA VISUALIZACION GRAFICA
..... /
_setcolor (14);
_moveto (320 * m/N, 0);
_lineto (320 * m/N, -100 * rms);
/ .....
DIBUJA Y PONE A ESCALA
EL ESPECTRO DE FRECUENCIA
..... /
}
goto start;
}

```

El sistema lógico de coordenadas

La librería gráfica de Microsoft C se contiene en el fichero de cabecera graph. h. Este fichero soporta sistemas de dos coordenadas para identificar una posición determinada de un pixel. La utilización realizada hasta ahora del sistema físico de coordenadas en los programas gráficos vistos anteriormente restrin-

98



99

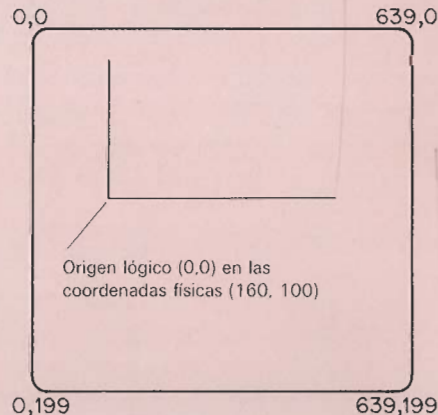


Figura 98. Este diagrama de flujo describe la transformada DFT elemental de 8 puntos.

Figura 99. Seleccionando el modo de vídeo _HRES16COLOR se obtienen 640 x 200 pixels. La función _setlogorg (screen_size x numxpixels/4, screen_size x numypixels/2) mueve el origen lógico de coordenadas (0,0) a (160,100).

Figura 100. Utilizando el software para generar diez ciclos completos de una onda seno muestreada se produce un simple impulso ponderado de energía en el que $m = 10$, con una imagen unida a la mitad de la frecuencia de muestreo. Este componente se puede interpretar como una frecuencia negativa normalmente asociada con el análisis clásico.

100

Listado 3

```

/* -----
UTILIZANDO ESTA FUNCION
DE GENERACION LOS GRAFICOS
CONCUERDAN CON LA TEORIA
----- */
for (n = 0; n < (N - 1); n++)
{
x [n] = sin (20 * PI * n/N);
}

```

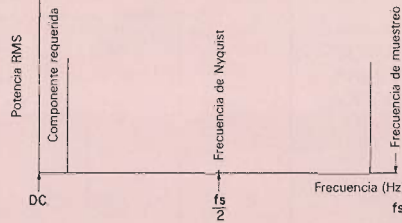
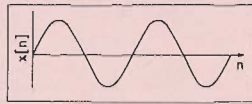


Figura 101. La transformada de Fourier trata cada conjunto de datos como periódico, por eso, la discontinuidad debida al proceso de un número no entero de ciclos se convierte en un aumento de la amplitud espectral. Conocido más evocativamente como efecto «picket fence» o «pérdida».

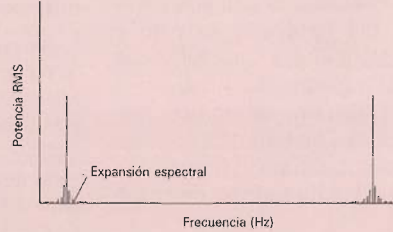
101

Listado 4

```

/* -----
ESTA FUNCION DE GENERACION
DEMUESTRA EL EFECTO DE
EXPANSION DEL ESPECTRO
----- */
for (n = 0; n <= (N - 1); n++)
{
x [n] = sin (19.9 * PI * n/N);
}

```



gían la atención al uso de valores positivos de los ejes X e Y. Este programa extiende los comandos gráficos de Microsoft C y manipula el sistema lógico de coordenadas. Examinando el listado 2 con atención, se podrá ver que se necesita algo de tratamiento de vídeo para poder empezar. La función _getvideoconfig() se utiliza para obtener información

sobre el entorno gráfico actual. En este caso, la información sobre la configuración (número de pixels a lo largo de los ejes x e y) se contiene en la variable screen_size. Para colocar el origen lógico (el punto 0, 0) en una posición de pixel específica en la pantalla, se utiliza la función _setlogorg(). La figura 102 contiene detalles importantes sobre el modo

de vídeo _HRES16COLOR formado por 640 x 200 pixels, con dieciséis colores en la pantalla. Una vez que se ha establecido el origen, el incremento de x mueve el pixel de forma horizontal desde la izquierda hacia la derecha a través del monitor. Pero el incremento de y mueve el pixel de forma vertical hacia abajo, lo que no es muy convencional desde el pun-

Figura 102. Generación, de forma sintetizada, de una onda cuadrada de muestreo con el ancho de pulso igual a 1/8 del periodo total. La envolvente espectral es continua y rica en componentes de baja frecuencia. La señal se ve caracterizada por un número infinito de armónicos, pero ciertas ventanas de frecuencia no contienen energía espectral.

102

Listado 5

```

/* -----
FORMA EN LA QUE UNA FUNCION
DISCONTINUA EN EL DOMINIO
DEL TIEMPO PASA A UNA
TRANSFORMADA DE FOURIER
CONTINUA
----- */
for (n = 0; n <= (N - 1)/8; n++)
{
x [n] = 5;
}
for (n = (N - 1)/8; n <= (N - 1); n++)
{
x [n] = 0;
}

```

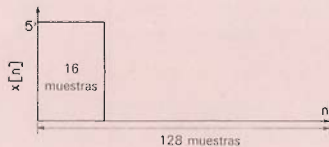


Figura 103. Disminuyendo la amplitud del pulso se reduce la amplitud de la energía espectral y se extiende la respuesta en frecuencia, demostrando la necesidad de un gran ancho de banda en circuitos con pulsos de alta frecuencia.

103

Listado 6

```

/* -----
LOS PULSOS ESTRECHOS OCUPAN
UN GRAN ANCHO DE BANDA
----- */
for (n = 0; n <= (N - 1)/16; n++)
{
x [n] = 5;
}
for (n = (N - 1)/16; n <= (N - 1); n++)
{
x [n] = 0;
}

```

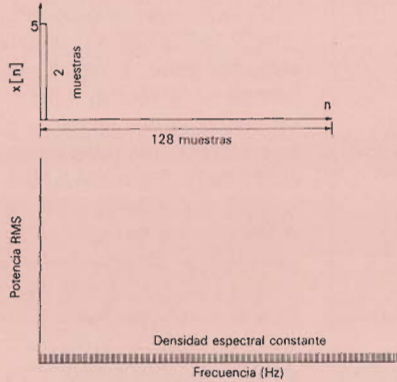


Listado 7

```

/* -----
  * ESTA FUNCION DE GENERACION
  * TIENE APLICACION CUANDO
  * SE PROCESA RUIDO ALEATORIO
  * ----- */

for (n = 0; n <= (N - 1)/64; n++)
{
  x[n] = 5;
}
for (n = (N - 1)/64; n <= (N - 1); n++)
{
  x[n] = 0;
}
    
```



Listado 8

```

/* -----
  * SEÑAL EXPONENCIAL AMORTIGUADA
  * ----- */

for (n = 0; n <= (N - 1); n++)
{
  a = 0.0392156;
}
/* -----
  * EL FACTOR DE AMORTIGUACION a
  * ES LA INVERSA A LA CONSTANTE
  * DEL TIEMPO
  * ----- */

x[n] = 2 * 3xp(-a * n);
}
    
```

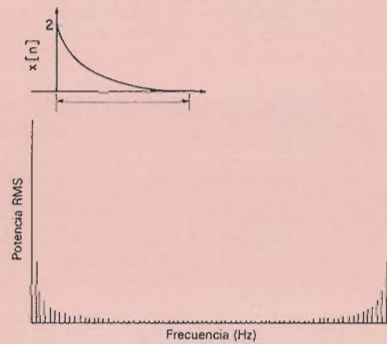


Figura 104. Con una reducción progresiva del ancho de pulso mediante la modificación del bucle FOR se obtiene una buena aproximación a la función de impulso. Procesando mediante la DFT se puede ver que la energía espectral es constante en el dominio de la frecuencia.

Figura 105. Procesando un pulso a través de un sistema de ancho de banda limitado, el sistema introduce un redondeamiento de los extremos inicial y final. El listado 8 genera una función exponencial amortiguada, el factor de amortiguamiento se elige para permitir que el pulso caiga al valor cero para $N = 128$. Se puede intentar disminuir la constante de tiempo, observando la amplitud del espectro.

to de vista matemático. Esto explica el motivo por el que la coordenada y está precedida de un signo negativo (-) en la función lineto().

Aplicación del programa DFT

El procesamiento de señales digitales puede proporcionar todavía algunas sorpresas para el incauto. Se puede utilizar este simple programa de DFT con el programa gráfico como un entorno controlado con el que comprender algunas de las limitaciones del ordenador que se está utilizando y del convertidor analógico a digital.

En el mundo real es improbable que se capture el número completo de señales de entrada, truncando así de forma deliberada los datos de entrada y observando los efectos en el espectro calculado. Hay que ser inquisitivo e incrementar el número de muestreos para observar si resulta de esto alguna mejora. Hay que ver de cerca las características y el espectro de sinusoides y de formas de onda de impulsos repetitivos y reconocer que las señales continuas como las ondas seno se encuentran caracterizadas por espectros de frecuencia no continuos, la energía espectral se concentra en un punto simple de frecuencia. Al contrario,

las funciones no continuas como las ondas cuadradas, las cuales cambian de forma abrupta con el tiempo, tienen una envolvente espectral continua. Se puede utilizar el software para generar pulsos aislados y observar el espectro. Reduciendo el ancho del pulso se puede observar cómo la energía espectral se comienza a extender en el dominio de la frecuencia.

Es realmente muy notable lo que se puede obtener con unas pocas líneas de software imaginativo. Los ejemplos siguientes intentan desarrollar un instinto para el análisis espectral. Con ellos se intenta que el lector experimente y adquiera un sentimiento sobre la forma de cada transformada y cómo se comporta. Cada una de las siguientes funciones están generadas por software y los datos pseudo-muestreados se almacenan en el array $x[n]$ antes de ser procesados utilizando el programa del listado 2.

Cómo mejorar la aritmética utilizando la transformada de Fourier rápida

Correr al programa del listado 2 puede resultar divertido, pero la DFT tiene sus limitaciones y probable-

mente el lector puede haber advertido que el tiempo de proceso se incrementa según aumenta el número de muestreos. La complejidad de los cálculos es proporcional a N^2 en donde N es el número de muestreos. Se espera que el lector sera crítico y que examine con cuidado la pantalla del espectro calculado, particularmente cuando se procesan un número de ciclos no entero (listado 4). La amplitud espectral era un problema evidente que se podía reducir simplemente aumentando el número de muestreos.

La transformada de Fourier rápida no es una nueva transformada. Es un algoritmo el cual aplicado al conjunto de datos de 2^N muestreos, reduce el número de multiplicaciones de N^2 a $N \log_2 N$. Esto significa una gran

TABLA 2
COMPARACION DEL NUMERO DE CALCULOS NECESARIOS PARA LA DFT Y PARA LA FFT

Número de muestreos	DFT	FFT
N	N^2	$N \log_2 N$
8	64	24
16	256	64
32	1.024	160
64	4.096	384
128	16.384	896
256	65.536	2.048
512	262.144	4.608
1.024	1.048.576	10.240

Figura 106. El programa del listado 9 obtiene una onda seno modulada por una envolvente amortiguada exponencial, generando un modelo en el dominio de la frecuencia de un sistema amortiguado de segundo orden. Se puede examinar los efectos de variar la constante de tiempo.

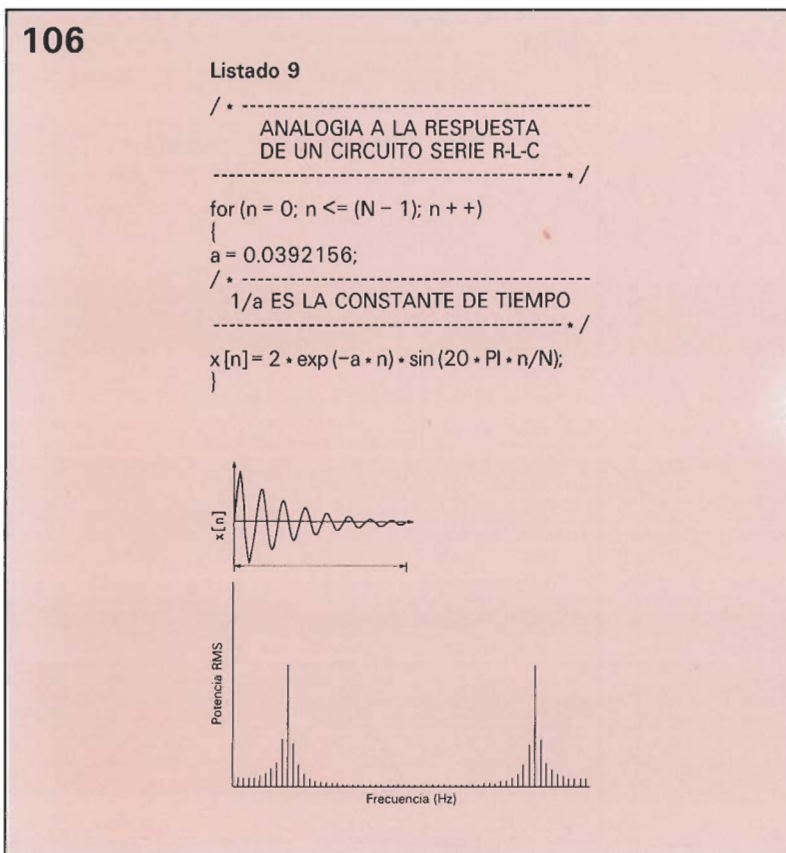
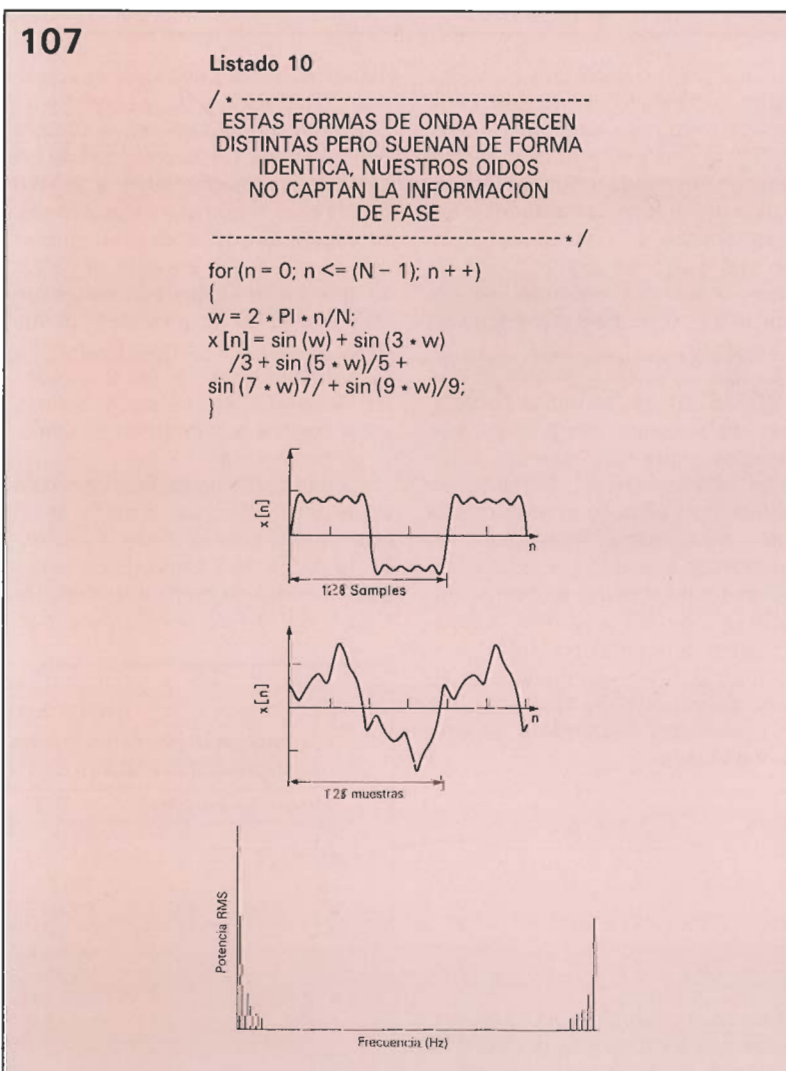


Figura 107. El análisis espectral no contiene información de fase de la señal en el dominio del tiempo. Los listados 10 y 11 generan dos formas de onda aparentemente distintas (a) y (b) respectivamente, que tienen las mismas características espectrales, como se puede ver en (c).



reducción del tiempo de cálculo. Su existencia comenzó a conocerse a mediados del año 1960. Siguió a la teoría de matrices de J. W. Cooley y J. W. Tukey, quienes volvieron a los cálculos de «recorridos» los cuales fueron acometidos originalmente en Los Alamos como parte del proyecto Manhattan. Anteriormente, se ha reconocido que algunos estudiosos habían utilizado la FFT en una época tan temprana como 1942.

¿Cuántas multiplicaciones?

El examen del algoritmo de la DFT, junto con el programa C adecuado, indica que se necesitan aproximadamente N multiplicaciones complejas y casi el mismo número de sumas para calcular el coeficiente de frecuencia para un valor particular m . Como hay $N/2$ componentes espectrales distintas, el número total de multiplicaciones necesarias para calcular el espectro completo es de N^2 . Este es el número considerable de operaciones cuando se trata de una cifra lo suficientemente grande de muestreos, incluso para un PC. Ahora vienen las buenas noticias ya que muchos de los coeficientes calculados son redundantes y se pueden reducir del cálculo. Realizar este cálculo de la DFT a mano es un ejercicio matemático bastante tedioso. Sin embargo, solamente es posible comprender la forma en la que se realizan operaciones internas de la FFT si previamente se conoce la transformada DFT que es más sencilla. La moderna notación tiende a presentar la DFT en la forma:

$$X(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{mn}$$

$$m = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$$

$$W_N = \exp\left(\frac{-j2\pi}{N}\right)$$

Contrariamente a las apariencias, ésta mejora la comprensión y demuestra la redundancia de coeficientes. Para comprender las matemáticas, habrá que considerar el comportamiento del coeficiente complejo W_N para ocho valores muestreados, por ejemplo $N = 8$. W_8 es elevado a la potencia de mn , en donde m y n son enteros en el rango de 0 a 7. La naturaleza repetitiva del algoritmo aparece en el cálculo de W_N^{mn} , la cual, se realiza 64 veces. Sin embargo, el examen de los coeficientes tabulados revela que solamente hay ocho términos distintos, el resultado del

producto entero mm sobre el rango de 0 a 7. Restringiendo el número de muestras a solamente ocho, hace que la confirmación mediante lápiz y papel no sea demasiado costosa. Esto se puede demostrar utilizando un diagrama de Argand (fig. 108) en el que los coeficientes calculados se muestran como fasores rotativos. La multiplicación DFT de 8 puntos de la tabla 3 deberá ayudar a realizar el cálculo. Si se tiene tiempo, se puede utilizar el algoritmo DFT en conjunción con la tabla 3 para confirmar los resultados del listado 1. La transformada de Fourier rápida reconoce que muchos de los cálculos son redundantes y utiliza un proceso de decimalizar para dividir en dos el array de datos hasta que solamente queda una transformada de dos puntos. Mirando al diagrama de flujo de la señal, fig. 109, se puede ver que el efecto del algoritmo ha sido el de mezclar el orden de los datos de salida. Escribiendo los datos de entrada y de salida en forma binaria, puede parecer que la mezcla de los datos no es aleatoria sino una imagen en espejo de la entrada en la que los resultados se encuentran en el orden inverso de bits.

Una vez que se ha cubierto la transformada de Fourier discreta en este artículo, continuaremos en el próximo con transformada de Fourier rápida, incluyendo el uso de un PC como analizador de espectro en tiempo real.

108

Listado 11

```
for (n = 0; n <= (N - 1); n++)
{
  w = 2 * PI * n / N;
  x[n] = sin(w) + sin(3 * w)
    / 3 - sin(5 * w) / 5 +
    sin(7 * w) / 7 - sin(9 * w) / 9;
}
```

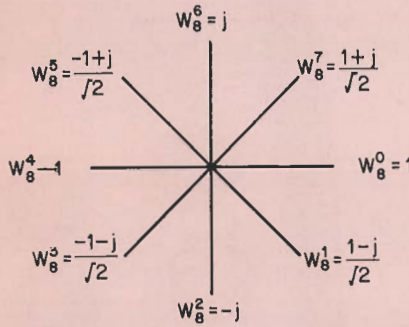


Figura 108. Interpretación geométrica del coeficiente complejo W_8^{mn} como un fador rotatorio.

109

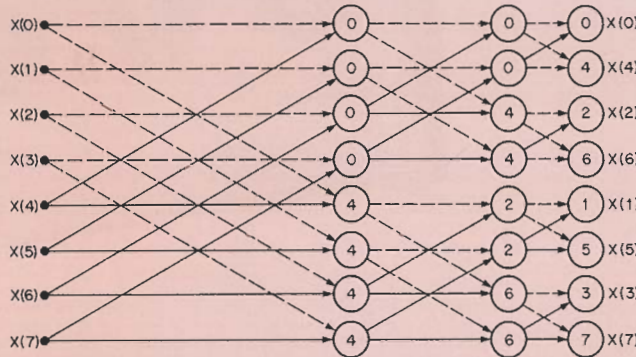


Figura 109. Diagrama de Butterfly para la transformada rápida de Fourier de un array de 8 elementos. Dos líneas entran en cada nodo que se combinan para formar la suma: línea de puntos + (coeficiente del nodo) multiplicada por la línea sólida. Por ejemplo, la salida de la segunda fila, segunda columna es $X(1) + W_0 \times X(5)$. Repetir el procedimiento hasta que la salida procesada aparezca en la columna final.

TABLA 3
EVALUACION DEL COEFICIENTE COMPLEJO, O «LA FORMA DE APRENDER SU TABLA DFT DE OCHO PASOS»

		Valores en m							
		0	1	2	3	4	5	6	7
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	$(\frac{1-j}{\sqrt{2}})$	-j	$(-\frac{1+j}{\sqrt{2}})$	-1	$(-\frac{1-j}{\sqrt{2}})$	j	$(\frac{1+j}{\sqrt{2}})$	
2	1	-j	-1	j	1	-j	-1	j	
3	1	$(-\frac{1+j}{\sqrt{2}})$	j	$(\frac{1-j}{\sqrt{2}})$	-1	$(\frac{1+j}{\sqrt{2}})$	-j	$(-\frac{1-j}{\sqrt{2}})$	
4	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	
5	1	$(-\frac{1-j}{\sqrt{2}})$	-j	$(\frac{1+j}{\sqrt{2}})$	-1	$(\frac{1-j}{\sqrt{2}})$	j	$(-\frac{1+j}{\sqrt{2}})$	
6	1	j	-1	-j	1	j	-1	-j	
7	1	$(\frac{1+j}{\sqrt{2}})$	j	$(-\frac{1-j}{\sqrt{2}})$	-1	$(-\frac{1+j}{\sqrt{2}})$	-j	$(\frac{1-j}{\sqrt{2}})$	

A partir de ahora sus circuitos rayarán la perfección gracias al montaje que ahora le proponemos.



DÉCADA R/C CALIBRADA

Figura 1. El terminal central de un conmutador giratorio se denomina cursor y a los pines de los extremos se les conoce como terminales o posiciones. La caja utiliza conmutadores de un solo cursor o circuito y 12 posiciones, excepto para S13 en el que se precisan dos cursores o circuitos.

Si suele Vd. diseñar sus propios proyectos estará acostumbrado a nadar en un mar de resistencias y condensadores, sin encontrar nunca el valor que precisa en ese momento. Por el contrario la mayoría de los diseñadores profesionales acostumbran a trabajar con precisas cajas de décadas. Supongamos que usted sospecha que el problema de su diseño con operacionales está en una resistencia de realimentación, pero no está seguro de ello. Usted podría simplemente intercalar la caja de décadas en ese circuito. Una vez hecho ésto, se limitaría a ajustar los conmutadores de la misma hasta que dé con el valor adecuado para su montaje. La mayoría de las cajas resisti-

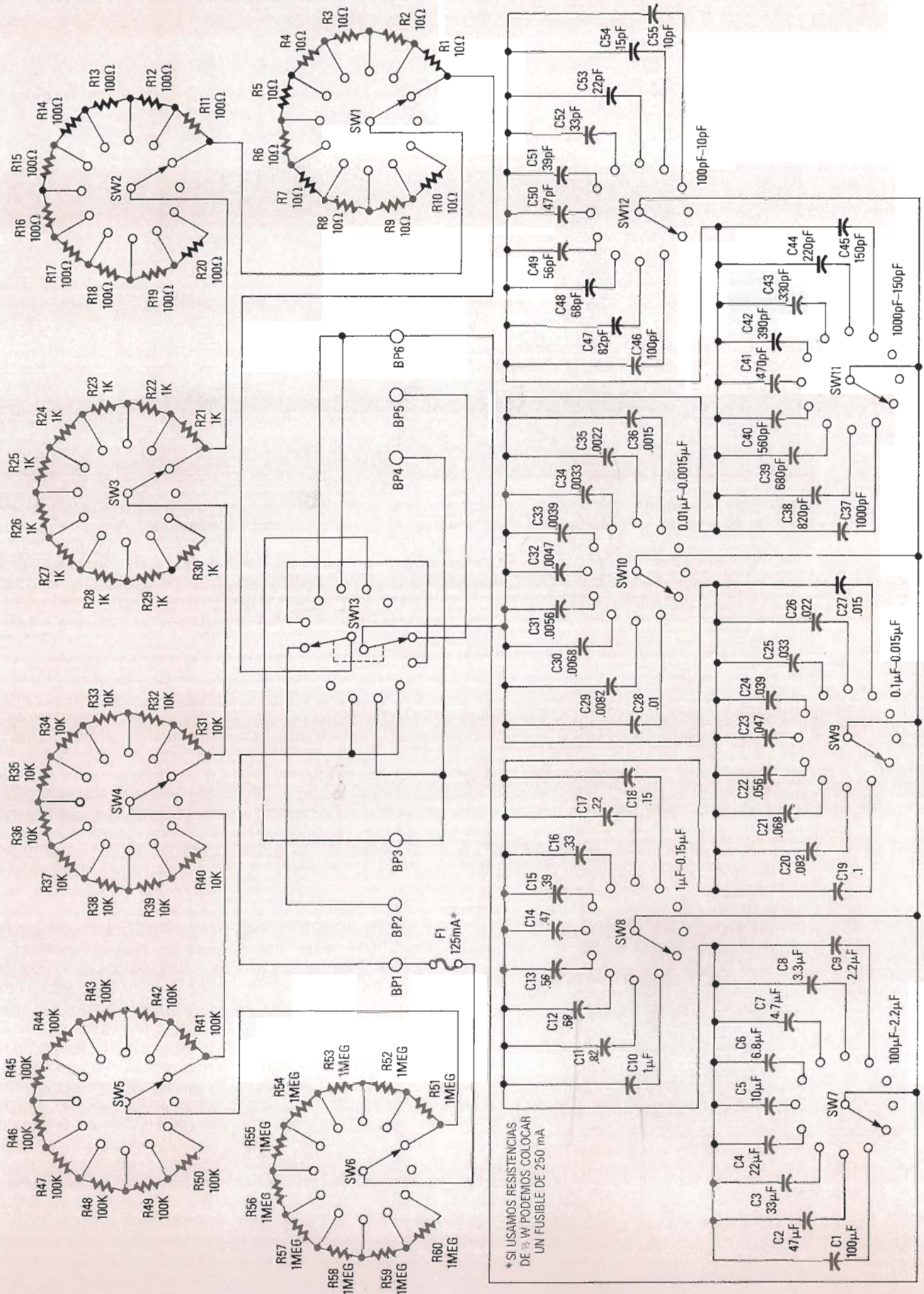
vas del mercado rondan las 10.000 ptas., y las de tipo capacitivo están en unas 20.000. Nuestro proyecto resulta mucho más económico y además de contar con resistencias y condensadores, permite combinaciones de éstos, de forma que puedan crearse varios tipos de redes R-C.

Circuito resistivo

En la figura 1 podemos ver el esquema de la caja de décadas. Observamos que los conmutadores giratorios S1 a S6 están conectados en serie, esto es, con la patilla central de cada uno conectada a la primera po-

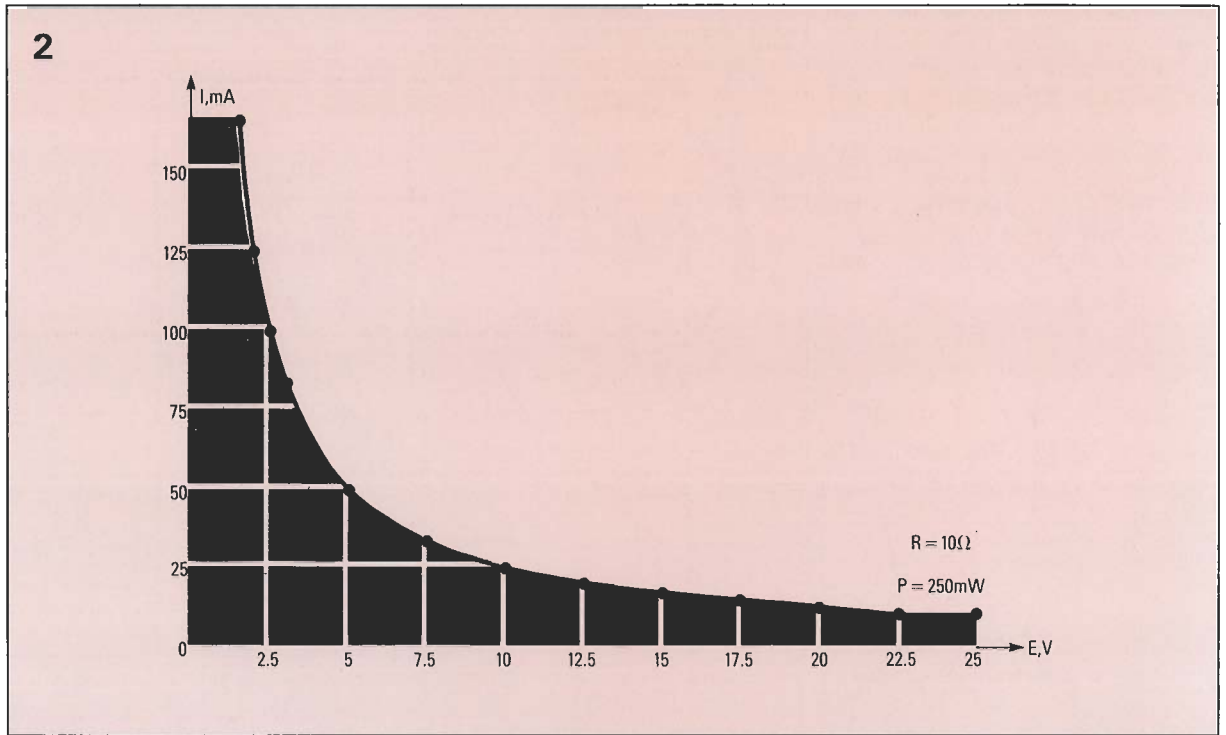
sición del siguiente. Al girar entre las posiciones 0 a 10 se va añadiendo una resistencia en serie al circuito. La posición 10 será la suma de todas las resistencias conectadas, mientras que la posición 0 tendrá un valor igual a cero. Cada conmutador representa un incremento que será una potencia de diez, de ahí el nombre popular de «caja de décadas». Así que con el grupo S1-S6 se pueden cubrir los valores: 100 Ω (diez resistencias de 10 Ω), 1 K Ω (diez resistencias de 100 Ω), 10 K, 100 K, 1 M y 10 M; o el valor total, que en este caso es de 11,1111 Megaohmios.

Las posibilidades de selección abarcan desde 10 a 11,1111 Me-



* SI USAMOS RESISTENCIAS DE W PODEMOS COLOCAR UN FUSIBLE DE 250 mA

Figura 2. Curva tensión/corriente para una resistencia de 1/4 W, disipando 250 mW.



Lista de componentes

Resistencias

R1-R10: 10 Ω.
R11-R20: 100 Ω.
R21-R30: 1 K.
R31-R40: 10 K.
R41-R50: 100 K.
R51-R60: 1 M.

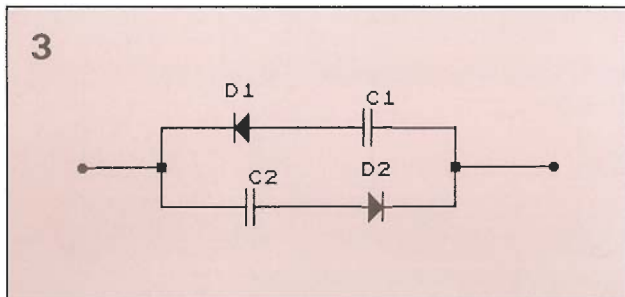
Condensadores (No-polarizados, electrolíticos, 10 por 100)

C1: 100 μF.
C2: 47 μF.
C3: 33 μF.
C4: 22 μF.
C5: 10 μF.
C6: 6,8 μF.
C7: 4,7 μF.
C8: 3,3 μF.
C9: 2,2 μF.

Condensadores (Tipo cerámico militar del 5 por 100)

C10: 1 μF.
C11: 820 nF.
C12: 680 nF.
C13: 560 nF.
C14: 470 nF.
C15: 390 nF.
C16: 330 nF.
C17: 220 nF.
C18: 150 nF.
C19: 100 nF.
C20: 82 nF.
C21: 68 nF.
C22: 56 nF.
C23: 47 nF.
C24: 38 nF.
C25: 33 nF.
C26: 22 nF.
C27: 15 nF.
C28: 10 nF.
C29: 8,2 nF.
C30: 6,8 nF.
C31: 5,6 nF.
C32: 4,7 nF.
C33: 3,9 nF.

Figura 3. Forma de fabricar un condensador no-polarizado a partir de otros dos polarizados. Usaremos diodos tipo 1N4148 para señales débiles y diodos 1N4001 para aplicaciones de más potencia.



gaohmios con un incremento mínimo de 10 ohmios. En caso de que se prefiera usar un incremento de 1 ohmio, colocaremos resistencias de 1 Ω en S1, de 10 Ω en S2, de 100 Ω en S3, etc., hasta llegar a S6, con resistencias de 100 KΩ, y nuestro «fondo de escala» sería entonces de 1,1111 MΩ, en pasos de 1 Ω. Todas las resistencias deben tener una tolerancia del 1 por 100. El fusible F1 se ocupa de protegerlas contra sobrecorrientes. Respecto a la potencia disipada, el caso más desfavorable se dará cuando se trabaje con una única resistencia de 10 Ω y 1/4 W, como podemos observar en la figura 2. Si seleccionamos más de una resistencia, la potencia disipada se ve aumentada en una relación de 1/4 W por cada resistencia que añadamos al circuito. Por ejemplo, si trabajamos con cinco resistencias, la potencia disipada será de 1,25 W.

Circuito capacitivo

La sección capacitiva de nuestra caja de décadas R-C se ocupa de intercontactar en paralelo los condensadores del circuito, ya que el valor

de los condensadores se suma al conectarlos así. El margen de trabajo de los conmutadores S7 a S10 va disminuyendo en potencias de diez a medida que usamos un número superior de conmutador; la gama total abarca desde 100 μf a 10 pF. Un terminal abierto en cada uno de los conmutadores y marcado como posición 0 se ocupa de proporcionar la posibilidad de desconexión total del condensador equivalente, que puede estar formado por un grupo de hasta seis condensadores.

Supongamos que trabajamos con un oscilador tanque LC cuya frecuencia de resonancia es conocida para un valor de 0,022 μF. Como la frecuencia de resonancia de un circuito tanque LC es: $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, la frecuencia será inversamente proporcional a la raíz cuadrada de L y C. Si ajustamos S9 a 0,022 μF y giramos S10 a 0,0015 μF, la capacidad resultante será de 0,02337 μF lo que no es una diferencia suficiente para provocar un cambio en la frecuencia. Si ahora ponemos S10 en la posición de 0,0022 μF, el condensador equivalente es de 0,0244 μF, lo que ya ocasiona la variación de la frecuencia del oscilador.

Con todo esto, averiguamos que el mayor valor de capacidad tolerable por el oscilador y que está dentro de la gama de nuestra caja de décadas es de 0,0237 μF, en un 5 por 100 por encima de 0,022 μF. Para averiguar el límite inferior de capacidad, ponemos S9 en 0,015 μF, y, en vez de aumentar, vamos ahora disminuyendo valores con la ayuda de S10. La tolerancia individual de cada uno de los condensadores determi-

nará la precisión de la sección capacitiva, igual que ocurría con las resistencias. En nuestro prototipo realizamos la selección de los condensadores con la ayuda de un capacímetro. Les recomendamos, no obstante, que las tolerancias de los condensadores a instalar sean del 5 al 10 por 100 o incluso mejores.

En caso de que un valor determinado sea especialmente difícil de localizar les recomendamos experimentar con varios condensadores en paralelo hasta dar con el valor que más se aproxime al buscado. Recomendamos asimismo que no se usen condensadores de tipo disco cerámico, ya que éstos, aunque en catálogo se presenten con tolerancias del 10 por 100, han sido verificados y se comprobó que en ocasiones sus valores superan incluso el 20 por 100. Si no usamos aquí el capacímetro nunca estaremos seguros de haber utilizado el valor correcto. Los tipos más adecuados son los de mica, polipropileno, polyester metalizado o cerámicos clase militar. Su tolerancia es del 5 por 100 e incluso a veces del 2 por 100.

La localización de los condensadores de 2,2 a 100 μF de tipo no polarizado puede ser algo conflictiva. La razón de su uso estriba en que nunca podemos garantizar que una de las patillas de la caja sea positiva y la otra negativa. Es por esto que necesitamos este tipo de condensadores si queremos preservarla de posibles daños. En caso de que le sea imposible encontrarlos, fabríqueselos usted mismo. La figura 3 le muestra como hacerlo. El tipo de diodos a usar dependerá de la po-

tencia que queramos que maneje nuestra caja de décadas; para señales débiles podemos usar el 1N4148 o similar; para aplicaciones de potencia recomendamos el 1N4001. Los condensadores electrolíticos tienen unas tolerancias excesivas (incluso del 50 por 100), por lo que le recomendamos tome precauciones. Los usados en el prototipo eran de un 10 por 100.

Filtros R-C

Además de las secciones resistivas y capacitivas, nuestra caja de décadas proporciona la posibilidad de configurar distintos tipos de redes R-C con la ayuda del conmutador S13. Podemos ver estas combinaciones en la figura 4. La lista de los terminales de la caja que corresponden a cada una de las funciones pue-

4

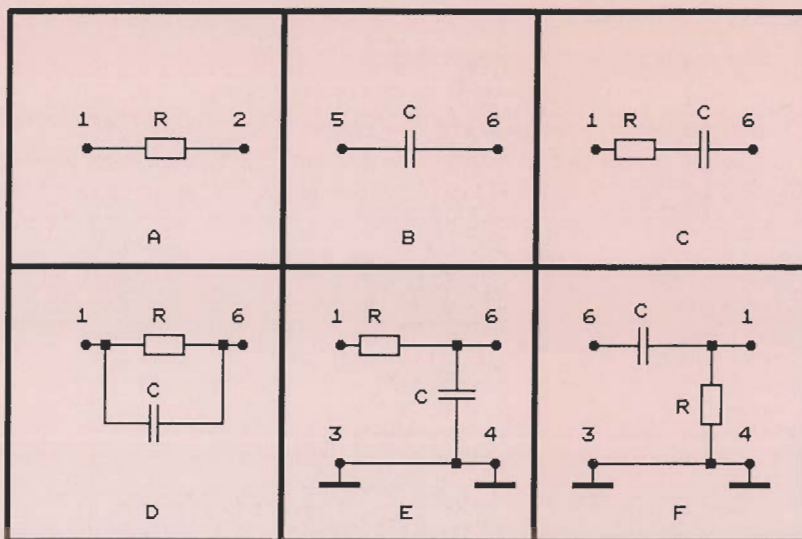
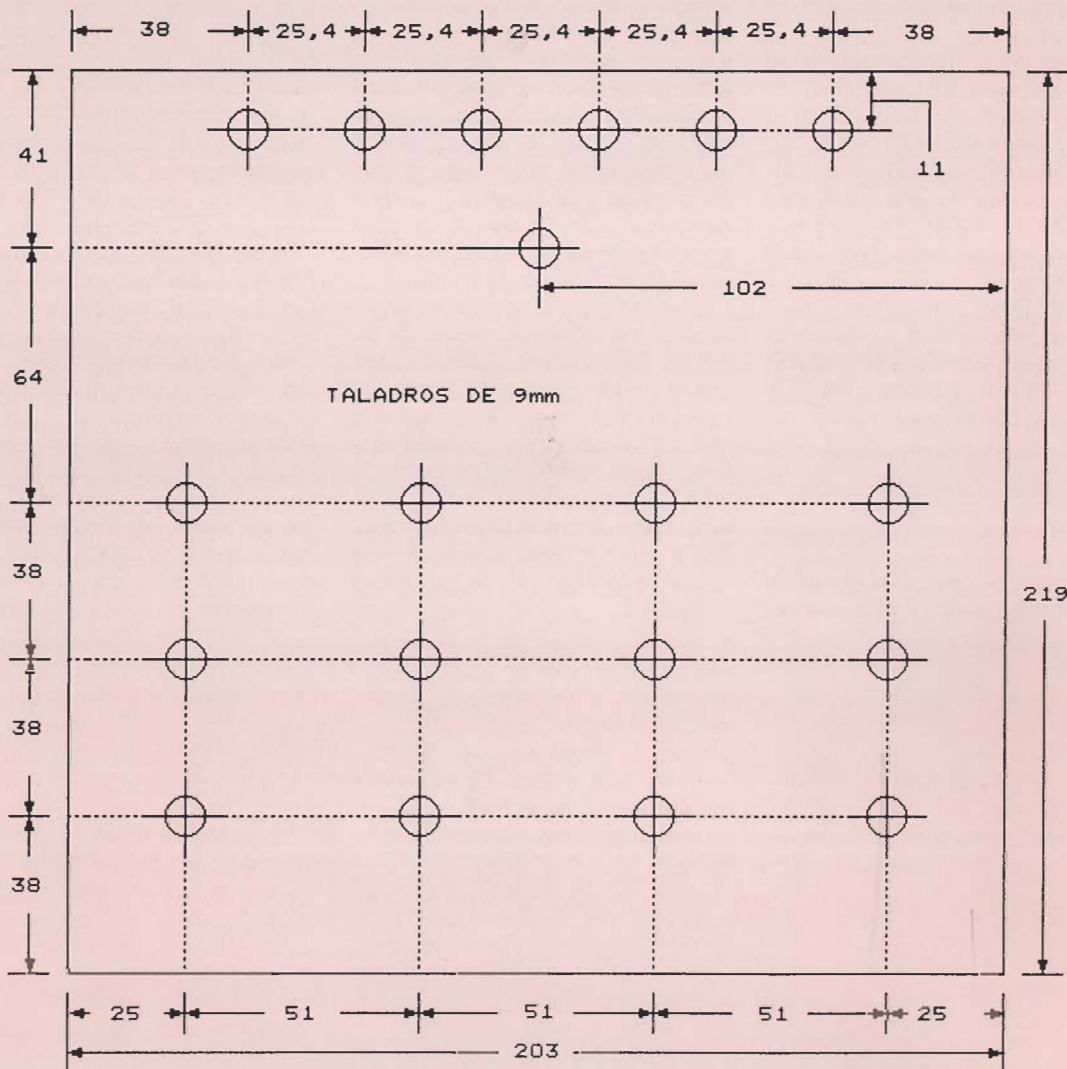


Figura 4. Configuraciones seleccionables mediante el conmutador S13: (a) resistencia y (b) capacidad (ambas en la posición R/C); (c) red serie R-C (posición SER); (d) red R-C paralelo (posición PAR); (e) filtro pasa-bajo (posición LPF); (f) filtro pasa-alto (posición HPF). Los números de los circuitos corresponden a los puntos de conexión de la caja.

- C34: 3,3 nF.
- C35: 2,2 nF.
- C36: 1,5 nF.
- C37: 1 nF.
- C38: 820 pF.
- C39: 680 pF.
- C40: 560 pF.
- C41: 470 pF.
- C42: 390 pF.
- C43: 330 pF.
- C44: 220 pF.
- C45: 150 pF.
- C46: 100 pF.
- C47: 82 pF.
- C48: 68 pF.
- C49: 56 pF.
- C50: 47 pF.
- C51: 39 pF.
- C52: 33 pF.
- C53: 22 pF.
- C54: 15 pF.
- C55: 10 pF.

Figura 5. A la hora de realizar el taladro de la caja deberemos tener cuidado de que los agujeros queden perfectamente alineados.

5



DIMENSIONES EN MILIMETROS

Comprobaciones

Inspeccione visualmente todas las conexiones y soldaduras. Use también un óhmetro y un capacímetro para continuar la verificación. Coloque S13 en la posición R/C y ponga a cero los conmutadores S1 a S6, mida ahora la resistencia residual que hay en los bornas BP1 y BP2; no debe ser mayor de un ohmio. Si ahora giramos S1 debemos ver como se incrementa el valor óhmico según la posición. Si pasamos S1 a cero y giramos S2 observaremos algo similar. Comprobaremos así todos los conmutadores resistivos hasta S6, midiendo el resultado. El medidor indicará la suma de las resistencias de los conmutadores multiplicadas por su factor correspondiente, es decir 1,11111 MΩ, 2,22222 MΩ, etc., hasta alcanzar el máximo de 11,1111 MΩ. Repetiremos luego el proceso para la sección capacitiva.

Coloque ahora S13 en la posición SER, y mida la capacidad entre BP1 y BP6, ya que es imposible medir resistencias en esta posición. En la posición PAR mediremos capacidad y resistencia entre BP1 y BP6. Con la selección de LPF deberemos medir resistencia entre BP1 y BP6, y capacidad entre BP6 y BP4. Por último, en la posición HPF de S13 tendremos que medir resistencia entre BP1 y BP4, y capacidad entre BP6 y BP1. Ahora ya podemos dar por finalizada nuestra caja de décadas.

Una vez terminada la tarea podemos pasar a usar directamente la caja, sólo tendremos que poder S13 en la posición y usar los terminales correspondientes, y que están indicados en la figura 4 y la tabla 1. El uso de las redes R-C puede ser tanto para eliminar el ruido de determinado circuito como para diseñar conformadores de pulsos, retardos, etc.

TABLA 1

CONEXIONES DE LA CAJA DE DÉCADAS

Configuración	Posición S13	IN/GND	OUT/GND
Resistencia	R/C	IN: BP1	OUT: BP2
Capacidad	R/C	IN: BP5	OUT: BP6
R-C Serie	SER	IN: BP1	OUT: BP6
R-C Paralelo	PAR	IN: BP1	OUT: BP6
Filtro pasabajos	LPF	IN: BP1	OUT: BP6
Integrador		GND: BP3	GND: BP4
Filtro pasa-alto	HPF	IN: BP6	OUT: BP1
Diferenciador		GND: BP3	GND: BP4

Otros componentes

S1-S12: Conmutador giratorio de un circuito y doce posiciones (SP12P).

S13: Conmutador giratorio de 2 circuitos y 6 posiciones (2P6P).

BP1-BP6: Terminales de prueba externos (de inserción).

Portafusible, fusible de 125 mA., caja de plástico, hilo de conexión, etc.

de verse en la tabla 1. Las funciones disponibles son las siguientes:

- Posición R/C: (fig. 4a) es el modo de resistencia o capacidad pura. La resistencia estará entre los puntos BP1 y BP2, mientras que la capacidad lo hará en BP5 y BP6.
- Posición SER: (fig. 4b) es una red serie R-C entre BP1 y BP6.
- Posición PAR: (fig. 4c) es una red paralela R-C entre BP1 y BP6.
- Posición LPF: (fig. 4d) es un filtro pasa-bajos (LPF) o integrador, con la entrada entre BP1 (señal) y BP3 (masa), y salida entre BP6 (señal) y BP4 (masa).
- Posición HPF: (fig. 4e) crea un filtro pasa-altos (HPF) o diferenciador, con entrada entre BP6 (señal) y BP3 (masa), y salida entre BP1 (señal) y BP4 (masa).

nentes se hagan lo más corto posible. Las conexiones excesivamente largas sólo consiguen aumentar la resistencia y capacidad residual del circuito, lo que puede dar lugar a complicaciones en altas frecuencias. Suelde primero las resistencias, lo más cerca posible de las patillas de los conmutadores, y coloque después el fusible de protección entre la toma BP1 y el común del conmutador S6. El pin 1 de S6 va soldado a su vez al común de S5, el pin 1 de S5 al común de S4, etc., finalizado con el pin 1 de S2 que va conectado al común de S1. Después se conecta el pin 1 de S1 al pin 1 de S13.

Suelde ahora los condensadores respectivos en cada posición de S7 a S12, y lleve los comunes de cada condensador a un punto común de conexión sobre la base de cada uno de los conmutadores. Conecte luego todos éstos comunes al pin 2 de S13. Conecta ahora los polos comunes de los conmutadores S7 a S12 todos juntos a la toma BP6. Realice el taladrado de la caja de acuerdo a la figura 5.

Montaje

Aconsejamos que tanto el cableado como las patillas de los compo-

Tel.:
(93) 331 12 49

CEBEK®

ELECTRONIC CIRCUITS

¡SOLICITE NUESTRO CATALOGO SIN COMPROMISO! ¡TOTALMENTE GRATIS!

• FUENTES DE ALIMENTACION • TEMPORIZADORES • REGULADORES • EMISORAS F.M. • ETC...

CUPON DE PEDIDO DE NUESTRO CATALOGO

Nombre
 Dirección
 Población
 Provincia C.P.

FABRICADO POR
FADISEL S.A.

Apartado
de Correos, 23.455
08080 BARCELONA
Fax (93) 432 29 95