

elektor

N.º 139
1991

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

electrónica: técnica y ocio

**Equipos de prueba
basados en PC (y III)**

El lenguaje C (XI)

**Medidor de campos
Magnéticos**

El bus GPIB (y II)

**Las fuentes
conmutadas**



SUMARIO

ARTICULOS

Bus GPIB (y II)	12-12
Segunda y última parte de la descripción del sistema de bus más empleado para el control mediante PC.	
Equipos de prueba basados en PC (y III)	12-16
Completamos esta serie con un comprobador de circuitos integrados.	
El Lenguaje C (XI)	12-24
Continuamos la serie con algunas aplicaciones de la correlación.	
Protector de altavoces	12-30
Eliminemos los riesgos de dañar nuestros altavoces favoritos por sobrecargas accidentales.	
Terminal/monitor RS232	12-36
Un valioso analizador del bus serie de un PC a un coste realmente reducido.	
Medidor de campos magnéticos	12-50
Un gaussímetro portátil de gran utilidad práctica.	
Las fuentes conmutadas	12-56
Teoría y práctica del funcionamiento de este tipo de fuentes, cada vez más utilizadas por su elevado rendimiento.	
Control de velocidad para trenes miniatura	12-64
Un sencillo método de control para trenes miniatura que se alimenten de corriente continua.	

SECCIONES

Teletipo	12-08
Las placas de circuito impreso	12-37
Mercado	12-68
Libros	12-74
Anuncios breves	12-76

En nuestro próximo número:

- Codificador de llamadas para radioaficionados.
- Mezclador de efectos vocales.
- Analizador lógico profesional de bajo coste (I).
- Dobladores de tensión.

AÑO 11, NUM. 139 DICIEMBRE 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.
Riaño 3-3.º Teléf.: 329 29 23 - FAX 747 62 72

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

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

Distribución Argentina:
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:

En el presente ejemplar de la revista Elektor deseamos completar la amplia gama de instrumentos de medida y prueba que hemos venido desarrollando a lo largo de varios meses. Para ello incluimos la tercera y última parte de la serie dedicada a equipos de prueba controlable por PC, en la que se ofrece la descripción de un comprobador de circuitos integrados que, junto con el software que se encuentra en el disquete que acompaña al fascículo, va a resultar un valioso aparato para muchos de nuestros lectores. El otro equipo que hemos dejado para el final es un medidor de campos magnéticos o gaussímetro con el que podremos comprobar, sobre todo, los campos procedentes de la red de distribución de la energía eléctrica.

Además y dentro del tema que nos ocupa también ofrecemos la segunda y última parte del bus GPIB que, como ya indicábamos, se ha convertido en un estándar para el control de instrumentos de medida desde un PC. No obstante, en el futuro seguiremos desarrollando otros kits sobre equipos de prueba, pero de manera más ocasional.

Otro de los temas desarrollados en este número es el relativo a las fuentes conmutadas en el que se describe la teoría y práctica de este tipo de fuentes de alimentación y que supone un complemento al artículo sobre circuitos integrados para fuentes conmutadas que se incluyó en el ejemplar del mes de septiembre.

Para los aficionados al audio se ofrece un circuito protector de altavoces que elimina los riesgos de dañar los altavoces o bafles de cualquier amplificador por sobrecargas accidentales.

En lo relativo a circuitos relacionados con los PC, nos ha parecido interesante el incluir un analizador del bus serie o RS 232 de un Ordenador Personal, al que hemos denominado Terminal/Monitor RS 232 que, además, puede emplearse como instrumento portátil alimentado a pilas.

Por último, también mencionaremos el circuito de control de velocidad de trenes miniatura con un sencillo diseño y un coste realmente bajo.

Os deseamos a todos felices Navidades y próspero año 1992.

Julio Goñi

elektor N.º 139
1991
500 Ptas.
(incl. IVA)



Servicios Elektor para los lectores

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

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

CONSULTAS TÉCNICAS

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

AVISO A NUESTROS LECTORES

El 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.

circuitos impresos

E4/5: JULIO/AGOSTO 1980
Frecuencímetro para sintetizadores ..*79114 800

E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980
Junior Computer:
Circuito principal*80089-1 6.000
Fuente de alimentación*80089-3 1.264
Quinielista electrónico*79053 1.100
Sistema centralizado de alarma:
Estación principal*9950-1 1.000
Estación subordinada*9950-2 1.000
Termómetro digital*80045 1.500

E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980
Amplificador telefónico:
Circuito captador*9987-1 800
Circuito principal*9987-1 850
Golf de bolsillo*9988 1.000
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 Mód-
lo 1*81035-1 675
Medidor consumo carburante Mód-
lo 2*81035-2 650
Medidor consumo carburante Mód-
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-robot*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 escaparaté*80515-1 1.100
Sensor escaparaté*80515-2 1.100

E14/15: JULIO/AGOSTO 1981
Termómetro lineal*80127 850
Fte. alimentación 0-50V/0-2A*80516 1.050
Sensor escaparaté/M1*80515-1 700
Sensor escaparaté/M2*80515-2 1.100
Micro-amplificador*80543 750
Amplificador de potencia con V-FET*80505 1.300

E16: SEPTIEMBRE 1981
Digiparad*79088 500
Gate Dip*79514 800

E17: OCTUBRE 1981
Imitador electrónico*81112 1.000
Interface para Junior Computer:
Fuente alimentación*81033-2 1.000
Tarjeta adaptación*81033-3 1.450

E18: NOVIEMBRE 1981
Analizador lógico. Circuito de entrada*81094-2 1.500
Gong DQL*81135 850

E19: DICIEMBRE 1981
Locomotor 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*8283 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
Ctrl. 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
Comprador de RAMs 2114*82090 1.000
Mini-téster*82092 950
Frecuencímetro a cristal líquido*82026 950
Anti-robot activo*82091 950

E30: NOVIEMBRE 1982
Eolición*82066 800
Módulo capacitivo*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 RF*82144-1 1.100
Fuente alimentación*82144-2 1.100

E33: FEBRERO 1983
Foto Com. 2.-Temporizador progra-
mable*82142-3 950
Convertidores para BLU. Conversor BF*82161-1 950
Convertidores 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-óhmetro*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

E44: ENERO 1984
Búfer Preludio*83562 950
Maestro: Receptor*83051-2 6.400
Adaptador de red*83098 750

E45: FEBRERO 1984
Poli-bus*82110 1.350
Electrómetro*83067 1.300
Decodificador RTTY*83044 1.300
Detector de heladas*83123 700

E46: MARZO 1984
Pseudo-estéreo*83114 950
Fonóforo a flash*83104 950

E47: ABRIL 1984
Sintetizador polifónico unid. salida*82111 2.650
Sintetizador polifónico convert. D/A*82112 1.300

E48: MAYO 1984
Crono-Master:
Circuito de medida*84005-1 1.700
Visualización*84005-2 1.650
Audioscopio espectral:
Filtros*83071-1 1.600
Control*83071-2 1.500
Receptor para banda marítima*83024 2.135

E49: JUNIO 1984
Desfasador de audio:
Módulo de retardo*83120-1 1.900
Oscilador y control*83120-2 1.300
Veleta electrónica*84001 2.400
Capacimetro:
Tarjeta de medida*84012-1 1.960
Tarjeta de memoria universal*83014 3.800

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

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 intergrado	*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 video	*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 estereo	*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
Flashmetro	*84081	1.620
Termorregulador para soldador	*84112	1.090
Frecuencímetro 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
Frecuencímetro	*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

Modulador UHF	*84029	1.340
Interface casete p/C-64 y VIC-20	*85010	1.125

Contador Universal	*85019	1.260
Telefase	*84100	950

E65: OCTUBRE 1985

Metronomo electrónico:		
Placa Principal	*83107-1	1.355
Alimentación	*83107-2	765
Interruptor crepuscular	*85021	1.050
Radio solar	*85042	1.120
Medidor RLC	*84102	3.125

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RLC	*84102	2.825
Temporizador Universal	*84107	1.150
Plóter gráfico X-Y	*85020	5.350
Cuentarrevoluciones	*85043	2.645
Detector de infrarrojos	*85064	3.120

E67: DICIEMBRE 1985

Subsonikator	*84109	1.185
Pseudo 2732	*85065	1.050
Indicador mantenimiento p/coche	*85072	3.300

E68: ENERO 1986

Modulador UHF/VHF	*85002	835
Preamplificador microfonico	*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

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

E72: MAYO 1986

Interface E/S de 8 bits	*85079	1.550
Flipper, circuito principal	*85090-1	2.425
Flipper, visualizador	*85090-2	1.740
Iluminador Alim y filtros	*85097-3	1.720

E73: JUNIO 1986

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

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Medidor de audio	*85423	1.335
Amplif. Hi-Fi para auriculares	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías	*85446	1.030
Sonda lógica para µP	*85447	935
Preamp. micro. 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/Vvisualizador		
Monitor maquetas trenes	*85493	1.375
Display gigante «8»	*85413-1	4.130
Display gigante «1»	*85413-2	1.825
Display gigante «0»	*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
Mezc. portátil/Frontal salida 2	*86012-5F	1.770
Mezc. portátil/Frontal vacío	*86012-6F	1.290
Mezc. 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	*86112	1.355
TV satélite:		
Módulo audio/video	*86082-2	3.800
Frontal	*86082-F	1.500

E84: MAYO 1987

TV sat., accesorios	*86082-3	2.585
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 osciloscopio	*86135	1.787
Ecuador para guitarra	*86051	1.980
Vúmetro estereo	*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

E94: MARZO 1988

Interface para facsimil	*87038	2.715
Bifase, efectos sonoros	*87026	3.785

E95: ABRIL 1988

Receptor para BLU en 20 y 80 m	*87051	3.920
--------------------------------	--------	-------

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

EPS

E96: MAYO 1988

Autobomba	86085	2.676
Polímetro digital auto-rango	87099	1.755

E97: JUNIO

Bus de expansión para MSX	86003	6.795
Cargador baterías aliment. p/baterías	87076	3.205

E98/99: JULIO/AGOSTO 1988

Amplif. corrector tonos monochip	87405	1.225
Oscilador en puente de Wien variable	87441	570
Analizador del factor 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 altavoces	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 estéreo en CMS	87023	870
----------------------------------	-------	-----

E106: MARZO 1989

Fuente gobernada por µC (placa de procesador)	880016-1	6.050
Fuente gobernada por µC (placa de regulación)	880016-2	3.940
Fuente gobernada por µC (placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/µC (panel frontal)	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación)	880042	1.345

E107: ABRIL 1989

Interruptor red controlado p/carga	86099	1.505
Fuente alimentación gobernada por microcontrolador (placa adaptación)	880016-4	210

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 integrado	884080	1.145
Ecuilizador 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. Decodificador de locomotora	87291-1	1.325
Reforzador de armónicos	880167	1.705
Interruptor red controlado por carga	86099	1.505

E113: OCTUBRE 1989

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

E114: NOVIEMBRE 1989

Adaptador bi-rail (Tren digital -2)	87291-3	1.250
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 (Display/teclado)	880178-2	1.821
Controlador pantallas LCD alta resolución	880074	4.752
Adaptador video compuesto/TTL para monitores monocromos	880098	1.500

E115: DICIEMBRE 1989

Regulador de velocidad para reproductores 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 laboratorio: 2 placas	90V061	5.300
Detector MORSE RTTY: Placa grande	90V063	10.450
Placa pequeña	90V064	2.400
Limitador de volumen	90V062	2.910

E124: SEPTIEMBRE 1990

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

E126: NOVIEMBRE 1990

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

E127: DICIEMBRE 1990

Indicadores digitales para el automóvil: Medidor combustible (doble cara)	90V103	2.025
Indicador dos dígitos (doble cara)	90V102	2.025
Medidor de vacío	90V104	950
Medidor tensión, temperatura 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 video y audio	90V123-1	915

E130: MARZO 1991

Secrófono de bajo coste	91V011	979
Transmisión de audio por la red. Receptor AM	91V013	1.120
Transmisión de audio por la red. Receptor FM	91V014	1.120
Receptor de onda corta	91V015	1.050
Amplificador de audio HI-FI. Fuente 12 V	91V017	1.848
Amplificador de audio HI-FI. Amplificador audio	91V018	1.848

E131: ABRIL 1991

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

E132: MAYO 1991

Repetidor control remoto	91V022	962
Sistema de altavoces sin cable (transmisor)	91V023-1	900
Sistema de altavoces sin cable (receptor)	91V023-2	1.125
Medidor de radiación circuito principal (doble cara)	91V021-2	2.420

E133: JUNIO 1991

Simulador Subwoofer	91V042	2.920
Restaurador de las señales de video	91V041	4.745
Generador de barrido de audio	91V043	4.411

E134-135: JULIO-AGOSTO 1991

Selector automático de resistencias	91V054	1.707
Fuente solar (convertidor)	91V53/2	1.005
Fuente solar (regulador)	91V053/3	860
Fuente solar de alimentación (oscilador)	91V053/1	1.615
Generador de barrido de audio (fuente de alimentación)	91V051	2.277
Reloj binario (doble cara)	91V052	4.255

E136: SEPTIEMBRE 1991

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

E137: OCTUBRE 1991

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

E138: NOVIEMBRE 1991

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

Este mes...

Elektor núm. 139. Diciembre 1991

	Placas	Precio
Medidor de campos magnéticos	EPS91V001	2.710
Medidor de campos magnéticos	EPS91V091	1.283
Terminal/monitor RS-232	EPS91V092	2.618
Protector de altavoces	EPS91V093	1.243
Protector de altavoces	EPS91V094	1.124
Control de velocidad para trenes miniatura	EPS91V095	1.462

NOTA: Estos precios incluyen IVA.

EL BUS GPIB (y 2)

En el artículo anterior se explicó lo que era el GPIB. Ahora se hablará de cosas tales como los accesorios, de la resolución de problemas y la personalización, así como de algunos sistemas especiales y aplicaciones.

Accesorios GPIB

Antes de analizar o hablar de los posibles problemas del bus, especificaremos los diversos accesorios del hardware que mejoran las posibilidades de diseño de los ingenieros con el bus de instrumentación. El HP-59301A es un convertidor ASCII-Paralelo que aparece en la figura 7 y acepta «bytes» de caracteres ASCII en modo serie del PGIB y los convierte en una salida paralela. En su

funcionamiento, los «bytes» serie transmitidos a través del bus GPIB se convierten en caracteres de 4 bits. El primer carácter ASCII recibido se considera como el bit más significativo (MSD). Se puede convertir y colocar en la salida una cadena de hasta 16 caracteres seguidos de una alimentación de línea. (El carácter de alimentación de línea provoca que el HP 59301A ejecute un comando de impresión.) El HP 59301A permite a los instrumentos que trabajan con señales binarias, o BCD, que funcionen con el GPIB.

El HP 59303A de la figura 8 es un convertidor Digital/Analógico que admite una cadena de caracteres ASCII serie y convierte a cualquier serie de tres dígitos consecutivos en un voltaje analógico de sali-

da, que tiene una precisión del 0,1 % en un tiempo de 30 microsegundos. El dispositivo se puede programar completamente a través del GPIB, o se puede hacer que trabaje a través de las modificaciones realizadas sobre su panel de control.

Mediante un conmutador rotativo en el panel frontal se puede elegir de forma sencilla el grupo de tres bits para la conversión Digital/Analógica. Mediante los tres modos de salida (NORMAL, OFFSET y PLUS/MINUS), es posible que el convertidor DAC se pueda manejar con una gran variedad de dispositivos que utilizan datos, evitando la necesidad de equipos auxiliares para desplazar el nivel del cero o para cambiar la polaridad. Entre los dispositivos que operan con datos que

Figura 7. El HP 59301A es un convertidor ASCII a paralelo, que acepta caracteres serie en forma de byte ASCII del GPIB y los convierte en una salida paralela.

7



Figura 8. El HP 59303A es un convertidor digital-analógico que acepta una cadena de caracteres serie ASCII y convierte cualquier entrada de 3 dígitos consecutivos en un voltaje de salida analógico.

8



9



10



11



12

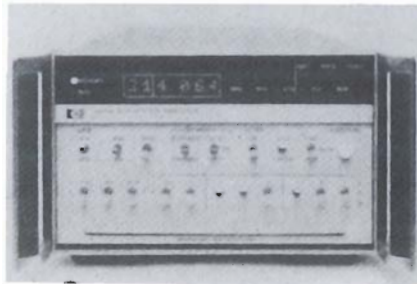


Figura 9. El HP 59306A es un actuador de relé que dispone de seis relés que proporcionan el control del GPIB de dispositivos externos.

Figura 10. El HP 59307A es un módulo conmutador dual de VHF que proporciona dos conmutadores de un polo y cuatro posiciones controlables a través del GPIB.

Figura 11. El HP 59309A es un reloj digital GPIB, que visualiza el mes, el día, la hora, el minuto y el segundo; y bajo comando puede enviar el tiempo a través del bus de interfaz.

Figura 12. El HP 59401A es un analizador de bus-sistema que permite al usuario comprobar el estado de todas las líneas del bus.

son compatibles, destacaremos los siguientes: registradores de cinta, plotters X-Y y visualizadores.

El Actuador de relé HP-59306A de la figura 9, tiene 6 relés que permiten el control de dispositivos externos tanto manifestamente desde los pulsadores del panel frontal como remotamente, a través del GPIB. Los contactos de los relés están especificados para conmutar 24 V CC ó 115 CA a 0,5 A. Cada relé puede programarse de forma independiente o varios relés se pueden conmutar juntos. Los pulsadores del panel frontal se iluminan para mostrar el estado de cada uno de los relés.

El HP 59307A de la figura 10 es un Conmutador Dual de VHF. Proporciona dos conmutadores de 1 polo y 4 contactos controlados a través de los pulsadores del panel frontal, o de forma remota, a través del GPIB. El HP 59307A es un conmutador de 50 ohmios de CC a 500 MHz, diseñado para mantener tiempos muy rápidos de transición del pulso. Los conmutadores son independientes y bidireccionales para uso óptimo en el múltiplex de líneas de señal de 50 ohmios, en instrumentos de medida o en otros dispositivos.

El HP 59309A de la figura 11, es un Reloj Digital, visualiza el mes, el día, la hora, el minuto y el segundo

y, bajo comando, puede enviar este tiempo a través del bus de interfaz. El reloj se puede poner en hora de forma local mediante los controles o con comandos remotos a través del GPIB.

Resolución de problemas en el Bus GPIB

En la figura 12 se puede observar un Analizador del Bus-Sistema. Este analizador permite al usuario ver el estado de todas las líneas del bus, incluyendo los caracteres que están moviéndose en ese momento a través del bus. Como el analizador puede controlar todas las líneas, también posee la capacidad para comprobar el funcionamiento de otro dispositivo emisor, receptor o controlador.

El analizador de bus GPIB puede funcionar a una velocidad determinada, entre varias seleccionables por el usuario. La velocidad más lenta es útil para ir paso a paso a través de un programa y para la depuración de programas. Con la velocidad normal, se puede comprobar el GPIB para localizar errores relacionados con el sistema. Este analizador incluso puede ser utilizado con una velocidad variable, la cual se deter-

mina mediante una entrada de reloj externa.

El analizador dispone de una memoria de 32 caracteres que pueden ser utilizados para almacenar los caracteres del bus en el modo de escucha, o para enviar caracteres al bus en el modo de hablar. Cuando el analizador se encuentra en el modo comparar, se puede retener una parte del tráfico del bus en un carácter preseleccionado —en ese momento se dispone de un impulso de disparo que es muy útil cuando se analizan transitorios o problemas relacionados con la temporización del bus.

Existen alternativas menos caras, si el presupuesto no permite un analizador de bus como el HP 59401A. Todas las alternativas son analizadores de bus no intrusivos, lo que significa que no poseen un control del bus, pero pueden generar señales de control que hacen que la red funcione de una manera o de otra.

Estos analizadores de bus no intrusivos están menos elaborados y son relativamente económicos; además, un analizador de bus GPIB portátil y que funcione normalmente con baterías, puede ser muy pequeño. El Racal Daña 488 GPIB es un analizador que cabe en la palma de la mano y que se puede ver en la figura 13. Pero no hay que permitir que el tamaño engañe; su potencia analítica puede ser muy grande.

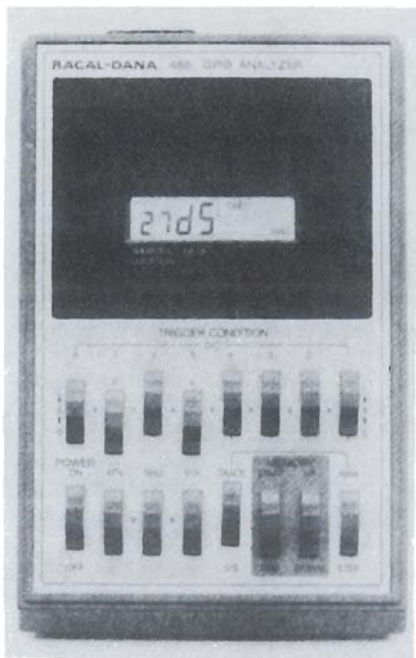


Figura 13. El analizador de bus Racal Dana 488 GPIB es portátil y también puede funcionar mediante baterías.

Figura 14. El convertidor Fluke 1120A y EEE-488 puede mejorar un instrumento no diseñado específicamente para el GPIB.

Figura 15. La calculadora programable HP-41 es una combinación de calculadora de mano y controlador para el HP-IL.

Figura 16. El HP-IL utiliza códigos de tres niveles. Un pulso lógico alto es una señal de +1,5 voltios seguida por otra de -1,5 voltios, y lo opuesto es un nivel lógico bajo. Cada transmisión es de 11 bits de largo y se produce en bloques con una codificación 1 y 0, especial para la sincronización al principio de la secuencia. Esto se designa como 1s y 0s, respectivamente.

que convierten los instrumentos no GPIB a instrumentos compatibles GPIB, si el instrumento dispone de salidas binarias compatibles TTL y comandos programables. Una forma efectiva de mejorar un instrumento no diseñado específicamente para el GPIB, es utilizar el Fluke 1120A que es un convertidor IEE-488 que se puede ver en la figura 14.

El Fluke 1120A fue diseñado específicamente para permitir únicamente a los productos de Fluke, que no estaban diseñados inicialmente para el bus GPIB, que trabajaran con dicho bus. El 1120A conecta el instrumento al bus a través de una unidad de salida de datos opcional en el instrumento y una tarjeta personalizada en el 1120A. Cada tarjeta personalizada se puede orientar individualmente y es transparente a otros instrumentos. Cada tarjeta personalizada corresponde a un instrumento Fluke en particular, y está soldada como una opción a dicho instrumento o como un Kit instalado por el usuario.

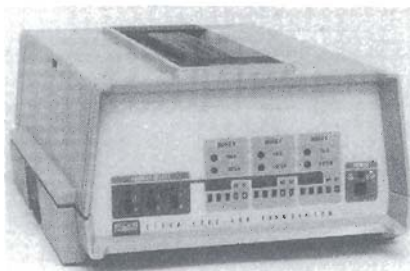
Mediante una tarjeta especial de circuito para el Fluke 1120A, el convertidor se transforma en un traductor de propósito general entre sistemas del bus GPIB y sistemas de datos bit-paralelo. Esta tarjeta de circuito denominada A17-4, maneja hasta 32 entradas y salidas digitales; se pueden colocar hasta 3 tarjetas A17-4 en un convertidor 1120A.

Ahora que se comprenden mejor los bus de instrumentos, se puede abordar la tarea de examinar otro estándar, el HP-IL o Hewlett Packard Interface Loop.

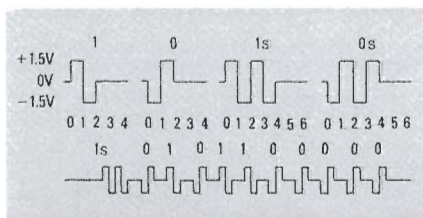
El HP-IL

A diferencia del GPIB, el HP-IL (Hewlett Packard Interface Loop), es sencillamente un transmisor unidimensional de datos digitales serie al siguiente dispositivo HP-IL. Junto con los datos, se transmite cierta cantidad de energía para alimentar el siguiente dispositivo HP-IL en el bucle. El dispositivo que espera, descansa en reposo hasta que es energizado, con lo que se consigue que sea una realidad el funcionamiento portátil alimentado por batería. Una vez que han sido transmitidos los datos a través de todos los dispositivos HP-IL, éstos vuelven al transmisor/controlador y se comprueba que no existen errores. Este proceso simplemente compara los datos transmitidos inicialmente, con los datos que vuelven después de completar el bucle. La configuración Master/Esclavo del HP-IL utiliza el mismo sistema transmisor y receptor que se explicó anteriormente para la transferencias de datos digitales. Con el HP-IL, uno de los dispositivos emisores es diseñado como el controlador o Master. Todos los demás dispositivos dentro del bucle son esclavos, con independencia de que sean de forma inherente receptores o transmisores, por su diseño. Sin embargo, es posible funcionar sin el controlador. Por ejemplo, un voltímetro (emisor), podría enviar datos de lectura a una impresora (receptor). La utilización de varios controladores, con niveles de prioridad o interrupciones, también es posible. Un controlador de Hewlett Packard que

14



16



15



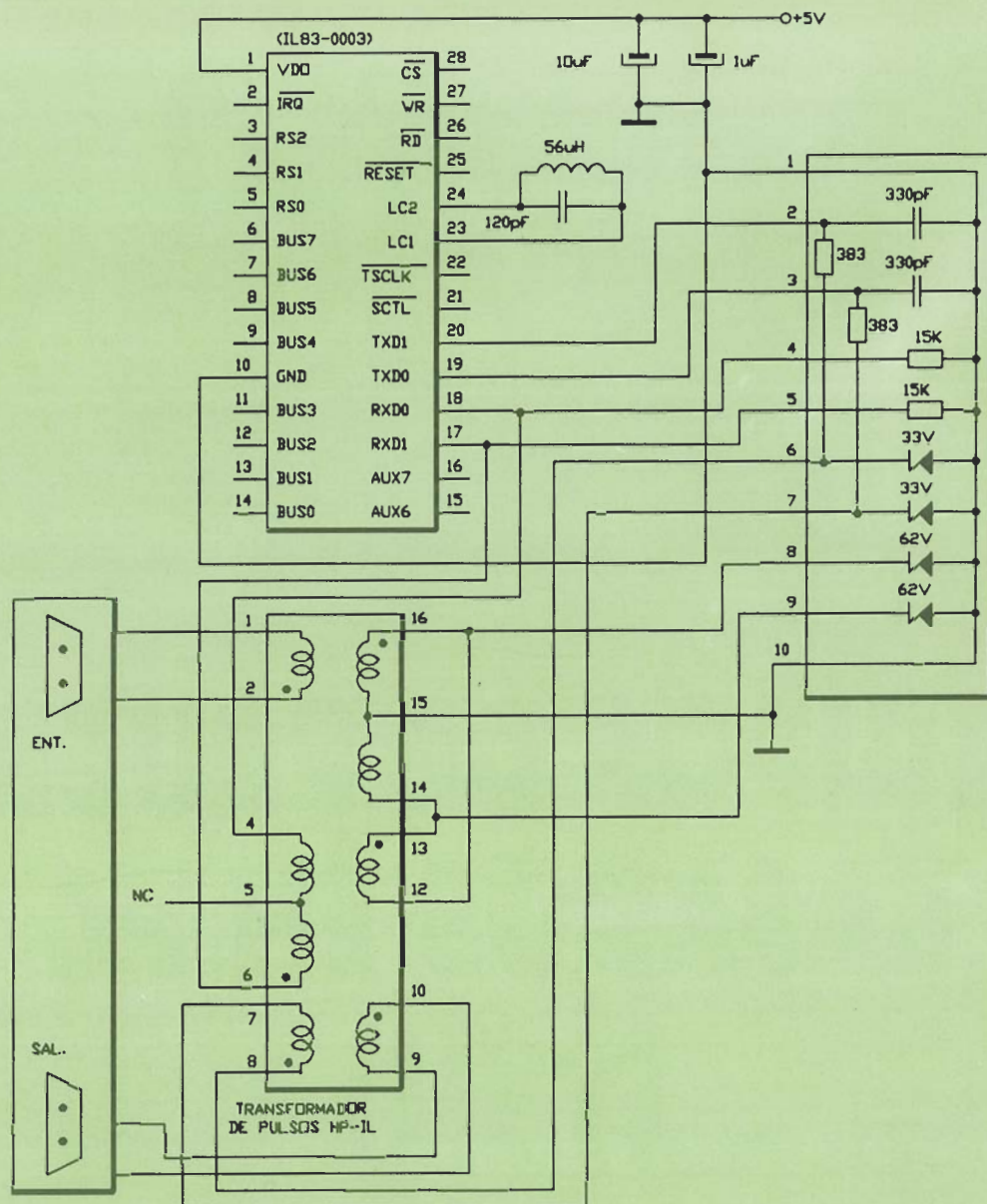


Figura 17. Los transformadores de pulso funcionan como un aislamiento de los transmisores y receptores. Estos transformadores facilitan la generación de los tres niveles de tensión necesarios para la codificación HP-IL.

goza de una gran popularidad con el HP-11 es la calculadora de mano HP-41 que se puede ver en la figura 15.

En la parte trasera de la calculadora existen puertos enchufables que permiten conectar a la HP-41 con módulos de RAM, ROM, Lectores de Tarjetas, Impresoras térmicas y un lector de código de barras.

La capacidad del HP-IL para controlar sus accesorios permiten al operador introducir un mensaje escrito y correr el comando Print. En ese caso, la red HP-IL es comprobada para encontrar la primera impresora disponible sobre la cual pueda aparecer el mensaje. El HP-IL utiliza un sistema atípico, y un interesante método, mediante código de tres niveles para la transmisión de datos

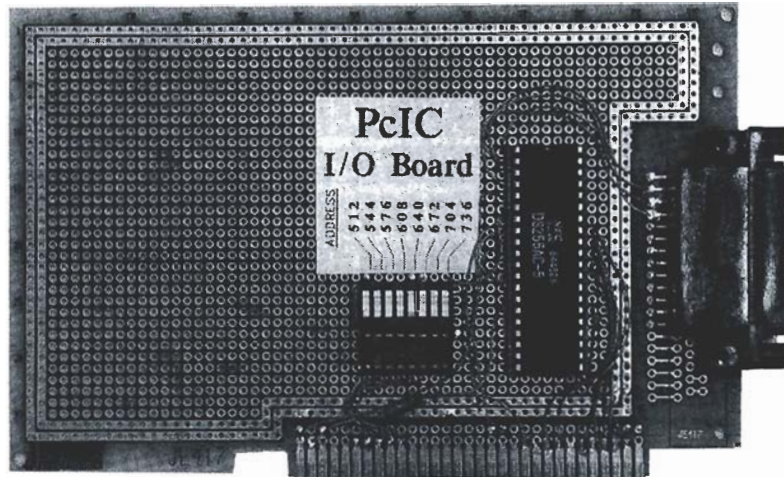
que dispone de una gran inmunidad al ruido, una gran fiabilidad y un reducido consumo de potencia, funcionando de la siguiente manera:

Un pulso de nivel alto lógico, es un +1,5 voltios seguido de un -1,5 voltios; lo opuesto es un nivel lógico bajo (ver la fig. 16), si se produce un pulso de nivel lógico alto o bajo, debido al ruido eléctrico, ya que dicho pulso a consecuencia del ruido no está seguido por un pulso de la magnitud opuesta. Cada transmisión posee 11 bits de largo y se produce en conjuntos con una codificación especial 1 y 0 para la sincronización al principio de la secuencia, designamos como 1s y 0s, respectivamente. La «S» significa sincronización. Cinco bits de la transmisión de once bits, componen el envío del ins-

trumento que está siendo utilizado. Como se puede ver en la figura 17, en lugar de utilizar controladores de líneas semiconductores y receptores, los transformadores de pulso funcionan como controladores y receptores de líneas aislados.

Los transformadores se utilizan, ya que hacen más sencillo la generación de los tres niveles de tensión del código de HP-IL.

Hewlett Packard ha desarrollado el HP 82166A, que es un convertidor HP-IL, el cual transforma mecanismos de entrada y salida compatibles en dispositivos HP-IL. Se puede esperar que otros fabricantes incluyan esta capacidad en los instrumentos de medida en lugar de necesitar el uso de dispositivos de interfaces más costosos.



EQUIPOS DE PRUEBA BASADOS EN PC (y III)

En los montajes previos se han construido instrumentos de prueba basados en ordenador para medir tensiones, resistencias y capacidades. En este montaje final, se redondeará el sistema de pruebas de componentes, CIS, con un comprobador de circuito integrado basado en ordenador. Nuestro comprobador puede verificar el correcto funcionamiento de cualquier circuito integrado de 14 ó 16 patillas CMOS o TTL. También se puede modificar para comprobar cualquier circuito integrado que necesite entradas digitales y proporcione salidas digitales.

Métodos de prueba

Habitualmente, hay dos formas de comprobar los circuitos digitales y

los circuitos integrados: la comprobación de transición y la comprobación de estado. En la comprobación de transición se le proporciona al circuito una serie de señales y se verifican las transacciones a la salida. La comprobación de las transiciones es beneficiosa cuando se está interesado en las características de CA (tiempo de subida, tiempo de propagación, etc.) de un determinado circuito.

Sin embargo, la prueba de transición es muy cara y tarda mucho tiempo en realizarse.

Con la comprobación de estado, se cambia una entrada cada vez y se controla cualquier cambio en salidas. La comprobación de estado no puede verificar la respuesta a alta frecuencia de un circuito integrado, pero permite hacer funcionar a un

determinado circuito y comprobar si está bien o mal. Este comprobador que se presenta utiliza la técnica del estado.

Especificaciones

Un circuito integrado puede quedar completamente definido mediante un diagrama de conexiones, un diagrama de bloques o de funcionamiento y por una Tabla de verdad. El diagrama de conexión muestra la disposición física y los nombres de cada patilla. El diagrama de bloques presenta las funciones internas del circuito integrado. La Tabla de verdad registra las salidas proporcionadas por varias combinaciones de entrada.

Por ejemplo, la figura 1 muestra

un diagrama de conexión (a), un diagrama de función (b) y una Tabla de verdad (c) de un CMOS 4011 formado por cuatro puertas NAND de dos entradas. El diagrama de conexión indica que el 4011 es un circuito integrado de 14 patillas con masa (Vss) en la patilla 7 y con la alimentación +V (Vdd) en la patilla 14.

Las otras patillas se encuentran marcadas también, pero, para encontrar el significado de cada una de las etiquetas, se debe recurrir al diagrama funcional (fig. 1-b).

Aquí se pueden ver cuatro puertas lógicas NAND, cada una de ellas con dos entradas A y B y una salida Y. Para hallar la forma en la que trabaja una determinada puerta, habrá que examinar la Tabla de verdad (fig. 1-c). Por cada puerta, la salida se encuentra a nivel alto, a menos que las dos entradas se encuentran a nivel alto, en cuyo caso la salida es de nivel bajo.

Pasos de prueba

Utilizando el diagrama de conexión y el diagrama funcional, así como la Tabla de verdad, han de seguirse cuatro pasos para comprobar un determinado circuito integrado.

1. Determinar su patillaje, sus funciones lógicas y su Tabla de verdad.

2. Especificar una serie de entradas para comprobar las funciones.

3. Determinar las que serán salidas adecuadas para combinación de entrada.

4. Realizar la comprobación física.

Se obtendrán los datos de patillaje, de funcionamiento y de la Tabla de verdad de los libros de datos, los cuales podrán adquirirse en los establecimientos de distribuidores locales de circuitos integrados. (Estos libros también suelen estar disponibles en las grandes librerías locales.) Utilizando esta información, se puede planificar una serie de entradas. Sirviéndose de la Tabla de verdad como una guía, se realizarán paso a paso todas las combinaciones posibles para la entrada, o tantas como sean necesarias para comprobar el buen funcionamiento, y se determinarán las salidas adecuadas para cada una de estas combinaciones. Un formato programado (tal como el que se muestra en la figura 2) puede ser muy útil para realizar el programa de comprobación.

Una vez confeccionado el programa de comprobación, procedemos a realizar la verificación física del circuito siguiendo los siguientes pasos:

1. Inicializar el circuito integrado en un estado predeterminado.

2. Aplicar las entradas.

3. Comprobar las salidas.

4. Comparar con lo que debería suceder; determinar si está el circuito bien o mal.

Por ejemplo, la figura 2 muestra un programa de comprobación para el 4011. Este programa inicializa primero todas las entradas a nivel alto. Realmente, cualquier inicialización es válida (todas las entradas a nivel bajo, por ejemplo), ya que lo que se pretende es que todas las comprobaciones partan de un estado conocido y repetible. La comprobación comienza en el paso 9. Una entrada de cada puerta se mantiene a nivel bajo, cambiando el estado de la salida de estas puertas de nivel bajo a un nivel alto. Después, la entrada se vuelve a poner a nivel bajo, con lo que la salida también vuelve a nivel bajo.

El comprobador

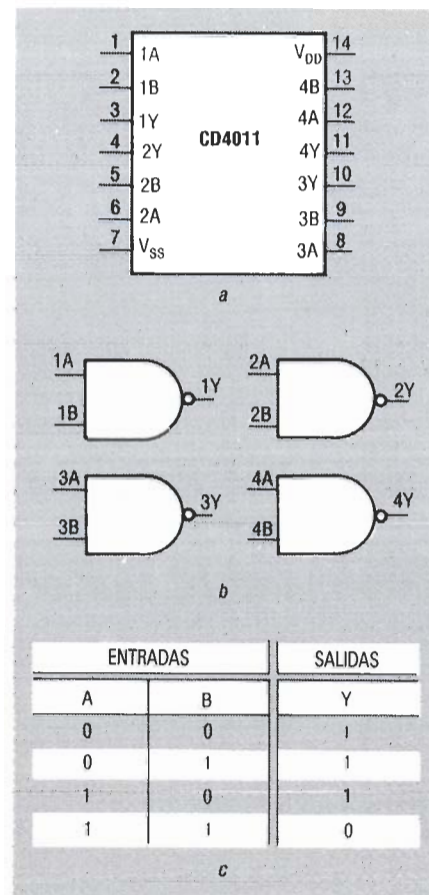
Para lograr una flexibilidad máxima, se ha diseñado una tarjeta de interfaz sencilla, como la que se puede ver en la figura 3. El corazón de esta tarjeta es el 8255 estándar (IC2); el otro único componente activo de la placa es un decodificador 74LS138, que permite seleccionar un puerto de E/S para comunicarse con la tarjeta. Para evitar problemas con otros dispositivos del hardware, los conmutadores DIP S1 permiten modificar y seleccionar uno de los distintos puertos entre el 512 hasta el 736 en decimal.

El 8255 puede funcionar en varios modos; se utilizará el modo 0, en el que cada registro de ocho bits (PA, PB y PC) se puede programar para la salida y la entrada. Un registro de control adicional especifica la forma de funcionamiento de los registros de datos.

Si se programan PA y PC como salidas, y PB como entrada, se tienen ocho entradas y 14 salidas. Por el contrario, si se programan PA y PC como entradas, y PB como salida, se obtienen ocho salidas y 14 entradas. Debido a estas dos posibilidades, se puede comprobar cualquier circuito integrado de 14 ó 16 patillas con otras combinaciones de entradas y salidas.

Mediante un cable estándar de 25 patillas se conecta J2 a la placa de E/S del PC para realizar la prueba; en la figura 4 se muestran los componentes de J1, dos paneles de conexión sin soldadura, y de S01, un zócalo de 16 patillas con fuerza de inserción nula (ZIF). Esta disposición

1



permite que se pueda conectar cada una de las 24 líneas de J1 a cualquiera de las 16 patillas de S01 mediante puentes de hilo conductor.

Software

Todos los programas de prueba y de control están escritos en BASIC y se han suministrado por la editorial a los lectores junto con el número anterior de la revista. Si se define a A como la dirección del puerto del comprobador. Si se define a A como la dirección de PA (la dirección decimal seleccionada por S1), entonces $B = A + 1$, $C = B + 1$ y $D = C + 1$, en donde B corresponde a PB, C a PC y D es el registro de control. Por ejemplo, si S1 tiene una dirección de 640, entonces:

10 A = 640: B = 641: C = 642 y D = 643.

Ahora, para inicializar el 8255 PPI, se deberá enviar el valor adecuado al registro de control. Para configurar PA = salida, PB = entrada y PC = salida, este valor es 130. Para PA = entrada, PB = salida y PC = entrada, el valor es 135. Por ejemplo, para poner PA y PC como salidas y

Fig. 1. Especificaciones de un circuito integrado. Necesita de un diagrama de patillaje (a), de un diagrama funcional (b) y de una tabla de verdad (c) para definir completamente un determinado circuito integrado.

HOJA DE PROGRAMACIÓN PARA PC DE CIRCUITOS INTEGRADOS Hoja 1 de 1

TIPO DE CIRCUITO INTEGRADO: CD 4011 CMOS Quad 2-In NAND Puerta

ANOTACIONES: Entradas = 1, 2, 5, 6, 8, 9, 12, 13. Salidas = 3, 4, 10, 11

INTERCONEXIONES (Indicadas en el programa ICSETUP)

IC: 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

J1: 1 2 9 10 3 4 23 N/A N/A 5 6 11 12 7 8 25

PASO NR	PATILLAS DE CIRCUITO INTEGRADO																NOTAS
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
1	1		X	X						X	X						Inicio X = No importa
2		1	X	X						X	X						
3			X	X	1					X	X						
4			X	X		1				X	X						
5			X	X				1		X	X						Fin de la inicia- lización
6			X	X					1	X	X						
7			X	X						X	X	1					
8			X	X						X	X		1				
9	0		Hi	Lo						Lo	Lo						Prueba Hi, lo son las salidas
10	1		Lo	Lo						Lo	Lo						
11			Lo	Hi		0				Lo	Lo						
12			Lo	Lo		1				Lo	Lo						
13			Lo	Lo				0		Hi	Lo						
14			Lo	Lo				1		Lo	Lo						
15			Lo	Lo						Lo	Hi	0					
16			Lo	Lo						Lo	Lo	1					

Fig. 2. Hoja de programación. Es necesario crear un programa de prueba utilizando un formulario como este para cada circuito integrado que se desee comprobar.

PB como entrada, se tendrá que hacer:

20 Out D, 130

Después de inicializar el 8255, se podrá enviar y recibir información a, y desde, los registros. Por ejemplo, para poner las líneas de PA PA0 y PA2 a nivel alto, y comprobar estas líneas para asegurarse de que todo funciona de forma correcta:

```
30 OUT A, 5
40 IF INP(A) < 5 THEN PRINTO
«Hay un problema con PA»; END
50 IF INP(A) = 5 THEN PRINTO
«Registro periférico A bien»; END
```

Para comprobar el estado del registro de entrada, PB, se sigue el mismo método de las líneas 40 y 50. Por ejemplo, para comprobar el estado de PB5 (J2-14):

```
60 X = INP(B); X = X AND 8;
PRINT «PB5 ES»;
```

```
70 IF X = 0 THEN PRINT «Bajo»
```

```
89 IF X = 1 THEN PRINT «Alto»
```

El valor de 8 es el número decimal asociado a PB5. Haciendo un AND con el resultado de la entrada (INP), se aísla el valor de los otros bits. El valor 8 se denomina «máscara», los valores de «máscara» para los bits del 0 al 7 son, respectivamente, 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128.

Combinando ideas, se puede crear un pequeño programa de prueba que nos diga si el comprobador está funcionando en la dirección seleccionada. Para ello, ver el listado 1.

Es importante recordar que las salidas permanecen constantes hasta que se modifican; en otras palabras, las salidas disponen de enclavamiento o memoria. Las entradas, por otra parte, no disponen de enclavamiento. Los valores devueltos son los que existen en el instante en que se comprueban. Si se modifica una señal, y cambia un poco antes de

Listado 1

```
.....
1 REM** I/OTEST.BAS
10 CLS : PRINT : PRINT : PRINT : DEF
SEG = 64
20 INPUT «La dirección que selecciona
(ex: 649)»; A
15 B = A + 1; C = B + 1; D = C + 1
30 OUT D, 130 : REM** PA=Output,
PB=Input, PC=Output
40 OUT A, 255 : X1 = INP(A)
50 OUT A, 0 : X2 = INP(A)
60 IF (X1 < 255) OR (X2 < 0) THEN
PRINT «Problema con PA»
70 OUT C, 255 : X1 = INP(C)
80 OUT C, 0 : X2 = INP(C)
90 IF (X1 < 255) OR (X2 < 0) THEN
PRINT «Problema con PC»
100 OUT D, 153 : REM** PA=Input,
PB=Output, PC=Input
110 OUT B, 255 : X1 = INP(B)
120 OUT B, 0 : X2 = INP(B)
130 IF (X1 < 255) OR (X2 < 0) THEN
PRINT «Problema con PB»
135 GOTO 150
140 PRINT : PRINT TAB(25); «Comproba-
ción de la placa de E/S bien en la direc-
ción»; A
150 PRINT : PRINT : PRINT : END
```

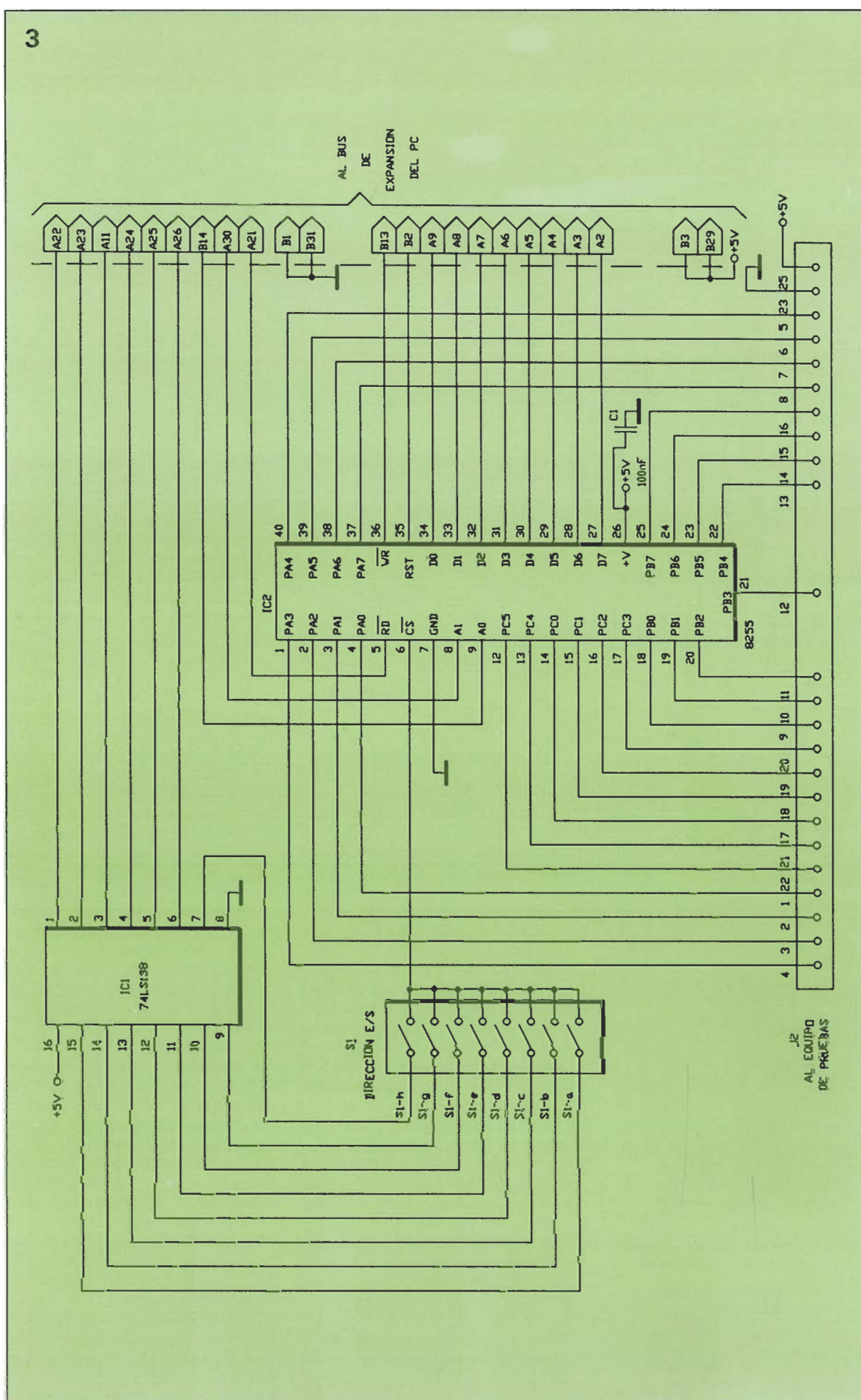


Fig. 3. La placa de E/S contiene únicamente dos componentes activos, un 8255 y un 74LS138. El circuito se completa con un conjunto de conmutadores DIP y un condensador de bloqueo.

Lista de componentes

C1 = 100 nF poliéster
 IC1 = 8255
 IC2 = 74LS138
 J1 = Conector hembra tipo D, para montar sobre el chasis.
 J2 = Conector hembra DB-25, para montar en placa en ángulo recto
 S1 = Conmutador DIP de 8 posiciones
 SO1 = Zócalo de fuerza de inserción nula de 16 patillas

Varios:
 Zócalos para circuito integrado de 16 patillas y 40 patillas de perfil bajo, caja, etc.

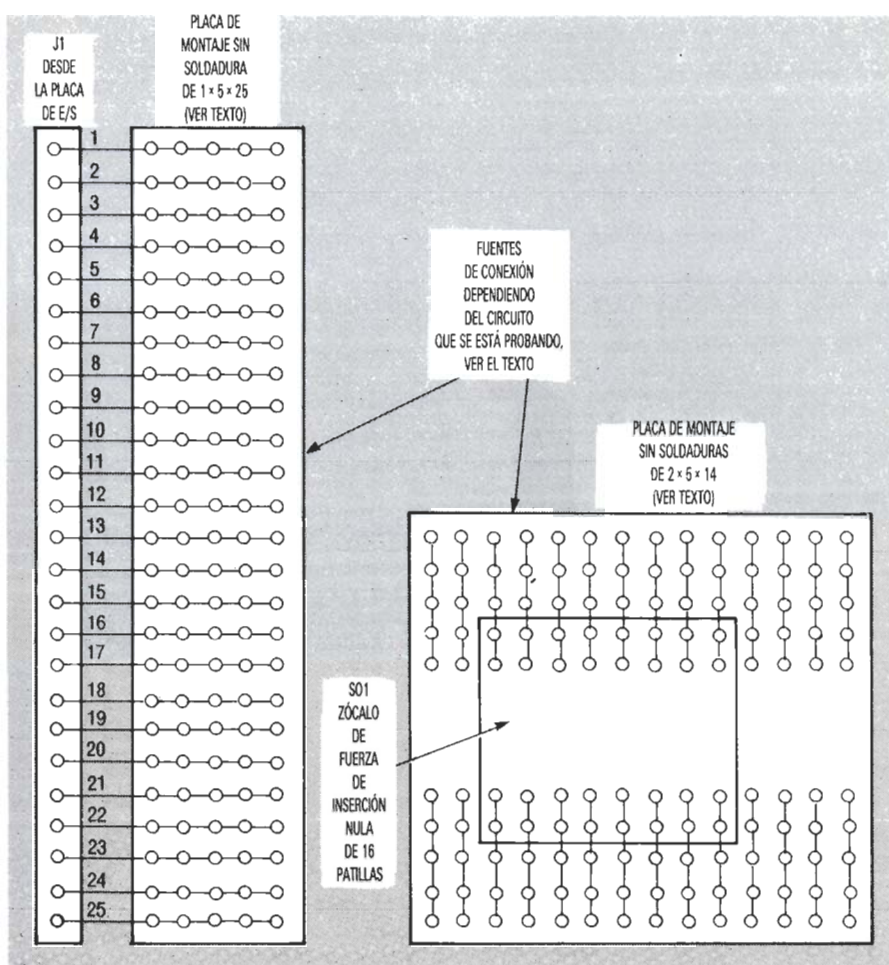


Fig. 4. El montaje para pruebas incluye dos placas para montaje sin soldadura. Una de ellas contiene las conexiones permanentes a J1; el zócalo de fuerza de inserción nula se inserta en el otro. El software especifica la forma en la que se tienen que interconectar estas dos placas, dependiendo del tipo de circuito que se desea comprobar.

que se compruebe, es posible que no se detecte el cambio. Si se desea comprobar un cambio en una entrada, se puede crear un bucle que compruebe de forma continua hasta que se produzca el cambio, o hasta que el programa haya realizado el bucle un determinado número de veces. Por ejemplo, el fragmento del Listado 2 comprueba el estado de la entrada de PB5 hasta que encuentra un nivel alto o realiza el bucle 500 veces.

Listado 2

```

/*
200 REM** Este código comprueba que
    hay un nivel alto en PB5 (J2-14)
210 REM** Asume que se ha inicializa-
    do el 8255 creando las variables
215 REM** A, B, C Y D; y que se ha rea-
    lizado un OUT D, 130,
220 REM** para hacer que PB se com-
    porte como un registro de salida
230 REM
240 IF (INP(B) AND 8) <> 8 THEN
    X = X + 1 : GOTO 260
250 PRINT "High Sensed On PB5." : END
260 IF X < 500 THEN GOTO 240 : REM**
    Try 500 times
270 PRINT "PB5 Remained Low During
    500 Sensings." : END

```

Programas de prueba

Cuatro son los programas que controlan el comprobador: CHNGADR, ICSETUP, IC e ICAUTO. Comenzando por el más simple, CHNGADR, hay que decir que es un programa corto que lee un fichero HWADDRES.DAT, lo visualiza en la pantalla y solicita una nueva dirección de hardware. Este almacena su contestación en un fichero de datos de cuatro caracteres (tres caracteres para el valor de la dirección y un último carácter, D, para indicar que el valor es decimal).

ICSETUP permite identificar el número de patillas de un circuito integrado bajo prueba, especificar cada una de las patillas como entrada, salida, masa o alimentación +V, y denominar cada patilla. Después, ICSETUP cuenta el número de entradas y de salidas para determinar el modo del 8255 (PA = entrada; PB = salida; PC = entrada; o, también, PA = salida; PB = entrada; PC = salida). ICSETUP asigna las líneas de entrada y de salida disponibles a las patillas apropiadas de zócalo en el montaje de medición, y visualiza la lista de in-

TABLA 1

EJEMPLO DE LISTA DE INTERCONEXIÓN

SO1/Zócalo Zif Placa de conexión J1	
1	1
2	2
3	9
4	10
5	3
6	4
7	23
8	
9	
10	5
11	6
12	11
13	12
14	7
15	8
16	25

terconexión de la forma en que puede verse en la tabla 1, en donde se especifica qué conexiones de la placa de conexión sin soldadura deben ir a las patillas del zócalo de fuerza de inserción nula.

El programa escribe las definiciones y la información de configuración del 8255 en un fichero de definición.

Por ejemplo, si se especifica un fichero para el 4011, ICSETUP crea un fichero 4011.DEF. Se tiene que correr OCSETUP una única vez cada tipo de circuito integrado; también hay disponible una librería de definiciones para los circuitos integrados disponibles a través del autor. El programa denominado IC utiliza la información del fichero de configuración para permitir realizar la comprobación manual. Se utiliza el procedimiento manual para crear un fichero de prueba, de forma de ICAUTO lo que pueda utilizar para realizar las pruebas de forma automática. IC solicita el nombre del fichero, recupera la información de definición, visualiza el listado de interconexión y visualiza una imagen gráfica del circuito bajo prueba.

Utilizando la lista de interconexión, se realizan las conexiones necesarias y se inserta el circuito a comprobar en el zócalo de fuerza de inserción nula. Después, se deberá especificar un valor de patilla y un valor de 0 ó 1. Para los circuitos que necesitan de un ciclo de reloj se puede especificar un pulso utilizando P en lugar de 0 ó 1. Un pulso invierte de forma temporal el estado de una señal y la devuelve a su estado original. Solamente la respuesta del circuito integrado, al final del pulso, se puede tomar como relevante. El programa envía el valor correspondiente a la patilla especificada, lee las salidas del circuito integrado, salva los

resultados y visualiza el estado de todas las patillas en la pantalla.

Realmente, el programa IC tiene dos fases: inicialización y prueba. Durante la inicialización, todas las salidas se ponen a 256, lo que indica que el resultado no se considerará para determinar si el circuito está bien o mal. Cuando se termina la inicialización, se selecciona la fase de prueba. Ahora, tanto las entradas como las salidas se almacenan según se suceden. Cuando se acaba la fase de prueba, se selecciona END; y, en este punto, se salva en un fichero todo el procedimiento de prueba, junto con los resultados correctos, si se desea por el usuario. En la tabla 2 y en la tabla 3 se pueden ver ejemplos de la estructura de datos para los ficheros DEF y DAT, respectivamente.

El último programa, ICAUTO utiliza los ficheros DEF y DAT para comprobar el funcionamiento de un circuito integrado de forma automática. Si se produce una respuesta que no es la especificada en el fichero DAT, el programa se para de forma automática, avisando que se ha producido en error, y señala la patilla en la que ha ocurrido la inexactitud. Dicho de otro modo, después de completar toda la secuencia del fichero DAT, ICAUTO indica que el circuito está bien y solicita que se introduzca uno nuevo en el zócalo.

Construcción

El hardware del comprobador consiste en dos componentes principales. La placa de E/S, basada en el PC, y el sistema de conexiones para prueba. Las dos se comunican a través de una cinta de cable estándar de 25 patillas con conectores D macho en los dos extremos.

Se comenzará ahora con la descripción de la placa de E/S, que se puede fabricar con una placa de prototipos para ranura de PC de «medio tamaño». Estos tipos de placas contienen un molde de orificios plateados a través de una retícula de 0,1 pulgadas, un área de montaje para un conector DB-25 y, finalmente, un área de contacto en un extremo adecuada para un bus de expansión para PC de 8 bits. Antes de comenzar el montaje hay que colocar la tarjeta frente a uno mismo, con la zona para montar el conector DB-25 a la izquierda y el extremo de contacto en la parte de abajo. Hay que ver los 31 contactos chapados en oro; el que está situado más a la izquierda es B1. Hay que encontrar los contactos del B5 al B10 y, utilizando un bisturí, o una herramienta similar, hay

TABLA 2			TABLA 3			
FICHERO DE DEFINICIÓN 4011			FICHERO DAT PARA 4011			
Dato NR.	Dato	Máscara Decodificación	Dato NR	Puerto A	Puerto B	Puerto C
1	CD 4011, cuádruple		1	1	256	0
2	Puerta AND de 2 entradas		2	3	256	0
3	CMOS		3	7	256	0
4	Decodificación		4	15	256	0
5	Máscara		5	31	256	0
6	130		6	63	256	0
7	OUT1 IN-A A**	1	7	127	256	0
8	OUT2 IN-A A**	2	8	255	256	0
9	OUT3 IN-A B**	1	9	254	1	0
10	OUT4 OUT-A B**	2	10	250	3	0
11	OUT5 OUT-B A**	4	11	234	7	0
12	OUT6 IN-B A**	8	12	170	15	0
13	N/A7 IN-B **	0	13	171	14	0
14	**	0	14	175	12	0
15	**	0	15	191	8	0
16	OUT 8IN/C A**	16	16	255	0	0
17	OUT 9IN-C A**	32	17	253	1	0
18	OUT10OUT-C B**	4	18	245	3	0
19	OUT11OUT-D B**	8	19	213	7	0
20	OUT12IN-D A**	64	20	85	15	0
21	OUT13IN-D A**	128	21	87	14	0
22	N/A14V+ **		22	95	12	0
			23	127	8	0
			24	255	0	0

** Nota: valor de decodificación de la máscara

que eliminarlo. Esto es una medida de precaución para asegurar que las tensiones de +12 voltios, -12 y -5 voltios del PC, no llegan al circuito que funciona únicamente con +5 voltios.

A continuación, hay que darle la vuelta a la placa de forma que el área para el conector DB-25 se encuentre a la derecha. Ahora, habrá que instalar verticalmente un zócalo de 40 patillas de perfil bajo, aproximadamente a 1,5 centímetros del área de montaje del contexto DB-25, como se puede ver en las fotos, y se debe soldar en el lugar apropiado. Con posterioridad, habrá que colocar horizontalmente un zócalo de 16 patillas de perfil bajo, aproximadamente a unos 2 centímetros por encima del extremo inferior de los contactos. El extremo izquierdo del zócalo tendrá que quedar, aproximadamente, por encima del contacto A31. Se soldará este zócalo también a la placa. Ahora, se montará S1 de forma horizontal por encima del zócalo de 16 patillas, y se soldará en el lugar correspondiente.

A continuación, utilizando un cablecillo, se realizarán todas las interconexiones en la forma indicada en la figura 2. Habrá que comprobar que no existen cortos, ni circuitos abiertos, ni puentes de soldadura. Seguidamente, se soldará el conector DB-25. Bastará con insertar IC1 e IC2 en sus zócalos y comprobar la placa, una vez más. Para ajustar la dirección habrá que seleccionar uno, y solamente uno, de los elementos

de S1, de acuerdo con las direcciones que se muestran en la tabla 4; si no se está seguro de la dirección a seguir, se puede intentar con la dirección 544 para un PC estándar, o con la dirección 640 para un AT ó 386. Después, habrá que apagar el ordenador e insertar la tarjeta en una ranura libre, encendiendo el ordenador posteriormente. No se debe insertar nunca la tarjeta mientras el ordenador se encuentre encendido.

Ahora, se puede introducir y correr el programa I/O TEXT.BAS, mostrado en el listado 1, utilizando GWBASIC o BASICA. Hay que asegurarse de introducir la dirección correcta cuando el programa lo solicita. Si se obtiene el mensaje «TEST DE LA PLACA E/OK EN LA DIRECCIÓN XXX» (donde «XXX» es la dirección especificada mediante S1), entonces se está listo para trabajar.

TABLA 4	
DIRECCIONES DE E/S	
Posición del conmutador	Dirección
S1-a	512
S1-b	544
S1-c	576
S1-d	608
S1-e	640
S1-f	672
S1-g	704
S1-h	736

En otras palabras, se deberá apagar el ordenador, seleccionar otra dirección con S1 y probar de nuevo. El sistema de prueba consiste en una caja de plástico (de cualquier tamaño o tipo puede funcionar), un conector hembra DB-25, dos piezas de placas de montajes sin soldadura y un zócalo de fuerza de inserción nula de 16 patillas para comprobar los circuitos integrados. Para más referencias ver las fotos de este artículo. Las placas de montaje sin soldadura deberán tener al menos 42 filas de contactos y no dispondrán de buses de alimentación. Empezando por un extremo, habrá que contar hacia abajo 26 filas y cortar cuidadosamente la placa con una sierra de marquetería fina. A continuación, se limará el extremo de la pieza que se ha obtenido, de tal modo que se acabe con 25 filas de contactos limpios.

Las placas de montajes de este tipo disponen de dos columnas de contacto no conectadas, separadas por un «valle». Habrá que cortar a lo largo de este valle para crear una pieza que tenga aproximadamente una columna de 25 filas de 5 contactos cada una. Este es el bloque en el cual se insertará los 24 cables que provienen de J1.

De la pieza remanente «con el valle», se cortará una sección que contenga 22 filas. En este caso, no se debe cortar el valle ya que esta pieza deberá aceptar el zócalo de fuerza de inserción nula; se liján suavemente los extremos.

A continuación, habrá que mecanizar la caja de forma que acepte J1 y las placas, y se deberán taladrar algunos orificios en la parte superior para que pasen los cables de J1. Habrá que soldar unos trozos de cable rígido de unos 12 centímetros a J1 desde la patilla 1 a la patilla 23 y a la patilla 25. Se montará J1 en la caja. Se colocará el bloque de conexiones J1 (en el que se ha eliminado el valle) en la caja y se fijará con pegamento o cinta de doble cara. Comenzando con la patilla 1, se pasará cada cable a través del orificio y se insertará en su fila correspondiente, se continuará hasta la patilla 23. Finalmente, se tomará el cable de la patilla 25 de J1 y se insertará en la fila 25. Hay que cerciorarse de que no existe nada conectado a la fila 25. Se comprobará la continuación entre J1 y el bloque para asegurarse que se han conectado las patillas de forma correcta. Ahora, habrá que colocar el otro bloque (con el valle), perpendicular a J1, y se asegurará a la caja. Se insertará el zócalo de fuerza de inserción nula en el bloque. Se marcará el bloque para

indicar qué fila corresponde a la fila 1, cuál a la patilla 2, etc. Se cortarán 16 trozos, de unos 12 centímetros, de cable rígido y se eliminarán unos 3 milímetros de aislamiento de cada extremo del cable. Estos cables servirán para conectar el bloque J1 al bloque del zócalo.

Uso

Llegados a este punto, advertiremos que deberá disponerse de una placa con las direcciones comprobadas, y de un fichero HWAD-DRES.DAT que indica esta dirección. También, habrá que contar con un montaje de prueba correctamente cableado y con un cable para conectarlo a la placa.

Para crear un fichero de datos para un circuito integrado, habrá que correr el programa ICSETUP. También habrá que averiguar si el circuito integrado es de 14 ó 16 patillas. Se definirá, posteriormente, si cada patilla es una entrada o una salida, y se proporcionará a cada patilla un nombre (con un máximo de 6 caracteres). Todavía no hay que definir las patillas de alimentación. Cuando se acabe, habrá que introducir «99». Ahora, el programa solicitará que se identifiquen las patillas para la masa y la alimentación. Cuando lo haya hecho, le pedirá que diga si quiere o no salvar esta definición en un fichero. Se contestará que SI y se se introducirá un nombre descriptivo (el número del circuito integrado con un máximo de 8 caracteres), no siendo necesario incluir ninguna extensión.

A continuación, habrá que coger una hoja de programación en blanco y crear el programa de prueba

para el circuito integrado. Con la hoja de programación en la mano, se deberá correr el programa IC, identificando el nombre de fichero previamente especificado. Enseguida se conectarán los bloques de J1 y del zócalo de prueba de acuerdo con la lista de interconexión que aparece en la pantalla. Luego, bastará con insertar un circuito integrado que se sepa que está en buen estado y se pulsará una tecla.

Se ejecutarán los procedimientos de inicialización y de prueba como se hizo anteriormente. Cuando estén acabados, se seleccionará la opción END y, en respuesta a la pregunta relativa al salvado de los datos, se contestará SI. Ahora se dispone de los ficheros necesarios para comprobar los circuitos integrados de este tipo.

Para comprobar un circuito integrado se correrá ICAUTO. Se especificará el nombre del fichero, se conectarán los bloques de prueba, se insertará el circuito integrado al ser comprobado y se pulsará una tecla.

Mientras se esté comprobando el circuito integrado, se oirá un pequeño tono a medida que se verifica cada paso. En el extremo inferior de la pantalla se presentará la información importante, y, la representación gráfica del circuito integrado en la pantalla, mostrará la forma en la que las entradas y salidas cambian. Si el circuito integrado falla, la prueba se detendrá y se sobreiluminará la patilla en la que ha ocurrido el fallo; dicho de otro modo, finalizará el test y se indicará que el circuito ha pasado la prueba. A continuación, habrá de insertarse el siguiente circuito para ser probado y podrá pulsarse cualquier tecla para comprobar. Después de comprobar todos los circuitos integrados de ese tipo, se pulsará la tecla ESCAPE para finalizar. ■

ANÚNCIESE POR MÓDULOS

INFÓRMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TFNO. (91) 457 69 23

La correlación es un método efectivo de detectar imágenes veladas por el ruido. Conozcamos los conceptos mediante la aproximación a la forma de sintonizar señales a sistemas.

EL LENGUAJE C (XI)

Métodos de correlación utilizando un PC

En la detección de pequeñas señales el ruido es el principal factor limitador. Hay cuatro métodos principales para recuperar señales en presencia de ruido. Estos son:

1. Filtrado.
2. Promedio.
3. Correlación.
4. Codificación.

Conforme han estado disponibles los sistemas de instrumentación de altas características, se ha experimentado un interés creciente por los métodos de Correlación; a pesar de que la autocorrelación, en cuanto operación de proceso de señal interesante en sí misma, permanece como una abstracción. Por ello, es preferible identificar el problema práctico, lo cual podría provocar posteriores discusiones e ilustrar los principios de este método de proceso de señal.

¿Cómo recuperar las características, la amplitud y la frecuencia, de una señal periódica enmascaradas por el ruido? El filtrado convencional es inadecuado, si se quiere que la señal deseada y el ruido indeseado compartan el espectro de frecuencia. En este caso, el filtrado del ruido también elimina la señal. Una técnica efectiva es hacer un promedio, si se puede considerar la señal como estacionaria, usando, por ejemplo, un contador móvil de dos y cinco términos, como ya se ha demostrado en anteriores páginas de la presente obra. En este capítulo, se describirán los efectos resultantes de sintonizar

señales y sistemas desde una perspectiva de ingeniería; lo cual nos llevará, conceptualmente, hacia los métodos de correlación.

Muchos métodos avanzados, de proceso de señal, utilizados para recuperar señales distorsionadas por el ruido, tienen sus orígenes en los procedimientos analíticos desarrollados por Gauss y otros científicos del siglo diecinueve. El análisis estadístico de los datos es algo extraordinario utilizando un PC; y también resulta sumamente interesante la aplicación de estas técnicas juntamente con un sistema de adquisición de datos. La tarea consiste en descubrir si estos tienen una regularidad estadística o una correlación en un proceso aleatorio. La oportunidad de usar el PC como parte de un sistema de captura de datos y proceso de señal asegura un análisis numérico más detallado. Esto también ofrece métodos alternativos para visualizar las características de las señales detectadas y recuperarlas en presencia del ruido.

Sistemas lineales y entradas aleatorias

Las discusiones de los capítulos previos se han quedado restringidas a encontrar modelos matemáticos adecuados de señales y sistemas en el dominio del tiempo y en el dominio complejo de la frecuencia. A fin de mantenernos dentro de la afirmación de que los principios deben proceder a las aplicaciones, en esta sección se demostrará la forma de utili-

zar la representación matemática para determinar la respuesta de un sistema lineal cuando la entrada es una señal aleatoria en lugar de una condicionada. Un método bastante sutil para describir el comportamiento de los sistemas es el elaborado en términos de la respuesta del impulso $H(t)$, transformada en la función de transferencia de frecuencia $H(j\omega)$. La principal peculiaridad de esta aproximación $Y(s)$, se encuentra relacionada $X(s)$, mediante la operación de multiplicación. Esto se comprueba usando el diagrama de sistema de la figura 116.

Cuando la señal de entrada tiene una forma de onda aleatoria, esta relación no existe, y la característica espectral de la señal no se puede modelar en términos de transformada. Pero retener la simple operación de multiplicación asociada con el análisis en el dominio complejo de la frecuencia, es necesario reconfigurar la señal de entrada en una forma alternativa para lograr que sea transformable.

A fin de asegurar que existe una transformada de Fourier, es necesario que:

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

Ya que $|e^{-j\omega t}| = 1$, es una condición suficiente, por lo tanto:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty$$

sin perder de vista la respuesta, esto se puede escribir de la forma:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty$$

donde la integral es finita como antes. La utilización del teorema de Parseval proporciona el modelo en el dominio de la frecuencia:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) g(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) G(-\omega) d\omega$$

Escribiendo $f(t) = g(t) = x(t)$, para mostrar que la integral de la izquierda es una expresión media cuadrática en el dominio del tiempo:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) X(-j\omega) d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{xx}(\omega) d\omega \end{aligned}$$

Es particularmente importante analizar el significado de este resultado, el cual describe cómo la potencia media en los diversos componentes de la frecuencia de la señal se distribuye en el dominio de la frecuencia. Este concepto es suficientemente importante para recibir un nombre especial: función de densidad de la potencia espectral, simbolizada por P_{xx} . La (figura 116) muestra la operación necesaria para modelar la densidad de potencia espectral como una función de transferencia.

La potencia media total formada por todas las componentes en frecuencia viene dada por el teorema de Parseval:

$$P_{\text{average}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{xx}(\omega) d\omega$$

El factor $1/2\pi$ es necesario ya que las unidades de la potencia media son V^2 , mientras que $P_{xx}(\omega)$ tiene unidades de V^2/Hz . La integración se

hace con respecto a $d\omega$, la cual tiene unidades de rads^{-1} .

Una descripción alternativa de la potencia media se puede deducir mediante el reconocimiento de que $P_{xx}(\omega)$ es simétrica respecto al origen, y que los límites de integración son desde menos infinito a más infinito. Esto es simplemente dos veces la integral entre cero e infinito, por lo que:

$$P_{\text{average}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} P_{xx}(\omega) d\omega$$

Como se explicó en el capítulo 16, se necesita una transformada de Fourier para conmutar entre el dominio del tiempo y la frecuencia. Expresado formalmente, la transformación del tiempo al dominio de la frecuencia es:

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

mientras que la transformación inversa es:

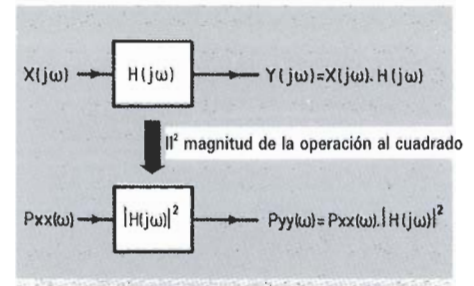
$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

la figura 117 muestra la forma en la que la transformación de Fourier relaciona los dominios del tiempo y la frecuencia. Es muy útil considerar la realidad que subyace bajo la abstracción de estas dos últimas ecuaciones. La primera describe cómo la energía de $h(t)$ se distribuye como función de una frecuencia angular en el rango de $\omega = \pm \infty$. En la segunda ecuación, la función original en el dominio del tiempo $h(t)$ se recupera mediante el reensamblado de las componentes ponderadas de frecuencia mediante la suma. Se necesita la transformada de Fourier para conmutar entre los dominios del tiempo y la frecuencia para adquirir una pequeña experiencia práctica de la utilización de la función de densidad de potencia espectral; hay que considerar las transformaciones necesarias para expresar el amortiguamiento exponencial:

$$x(t) = Ae^{\alpha t}$$

En la forma de densidad de potencia espectral (fig. 118), evitando las relaciones integrales. En lugar de

116



117

Dominio del tiempo Dominio de la frecuencia

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt \\ h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \end{aligned}$$

ello, realiza la transformación utilizando el concepto de filtro sintonizado.

Teorema de Wiener-Khintchine

Si se utiliza la forma inversa de la transformada de Fourier y se reemplaza $H(\omega)$ por $P_{xx}(\omega)$, la función de autocorrelación se puede escribir como:

$$r_{xx}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{xx}(\omega) e^{j\omega \tau} d\omega$$

Hay que señalar que $P_{xx}(\omega)$ es una función par y que el término exponencial $e^{j\omega \tau} = \cos \omega \tau + j \sin \omega \tau$ está compuesto por una función par y otra impar. La función de autocorre-

Figura 116. Multiplicando la densidad de potencia espectral de entrada por la función del sistema $|H(j\omega)|^2$ se obtiene la densidad de potencia espectral de salida.

Figura 117. La conmutación entre el dominio del tiempo y de la frecuencia requiere la relación integral de Fourier.

Figura 118. Sintonizando la transformada de la señal a la del sistema se obtiene la densidad de potencia espectral sin integración.

118

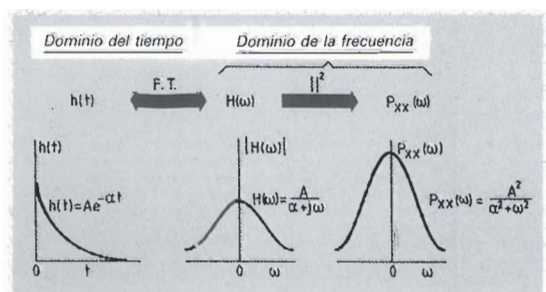




Figura 119. El teorema de Wiener-Khintchine relaciona la función de autocorrelación en el dominio del tiempo, y la función de densidad de potencia espectral en el dominio de la frecuencia, como un par de transformadas de Fourier.

lación ACF se puede escribir de la forma equivalente:

$$r_{xx}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{xx}(\omega) \cos \omega \tau d\omega + \frac{j}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{xx}(\omega) \sin \omega \tau d\omega$$

Hay que señalar que $P_{xx}(\omega)$ y $\sin \omega \tau$ son mutuamente ortogonales en el intervalo entre más menos infinito, de forma que la segunda integral es cero. Por lo tanto:

$$r_{xx}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{xx}(\omega) \cos \omega \tau d\omega$$

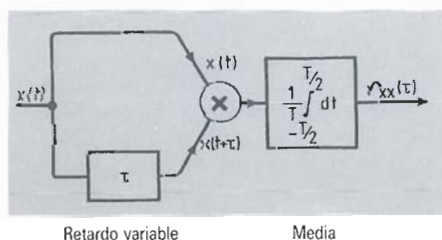
como $P_{xx}(\omega)$ es simétrica respecto al origen, la función de autocorrelación se puede expresar en la forma:

$$r_{xx}(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{xx}(\omega) \cos \omega \tau d\omega$$

adicionalmente, la relación de la integral de Fourier expresa la función de potencia espectral $P_{xx}(\omega)$ en términos de su función de autocorrelación:

$$P_{xx}(\omega) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} r_{xx}(\tau) \cos \omega \tau d\tau$$

Figura 120. Sistema para calcular la función de autocorrelación.



Por lo tanto, la función de autocorrelación y de densidad de potencia espectral están relacionadas como un par de transformadas de Fourier. Esto se muestra en la figura 119.

Autocorrelación

La autocorrelación es un método muy útil para detectar señales en presencia de ruido. En las operaciones de proceso en el dominio del tiempo aplicable a pulsos no periódicos, o señales de energía finita, se cumple que:

$$r_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) x(t + \tau) dt$$

la función de autocorrelación de señales de potencia continua o finita es:

$$r_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) x(t + \tau) dt \right]$$

La figura 120 es un sistema del proceso necesario para obtener la función de autocorrelación, y la tabla 1 muestra la función de autocorrelación de una variedad de señales comunes. Hay que considerar el significado de estas expresiones en conjunción con el diagrama del sistema. Expresado de forma simple, la operación de autocorrelación implica la multiplicación de una señal por una versión retardada de la misma y se toma el promedio del producto. Una vez comprendido lo que significa la autocorrelación y el instante a aplicar, se preferirá una exposición más precisa de los hechos. Esta es la razón por la que se introduce la relación integral. Antes de confirmar los resultados hay que reconocer que la comprensión de las operaciones de proceso de señal requiere un poco de talento matemático. Y también se necesita una genuina comprensión de la realidad que hay bajo la abstracción.

Efecto del tiempo de observación finito

Es interesante examinar el efecto del tiempo finito de observación, T , asociado con el sistema propuesto de proceso de señal que se muestra en la figura 120. Considerando el problema de evaluar la función de autocorrelación de la señal $x(t) = A$

TABLA 1

Las propiedades de la función de autocorrelación son tales que todas las informaciones de fases presentes en la señal de entrada se pierden bajo la operación de autocorrelación. La información de amplitud se retiene, aunque de una forma modificada. Las señales periódicas en tiempo tienen su periodicidad en tiempo paramétrico. La sustitución de $\tau = 0$ proporciona el valor medio cuadrático de la señal.

Tiempo real $x(t)$	FAC →	Tiempo paramétrico $r_{xx}(\tau)$
$A \sin(\omega t + \phi)$		$\frac{A^2}{2} \cos \omega \tau$
$A \cos(\omega t - \phi)$		$\frac{A^2}{2} \cos \omega \tau$
$A + B \sin \omega t$		$A^2 + \frac{B^2}{2} \cos \omega \tau$
$A e^{-\alpha t}$		$\frac{A^2}{2\alpha} e^{-\alpha \tau }$

$\sin(\omega t + \phi)$ sobre el intervalo $[0, T]$. Se escribe la función de autocorrelación como:

$$r_{xx}(\tau) = \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} x(t) x(t + \tau) dt$$

y sustituyendo $x(t) = A \sin(\omega t + \phi)$, de forma que:

$$r_{xx}(\phi) = \frac{A^2}{2} \cos \omega \tau - \frac{A^2}{4\omega(T - \phi)} \cos 2[\omega(T - \tau)] \sin(\omega \tau + 2\phi)$$

el primer término es la función de autocorrelación teórica y el otro término representa el error. Haciendo que el tiempo de observación T sea mucho más grande que el retardo, el error será pequeño.

Calculando funciones de autocorrelación discretas

Las secuencias de datos seleccionados se pueden procesar convenientemente para obtener la forma discreta de la función de autocorrelación. Esto se comprenderá probablemente mejor mediante el cálculo de los coeficientes de autocorrelación que forman la función. Una secuencia de datos extraídos, de longitud $2N + 1$ muestras, tiene el coeficiente de autocorrelación definido por:

$$r_{xx}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n x_{n+k}$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

La función de autocorrelación es simplemente un gráfico de los coeficientes calculados, dibujados como una función de k. El siguiente paso es añadir los resultados de la tabla 1, utilizando métodos numéricos con la ayuda del ordenador. Hay que considerar el modo de clasificación de los datos de la senoide $x(t) = \sin \omega t$, sometida a muestreo cada T segundos. La figura 121 contiene detalles de la autocorrelación discreta.

Calculando con el ordenador la función de autocorrelación

Como primer paso es necesaria la confirmación mediante lápiz y papel, aunque esto lleve mucho tiempo. Una vez que la abstracción ha sido superada, una aproximación más satisfactoria es pasar el algoritmo al modo software. En el listado 1, se muestra un programa adecuado. Inicialmente, la entrada objeto de muestreo se generará de forma sintética. Esto proporciona una oportunidad para examinar la función de autocorrelación de una variedad de señales, además de comprobar el algoritmo.

Anatomía del programa

Se necesita una aproximación ordenada para procesar secuencia de

Listado 1

```

/ *****
*      AUTOCORRELACION      *
*      ELEMENTAL            *
* ***** /
#include<stdio.h>
#include<math.h>
#define PI 3.14159
#define N 8
main()
{
  int x, k;
  double t;
  double contents[2*N + 1], sum[N];
/ *****
  GENERA UNA ONDA SENO SINTETICA
  125 Hz: T = 1,0 ms
  *****
  for(x = 0; x <= 16; x++)
  {
    contents[x] = sin(2 * PI * 125 * t);
    t = t + 1,0e - 3;
  }

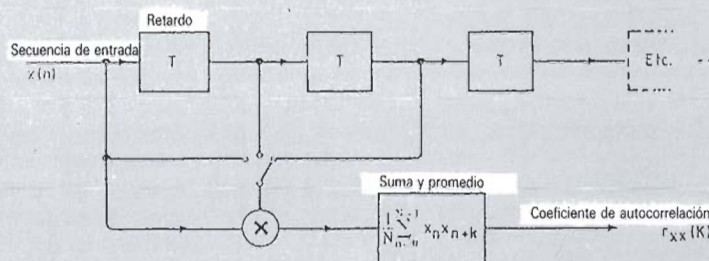
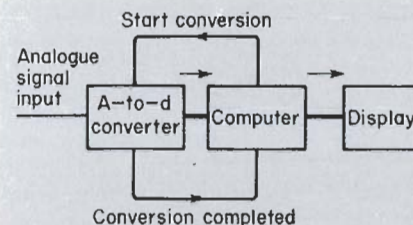
```

```

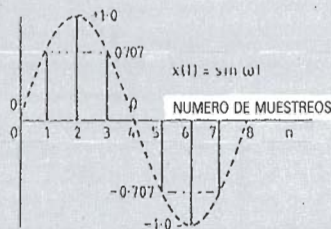
/ *****
*      EL ALGORITMO DE LA FAC      *
*      COMIENZA AQUI              *
* ***** /
for(k = 0; k <= N; k++)
{
  sum[k] = 0;
  for(x = 0; x <= N; x++)
  {
    sum[k] += contents[x] * contents[x + k]/N;
  }
  printf("Sample No.%d\t acc = %f\n", k, sum[k]);
}

```

121



Evaluando los coeficientes de autocorrelación



$$r_{xx}(1) = \frac{1}{8} (x_0 x_1 + x_1 x_2 + x_2 x_3 + x_3 x_4 + x_4 x_5 + x_5 x_6 + x_6 x_7 + x_7 x_8)$$

$$= \frac{1}{8} (0 + 0.707 \times 1 + 1 \times 0.707 + 0 + 0 + (-0.707 \times 1) + (-1 \times 0.707) + 0)$$

$$= 0.3535$$

Los otros coeficientes se obtienen desplazando de forma sucesiva el muestreo de interés un lugar a la izquierda hasta que no se superponga ninguno de los muestros. El resultado es:

$$r_{xx}(2) = 0$$

$$r_{xx}(3) = -0.3535$$

$$r_{xx}(4) = -0.5$$

$$r_{xx}(5) = -0.3535$$

$$r_{xx}(6) = 0$$

$$r_{xx}(7) = 0.3535$$

$$r_{xx}(8) = 0.5$$

Por ello, la función de autocorrelación de la secuencia de datos muestreados es $r_{xx}(\tau) = (V^2/2) \cos \omega \tau$.



Para calcular $R_{xx}(0)$, se alinean las muestras como se ilustra

$$r_{xx}(0) = \frac{1}{8} (x_0 x_0 + x_1 x_1 + x_2 x_2 + x_3 x_3 + x_4 x_4 + x_5 x_5 + x_6 x_6 + x_7 x_7)$$

$$= \frac{1}{8} (0 + 0.707^2 + 1.0^2 + 0.707^2 + 0 + 0.707^2 + 1.0^2 + 0.707^2)$$

$$= 0.5$$

Para calcular el valor de $R_{xx}(1)$, se desplaza la forma de onda, objeto de muestreo, un lugar a la izquierda de forma que:

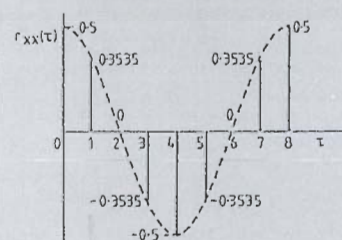


Figura 121. El proceso de señal necesita generar coeficientes de autocorrelación de las secuencias de datos capturados y sometidos a muestreo.

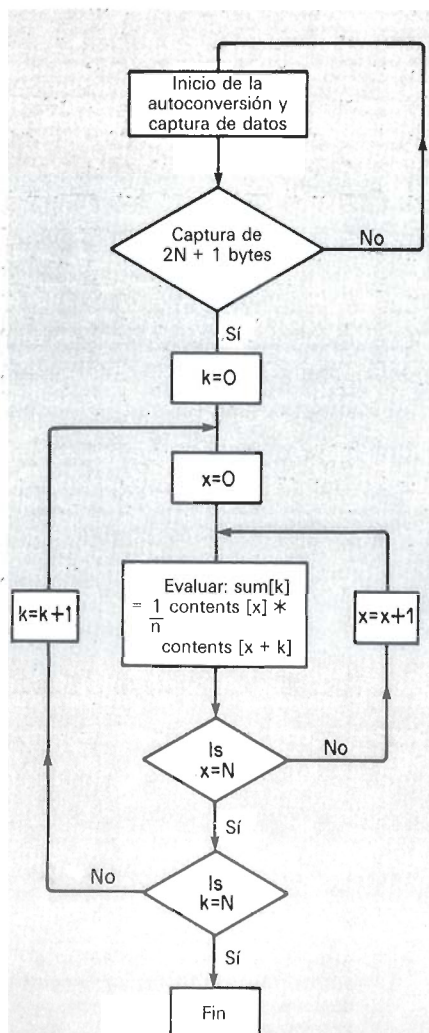
datos clasificados mediante muestreos. Hay que destacar que el algoritmo requiere $2N + 1$ muestreos. El almacenamiento de datos secuencial se proporciona incorporando la estructura de «array», `contents[x]`, dentro de un bucle «For» controlado. La intención consiste en imitar el resultado del muestreo realizado en una onda seno, de amplitud unidad y frecuencia 125 Hz. La selección de un intervalo de muestreo de 1,0 milisegundos asegura que se digitalizarán dos ciclos completos.

La construcción de la función de autocorrelación consiste en un par de bucles «For» que proporcionan las estructuras de multiplicación-suma y desplazamiento.

```
for(k = 0; k <= N; k++)
{
    sum[k] = 0;
    for(x = 0; x < N; x++)
    {
        sum[k] += contents[x] * contents[x + k] / N;
    }
}
```

Figura 122. Diagrama de flujo de la función de autocorrelación.

122



Hay que destacar que los datos pseudoseparados mediante muestreo, `contents[x]`, han sido declarados como dobles. El modelo de datos desplazado y multiplicado es sumado mediante el operador de suma con asignación `sum[k] +=`. Éste es dividido por el número de muestreos para generar el coeficiente de autocorrelación. En la tabla 2 se recogen los resultados modestos de autocorrelación en una onda seno de amplitud $V^2/2$, lo que está de acuerdo con la figura 121.

Autocorrelación gráfica

En el programa anterior, el ordenador sólo existía con el propósito de generar datos y calcular la función de autocorrelación numéricamente. Una sustancial mejora, además de una forma intuitiva de sentir esta forma de procesamiento de señal, se logra mediante la representación gráfica de los resultados. Este ejemplo, que es una modificación del listado 1, está diseñado para funcionar con una tarjeta EGA y un monitor en color. De acuerdo con las prácticas de desarrollo de programas se ha simplificado con un diseño de abajo arriba.

Aplicando el programa

El programa permitirá la confirmación de los resultados de la tabla 1 sin necesidad de recurrir a las tediosas matemáticas. En lugar de trabajar de forma improductiva, a través de las dos primeras entradas, la atención se centra en las dos últimas. La tarea debería erigirse en acicate que contribuyera a estimular seguir trabajando, y lograr la autocorrelación de señales sintéticas más ambiciosas, utilizando el PC. Las siguientes funciones son generadas mediante software. Los datos resul-

TABLA 2
Cálculo de los coeficientes de la autocorrelación utilizando $2N + 1$ puntos.

Número de muestra	Coefficiente de autocorrelación
0	0,5
1	0,3535
2	0
3	-0,3535
4	-0,5
5	-0,3535
6	0
7	0,3535
8	0,5

Listado 2

```

/ *****
*   FAC CON DATOS SINTETICOS   *
*   Y GRAFICOS EN COLOR       *
/ ***** /
#include<stdio.h>
#include<graph.h>
#include<math.h>
#define PI 3,14159
#define N 320
main()
{
    struct videoconfig screen_size;
    double t;
    int x, k;
    double sum[N + 1], contents[2*N + 1];
    for(;;)
    {
        _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);
        / * -----
                                DIBUJA LOS EJES X E Y
        ----- * /
        _settextcolor(3);
        _settextposition(4, 13);
        _outtext("A.C.F.");
        _settextposition(14, 50);
        _outtext("Parametric time");
        / * -----
                                COLOR Y POSICION DEL TEXTO
        ----- * /
        for(x = 0; x <= 641; x++)
        {
            / * -----
                                COLOCA LOS DATOS SINTETICOS AQUI,
                                LEER EL TEXTO PARA LAS SUGERENCIAS
            ----- * /
            / * -----
                                ALGORITMO DE FAC
            ----- * /
            for(k = 0; k <= N; k++)
            {
                sum[k] = 0;
                for(x = 0; x <= N; x++)
                {
                    sum[k] += contents[x] * contents[x + k] / N;
                }
                _setcolor(14);
                _moveto(k, -7,2 * sum[k]);
                _lineto(k, -7,2 * sum[k]);
            }
            / * -----
                                DIBUJA Y REALIZA LA ESCALA DEL FAC
            ----- * /
            _settextposition(16, 20);
            printf("Mean-square value = %f\n", sum[0]);
            getch();
            / * -----
                                PULSAR UNA TECLA PARA SALIR
            ----- * /
        }
    }
}
```


tantes del pseudomuestreo se almacenan, antes de ser procesados, en el molde contents[x]. La elección de la frecuencia de muestreo no es una coincidencia. Estas rutinas se emplearán posteriormente para procesar señales reales capturadas a través de un convertidor analógico digital con un tiempo de muestreo mínimo por ciclo de 25 microsegundos.

Función de autocorrelación de una onda seno muestreada

Este ejemplo genera una componente de corriente continua y una onda seno de amplitud 2 voltios y frecuencia 750 Hz. La señal es digitalizada en $2M + 1$ (641 muestras), en las que el intervalo de muestreo, T, es 25 microsegundos. El efecto de autocorrelacionar esta señal se ilustra en la figura 123.

Listado 3

```

/ *****
* GENERANDO UNA ONDA SENO DE 2V PP *
* DE 750 Hz. MAS UNA COMPONENTE *
* DE CC CON UN TIEMPO DE MUESTREO *
* (T) DE 25 MICROSEGUNDOS *
***** /
for(x = 0; x <= 641; x++)
{
  contents[x] = 2 + 2 * sin(2 * PI * 750 * t);
  t = t + 0,25e - 4;
}

```

Función de autocorrelación, una función exponencial amortiguada

La interpretación de la función de autocorrelación requiere tener mucho cuidado con los pulsos no periódicos de banda ancha. Cuando se aplican señales de duración limitada, el valor medio ha de ser cero para grandes valores de T. Esto puede ayudar a reconsiderar las definiciones de potencia finita y señales de energía finita. Las señales de potencia finita, tales como las sinusoides continuas, tienen una potencia media bien definida cuando se miden durante largos períodos de observación. Las señales de energía finita, por ejemplo, los pulsos, tienen un valor medio cero, y un valor medio cuadrático de cero. El siguiente ejemplo genera una función exponencial amortiguada de amplitud 8 voltios y

con una constante de tiempo 1,6025 milisegundos. Como antes, la señal será sometida a muestreo sintéticamente a 25 microsegundos. La salida procesada se ilustra en la figura 124.

Listado 4

```

/ *****
* GENERACION DE UNA FUNCION *
* AMORTIGUADA EXPONENCIAL *
* CONSTANTE DE TIEMPO = *
* = 1,6025 MILISEGUNDOS *
* INTERVALO DE MUESTREO = *
* = 25 MICROSEGUNDOS *
***** /
for(x = 0; x <= 641; x++)
{
  contents[x] = 8 * exp(-624 * t);
  t = t + 0,25e - 4;
}

```

Ruido blanco

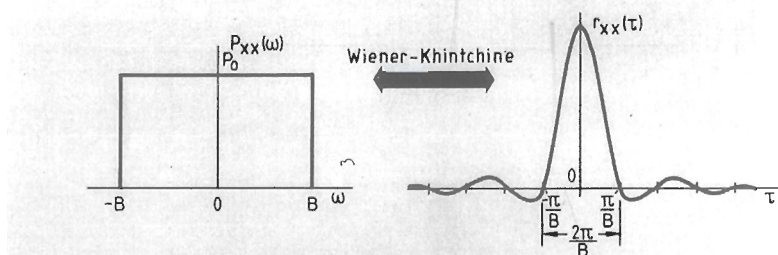
Una señal aleatoria, en la que todas las frecuencias están presentes en igual medida y con una distribución de fase aleatoria, se define como ruido blanco. Se puede imaginar la similitud con la luz blanca, la cual tiene una densidad espectral constante sobre el espectro visible.

Una señal de este tipo no puede existir físicamente, ya que el valor cuadrático medio debería ser infinito. A pesar de esta limitación, es un modelo matemático muy útil. Se puede utilizar con la confianza de que proporciona un ancho de banda de la señal aleatoria mucho más amplio que el ancho de la banda del procesador lineal.

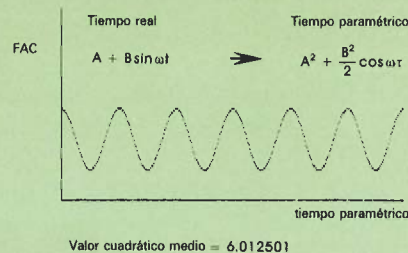
Para evaluar la función de autocorrelación de un ruido blanco limitado en la banda, como se muestra en la figura 125, se utiliza la relación de Wiener-Khintchine de forma que:

$$r_{xx}(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^B P_0 \cos \omega \tau d\omega$$

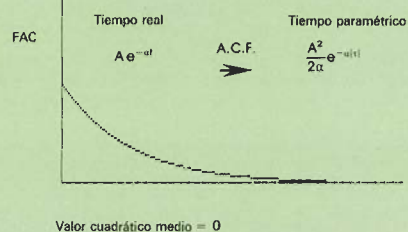
125



123



124



$$= \frac{P_0}{\pi} \left[\sin \frac{\omega \tau}{\tau} \right]_0^B$$

$$= P_0 \frac{B}{\pi} \left(\frac{\sin B \tau}{B \tau} \right)$$

la función objeto de muestreo, sin (x)/x, caracteriza la realización de autocorrelación. Claramente, cuanto mayor sea la frecuencia angular superior (B), del modelo limitado en la banda, más estrecho será el pulso central de la función de autocorrelación. Si este es tratado como un proceso limitador se puede concluir que, según aumenta el ancho de banda del ruido hacia el infinito, más tiende la función de autocorrelación hacia el impulso ponderado centrado en el cero. Inspeccionando la función de autocorrelación tiene un valor máximo para el retardo cero; y, como antes $R_{xx}(0)$, es igual al valor medio cuadrático del ruido aleatorio.

Figura 123. Autocorrelación gráfica obtenida combinando los listados 2 y 3.

Figura 124. Incorporando el listado 4 como fuente de datos sintéticos, en el listado 2 se obtiene, a partir de éste, la función de autocorrelación de la señal, Ae^{-at} .

Figura 125. Aumentando la frecuencia angular superior, B, del modelo limitado en banda se reduce el ancho del pulso de autocorrelación. En el límite, según el ancho de banda alcanza el valor infinito, la función de autocorrelación es modelada por una función de impulso.

PROTECTOR DE ALTAVOCES

Tanto si sus altavoces han sido ya dañados alguna vez, como si no lo han sido nunca pero los valora bastante, este artículo sin duda le resultará interesante. El circuito descrito trata de prevenir los desastres que pueden ocurrir si alguna etapa amplificadora de salida se cortocircuita, con lo que la salida de continua se eleva a unos niveles que fácilmente resultan mortales para la bobina del altavoz. Si su equipo realiza un pequeño retardo en el tratamiento del sonido después de encenderlo, es probable que venga ya equipado de fábrica con un circuito protector similar al aquí descrito. Este artículo le proporcionará también unas ideas básicas de cómo actúa el circuito de

retardo a la hora de proteger los altavoces. El equipo se ha diseñado pensando en su instalación en amplificadores cuya etapa de salida sea de transistores, haciendo innecesario su uso con equipos de válvulas, los cuales incorporan un transformador de salida, dicho transformador bloquea el paso de CC a los altavoces.

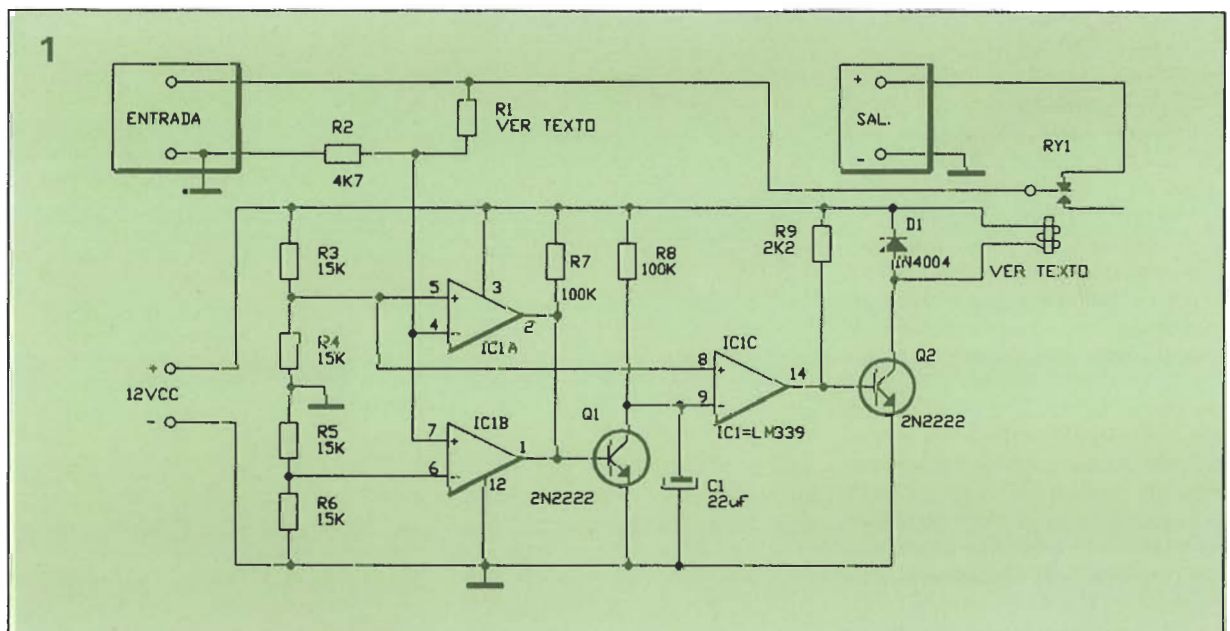
El circuito es bastante versátil y puede adaptarse a diversas configuraciones. Incluimos ideas para su instalación en equipo de alta fidelidad, radiocasetes de coche y amplificadores de guitarra eléctrica.

La causa más común de fallo en altavoces suele ser la aparición de una avería en el amplificador de po-

tencia. Esto significa que en algún momento el amplificador no ha estado funcionando correctamente. A menudo, los semiconductores que equipan estos circuitos están diseñados para el manejo de altas corrientes, como por ejemplo los transistores bipolares de potencia y los MOSFET, los cuales además tienen la particularidad de cortocircuitarse en caso de que se quemen. Dichos transistores suelen ir conectados bien directamente o bien a través de una pequeña red resistiva a la alimentación de continua, lo cual hace casi imposible la limitación de intensidad en caso de cortocircuito.

El nivel de continua de un amplificador va diseñado de forma que se

Figura 1. En caso de cortocircuito en la etapa de salida del amplificador este circuito protegerá sus altavoces de un nivel peligroso de continua que puede estar en la salida de altavoz de su equipo.



adecue a los niveles de pico máximo que tienen lugar cuando el amplificador funciona a toda potencia. Un amplificador de 100 vatios irá equipado con una fuente de al menos 40 voltios. En condiciones normales, este nivel de potencia sólo se aplicará a la bobina de los altavoces durante unos breves momentos. Sin embargo, si ocurre algún corto en las etapas de salida, esta señal se aplicará al altavoz de forma continua. Lo que en el caso de un amplificador de 100 vatios ocasionaría una potencia de disipación de:

$$P_d = (40 \text{ V} / \text{resist. altavoz}) 40 \text{ V}$$

La resistencia del altavoz suele ser de uno o dos ohmios menos que su impedancia en alterna. Si el amplificador dañado está conectado a un altavoz de 100 W. y 7Ω de resistencia en continua la potencia a disipar por éste será de:

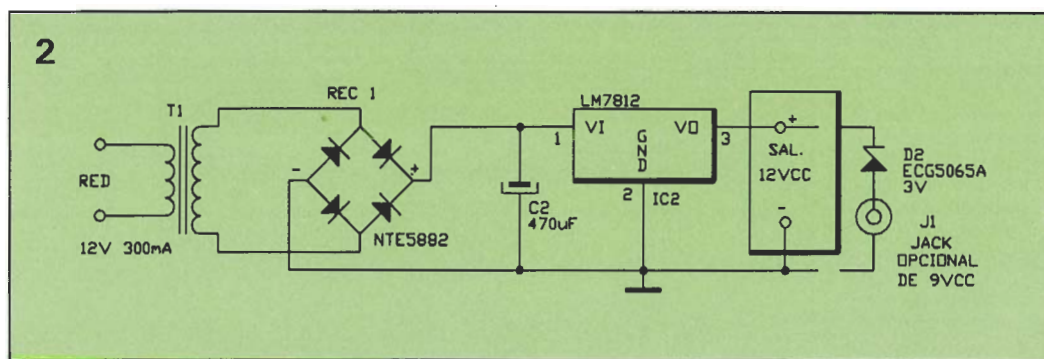
$$P_d = (40\text{V}/7\Omega) 40 \text{ V} = 228 \text{ W.}$$

El altavoz sólo será capaz de disipar esta potencia durante unos pocos segundos, dañándose a continuación la bobina debido a excesivo calor.

Cuando nuestro circuito protector detecta corriente continua en la línea que alimenta el altavoz, manda una señal a un relé que se abrirá a los dos segundos y va instalado en serie con el altavoz, no volviéndose a cerrar hasta que la señal de continua desaparece. Si ha pensado que con un fusible podría realizar una función similar, olvídalo, ya que éste se fundiría rápidamente en cuanto apareciese un pico de señal sonora. Por otro lado, si elegimos un fusible que no reconozca los picos de señal, tampoco protegerá el circuito contra el nivel de continua que puede dañarlo. Nuestro circuito no se activa al detectar los picos de alterna de la señal sonora, y protege el altavoz del nivel peligroso de continua. Debemos usarlo junto a un fusible calculado para los niveles de pico de potencia. El fusible se colocará lo más cerca posible del amplificador si no pudiera instalarse en su mismo chasis, y como es lógico no aparece en los esquemas de nuestro montaje.

El circuito

El esquema del circuito protector es el que aparece en la figura 1, mientras que en la figura 2 podemos ver la fuente de alimentación diseñada al efecto. Podemos alimentar hasta cuatro circuitos individuales de protección con la misma fuente,



aunque en la mayoría de los casos nos bastará con uno o dos circuitos por chasis. La opción del jack de 9 voltios se ha previsto para alimentar un pedal o una caja de ritmos, eliminando así el alimentador necesario si usamos nuestro protector con un amplificador de guitarra eléctrica. La fuente puede modificarse al objeto de que sirva para diversas aplicaciones, pero ya se hablará de esto más adelante.

Centrémonos ahora en la figura 1, donde podemos ver el divisor de tensión formado por R3 y R6, el cual se usa para polarizar las entradas positiva y negativa del conjunto comparador formado por IC1-a e IC1-b. Las entradas se polarizan a más y menos 3 voltios. El divisor de tensión se ocupa también de suministrar los nuevos voltios de referencia necesarios para la entrada negada del comparador IC1-c.

Las resistencias R1 y R2 configuran un divisor de tensión que se alimenta de la señal procedente de la salida de altavoces de nuestro amplificador. Este divisor toma como referencia la masa analógica, y su salida ataca directamente a las entradas positiva y negativa del conjunto comparador formado por IC1-a e IC1-b. Las salidas de estos circuitos son del tipo colector abierto, y van conectadas conjuntamente a la resistencia de carga R7. Esto último conforma el comparador como una puerta tipo OR. Cuando la salida del divisor de tensión formado por R1 y R2 sobrepasa el nivel de referencia fijado por las resistencias R4 y R5, la salida del comparador pasa a nivel bajo, con lo que se elimina la polarización del transistor Q1. El voltaje de entrada capaz de efectuar la conmutación viene prefijado por la resistencia R1. Posteriormente explicaremos las fórmulas que nos permiten calcular el valor de dicha resistencia. El transistor deja de conducir durante el tiempo en que el estado del comparador está a nivel bajo, lo que posibilita la carga del condensador C1 a través de la resistencia R8.

En condiciones normales, esto es, procesando una señal alterna de audio, la salida del comparador recupera

el nivel en cuanto sus entradas vuelven al valor de más y menos tres voltios. Esto produce la conducción de Q1 y, con ello, la inmediata descarga de C1. En presencia de una señal CC de duración suficiente para disparar el comparador, el transistor permanece bloqueado, con lo que la carga del condensador C1 llega a alcanzar un valor de 9 voltios respecto a la masa de alimentación. Este nivel de 9 voltios se ocupa de disparar el comparador IC1-c, pasando su salida a nivel alto, lo que hace que conduzca Q2 a través de R9. Al activarse Q2, se pone a masa uno de los terminales del relé RY1, lo cual arma dicho relé, y éste a su vez se ocupa de desconectar el paso de la señal de continua presente en los bornes de entrada del circuito de protección. La misión del diodo D1 es proteger el transistor Q2 contra polarizaciones inversas causadas por la bobina del relé.

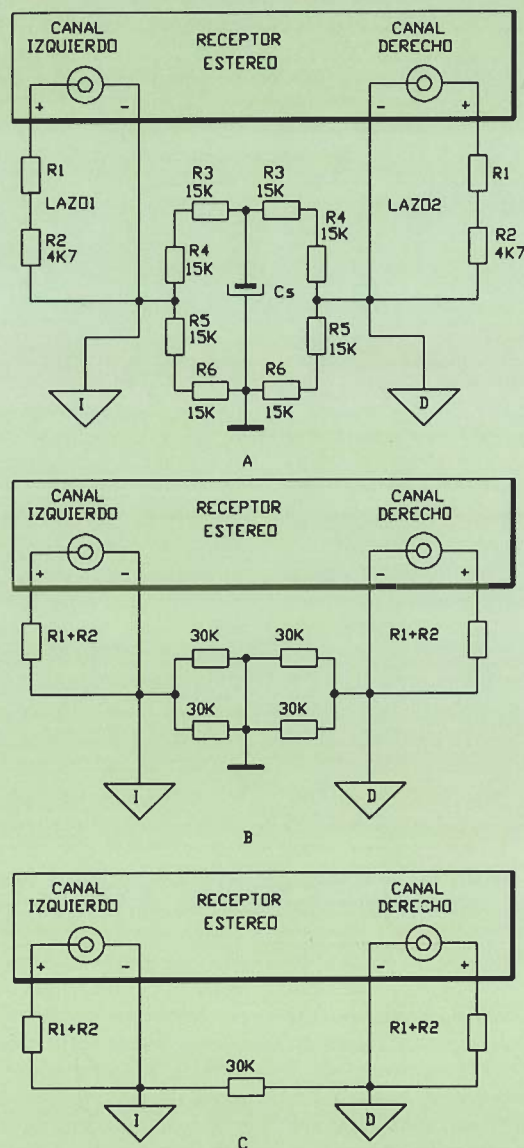
El montaje está provisto de dos masas diferenciadas, a saber: la masa del circuito propiamente dicho y la masa de altavoces. Dichas masas no deben ir unidas bajo ninguna circunstancia. En caso de que construyamos dos circuitos protectores, el número de masas será de tres, una de alimentación y otra por cada uno de los circuitos. (Véase la figura 3-a.)

Algunos tipos de amplificadores, sobre todo los que equipan los casetes de coche, suelen llevar masas flotantes independientes para cada canal, y de ninguna manera pueden ir unidas. Las figuras 3-a, b y c nos muestran cómo se comporta ante una señal de alterna la conexión entre canales para circuitos que operen con una única fuente de alimentación. La figura 3-a nos muestra claramente cómo la corriente que circula por el lazo 1 no es función de la que circule por el lazo 2, y viceversa. La masa de altavoces se une a la masa de alimentación a través del divisor de tensión formado por R3 y R6. En la figura 3-b vemos que el condensador de alimentación presente en la 3-a, el cual es un cortocircuito para la señal de alterna, ha sido sustituido por un cable. Por úl-

Figura 2. La fuente puede usarse para alimentar hasta cuatro circuitos protectores. El jack de 9 voltios está previsto para alimentar un pedal de guitarra eléctrica o una caja de ritmos.

Figura 3. El circuito lleva una toma de tierra de altavoces y otra de alimentación, las cuales no deben conectarse juntas jamás. En (a) vemos que la corriente que fluye por una rama del circuito no depende de la que fluya por la otra. En (b), el condensador de alimentación C_s se ha sustituido por un puente; y en (c) vemos que la resistencia equivalente entre masas de ambos canales es de 30 K.

3



timo, en la figura 3-c observamos la resistencia equivalente del circuito, la cual es aquí de 30 K. EN NINGUN CASO debemos unir ambas masas.

Cuando la conexión de las masas de altavoces sea interior, ésta no debe hacerse nunca sobre el chasis de protección de los altavoces. Cualquier conexión de masa ajena a la interior del amplificador puede actuar en detrimento de la calidad proporcionada por dicho equipo.

Cálculos

A continuación les mostramos un ejemplo que nos servirá para explicar el cálculo de la resistencia R_1 , la cual determina el tiempo necesario para que C_1 alcance el valor de 9 voltios. El primer paso es calcular la media del voltaje eficaz aplicado a los bornes del altavoz, lo cual determinará la potencia consumida. Elegimos al azar unos valores de 100 vatios y una carga de 8 ohmios. Si en la ecuación:

$$P = (I^2) R$$

sustituimos valores

$$100 \text{ W.} = (I^2) 8$$

y dividimos por ocho

$$12,5 = I^2$$

Luego sacamos raíz cuadrada a ambos miembros

$$I = 3,53 \text{ A.}$$

Ahora tomamos la ecuación:

$$V = IR$$

y sustituimos valores

$$V = 8 (3,53 \text{ A}) = 28,28 \text{ V. (eficaces)}$$

Como comprobación final usamos la fórmula:

$$P = IV$$

donde sustituimos

$$P = 3,53 \text{ A} (28,28 \text{ V}) = 99,82 \text{ W.}$$

Para calcular R_1 usamos la ecuación:

$$R_1 = ([V \text{ in } (R_2)] / V \text{ out}) - R_2$$

y sustituyendo

$$([28,28 (4K7)] / 3) - 4K7 = 39,60 \text{ K}$$

Si queremos calcular el valor del fusible para proteger el equipo contra cortocircuitos, haremos uso de la ecuación:

$$V_p = V_{\text{rms}} / 0,707$$

donde sustituimos

$$28,28 / 0,707 = 40 \text{ V.}$$

Y en la ecuación

$$I = V_p / R$$

también sustituimos

$$40 / 8 = 5 \text{ A.}$$

En caso de que no queramos realizar todos estos cálculos nos bastará con echar un vistazo a la tabla 1, donde además del valor idóneo para la resistencia R_1 , encontramos el valor adecuado para el fusible de protección, y todo ello para equipos que abarcan de 10 a 300 W.

TABLA 1

Potenc. salida ampl. (W)	CONEXION A 4 OHMIOS				CONEXION A 8 OHMIOS			
	Tensión eficaz	Tensión de pico	Valor de R_1 (ohm.)	Valor fusible (amp.)	Tensión eficaz	Tensión de pico	Valor de R_1 (ohm.)	Valor fusible (amp.)
10W	6,3V	8,9V	5,2K	2,2A	8,9V	12,7V	9,2K	1,6A
20W	8,9V	12,7V	9,2K	3,2A	12,7V	17,9V	15,2K	2,2A
30W	11,0V	15,5V	12,5K	3,9A	15,5V	21,9V	19,6K	2,7A
35W	11,8V	16,7V	13,8K	4,2A	16,7V	23,7V	21,5K	3,0A
40W	12,7V	17,9V	15,2K	4,5A	17,9V	25,3V	23,3K	3,2A
50W	14,1V	20,0V	17,4K	5,0A	20,0V	28,3V	26,6K	3,5A
60W	15,5V	21,9V	19,6K	5,5A	21,9V	31,0V	29,6K	3,9A
75W	17,3V	24,5V	22,4K	6,1A	24,5V	34,7V	33,7K	4,3A
85W	18,4V	26,0V	24,1K	6,5A	26,0V	36,9V	36,0K	4,6A
100W	20,0V	28,3V	26,6K	7,0A	28,3V	40,0V	39,6K	5,0A
120W	21,9V	31,0V	29,6K	7,8A	31,0V	43,8V	43,9K	5,5A
140W	23,7V	33,5V	32,4K	8,4A	33,5V	47,3V	47,8K	5,9A
150W	24,5V	34,7V	33,7K	8,7A	34,7V	49,0V	49,7K	6,1A
175W	26,5V	37,4V	36,8K	9,4A	37,4V	52,9V	53,9K	6,6A
200W	28,3V	40,0V	39,6K	10,0A	40,0V	56,6V	58,0K	7,0A
250W	31,6V	44,7V	44,8K	11,2A	44,7V	63,3V	65,3K	7,9A
300	34,7V	49,0V	49,7K	12,3A	49,0V	69,3V	72,0K	8,7A

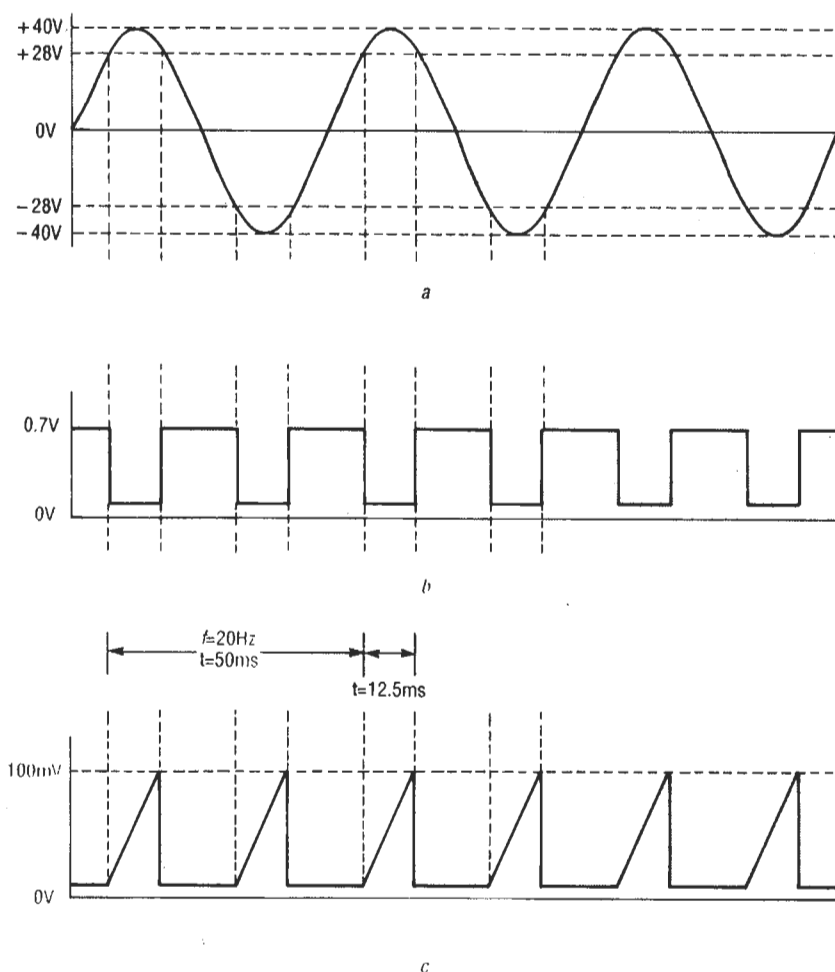


Figura 4. Aquí vemos una señal de prueba de entrada (a), la tensión de base de Q1 (b), y la respuesta de la tensión de colector de Q1 (c).

El siguiente paso consiste en calcular el tiempo necesario para la carga del condensador C1, así como el nivel de tensión que alcanzará antes de su descarga en condiciones normales de funcionamiento. También tendremos que analizar situaciones en las que el sonido alcanza picos máximos, al objeto de que nuestro circuito no se dispare de forma errónea. La frecuencia más baja de la gama audible suele ser de 20 Hz., siendo por tanto la de mayor período (50 milisegundos) en el espectro de audio, y la que usaremos para comprobar y ajustar nuestro circuito de protección. (Normalmente la forma de las señales de audio suele ser bastante compleja pero dado que dicha complejidad no hace más que disminuir el tiempo de carga de C1, nos resulta más apropiado ajustarlo con una señal de 20 Hz.)

El condensador C1 se cargará siempre que la señal de entrada sobrepase el nivel de tensión eficaz necesario para producir los 100 W.

(siempre que R1 sea igual a 3,9 K). En la figura 4 vemos una representación de las formas de onda que atañen a nuestro circuito: si introducimos una señal de prueba (a), tenemos la tensión de base de Q1 (b), y la tensión de colector del mismo transistor (c). Centrémonos ahora en la figura 4a, pues vamos a calcular el tiempo que la tensión eficaz instantáneo 28 (Vrms), Em será el nivel máximo de tensión de pico (40 Vp), la frecuencia f será de 20 Hz, el valor ya conocido de π es 3,14, t es el tiempo en que la sinusoide alcanza los 28,8 voltios eficaces, y 2π radianes es igual a 360° (y nos referiremos a éstos como grados a partir de ahora). Partimos de la ecuación:

$$E_i = E_m (\sin [360 f t])$$

dividimos por E_m

$$E_i/E_m = \sin (360 f t)$$

cambiamos el signo a ambos lados de la ecuación y simplificamos

$$\arcsin (E_i/E_m) = 360 f t$$

dividimos por 360 f

$$(\arcsin [E_i/E_m])/360 f = t$$

y ahora sustituimos los valores

$$(\arcsin ([28,28/40])/360(20) = 45/7200 = 6,25 \text{ ms.}$$

De las ecuaciones anteriores podemos deducir que, dada una onda sinusoidal, del tipo de la de la figura 4a, el tránsito de 0 a 28 voltios ($0,7 \times V_{pico}$) es de 6,25 milisegundos, o bien, un octavo del período total (50 ms.). El tiempo en que la sinusoide vuelve a cero es también de 6,25 milisegundos, por lo que el tiempo total de carga de C1 será de 12,5 ms. El último círculo a realizar es el del voltaje adquirido por C1 durante esos 12,5 ms. Si tomamos E_c como la tensión en bornes del condensador en un tiempo t, E como la tensión de alimentación (12 V), y sabemos que $e = 2,718$, para un tiempo $t = 6,25 \text{ ms.}$, y si $C = 22 \mu\text{F}$, y $R = 68 \text{ K}$. Tomamos la ecuación:

$$E_c = E(1 - e^{-t/CR})$$

y sustituyendo:

$$E_c = 12 (1 - 2,718^{-12,5/(22 \mu\text{F} \times 68 \text{ K})}) = 12(0,084) = 100 \text{ mV.}$$

Nuestro circuito protector desco-

Figura 5. Diagrama de colocación de componentes del circuito protector. El relé de 5 A. va montado a la derecha de la placa, mientras que si tenemos que usar el relé de 15 A. debe colocarse en el borde de la misma fijado con cinta adhesiva de doble cara.

Lista de componentes

Resistencias

R1: Valor según configuración (véase el texto)
R2: 4K7
R3-R6: 15 K
R7,R8: 100 K
R9: 2K2

Semiconductores:

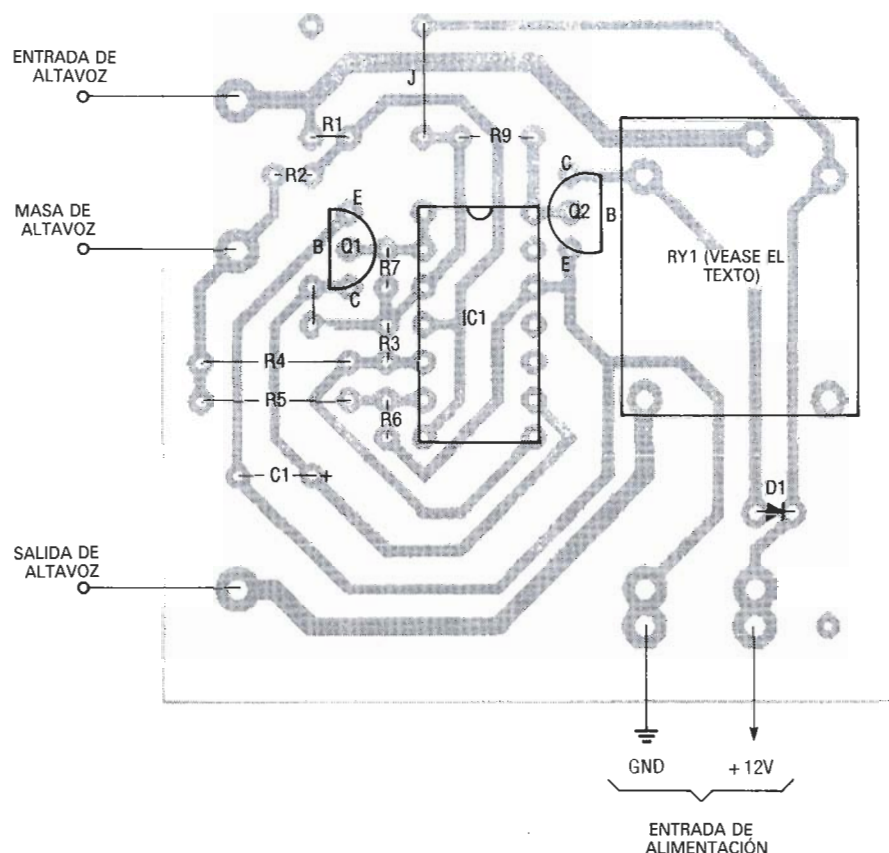
IC1: LM339N, comparador de tensión cuádruple, tipo colector abierto
IC2: Regulador 7812
D1: Diodo 1N4004
D2: Diodo zéner de 3 voltios ECG5065A
Q1,Q2: Transistor 2N2222
BR1: Puente rectificador de 1 A. ECG5882

Otros componentes:

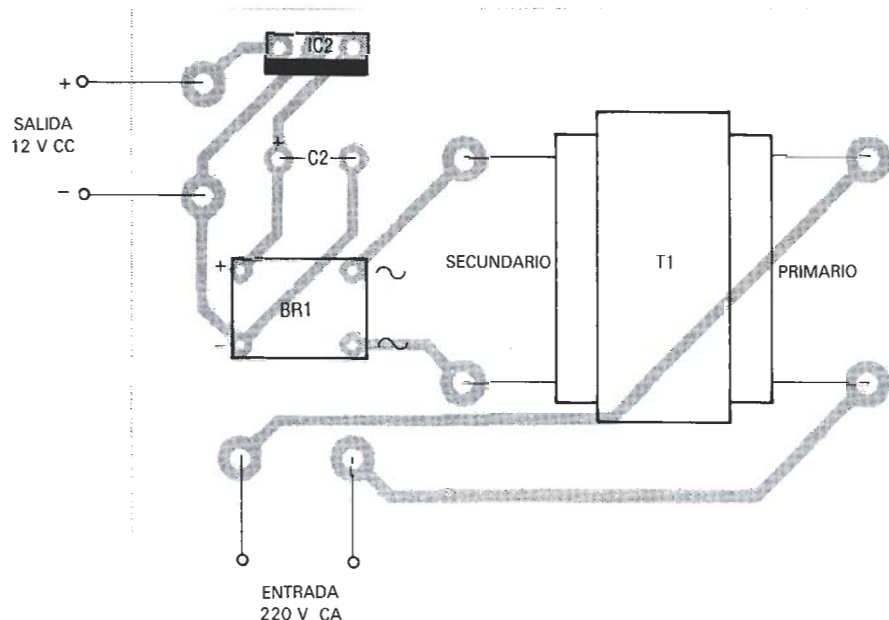
T1: Transformador 220/12V, 300 mA.
RY1: Relé de 5 A. o 15 A. (véase el texto)
J1: Jack opcional para toma de 9 V. (tipo según necesidad)
Placa de circuito impreso, caja plástica, cables de conexión, etc.

Figura 6. Esquema de colocación de los componentes de la fuente de alimentación.

5



6



nectará el altavoz del equipo después de 2 segundos, si usamos los valores dados para R8 y C1. Este tiempo será suficiente para la mayoría de las ocasiones. El tiempo de carga para que C1 alcance los 9 voltios puede calcularse partiendo de la misma ecuación y sabiendo que el número e es igual a 2,71, Ln es el logaritmo neperiano (inverso de e^x), E es la tensión de la fuente (12 V), Ec es la tensión en μ y R es 68 K. La ecuación reordenada quedará:

$$t = CR(\ln[E/E - Ec])$$

ahora sustituimos los valores

$$t = (22[68]) (\ln[12/(12-9)]) = 1,49(1,39) = 2,0 \text{ segundos}$$

Si queremos cambiar el valor del retardo del protector de altavoz podemos usar la fórmula: $R8 = t/1,39C$ para volver a calcular el valor de R8.

Montaje

La manera de construir el montaje propuesto dependerá del uso que tengamos previsto darle. Una vez que sepamos claramente la aplicación que vamos a darle, podremos realizar el montaje que más se adapte a nuestras necesidades. Si quere-

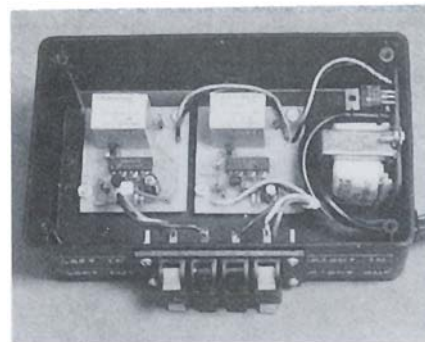
mos usar el protector con equipos estéreo para coches debemos reemplazar R4 y R5 con diodos zéner de 3 voltios. Esto nos asegurará que el nivel de referencia de masa analógica para el comparador es independiente del voltaje de alimentación. Para uso con equipos de potencia inferior a 100 W. podemos usar el relé propuesto de 5A., y para potencias superiores lo cambiaremos por uno de 15A.

El esquema de colocación de componentes puede verse en la figura 5. Dicha placa provee alojar el relé de 5 A. mencionado anteriormente.

Siempre podremos usar un relé de diferente patillaje al propuesto, para lo cual aconsejamos fijarlo al borde de la placa (por ejemplo con cinta aislante) y realizar al aire las conexiones adecuadas a dicho relé. La figura 6 nos muestra el esquema de ubicación de componentes para el módulo de la fuente de alimentación.

Podemos, finalmente, cerrar el montaje en una caja, bien del tipo fotografiado en la figura 7 o bien de cualquier otro que tengamos a mano. Para el taladro de cajas de tipo plástico nos permitimos aconsejarles que comiencen a perforar con

7



una broca pequeñita y vayan luego agrandando el agujero.

Por último, cabe decir que este montaje está previsto para proteger el altavoz de un nivel excesivo de CC provocado por un eventual fallo en el amplificador. Lo que de ninguna manera se puede hacer con este diseño es proteger altavoces calculados para bajas potencias de funcionamiento y que se conectan a equipos de mucha mayor potencia. Para esto sólo puede ayudarnos un poco de sentido común a la hora de ajustar el volumen del equipo de alta fidelidad. ■

Figura 7. Aquí vemos nuestro prototipo. Contiene un doble circuito protector (canales derecho e izquierdo) así como la placa de alimentación. La unidad completa va instalada en una caja de 11 x 16 cm.

elektor

electrónica: técnica y ocio

ARGENTINA - CHILE - URUGUAY - PARAGUAY

A partir del 1.º de junio de 1991 los lectores interesados en la adquisición de los CIRCUITOS IMPRESOS Y KITS de **elektor** deberán efectuar sus pedidos a **HD TAKSON S. R. L.**, Fabricantes y Distribuidores bajo LICENCIA EXCLUSIVA de los Circuitos Impresos y Kits **elektor**

Aquellos establecimientos electrónicos interesados en distribuir los productos **elektor** deberán contactarse con:

HD TAKSON S. R. L.
Pasaje La Paz, 613
(1702) Ciudadela - Provincia de Buenos Aires
REPUBLICA ARGENTINA

Pedidos y servicio de Post-Venta ☎ 54 - 1 - 653 57 00

Ahora es posible montar este potente analizador de bus serie por un precio muy inferior al de cualquier dispositivo comercial con unas prestaciones similares, además podemos aprender a utilizar el popular microcontrolador 68705.

TERMINAL/MONITOR RS232

Es posible que alguna vez hayamos tenido problemas con una línea RS232. Para resolver pequeños inconvenientes, podemos utilizar una caja de conmutadores con cinco o seis LED, pero esto no nos proporciona suficiente información como para seguir y resolver un problema serio. Por otro lado, los analizadores de bus serie profesionales con la suficiente información que necesitamos, pueden ser demasiado caros para nuestro bolsillo.

Lo cierto es que no tenemos necesidad de gastarnos tanto, ahora podemos construir un monitor RS232 con unas prestaciones idénticas a los profesionales y un precio similar a una caja de conmutación. Además, este diseño se puede utilizar como terminal portátil usándolo con baterías. Las características técnicas las podemos ver en la tabla 1.

Diseño del hardware

El corazón del proyecto es el circuito microcontrolador de Motorola MC68HC705C8, un integrado de 40 patillas en formato DIP que tiene incorporado la PROM, la RAM, puertos serie y paralelo, temporizador y reloj.

El monitor necesita dos receptores serie, uno para la línea TXD y otro para la línea RXD. Como el microcontrolador sólo tiene incorporado un puerto serie, el segundo se ha equipado mediante software. Sin embargo, el segundo puerto todavía necesita el adaptador de ± 12 V para el RS232. El esquema lo podemos ver en la figura 1 y el cableado en la figura 2.

El transceptor de RS232 MAX232 (IC2) proporciona la parte de transmisión del adaptador. Se encar-

ga de convertir las señales TTL procedentes del microcontrolador a niveles RS232. A diferencia de la mayoría de los transceptores de RS232, que necesitan fuentes de alimentación separadas para +12V y -12V, el MAX232 tiene incorporados los convertidores necesarios para conseguir las dos tensiones a partir de un voltaje simple de 5V. El circuito estándar 1489 (IC4) convierte las señales de ± 12 V en niveles TTL.

El conmutador S1 es del tipo DPDT, y selecciona el modo de funcionamiento en monitor o terminal. En el modo terminal, la CPU controla los niveles lógicos de ambas líneas. Sin embargo, en modo monitor, todas las líneas del puerto primario, J1, están directamente conectadas al puerto secundario J2, en cuyo caso pasan libremente por el circuito, y el sistema simplemente supervisa las señales TXD y DTR.

Otros componentes a destacar son el cristal XTAL1 y el teclado. El cristal es estándar y fácilmente localizable, pero debe tener exactamente una frecuencia de 2,4576 MHz, para generar la relación de baudios exacta. Como teclado puede servir el de un ordenador personal viejo, por ejemplo el del TI-99/4, o en su defecto cualquier teclado de matriz que se pueda encontrar fácilmente en los establecimientos dedicados a la venta de productos informáticos.

Se puede conectar un zumbador directamente a la patilla 19 del microcontrolador (puerto B7). Este so-

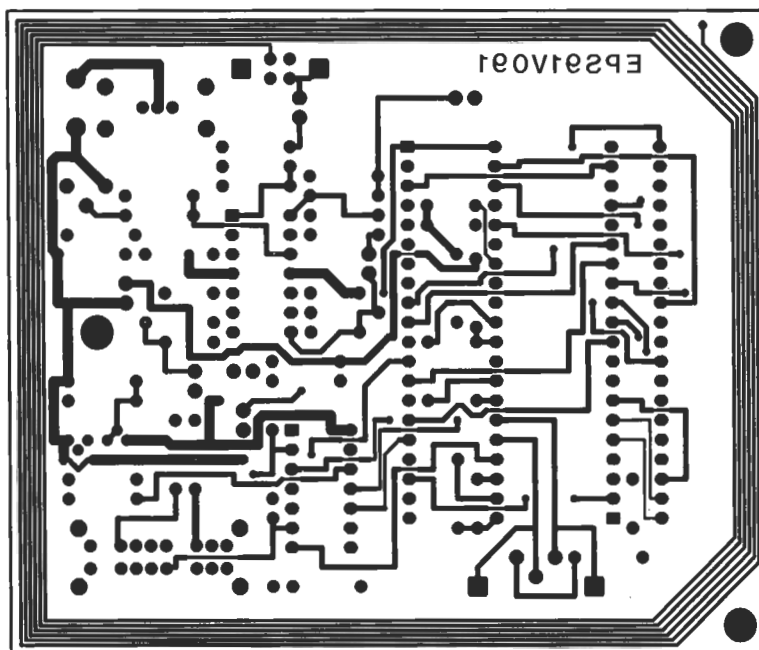
TABLA 1

CARACTERÍSTICAS

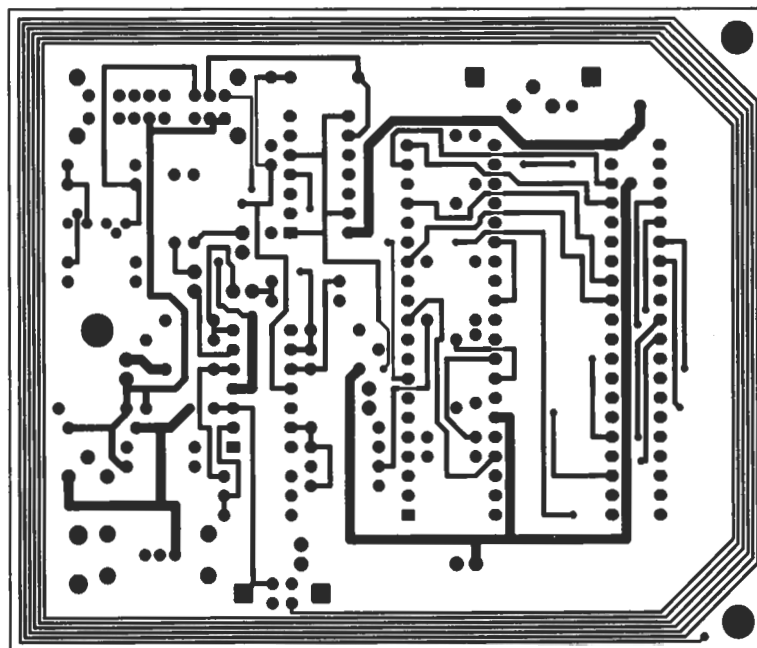
Pantalla LCD de 40 caracteres \times 2 líneas
Teclado completo
Velocidad de transmisión seleccionable (300-19.200)
Protocolo seleccionable (número de bits de datos y paridad)
Velocidad de visualización seleccionable
Llamada a las dos últimas líneas aparecidas
Alimentación de 8 a 15 V DC (una batería de 9 V es perfecta)
Diseño con circuitos CMOS de bajo consumo de corriente y larga duración de la batería

EPS

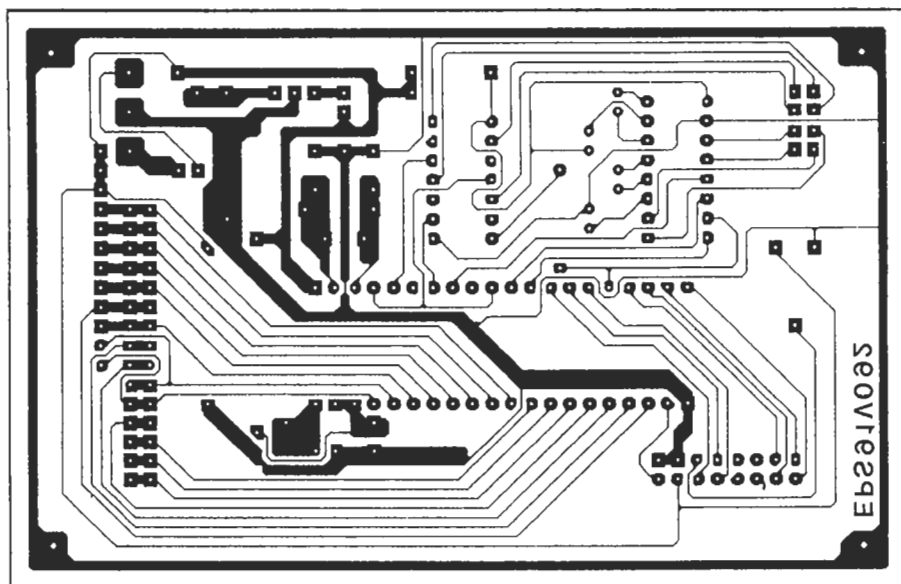
Para la realización de los circuitos impresos de ELEKTOR se pueden emplear los productos INE-LECK-KF (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



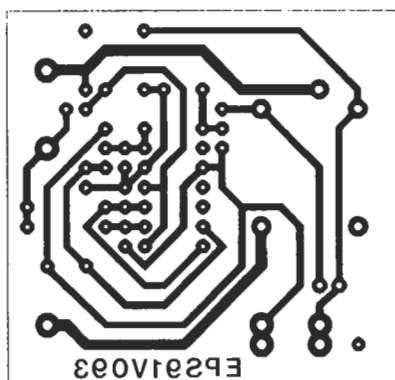
EPS91V091 Medidor de campos magnéticos (soldadura)



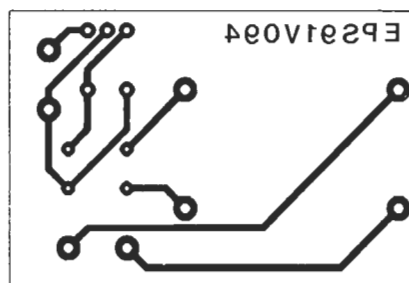
EPS91V091 Medidor de campos magnéticos (componentes)



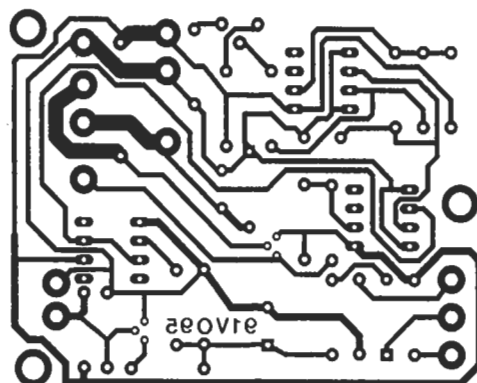
EPS91V092 Terminal/Monitor RS-232



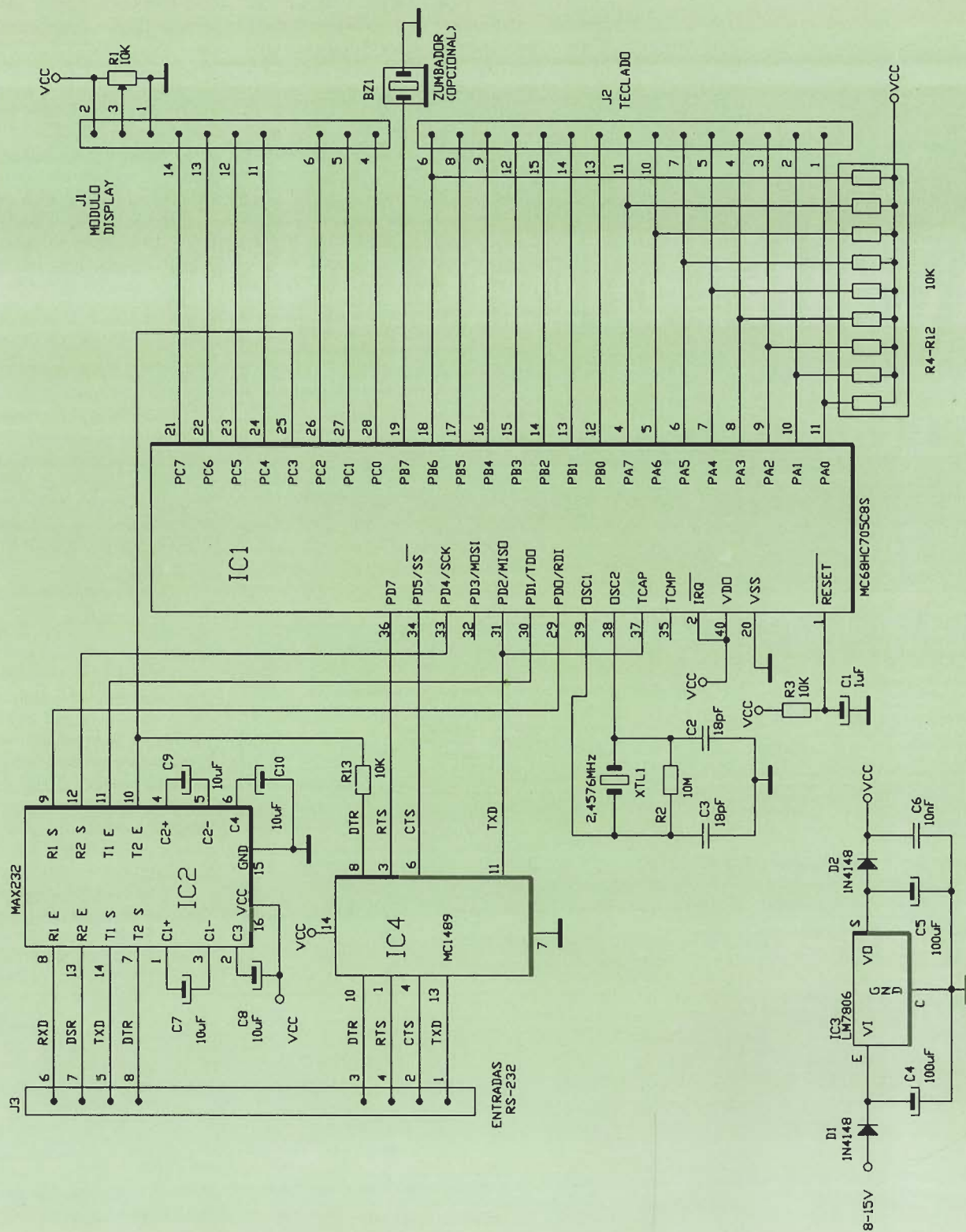
EPS91V093 Protector de altavoces



EPS91V094 Protector de altavoces
(fuente de alimentación)



EPS91V095 Control de velocidad
para trenes miniatuura



ará siempre que el monitor detecte el carácter ASCII 07 ó CTRL-G, y deberá ser compatible TTL (esto significa que se alimentará de 5V y consumirá menos de 3 mA).

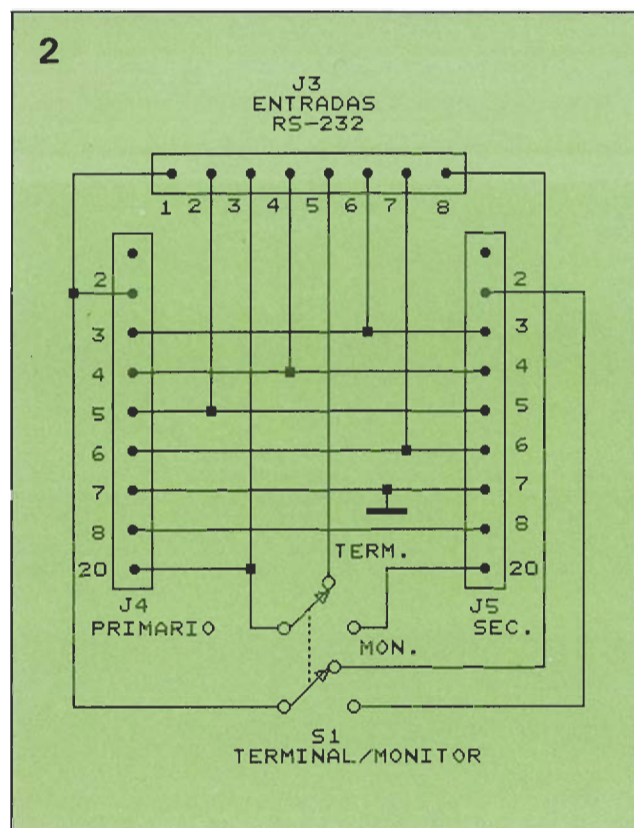
El bajo consumo de potencia del microprocesador le permite operar en un amplio margen de tensiones

de entrada (8-15 V DC). IC3 aporta la regulación de tensión, con una salida de 6V. El diodo D2 nos proporciona una caída de tensión hasta aproximadamente 5,3 V, mientras que D1 actúa como protector para el caso de invertir la polaridad de entrada.

Modos de funcionamiento

El Terminal/Monitor tiene cuatro modos básicos de funcionamiento, como muestra la tabla 2. Utilizaremos el teclado para seleccionar el

Fig. 1. Esquema del Terminal/Monitor. Para el teclado nos puede valer uno de otro ordenador o cualquier teclado de matriz.



modo, así como para introducir una serie de parámetros de funcionamiento. En la práctica se debe situar S1 en posición Terminal, cuando estemos en el modo terminal, y en la posición Monitor cuando estemos en cualquiera de los otros tres modos de visualización.

La visualización del modo Terminal es similar al modo ASCII, excepto que aquella está limitada a cuarenta caracteres por dos líneas. La CPU convierte los caracteres del teclado en códigos ASCII, y después los transmite por el puerto serie. A la inversa, los caracteres recibidos se muestran en ASCII en la pantalla LCD.

El modo Mostrar Bits, indica continuamente el estado de las seis señales primarias RS232, como se puede ver en la figura 3-a. En el modo Mostrar ASCII presenta la actividad en las líneas TXD y RXD. El dato TXD aparece en ASCII en la línea uno y el dato RXD en la línea dos (fig. 3-b). El modo Mostrar Hex es similar, excepto que cada carácter aparece en formato Hexadecimal, como se muestra en la figura 3-c. (Un carácter "." significa que la

línea estaba inactiva cuando se recibió el carácter en la otra línea.)

Durante el funcionamiento en modo ASCII o Hexadecimal, se puede detener temporalmente la entrada de datos presionando Cntl-S para leer lo que está mostrando. Cuando queremos continuar, simplemente presionamos Cntl-Q.

El monitor tiene varias teclas que pueden producir más de un símbolo. Por ejemplo, el signo de interrogación está localizado en el frente de la tecla «I». Para producir el signo de interrogación, presionamos las teclas «I» y «FCTN» simultáneamente.

Funciones especiales

Es posible cambiar varias características de operación simplemente presionando una combinación especial de teclas, como se muestra en la tabla 3. Para seleccionar un parámetro dado, presionamos «FCTN» y la tecla mostrada en la columna uno de la tabla.

— Seleccionar modo. Presionamos FCTN-M y a continuación presionamos 1-4 para seleccionar el modo.

— Parámetros actuales. Debemos presionar FCTN-0 para visualizar los parámetros actuales del modo (Terminal), velocidad de transmisión (1200), protocolo (7E1), velocidad de visualización (0), modo de visualización, estado de salto de línea (inhibido), y estado de línea on-off (en línea). Los valores por defecto se muestran entre paréntesis.

— Seleccionar velocidad de transmisión. Pulsamos FCTN-1 para seleccionar la velocidad de transmisión. El monitor puede funcionar desde

TABLA 2

MODOS DE FUNCIONAMIENTO

Terminal	El circuito actúa como un simple terminal. Se puede conectar en cualquier sitio donde se necesite un terminal
Mostrar Bits	Muestra el estado (alto o bajo) de las seis líneas primarias de RS232 (TXD, RXD, RTS, CTS, DSR, DTR).
Mostrar ASCII	Muestra la actividad de TXD (línea 1) y RXD (línea 2) en formato ASCII.
Mostrar Hex	Igual que en el modo Mostrar ASCII, pero en formato Hexadecimal.

Fig. 2. Diagrama de cableado del Terminal/Monitor. Los conectores J4 y J5 son machos estándar DB25.

TXD	RXD	RTS	CTS	DSR	DTR
0	0	1	1	0	1

a

... estos son los datos de la línea TXD...
... estos son los datos de la línea RXD...

b

...	C0	42	...	77	90	44	22	...		
55	54	22	88	42	43	44	45	56	66	76

c

Fig. 3. Ejemplos de pantallas. El modo Mostrar Bits se puede ver en «a». El modo ASCII en «b», con TXD en la fila superior, y RXD en la inferior. En «c» observamos el modo Hexadecimal, también con TXD arriba y RXD abajo.

300 a 19.200 bits/segundo, pero la máxima velocidad en los modos ASCII y Hexadecimal es 9.200.

— Protocolo. Presionaremos FCTN-2 para definir el número de bits de datos (7 u 8), paridad (par, impar, ninguna), y los bits de parada (1, 2) en cada «byte» enviado o recibido. El terminal corriente soporta tres populares formatos: 8N1, 7O1 y 7E1.

— Retardo de la velocidad de visualización. Debemos pulsar FCTN-3 para variar la velocidad de visualización. Los datos pueden aparecer más rápido de lo que nosotros podemos leerlos. La velocidad de visualización variable nos permite reducir la rapidez de transmisión mediante la cancelación de la línea DTR por un tiempo después de recibir cada retorno de carro. El retardo de la velocidad de visualización se puede variar desde 0 (sin retardo) hasta 9 (máximo retardo, aproximadamente 3 segundos). El dispositivo conectado al monitor debe reconocer los datos enviados de Parada y DTR cuando son bajos. Esto sólo funciona en el modo terminal.

— Modo de visualización dos líneas/continuo. Si pulsamos FCTN-4 podemos conmutar entre visualización continua o en modo dos líneas. En el modo continuo, el terminal presenta todos los datos que reciben en función de la velocidad seleccionada con FCTN-3. En el modo de dos líneas, el terminal detiene la visualización cada vez que se completan las dos líneas. Entonces debemos presionar la barra espaciadora para continuar. Esta característica funciona exclusivamente en el modo terminal.

— Habilitación/deshabilitación de LF. Las teclas FCTN-5 nos conmutan entre la respuesta o no respuesta a los caracteres recibidos de salto de línea. Algunos terminales, modem y sistemas maestros, emiten un carácter de salto de línea (LF) además de retorno de carro (CR) al final de cada línea. Un salto de línea extra provoca que se visualice una línea en blanco en la pantalla, por lo tanto hace difícil la lectura. Diremos al monitor que ignore los caracteres extra de salto de línea, seleccionando el modo deshabilitación de LF. Esta característica sólo funciona en el modo terminal.

— Llamada de las dos últimas líneas. Para que reaparezcan las dos últimas líneas que salieron por pantalla debemos presionar FCTN-6. Cuando queramos volver al modo normal de visualización de las dos líneas en curso, debemos pulsar cualquier tecla. Podemos observar que la comunicación queda inhibida a través de la línea DTR cuando se muestran las dos últimas líneas. Esta ca-

racterística sólo funciona en modo terminal.

— Ayuda. Pulsando FCTN-H podemos ver un breve resumen de las funciones asociadas con cada tecla. Es posible sacar esta pantalla desde cualquier modo de operación.

— Modo local/en-línea. Para conmutar entre los modos local y en-línea presionaremos las teclas FCTN-L. En modo local están retenidas las comunicaciones RS232, los caracteres pulsados en el teclado aparecen inmediatamente en la pantalla LCD. En el modo en-línea, están habilitadas las comunicaciones RS232. Los caracteres pulsados en el teclado se transmiten por el puerto serie y no se muestran hasta que el sistema maestro no devuelve el eco. Esta característica sólo funciona en el modo terminal.

Adaptación

Para usar el dispositivo como un terminal en modo ASCII, tenemos que asegurarnos de colocar el conmutador S1 en la posición Terminal, después comprobaremos también que el circuito está funcionando en modo Terminal, y entonces introduciremos las características correctas

TABLA 3
FUNCIONES ESPECIALES

1.º	Descripción	2.º	Descripción
M	Seleccionar modo	1	Terminal
		2	Muestra bits
		3	Muestra ASCII
		4	Muestra Hex
0	Muestra parámetros actuales		
1	Selecciona velocidad de transmisión	0	19,200
		1	9.600
		2	4.800
		3	2.400
		4	1.200
		5	600
		6	300
2	Selecciona protocolo	0	8N1
		1	7N1
		2	7E1
3	Selecciona retardo de visualización	0-9	0 = min; 9 = max
4	Modo visualización continua/dos líneas		
5	Habilita/deshabilita salto de línea		
6	Llama a las dos últimas líneas		
L	Modos local/en-línea		
H	Muestra información de ayuda		

de funcionamiento (velocidad de transmisión, protocolo, etc.). Por último, conectamos el circuito al sistema maestro a través de un cable plano de 25 conductores. Si el montaje no funciona perfectamente, puede que sea necesario intercambiar las patillas 2 y 3, para ello es conveniente utilizar un cable adaptador.

Para utilizar el circuito como monitor, lo conectamos en serie con los dos dispositivos (maestro y terminal, maestro y modem, etc.) colocamos S1 en posición Monitor y elegimos uno de los modos terminal. Después de esto, todo lo que tenemos que hacer es seleccionar el protocolo, velocidad de transmisión, etc.

Software

El software del MC68HC705C8 consiste en un programa ensamblador; desafortunadamente, el listado es demasiado largo para su publicación. El programa se debe ensamblar, y el código objeto resultante se graba en la memoria EPROM que lleva incorporada el microprocesador. En caso de no tener facilidad para ensamblar y grabar el programa no hay que preocuparse, es posible conseguir el microcontrolador ya

Lista de componentes

R1 = 10 K Ω , potenciómetro de circuito impreso
R2 = 10 M Ω
R3, R13 = 10 K Ω
R4-R12 = 10 K Ω , SIP

Condensadores

C1 = 1 μ F, 16V, electrolítico radial
C2, C3 = 18 pF, cerámico de disco
C4, C5 = 100 μ F, 25 V, electrolítico axial
C6 = 10 nF, cerámico de disco
C7-C10 = 10 μ F, 16 V, electrolítico radial

Semiconductores

IC1 = MC68HC705C8, microcontrolador CMOS
IC2 = MAX 232, transceptores RS232 de 5V
IC3 = MC7806CT, regulador de 6V, encapsulado TO-220
IC4 = MC1489A, receptor RS232
D1, D2 = 1N4148, diodo de conmutación

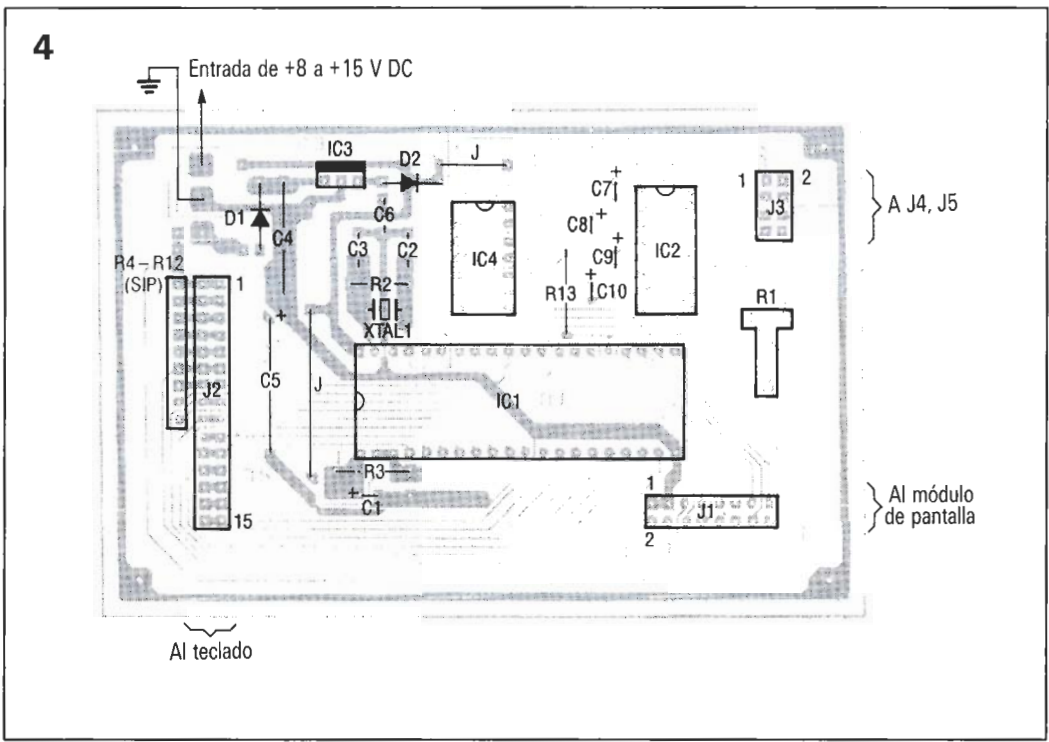


Fig. 4. Diagrama de situación de componentes. Se deben montar todos los componentes como se muestra aquí.

Otros componentes
XTAL1 = Cristal de 2,4576 Mhz
J1 = Conector de 16 pines de doble fila de 0,1"
J2 = Conector de 30 pines de doble fila de 0,1"
J3 = Conector de 8 pines de doble fila de 0,1"
J4, J5 = Conector macho DB25
S1 = Conmutador DPDT
BZ1 = Zumbador compatible TTL
Pantalla LCD de 40 x 2 líneas (Hitachi LMO18L o equivalente)
Teclado = El que incorpora el TI-99/4 (48 teclas con conector de 15 pines)

Fig. 5. Prototipo del autor. Después de aplicar corriente al circuito, debería aparecer un breve mensaje. El contraste de la pantalla se puede ajustar con el potenciómetro R1.

grabado, para ello sólo tiene que solicitarlo a la revista ELEKTOR.

Montaje

Es posible construir el circuito utilizando una placa de circuito impreso para prototipos, o construir el circuito impreso a partir del diseño que aparece en las páginas centrales de la revista. También es posible solicitar la placa ya construida al servicio EPS de ELEKTOR.

La figura 4 la utilizaremos como guía para el montaje de los componentes en el circuito impreso. Comenzaremos la construcción con los componentes pasivos, después seguiremos con los zócalos de los circuitos integrados, los conectores J1-J3 y los dos puentes. Después de terminar el montaje comprobaremos cuidadosamente todo el trabajo, corrigiendo cualquier error. A continuación montamos los circuitos integra-

dos en sus zócalos correspondientes. Conectamos los cables procedentes del teclado y el módulo LCD, y hacemos las conexiones entre J1, J2 y el circuito impreso. En la figura 5 podemos ver una foto del prototipo.

Después de verificar todo el cableado, aplicamos corriente al circuito. Debería aparecer en la pantalla un breve mensaje de encendido. Ajustaremos el potenciómetro R1 de contraste para conseguir el mejor efecto posible. Ahora colocamos S1 en la posición adecuada y seleccionamos el modo y las características deseadas usando las teclas de función. Esto es todo lo que hay que hacer.

Seguimiento de averías

Si el mensaje de arranque no aparece en la pantalla, la causa más pro-

bable del problema es un error en el cableado. Seguramente que existe alguna línea de masa o de alimentación equivocadas (patillas 20 y 40 de IC1), las líneas de oscilador (patillas 38 y 39 de IC1), el «reset» (patilla 1 de IC1) o las líneas del adaptador de pantalla (patillas 1-6 y 11-14 de la pantalla LCD).

Si el terminal arranca correctamente con el mensaje de inicialización, pero no nos permite comunicarnos, comprobaremos el teclado y el adaptador de señales RS232. Para comprobar el teclado pulsamos FCTN-0, que muestra los parámetros. Si no aparecen, comprobaremos el cableado del teclado. Si el terminal muestra los parámetros del sistema, presionamos FCTN-L para poner el terminal en modo local y, entonces, verificamos el teclado pulsando cada tecla y comprobando que aparece la letra correcta en la pantalla. Si el teclado pasa cabalmente la prueba es probable que el problema esté localizado en algún sitio del adaptador de RS232, en el cableado o en la línea misma de RS232.

Ahora quitamos el conector del puerto primario del terminal, seleccionamos el conmutador al modo terminal, y comprobamos las tensiones en el puerto primario del terminal. Deberían tener unos valores parecidos a los mostrados en la tabla 4. Si alguno de estos valores no corresponde con la tabla, comprobaremos el cableado del adaptador de RS232 (IC1).

Cableado


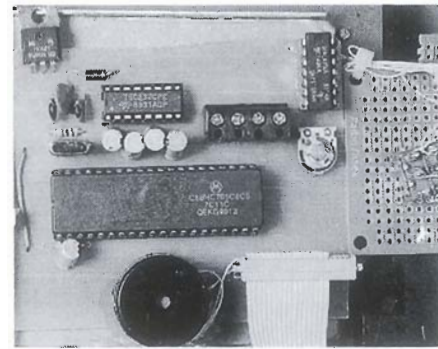
El autor del prototipo montó el circuito en una caja que parecía un terminal en miniatura de RS232. Es posible utilizar una caja de plástico o metálica, según se prefiera. De cualquier modo, el circuito es una herramienta útil que nos puede ayudar a resolver muchos problemas. 

TABLA 4

ES DEL TERMINAL

Patilla	Descripción
2	-7 a -12 V DC
3	0 VDC
7	Comprobar continuidad con masa
20	Presionar Cntl-S y Cntl-Q para conmutar entre +7 a +12 y -7 a -12 V DC



Determine la exposición a los campos magnéticos de la frecuencia de red con este gaussiómetro portátil de sencilla construcción.



MEDIDOR DE CAMPOS MAGNÉTICOS

Si usted pertenece al creciente número de personas que están preocupadas por los efectos dañinos potenciales provocados por la exposición a los campos magnéticos, seguro que estará interesado en este importante proyecto de construcción. Ahora se puede construir este gaussiómetro y determinar la magnitud de la densidad de flujo magnético dentro y en torno a su casa. Este equipo de mano que funciona por baterías es un medidor de campos magnéticos que es sensible desde 0,1 microteslas hasta 20 militeslas y tiene un margen de frecuencias entre 50 Hz y 20 KHz.

¿Cuál es el motivo de todo este problema?

Los campos magnéticos están en torno a nosotros. Su origen se en-

cuentra en la generación, distribución y uso de la electricidad de 50 y 60 Hz., equipos electrónicos e incluso a través del propio campo magnético de la Tierra, el cual siempre se ha encontrado presente a través de la evolución del hombre. El hombre ha estado sometido («sintonizado») al permanente campo magnético de la Tierra de aproximadamente 30 microteslas (a nivel del mar), durante millones de años. Algunas fuentes de campos magnéticos excesivos han provocado que el gran público se interese y se preocupe de este asunto, como son los casos de las subestaciones de distribución de energía eléctrica, líneas de transporte de energía, terminales de video y el uso de equipos.

Las intensidades de los campos magnéticos pueden variar mucho, dependiendo de la fuente de la exposición y la distancia a dicha fuente. La velocidad con la que la inten-

sidad del campo disminuye con la distancia puede variar de una fuente a otra, dependiendo del buen estado en que se encuentren equilibradas las líneas que transportan la corriente, o también de lo bien que se cancelen los flujos magnéticos de líneas opuestas.

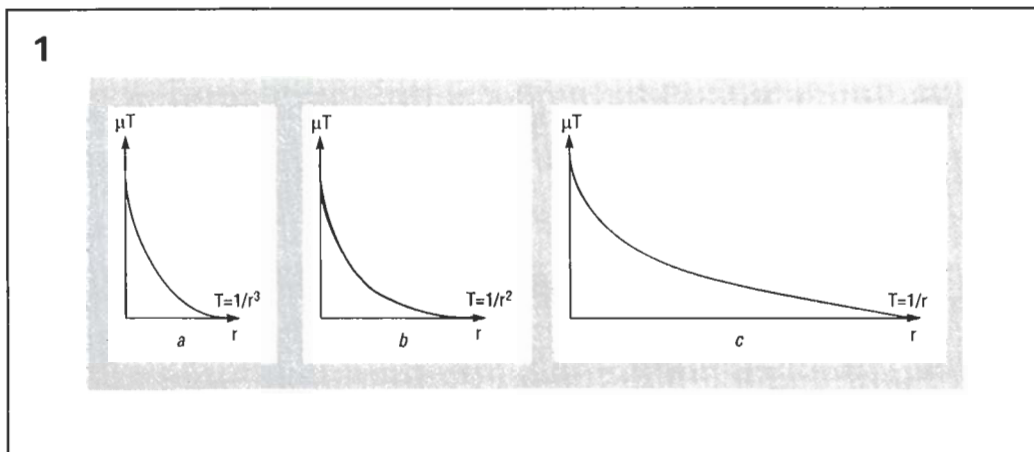
Los campos producidos por las bobinas, imanes o transformadores, decaen rápidamente con las distancias con un factor de uno partido por el cubo de la distancia. En las líneas de energía, si las corrientes fluyen en direcciones opuestas, la disminución viene dada por uno partido por el cuadrado de la distancia, debido a la cancelación parcial de los campos. Cuando las corrientes no estén equilibradas, la intensidad del campo cae menos rápidamente, en un factor de uno partido por la distancia.

Las figuras 1-a y b-c muestran las tasas de descenso de uno partido por r, uno partido por r al cuadrado

y uno partido por r al cubo, respectivamente. La figura 2 muestra algunas de las principales de exposición a los campos magnéticos con sus rangos de intensidades y tasa de disminución con la distancia.

A pesar de que gran parte de la controversia todavía permanece, muchas personas de la comunidad científica están convencidas de que la exposición a los campos magnéticos de extremada baja frecuencia (ELF con una frecuencia entre uno y cien hercios), puede representar un riesgo para la salud humana. Algunos de los problemas que se han encontrado a la exposición de los campos ELF incluyen un aumento significativo de los triglicéridos en los hombres (un posible indicador de estrés), desorientaciones en las aves (un resultado sugiere que puede quedar afectada la migración de los pájaros) y un retardo en el tiempo de reacción de los monos.

Un estudio llevado a cabo por la epidemióloga Nancy Werheimer y el físico Ed Leeper demuestra que las exposiciones a los campos magnéticos tan pequeños como 0,25 microteslas, están relacionadas con el aumento de las tasas de cáncer. En el estudio, los investigadores examinaron el cableado y los transformadores en la vecindad de las casas de nacimiento de niños que habían muerto de leucemia entre 1950 y 1955, junto con el control de un grupo de niños que no habían fallecido. El resultado de sus estudios fue publicado en *The American Journal of Epidemiology* (marzo 1979). Algunos expertos afirman que otros factores, como la polución y la exposición a cancerígenos químicos, hacen que la interpretación de estos resultados sea muy difícil. Están apareciendo estándares para una exposición aceptable a los campos ELF como resultado de los estudios describiendo posibles niveles de riesgo. Si se está más interesado en profundizar en los descubrimientos científicos y en la historia científica de los efectos de la radiación de los campos magnéticos, se sugiere una serie de artículos en tres partes escritos por Paul Brodeur *The New Yorker* (12, 19 y 26 de junio de 1989), «60 Hz And The Human Body», *IEEE Spectrum*, partes 1-3, volumen 27, número 9, páginas 22-35 (agosto 1990), que también es una buena fuente de información técnica. La agencia de protección ambiental EPA había publicado un informe titulado «The Evaluation of the Potential Carcinogenicity on Electromagnetic Fields», número de publicación EPA/600/60-90/005B. Este informe contiene informes de 64 estu-



dios científicos y, en la actualidad, está bajo revisión por un comité de estudios científicos.

Por el momento, ésta es suficiente información. A continuación se examinará la teoría que explica la forma con la que funciona el medidor ELF.

Teoría

La cantidad de densidad de flujo magnético B se da en unidades de Webers partido por metro cuadrado, también denominado tesla (t). El flujo magnético ϕ viene definido por la integral

$$\phi = \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = B \times A$$

en la que ds (diferencial de s) es el área de superficie diferencial y A es el área que encierra la bobina. Para una bobina inmersa en un campo, el voltaje inducido en el circuito abierto E , es igual al número de espiras de una bobina N , por la velocidad de variación del flujo a través de ella.

$$E = N \times d\phi/dt$$

Hay que indicar que el valor de $N \times d\phi/dt$ es actualmente negativo con respecto al valor de la tensión inducida, pero para nuestros propósitos bastará con considerar la magnitud de este producto. La dirección de la corriente inducida es tal, que su propio campo magnético se opone a los cambios en el flujo responsables de producirla.

Si se sustituye por ϕ se obtiene que

$$E = N \times A(dB/dt)$$

Si el campo magnético de una onda senoide es $B = a(\sin \omega t)$, a es la amplitud de teslas y ω es la velocidad angular ($2\pi f$), entonces:

$$dB = a\omega(\cos \omega t)dt, \text{ como el } E = N \times Aa\omega(\cos \omega t)$$

varía entre +1 a -1, el pico del campo magnético viene definido como:

$$E = NAa\omega$$

para una frecuencia de 50 Hz, ω es igual:

$$2\pi \times 60 = 314$$

para una bobina de tamaño 89×76 mm el área es de 0,0068 metros cuadrados, $E = 2,135N \times a$.

Para la bobina captadora de 12 espiras que se piensa utilizar, la sensibilidad es de 30 μV por microtesla.

Descripción del circuito

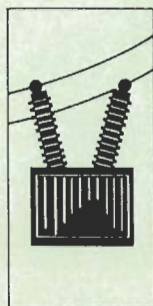
El sensor del campo de 12 espiras del medidor está integrado en la placa del circuito de la unidad. Para poder utilizar un sensor remoto, se puede utilizar una sonda externa de campo formada por una bobina. La figura 3 muestra el esquema completo del circuito. El campo magnético es captado por la bobina y aparece como una tensión, la cual es proporcional a la intensidad y frecuencia a la entrada de un amplificador en cascada IC3-a-b-c. Con una ganancia de la primera etapa de amplificación de 3,3 la cual se ajusta mediante R12-10, la sensibilidad total es de 100 μV por microtesla o 100 mV por militesla. La sensibilidad del medidor es nominalmente de 2 V a fondo de escala, representando el menor nivel de sensibilidad de 20 militeslas a fondo de escala.

El amplificador operacional, IC3-a, aumenta la señal a un valor normalizado de 100 μV por una microtesla. Esta tensión es posteriormente amplificada por 1, 100 o 10.000 por IC3-b-c. Las tres etapas de amplificación proporcionan los tres rangos de bando magnético de dos militeslas,

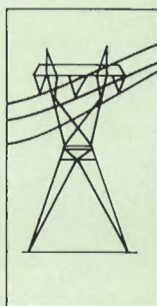
Figura 1. Disminución de los campos magnéticos con la distancia. Caída rápida de 1 partido por la distancia al cubo (a), 1 partido por la distancia al cuadrado (b) y una disminución lenta de 1 partido por (c). Estas son típicas de la mayoría de las fuentes de campos magnéticos.



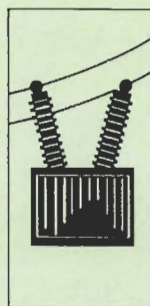
CENTRAL ELÉCTRICA
(200KV) 3,0mT



TRANSFORMADOR ELEVADOR
5-20μT



LÍNEAS DE TRANSMISIÓN
(69-765KV)
5-70μT, DISMINUCIÓN DEL CAMPO
MAGNÉTICO A $1/r^2$



TRANSFORMADOR REDUCTOR
5-20μT



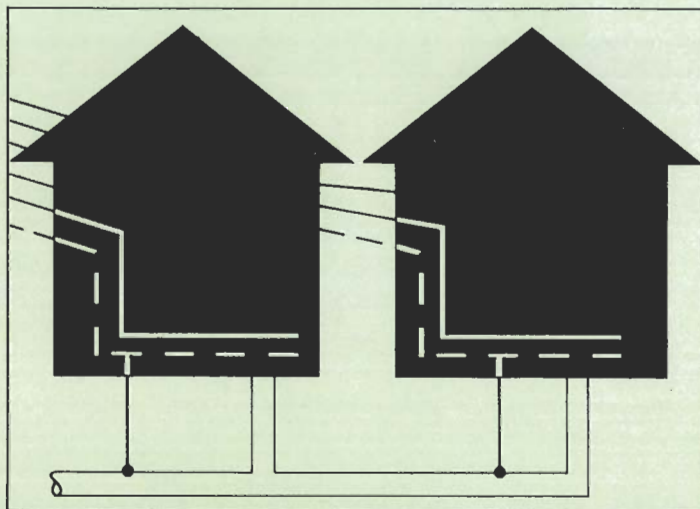
LÍNEAS DE DISTRIBUCIÓN PRIMARIA
(4-35KV)
1-5μT, DISMINUCIÓN DEL CAMPO
MAGNÉTICO A $1/r^2$



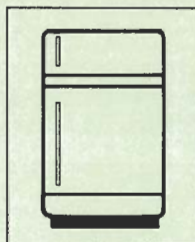
TRANSFORMADOR REDUCTOR DE
DISTRIBUCIÓN
(0,1-1μT, DISMINUCIÓN DEL CAMPO
MAGNÉTICO A $1/r^2$)



LÍNEAS DE DISTRIBUCIÓN
SECUNDARIAS
(115-230V)
0,1-1μT, DISMINUCIÓN DEL CAMPO
MAGNÉTICO LENTA DE $1/r$ (DEBIDO A
DESEQUILIBRIOS EN FASE Y LAS
LÍNEAS NEUTRAS)



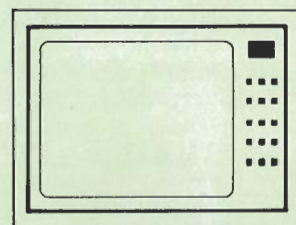
MASA DE LA CASA
LAS TUBERÍAS DE LA CASA
TRANSPORTAN LA CORRIENTE DE
RETORNO Y CREAN CAMPOS
DESEQUILIBRADOS. LAS CORRIENTES
DE MASA PUEDEN SER UNA FUENTE
DE CONTINUAS EXPOSICIONES EN
ALGUNAS CASAS CON UNA
DISMINUCIÓN DEL CAMPO LENTA DE
 $1/r$



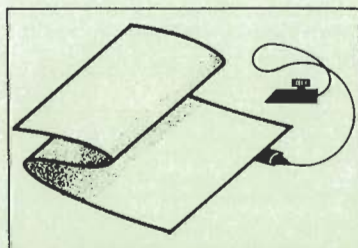
FRIGORÍFICO
0,1-1μT, FUENTE DE CAMPOS
MAGNÉTICOS EN Y DESDE EL MOTOR
EN LA PARTE TRASERA DEL
ELECTRODOMÉSTICO, POR ELLO SU
EXPOSICIÓN ES BAJA. LA
DISMINUCIÓN DE CAMPO ES $1/r^2$



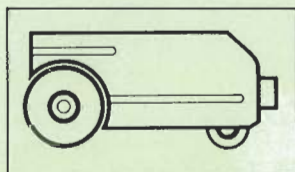
COCINA ELÉCTRICA
6-200μT, LA FUENTE PRINCIPAL DE
CAMPOS MAGNÉTICOS ES LA
RESISTENCIA CALEFACTORA. LA
DISMINUCIÓN DEL CAMPO ES DE $1/r^2$



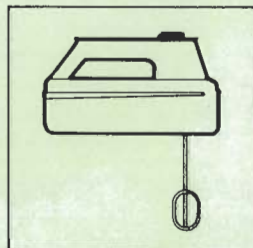
TELEVISIÓN
2-50μT, PRINCIPALMENTE TIENE
CAMPOS DE RF, PERO EL
TRANSFORMADOR DE POTENCIA Y DE
BARRIDO VERTICAL PUEDEN PRODUCIR
CAMPOS MAGNÉTICOS, LA
DISMINUCIÓN ES DE $1/r^2$



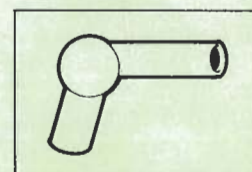
MANTA ELÉCTRICA
1-5μT, LOS ELEMENTOS
CALEFACTORES SE ENCUENTRAN
PRÓXIMOS AL CUERPO Y LA
EXPOSICIÓN PUEDE DURAR TODA LA
NOCHE, LA DISMINUCIÓN ES DE $1/r^2$



ASPIRADORA
200-100μT,
LA DISMINUCIÓN ES DE $1/r^2$



BATIDORA
50-600μT, LA DISMINUCIÓN ES DE $1/r^2$



SECADOR DE PELO
10-2000μT, LA DISMINUCIÓN ES DE
 $1/r^2$

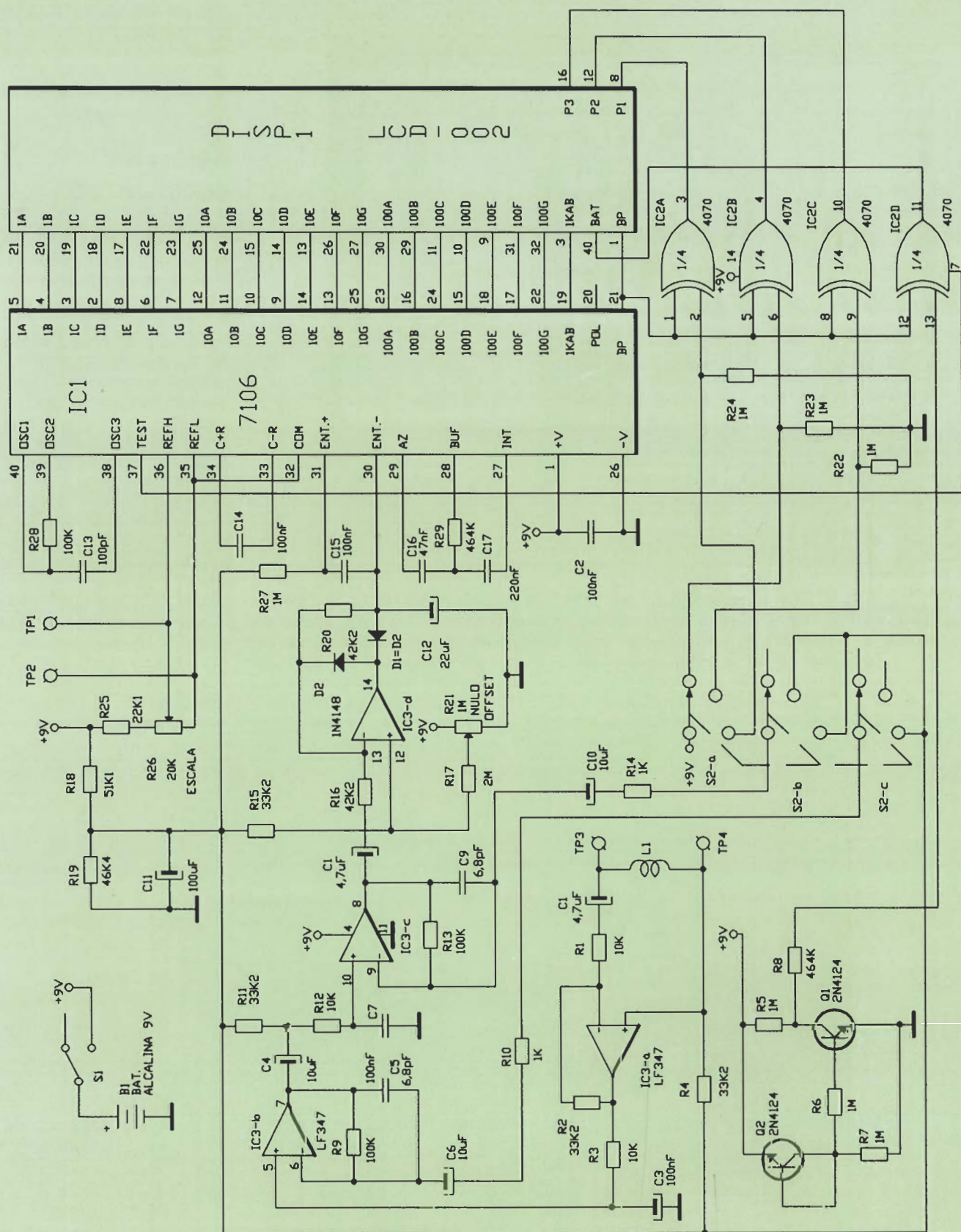


Figura 2. Aquí se pueden ver algunas de las fuentes primarias de campos magnéticos con el rango de las intensidades del campo y las tasas de disminución del mismo con la distancia.

Figura 3. Esquema del medidor de campo magnético. El campo magnético es captado por L1 y parece como una tensión proporcional a la intensidad del campo a la entrada de IC3-a, el cual amplifica esta señal a $100 \mu\text{V}$ por microtesla. La señal es amplificada posteriormente por IC3-b e IC3-c para obtener los tres rangos de teslas.

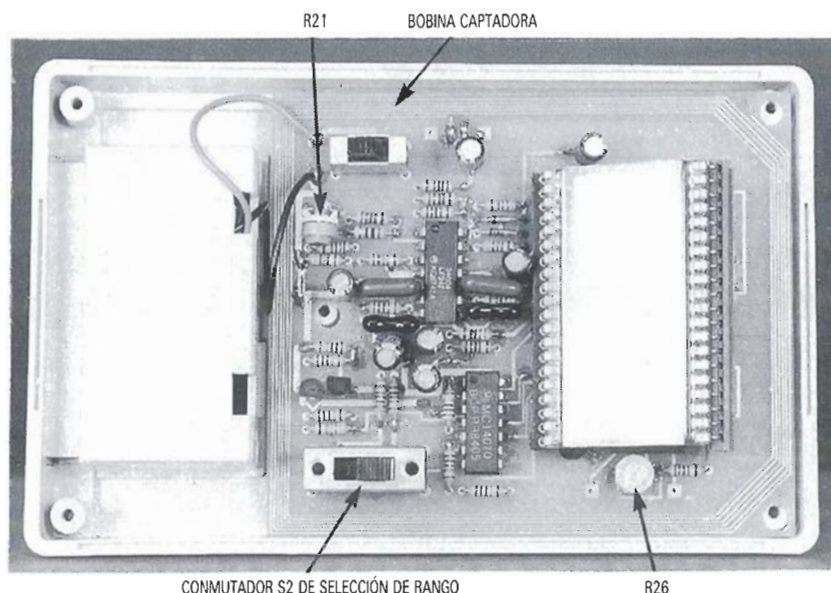


Figura 4. Esta es una vista interna del medidor de campos magnéticos. El montaje es sencillo, basta con instalar los componentes antes del LCD.

200 microteslas y 2 nanoteslas (a fondo de escala).

Los componentes R3-C3 y R12-C7 establecen una característica en frecuencia que compensa la sensibilidad proporcional en frecuencia de la bobina captadora y ajustan el punto de corte a 20 KHz.

Finalmente, IC-3 es un rectificador de precisión y un detector de picos.

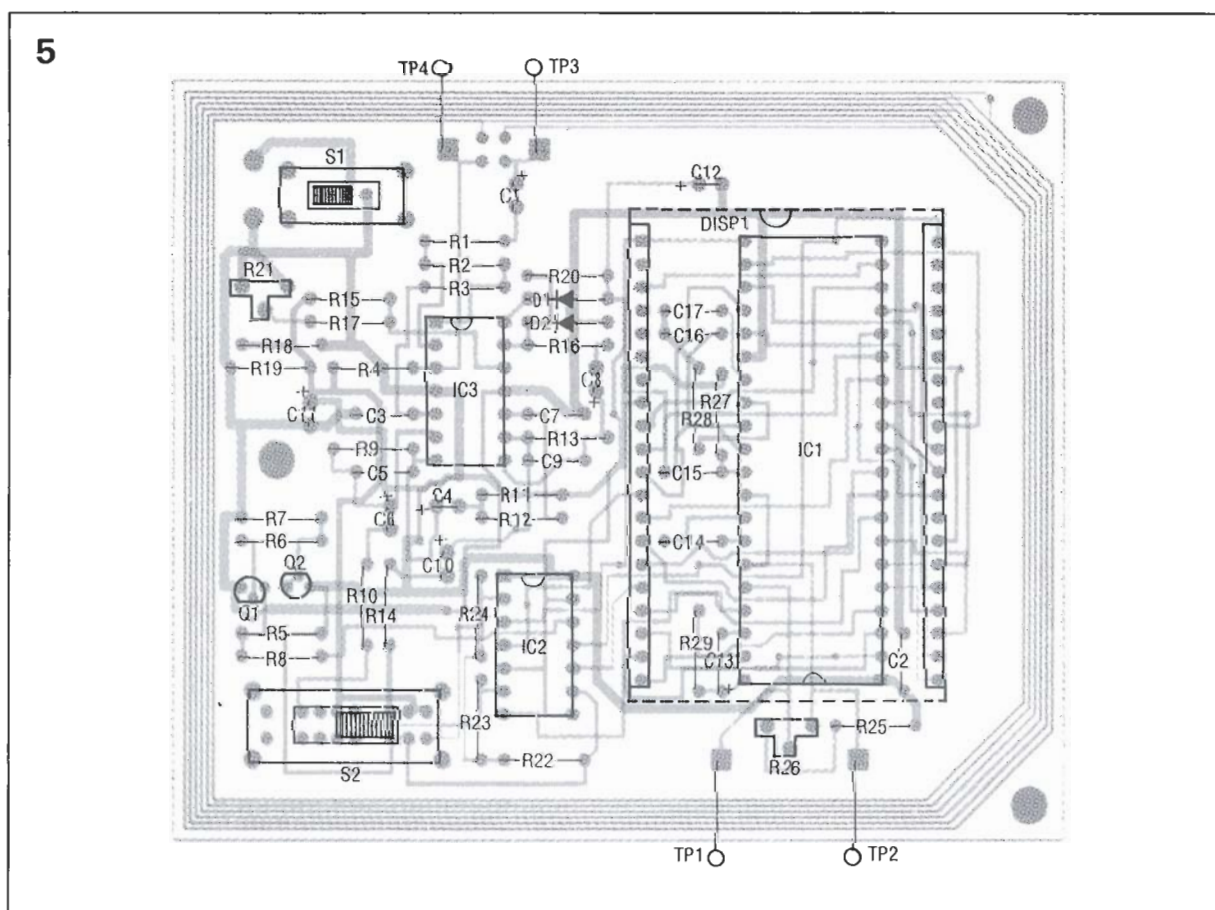
Su salida alimenta a IC1 que es una combinación de un convertidor A/D y un controlador para LCD. Los componentes R25-R29 y C13-C17 son utilizados por IC1 para ajustar los tiempos de actualización del visualizador, generación del reloj y voltajes de referencia. El punto decimal está controlado por IC2 de la forma en la que se determina por el conmutador

de selección de rango S2. Los transistores Q1 y Q2 sirven como detectores de bajo nivel de la batería y activan el anunciador de batería del visualizador cuando la tensión de la batería cae por debajo de los 7 V.

Montaje y comprobación

La unidad acabada que se puede ver en la figura 4 utiliza un circuito impreso de doble cara que se puede obtener de la fuente mencionada en la lista de componentes. También se muestra la cara de componentes y la cara de soldaduras de la placa de circuito impreso por si se decide a hacerla uno mismo. Se puede, sin embargo, construir el circuito a partir de una placa perforada de prototipos si se desea, pero en este caso hay que recordar incluir la bobina de 18 espiras remota, L1, como se indica en la lista de componentes. Primero se montan todos los componentes que hay debajo del visualizador LCD. Es mucho más fácil solucionar los problemas de montaje si se utiliza un zócalo para el visualizador LCD. Los componentes se instalan como se muestra en la figura 5, reparando en la polaridad de los condensadores y transistores. Si se está utilizando la bobina sensora in-

Figura 5. Diagrama de disposición de componentes.



Lista de componentes

R1, R3, R12 - 10 K
R2, R11, R15 - 33,2 K
R4 - 10 n
R5-R7, R22-R24, R27 - 1 M
R8, R29 = 464 K
R9, R13, R28 = 100 K
R10, R14 = 1 K
R16, R20 = 42,2 K
R17 = 2 M
R18 = 51,1 K
R19 = 46,4 K
R21 = 1 M, potenciómetro del 5 por 100
R25 = 22,1 K
R26 = 20 K, potenciómetro del 5 por 100

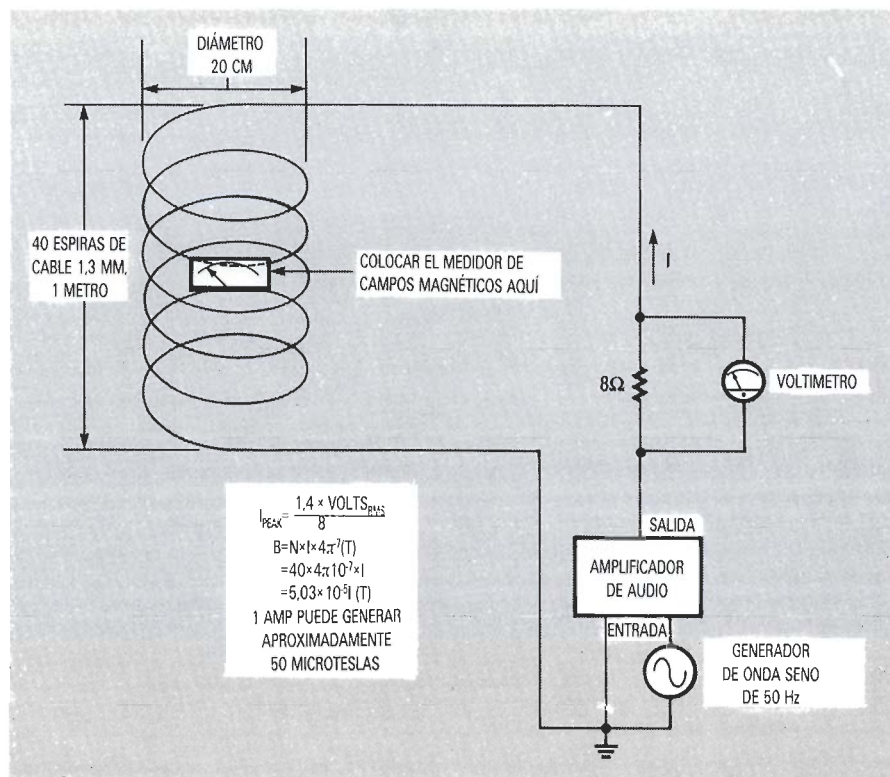


Figura 6. Se puede utilizar este montaje para calibrar con precisión el medidor. Una corriente conocida se hace pasar a través de la bobina que forma el campo magnético es conocida. Un generador de onda sinusoidal proporciona una frecuencia de 50 Hz y hay un amplificador de audio acoplado a la bobina a través de una resistencia de 8 ohmios. Se mide la caída de tensión en la resistencia y se utiliza este dato para posteriores cálculos.

terna, será necesario utilizar puentes de hilo entre L1-TP3 y L1-TP4.

Si se utiliza la carcasa especificada en la lista de componentes, será necesario nivelar y girar el visualizador, hasta donde se crea conveniente, mediante el zócalo para circuitos integrados de wire-wrap. Habrá que realizar los orificios en el panel frontal para S1 y S2. Ahora, se montará la placa de circuito impreso en la carcasa utilizando un espaciador para el único tornillo que sujeta por el centro del extremo inferior de la placa el conector de batería. En este momento, ya está listo para alimentar y comprobar.

Con la alimentación conectada, se ajustará a R26 para obtener una tensión de 1,00 V entre TP1 y TP2. Después se seleccionará el rango de 20 microteslas y se pondrá en corto la bobina captadora con un trozo de hilo muy corto entre TP3 y TP4. Se deberá ajustar el potenciómetro de desplazamiento-cero R7 para obtener una visualización de 0,0. Enseguida se retirará el puente, y el medidor está completo.

Calibración

La calibración del medidor viene determinada básicamente por las características de la bobina captadora, la ganancia de los amplificadores y

el ajuste de la tensión de referencia del medidor. Como se ha dicho anteriormente, la ganancia del amplificador se ha elegido de forma que se ajuste a las características de la bobina tan próximamente como sea posible.

Si se desea calibrar el medidor con más exactitud, será necesario generar un campo magnético de intensidad conocida. Un modo de realizar esto es haciendo pasar una corriente conocida a través de una bobina que forma campo. La figura 6 muestra un montaje de calibración de este tipo. Una buena fuente de señal controlable es un generador de onda sinusoidal y un amplificador de audio, cuya salida está acoplada a la bobina a través de una resistencia de 8 ohmios. Midiendo la tensión a través de la resistencia se obtiene la corriente. Después, se calcula el campo magnético de acuerdo con la figura 6 (hay que destacar que aunque todas las referencias a la intensidad del campo se han hecho en teslas, también se suelen usar normalmente los gauss. La conversión es muy sencilla: una tesla es igual a diez mil gauss).

Colocando el medidor dentro de la bobina y encendiéndolo, se utilizará la escala de mayor sensibilidad que no provoque el sobrerango del visualizador. Un sobrerango se indica mediante la visualización de un 1 seguido de tres espacios en blanco.

En la mayoría de los casos el rango de dos microteslas será satisfactorio.

Interpretación de las medidas

Gran parte de la controversia se basa en el entendimiento emergente de los riesgos potenciales para la salud de los campos magnéticos de baja frecuencia. La asociación internacional de protección contra la radiación (IRPA) ha establecido algunos estándares internos basados en las guías de la organización mundial para la salud de 1984. Estos modelos de la IRPA especifican una exposición continua máxima a los campos magnéticos para el público en general de 100 microteslas y de 500 microteslas como la exposición máxima ocupacional permitida sobre el día de trabajo completo. Algunos países europeos ya han adoptado estrictas normas sobre la emisión de campos magnéticos por parte de los terminales de vídeo, pero en los Estados Unidos se está siendo mucho más cauteloso a la hora de desarrollar y reforzar estas normas.

Independientemente de que se piense que estos estudios y datos sean precisos, ahora se dispone de un método para medir la exposición propia y se puede llevar a cabo la acción que se considere prudente. ■

Condensadores

- C1, C8 = 4,7 µF, 10 V electrolítico
- C2, C14 = 0,1 µF, políéster
- C3, C7, C15 = 0,1 µF, políéster
- C4, C6, C10 = 10 µF electrolítico
- C5, C9 = 6,5 pF de disco cerámico o mica
- C11 = 100 µF, 10 V, electrolítico
- C12 = 22 µF, 10 V, electrolítico
- C13 = 0,047 µF de políéster o de disco cerámico
- C17 = 0,86 µF de políéster

Semiconductores

- D1, D2 = Diodo 1N4148
- Q1, Q2 = Transistor 2N4124
- IC1 = ICL 7106 convertidor A/D
- IC2 = 4070 o 4030 cuatro puertas OR-exclusiva de dos entradas
- IC3 = LF347 cuatro amplificadores operacionales con entrada JFET
- DISP1 = LCD-002 Visualizador de cristal líquido

Otros componentes

- S1 = MSS1200 SPST (un polo un circuito)
- S2 = MSS4300 SPDT (un polo dos circuitos)
- L1 = 10 espiras de 7,5 cm de diámetro para bobina sensora remota (opcional, ver el texto).
- B1 = Batería alcalina de 9 V con conector

LAS FUENTES CONMUTADAS

Las ventajas de las fuentes de alimentación conmutadas, reguladas, son tan importantes que no pueden ignorarse. Estas versátiles fuentes de alimentación, son suficientemente conocidas por su alta eficacia, funcionamiento frío, pequeño tamaño y por la posibilidad de trabajar con un rango de tensiones de entrada más grande que sus componentes lineales. En ocasiones, fueron limitadas a las aplicaciones de alta potencia o de alta eficacia pero, en la actualidad, han encontrado su camino en la electrónica de consumo de baja potencia y de bajo coste.

Como los elementos de control utilizados en los reguladores conmutados están siempre completamente en el estado encendido, o en el estado apagado, tienen un bajo consumo y necesitan de un pequeño, o ningún, radiador de calor. Se pueden utilizar pequeños transformadores de alta frecuencia, y como la eficiencia de la regulación no está muy afectada por la diferencia de tensión entre la entrada y la salida, es posible utilizar varias tensiones de entrada, como 115/230 voltios.

Los reguladores conmutados cuentan, sin embargo, con algunas desventajas. El primer problema es su complejidad y, por lo tanto, el coste del circuito. También muestran determinados fallos que no se ven en los reguladores lineales simples, y pueden radiar una cantidad sustancial de interferencia electromagnética, IEM, si no se diseñan de una forma adecuada. Afortunadamente, se han desarrollado un cierto número de circuitos integrados que no solamente incluyen la mayor parte de la circuitería compleja, sino que también solucionan algunos de los fallos más comunes y que se revisarán al final. Explicaremos, a continuación, las bases de las fuentes conmutadas.

Fundamentos de los reguladores conmutados

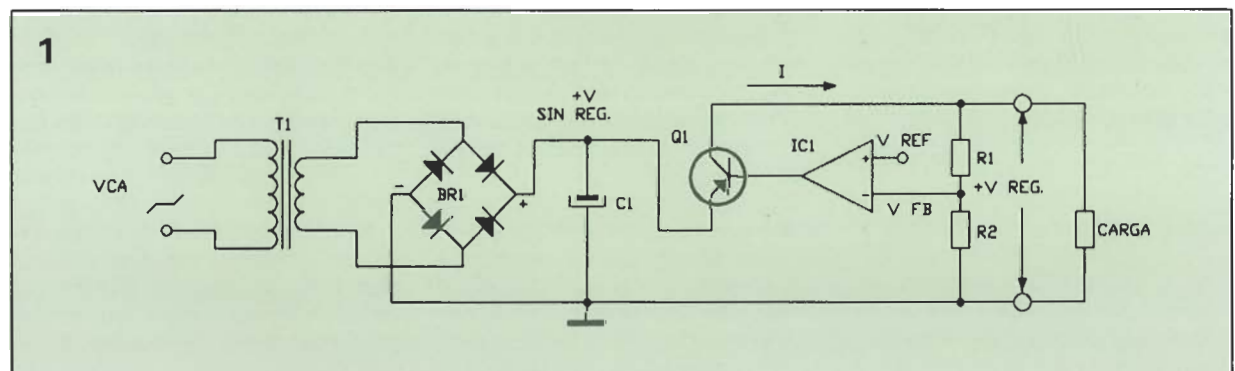
Comenzaremos por revisar los reguladores lineales, no conmutados,

como se puede ver en la figura 1. El amplificador operacional, IC1, compara la tensión de realimentación, V_{fb} , con la tensión de referencia V_{ref} . Si V_{fb} es demasiado alto, se disminuye la tensión de base de Q1 o, si es demasiado bajo, se aumenta la tensión de la base hasta que V_{fb} es igual a V_{ref} . En el punto de equilibrio la tensión emisor-colector de Q1 pasa a ser igual a $V_{sin\ reg} - V_{reg}$. La disipación de potencia del transistor, W , es igual a $(V_{sin\ reg} - V_{reg}) \times I$.

Un regulador lineal bien diseñado puede proporcionar una excelente disposición y respuesta a los transistores, un bajo ruido y rizado, y una completa ausencia de IEM. Pero, en contraste, disipa una elevada potencia en el transistor de regulación, especialmente con elevadas corrientes de carga. La regulación de tensiones de entrada con variaciones muy amplias es un problema debido a que, según se eleva $V_{sin\ reg}$, aumenta también la disipación de potencia.

Revisaremos, ahora, la modulación por ancho de pulso (PWM) para el control de tensión. Como se puede ver en la figura 2, Q1 se activa y

Fig. 1. Un regulador lineal controla la conducción a través de un transistor de regulación para mantener la salida necesaria.



desactiva mediante la circuitería de control PWM. La salida es filtrada mediante un filtro R-C para obtener un promedio de CC. Si Q1 se encuentra casi siempre apagado, la tensión media es casi cero; si está casi siempre encendido, la salida será casi igual a la entrada. La tensión de salida será casi proporcional al ciclo de trabajo, el cual es la relación de tiempo encendido con respecto al tiempo total.

$$V_{\text{salida}} = V_{\text{entrada}} \times \left(\frac{T_{\text{on}}}{T_{\text{total}}} \right) = V_{\text{entrada}} \times \text{Ciclo de trabajo}$$

Si Q1 fuera ideal, sin caída de tensión en el estado encendido, no disiparía potencia. La caída de tensión real varía con el transistor y el nivel de corriente, pero suele ser menor o igual a un voltio. Los transistores FET de potencia responden bien en las aplicaciones de alta corriente. También se produce una disipación de corriente en la resistencia de filtro R1 con lo que se reduce la eficacia del circuito.

Circuitos prácticos

Para reducir las pérdidas de potencia por la impedancia resistiva, los reguladores conmutados utilizan filtros L-C en lugar de R-C, como se puede ver en la figura 3. Cuando Q1 se encuentra activado, $V_{\text{sin reg.}}$ se aplica a la bobina L1 y D1 está polarizado inversamente. La corriente inductiva alimenta a la carga y también carga el condensador de salida C2.

Cuando Q1 pasa al estado desactivado, la corriente inductiva continúa, pasando a través de D1. El diodo conduce hasta que la corriente del inductor se reduce a cero, o hasta que Q1 pasa de nuevo al estado activado, lo que ocurra primero. La bobina L1 suaviza la corriente de activación-desactivación de Q1, mientras que C2 posteriormente hace

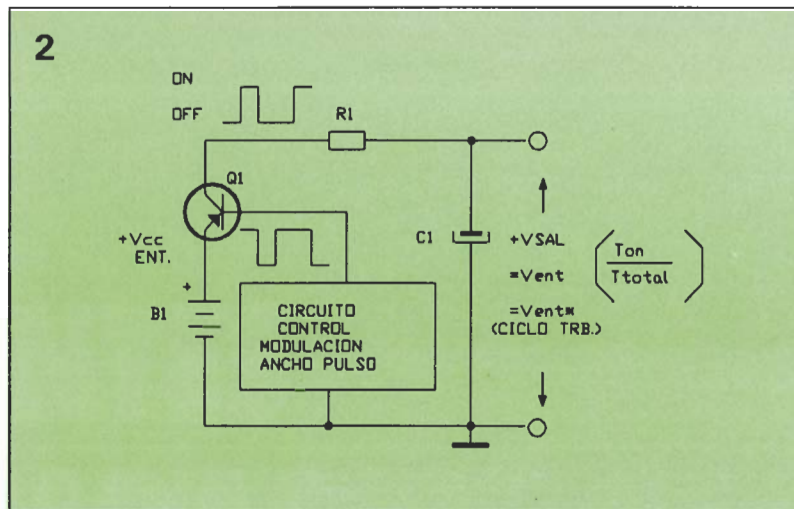


Fig. 2. La modulación de ancho de pulso (PWM) produce una salida proporcional al ciclo de trabajo.

que la tensión de salida sea más uniforme. La compleja circuitería de control de los reguladores conmutados varían el ciclo de trabajo para mantener la tensión de realimentación igual a la tensión de referencia. A un circuito de este tipo se le suele denominar comúnmente convertidor «rasero», ya que pasa el rasero o reduce la tensión de entrada.

La corriente de salida es mayor que la corriente de entrada, puesto que la corriente inductiva continúa mientras que se encuentra desactivado Q1. Para un circuito ideal, el regulador debería tener una eficiencia

del 100 por 100, lo que significa que $(V_{\text{reg}} \times I_{\text{salida}})$ es igual a $(V_{\text{sin reg}} \times I_{\text{entrada}})$. En realidad, sin embargo, la eficacia del circuito suele ser de un 80 por 100. La figura 4 muestra un convertidor de retroceso o «amplificador». Funciona de una forma muy parecida al retroceso de barrido de televisión, pero con una realimentación añadida para controlar la tensión de salida. Cuando Q1 se encuentra activado, se produce una corriente inducida en L1. Cuando Q1 se desactiva, la corriente inductiva pasa a través del diodo, hacia C2, y la carga. Como L1 está su-

Fig. 4. Convertidor de retorno o «amplificador», produce una tensión de salida mayor que la entrada.

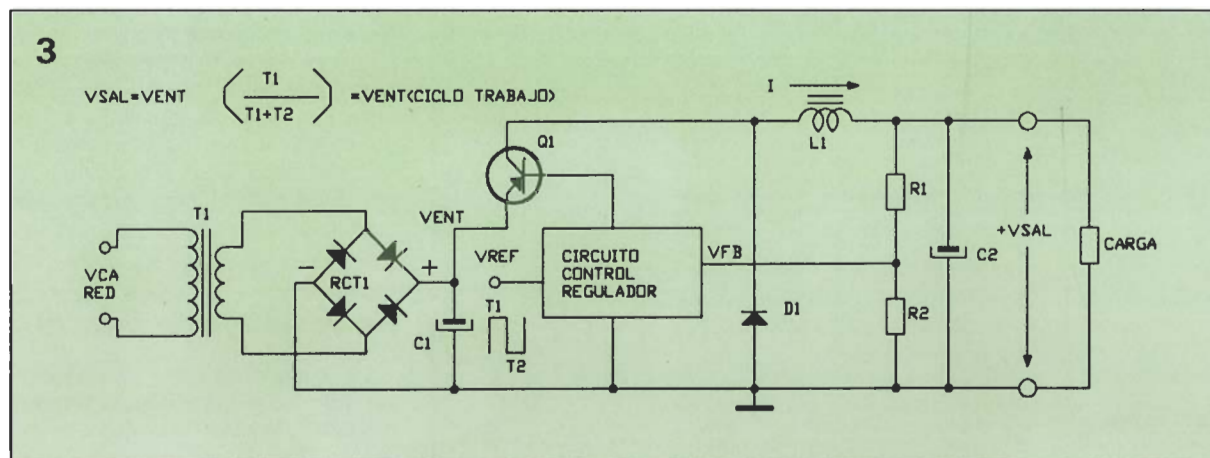
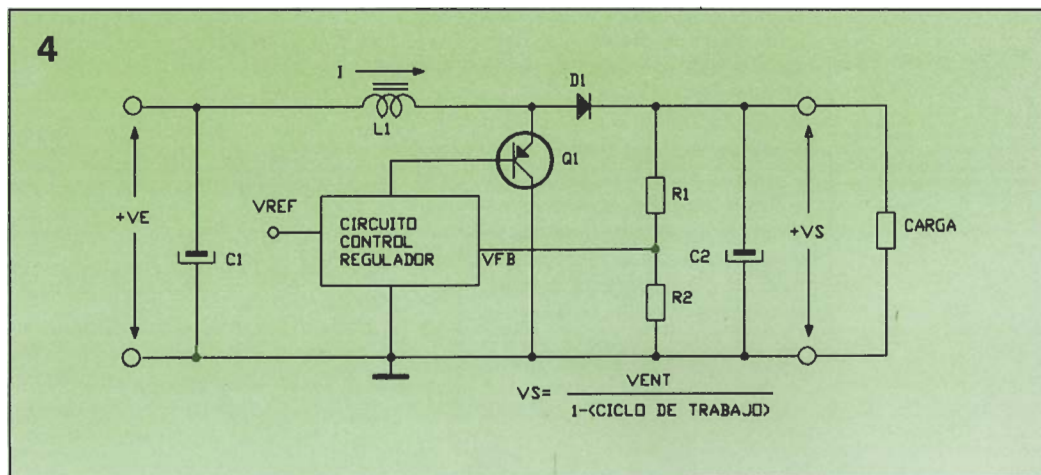
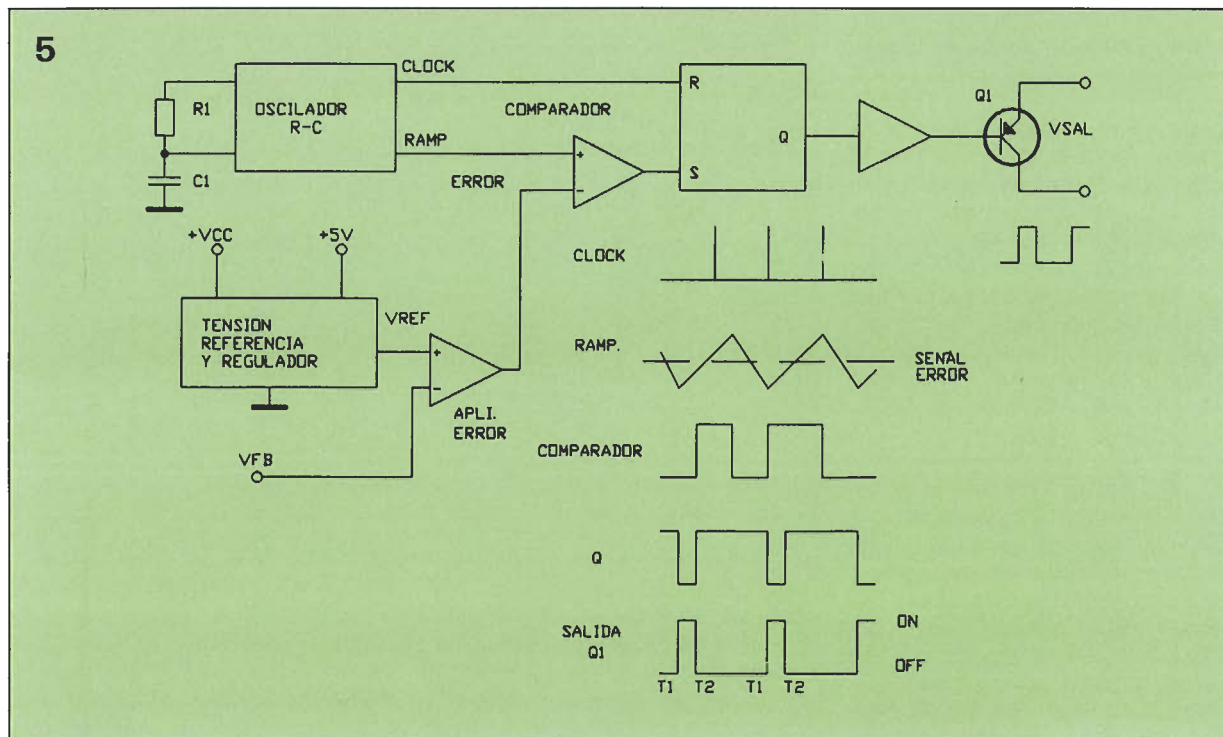


Fig. 3. La mayoría de los reguladores conmutados utilizan filtros L-C para eliminar las pérdidas de potencia resistivas.

Fig. 5. Este circuito muestra el corazón de un modulador de ancho de pulso sin la circuitería correctiva de problemas y de protección.



ministrando corriente, su salida es positiva y su tensión se añade o amplifica $V_{sin\ reg}$. La tensión de salida, por lo tanto, es mayor que la tensión de entrada.

Cuanto más tiempo esté activado Q1, mayor será la corriente inductiva. Si el tiempo desactivado de Q1 no es suficientemente grande como para reducir la corriente a 0, ésta podrá ser incluso mayor durante el siguiente ciclo de activación, haciendo que la salida sea incluso mayor. A la inversa, si el tiempo de activación se hace muy pequeño, el circuito actúa como si la entrada se encontrase conectada directamente a la salida, y la salida será igual a la entrada (sin amplificar). De forma matemática, e ignorando las pérdidas:

$$V_{reg} = V_{sin\ reg} / (1 - \text{Ciclo de trabajo})$$

Como ocurría con el convertidor amplificador, se utiliza una realimen-

tación para controlar el ciclo de trabajo y obtener la salida deseada. Hay que tener presente, cuando se utiliza un convertidor amplificador, que su corriente de entrada puede ser mucho más elevada que su corriente de salida.

La circuitería de control

Veremos, ahora, el interior de un circuito integrado de control. Para hacer que esto sea simple se omitirá la circuitería de protección y de corrección de problemas, y nos centraremos en los fundamentos del control del ancho de pulso.

La figura 5 muestra un circuito típico que consiste en un reloj (oscilador R-C), un comparador, referencia, amplificador de error, biestable, puerta de salida y transistor de con-

mutación. La salida del amplificador de error es proporcional a la diferencia entre la tensión de referencia y la tensión de realimentación. Los circuitos integrados varían mucho en los detalles, pero, normalmente, utilizan los principios aquí explicados.

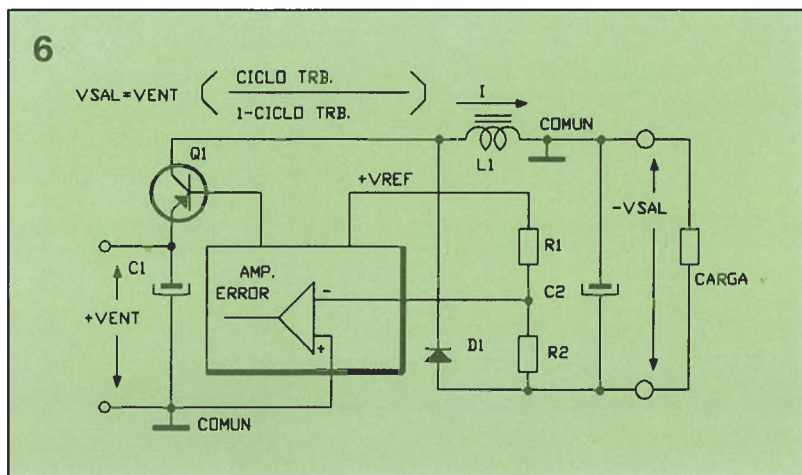
Al principio de cada ciclo de reloj, un pulso inicializa el oscilador, activando Q1, y el biestable comienza con el flanco positivo de la rampa; cuando la rampa excede a la señal de error, la salida del comparador pasa a nivel alto, lo que provoca que el biestable se pone a 1, y Q1 se desactiva. Cuanto mayor es la señal de error, mayor tiempo permanece activado Q1.

Los divisores de la tensión de salida, que se pueden ver en las figuras 3 y 4, están diseñados de forma que la tensión de realimentación, V_{fb} , sea igual a la tensión de referencia, V_{ref} , cuando la salida alcanza el nivel deseado. Si la tensión de salida pasa a ser demasiado elevada, la tensión de error disminuye, reduciendo el ciclo de trabajo y, por lo tanto, la salida. Por otro lado, si la tensión de salida cae, la tensión de error y el ciclo de trabajo se incrementan hasta que la salida retorna a su valor de diseño. A continuación describiremos algunos circuitos más y examinaremos las diferencias entre ellos.

Un inversor de tensión

La figura 6 muestra un convertidor «nivelador-amplificador», el cual produce una salida negativa a partir de una entrada positiva; este circui-

Fig. 6. Un convertidor «nivelador-amplificador» produce una salida negativa a partir de una entrada positiva.



to es muy similar al que se muestra en la figura 3. Sin embargo, en la figura 6 el lado derecho de la bobina se encuentra conectada a la masa, y la red de realimentación es diferente. El nombre «nivelador amplificador» es debido al hecho de que la salida puede ser inferior o superior a la entrada.

Cuando se activa Q1, la tensión de entrada se aplica a la bobina L1, con lo que se provoca un incremento de la corriente.

A diferencia de lo que ocurría con el regulador «nivelador», esta corriente no fluye a través de la carga, mientras que Q1 se encuentra activado; cuando Q1 está desactivado, la corriente inductiva continúa, fluyendo a través de D1 y cargando el condensador de salida, C2, con una tensión de salida. La corriente permanece y dura hasta que se reduce a cero, o hasta que se vuelve a activar Q1, lo que ocurra primero. Cuanto mayor es el ciclo de trabajo, mayor es la corriente inductiva y, por lo tanto, será superior la tensión de salida. La salida regulada Vreg, ignorando las pérdidas de potencia, es:

$$-V_{sin} \text{ reg} \times \left[\frac{\text{(Ciclo de trabajo)}}{\text{(Ciclo Ade trabajo)}} \right]$$

Transformador de acoplamiento

Hasta ahora, los circuitos que se han descrito no proporcionan aislamiento entre la entrada y salida. Éstos también sufren un segundo problema menos evidente: un desequilibrio de corriente en el inductor, el cual produce un flujo CC en el núcleo, provocando la saturación en niveles de potencia inferiores. Un funcionamiento desequilibrado de la bobina de potencia necesita núcleos de láminas de mayor tamaño para que puedan soportar los campos magnéticos necesarios. Por otro lado, estos circuitos son más simples y utilizan menos componentes que los que vamos a examinar.

El aislamiento entre el primario y el secundario se puede lograr mediante la utilización de un transformador, como se puede ver en la figura 3. Los transformadores de alta potencia para frecuencia de la línea, sin embargo, son voluminosos y caros. Como la circuitería de modulación de ancho de pulso trabaja a frecuencias mayores, suele ser mucho más eficaz realizar el acoplamiento por transformador y rectificar los pulsos de salida.

La figura 7 muestra un simple convertidor de retroceso acoplado por transformador. La circuitería de

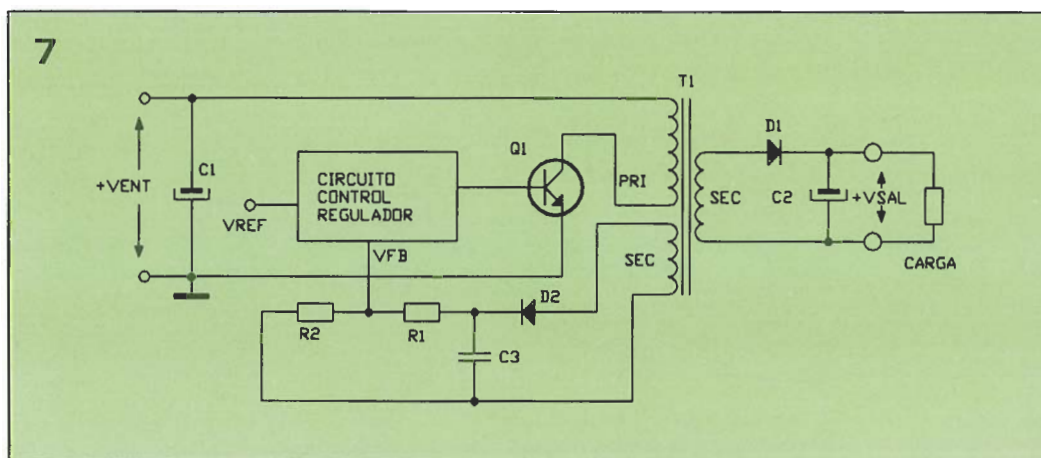


Fig. 7. En un convertidor de retroceso acoplado por transformador se utiliza un bobinado separado para permitir la regulación, mientras que se mantiene el aislamiento entre la entrada y la salida.

control es la misma que se puede ver en la figura 4, pero la bobina ha sido reemplazada por un transformador de barrido. La corriente primaria del tiempo activado aumenta el flujo, el cual se colapsa cuando Q1 se desactiva. El campo de corte induce tensión en los dos secundarios, uno de los cuales produce la salida, mientras que el otro proporciona una tensión de realimentación aislada. Aunque éste es un circuito muy simple, todavía produce una CC neta en el transformador. La tensión de salida Vreg se puede expresar como:

$$V_{sin} \text{ reg} \times N \times \left[\frac{\text{(Ciclo de trabajo)}}{\text{(Ciclo de trabajo)}} \right]$$

en la que N es la relación de espiras del transformador.

Un circuito conocido como «convertidor directo», y que se puede ver en la figura 8, es mucho más adecuado para las fuentes de alta potencia. Cuando se activa Q1m, la tensión sin regular se aplica al primer bobinado y D1 se encuentra polarizado en forma inversa. La corriente primaria comienza a aumentar y se induce una tensión en el bobinado de salida. La corriente de salida pasa a través de D2 y L1.

Cuando se desactiva Q1m, el campo de corte induce tensiones de polaridad inversa en los tres bobinados. Como Q1 se encuentra desactivado y D3 se encuentra polarizado de forma inversa, sus bobinados no transportar corriente. La corriente

pasa a través del bobinado intermedio, conocido como bobinado de «inicialización» y D2 pasa a estar polarizado directamente. Durante este tiempo la corriente inductiva en L1 fluye a través de D3.

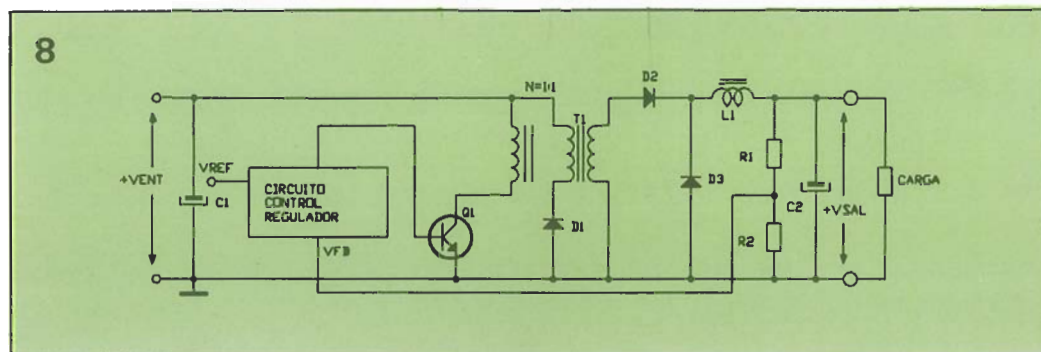
Durante el tiempo que conduce D2, el bobinado de inicialización se encuentra conectado a la tensión de entrada. Esta condición permanece hasta que la corriente se reduce a cero. Este circuito tiene dos ventajas: la corriente media del primario es cero y las tensiones en los bobinados están bien definidos durante la porción de desconexión del ciclo. Se puede utilizar un núcleo más pequeño y las elevadas tensiones de retorno no son un problema. Para mantener la corriente promedio a cero, el tiempo en conexión no debe ser mayor que el tiempo en desconexión, de esta forma el ciclo de trabajo queda limitado al 50 por 100. La tensión de salida Vreg es:

$$V_{sin} \text{ reg} \times N \times \text{Ciclo de trabajo}$$

Las masas de entrada y salida están unidas juntas en la figura 8 para obtener la tensión de realimentación adecuada. Para proporcionar el aislamiento entre la entrada y la salida también es necesario aislar la realimentación. Se discutirán distintas formas de realizar esto en un artículo posterior.

Finalmente, el circuito en contraste mostrado en la figura 9 es similar a un inversor de CC a CC, pero con

Fig. 8. En un convertidor directo, la realimentación acoplada directamente proporciona una regulación óptima, pero no se dispone de aislamiento de la entrada.



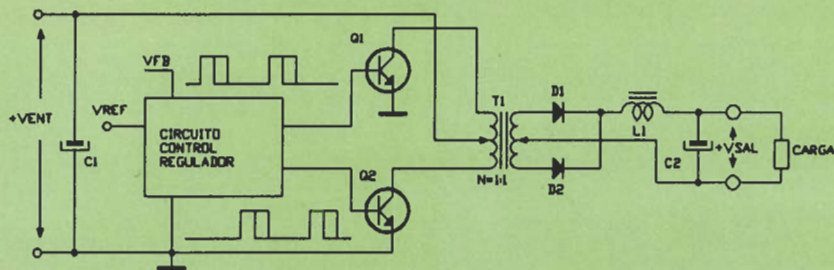


Fig. 9. Un convertidor en contrafase es similar a un convertidor CC-CC pero con modulación del ancho del pulso: proporciona una buena eficiencia para fuentes de alimentación de elevada potencia.

la adición de la modulación de la anchura de pulso. Este circuito proporciona la mayor eficacia en los convertidores de alta potencia.

La toma central de bobinado primario se encuentra conectada a $V_{sin\ reg}$. Los transistores Q1 y Q2 se encuentran bajo el control del circuito del regulador conmutado. Éstos son pulsados de forma alternativa, conectando primero un extremo al primario y el otro a la masa. Aumentando el ciclo de trabajo se incrementa la tensión media aplicada y, por lo tanto, la tensión de salida. El ciclo de trabajo de cada transistor está limitado al 50 por 100 (se aconseja no tener los dos activados al mismo tiempo), pero como existen dos, el ciclo de trabajo global se puede aproximar al 100 por 100. De nuevo, se necesita una realimentación aislada si se desea un aislamiento entre la entrada y la salida. La tensión de salida V_{reg} es la misma que la del convertidor directo:

$$V_{sin\ reg} \times N \times \text{Ciclo de trabajo}$$

La verificación de los dos transistores requiere un cambio en la circuitería de control; por ello, se examinará de nuevo el circuito integrado. La figura 10 es similar a la figu-

ra 5 con una circuitería de control de la salida añadida. Los pulsos de reloj basculan el biestable de control. Al principio de cada ciclo, cuando la salida del comparador está a nivel bajo, la puerta NOR, cuya entrada Q se encuentra a nivel bajo, se activará, la otra permanece desactivada, hasta que el inicio del siguiente ciclo bascule el biestable. La figura 10 muestra las gráficas de tiempo. Un circuito integrado de este tipo es muy versátil y se puede utilizar en todos los circuitos que se han examinado. El control de salida simple se logra sencillamente colocando en paralelo Q1 y Q2. Para los convertidores directos, la limitación del 50 por 100 en el ciclo de trabajo se consigue fácilmente utilizando solamente Q1 como control.

¿Cuál se debe utilizar?

Se han examinado seis circuitos: tres sin transformadores (nivelador, amplificador y nivelador-amplificador) y tres con transformador (de retorno, directo y de contrafase). Dedicaremos, ahora, algún tiempo a comprobar las ventajas y desventajas de cada una de estas técnicas.

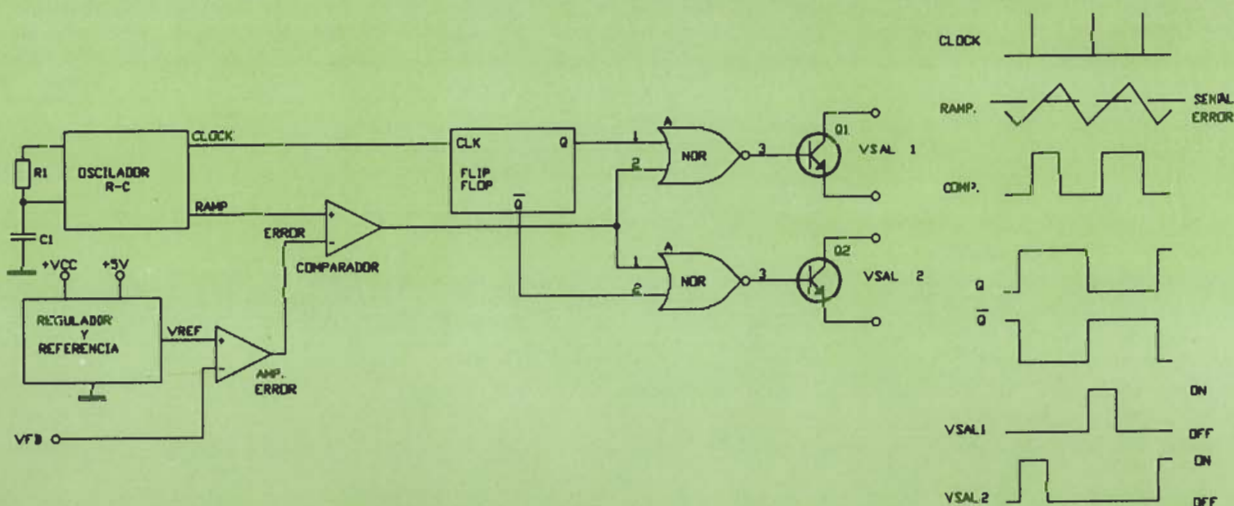
Los circuitos de acoplamiento por transformador son más flexibles a la hora de escalar las tensiones hacia arriba y hacia abajo y puede proporcionar aislamiento entre la entrada y las salidas. Las salidas negativas solamente necesitan invertir los diodos rectificadores y se pueden utilizar varios secundarios para proporcionar varios voltajes de salida. El principal problema de los circuitos acoplados por transformador es el coste del transformador en sí mismo.

La elección entre los circuitos sin transformador suele ser simple. Se utilizará el circuito nivelador (fig. 3) para voltajes descendentes en los que la salida es inferior a la entrada; el circuito amplificador (fig. 4) para tensiones superiores, o el circuito nivelador-amplificador (fig. 6) para la inversión de polaridad. Todos ellos utilizan el mismo número de componentes y poseen necesidades de control similares. Sólo existe una pequeña diferencia en las características que es casi despreciable: el convertidor nivelador tiende a tener un menor rizado en la salida, a consecuencia de que la bobina ayuda a filtrar la corriente de salida.

Cuando se diseñan estos circuitos se deben tener en cuenta las tensiones de pico y las corrientes en los transistores y diodos para asegurar que estos componentes funcionan dentro de sus valores específicos. El convertidor ensamblador funciona con corrientes de pico inferiores a los otros debido a la acción filtrante de la bobina. Las corrientes de pico en transistor y diodo son idénticas a la corriente de salida, mientras que las tensiones de pico son iguales a las tensiones de entrada.

En un convertidor amplificador, las corrientes de pico en el transistor y diodo I_{pK} es igual a:

Fig. 10. Añadiendo un biestable de control y un par de puertas NOR se tiene un modulador de ancho de pulso con una salida en contrafase.



$$I_{\text{salida}} \times (V_{\text{salida}}/V_{\text{entrada}})$$

La tensión de pico es igual a la tensión de salida.

En una fuente nivelador-amplificador, la corriente de pico I_{pK} es igual a:

$$I_{\text{salida}} / 1 - \text{Ciclo de trabajo.}$$

El voltaje de pico es igual a la suma de los voltajes de entrada y salida.

Un problema del circuito amplificador que suele ser mencionado es el siguiente: como la entrada está directamente conectada a la salida, a través de una bobina y un diodo, no es posible utilizar un limitador de cortocircuito dentro del esquema de este convertidor.

El convertidor de retorno (fig. 7) muestra las ventajas (coste y simplicidad) y los problemas (elevadas corrientes de pico, rizado elevado y corrientes CC en la bobina) de los circuitos acoplados mediante transformador. Esta es la mejor opción cuando se necesita un circuito simple y de bajo costo para regular hasta decenas de vatios. La corriente de conmutación de pico de un convertidor de retorno I_{pK} es:

$$I_{\text{salida}} \times (N \times V_{\text{entrada}} + V_{\text{salida}}) / V_{\text{entrada}}$$

Los convertidores directos y en contrafase figs. 8 y 9 son los mejores a la hora de regular elevadas potencias, independientemente de que se necesite o no aislamiento. Los dos necesitan bobinados extras, bobinas y circuitería, pero los dos proporcionan un transformador con una corriente balanceada. Ambos, también producen un menor rizado en

la corriente de salida que en el convertidor de retorno. Como resultado, se puede utilizar un menor transformador y componentes de filtrado con valores inferiores. Los picos de entrada y el rizado de la corriente de salida son superiores en el convertidor directo, debido a que su ciclo de trabajo se encuentra limitado por debajo del 50 por 100. Ambos son adecuados para ser utilizados hasta cientos de vatios, pero para mayores potencias (especialmente por encima de 1.000 vatios) suele ser una mejor elección un convertidor en contrafase.

Funcionamiento discontinuo

Para lograr un funcionamiento más eficiente en cualquiera de los circuitos que se han visto, la corriente de la bobina debería fluir continuamente; de otra forma se incrementarían las corrientes de rizado y la regulación podría perjudicarse. Este efecto es más destacado en los circuitos sin transformador. Estos circuitos dependen de la energía almacenada durante el ciclo de activación que se transfiere a la salida cuando el transistor está desactivado. Si la inductancia es bastante baja, toda esta energía almacenada se transferirá a la salida antes de que el transistor se vuelva a activar.

El funcionamiento continuo aparece cuando la corriente de rizado pico a pico es inferior a dos veces la carga de la bobina o corriente media CC; en otras palabras, cuando la bobina es suficientemente grande como para que la excursión negativa de su rizado nunca alcance el valor cero. La figura 11a muestra el funcionamiento continuo, mientras que la figura 11b muestra el funcionamiento discontinuo. Por ejemplo, en el convertidor nivelador de la figura 3, el funcionamiento continuo significa que la corriente del inductor está siempre fluyendo en la carga. El mantenimiento del funcionamiento continuo en un regulador conmutado suele ser simplemente cuestión de elegir una bobina suficientemente grande. El funcionamiento discontinuo normalmente ocurre con cargas de bajo valor, cuando la corriente continua es lo suficientemente baja como para que la excursión negativa no se pueda mantener por debajo de cero. Afortunadamente, el funcionamiento negativo no se puede mantener por debajo, únicamente resulta algo incómodo si solamente ocurre con cargas anormalmente ligeras. Lo nor-

mal en estos casos es que se produzca un descenso en la regulación y un aumento en el rizado. Por otra parte, si el problema ocurre con cargas elevadas debido a un diseño erróneo (la selección de una bobina no adecuada), el resultado puede ser una saturación del núcleo, picos de corriente excesivo y destrucción de componentes como es el caso del transistor de conmutación.

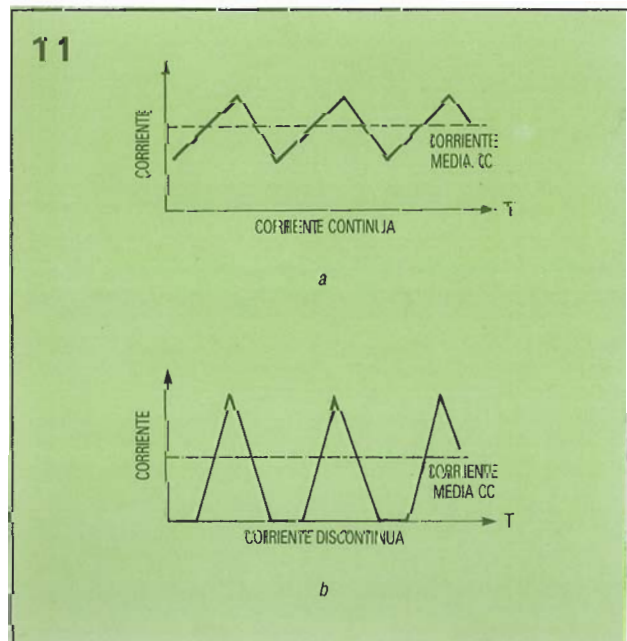
Bobinas y transformadores

Concluiremos el artículo revisando algunas cuestiones sobre las bobinas y transformadores. El diseño de los elementos magnéticos de un regulador conmutado es un tema complejo que no se puede desarrollar exhaustivamente en este artículo. Sin embargo, se hablará de forma somera sobre algunos de los conceptos más importantes, tales como el tamaño físico, construcción de valores e inductancia parásita. La primera consideración es el tamaño. La inductancia de un choque o transformador debe ser lo suficientemente grande como para mantener la corriente de rizado dentro de unos valores aceptables y lograr mantener el funcionamiento continuo. El núcleo no debe saturarse a esta elevada corriente. Algunas de las características de diseño incluyen el tamaño, la potencia, filtrado y respuesta transitoria. Las inductancias de gran tamaño y con núcleos grandes proporcionan una mayor potencia y un menor rizado, pero son lentas en la recuperación de los transistores.

Los núcleos suelen ser de material de ferrita o de polvo de hierro; los núcleos de láminas no son adecuados para el funcionamiento a alta frecuencia. Los núcleos toroidales minimizan la IEM, debido a que tienden a autopantallarse. Por lo regular, se necesitan espacios de aire para evitar la saturación con corrientes CC no balanceadas. El espacio de aire reduce la permeabilidad del núcleo, con lo que se necesitan estructuras de mayor tamaño para lograr la inductancia necesaria. Cuando se construye una bobina o un transformador hay que asegurarse de que es adecuado para las frecuencias y corrientes CC que se le aplicarán a él. El efecto de la saturación puede traducirse en la destrucción de los transistores de conmutación, de los circuitos integrados de control o de otros componentes en el circuito.

Se puede calcular un valor aproximado de la inductancia a través de la teoría de las bobinas. La corriente

Fig. 11. Corriente de la bobina continua y discontinua.



de un inductor se incrementa linealmente con el tiempo cuando se le aplica una tensión CC.

$$\Delta I = E \times T/L$$

en donde Δ^* es el cambio de la corriente en amperios, E es la tensión aplicada en voltios, T es el tiempo en segundo y L la inductancia en Henrys.

Si el circuito funciona a una frecuencia en hercios igual a $1/t$, la tensión máxima a través de la bobina para una corriente de rizado pico a pico de ΔI , el valor de la bobina se puede calcular mediante:

$$L = E/2(\Delta I)f$$

Es mejor empezar con una pequeña inductancia extra y optimarla de una forma experimental. Es frecuente obtener bobinas con valores de microhenrios.

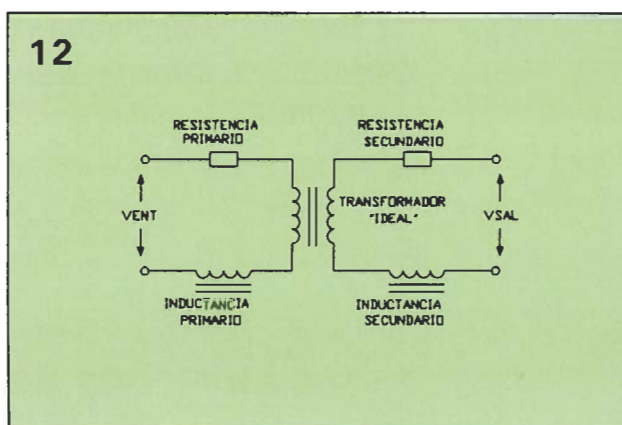
Los reguladores conmutados funcionan a elevadas frecuencias y con tiempos de subida muy rápidos, y los transistores de conmutación pueden producir picos de tensión superiores a los valores que se han dado anteriormente. Los transformadores que conmutan las corrientes primarias

son las causas principales de este problema.

La principal fuente de picos en el lado del primario se debe a la inductancia parásita. La figura 12 muestra un modelo de transformador incluyendo las resistencias de los bobinados y las inductancias de pérdidas. (Las capacidades del bobinado no se muestran.) En un transformador ideal, debería haber un acoplamiento perfecto entre el primario y el secundario. En teoría, no debería aparecer un pico de tensión a través del primario, a menos que se viera un pico proporcional en el secundario. Si existe una carga a través del secundario, especialmente cuando se utiliza un condensador, estos picos podrían no producirse.

En la realidad, una pequeña parte del flujo producido por el primario no se encuentra acoplado al secundario. Desde el punto de vista eléctrico, esto significa que una pequeña parte de la inductancia del primario no se encuentra acoplada al secundario, y viceversa. La inductancia parásita del transformador se puede ver representada en la figura 12. La conmutación de la corriente del primario produce picos en la inductancia parásita.

Es posible reducir la inductancia



parásita, pero no se puede eliminar por completo a través de un diseño adecuado para el transformador. La mejor aproximación se logra mediante un bobinado de dos hilos en el que el primario y el secundario están bobinados juntos con sus cables entrelazados en la misma bobina. Esto puede que no sea posible en el caso de transformadores que requieran grandes diferencias de tensión entre el primario y el secundario. En algunos casos, es necesario añadir diodos Zener y/o pequeños condensadores a través del primario para proteger los transistores de conmutación y diodos.

Fig. 12. Modelo de transformador con las resistencias de bobinado y las inductancias parásitas. Las capacidades parásitas y las pérdidas del núcleo no se han incluido.

GRAN
ENCICLOPEDIA

INFORMATICA



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

BOLETIN DE PEDIDO

GRAN ENCICLOPEDIA DE LA INFORMATICA

18 TOMOS

Precio obra completa: 13.500 ptas.
Precio por ejemplar: 995 ptas.

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

La forma de pago será la siguiente:

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

NOMBRE: _____

APELLIDOS: _____

DIRECCION: _____

POBLACION: _____ TELF: _____

CODIGO POSTAL: _____ PROVINCIA: _____

PRECIOS CON IVA INCLUIDO. OFERTA VALIDA UNICAMENTE EN ESPAÑA.

Con este sencillo circuito podremos controlar la velocidad de nuestros trenes miniatura y además aprenderemos los secretos de este tipo de circuitos.

CONTROL DE VELOCIDAD PARA TRENES MINIATURA

Con motivo de su cumpleaños compré a mi hijo un juego de tren miniatura. Pocas personas tienen problemas con este tipo de cosas, ya que no dedican mucho tiempo a jugar con ellas, pero a mí me trajo muchos recuerdos de los problemas que había tenido para controlar a baja velocidad los motores eléctricos. Aunque el juego adquirido permitía controlar la velocidad razonablemente, un amigo tenía dificultades para controlar la velocidad en algunas máquinas con viejos motores. Esto me proporcionó una buena

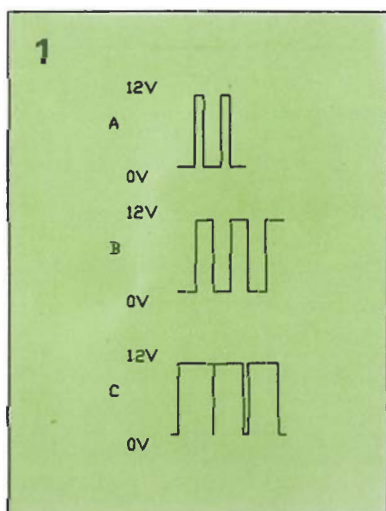
oportunidad para intentar construir un controlador de trenes que hiciera posible el manejo, a voluntad, de todo tipo de motores. El proyecto comenzó con un controlador simple para hacer funcionar el tren, pero como el circuito podría hacerse con dos controladores aislados, al final se adoptó este método.

Generalidades del circuito

El circuito de control está basado en un modulador de ancho de impulsos principal para proporcionar una alimentación con una tensión media que es suficiente para manejar correctamente el tren. Considerando el sistema anterior, donde el tren funcionaba con la corriente procedente de una alimentación de 12 V DC a través de una simple resistencia de alta potencia (reóstato), si queremos que el tren comience a funcionar con una velocidad lenta, las características de los motores de corriente continua utilizados impiden un buen comienzo con una velocidad lenta, ya que necesitan mucha más potencia para comenzar a moverse que para mantener la velocidad, de modo que el tren parece saltar hacia

delante más que comenzar a moverse. El problema se puede resolver si obtenemos la baja corriente con una serie de impulsos de tensión. Consideremos, por un momento, la figura 1. Tenemos un tren de impulsos de una frecuencia fija, pero varían los tiempos que permanecen en estado alto y bajo. En la figura 1-a, el impulso de corriente es muy bajo, aunque en su pico de tensión está presente la alimentación completa de 12 V DC, a través del bobinado del motor el promedio de tensión y corriente es bajo. El pico de tensión tiende a impulsar el motor a girar, pero la corta duración del impulso impide que el movimiento del motor sea muy rápido. De este modo, el motor avanza un pequeño salto en cada impulso, y esto crea un arranque lento y un movimiento continuo. Para conseguir una mayor potencia basta con incrementar el tiempo que el impulso permanece a 12 V DC. La figura 1-b muestra una onda de media potencia, con igual tiempo en cero que en uno, mientras que en la figura 1-c podemos ver los impulsos de alta potencia, donde la salida permanece más tiempo a nivel alto. Deberíamos observar que en ningún momento el motor permanece a media potencia, siempre tenemos o máxima tensión o cero voltios.

Figura 1. Control de ancho de impulso.



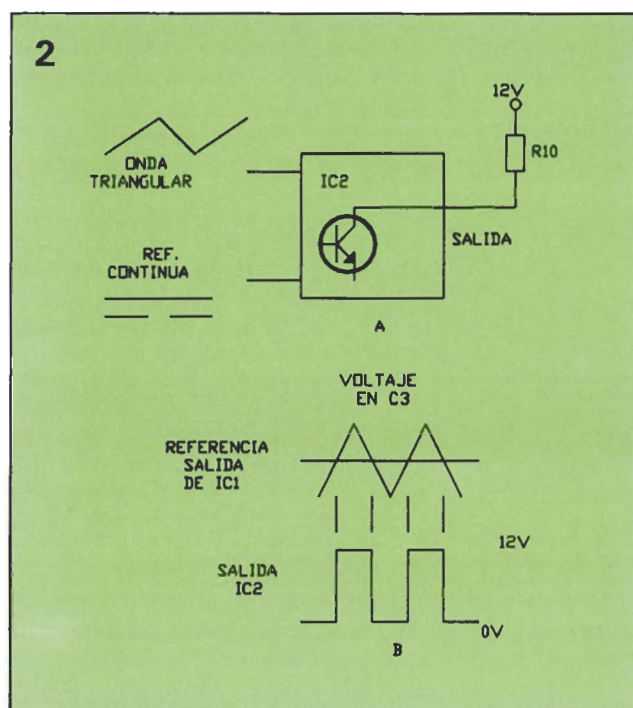
De este modo, en el estado «on», habrá poca caída de tensión a través del circuito controlador, aunque pasará mucha corriente; y en el estado «off» no circulará corriente, pero caerán 12 V a través de él. En ambos casos la potencia disipada es mínima. Sin embargo, la adición de un circuito protector de corriente complica el diseño, como veremos más tarde.

El efecto de conmutación de ancho de impulso se puede conseguir comparando una tensión de referencia (proporcional a la entrada de alimentación que requiera el tren) con una onda triangular que consigue el tiempo de conmutación. Observemos la figura 2, donde tenemos la onda triangular y la referencia. Si lo arreglamos de modo que la salida conmutada al tren se produzca cuando la tensión de la onda triangular está por debajo de la referencia, entonces si ajustamos la referencia a un nivel bajo, el tiempo de conexión será corto.

transformador para un circuito simple o doble está en que para el simple, el transformador tiene un par de bobinados secundarios de 2 A y 6 V, mientras que para el doble, el circuito es de dos bobinados de 2 A y 12 V. Durante el montaje, los dos bobinados de 6 V del transformador se colocan en serie para darnos 12 V como la entrada de un rectificador simple. Para dos circuitos los dos bobinados alimentan circuitos rectificadores separados. El transformador está sobredimensionado para evitar problemas de regulación.

Consideremos el circuito de control simple que se muestra en la figura 3. Los 12 V AC se aplican al puente rectificador BR1, que carga el condensador de filtro C4. Esto proporciona la tensión de corriente continua necesaria. Está suficientemente estabilizada para alimentar el amplificador operacional y los comparadores. El voltaje a través del condensador es de 17 V, pero el circuito de conmutación nunca conecta totalmente, de modo que el puente rectificador no se monta directamente en el circuito impreso, pero se sitúan en la caja, como veremos más adelante. La tensión sin estabilizar se aplica a la placa del circuito impreso a través de las conexiones P11 y P12.

IC3 es un comparador de tensión conectado de una forma muy similar a un amplificador operacional, tiene una salida de transistor por colector que se puede conmutar a cerrado o abierto, dependiendo de la di-



ferencia de tensión entre sus patillas de entrada. A diferencia de un amplificador operacional, está diseñado más para la función de conmutación que para la amplificación lineal. En este circuito, el comparador IC3 forma un oscilador de onda triangular, con una salida de tensión de 5,6 a 11,3 V ($1/3$ a $2/3$ de la tensión de alimentación) sobre masa en C3, cuando la tensión en el cursor de RV1 está en la mitad de la tensión de alimentación. El oscilador tiene una frecuencia fija de aproximada-

Figura 2. Control de la forma de onda con IC2.

Funcionamiento

Describiremos el controlador como un circuito simple, porque aunque se incluya otro en la misma caja, están eléctricamente aislados, incluso hallándose en el mismo circuito impreso.

La entrada principal de 220 V AC la llevamos a un transformador que nos proporciona una salida aislada y segura de 12 V AC. La diferencia del

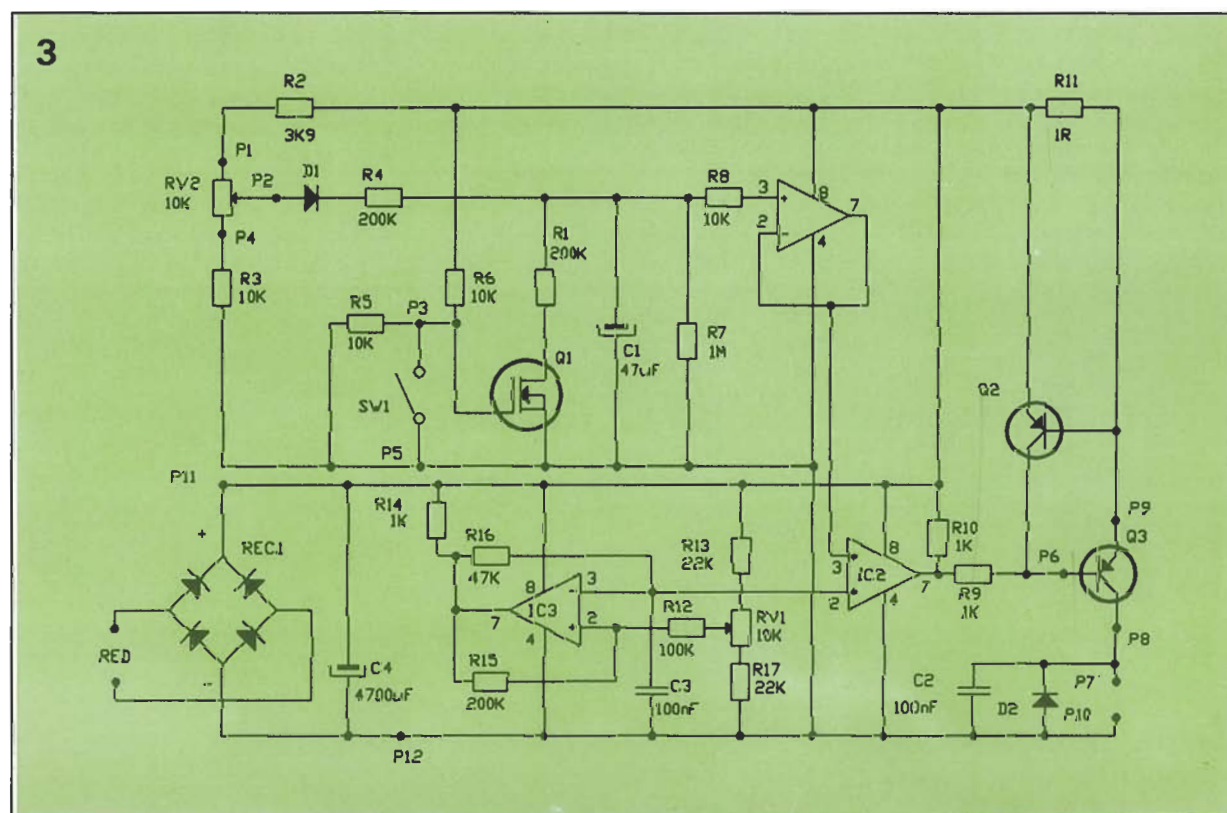


Figura 3. Esquema completo del circuito controlador.

Lista de componentes

Resistencias

R1, R4, R15 = 200 K
R2 = 3K9
R3 = 11 K, ver texto si no existe
R5, R6, R8 = 10 K
R7 = 1 M
R9, R10, R14 = 1 K
R11 = 1 Ω
R12 = 100 K
R13, R17 = 22 K
R16 = 47 K
Extra = 47 Ω 3 W, Resistencia para pruebas y ajuste
RV1 = 10 K, tipo Spectrol 64Y
RV2 = 10 K, potenciómetro lineal con conmutador SW1

Condensadores

C1 = 47 μ F, 25 V, electrolítico
C2, C3 = 100 nF, cerámico
C4 = 4700 μ F, 25 V, electrolítico con clip

Semiconductores

IC1 = TL071, CA3140, LF351 o equivalente
IC2, IC3 = LM311
Q1 = VN10KM, BS170 o equivalente MOSFET
Q2 = BC212, BC213, BC557 o equivalente
Q3 = TIP126 o cualquier Darlington de potencia PNP
D1 = 1N4148, 1N914
D2 = 1N4001 o equivalente
BR1 = WO1 o puente equivalente de 100 V, 1 A

Varios

Transformador de 6 ó 12 V \times 2 A, ver texto para más detalles
Conmutador miniatura DPDT para dirección del tren
Portafusibles con fusible de 250 mA, Radiador, etc.

mente 150 Hz. Mediante la variación de la tensión en el cursor de RV1 se puede modificar el punto de disparo de IC3 para permitir que se pueda corregir el «offset» del circuito integrado.

En condiciones de funcionamiento, la tensión en la salida de IC3 (patilla 7), puede ser 0 V, o la tensión de alimentación, dependiendo de si el transistor de salida está cerrado o abierto. Cuando el voltaje en la patilla 7 es alto, la tensión en la entrada no inversora (patilla 2) se ajusta a 11,3 V mediante los valores de R15, R12 y mediante la tensión en el cursor de RV1. En estas condiciones, C3 se carga a través de R16 y la tensión en la patilla 3 sube. Cuando el voltaje en la patilla 3 de IC3 supera al de la patilla 2, la salida del transistor en IC3 conmuta a cerrado y la tensión en la patilla 7 cae a cero. En estas condiciones, la tensión en la patilla 2 cae a 5,6 V, reforzando la condición de error que causó la conmutación inicial. Esto es por la acción del disparador Schmidt. Con la tensión en la unión de R14 y R16 a nivel bajo, C2 comienza a descargarse a través de R16 hasta el momento en que la tensión en la patilla 3 de IC1 cae por debajo de 5,6 V, instante en el que el circuito conmuta a la condición original, con la salida a alta tensión. El voltaje en C2 se aproxima a una onda triangular, aunque siendo parte de una curva de carga/descarga RC. En el osciloscopio se puede ver la marcada falta de linealidad, pero esto no afecta al funcionamiento del circuito en este caso. Como C3 se carga y descarga a través de R16, la onda de salida triangular tendrá los mismos tiempos de subida y de caída.

El voltaje de referencia de la velocidad del tren viene del potenciómetro RV2. Para darle unas características más naturales al modelo de tren, se decidió añadir una inercia

electrónica y frenado al sistema. Si la salida de tensión en el cursor de RV2 sube bruscamente, entonces C1 se carga a través de R4, pero la constante de tiempo del circuito provoca que la tensión en C1 suba lentamente, de modo que el tren parece acelerar en pocos segundos en vez de saltar a la nueva velocidad. Del mismo modo, cuando cae la constante de tiempo de C1 con R7, permite al tren decelerar de una forma mucho más realista. El flujo de corriente a través de R4 durante la deceleración se evita mediante D1. Durante el frenado se proporciona un flujo extra de corriente a través de R1 y el transistor Q1. El conmutador SW1 es una parte del combinado potenciómetro-conmutador, donde girándole hasta el extremo, en sentido contrario a las agujas del reloj, el conmutador está en posición de circuito abierto, y estará cerrado en el resto de su recorrido. Cuando SW1 está cerrado, la puerta de Q1 se mantiene a masa y no hay flujo de corriente a través de R1, excepto por una muy pequeña corriente de goteo. Cuando SW1 está abierto, Q1 conduce y proporciona una corriente extra para la carga de C1. El frenado no se puede conseguir a menos que el tren esté ya decelerando. IC1 proporciona la adaptación de DC necesaria para evitar que la carga afecte al funcionamiento de este circuito de alta impedancia. El valor de los componentes de este circuito se ha elegido de modo que la salida de IC1 pueda estar entre 5,6 y 10,7 V, dependiendo de la posición de RV2 y con SW1 conectado.

Por lo tanto, ya tenemos la referencia y la onda triangular en las entradas del circuito de control, de modo que ahora los mismos rangos de tensión pero con la referencia ligeramente menor, para que la salida nunca esté conectada el 100 por 100 del tiempo. La unidad de con-

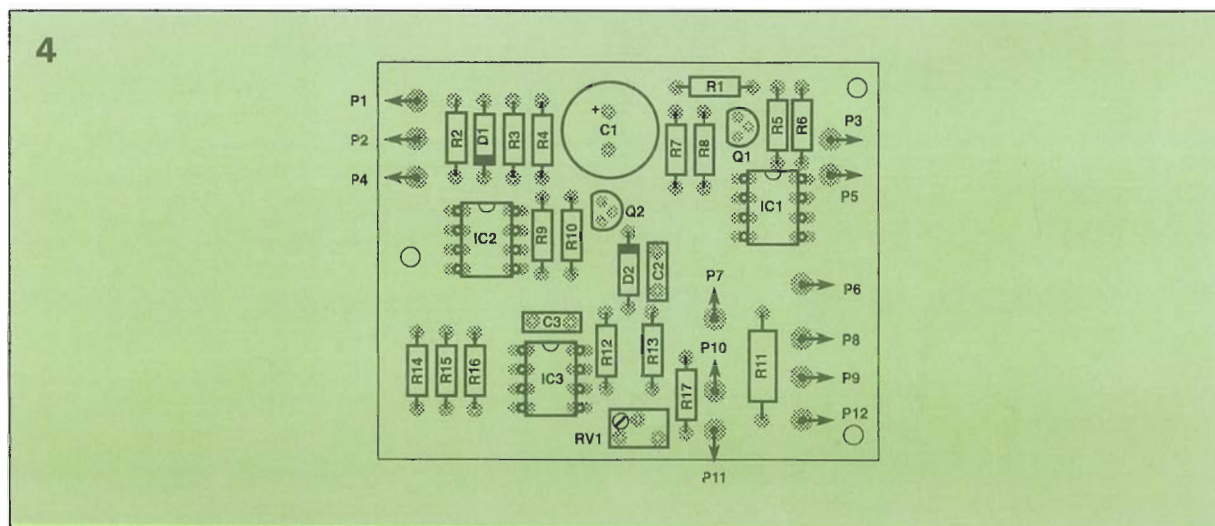
trol es un segundo comparador diseñado de forma que cuando la entrada de la onda triangular en la patilla 2 está por debajo de la referencia en la patilla 3, el transistor de salida en el comparador conduce, y esto conecta la salida principal del transistor de control Q3. Cuando la onda triangular es más alta en tensión que la referencia, la resistencia R10 lleva la salida a nivel alto y Q3 al corte. Por lo tanto, Q3 conmuta la alimentación a alta velocidad para dar el pulso de potencia que necesita el motor del tren.

Sin embargo, se pueden cometer errores cuando se utiliza este tipo de unidades que tienen incorporado el sistema de protección de alimentación. En condiciones normales de funcionamiento, la corriente demandada por el circuito externo provoca una pequeña caída de tensión en R11. Normalmente, ésta es suficiente para hacer conducir a Q2, pero en condiciones problemáticas, como, por ejemplo, un cortocircuito en los raíles, la corriente de 600 mA hace conducir a Q2 y reduce la conducción de Q3, evitando un gran flujo de corriente que pudiera dañar la alimentación. El problema es que mientras Q3 disipa muy poca potencia en condiciones normales de conmutación, en condiciones límite, la corriente que normalmente se consume en el motor del tren es utilizada, ahora, para calentar Q3. De modo que en condiciones desfavorables, Q3 puede llegar a disipar 10,6 vatios, y por lo tanto necesita estar sobre un radiador. También se incluyen C2 y D2 para proteger a Q3 de picos y realimentaciones de alta tensión.

Montaje

La alimentación del tren se puede construir como una unidad simple o

Figura 4.
Distribución de componentes en la placa de circuito impreso.



como una unidad múltiple con tantas salidas como queramos. El prototipo se construyó como una unidad doble, de modo que se podrían alimentar dos trenes sobre dos vías al mismo tiempo. Para evitar problemas en los puntos donde se crucen las dos vías en el recorrido del tren, se decidió que las dos alimentaciones deberían estar aisladas la una de la otra y de la masa. Por lo tanto, la figura 4 muestra una mitad de la alimentación, la otra mitad será idéntica pero separada, aunque esté en la misma placa de circuito impreso. Las diferentes opciones para el transformador ya se han explicado anteriormente y la descripción que sigue, y la lista de componentes, es para una alimentación simple. R3 puede causar problemas a algún lector, ya que es necesario que sea de 11 K para obtener el valor de tensión correcto para la referencia del circuito. En caso de no encontrar este valor, es posible utilizar una de 10 K en serie con una de 1 K. Para una alimentación doble será necesario utilizar dos juegos de componentes.

Mediante el seguimiento de las figuras 3 y 4 y la lista de componentes se puede construir la placa de circuito impreso y, si es necesario, duplicarlo para la segunda fuente de alimentación. Probablemente, el método más sencillo es colocar primero los zócalos de los circuitos integrados para que éstos nos sirvan de orientación al colocar los demás componentes. Hay que tener mucho cuidado al soldar las patillas de los integrados, ya que tienen pistas muy cercanas y se puede producir cortocircuitos fácilmente ocasionando serios problemas. Después de esto, añadimos las resistencias y condensadores, también debemos tener cuidado con la orientación de los diodos. Por último, soldamos los transistores, pero dejamos desmontados los integrados por el momento. También añadimos un cable a cada uno de los terminales.

Los terminales marcados P1 a P12 en el diseño de circuito impreso están reflejados en el esquema como conexiones a componentes fuera de la placa, RV1 con SW1, Q3 y las tensiones de entrada y salida.

Debemos recordar durante la construcción que el circuito lo manejarán nuestros hijos, de modo que debemos extremar todas las medidas de seguridad.

Sobre la caja, colocamos el conmutador-potenciómetro en la posición que creamos más adecuada del frontal, y después distribuimos los demás componentes asegurándonos de que todos ellos caben holgadamente sin tocarse unos con otros.

Tenemos que taladrar los agujeros necesarios, incluyendo el de la entrada del cable principal, que debemos asegurar con un pasamuros. Ahora tomamos medida de los cables, pelamos la parte correspondiente y soldamos el cable neutro azul al transformador, y el cable marrón a la parte superior del portafusibles. De modo que con el fusible quitado sería necesario colocar algo deliberadamente para entrar en contacto con la tensión de red. Colocamos otro hilo desde el contacto libre del portafusibles al terminal que nos queda en el transformador. El siguiente paso será colocar el fusible, enchufar el aparato a la red y comprobar que tenemos presente la tensión de 12 V AC en la salida del transformador. Si todo sale correctamente, desconectamos y cubrimos todas las conexiones con un poco de cinta aislante, de forma que nos encontremos a salvo de descargas eléctricas y podamos trabajar con mayor seguridad. Por ahora no hemos hecho ninguna previsión para el cable de tierra de la entrada principal. Como habremos observado, no podemos conectar la tierra a ninguna de las líneas de alimentación, ya que podría llegar a hacer cortos durante su utilización. La caja que utilizamos tiene una cubierta metálica, aunque la parte principal de la caja es de plástico, de modo que conectamos la parte metálica al cable de tierra.

El puente rectificador se sujeta directamente al condensador C4, con los cables al transformador. Después de montar esta parte comprobaremos que hay 17 V aproximadamente en C4. Ahora, instalaremos el resto de los componentes en la caja con el circuito impreso en la base. Conectamos los cables del condensador C4, el potenciómetro RV2, el conmutador SW1 y el transistor Q3 siguiendo la figura 3. Como queremos que el tren pueda circular marcha adelante y marcha atrás, las salidas de los terminales P7 y P10 se llevan a un conmutador que intercambia las conexiones de los conectores de salida (ver figura 5). Debido al número de conexiones, especialmente en la unidad doble, será necesario utilizar cables de un mismo color más de una vez, de modo que habrá que tener cuidado con las conexiones para no equivocarnos y cuidar el aspecto final del aparato.

Prueba

Si disponemos de un osciloscopio, será interesante echar un vistazo a las formas de onda del circuito,

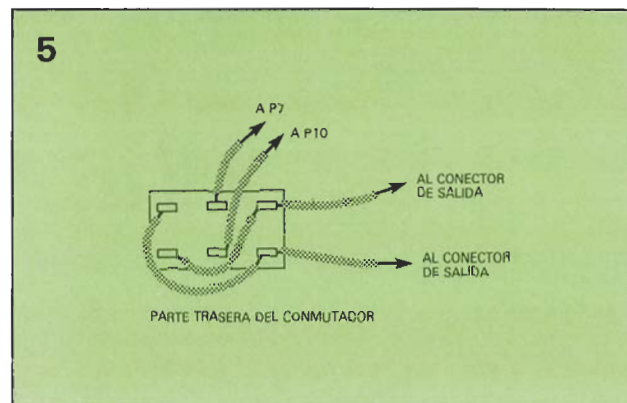


Figura 5. Detalle del conmutador.

utilizando el oscilador como fuente de disparo, aunque no es imprescindible para ajustar el circuito. Sólo hay un potenciómetro que ajustar. Para proteger el tren usaremos una resistencia de carga de 47 Ω durante las pruebas y ajustes. Giramos el control de velocidad RV2 en sentido antihorario lo más posible hasta que el interruptor se active. Cuando SW1 se abre, Q1 conduce reduciendo la tensión de C1. Necesitamos ajustar RV1 de modo que con la salida normal más baja de IC1, el voltaje más bajo de onda triangular esté sobre este valor e IC2 no se dispare. Mediremos la tensión en la resistencia de 47 Ω con un voltímetro en la escala de 20 V o superior. Mediremos la tensión con el potenciómetro en el extremo de su recorrido en sentido antihorario. Lo giramos lentamente y comprobamos si el voltaje sube. Hay que recordar que tiene un retraso, de forma que la tensión no variará al ritmo del potenciómetro. Comprobamos que se puede ver el retardo de aceleración girando rápidamente el potenciómetro y viendo cómo la tensión de salida le sigue lentamente, y si giramos al revés la tensión de salida caerá lentamente. Ahora verificamos la posición freno en el extremo en sentido antihorario. Si no funciona correctamente es probable que exista algún error en el montaje. Ajustamos RV2 en la posición máxima en el sentido antihorario, y con el conmutador cerrado, giramos RV1 a un lado y otro lentamente. La tensión de salida debería subir de valor. A continuación ajustamos el voltímetro en su escala más sensible y giramos RV1 de forma que en la salida obtengamos cero. Repetiremos todos los pasos para el segundo canal, si existe. Es el momento de conectar el tren a la alimentación. Es posible que oigamos pequeños chasquidos como de un zumbador en el motor del tren. Con RV2 en su punto más bajo, ajustamos RV1 hasta que cesen los chasquidos. Esperamos unos momentos y reajustamos de nuevo si es necesario.