elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 115
1989

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



Recepción y transmisión de radioteletipo

Regulador de velocidad para reproductores de CD

Módulos periféricos para el ordenador BASIC

Generador de sonido diesel para maquetas de barcos

EDICIONES INGELEK

Curso de INFORMATICA
para PC y Compatibles

Un completo y actualizado curso de informática de la mano de Versiones de Formación y Demos de los más prestigiosos programas del mercado.

dBASE IV, de Ashton-Tate
FRAMEWORK III, de Ashton-Tate
INGE, de Linneo
KNOSYS, de Micronet
WordPerfect, de WordPerfect
WordStar, de Logister
Lotus 1-2-3, de Lotus
Word, de Microsoft
Excel, de Microsoft
... y otros muchos programas.



E&G EDITORES
Plaza República Ecuador, 2
28016 Madrid (España)

SUMARIO

ARTICULOS

Prácticas con filtros (3) 12-12
Descripción de filtros pasivos activos, así como de filtros de estado variable.

Preamplificador microfónico con filtro activo 12-16
Para conseguir un sonido libre de rudios y parásitos cuando se emplea un micrófono con una larga distancia de cable hasta el amplificador

Contador sin contador 11-20
En electrónica siempre hay más de una manera de conseguir las cosas; por ejemplo la realización de un versátil y programable contador sin emplear ningún integrado contador.

Regulador de velocidad para reproductores de CD 12-24
Un dispositivo que sólo incorpora los reproductores de alta gama, y que permite ajustar la velocidad del lector de Compact Disc.

Generador de sonido diesel para maquetas de barcos 12-32
Simulador del sonido de un motor diesel marino de gran potencia, con amplificador incorporado, y sonido variable en función de la «velocidad» de la maqueta.

Recepción y transmisión de radioteletipo 12-36
Circuitos para la recepción y decodificación de señales de RTTY, con ayuda de un programa de ordenador para MSX, así como para su transmisión.

Módulos periféricos para el ordenador BASIC 12-54
Sistema modular de ampliación del ordenador BASIC, a base de placas digitales y analógicas, para poder realizar el control de procesos automáticos.

Generador musical controlado por ordenador 12-62

Turbo track: bola rodante para el Atari ST 12-68

SECCIONES

Teletipo 12-08

Las placas de circuito impreso 12-37

Mercado 12-73

En nuestro próximo número:

— Multímetro analógico
— Interface Centronics para el fundido de diapositivas controlado por ordenador
— Trazador de curvas en el osciloscopio
— Receptor de conversión directa

EDITORIAL

AÑO 10, NUM. 115 DICIEMBRE 1989

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

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
MIGUEL J. GOÑI

Redactor jefe edición internacional:
K. S. M. WALRAVEN

Director Ejecutivo
JAVIER SAN JUAN

Cuerpo de redacción:
P. KERSEMAKERS, J. BARENDRECHT, G. H. K. DAM, P. THEUNISSEN, K. DIEDRICH, A. NACHTMANN.

Colaboradores:
IGNACIO GARRIDO, JOSE EDREIRA, RUFINO GONZALEZ, ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANTONIO CARMONA, LUIS PEDRO MARZAN, FERNANDO ACERO

Diseño gráfico:
P. DIAZ

Publicidad Madrid:
Pza. República del Ecuador, 2. 1.º
28016 MADRID. Teléf.: 457 69 23

Publicidad Barcelona:
Gran V. Corts Catalanes, 465 Entlo. 1.º A
08015 BARCELONA. Teléf. 93-4254220 - 4254260

Suscripciones y pedidos:
Benito de Castro, 12 bis
28028 MADRID
Teléf: 255 63 25

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 © 1989. Beheer maatschappij elekturr B. V. (Beek, NL)
© 1989. Ediciones INGELEK, 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.

CONTROL DE DIFUSION

asociación española de prensa técnica

Estimado lector:



Como ya conocen nuestros lectores habituales, solemos hacer una revisión o ampliación de nuestros montajes más interesantes y populares. Este es el caso del ordenador BASIC, una placa en formato europeo, 100 × 160 mm, que contiene un microcontrolador que puede ser programado directamente en BASIC, y capaz de grabar él mismo el programa, una vez depurado con el propio circuito, en la EPROM contenida en la placa, sin necesidad de programadores exteriores.

Dadas las grandes posibilidades que presenta este circuito para realizar montajes de control de procesos, nada más indicado que el sistema modular de expansión que presentamos, que permite interconectar el microcontrolador con el mundo exterior, mediante tarjetas digitales de entrada y salida, así como tarjetas de salida analógica de precisión. Las placas digitales permiten conocer el estado de pulsadores y señales lógicas, mientras que las salidas digitales pueden manejar cargas relativamente importantes, como relés y solenoides. El sistema de módulos hace posible adaptar la circuitería a las necesidades particulares de cada aplicación, al tiempo que se mantiene la posibilidad de aumentar en el futuro las entradas y/o salidas, si ello fuera necesario.

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

EPS (Elektor Print Service)
La mayoría de las realizaciones Elektor van acompañadas de un modelo de circuito impreso. Muchos de ellos se pueden suministrar taladrados y preparados para el montaje.
Cada mes Elektor publica la lista de los circuitos impresos disponibles, bajo la denominación EPS.

CONSULTAS TECNICAS
Cualquier lector puede consultar a la revista cuestiones relacionadas con los circuitos publicados. Las cartas que contengan consultas técnicas deben llevar en el sobre las siglas C. T. e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.
IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

LISTA DE PRECIOS DE N.os ATRASADOS

Ejemplar sencillo	450 ptas.
Ejemplar doble	800 ptas.

SUSCRIPCIONES

España	4.500 ptas.
España certificada	4.900 ptas.
Europa	5.100 ptas.
Europa certificada	6.100 ptas.
Resto países correo aéreo	8.700 ptas.
	9.700 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla

Ejemplar sencillo	425 ptas.
Ejemplar doble	755 ptas.

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980		
Generador de Funciones: Placa	*9453	1.600
Tren de Vapor	*1473	1.050
E3: MARZO 1980		
Modulador	*80054	800
E4/5: JULIO/AGOSTO 1980		
Fte. de alimentación variable 0-10V	*77059	750
Control sensorial de iluminación	*78065	750
Frecuencímetro para sintetizadores	*79114	800
E6: SEPTIEMBRE/OCTUBRE 1980		
Termómetro digital	*80045	1.500
E7: NOVIEMBRE/DICIEMBRE 1980		
Ordenador para Juegos de TV:		
Circuito principal	*79073	5.570
Fuente de alimentación	*79073-1	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
Alarma para frigorífico	*81024	750
Medidor consumo carburante Módulo 1	*81035-1	675
Medidor consumo carburante Módulo 2	*81035-2	650
Medidor consumo carburant Módulo 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
Manantial para Ni-Cads	*81049	800
Xilófono	*81051	750
E12: MAYO 1981		
Encendido Electrónico	*80084	2.000
Limpia-parabrisas inteligente	*80086	1.800
Anti-Robo	*80097	900
Indicador de Tensión de batería	*80101	750
Protección para la batería	*80109	750
Medidor de temperatura de aceite	*80102	700
E13: JUNIO 1981		
Fuente de alimentación de precisión	*80514	900
Comprobador de transistores	*80077	1.750
E14/15: JULIO AGOSTO 1981		
Termómetro lineal	*80127	850
Fte. alimentación 0-50V/0-2A	*80516	1.050
Sensor escaparate/M1	*80515-1	700
Sensor escaparate/M2	*80515-2	1.100
Programador de memorias PROM	*80556	2.100
Micro-amplificador	*80543	750
Amplificador de potencia con V-FET	*80505	1.300
E:17 OCTUBRE 1981		
Imitador electrónico	*81112	1.000
E:18 NOVIEMBRE 1981		
Analizador lógico. Circuito de entrada	*81094-2	1.500
Analizador lógico. Tarjeta memoria	*81094-3	1.450
Gong DQL	*81135	850
Voltím.2 1/2 dígitos. Circuito Prcpal	*81105-2	1.200
E19: DICIEMBRE 1981		
Locomotora 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		
Amplificación ordenador juegos TV	*81143	5.000
Medidor de continuidad	*81151	850
Voltímetro+Frecuencímetro	*81156	1.700
Mini amplificador telefónico	*82009	800
E22: MARZO 1982		
Modulador luminoso 3 canales	*81155	1.500
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
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
E25: JUNIO 1982		
Detector de humedad	*81567	800
Programad. de procesos: Visualizador	*81101-1	1.500
Programad. de procesos. Alimentador	*81101-2	1.400
E26/27: JULIO/AGOSTO 1982		
Indicador de pico para altavoces	*81515	750
Generador de números aleatorios	*81523	1.350
Buffers entrada p/analizador lógico	*81577	1.000
Voltímetro digital universal	*81575	1.900
Sirena holofónica	*81525	1.250
Ctrol. velocidad y direc. p/modelismo	*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
E29: OCTUBRE 1982		
Comprobador de RAMs 2114	*82090	1.000
Mini-téster	*82092	950
Frecuencímetro a cristal líquido	*82026	950
Anti-robo activo	*82091	950
E30: NOVIEMBRE 1982		
Eolicón	*82066	800
Módulo capacímetro	*82040	1.000
Squelch Automático	*82077	1.000
Artist. Adhesivo frontal	*82014-F	950
E31: DICIEMBRE 1982		
Intermitente electrónico	*82038	1.000
Sist. telefonía int. placa alimentaci.	*82147-2	900
Detector de gas	*82146	1.200
E32: ENERO 1983		
Antenas activas-placa R.F.	*82144-1	950
Antenas activas-fuente	*82144-2	950
Cronoprocesador universal C. pral.	*81170-1	2.200
Cronoproc. univ. C. Display/teclado	*81170-2	1.500
Foto Computer-Interface-Teclado	*82141-2	1.100
Foto Computer-Display	*82141-3	1.200
Silbato ultrasónico	*82133	750
E33: FEBRERO 1983		
Foto Com. 2ª-Temporizador programable	*82142-3	950
Conversores para BLU. Conversor BF	*82161-1	950
Conversores 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
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
E38/39: JULIO/AGOSTO 1983		
Interruptor fotosensible	*82528	700
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		
Preamplificador MC	83022-2	1.985
Preamplificador MM	83022-3	2.445
Semáforo:		
Emisor	*83069-1	1.400
Receptor	*83069-2	1.350
Reloj programable. Carátula	83041-F	4.500
E42: NOVIEMBRE 1983		
Interludio	*83022-4	1.900
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	*82107	2.300
Desplazador de sintonía	*82108	1.500
Supresor Rebotes	*82106	1.200
Vatímetro	*83052	1.300
E43: DICIEMBRE 1983		
Carátula adhesiva	83051-F	1.820
Auto-test	*83083	1.850
Iluminación tren eléctrico	*82157	1.700
E44: ENERO 1984		
Buffer Preludio	*83562	950
Maestro: Receptor	*83051-2	6.400
Adaptador de red	*83098	750
E45: FEBRERO 1984		
Poli-bus	*82110	1.350
Elektrómetro	*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 polofónico. convert. D/A	*82112	1.000
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
Visualización	83071-3	1.465
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
Capacímetro:		
Panel frontal	84012-F	1.920

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

EPS

Tarjeta de medida	84012-1	1.960
Visualización	84012-2	1.150

E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Señalizaciones inter. en carretera	*83503	895
Micromatón	*83515	1.075
Amplificador PDM para automóvil	*83584	1.200
Termómetro p/disparadores de color	*83410	1.335
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 integrado	*83551	750

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaberinto:		
Placa principal	*84023-1	1.850
Placa de control	*84023-2	1.630
Generador de impulsos:		
Placa frontal	84037-1	2.395
Placa de doble cara	*84037-2	2.850
Carátula adhesiva	*84037-F	1.705

E53: OCTUBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Circuitos entrada/alimentación	84024-2	1.610

E54: NOVIEMBRE 1984

Placa de visualización	*84024-3	5.735
Analizador en tiempo real:		
Placa de base	84024-4	8.080
Lanzadestellos portátil	*84048	1.225
Interface p/máquinas escribir elect.	*84055	1.930

E55: DICIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Generador de ruido rosa	84024-5	1.705
Carátula adhesiva frontal	84024-F	2.760
Supervisualizador de vídeo	84024-6	2.825
Mini-Crescendo	84041	2.310

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
Placa display	81105-1	1.870

E58: MARTES 1985

Simulador de estéreo	83133-3	1.375
Preamplificador dinámico	*84089	1.080
Tacómetro digital	84079-1	1.265
Tacómetro digital	84079-2	1.720
Amplificador a válvulas	*84095	2.410

E59: ABRIL 1985

Falsa alarma	*84088	1.150
Generador de funciones:		
Adaptador SCART	*84072	1.350
Controlador de mini-car	*84130	1.520
Harpagón. Versión 1	*84073	960
Harpagón. Versión 2	*84083	890
Mini-impresora	*84106	2.775

E60: MAYO 1985

Filtro activo	84071	2.235
Fláshmetro	84081	1.620
Termorregulador para soldador	*84112	1.090
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
Etapa de entrada a 1,2 GHz	*85006	1.900
Amplificador híbrido de 30W	*85001	1.450
Fundido diapositiva UP/CP	*84115-1	4.230
Fundido diapositiva UP/placa potenc	*84115-2	2.600

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
Conversor 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

Metrónomo electrónico:		
Placa Principal	83107-1	1.355
Alimentación	83107-2	765
Interruptor crepuscular	85021	1.050
Radio solar	85042	1.120

E66: NOVIEMBRE 1985

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

E67: DICIEMBRE 1985

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

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

Automonitor	85054	1.640
Bus universal E/S	85058	3.785
Lesley	85099	2.130

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

Central de alarma C. Principal	*85089-1	3.190
Central de alarma, interface	85089-2	915
Iluminator, C. Principal	85097-1	2.295
Iluminator, control lámpara	*85097-2	2.375

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

Interface RS232C	85073	1.470
Tarjeta gráfica alta resolución	85080-1	5.710
Filtro activo para DX	86001	4.515

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Medidor de audio	85423	1.335
Amplif. HI-FI para auriculares	*85431	1.140
Cargador pequeñas baterías	85446	1.030
Sonda lógica para µP	85447	935
Preamp. microf. con silenciador:		
Versión simétrica	*85450-1	790
Versión asimétrica	85450-2	1.100
Mezclador de audio	85463	4.430
Trazador 6502	85466	1.070
Vúmetro para discoteca/C.P.	*85470-1	1.225
Vúmetro para disct/Visualizador	85470-2	2.450
Monitor maqueta trenes	85493	1.375
Display gigante «8»	*85413-1	4.130
Display gigante «1»	85413-2	1.825
Display gigante «:»	*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/C.P.	*86018-1	2.490
Alimentación doble/P.F.	*86018-F	1.605

E78: NOVIEMBRE 1986

Alarma anti-robo coche/teclado	86005-2	995
Interruptor automático I.R.	86006	1.295
Mezclador portátil/MIC-line	86012-1	1.975
Mez. portátil/Frontal MIC-line	*86012-1F	935
Mez. portátil/módulo estéreo-A	86012-2A	2.005
Mezc. portátil/módulo estéreo-B	86012-2B	1.345
Mezclador portátil/alimentación	86012-4	2.240
Mez. portátil/Frontal Aliment	86012-4F	1.915
Interface C64/C128	86035	1.320

E79: 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

Buffer para impresora /C.P.	85114-1	4.400
Buffer p/impres./display teclado	85114-2	1.885
Mezc. portátil/mod. salida 2	86012-5	2.230
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 1000 W	*86031	6.040

E81: FEBRERO 1987

Interface RTTY	86019	2.835
Accesorios amplificador 1000 W	*86067	4.210
Microprocesador: placa PIA	86100	1.070

E82: MARZO 1987

Módulo RF TV sat	86082-1	4.720
Microscopio	86083	9.195
Pluviómetro	86068	1.345

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias	86041	2.525
Medidas de impedancias/Frontal	86041-F	2.330
TV sat módulo Audio/vídeo	86082-2	3.175
TV sat frontal	86082-F	1.295
Preamplificador/F.A. y control	86111-1	3.900
Convertidor D/A para bus E/S	86312	1.355

E84: MAYO 1987

TV sat., accesorios	86082-3	2.585
Preamplificador/Frontal	86111-F	2.095
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/C. principal	86111-2	8.415
Control univ. motor paso a paso	*87003	4.985

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

Control motor paso a paso	86451	960
RAM extra de 16K (junto con la EPS 86454)	*86452	685
Dado en CMS (junto con EPS 86452)	86454	725
Convertidor RMS ca/cc	86462	635
Ahuyentador de roedores	86490	755

E88: SEPTIEMBRE 1987

Extensión E/S para MSX	86125	3.155
Generador ruido VHF/UHF	*86081	565
Capacímetro de bolsillo	86042	1.375
Estudio de audio portátil	86047	7.860

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para osciloscopio	*86135	1.787
Programador EPROM para MSX	87002	3.550
Ecualizador para guitarra	86051	1.980

E90: NOVIEMBRE 1987

Preamplificador a válvulas/CP	*87006-1	2.445
Preamplif. a válvulas/Entradas	86111-3A	2.585
Gerador. senoidal digitalizado/CP	87001	2.805
Gerador. senoidal digitalizado/PF	87001-F	2.040

E91: DICIEMBRE 1987

Telemendo domést. por I.R. (emisor)	86115-1	1.065
Telemando domést. p/I.R. (receptor)	*86115-2	1.110
Distribuidor MIDI	87012	2.770

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

EPS

Preamplificador de válvulas (alimentación y control de relés)	*87006-2	3.600
Interface coplor para Atari ST	86103	2.320
ARGUS, mini-detector de metales	*86069	1.225
E92: ENERO 1988		
Barómetro/Altímetro	86110	1.850
16K RAM CMOS para C64	87082	1.090
E93: FEBRERO 1988		
Telecanguro	86007	820
Convertidor D/A de 14 bits	87160	2.420
E94: MARZO 1988		
Interface para facsímil	87038	2.715
Bifase, efectos sonoros	*87026	3.785
E95: ABRIL 1988		
Receptor para BLU en 20 y 80 m.	87051	3.920
Emulador universal de EPROM	87136	4.655
E96: MAYO 1988		
Autobomba	86085	2.676
Regulador para cargas inductivas	87181	1.630
Ctrol. digital p/motores modelismo	87098	1.170
Polímetro digital auto-rango	87099	1.755
E97: JUNIO		
Termómetro solar	87188	1.831
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
Vobulador sencillo	87419	1.195
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/micrófono	87058	915
Detector pasivo de infrarrojos	87067	1.210
Limitador estéreo	87168	1.920
Transmisor equilibrado p/línea BF	87197	2.780
Frecuencímetro multifunción	87286	3.350
E101: OCTUBRE 1988		
Distorsionador para guitarra	87255	1.720
E102: NOVIEMBRE 1988		
Filtro activo sustractivo p/altavoces	87109	4.010
Generador de sonidos estéreo para μP	87142	1.930
Ordenador BASIC	87192	5.445
E103: DICIEMBRE 1988		
Comprobador de componentes	87100	730
Trazador gráfico (Plotter)	87167	3.070
Cargador rápido de baterías NiCD	87186	1.940
E104: ENERO 1989		
«Link», el preamplificador	880132-1	1.890
«Link», el preamplificador	880132-2	3.955
Frecuencímetro para receptores	880039	5.875
Tarjeta E/S para IBM PC	880038	9.125
Antena activa para OC	880043-1	1.850
	880043-2	1.500

E105: FEBRERO 1989		
Ampliff. 64K de RAM estática p/MSX	87311	5.150
Receptor FM estéreos en CMS	87023	870
E106: MARZO 1989		
Fuente gobernada por μC (placa de procesador)	880016-1	6.050
Fuente gobernada por μC (placa de regulación)	880016-2	3.940
Fuente gobernada por μC (placa de visualización)	880016-3	4.715
Fuente gobernada p/μC (panel frontal)	880016-F	9.260
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad antena)	880041	1.750
Preamplificador bajo ruido para FM (unidad de sintonía/alimentación)	880042	1.345
E107: ABRIL 1989		
Interruptor red controlado p/carga	86099	1.505
Medidor de autoinductancias	880134	2.265
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	804013	2.865
Comprobador de transistores	884015	1.245
Amplificador BF 150W con 1 integrado	884080	1.145
Ecualizador gráfico de 5 bandas	884049	2.190
Control de motor paso a paso	884076	1.635
E112: SEPTIEMBRE 1989		
Fundido de diapositivas, ctrol. p/ordenador	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	1175
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-raíl (Tren digital -2)	87291-3	1.250
Divisor de señal para receptores de TV víasatélite	880067	1.253
Controlador para pantallas LCD de alta resolución con interface para bus	88074	4.752
Adaptador de vídeo compuesto/TTL para monitores monocromos	880098	1.321
Q4: unidad de control MIDI (Placa principal)	880178-1	2.478
Q4: unidad de control MIDI (Display/teclado)	880178-2	1.821

junior computer

Circuito principal	80089-1	6.000
Fuente alimentación	80089-3	1.265
Fuente de alimentación de 12 V	*81033-2	605
Junior computer: Tarjeta adaptación	*81033-3	900
Tarjeta de RAM dinámica	82017	3.735
Teclado ASCII	*83058	8.205
Tarjeta VDU	83082	3.705
Tarrjeta de memoria universal	83014	3.505
Omnibus	83102	3.965

Software

Junior Computer (2708)	ESS503	1.870
Matriz luminosa (2708)	ESS504	1.870
TM para Junior Computer (2716)	ESS506	1.965
PME para Junior Computer (2716)	ESS507	1.965
Crono-procesador (27169	ESS512	2.620
Generador caracteres VDU (2832)	ESS523	4.120
Terminal Universal (2732)	ESS525	4.120
Elaberinto (2716)	ESS527	2.620
Copiador de EPROM (2716)	ESS528	2.620
Frecuenciómetro a μP (2732)	ESS531	4.120
Plotter X-Y (2732)	ESS532	4.120
Clepsidra (2732)	ESS535	4.120
Frecuenciómetro a μP, U665B (2732)	ESS536	4.120
Jumbo, reloj gigante (s×2716)	ESS539	4.585
Tarjeta E/S para IBM PC (PAL6R4)	ESS561	2.370
Sintet. radio controlado p/μP (27C64)	ESS564	3.300
Teclado MIDI portátil (2764)	ESS567	3.460
Emulador de EPROM *8748)	ESS701	1.975
Fuente de alimentación gobernada por microcontrolador (μP Intel 8751)	ESS702	11.850

NOTA: Sólo se enviarán memorias de nuestro servicio ESS.

formant

FORMANT sintetizador musical			
Circuitos impresos			
Interface	9721-1	805	
Receptor de interface	9721-2	375	
Fuente de alimentación	97-3	1.215	
Teclado (una octava9	9721-4	305	
VCO	9723-1	2.445	
VCF 12 dB	9724-1	1.070	
VCF 24 dB	9953-1	1.060	
RMF	9951-1	1.150	
ADSR	9725-1	1.075	
DUAL/VCA	9726-1	1.115	
LFO	9727-1	1.170	
NOISE	9728-1	1.025	
COM	9729-1	1.035	
Carátulas:			
Interface	9721-F		Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.
VCO	9723-F		
VCF 12 dB	9724-F		
VCF 24 dB	9953-F		
RFM	9951-F		
ADSR	9725-F		
DUAL VCA	9726-F		
LFO	9727-F		
NOISE	9728-F		
COM	9729-F		

Este mes...

Elektor núm. 115. Diciembre 1989

	Referencia	P.V.P.
Módulos periféricos para el ordenador BASIC: Decodificador direcciones	EPS 880 159	1.245
Módulos periféricos para el ordenador BASIC: Módulo de E/S digital	EPS 880163	1.339
Regulador de velocidad para reproductores de CD	EPS 880165	3.196
Programa para MSX: decodificación de RTTY (enviar un disco de 3½ pulgadas formateado y conteniendo el MSXDOS.COM y el COMMAND.COM a nuestra redacción)	EPS XSS100	2.239

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

SHARP ELECTRONICS

Ha lanzado al mercado las unidades TRANSMISORAS/RECEPTORAS de luz, vía FIBRA OPTICA, modelos GP1F33RR, GP1F33TT y GP1F33RT. Estos elementos van equipados con dos orificios que les permiten una fácil instalación sobre chasis vertical u horizontal, estando especialmente diseñadas para la transmisión de dos canales en equipos digitales de audio.

SHARP está representada en España por VENCO ELECTRÓNICA, S.A.

Matsushita y Siemens firman el acuerdo definitivo para la creación de una *joint venture* de componentes electrónicos pasivos

OSAKA (Japón). **Matsushita Electric Co.** ***(Panasonic-Technics)*** **y Siemens AG**, han firmado en Osaka el acuerdo definitivo para la creación de *Siemens Matsushita Components Gmbh and Co.*, una nueva *joint venture* en el campo de los componentes electrónicos pasivos valorada en 6.400 millones de pesetas, lo que supone una importante transformación en el sector. La decisión alcanzada por los dos gigantes electrónicos confirma la declaración de intenciones suscrita por ambas empresas el pasado 15 de junio, según la cual la nueva firma se convierte en el primer grupo mundial fabricante de estos componentes.

La empresa nacida de la reciente *joint venture* cuenta en la actualidad con unos 5.200 trabajadores encuadrados en las cinco fábricas que el grupo posee en Europa, entre las que se encuentra la fábrica de Málaga en España. Del resto de las instalaciones que ya funcionan a pleno rendimiento, y que se han integrado en *Siemens Matsushita Components*, dos están radicadas en la República Federal de Alemania, y otras dos en Austria y Francia.

En el mercado mundial de los componentes electrónicos pasivos, valorado en más de 2 billones de pesetas, el grupo **Matsushita** es uno de los líderes del sector, controlando en torno al 10 por 100 mientras que el grupo **Simenes** gestionaba en torno a un 3 por 100.

Esta unión complementará las actividades de dos empresas especializadas en diferentes campos de la actividad electrónica, combinando el exhaustivo conocimiento de **Panasonic** en el área de la electrónica de consumo y los muchos años de experiencia de **Siemens** en el campo de las aplicaciones industriales.

Además, la actividad de la compañía recién creada se beneficiará de las redes de distribución ya establecidas por las empresas matrices para la comercialización y venta de sus productos por todo el mundo.

La previsión de ventas de la compañía para el primer año fiscal asciende a 50.000 millones de pesetas. Según fuentes de las empresas matrices, en cuatro años la nueva empresa facturará en torno a los 65.000 millones de pesetas.

El reparto accionarial de la nueva sociedad independiente, efectivo con fecha del pasado 1 de octubre, otorga durante el primer año un 74,9 por 100 de las acciones de Siemens y un 25,1 a Matsushita. En octubre de 1990, la firma japonesa pasará a controlar un 35 por 100 del capital y un 50 por 100 a partir del mismo mes de 1991, manteniendo Siemens el derecho de veto.

Para regir los destinos de *Siemens Matsushita Components* se han incorporado Klaus Ziegler, encargado de la sección de componentes pasivos de Siemens, como presidente, y Satoshi Sugii, vicepresidente ejecutivo de *Matsushita Eletronics Components*, con el mismo cargo.

La gama de productos desarrollados en las factorías europeas crecerá de acuerdo a las necesidades de futuro marcadas por ambos grupos a la vista de las nuevas demandas del mercado. Por su parte, la factoría radicada en nuestro país continuará la producción de capacitadores de película metálica, de hoja y de potencia.

La nueva empresa nacida de esta *joint venture* se convierte en la décimo sexta firma afiliada a **Matsushita** en Europa y la setenta y seis en el mundo.

SDI único importador oficial y representante exclusivo de Mannesmann Tally en España

Recientemente cierta empresa radicada en Madrid ha lanzado una campaña promocional de alguna impresora de Mannesmann Tally, autotitulándose «Importador y Distribuidor en Exclusiva». Ante esta situación, y consciente del daño que la misma puede ocasionar, SDI quiere aclarar a sus clientes, distribuidores y mercado en general que SDI es el único canal oficial para las impresoras Mannesmann Tally y que según consta en el oportuno contrato de Distribución, SDI es Representante y Distribuidor Exclusivo en España del fabricante citado.

SDI desea hacer notar el peligro que supone la adquisición de productos a través de canales no oficiales debido a la pérdida de la garantía oficial de Mannesmann Tally, la cual es soportada en toda España únicamente por el Servicio Técnico de SDI.

Tanto en esta situación, como en todo momento, SDI goza del total apoyo de Mannesmann Tally quien ya ha remitido a la empresa de la que hablamos una notificación, exigiendo una retractación de sus falsas afirmaciones.

SDI lamenta profundamente la confusión que esta intrusión pueda provocar en el mercado y agradece a sus distribuidores y clientes la confianza que siempre han depositado en sus productos.

SDI
Ramírez de Arellano, 33.
28043-Madrid
Tel. 413 72 46.

Harris/3M ahora es Lanier

Desde el pasado 1 de octubre, Harris/3M ha cambiado de nombre para pasar a llamarse en todo el mundo LANIER WORLDWIDE, INC. Este cambio se ha producido como consecuencia de la reciente compra efectuada por parte de Harris Corporation, del 50 por 100 de las acciones que poseía 3M en Harris/3M, desde la creación de este joint-venture hace apenas 3 años. Según ha manifestado Enrique Serrot, director general de la compañía para España y Portugal, «esta adquisición no supone sólo un cambio de nombre, sino también un fuerte impulso en la expansión de nuestras operaciones en todo el mundo, con la integración en la Compañía de las Divisiones de Business Systems, y de Lanier Voice Products, pertenecientes hasta el momento a Harris».

Lanier Worldwide cuenta en el momento del cambio con un volumen de facturación que supera los 1.000 millones de dólares anuales (unos 117.000 millones de pesetas), y con una red de ventas y servicio técnico que cubre más de 50 países, a través de 1.600 centros propios. En Europa la compañía opera en 15 países, y concretamente en España tiene una amplia red que comercializa y dan servicio técnico a los productos Lanier.

«Este cambio —ha asegurado Enrique Serrot— no su-

pondrá ninguna variación en la estructura directiva de la Compañía, ni en el servicio prestado a los clientes hasta ahora. Por el contrario, nuestra estrategia se centra ahora en potenciar aún más nuestra presencia en el mercado de fotocopiadoras y facsímiles, e iniciar la penetración de la Compañía en otros mercados paralelos».

Lanier Worldwide, Inc. con sede en Atlanta, Georgia (USA) es filial 100 por 100 de Harris Corporation, de Melbourne, Florida (USA), y se ocupa del marketing, ventas y servicio de una línea sofisticada de equipos para oficinas y productos para comunicaciones de empresas, incluyendo sistemas de copiadoras, unidades facsímiles, sistemas de dictafonía y sistemas telefónicos, a través de oficinas propias y distribuidores autorizados.

Sonic Import abandona la comercialización de Branson

«A partir de la fecha, Sonic Import, S.A., ha dejado de comercializar los equipos de limpieza por Ultrasonidos de la marca Branson.

En su lugar, hemos firmado un contrato de representación en exclusiva con la prestigiosa firma alemana KLN (Líder Europeo en equipos de Ultrasonidos).

Con este cambio únicamente se pretende dar un mejor servicio, mejores garantías y un mejor precio.

Queda TOTALMENTE garantizado el servicio técnico y los repuestos, para los antiguos equipos vendidos por nosotros hasta ahora».

R.C. Microelectrónica, nuevo distribuidor de componentes pasivos

Dentro del constante esfuerzo por mejorar su servicio al cliente, VENCO ELECTRÓNICA, S.A. ha tomado la decisión de separar sus actividades y crear una nueva compañía cuyonombre es R.C. MICROELECTRÓNICA, S.A. que se encargará básicamente de la comercialización de los componentes pasivos que hasta este momento distribuía VENCO. El señor Pere Elías, hasta este momento director de ventas de VENCO ELECTRÓNICA, S.A. pasa a director-gerente de esta nueva sociedad.

Las líneas de productos que a partir del próximo noviembre serán distribuidas por R.C. MICROELECTRÓNICA son:

YUASA — Baterías Herméticas y Recargables de Plomo-Calcio.

ROEDERSTEIN — Condensadores/Resistencias/Triplicadores.

DUPONT — Conectores.

EMMERICH — Baterías recargables Niquel Cadmio.

WINSLOW — Zócalos para Circuito Integrado.

ISOCOM — Optoacopladores/Interruptores Ópticos.

TECCOR — Triacs/Tiristores/SIDAC'S/Quadracs/DIAC'S.

R.C. MICROELECTRÓNICA, S.A. espera que les merezca la confianza que hasta ahora han venido teniendo como parte de Venco Electrónica.

Modulares Tagra en banda lateral vestigial para TV-SAT

TAGRA presenta los moduladores vestigiales MZV para TV por satélite, que realizan el filtrado de la banda vestigial mediante un filtro SAW, de forma que se elimina la segunda portadora de audio de la doble banda lateral.

La principal ventaja de los moduladores vestigiales, que se suministran para cualquier canal de TV-Satélite, consiste en que permiten utilizar canales adyacentes.

La frecuencia de salida está sintetizada a través de un PLL. Se ha incluido un filtro en la salida que mantiene el nivel de espúreos a menos de 45 dB.

Los moduladores de la serie MZV son compatibles con la gama modular para recepción colectiva de TV vía satélite SMATV de TAGRA. Estas son sus principales características:

—Modulación en Banda Lateral Vestigial.

—Síntesis de portadora mediante PLL.

—Todos los canales disponibles (canal 2 a canal 65).

—Niveles de RF y sonido ajustables.

—Tecnología SAW y SMD.

—Bajo consumo: 160 mA × 24 V.

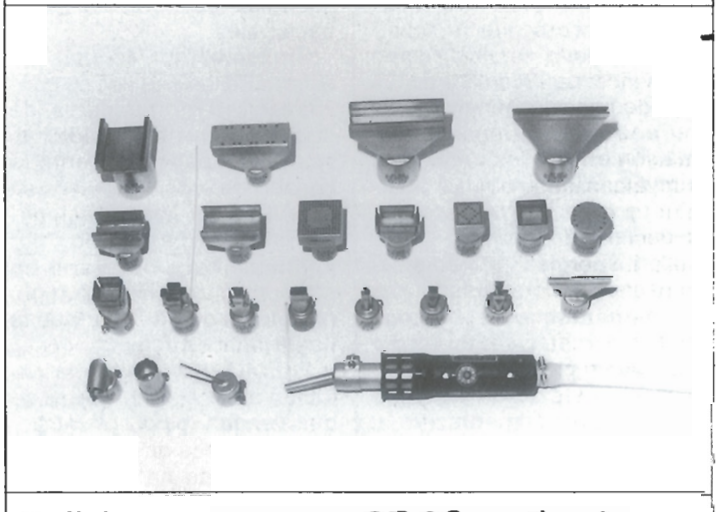
Receptor Tagra para TV vía satélite con 200 canales de memoria

TAGRA acaba de presentar su nuevo receptor estéreo para TV-Satélite, que lleva integrado el posicionador de antena y dispone de 200 canales en los que pueden memorizarse los correspondientes programas.

El primer objetivo en el desarrollo de este modelo es su simplicidad de utilización. La programación de la posición de antena, que habitualmente crea los mayores problemas, se convierte en algo sencillo gracias al software del receptor SRP-5000.

DESESTAÑAR Y ESTAÑAR SIN CONTACTO

Y en segundos, componentes —SMD, DIP y piezas de Pin-Grid así como conectores de enchufes con el aparato de aire caliente Leister-Labor «S». Regulación electrónica de la temperatura y del caudal de aire. Hay más de 400 toberas especiales a su disposición.



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

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

TELETIPO

Al depender, las posiciones de antena y los ángulos de polarización, de la geografía del lugar y del tipo de instalación, los receptores no pueden programarse en fábrica. Por ello se ha desarrollado para el SRP-5000 un software mediante el cual dichos parámetros pueden ser copiados y grabados sin grandes dificultades.

Este receptor, al igual que el resto de la gama, dispone de salidas de señal en banda base para la conexión de decodificadores, ya sean del tipo MAC o PAL.

Laboratorio para la medición de interferencias que permite a las empresas la «precualificación» de sus equipos

La empresa PREMO, S.A., líder en nuestro país en el diseño y fabricación de componentes bobinados, ha instalado en sus dependencias de Barcelona un laboratorio para la medición de interferencias electromagnéticas conducidas. Con ello, se ofrece a los clientes, y a cualquier empresa que lo solicite, un nuevo servicio, como es la «Precualificación» de los equipos que deseen pasar las normas internacionales, con la detección de los ruidos que éstos produzcan y las posibles soluciones para su corrección o eliminación.

Las energías de radiofrecuencia pueden transmitirse fundamentalmente por dos vías: por *radiación*, en forma de ondas electromagnéticas directamente desde el equipo y el cable de alimentación, y por *conducción*, cuando la transmisión se realiza a través del cable de la red. Estas fuentes de parásitos las encontramos en diferentes tipos de máquinas herramientas, motores, electrodomésticos y sistemas electrónicos digitales.

La evolución de la electrónica facilita cada vez más el uso de ordenadores y equipos que dependen de la tecnología digital. Estos generan señales ricas en componentes de alta frecuencia debido al tipo de señal cuadrada, utilizada en su sincronismo y funcionamiento. Los flancos de subida y bajada originan una dispersión de energía similar a las señales impulsivas del horno de microondas. De este modo, la utilización de aparatos y sistemas digitales electrónicos en diversos ámbitos pueden generar sistemas de influencia negativa, que a través de la red pueden provocar un mal funcionamiento de cualquier otro aparato conectado a la misma.

Normas internacionales:

Las normas internacionales que delimitan hasta qué punto un aparato puede generar ondas electromagnéticas, sin perjudicar el funcionamiento de otros equipos son las VDE 875 en la República Federal de Alemania, la CISPR 11 en Francia, y la FCC part 15, subparte I, en Estados Unidos.

El cumplimiento de estas normas de homologación es imprescindible para poder entrar en los mercados internacionales.

Sin embargo, además de evitar que los equipos se conviertan en generadores de impulsos electromagnéticos, se debe impedir que, ante la llegada de estos impulsos se produzca un mal funcionamiento en otros aparatos, por lo que se hace necesario un correcto filtraje de la posible radiofrecuencia que pueda llegar hasta ellos.

PREMO, S.A. ofrece la solución a sus clientes antes de que vengan los problemas.

Los equipos de detección y corrección se hallan instalados en el interior de una cámara de Faraday que facilita un perfecto blindaje electromagnético a los instrumentos de medición, aislándolos de cualquier influencia exterior.

Mayor velocidad de Análisis:

Frente a los equipos convencionales de medición, el analizador de espectros ofrece una mayor velocidad de análisis del fenómeno, un almacenamiento digital de datos de las formas de onda analizadas, un amplio margen de frecuencias de barrido y una rotura de la monotonía de las mediciones puntuales.

El analizador de espectros puede conectarse a un ordenador que lo controla, programa su funcionamiento, corrige las lecturas, almacena los datos y los compara con la norma que se desea precualificar. El resultado es una gráfica global de los puntos de emisión generados por el aparato a prueba, comparativa con los niveles máximos aceptados, ya sea por la VDE o la FCC.

Para corregir las emisiones de radiofrecuencias PREMO posee una amplia gama de productos desde los filtros de red con más de 135 modelos diferentes (circuito impreso, faston, cable, corrector IER...) hasta filtros toroidales encapsulados, choques axiales, etcétera.

Procesador de imagen

INMOS anuncia el procesador de imagen por transformada discreta de coseno A 1212-D.

El IMS A121 es un dispositivo de procesamiento de señal CMOS VLSI de altas prestaciones. Permite compresión de datos de imagen de alta calidad y decompresión para aplicaciones tales como videoteléfonos y sistemas de teleconferencia, video-disco, sistemas con imágenes a color de alta definición, etc.

La principal función es la de hacer una multiplicación de matrices de 8 × 8 entre un conjunto de datos y un conjunto de coeficientes.

Diode España, S.A. es una empresa perteneciente a la multinacional Diode, con empresas en Holanda, Bélgica, Portugal y España, todas dedicadas a la comercialización de componentes y equipos electrónicos e informáticos.

Nuevo catálogo ITW

ITW España ha lanzado un nuevo catálogo en español de productos de plástico para aplicaciones eléctricas y electrónicas. En él, se recoge toda la gama de Remaches / Gromnest / Clips / Tapones / Pasamuros / Abrazaderas / Lazos / Retenedores / Soportes C.I., etc.

ITW pone a su disposición, además de su línea de productos de catálogo, su departamento de diseño de piezas especiales.

El distribuidor para todos los productos de este catálogo es ANATRONIC, S.A.

Compilador C paralelo de Inmos

INMOS anuncia que ha comenzado la distribución del nuevo compilador C paralelo IMSD711. Este compilador de C mejorado permite trabajar con una amplia variedad de lenguajes en ordenadores principales PC, VAX y SUN.

Este compilador puede funcionar en transputer add-in boards para PC/AT y XT o el NEC PC-9081 teniendo al menos 1 Mbyte de memoria local.

Se caracteriza por 2 configuradores, los cuales permiten múltiples tareas en C ejecutadas en paralelo en cualquier red de transputers incorporando las versiones T414, T425 y T800.

Diode España, S.A. es una empresa perteneciente a la multinacional Diode, con empresas en Holanda, Bélgica, Portugal y España, todas dedicadas a la comercialización de componentes y equipos electrónicos e informáticos.

digital s.a.

LA TIENDA ELECTRONICA DE VANGUARDIA

ELEKTOR'S-KIT

EL UNICO KIT DEL MERCADO DONDE SE EMPLEAN LAS ULTIMAS NOVEDADES DE LA ELECTRONICA MUNDIAL.

- FUNCIONAMIENTO GARANTIZADO.-
- MODERNA TECNOLOGIA.
- SERVICIO DE REPARACION.
- COMPONENTES DE PRIMERA CALIDAD, INCLUYEN PIEZAS, CIRCUITO IMPRESO E INSTRUCCIONES.

Rogamos consulte plazo de entrega ya que existen ciertos retrasos en el suministro de las placas de circuito impreso.

10 ANIVERSARIO
1.979 - 1.989
digital s.a.

10 ANIVERSARIO
1.979 - 1.989
digital s.a.

Celebramos este año nuestro 10º aniversario, con el agradecimiento a nuestros clientes y amigos, que lo han hecho posible gracias a sus pedidos y a la confianza que día tras día depositan en nosotros.

Aceptamos el reto para continuar superando y mejorando nuestro servicio, por lo menos 10 años más.

En esta efemérides, hemos preparado una selección estadística de los componentes electrónicos de mayor consumo y por ello utilizables en casi todos los montajes, a unos precios que estimamos muy interesantes. Solicítenos, sin ningún costo ni compromiso esta relación, que incluye además nuestras últimas novedades en testers, temporizadores, células solares..., y podrá obtener un importante ahorro, utilice para ello el cupón que figura abajo de este anuncio (o fotocopia de él). No se arrepentirá.

Atentamente le saludamos y...

GRACIAS

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

* La forma más cómoda y segura de recibir en su propia casa todo lo que necesite en electrónica.
* Más de 80.000 pedidos suministrados nos avalan.

* Rápidamente ponemos en cualquier punto de España el material que necesite, pagándolo cómodamente contra reembolso, talón o giro anticipado incluso con cargo a su tarjeta de crédito.

* Servicio de telecompra Caja Madrid (solo para ventas en nuestro comercio).
* Nuevos productos, nuevos Kit.
* Envios diarios por agencia (24 horas).
* Telefax 256 66 76

SOLICITELO HOY MISMO!!!

Bien, enviándonos el cupón de pedido (o fotocopia de él) bien personalmente en nuestro comercio. NO se arrepentirá.

ELEKTOR

CUPON DE PEDIDO
DE CATALOGO
10º ANIVERSARIO
SOLICITELO A
digital s.a.

Deseo recibir en mi domicilio, sin ningún costo ni compromiso el Catálogo de DIGITAL 10º aniversario, de ofertas y novedades

NOMBRE Y APELLIDOS . . . . . .
DOMICILIO . . . . . .
CIUDAD . . . . . .PROVINCIA . . . . . C. POSTAL . . . . . .

APDO. CORREOS 61.282
28080 MADRID
C/. Pilar de Zaragoza, 45
28028 MADRID
Tf: 246 49 90-246 56 63

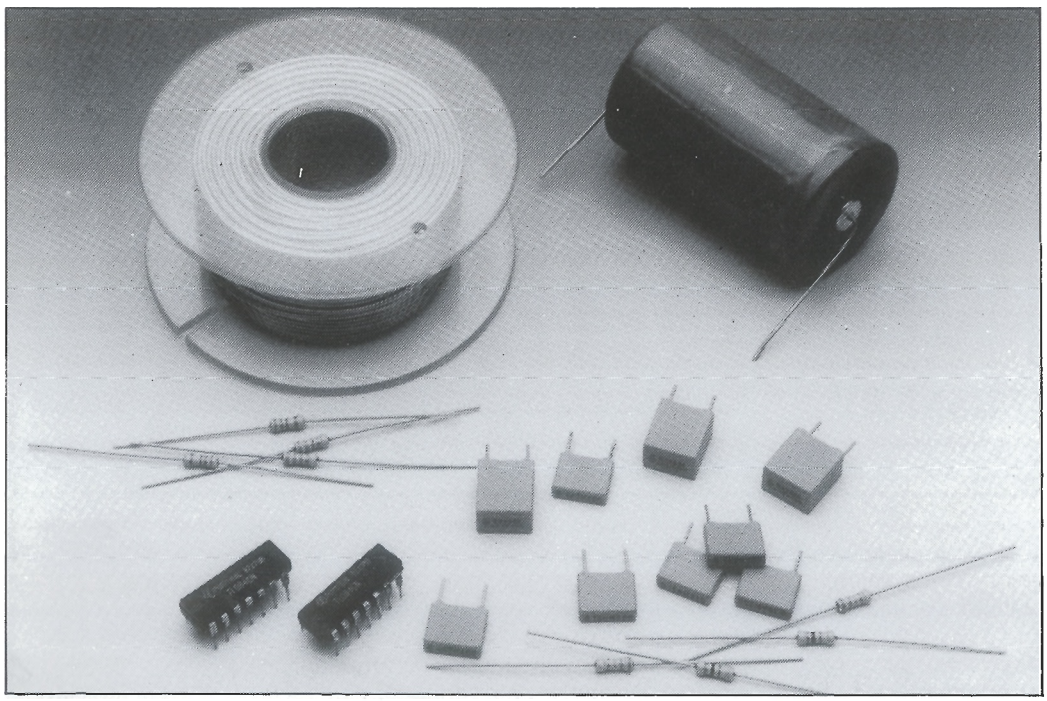
Esquemas de filtros pasivos y activos

Cuando decidimos montar un filtro eléctrico existen varias vías para llegar al resultado deseado. La primera consiste en la solución del filtro pasivo, es decir, a base de componentes pasivos, como son bobinas, condensadores y resistencias, de ahí su denominación. Mediante el uso de componentes activos, podemos realizar un filtro sin la necesidad de bobinas, lo cual, para algunas aplicaciones, presenta sus grandes ventajas. En este artículo nos vamos a dedicar a estudiar ambas categorías de filtros.

PRÁCTICAS CON FILTROS (3)

La estructura básica de un filtro depende fundamentalmente de tres factores: su función, la aplicación para la que se le destina y los componentes que vamos a utilizar en su configuración.

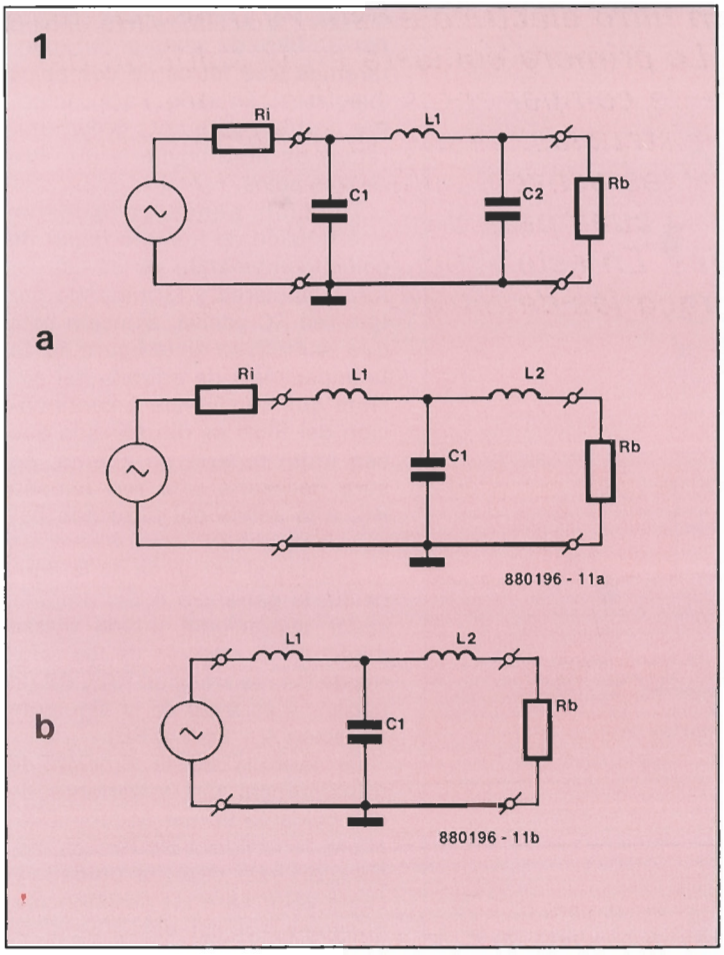
Si se trata de un filtro sencillo podemos pensar en utilizar exclusivamente componentes pasivos; de cualquier forma, también podemos pensar en utilizar este tipo de componentes para filtros algo más complejos; aunque debemos de tener presente que las bobinas son una importante traba en estas últimas aplicaciones. A consecuencia del elevado valor inductivo que presentan las bobinas, para aplicaciones de baja frecuencia (B.F.), se suelen elegir componentes activos, en tales circunstancias. En el campo del audio, no se encuentran ya prácticamente filtros que empleen bobinas, a no ser que se trate de casos en que se hable de impedancias muy bajas. Sin embargo, el problema de la alta inducción de las bobinas no existe cuando estemos refiriéndonos a altas frecuencias (H.F.); esto explica que aún se puedan encontrar complejas estructuras pasivas, que de hecho están dando excelente resultado.



En este artículo vamos a proponer algunas estructuras de filtros fundamentales. Para determinar el valor que deberemos dar a los componentes deberemos aplicar los datos de las tablas que se publicarán en sucesivos artículos sobre este mismo tema.

En este caso, sólo examinaremos los filtros pasabajos, ya que se pueden considerar la base de todos los demás. En efecto, es bastante fácil derivar un filtro pasa altos, basándonos en un pasabajos. De esta forma, combinando un filtro pasabajos y un filtro pasaaltos podremos constituir un filtro pasa banda, de espectro relativamente ancho. Los filtros pasa banda de espectro estrecho constituyen un apartado distinto; les dedicaremos un artículo específico dentro de esta serie.

Nos queda por evocar una última categoría de filtros, los pasatodo; a éstos también les dedicaremos un artículo especial.



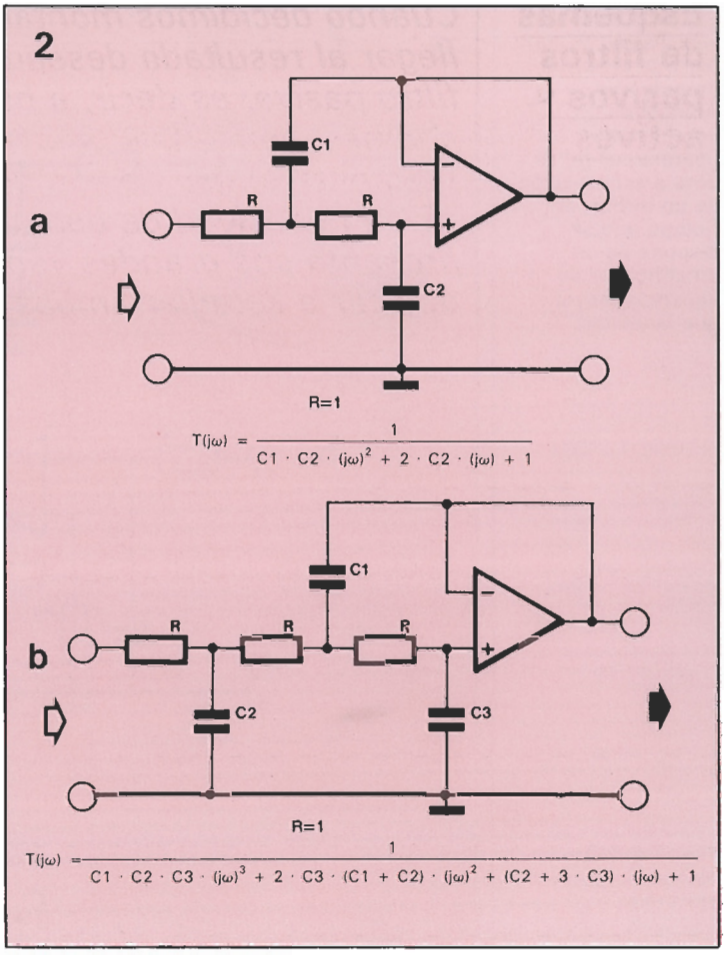


Figura 1. Filtros pasivos: a) filtros terminados por dos resistencias de igual valor; b) filtro conectado a una fuente de tensión de resistencia interna nula (o despreciable) y resistencia de carga Rb.

Figura 2. Filtro activo con amplificador operacional montado como seguidor de tensión: a) filtro bipolar; b) filtro de tres polos.

Pero ahora comencemos ya con el tema que nos ocupa en esta primera etapa: los filtros pasabajos.

Filtros pasabajos pasivos

Vamos a analizar dos tipos de filtros pasabajos pasivos:

a) El filtro pasivo, en cuyos extremos tenemos resistencias (utilizado principalmente en R.F.). La figura 1a ilustra las dos variantes de este tipo de filtros: la primera con estructura de pi, y la segunda con estructura de T. Por otra parte, pueden acoplarse varios módulos básicos, uno tras otro, hasta obtener una estructura múltiple, ya sea del tipo C-L-C-L-C, o del tipo L-C-L-C-L.

b) El filtro pasivo conectado a una fuente de tensión cuya resistencia interna es de valor despreciable; en carga tiene la resistencia Rb. Este tipo de filtro se suele utilizar principalmente en aplicaciones de B.F. y presenta una estructura en T (figura 1b). De nuevo en este caso se pueden acoplar varios módulos básicos, con el fin de componer una estructura mayor; en tal caso se adoptará la siguiente disposición L-C-L-C-L.

Queremos aclarar que, aunque en nuestros montajes hayamos empleado un número impar de módulos básicos, también es posible el incorporar un número par de módulos básicos, dentro de una estructura compuesta: un solo condensador C y una sola bobina L, por ejemplo. En principio, otras combinaciones de resistencias de entrada y de salida son posibles; de cualquier forma, las dos variantes aquí presentadas son las utilizadas en el 95 % de los casos.

Las tablas que aparecerán en un próximo artículo darán dos valores por cada uno de estos dos componentes pasivos (L y C), y esto para una frecuencia de 1 Hz.

El valor de la bobina (L') por la frecuencia de corte que se requiere (f), se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$L' = \frac{L \cdot Rb}{f}$$

y el valor capacitivo del condensador (C) se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$C' = \frac{C}{f \cdot Rb}$$

Filtros pasabajos activos

La figura 2 muestra la estructura más sencilla que permite la realización de un filtro pasabajos activo. El circuito se compone de un amplificador operacional montado en seguidor de tensión, con una ganancia unitaria, dentro de los límites de la banda pasante. El gobierno de un filtro de estas características debe realizarse con una fuente de tensión de resistencia interna muy baja. Por otra parte, la impedancia de salida del filtro también será extremadamente baja.

La figura 2a nos muestra la representación de una versión de filtro de dos polos (un par de polos complejos conjugados, véase la primera parte o primer artículo sobre este tema publicado en un de nuestros anteriores números). La figura 2b muestra una versión de tres polos (un par de polos complejos, asociados a un polo real). El filtro de tres polos sólo podrá ser utilizado con una estructura de orden impar, ya que sólo en este caso estaremos en presencia de un polo real.

Según la función requerida, podremos unir varias de estas sec-

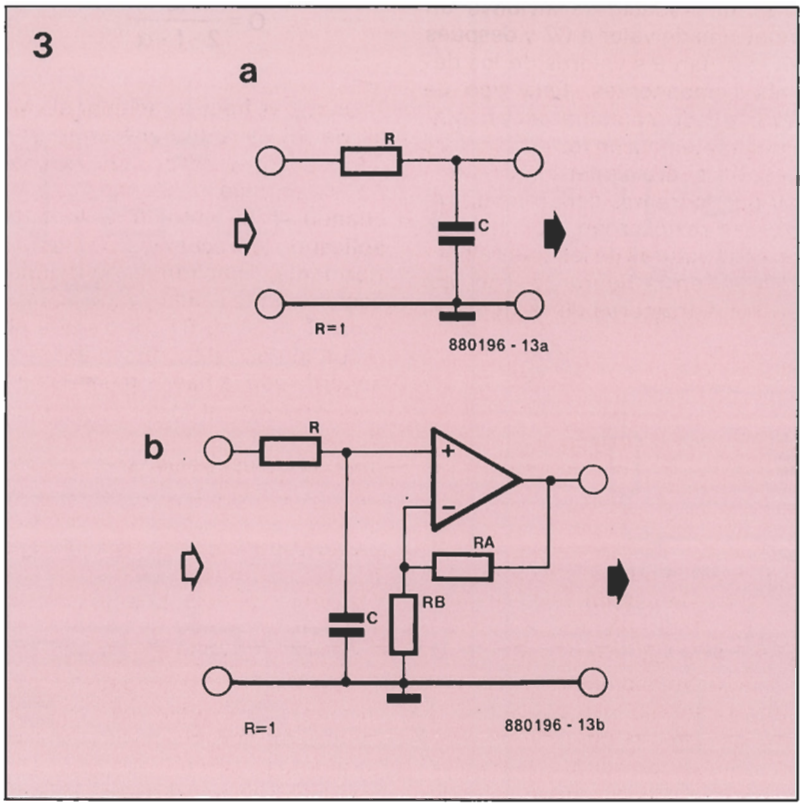


Figura 3. Una sencilla red RC (a) permite construir un polo real. Añadiendo un amplificador operacional (b) se dota a esta sección de un búffer, al tiempo que se dispone de un amplificador de ganancia mayor que la unidad.

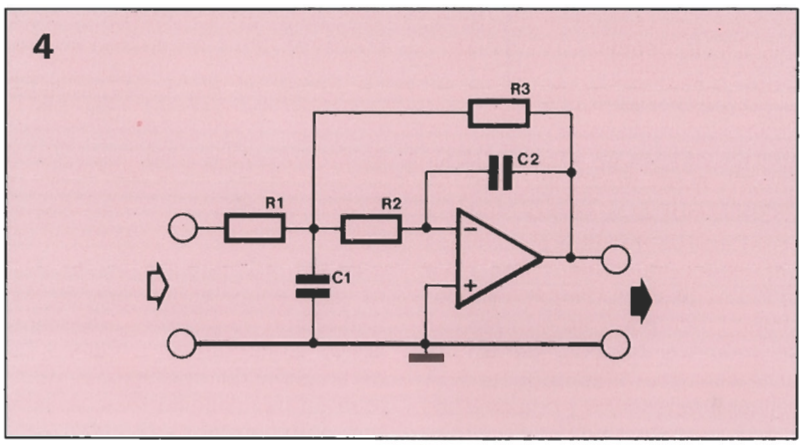


Figura 4. Filtro bipolar de ganancia ajustable.

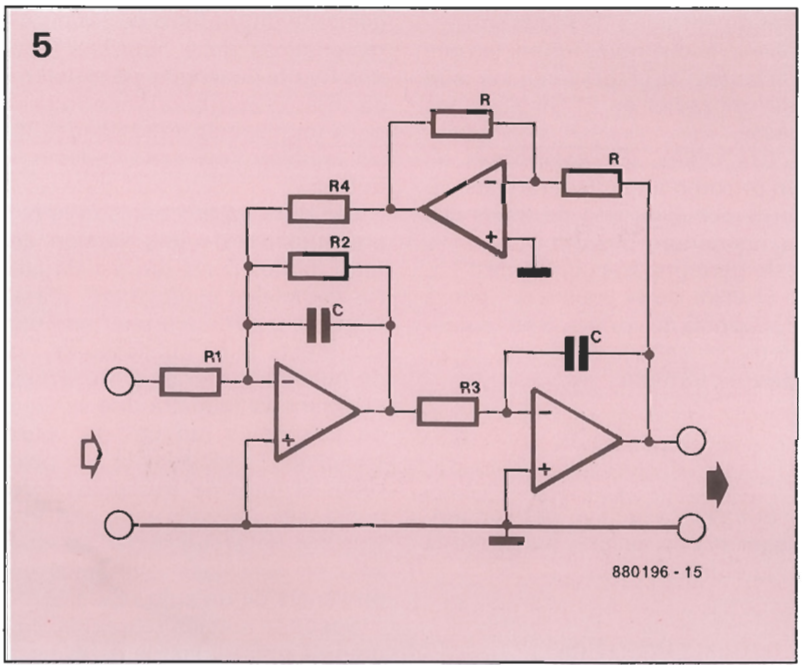


Figura 5. El campo privilegiado de empleo de un filtro de estado variable es el de los circuitos que necesitan un ajuste preciso de los polos y ceros.

ciones. Por ejemplo, para componer un filtro de sexto orden montaremos tres filtros de dos polos (bipolares), en serie. Para componer un filtro de quinto orden uniremos un filtro bipolar y un filtro de tres polos.

También puede componerse una función de número impar de polos, combinando varias estructuras bipolares y terminando por una red RC pasiva, solución ésta que se muestra en la figura 3a. Si la impedancia de entrada del circuito que se conecte a continuación del filtro es tan elevada que sea inútil tenerla en cuenta, no será necesario una red tampón RC, a la salida del filtro que hayamos diseñado.

Veamos el esquema de la figura 3b: la ganancia A del amplificador operacional puede fijarse mediante la elección de los valores de las resistencias RA y RB (la ganancia es fruto de la siguiente ecuación $A = 1 + RA/RB$).

La fórmula de la función de transferencia de la variante de dos polos es la que podemos ver al pie de la figura 2a. Hemos elegido, en este caso, la unidad (1) como valor para las resistencias. Luego es fácil calcular el valor de los dos condensadores, como función de la parte real e imaginaria del par de polos complejos, resolviendo las siguientes ecuaciones:

$$C1 = \frac{1}{2\,\pi \cdot \alpha}$$

$$C2 = \frac{\alpha}{2\,\pi \cdot (\alpha^2 + \beta^2)}$$

Podemos observar, al pie del esquema de la versión de tres polos de la figura 2, la ecuación de la función de transferencia correspondiente. Debido a la complejidad de esta fórmula, el cálculo de los valores de los condensadores C1...C3, en función de los factores Alfa y Beta, se vuelve notablemente más difícil. Más vale servirse de un ordenador cuando tengamos que resolver este tipo de ecuaciones.

En el caso de la red de un solo polo real, el condensador C toma el siguiente valor:

$$C = \frac{1}{2\,\pi \cdot \alpha}$$

Las tablas recapitulativas que se darán en próximos artículos sobre este mismo tema nos indi-

carán el valor de los condensadores, para una frecuencia de corte de 1 Hz, para las versiones de dos o tres polos de una configuración de las del tipo seguidor de tensión. De esta forma es sencillo localizar los valores correspondientes a cualquier frecuencia. Y estas son las etapas o pasos a seguir en esta operación de localización:

— comenzaremos por darle un valor a la resistencia R

— determinaremos la frecuencia de corte (f) y calcularemos el valor del condensador C', mediante la siguiente fórmula:

$$C' = \frac{C}{f \cdot R}$$

En el caso en que tengamos la unión de varias secciones podremos dar valores diferentes a las resistencias R de cada una de las secciones. Sin embargo, la frecuencia f seguirá siendo la misma para las diferentes secciones.

Si se combinan varios filtros bipolares con un polo real (figuras 3a o 3b), con el fin de componer una función de orden impar, tal y como se podrá ver en las tablas de próxima aparición, la última sección bipolar y la sección pasiva tendrán condensadores de valores diferentes que los normalmente utilizados en filtros de tres polos.

Filtros de dos polos con ganancia ajustable

La figura 4 muestra la estructura de un filtro de dos polos, con ganancia A ajustable. El valor de los componentes se calcula mediante las siguientes fórmulas:

$$C1 = (A + 1) \| (1 + \frac{\beta^2}{\alpha^2})$$

$$C2 = 1$$

$$R1 = \frac{\alpha}{2\,\pi \,|\, A \,|\, (\alpha^2 + \beta^2)}$$

$$R2 = \frac{A \cdot R1}{(A + 1)}$$

$$R3 = A \cdot R1.$$

En la práctica, se atribuye un determinado valor a C2 y después se calculan los valores de los demás componentes. Este tipo de filtro puede combinarse sin ningún problema, con los otros filtros descritos previamente. De esta forma, podremos construir un filtro del sexto orden, combinando dos estructuras de las que se pueden ver en la figura 2a, con una de las estructuras de la figura 4.

Filtro de estado variable

Existen algunos casos en que un filtro de estado variable (figura 5) puede presentar ventajas considerables, frente a los demás filtros definidos hasta ahora. Este último tipo de filtro permite ajustar, con mucha precisión, los polos y los puntos cero. En los otros tipos de filtros que se han presentado anteriormente resulta muy complejo el realizar el ajuste antes citado debido a la gran interactividad de los componentes. Este último tipo de filtro es también mucho menos sensible a las características de banda pasante y a las del propio amplificador operacional que se utiliza en la aplicación. En este caso, los valores de los componentes se calculan con la ayuda de las siguientes ecuaciones:

$$R1 = \frac{1}{2\,\pi \cdot A \cdot C \cdot \alpha^2 + \beta^2}$$

$$R2 = \frac{1}{4\,\pi \cdot \alpha\, C}$$

$$R3 = \frac{1}{2\,\pi \cdot C \cdot \alpha^2 + \beta^2}$$

$$R4 = R3.$$

Para la obtención de una ganancia unitaria se le da a R1 el mismo valor que a R3. De nuevo se parte en este caso de darle un determinado valor a C, a partir del cual se calculan los valores de los demás componentes. De cualquier forma, deberemos calcular su frecuencia de resonancia f0 y su factor Q, partiendo de la frecuencia de corte real:

$$fo = f \cdot \alpha^2 + \beta^2$$

$$Q = \frac{fo}{2 \cdot f \cdot \alpha}$$

Lo que se hace es adaptar el valor de R3 de forma que en la salida del filtro pasobanda (salida A1) se obtenga la máxima tensión cuando en su entrada se le esté aplicando la frecuencia F0. Posteriormente, mediremos la banda pasante en la salida y modificaremos el valor de R1, hasta que el resultado de tal medición esté en acuerdo con la banda pasante correspondiente al factor Q calculado (B = fo/Q). En la práctica, cuando se está diseñando un filtro de estado variable, se trata de simplificarse la tarea, utilizando para R3 y R1 una resistencia fija asociada a un potenciométro multivuelta, lo que nos permitirá ajustar los valores.

Acabamos de pasar revista a los filtros pasabajos más usuales. En el próximo artículo nos adentraremos en el estudio de los filtros pasa altos, cuya tecnología se deriva de los pasabajos; también estudiaremos las ecuaciones correspondientes a los citados nuevos filtros que veremos. ◀

Cuando se utiliza un micrófono a una buena distancia del amplificador, su relativamente baja señal es afectada de forma inevitable por el ruido y la atenuación provocada por el cable. El sencillo, pero versátil, preamplificador/excitador de línea descrito aquí puede usarse con una gran variedad de micrófonos, teniendo una frecuencia de respuesta definida por el usuario, y evita la degradación de la señal por su capacidad para alimentar cables de gran longitud permitiendo su instalación cerca a la fuente de señal.

PREAMPLIFICADOR MICROFÓNICO CON FILTRO ACTIVO



Muchos equipos modernos de audio, tienen un micrófono incluido, o permiten conectar de forma semipermanente un micrófono externo. Este es el caso general para las grabadoras portátiles de cinta o casete, cámaras de vídeo o cámaras de cine. A pesar del aparente beneficio que supone tener un micrófono incorporado, éste, casi siempre captará el sonido mecánico del equipo al que pertenece. Además tiene poco o ningún uso cuando el sonido que se quiere grabar proviene de fuentes lejanas, o cuando el nivel del ruido ambiente sobrepasa el nivel del sonido que se quiere.

Obviamente un nivel razonable de señal/ruido, y por lo tanto una grabación de buena calidad, sólo se puede lograr cuando el micrófono o micrófonos se encuentran instalados relativamente cerca a la fuente de sonido, pero esta solución necesita el uso de largo cable coaxial entre el micrófono y el equipo asociado. Con una capacidad típica del cable del orden de 200 pF/m, más de 100 metros de cable coaxial con un Z = 600 Ω se puede usar sin incurrir en una atenuación considerable de la parte superior del espectro audio. En este caso, la frecuencia de corte, FC, es:

$$fc = 1/(2 \pi R C) \text{ [Hz]}$$
$$fc = 1/(2 \pi \times 600 \times 20 \times 10E\text{-}9) \text{ [Hz]}$$
$$fc = 13.263 \text{ kHz}$$

En la práctica, sin embargo, la impedancia del micrófono suele aumentar con la frecuencia, de forma que el cable debe mantenerse más corto para evitar una reducción del ancho de banda. En cualquier caso, no es una buena idea hacer que la pequeña señal del micrófono viaje a través de una considerable longitud de cable, ya que esto causará la degradación de la señal/ruido.

Un método mejor es amplificar la señal localmente, lo más cercanamente posible al micrófono y

atacar la línea de cable coaxial, lo que significa utilizar un amplificador con una baja impedancia de salida. De esta forma, la señal deseada tiene una amplitud suficiente en la línea como para no ser afectada por el ruido o por la carga capacitiva. La amplitud de la señal puede ser reducida con mucha facilidad junto al receptor con la ayuda de un divisor de tensión de dos resistencias, figura 1, en el cual R2 es aproximadamente 0,9 A R1. Donde A es la amplificación del amplificador de línea y R1 es igual a 100 Ω (Como valor típico).

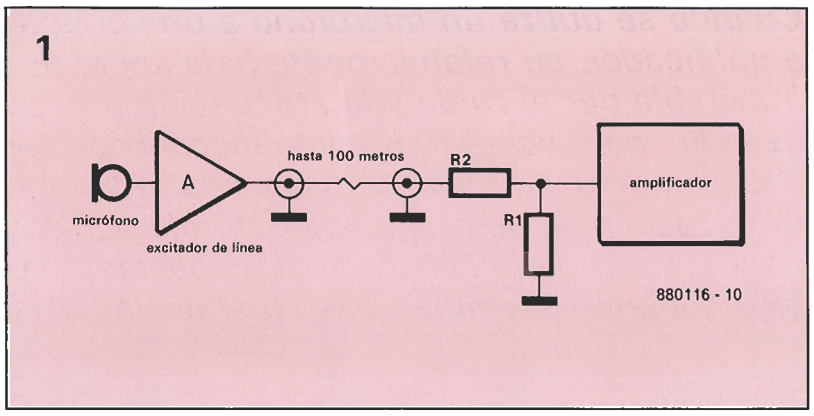


Figura 1. Un amplificador de línea con atenuador para evitar la degradación de la señal de micrófono en un cable coaxial largo.

Ancho de banda y filtrado

El amplificador de línea se puede modificar fácilmente para que trabaje como un filtro activo que puede ayudar a obtener una mejora de la relación señal/ruido del sonido captado por el micrófono. Esto es particularmente útil en aquellas aplicaciones que requieren la grabación de voz. De la ingeniería acústica se sabe que el espectro de voz tiene unas partes redundantes relativamente grandes. La dinámica y las características relacionadas con el espectro de la voz han sido estudiadas frecuentemente. Pero una discusión más a fondo de este interesante campo, se encuentra desafortunadamente más allá de los propósitos del presente artículo. Aquí es suficiente con decir que un simple filtro de paso de banda tipo Wien puede ayudar a conformar el espectro de tal forma que la voz sea más inteligible mediante la eliminación de las señales redundantes y una buena cantidad del ruido ambiente. De esta forma, la relación señal/ruido del sonido captado por el micrófono obtiene una mejora muy importante.

La respuesta de un filtro pasivo de tipo Wien estándar es bastante suave, figura 2, haciéndole utilizable con señales musicales sin afectar excesivamente el sonido original.

Circuito práctico

El filtro activo/preamplificador propuesto en el presente artículo está diseñado especialmente para ser usado con micrófonos dinámicos de baja impedancia o del tipo Electret. Los micrófonos Electret ofrecen unas respuestas en frecuencia ancha, proporcionando una señal de salida relativamente grande, y además tienen un tamaño pequeño. Sin embargo tienen la desventaja de necesitar una tensión de polarización, pero esto no representa un problema aquí, ya que de todas formas se necesita una fuente de alimentación para el amplificador de línea.

A la vista del esquema del circuito de la figura 3, el amplificador de línea se encuentra construido en torno a un amplificador operacional de bajo ruido IC1, el cual se encuentra configurado para trabajar como un filtro de Wien activo inversor. Con los valores dados a R1, R2, C1 y C2, la frecuencia central del filtro será de 3.3 KHz nominales: fo = 159.155/(R1 C1) con R1 expresada en kilohomios y C1 en nanofaradios. En función del comportamiento acústico del oído humano y las curvas de audición realizadas por Fletcher y Mumson, 3.3 KHz corresponde al punto de máxima sensibilidad. El filtro suprime tanto las frecuencias bajas (cuya reverberación natural tiende a producir ininteligibilidad de las palabras) y las frecuencias superiores a 10 KHz, las cuales pueden ser consideradas como ruido en el contexto del de la redundancia espectral del sonido.

La amplificación de la tensión, A, del amplificador de línea es de aproximadamente 10 en la frecuencia central de la banda pasante, y el valor de la ganancia y de la frecuencia de los componentes determinantes es calculada con las fórmulas:

$$R1 = 2\ A\ R2, \text{ y } C2 = 2\ A\ C1$$

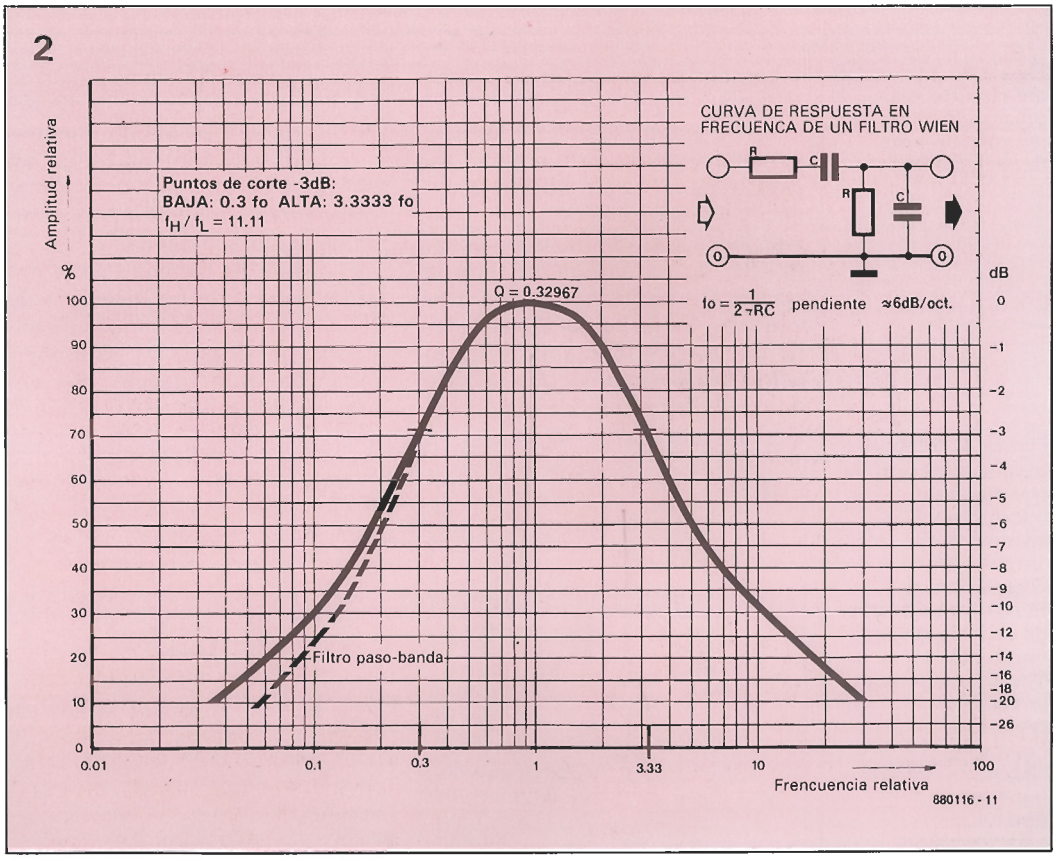


Figura 2. Respuesta en frecuencia de un diseño básico de filtro pasabanda pasivo del tipo Wien.

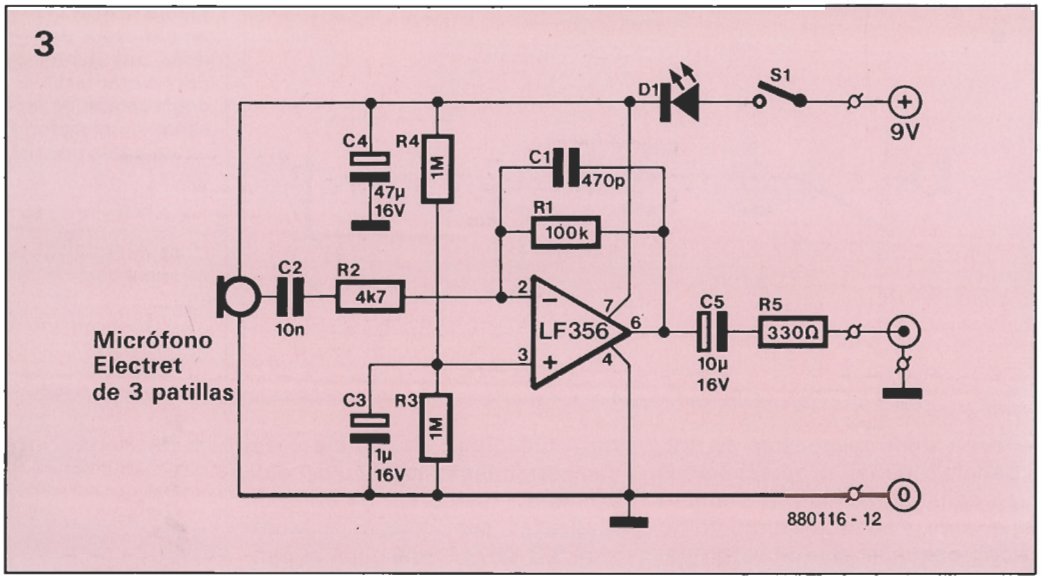


Tabla 1

Respuesta del filtro activo para A = 5

f_L (Hz)	f_0 (Hz)	f_H (Hz)	RC (µs)	BW (Hz)	R_1	C_1	R_2	C_2	Notas/aplicaciones
217	723	2410	220	2193	220K	1n0	22K	10n	Banda estrecha, sonido suave
300	1000	3333	150	3033	150K	1n0	15K	10n	Banda estrecha, consonantes pronunciadas
450	1500	5000	110	4550	330K	330p	33K	3n3	Respuesta de sistemas de megafonía
660	2200	7333	72	6673	220K	330p	22K	3n3	Banda estrecha, reproducción de música
990	3300	11000	47	10010	47K	1n0	4K7	10n	Para audífonos de bajo nivel
1480	4800	16000	33	14650	100K	330p	10K	3n3	Alto contenido en armónicos
208	--	6100	816 26	5900	68K	390p	12K	68n	Espectro de palabra inteligible
20	--	20000	8160 7.95	19980	68K	120p	12K	680n	Banda nominal de HI-FI

Figura 3. Esquema del circuito del preamplificador de micrófono/amplificador de línea.

Los componentes C5 y R5 aseguran el bloqueo de la CC a la salida y la estabilización de la fase, respectivamente. Esta última función se necesita para aislar la capacidad distribuida del cable coaxial de la red de realimentación de IC1, de forma que se evite la oscilación parásita de alta frecuencia. Evidentemente, el valor de R5 se debe mantener tan bajo como sea posible, ya que de otro modo, se perderían los beneficios de la baja impedancia de salida de IC1 (como se ve desde la línea). La resistencia se puede eliminar si el LF356 se reemplaza por un 741, más barato, pero esto, desafortunadamente incrementa el nivel de ruido a la salida.

El divisor de tensión R3-R4 polariza la entrada no inversora de IC1 a la mitad de la tensión de alimentación. El LED D1 es el indicador de alimentación. Se encuentra conectado en serie con el resto del circuito para reducir el consumo total de corriente de la batería de 9 V (PP3). De esta forma, el preamplificador solamente consume 4,5 mA, lo cual es suficiente para iluminar el LED de forma eficiente. A causa de la caída de tensión a través de D1, el preamplificador trabaja con una tensión de alimentación de 7 a 7,5 V.

Micrófonos y opciones de alimentación

El circuito básico de la figura 3 muestra un micrófono Electret de tres terminales. Este tendrá normalmente una impedancia de salida de 500 Ω o inferior, la cual es baja respecto al valor de R2, de forma que el micrófono tiene un efecto muy pequeño en la definición de la frecuencia central del filtro activo. Mientras que si se usa un micrófono Electret de dos terminales, el valor de R2 debe reducirse para compensar la impedancia de salida mayor (ver figura 4a). Las figuras 4b y 4c muestran los circuitos de entrada que se necesitan para un micrófono dinámico de baja impedancia y un micrófono de alta impedancia (piezoeléctrico).

La fuente de alimentación para el preamplificador, puede ser tomada tanto de una batería como se ha dicho anteriormente, como de la tensión de 12 ó 15 voltios disponible en el amplificador. En este caso, solamente es necesario un regulador de 9 V adicional cerca o formando parte del preamplificador de micrófono. La tensión de alimentación de 12 a 15 V para este regulador es enviada convenientemente a través del núcleo central de uno de los hilos del cable apantallado estéreo del amplificador de potencia.

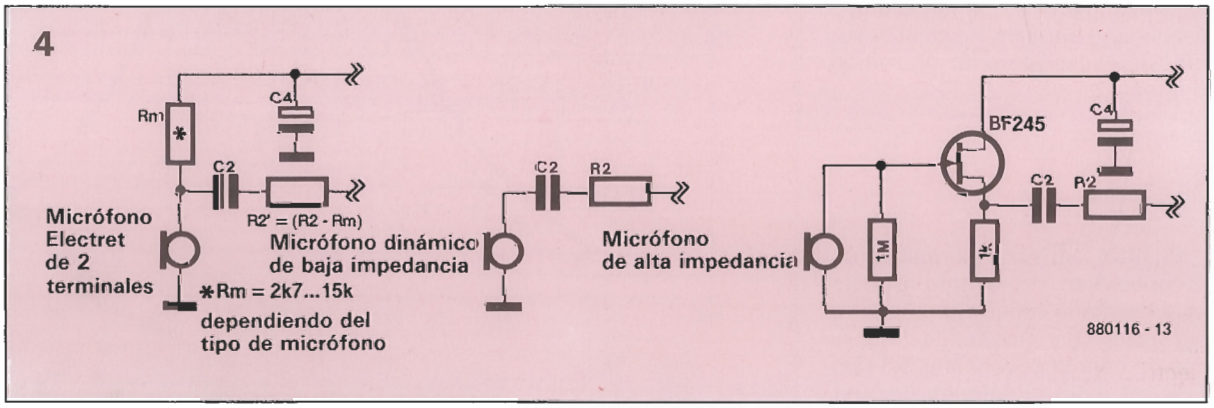


Figura 4. Método para la conexión de tres tipos de micrófonos a la entrada del amplificador. Figura 4a: Micrófono Electret de dos terminales; Figura 4b: Micrófono de baja impedancia dinámico; Figura 4c: Micrófono de alta impedancia dinámico o piezoeléctrico.

Conformando la respuesta del filtro

La frecuencia central del filtro activo construido alrededor de IC1 puede ser seleccionada para una aplicación determinada redimensionando C1, C2, R1 y R2 con las bases de las fórmulas mostradas anteriormente. Algunas de las frecuencias más usuales y las constantes de tiempo son: 723 Hz (220 microsegundos), 1 KHz (72 microsegundos), 3,3 KHz (47 microsegundos) y 4,8 KHz (33 microsegundos).

El filtro también puede proporcionar una respuesta en frecuencia diferente, por ejemplo, puede hacerse más ancho para que deje pasar el espectro entre 200 Hz y 6100 Hz, lo cual ha sido recomendado para una inteligibilidad óptima de la palabra. Para la reproducción de una estrecha banda de la música, una frecuencia central de 1,5 KHz será un buen compromiso entre el mínimo ancho de banda requerido y la respuesta en frecuencia de los altavoces utilizados en los sistemas de sonorización. La tabla 1 proporciona algunos valores útiles para el diseño y posibles aplicaciones (ganancia en tensión A = 5).

Construcción

La construcción del preamplificador puede ser relativamente sencilla sobre una pequeña placa de prototipo. Puede ser colocado dentro de una carcasa cilíndrica, junto con el conmutador de potencia, el LED, y la batería y el elemento microfónico (figura 6) muestra una solución posible. Es recomendable cubrir la batería y la placa con una pequeña cobertura de plástico para evitar cualquier tipo de cortocircuito. El material sobrante se sujeta a la placa, y se introducen cuidadosamente en el interior del tubo. De esta forma todos los componentes se encuentran asegurados en su sitio sin la necesidad de ninguna adaptación para su montaje. ◀

Bibliografía:

(1) Audio Handbook, pp. 2-45. National Semiconductor Publication.

(2) The Design of Speech Communications Systems. Proceedings of the IRE, vol. 35, pp. 880-890, ed. 1947.

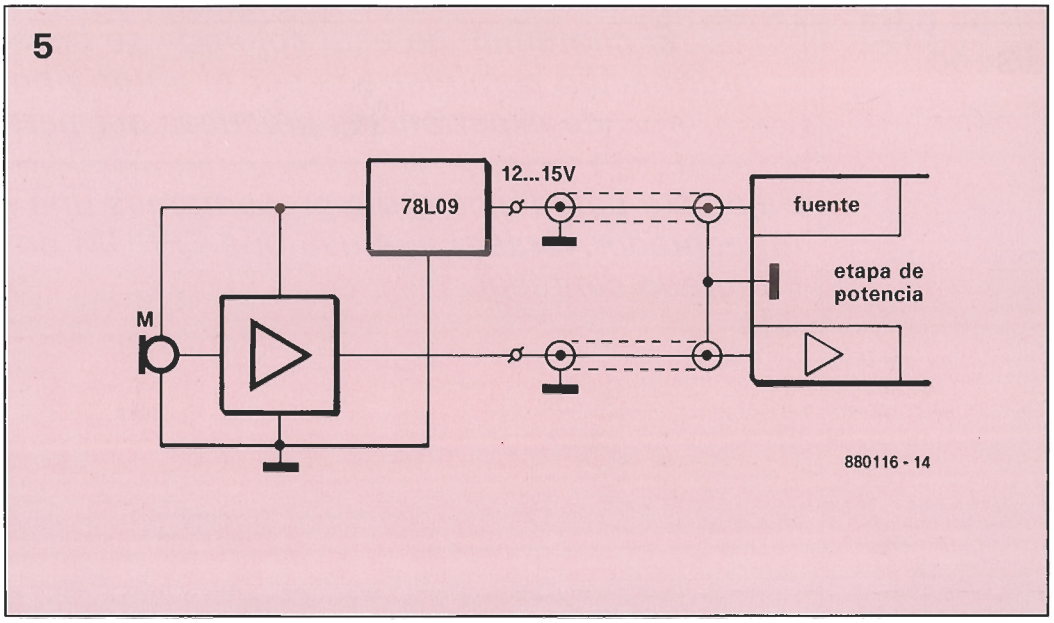


Figura 5. El preamplificador puede alimentarse a través de un cable separado en el cableado con el amplificador de potencia.

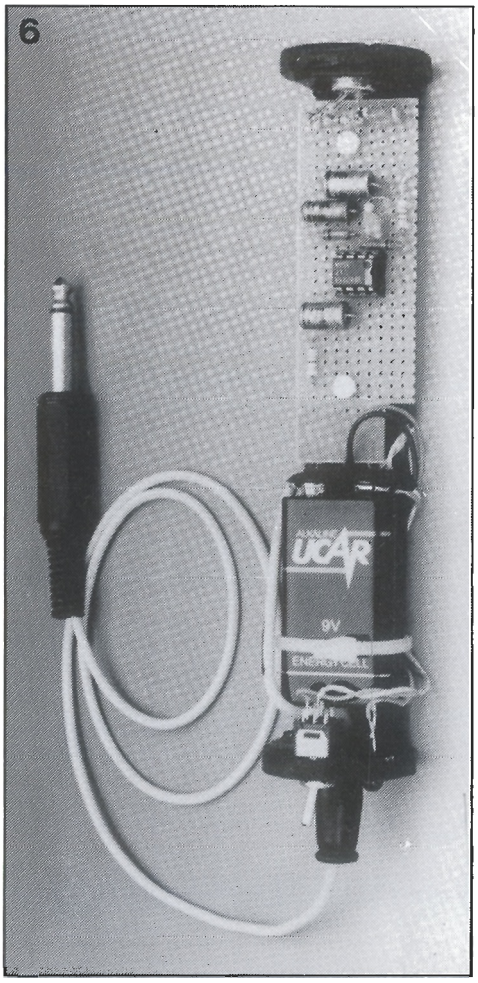


Figura 6. El micrófono Electret y el preamplificador montado sobre una pequeña placa de prototipos que puede ser incluida dentro de un tubo, junto con la batería.

El contenido de esta columna se basa solamente en la información suministrada por el autor y no implica la realización de experiencias prácticas por parte de Elektor.

Bajo este paradójico título presentamos una idea para el diseño de un contador versátil que usa una EPROM en lugar del esperado integrado contador.

CONTADOR SIN CONTADOR

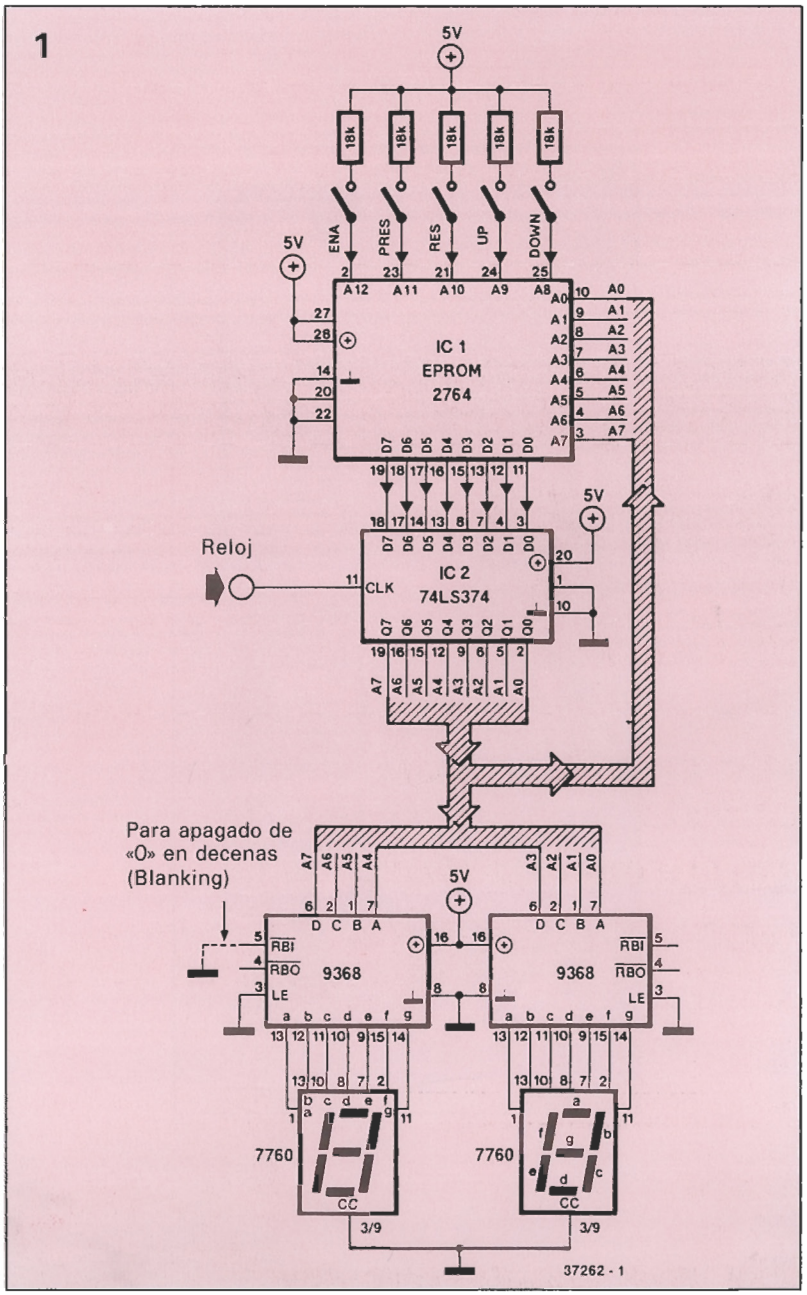


Figura 1. Diseño básico de un contador basado en una EPROM.

El circuito descrito aquí puede configurarse como un contador ascendente o descendente de 0 a 99 en BCD o en modo binario de 8 bits, con entradas disponibles para reset, preset y validación. Todas las entradas de control son compatibles digital, permitiendo al usuario la definición de su propia estructura de control. Además los controles pueden ser activos a nivel alto o a nivel bajo.

El contador funciona por las transiciones positivas de la señal de reloj, y maneja frecuencias de entrada dentro del rango de MHz. Todas las entradas y salidas son compatibles TTL. El contador destaca por que sus características y versatilidad se logran con unos pocos componentes comunes y de fácil adquisición.

El sistema de Moore

Desde el punto de vista de la información tecnológica, el presente contador es similar al circuito de transformación síncrono de Moore. La indicación de síncrono tiene que ver con la señal de reloj y con la forma en la que se comportan las entradas. Un circuito de Moore, es una unidad lógica que procesa parámetros X y condiciones internas Z para producir estados de salida Y. Cada condición se encuentra asociada a solamente uno de los estados de salida. Como resultado de los parámetros de entrada y las condiciones internas, el circuito de Moore pasa a través de una serie de estados. El sistema no solamente usa la información en cur-

so disponible, sino también la información adquirida a través de operaciones pasadas, cuyas condiciones de sistema han sido recordadas. Se necesita de una señal de reloj para conmutar el sistema al estado siguiente.

El circuito práctico

Un sistema de Moore real se compone de una red de conmutación y una memoria. En el caso del contador que nos ocupa, los parámetros de entrada son los datos aplicados a las entradas de control. Estos se encuentran conectados a una EPROM, la cual combina estos datos con las condiciones actuales, para generar un estado del sistema. Este estado se copia en un circuito de retención (latch, representado por el circuito IC2 en el esquema), y se convierte en el estado actual. inicialmente, el estado de salida Y debería haberse generado con la ayuda de algunos elementos de conmutación. Este procedimiento no es necesario en este caso, gracias a la EPROM, la cual programada adecuadamente, asegura que el valor de salida (el estado

Tabla 1. Ejemplo de programación de un EPROM para un contador ascendente/descendente de 60 estados cíclico.

Función:

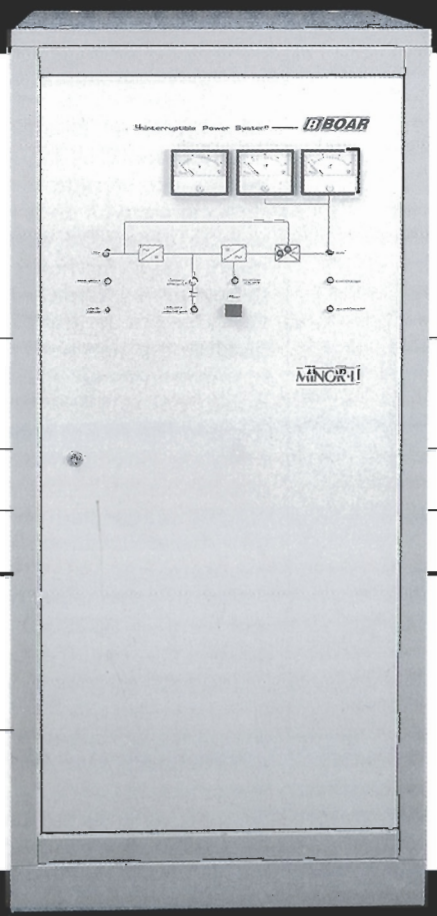
Dirección	Datos
$0400-1FFF	00

Función: contador ascendente		Función: contador descendente	
Dirección	Datos	Dirección	Datos
$1100	01	$1200	59
1	02	1	00
2	03	2	1
3	04	3	2
4	05	4	3
5	06	5	4
6	07	6	5
7	08	7	6
8	09	8	7
9	10	9	8
A	*	A	*
B	*	B	*
C	*	C	*
D	*	D	*
E	*	E	*
F	*	F	*
10	11	10	9
11	12	11	10
:	:	:	:
:	:	:	:
$1159	00	$1259	58

* no importa

BOAR

ALIMENTACION A ORDENADORES



SISTEMAS DE ALIMENTACION ININTERRUMPIDA

ACONDICIONADORES DE LINEA

ESTABILIZADORES DE TENSION

ELECTRONICAS BOAR, S. A.
Clara del Rey, 24 - 28002 Madrid
Tels. (91) 416 64 48 y 416 69 97
Télex: 42962. Telefax: (91) 416 76 75

BARCELONA: (93) 334 43 62
VALENCIA: (96) 361 44 08
SEVILLA: (954) 63 90 19

Distribuidores en toda España

Tabla 2. Ejemplo de programación de una EPROM para un contador ascendente/descendente decimal.

Función	Dirección						Contenido de la EPROM	
	A12	A11	A10	A9	A8	A7 a A0	D7 a D0	
	ENA	PRES	RES	DOWN	UP	estado Z	estado resultante	
	1	*	0	0	1	0000	0000	0001
Cuenta ascendente	1	*	0	0	1	a	b	a	b+1
	1	*	0	0	1	a	1001	a+1	0000
	1	*	0	0	1	1001	1001	0000	0000
	1	*	0	1	0	0000	0000	1001	1001
Cuenta descendente	1	*	0	1	0	a	0000	a−1	1001
	1	*	0	1	0	a	b	a	b−1
reset	*	*	1	*	*	****	****	0000	0000
	0	0	0	*	*	i		i	
Preset	0	1	0	*	*	****	****	j (no importa)	
						i		i	

El resto de combinaciones de bit

* = no importa

del contador) es exactamente al valor que corresponde al estado actual.

El principio operativo del circuito descrito aquí, es un poco complejo, pero podemos explicarlo con la ayuda de un circuito hipotético, basado en una EPROM 2764 direccionada entre 0000 y 1FFF, la cual sirve para contar los pulsos cada segundo aplicados a la entrada de reloj mediante un circuito externo.

Primero considere la temporización básica de los sucesos que ocurren en el circuito. Como el conmutador ENA (enable) se encuentra conectado a la línea de direcciones A12 de la EPROM, divide la capacidad de direccionamiento de la memoria en dos mitades iguales. Cada una de las mitades, se encuentra a su vez, subdividida por dos por la línea A11 (conmutador de PRESet), y de nuevo por dos mediante el conmutador de RESet conectado a la línea de direcciones A10. Para que mediante la actuación sobre el conmutador de RESet, se logre que el visualizador muestre 00, es necesario que todas las subparticiones direccionadas por A10 = 1 (por ejemplo, 0000 a 03FF, o 0BFF a FFFF) contengan el dato 00.

Con esto en mente, y volviendo sobre el contador de segundos, está claro que deberá visualizarse 00 cuando se actúa sobre RESet. Para lograr esto, los datos disponibles a las salidas Q0 a Q7 del biestable octal IC7 deben producir que el controlador de visualización 9368 active aquellos segmentos que juntos forman el dígito 0.

Una transición de pulso positivo en la entrada de reloj del 74LS374 produce que el estado lógico aplicado a cada entrada de datos, Dn, del chip sea copiado a la salida correspondiente Qn. Asumiendo que el circuito funciona como un contador regresivo, la línea de direccionamiento AB de la EPROM se pone a 1 lógico cerrando el conmutador DOWN. En el área de memoria de 1 KByte direccionada, 512 bytes deben programarse de forma que el valor visualizado sea en orden decreciente. Tenga cuidado y asegúrese de que obtiene la secuencia de programación correcta, ya que se debe visualizar 59 una vez que ha sido arrancado el contador.

El esquema del circuito de la figura 1 muestra claramente las sub-unidades del contador: los controles externos en la forma de conmutadores, la EPROM, el circuito de memoria temporal, los controladores de los visualizadores LED de 7 segmentos. Los parámetros de control del contador, ENAble, RESet, PREset y DOWN, y el estado en curso, se aplican en paralelo a las entradas de direcciones de la EPROM. La EPROM usa la dirección obtenida para producir una información en el siguiente estado. Esta información se hace posible en forma de una salida de datos DO a D7, y un poco después, en las salidas Q0 a Q7 de la memoria temporal, desde la cual se envía a los visualizadores. Este proceso comienza con cada flanco ascendente de la señal de reloj.

Programando la EPROM

El contenido actual de la EPROM depende de la aplicación del circuito contador, y debe, por lo tanto, definirla cada usuario.

Los 8 Kbytes de la EPROM se imaginan mejor como 32 bloques de 256 bytes. Cada uno de esos bloques es direccionado mediante la aplicación de una palabra de datos particular (modelo) a las entradas de direccionamiento. Cuando los parámetros de control permanecen sin cambios, solamente la información aplicada a las entradas A0 a A7 determinan el estado de salida. Los cambios desde un estado a otros son función de los contenidos preprogramados del bloque en cuestión. Si, por ejemplo, se pulsa la tecla de RESet, el cambio al estado siguiente resulta en la lectura en el visualizador del 00.

Como ejemplo práctico de programación, la tabla 1 muestra los contenidos de la EPROM para un contador ascendente y un contador descendente con 60 estados cíclicos (el contador de segundos descrito anteriormente). Para un contador similar con 100 estados, las posiciones de memoria superiores a $1198 deben cargarse, con $1198 y $1199 con 99 y 00 respectivamente (función UP). De forma similar el contador descendente comienza en la posición $1200 con el dato 99 y con 98 en la posición $1299. La tabla 2 muestra un ejemplo más de la forma de programar la EPROM: en este caso se obtiene un contador ascendente-descendente de dos dígitos.

TODA LA MODERNA INFORMATICA EN 18 VOLUMENES

1
INFORMATICA BASICA/1

2
INFORMATICA BASICA/2

3
INFORMATICA BASICA/3

Curso de Informática general en tres volúmenes que describen todos los conceptos esenciales de forma didáctica y asequible. Desde el nacimiento de la informática, hasta la llegada de los modernos ordenadores personales. Desde las técnicas para el diálogo hombre/máquina, hasta las metodologías para el análisis de sistemas y aplicaciones.

4
ORDENADORES PERSONALES/1

5
ORDENADORES PERSONALES/2

Un completo y detallado estudio de los más avanzados ordenadores personales para uso doméstico, profesional y de gestión.

6
SOFTWARE PROFESIONAL Y DE GESTION/1

7
SOFTWARE PROFESIONAL Y DE GESTION/2

Procesadores de texto, hojas electrónicas, gestores de bases de datos, programas gráficos, paquetes integrados, software de comunicaciones... Más de 50 paquetes de software profesional y de gestión diseccionados, al alcance del lector.

8
CURSO DE BASIC/1

9
CURSO DE BASIC/2

10
CURSO DE BASIC/3

Curso practico de lenguaje BASIC, en tres volúmenes, adaptado a una gran variedad de ordenadores domésticos y profesionales.

11
LENGUAJES/1

12
LENGUAJES/2

Un exhaustivo y detallado estudio de los modernos lenguajes de programación para ordenadores personales. Todo lo que hay que saber para dial;ogar con el ordenador en lenguaje Pascal, Logo, Fortram, Cobol, "C", Forth, ADA...

13
PERIFERICOS PARA ORDENADORES/1

14
PERIFERICOS PARA ORDENADORES/2

Dos volúmenes dedicados al análisis en profundidad de los principales dispositivos periféricos y accesorios de expansión conectables al ordenador. Impresoras, monitores, teclados, trazadores gráficos, digitalizadores, unidades de disco, sistemas de cinta magnética...

15
SISTEMAS OPERATIVOS/1

16
SISTEMAS OPERATIVOS/2

17
EL MUNDO DE LA INFORMATICA

La informática ha calado en los más variados sectores de actividad, automatizando innumerables aplicaciones. A través del presente tomo de la obra se expone el papel que representa la informática en la sociedad moderna, analizando su presencia, efectos y consecuencias en múltiples campos de actividad.

18
DICCIONARIO INFORMATICO

Terminología, conceptos, normas de estandarización, productos informáticos... Todo el vocabulario de la ciencia informática reunido en un volumen de consulta rápida.

GRAN ENCICLOPEDIA **INFORMATICA**



NUEVA LENTE

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: _____

POBLACIÓN: _____ TELF: _____

CODIGO POSTAL: _____ PROVINCIA: _____

PRECIOS CON IVA INCLUIDO. OFERTA VALIDA UNICAMENTE EN ESPAÑA.

EDICIONES NUEVA LENTE, S. A.
C/BENITO CASTRO, 12-BIS (28028 MADRID)

En general, sólo los reproductores de discos compactos (CD) profesionales incorporan un circuito de regulación de la velocidad. Los modelos de gran público equipados con estos circuitos son muy pocos y además suelen gozar de un elevado precio. Presentamos esta vez un circuito que hace posible incorporar una unidad de regulación de velocidad a la gran mayoría de reproductores CD a una fracción muy baja del coste de una unidad profesional similar.

REGULADOR DE VELOCIDAD PARA REPRODUCTORES DE CD

El equipo descrito en el presente artículo es un accesorio para reproductores CD tal y como se puede encontrar en los modelos comerciales cuyo precio ronda las seis cifras. El regulador de velocidad propuesto se presenta al usuario bajo la forma de una simple caja pequeña, unida al reproductor de CD por medio de un cable blindado, que incorpora tres displays de 7 segmentos sobre los que aparece la variación de velocidad desde el +15 % al –20 % de su valor nominal de rotación y que se puede controlar manualmente con la ayuda de tres teclas: «Avance» para aumentar la velocidad, «Retroceso» para disminuir la velocidad e «Inicio» para volver a la velocidad normal.

En numerosos modelos de giradiscos existe un dispositivo de regulación fina de la velocidad de rotación a menudo bautizado como «pitch control» (control de tono, o de altura). En efecto, un disco analógico, es decir un viejo disco de vinilo, cuanto más rápido gira en comparación a su velocidad de rotación nominal, más aguda es la señal reproducida, e inversamente cuando se reduce la velocidad.

Lo mismo sucede con la velocidad de reproducción de las cintas magnéticas y cassettes. Para la mayor parte de los usuarios de estos aparatos, la calibración de la velocidad se hace de una sola vez por todas en la fábrica del equipo. Sin embargo, existen numerosos campos de utilización de aparatos de reproducción sonora en los cuales es necesario una disminución o una aceleración del ritmo.

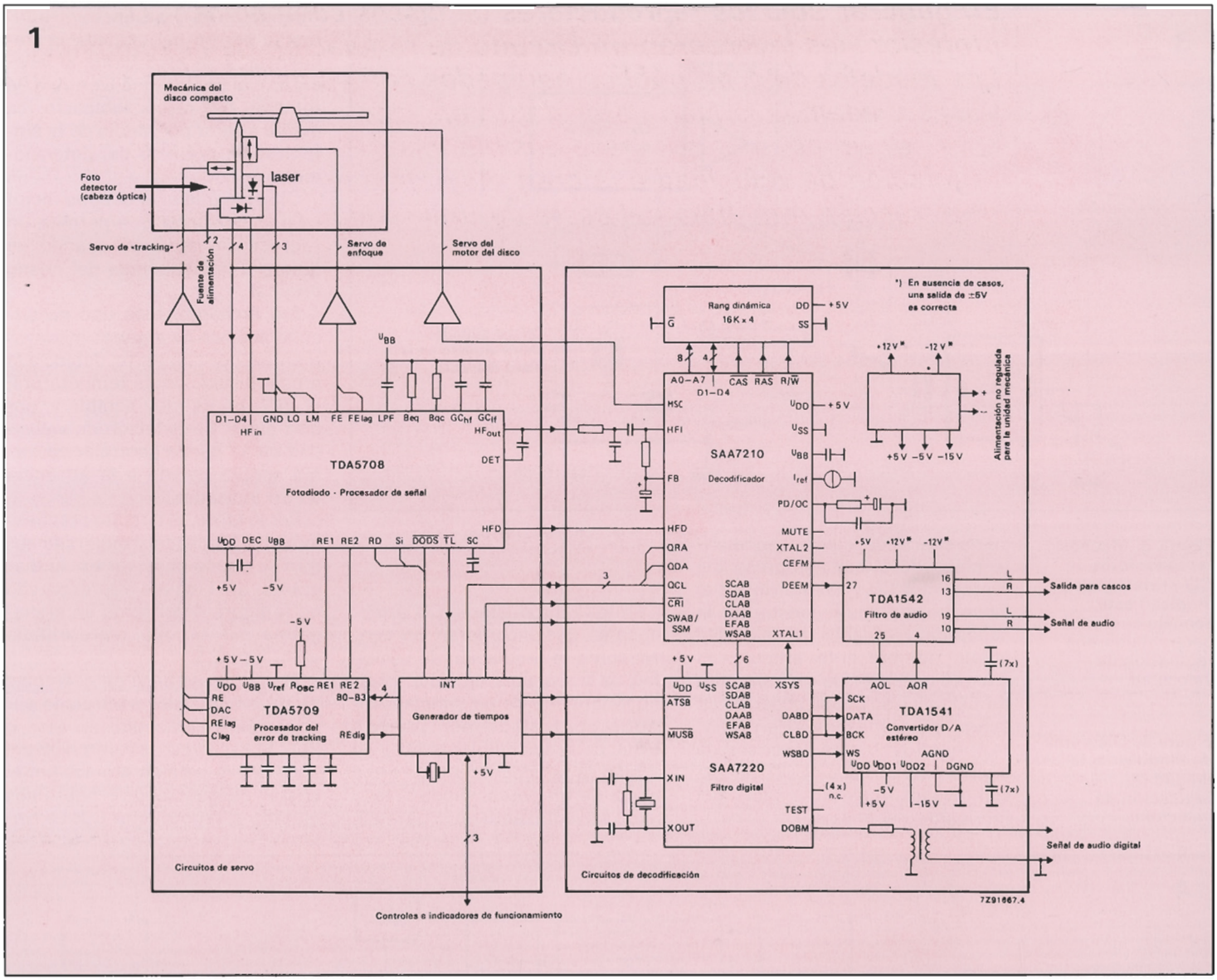
Citemos por ejemplo los estudios de sonorización de películas donde se adapta, acelerando o reduciendo, la longitud de una secuencia musical a la de una secuencia de imágenes dada; los estudios de danza donde se deben tener en cuanta las normas internacionales de tiempo, especialmente durante los concursos; así mismo, en el mismo género, está la gimnasia, el patinaje y todas las otras disciplinas en las que se evoluciona al son de la música.

Llegados a este punto podemos formularnos el siguiente par de preguntas: ¿basta con reducir la velocidad de rotación de un reproductor CD para alterar la música grabada? y ¿qué haría usted si se le propusiera actuar sobre la frecuencia del reloj del procesador de señal del reproductor CD para alterar el tono y el tempo de la música reproducida?

Si la respuesta a la segunda pregunta no está muy clara podemos garantizarle que sabemos que el regulador de velocidad que llevan de origen ciertos aparatos de alta calidad no hace otra cosa que controlar la frecuencia del reloj principal, aproximadamente como nosotros le proponemos hacer seguidamente. La idea es tan simple como inesperada: es genial.

El correcto funcionamiento de un reproductor de disco compacto (CD = «compact disc») está asegu-

1



rado por medio de un reloj central, controlado por cristal de cuarzo, que opera a una frecuencia de 11.2896 MHz. En el diagrama de bloques de un reproductor CD convencional (como por ejemplo el representado en la figura 1) este reloj está contenido en un circuito integrado que constituye un filtro digital (modelos SAA7220), pero el cristal de cuarzo es externo a este circuito integrado. El reloj no sólo controla el procesado de los datos tal como la decodificación, la corrección de errores o la conversión digital a analógica sino que también se encarga del control de los distintos motores incorporados en un reproductor CD.

En los reproductores CD menos sofisticados que el modelo Philips CD960 (modelo base de nuestra explicación y representado en la figura 1), no se emplea un filtro digital y el cristal de cuarzo se conecta directamente a las entradas XTAL del circuito integrado decodificador (en nuestro caso el modelo SAA7210).

Para los propósitos actuales debemos sentirnos afortunados dado que todos los circuitos de un reproductor CD continúan funcionando correctamente aun si se altera la frecuencia del reloj, aunque los motores giraran más rápidos o más lentos, dependiendo de si se incrementa o decrementa el valor de la frecuencia. Por lo tanto, en principio es bastante simple alterar la velocidad del motor que controla la rotación del disco compacto y de esta forma tener un control directo sobre el tono del sonido reproducido.

De acuerdo con la gran mayoría de fabricantes de reproductores CD, la frecuencia de reloj se debería mantener dentro del +/– 10 % del valor nominal, pero pruebas y ensayos sobre un gran número de reproductores CD han demostrado que son permisibles tolerancias mucho mayores.

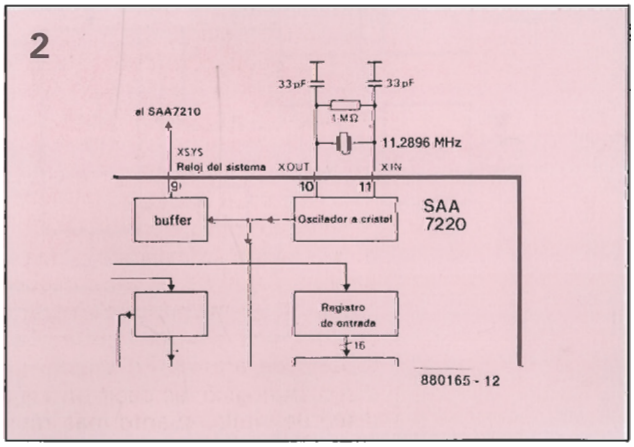
Sin embargo, con grandes desviaciones algunas funciones especiales tales como el avance y la búsqueda funcionan incorrectamente. En el circuito propuesto, la frecuencia del reloj se puede variar entre 9 MHz y 13 MHz sin ocasionar detrimento alguno sobre los circuitos electrónicos del reproductor CD.

Básicamente, todo lo que se requiere es quitar (desoldar) el cris-

Figura 1. Diagrama de bloques de un reproductor de CD típico (modelo Philips CD960).

Figura 2. Detalle del oscilador de reloj incluido en el filtro digital representado en el diagrama de bloques de la figura 1.

2



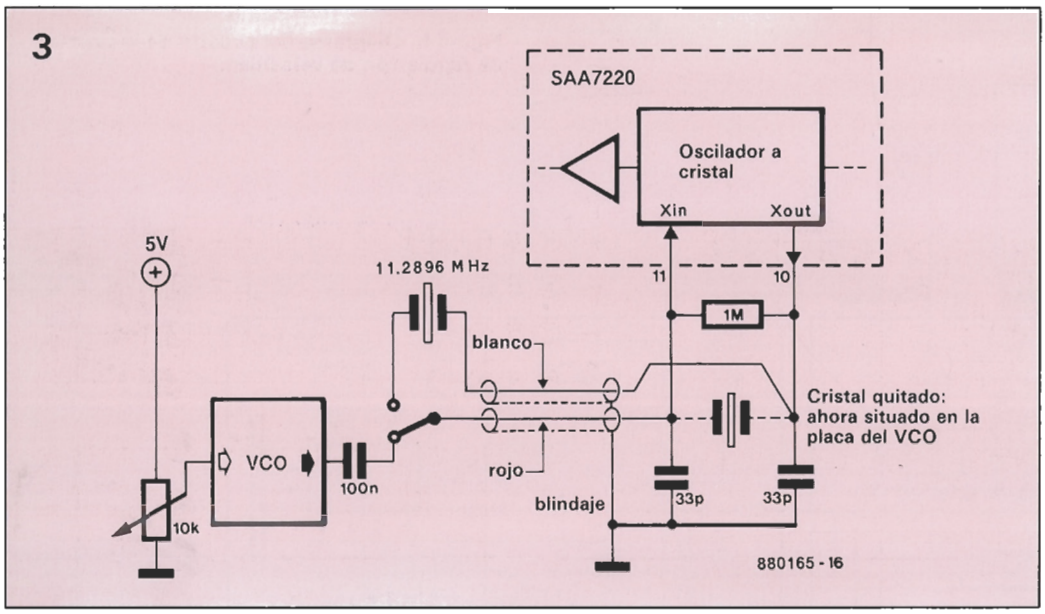


Figura 3. Muchos reproductores de CD profesionales emplean este sencillo circuito para obtener una regulación de velocidad.

Figura 4. Diagrama de bloques de la unidad de regulación de velocidad.

tal de cuarzo de la correspondiente placa de circuito impreso del reproductor CD y sustituirlo por el cable coaxial que constituye la salida del regulador de velocidad objeto del presente artículo. El circuito oscilador de un reproductor CD típico se puede observar en la figura 2. Debe tenerse en cuenta que la sustitución del cristal de cuarzo del reproductor CD comercial invalida la garantía inicial del fabricante del mismo.

Sintetizador a PLL

En los reproductores CD profesionales que incorporan un control sobre la regulación de velocidad, la frecuencia de reloj variable se obtiene de un simple oscilador controlado por tensión (VCO) de funcionamiento libre en el cual la tensión se varía con la ayuda de un potenciómetro, tal y como se representa en la figura 3.

Cuando el VCO se encuentra inmerso dentro del circuito, la frecuencia, y de esta forma la velocidad del motor que controla la rotación del disco compacto, se puede alterar por medio de la sintonización o ajuste del potenciómetro.

Observe que este circuito incluye un interruptor que permite un regreso instantáneo cuando se quiera a la frecuencia del cristal original.

Sin embargo, este tipo de circuito adolece de algunos inconvenientes: por una parte, debido a la propia disipación de temperatura, el VCO no es muy estable y, por otra parte, la variación de velocidad no se puede controlar de forma segura debido a la ausencia de un indicador.

Por lo tanto, el circuito propuesto se ha ampliado y mejorado según se puede observar en su diagrama de bloques representado en la figura 4 así como en el diagrama del circuito representado en la figura 5.

El circuito se basa en el empleo de un sintetizador controlado por un bucle enganchado en fase o PLL. El oscilador de referencia del sintetizador está controlado por el cristal de cuarzo que habremos quitado al reproductor CD. La fre-

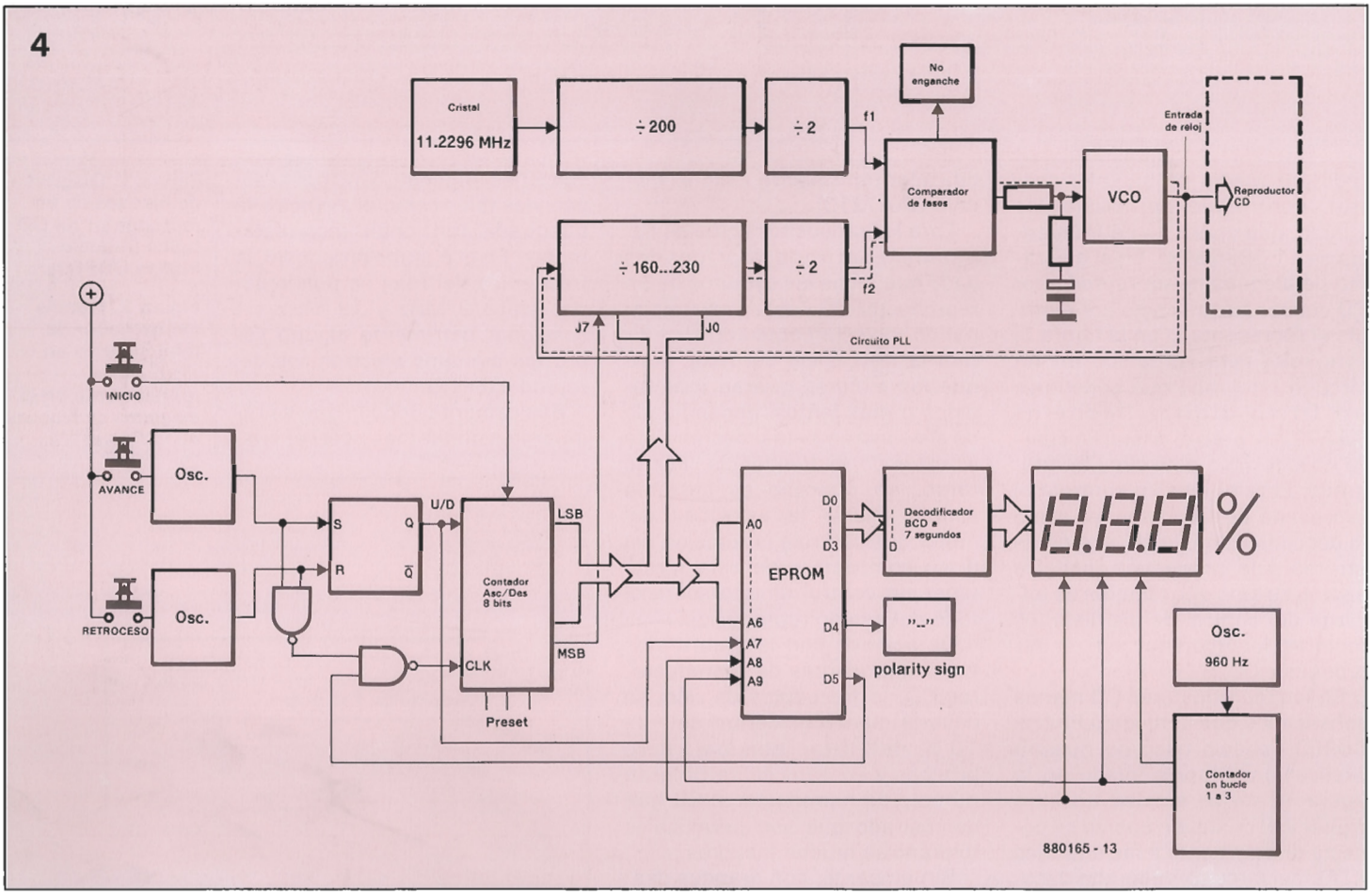
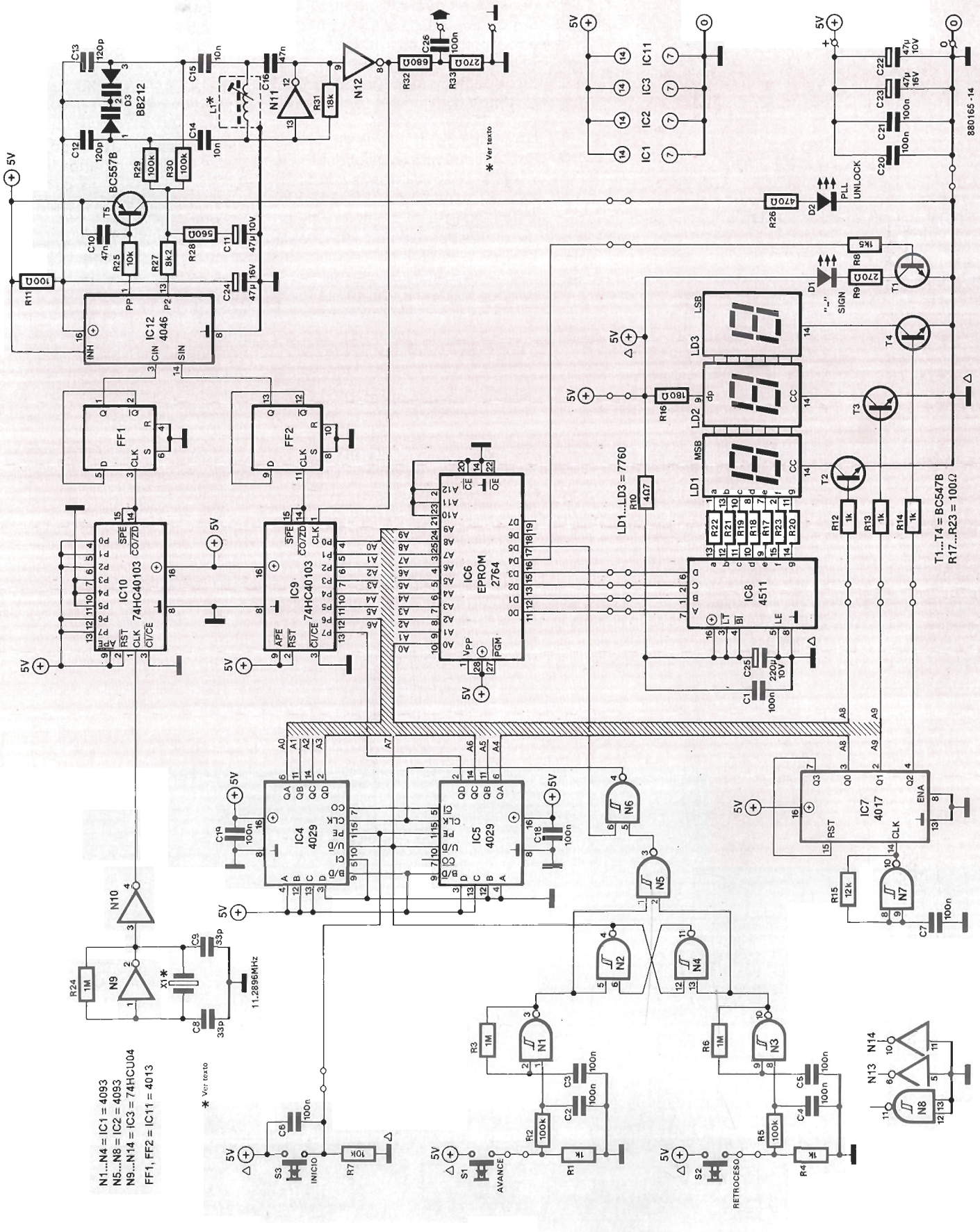


Figura 5. Diagrama del circuito de la unidad de regulación de velocidad.



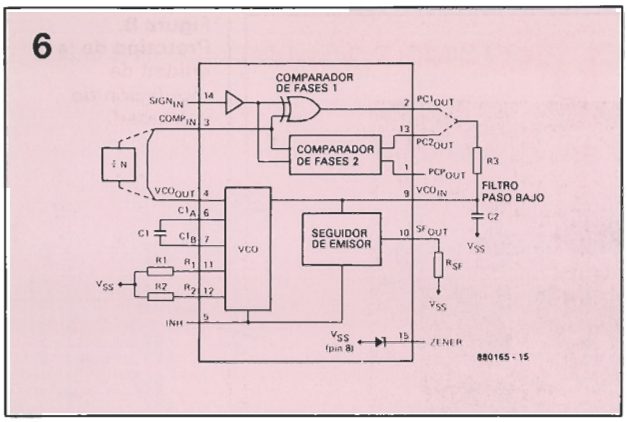


Figura 6. Diagrama interno del circuito comparador de fases modelo 4046.

cuencia del VCO se compara constantemente con la del oscilador de referencia y se la obliga a mantenerse en fase con ella. Este hecho se lleva a cabo dividiendo la señal de referencia por 400 y la señal del VCO por un factor comprendido entre 320 y 460. Cualquier desviación de la frecuencia del VCO se corresponde con la apropiada señal de corrección en el comparador de fases. Para indicar el estado del circuito PLL se ha incorporado un diodo LED, de tal forma que se activará cuando el PLL no esté enganchado. Con el PLL enganchado el funcionamiento del reproductor CD es tan seguro y estable como lo era antes de quitar el cristal de cuarzo de su posición original.

Sin embargo, incluso cuando el PLL no está enganchado (indicado por la activación del diodo LED) no ocurre ningún detrimento ya que el VCO entonces opera a su frecuencia de libre funcionamiento.

El divisor programable presente en el lazo de realimentación del VCO se activa con la ayuda de pulsadores miniatura que controlan un contador ascendente/descendente de 8 bits (IC4 e IC5). La salida de datos del contador de 8 bits puede de esta forma variar el factor de división del contador IC9 entre 160 y 230.

Así mismo, la salida del contador ascendente/descendente se conecta a las entradas de dirección de la memoria EPROM IC6. Esta memoria se emplea como un decodificador excitador de un display de tres dígitos. El código binario de salida del contador ascendente/descendente se convierte en pasos de 0.5 % sobre el display, es decir el código 11001000 representa el 00.0 %.

Comenzando desde una salida del contador de 11001000 (decimal 200), cada cambio de 1 bit (más o menos) origina un desplazamiento en el display de 0.5 %.

Asimismo, la memoria EPROM limita el desplazamiento de frecuencia al -20 % y al +15 % dado que su bit número 6 de salida (D5) se realimenta al bloque del contador ascendente/descendente.

Por otra parte, la memoria EPROM proporciona la indicación de polaridad de la siguiente forma: cuando la salida del contador ascendente/descendente se decrementa, el diodo D1 luce para mostrar el signo menos.

Puesto que el contenido de la EPROM se divide en tres grupos se ha empleado un circuito integrado modelo 4017 para multiplexar los segmentos de los tres display.

Además de los dos circuitos divisores principales del equipo (IC9 e IC10) existen dos biestables contenidos en el circuito integrado IC11 que sirven como medidor binario. Estos divisores aseguran que el comparador de fases se alimenta con auténticos pulsos cuadrados para evitar problemas en la comparación de fases.

El diagrama interno del circuito comparador de fases IC12 se representa en la figura 6. La constante de tiempo de la red R27-R28-C11 presente en el terminal número 13 del circuito determina el tiempo de regulación del circuito PLL. La tensión de regulación se aplica al doble diodo de capacidad variable (varicap) D3 presente en el circuito del VCO.

La frecuencia del VCO viene determinada por la red L1-C12-C13-D3. La configuración del oscilador es básicamente la misma que la empleada en el oscilador a cristal del reproductor CD original.

La señal del oscilador se aplica a través de un circuito inversor N12 al terminal de salida del circuito y al divisor IC9. El divisor de potencial presente en la salida y

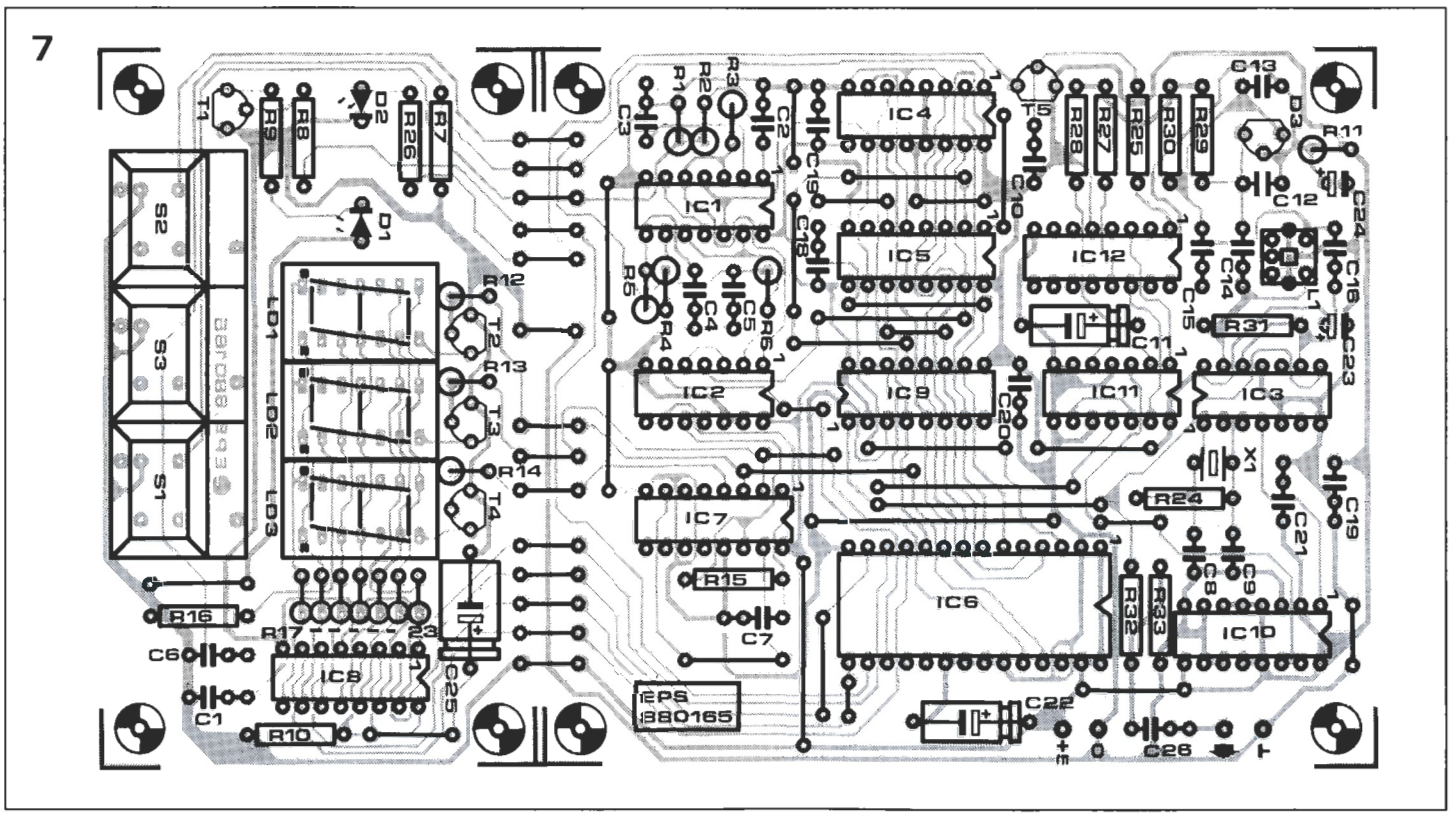


Figura 7. Circuito impreso de la unidad de regulación de velocidad.

8

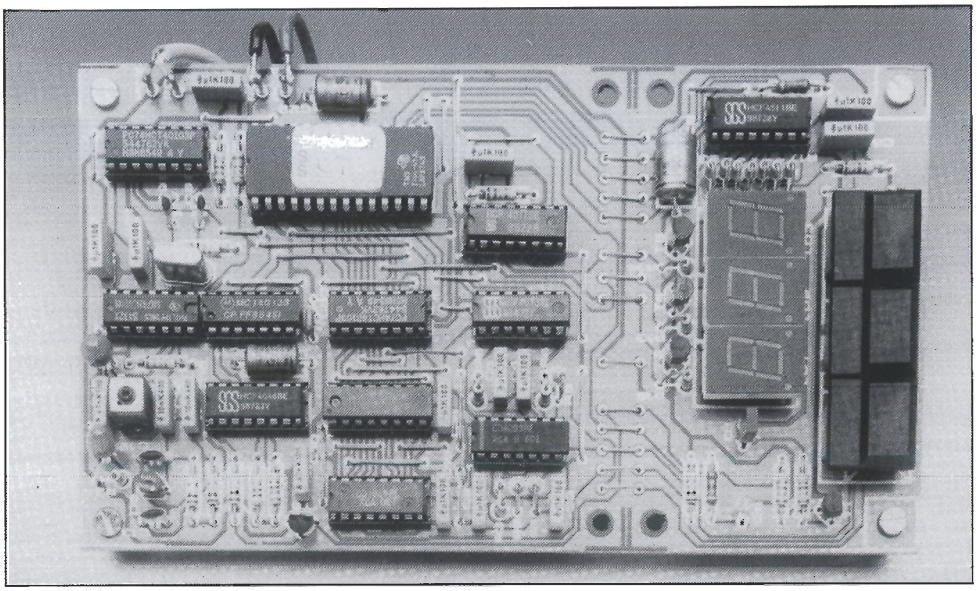


Figura 8. Prototipo de la unidad de regulación de velocidad.

formado por las resistencias R32 y R33 proporciona el adecuado nivel de salida al mismo tiempo que forma un filtro paso bajo con la ayuda de la capacidad del cable coaxial y del condensador presente en el terminal XIN del circuito integrado SAA7220 dentro del reproductor CD. Ambas medidas aseguran que la señal existente en el terminal número 11 del circuito integrado SAA7220 es realmente una onda sinusoidal de alrededor de 1 Vpp.

Consideraciones prácticas

Un sintetizador basado en un circuito PLL CMOS y funcionando entre el margen de 9 a 13 MHz sólo se puede realizar de forma apropiada en base al diseño de un cuidadoso y elaborado circuito impreso como el mostrado en la figura 7. Es esencial que las líneas de alimentación se desacoplen de forma correcta como, por ejemplo, las correspondientes al circuito VCO en base a la resistencia R11 y al condensador C24.

Dado que el regulador de velocidad para reproductores CD consume unos 220 mA, normalmente no será posible alimentarle a partir de la fuente de alimentación del reproductor CD. Sin embargo, una sencilla fuente de alimentación de 5 voltios será suficiente.

Observe que debido al empleo de altas frecuencias en los divisores incorporados en la sección del PLL éstos deben ser del tipo HC o HCT CMOS, mientras que el resto de los circuitos integrados pueden ser del tipo CMOS estándar.

El contenido de la memoria EPROM se muestra en la figura 9 para permitir a los potenciales lectores que deseen realizar el presente equipo la programación de la misma si es que no desean hacer uso del servicio ESS de Elektor.

La bobina L1 consta de 16 vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0.2 mm de diámetro bobinadas sobre una forma del tipo Neosid 7F1S. Los extremos de la bobina se soldarán a dos de los terminales de la base de la forma, los cuales a su vez se soldarán al circuito impreso.

La bobina se ajustará con la ayuda de una herramienta de ajuste no conductora. La bobina está ajustada correctamente si el diodo D2 de no enganche no luce en los extremos del margen de frecuencias (+15 % y -20 %).

Sin embargo, lo mejor es ajustar la bobina con la ayuda de un contador de frecuencias. De esta forma es posible ajustar la bobina hasta que la lectura sobre el display de tres dígitos (en %) sea igual a la obtenida en el conector (en MHz). Si el circuito PLL no está enganchado correctamente, la lectura sobre el contador de frecuencias será inestable y el diodo D2 se activará.

Con la bobina L1 ajustada correctamente, la regulación de tensión en el terminal número 13 del comparador de fases debe ser de alrededor de 0.5 V al 15 % de desplazamiento de frecuencia, y alrededor de 4.0 V al -20 %.

Asimismo, también es posible, cuando no se disponga de un contador de frecuencias, medir la tensión en bornas del diodo D2. Sin embargo, dado que se trata de una señal modulada por la anchura de los pulsos, se deberá emplear un multímetro de integración. (Por ejemplo, los polímetros digitales basados en el Intersil 7106/7107) situado en la escala de corriente continua. En ambos extremos del margen de frecuencias, la tensión continua en bornas del diodo D2 no debe ser mayor de 150 mV.

Si el diodo varicap D3 está fuera de tolerancia, por lo que los valores de desplazamiento de frecuencia correctos no se pueden obtener, se pueden modificar ligeramente los valores de los condensadores C5 y C6 (valor más pequeño = frecuencia más alta del VCO). En casos extremos, puede ser necesario incrementar el número de vueltas de la bobina L1 a 18 o incluso a 19.

Así mismo, también es posible alterar la frecuencia del oscilador modificando el contador ascendente/descendente. Con los pulsadores de avance o retroceso pulsados, la lectura sobre el display se incrementa o decrementa en pasos. La velocidad de cambio de estos pasos viene determinada

Lista de componentes

Resistencias (±5 %):
R_1;R_4;R_{12}...R_{14} incl. = 1KΩ
R_2;R_5;R_{29};R_{30} = 100K
R_3;R_6;R_{24} = 1MΩ
R_7;R_{25} = 10K
R_8 = 1K5
R_9;R_{33} = 27Ω
R_{10} = 4K7
R_{11} = 100Ω
R_{15} = 12K
R_{16} = 180Ω
R_{17}...R_{23} incl. = 100Ω
R_{26} = 470Ω
R_{27} = 8K2
R_{28} = 560Ω
R_{31} = 18K
R_{32} = 680Ω

Condensadores:
C_1...C_7 = 100n
C_8;C_9 = 33p
C_{10};C_{16} = 47n
C_{11};C_{22} = 47µ; 10 V
C_{12};C_{13} = 120p
C_{14};C_{15} = 10n
C_{18};C_{19};C_{21};C_{26} = 100n
C_{20} = 100n cerámico
C_{23};C_{24} = 47µ; 16 V; tántalo
C_{25} = 220µ; 10 V

Semiconductores:
D_1;D_2 = LED
D_3 = BB212*
IC_1;IC_2 = 4093
IC_3 = 74HCU04
IC_4;IC_5 = 4029
IC_6 = 2764
IC_7 = 4017
IC_8 = 4511
IC_9;IC_{10} = 74HC40103
IC_{11} = 4013
IC_{12} = 4046
LD_1...LD_3 incl. = Display LED de ánodo común
T_1...T_4 incl. = BC547B
T_5 = BC557B

Varios:
L_1 = Conjunto de bobina Neosid tipo 7F1S
S_1...S_3 incl. = Teclas (SIE o Digitast)
X_1 = cristal de cuarzo 11.2896 MHz.
EPS 880165

Figura 9. Contenido de la EPROM IC6.

9

```
0000:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0010:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF 10
0020:  35 30 35 30 35 30 35 30  35 30 35 30 35 30 35 30
0030:  35 30 35 30 35 30 35 30  35 30 35 30 35 30 35 30
0040:  35 30 35 30 35 30 35 20  25 20 25 20 25 20 25 20
0050:  25 20 25 20 25 20 25 20  25 20 25 20 25 20 25 20
0060:  25 20 25 20 25 20 FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0070:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0080:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0090:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF 30
00A0:  35 30 35 30 35 30 35 30  35 30 35 30 35 30 35 30
00B0:  35 30 35 30 35 30 35 30  35 30 35 30 35 30 35 30
00C0:  35 30 35 30 35 30 35 20  25 20 25 20 25 20 25 20
00D0:  25 20 25 20 25 20 25 20  25 20 25 20 25 20 25 20
00E0:  25 20 25 20 25 00 FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
00F0:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0100:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0110:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF 12
0120:  31 31 31 31 31 31 31 31  31 31 31 31 31 31 31 31
0130:  31 31 31 31 3F 3F 3F 3F  3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F
0140:  3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 2F  2F 2F 2F 2F 2F 2F 2F 2F
0150:  2F 2F 2F 2F 2F 2F 2F 2F  2F 2F 2F 21 21 21 21 21
0160:  21 21 21 21 21 21 FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0170:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0180:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0190:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF 32
01A0:  31 31 31 31 31 31 31 31  31 31 31 31 31 31 31 31
01B0:  31 31 31 31 3F 3F 3F 3F  3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F
01C0:  3F 3F 3F 3F 3F 3F 3F 2F  2F 2F 2F 2F 2F 2F 2F 2F
01D0:  2F 2F 2F 2F 2F 2F 2F 2F  2F 2F 2F 21 21 21 21 21
01E0:  21 21 21 21 21 01 FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
01F0:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0200:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0210:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF 10
0220:  39 39 38 38 37 37 36 36  35 35 34 34 33 33 32 32
0230:  31 31 30 30 39 39 38 38  37 37 36 36 35 35 34 34
0240:  33 33 32 32 31 31 30 20  20 21 21 22 22 23 23 24
0250:  24 25 25 26 26 27 27 28  28 29 29 20 20 21 21 22
0260:  22 23 23 24 24 25 FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0270:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0280:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
0290:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF 30
02A0:  39 39 38 38 37 37 36 36  35 35 34 34 33 33 32 32
02B0:  31 31 30 30 39 39 38 38  37 37 36 36 35 35 34 34
02C0:  33 33 32 32 31 31 30 20  20 21 21 22 22 23 23 24
02D0:  24 25 25 26 26 27 27 28  28 29 29 20 20 21 21 22
02E0:  22 23 23 24 24 05 FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
02F0:  FF FF FF FF FF FF FF FF  FF FF FF FF FF FF FF FF
```

880165 - 17

Figura 10. Unidad de regulación de velocidad conectada a uno de los reproductores CD empleados con el prototipo, un CD Philips modelo CD960.

Figura 11. Conexión del cable coaxial desde la unidad de regulación de velocidad a la tarjeta correspondiente del reproductor CD960 (Philips).

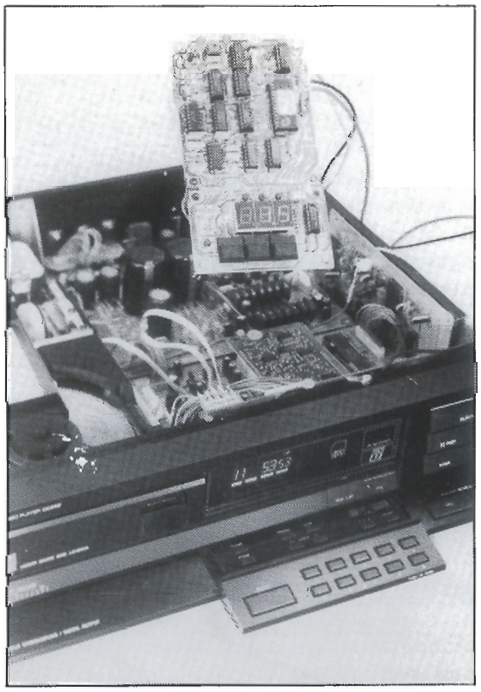
por la constante de tiempo R3-C3 o R6-C5. Con el incremento del valor de alguna de estas resistencias o condensadores la lectura sobre el display cambia más lentamente.

Si el tiempo de establecimiento de la tensión de alimentación es demasiado lento puede ocurrir que el valor del condensador C6 sea demasiado pequeño para efectuar el proceso de inicialización en respuesta a la presencia de la alimentación del circuito. Para solventar este pequeño problema o bien el valor del condensador C6 o el de la resistencia R7 se puede incrementar para lograr una mayor velocidad de respuesta (R7 se puede incrementar como máximo hasta 100 K).

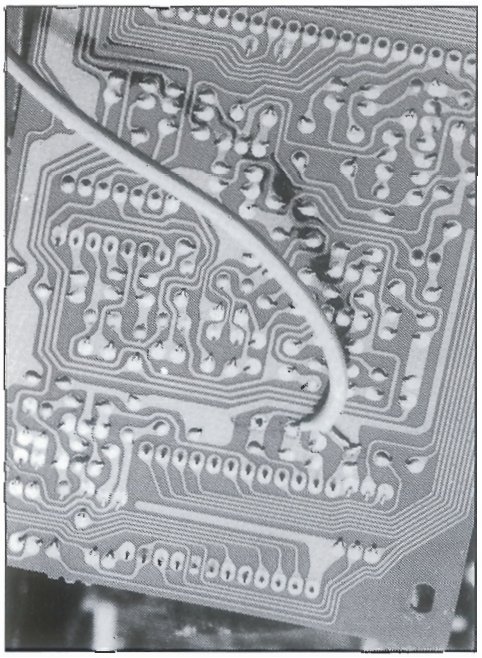
El circuito impreso de la figura 7 se puede cortar en dos circuitos independientes que separan el sintetizador y el display. De esta forma es posible, por ejemplo, situar la tarjeta de display (como en nuestro prototipo) dentro del reproductor CD detrás de una pequeña ventana para hacer posible la lectura frecuente del mismo.

Por supuesto, también es posible ubicar toda la unidad de regulación de velocidad para reproductores CD dentro de una caja metálica y conectar ésta al reproductor CD a través de un cable coaxial lo más corto posible. La caja metálica debe estar puesta a masa para evitar la radiación externa de la señal de reloj de 11 MHz.

10



11



RELACION DE LIBROS DE EDITORIAL

PARANINFO S.A.

OBRAS GENERALES

	PTAS
CONTROLADOR PROGRAMABLE PC 0085, Balcells	1.675
DIAGNOSTICO DE AVERIAS EN ELECTRONICA, Loveday	1.890
DICCIONARIO DE ELECTRONICA ESPAÑOL-INGLES, INGLES-ESPAÑOL, Amos	3.200
ELECTRONICA. (Fórmulas, Problemas, Tablas, C. Integrados), Borque	760
ELECTRONICA BASICA (5 tomos), School Council	
Tomo n.º 1	535
Tomo n.º 2	650
Tomo n.º 3	620
Tomo n.º 4	535
Tomo n.º 5	985
ELECTRONICA FACIL, Sastre	630
ELECTRONICA FISICA Y MICROELECTRONICA, Rosado	2.885
ELECTRONICA FUNDAMENTAL (7 tomos), Angulo	
Tomo n.º 1	600
Tomo n.º 2	880
Tomo n.º 3	710
Tomo n.º 4	525
Tomo n.º 5	945
Tomo n.º 6	1.310
Tomo n.º 7	840
ELECTRONICA MODERNA, Morris	1.155
ENCICLOPEDIA DE ELECTRONICA MODERNA (7 tomos), Angulo	
Tomo n.º 1	950
Tomo n.º 2	1.100
Tomo n.º 3	1.250
Tomo n.º 4	775
Tomo n.º 5	1.900
Tomo n.º 6	1.300
Tomo n.º 7 (en prensa)	
INTRODUCCIÓN A LA FIBRA OPTICA Y EL LASER, Safford	1.730
INGENIERIA ELECTRONICA, González BernaLDOX DE Quirós	2.045
INGENIERIA ELECTRONICA ASISTIDA POR COMPUTADOR, O'Reilly	2.100
LOCALIZACIÓN DE AVERIAS EN ELECTRONICA, Loveday	1.205
TECNOLOGIA ELECTRONICA, Gómez de Tejada	1.260
ROLDAN. Motores eléctricos. Automatismos de control	1.300
DESCHAMPS. Diseño sistemas digitales	1.600

ELECTRONICA DIGITAL

	PTAS
CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES Y COMPUTADORES, Woollard	1.155
ELECTRONICA DIGITAL, Dokter	1.375
ELECTRONICA DIGITAL PARA ELECTRICISTAS, Morris	1 100
ELECTRONICA DIGITAL MODERNA, Angulo	2.500
MEDIDORES DIGITALES, Perales	1.155
TECNICAS DIGITALES, Barrio	1.050

AMPLIFICACION

	PTAS
AMPLIFICADORES OPERACIONAI ES, García y Gutiérrez	945

MICROELECTRONICA

	PTAS
DICCIONARIO DE MICROELECTRONICA ESPAÑOL-INGLES/INGLES-ESPAÑOL, Plant	1.520
MICROELECTRONICA, Shelley	840
PRACTICAS DE MICROELECTRONICA Y MICROINFORMATICA, Angulo	1.365
PROYECTOS EN MICRO-ELECTRONICA, Thompson	760
MEMORIAS DE BURBUJAS MAGNETICAS, Angulo	2.360
MICROPROCESADORES DE 16 BITS, Angulo	1.785
MICROPROCESADORES DE 32 BITS, Angulo	1.785
MICROPROCESADORES, ARQUITECTURA, PROGRAMACION Y DESARROLLO DE SISTEMAS, Angulo	2.255
MICROPROCESADORES. CURSO SOBRE APLICACIONES EN SISTEMAS INDUSTRIALES, Angulo	2.520
MICROPROCESADORES. DISEÑO PRACTICO DE SISTEMAS, Angulo	2.310
MICROPROCESADORES. FUNDAMENTOS. DISEÑO Y APLICACIONES EN LA INDUSTRIA Y EN LOS MICROCOMPUTADORES, Angulo	3.150
MICROPROCESADORES Y MICROCONTROLADORES APLICADOS A LA INDUSTRIA, Torres	2.800

ROBOTICA

	PTAS
AUTOMATAS PROGRAMABLES, Simón	1.650
CURSO DE ROBOTICA, Angulo	3.100
GUIA FACIL DE ROBOTICA, Angulo y N.º	785
ROBOTICA Y PRACTICA, Angulo	1.965

OSCILOSCOPIOS

	PTAS
LOCALIZACION DE AVERIAS CON EL MODERNO OSCILOSCOPIO, Goodman	1.470
OSCILOSCOPIOS, (Funcionamiento y ejemplos de medición), Erk	1.520

CIRCUITOS-DIODOS-TRANSISTORES

	PTAS
CIRCUITOS INTEGRADOS, Hibberd	475
CIRCUITOS INTEGRADOS CMOS, Bernstein	1.205
CIRCUITOS INTEGRADOS, (Como utilizarlos), Warring	840
CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, (Sus aplicaciones), Torres	1.260
I.C. CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES, EQUIVALENCIAS, CON DESIGNACION DE PATILLAS, Muiderkring	1.260
CIRCUITOS INTEGRADOS, (Tecnología y Aplicaciones), Mazda	1.155
COMO DEBEN EMPLEARSE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS, Dehmichen	2.100
DIODOS EQUIVALENCIAS, (Diodos de zener, Tiristores, Triacs, Diacs, L.E.D.), Muiderkring	840
DIODOS Y TRANSISTORES, Lehmann	1.260
DISEÑO DE CIRCUITOS CON TRANSISTORES. Horn	2 500
DISEÑO DE CIRCUITOS DIGITALES TTL Y CMOS, Erustes	1.450
1001 CIRCUITOS ELECTRONICOS PRACTICOS, Tab Books	1.860
SELECCION DE SEMICONDUCTORES DE POTENCIA, Van Deven	850
SELECCION DE CARACTERISTICAS DE TRANSISTORES, Van Deven	850
SEMICONDUCTORES. TABLA «poster», Paraninfo	160
TRANSISTORES EQUIVALENCIAS, Muiderkring	760
TTL. CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 1)	1.520
TTL. CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITALES, Muiderkring (parte 2)	1.680

APLICACIONES

	PTAS
ALARMAS CONTRA ROBOS, Capel	1.040
ALARMAS DE FACIL MONTAJE, Estrada	945
40 MONTAJES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES BI-FET, BIM OS, CMOS, Schreiber	890
INTERFONOS Y TELEFONOS, Gueulle	1.050
MONTAJES ELECTRONICOS DE ALARMA, Juster	525
MONTAJES ELECTRONICOS DE INICIACION, Fighiera	735
OPTOELECTRONICA APLICADA, Cárter	1.155
OSCILADORES Y MULTIVIBRADORES ELECTRONICOS, Sastre	830
SISTEMAS REALIMENTADOS DE CONTROL, D'Azzo	2.750
ULTRASONIDOS, Cracknell	1.260

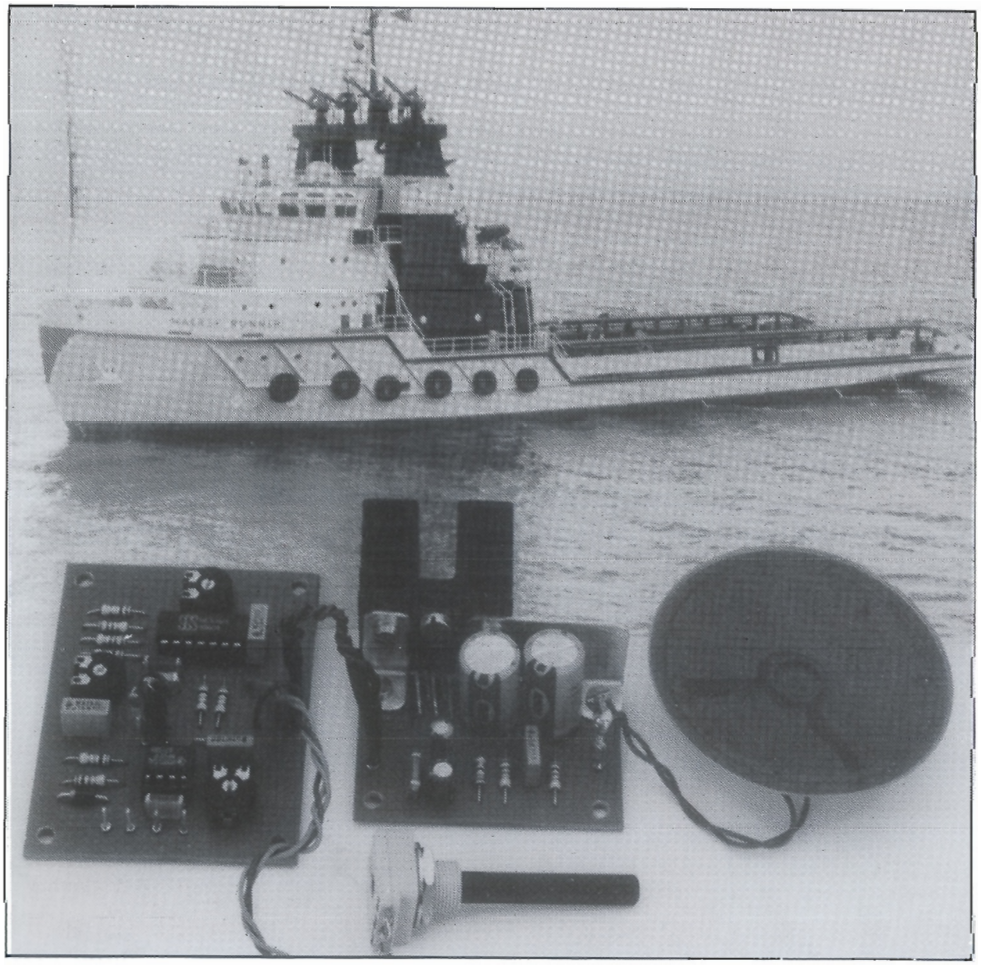
ENERGIA SOLAR

	PTAS
ENERGIA SOLAR, (Bases y aplicaciones), Cobarg	1.155
CALOR SOLAR EN SU CASA, Adams	1.100

BUSQUE BOLETIN DE PEDIDO EN PAGS CENTRALES Y ENVIELO HOY MISMO

Un circuito de bajo coste que imita el sonido de un motor Diesel de gran potencia de 10 o 20 cilindros para los modelos a escala de mediano tamaño, como por ejemplo guardacostas o barcos del servicio contraincendios. Para obtener un efecto realista en los modelos a escala, el diseño se completa con un potente amplificador de BF, y modifica el sonido generado tanto en su frecuencia como en su apariencia en función de la velocidad del motor.

GENERADOR DE SONIDO DIESEL PARA MAQUETAS DE BARCOS



El sonido básico de un motor Diesel al ralentí como el de los barcos marinos de mediano tamaño es un zumbido de baja frecuencia con un lento redoble que es inaudible periódicamente perteneciente al sonido silbante producido por el sistema de escape. Según el motor corre más deprisa, la frecuencia del sonido básico aumenta, y es menos afectada por los otros sonidos.

Sonido de un motor al ralentí

El esquema del circuito de la figura 1 muestra que el generador de sonido se encuentra construido en torno a tres generadores de onda cuadrada. Dos de esos generadores proporcionan el sonido del motor al ralentí, el tercero se encarga de los efectos relacionados con el aumento de velocidad.

El sonido de ralentí es generado por el temporizador IC1, un 556 configurado como un multivibrador estable doble. La frecuencia de oscilación de ambos generadores es determinada por las redes R-C conectadas a las pati-

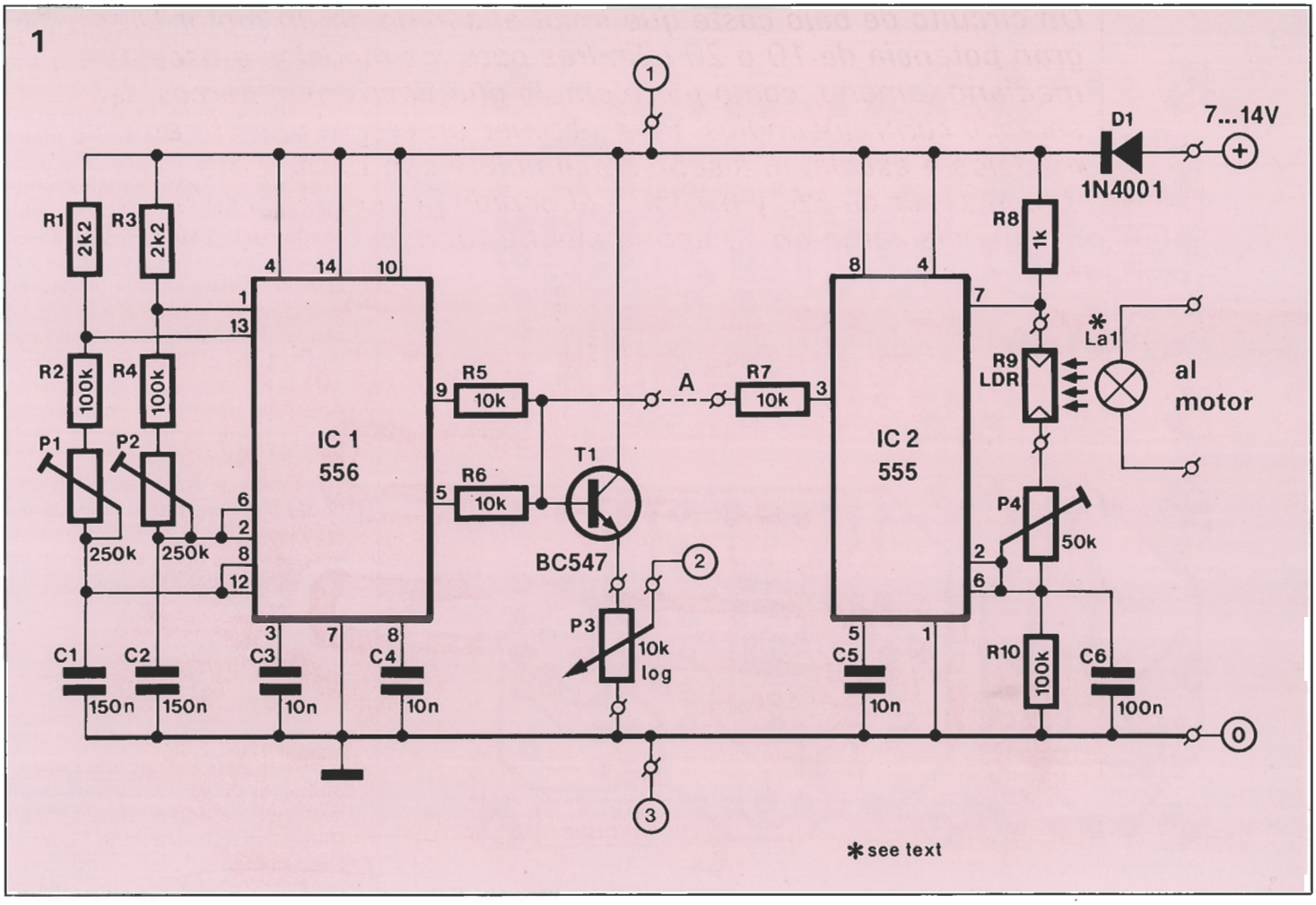


Figura 1. El esquema del circuito del generador de sonido Diesel.

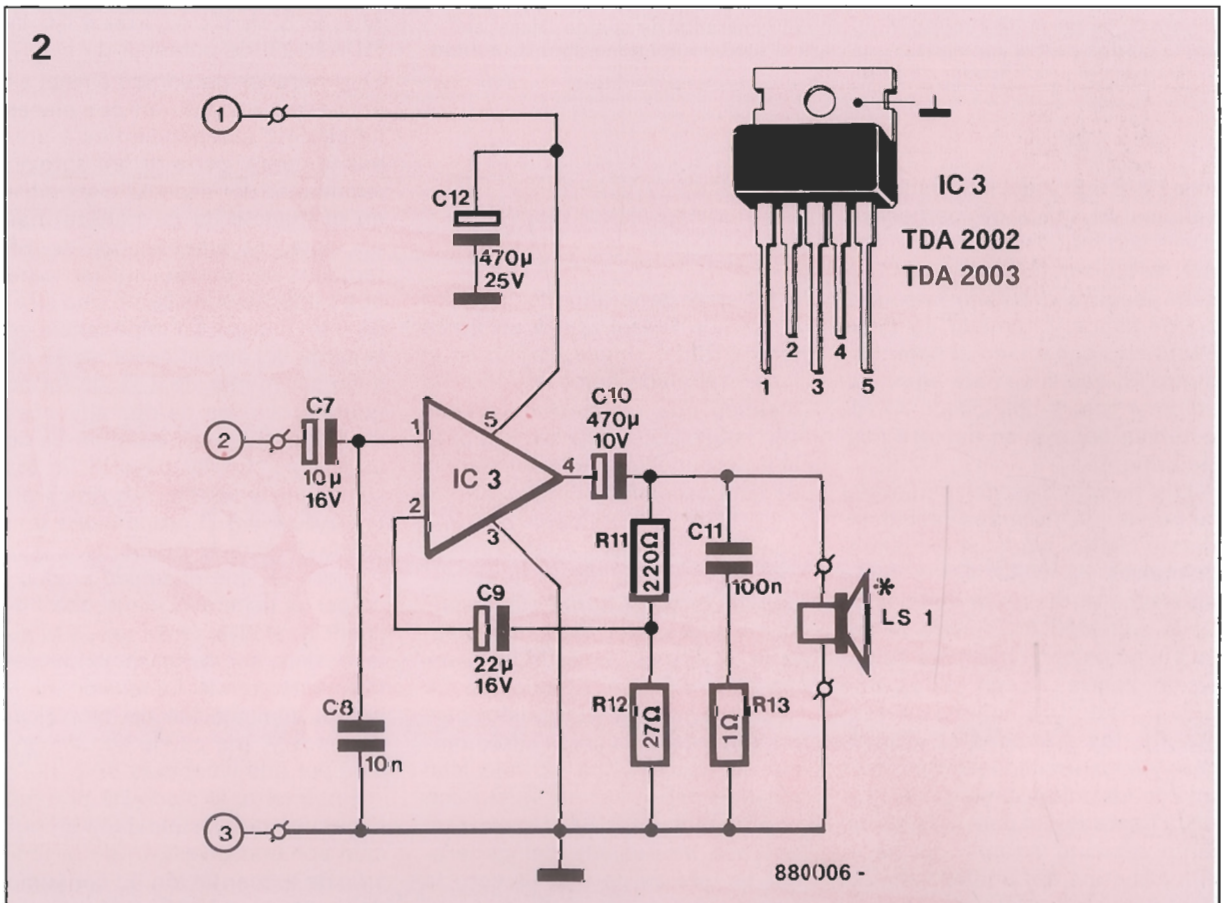


Figura 2. Esquema del circuito amplificador BF monochip.

3

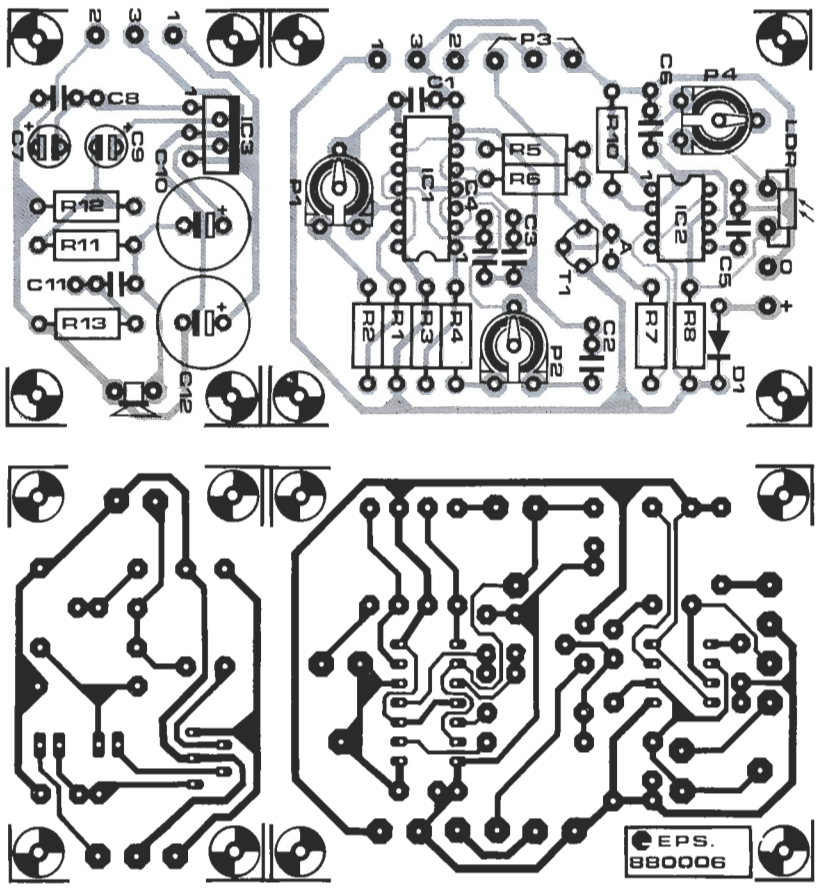


Figura 3. La placa de circuito impreso del generador de sonido Diesel se corta en dos partes separadas, una para el módulo del generador de sonido y otra para el amplificador de potencia.

Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R_1;R_3 = 2K2
R_2;R_4;R_{10} = 100K
R_5;R_6;R_7 = 10K
R_8 = 1K
R_9 = LDR03 o equivalente
R_{11} = 220
R_{12} = 27
R_{13} = 1R
P_1;P_2 = 250K H
P_3 = 10K Potenciómetro logarítmico
P_4 = 50K ajustable H

Condensadores:
C_1;C_2 = 150n
C_3;C_4;C_5;C_8 = 10n
C_6;C_{11} = 100n
C_7 = 10μ; 16 V; axial
C_9 = 22μ; 16 V; axial
C_{10};C_{12} = 470μ; 25 V; axial

Semiconductores:
D_1 = 1N4001
IC_1 = 556
IC_2 = 555
IC_3 = TDA2002 o TDA2003 (ver texto)
T_1 = BC547

Varios:
Disipador para TDA2002 o TDA2003.
Ls_1 = 4º altavoz 4W
La_1 = lámpara, ver texto
EPS 880006 (no disponible en el servicio EPS)

llas 12/8 y 6/2 del integrado. Las señales de salida de los generadores son mezcladas en un seguidor de emisor formado por T1, el cual asegura una baja impedancia de salida. El emisor de T1 se encuentra conectado al potenciómetro P3 que sirve para ajustar el volumen del amplificador AF de potencia del que se hablará posteriormente.

Las frecuencias del generador se pueden seleccionar individualmente con la ayuda de los potenciómetros P1 y P2. Estos serán ajustados antes de la instalación de la conexión A. Primero se colocan los potenciómetros a su posición central, luego se ajustan para conseguir la mínima diferencia de las frecuencias (batido cero) de los osciladores. Entonces uno de los potenciómetros se reajusta ligeramente para obtener un lento zumbido variable. Se necesita experimentar un poco en este punto para lograr el sonido que se desea.

Aumentando las revoluciones

El tercer generador del imitador de sonido Diesel utiliza un único temporizador simple, el 555 en el lugar señalado como IC2. Se ha incluido una resistencia variable con la luz (LDR) en la red R-C para la determinación de la frecuencia de este oscilador.

La LDR es iluminada por una pequeña bombilla, cuya intensidad es una medida de la velocidad del motor. Cuanto más deprisa corre el motor, más luz detecta la LDR, y mayor es la frecuencia de oscilación. El valor de C4 se puede adaptar a los gustos particulares de cada uno. La frecuencia de oscilación a la velocidad máxima del motor se ajusta con el potenciómetro P4. Una característica interesante del generador es que se para si es cero la tensión del motor. Esto se logra mediante R10 que pone la entrada del oscilador a masa cuando no se encuentra iluminada la LDR, y representa una muy alta resistencia.

Evidentemente, la lámpara conectada en paralelo con el motor debe ser de la tensión adecuada y de un consumo relativamente bajo para evitar un consumo indeseado de la batería instalada en el barco a escala. La bombilla y la LDR se deben instalar juntas en una carcasa resistente a la luz; un pequeño receptáculo realizado con láminas de plástico es suficiente para la mayoría de las aplicaciones. Alternativamente el «optoacoplador» se puede realizar con la ayuda de cinta aislante opaca.

A través de R7, la señal de salida de IC2 alimenta la entrada del mezclador T1. El sonido compuesto deseado se obtiene sumando las tres señales del oscilador.

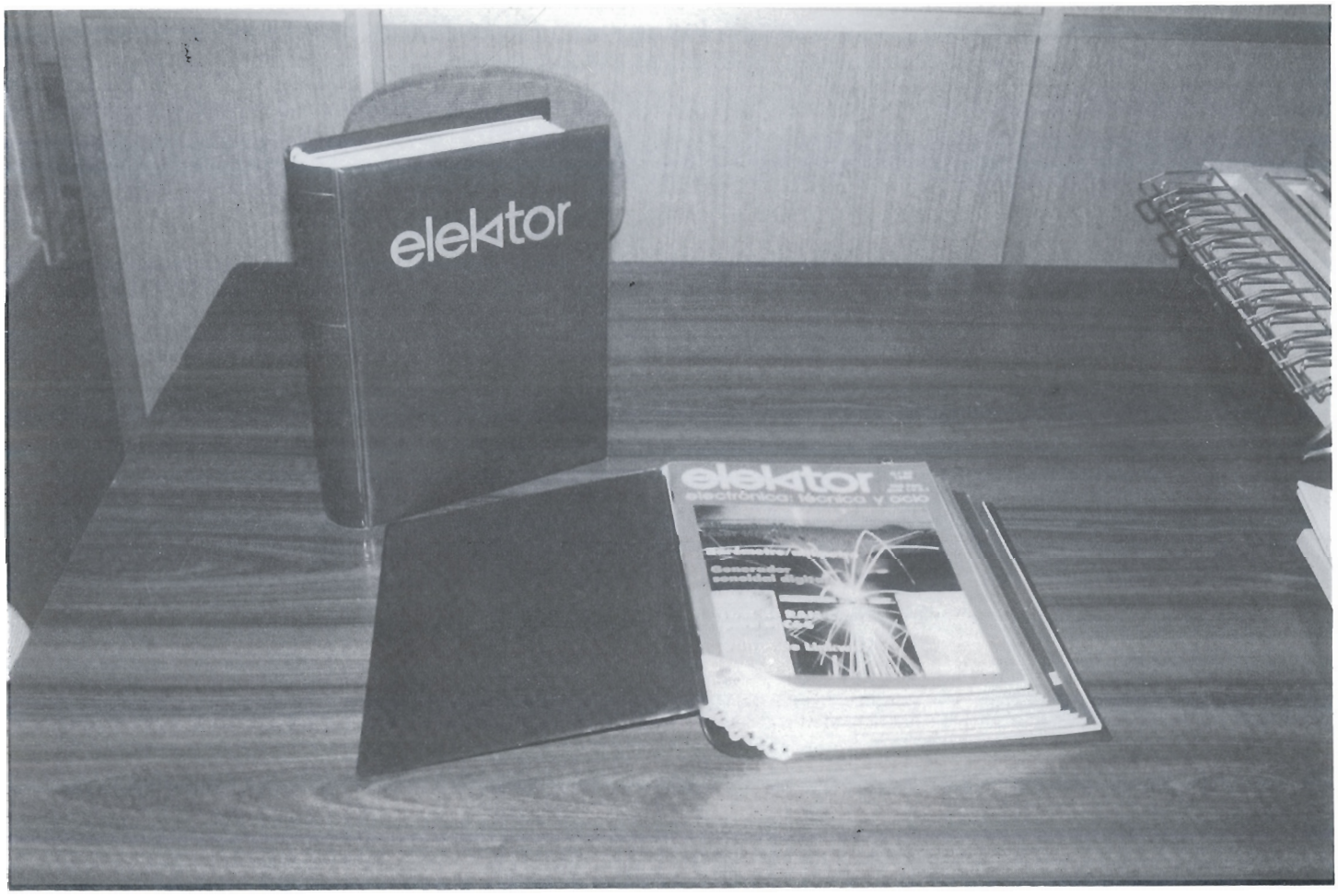
Un amplificador separado

El esquema del circuito del amplificador BF para el circuito de simulación de sonido de un motor Diesel, se muestra en la figura 2. Esta unidad se encuentra construida en una placa separada de circuito impreso, y puede suministrar 8 W (TDA2002) o 10 W (TDA2003) de potencia de salida. El generador de sonido Diesel se encuentra dividido en dos placas de circuito independientes a propósito, para permitir el aprovechamiento del espacio disponible en el modelo de la manera más eficiente. El amplificador de BF también se puede utilizar para otras aplicaciones como una sirena o un silbato. La impedancia de la carga del amplificador de AF no debe ser menor de 2 Ω, de forma que la conexión de dos altavoces de 4 Ω en paralelo es el límite de lo posible. En la mayoría de los casos, sin embargo, un único altavoz de 4 y 8 Ω proporciona una salida de sonido suficiente.

Fíjese en que el sonido producido por el generador tiene una frecuencia relativamente baja, y el altavoz debe ser de un tamaño relativamente grande. La tensión mínima de alimentación del amplificador es 8 V; ¡no puede ser alimentado por una batería de 6 V!

Finalmente el diodo D1 protege el circuito del posible daño producido por una inversión de la tensión de alimentación. El consumo de corriente a 12 V es de, aproximadamente, unos 300 mA.

UN SITIO PARA CADA REVISTA...



... Y CADA REVISTA EN SU SITIO

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

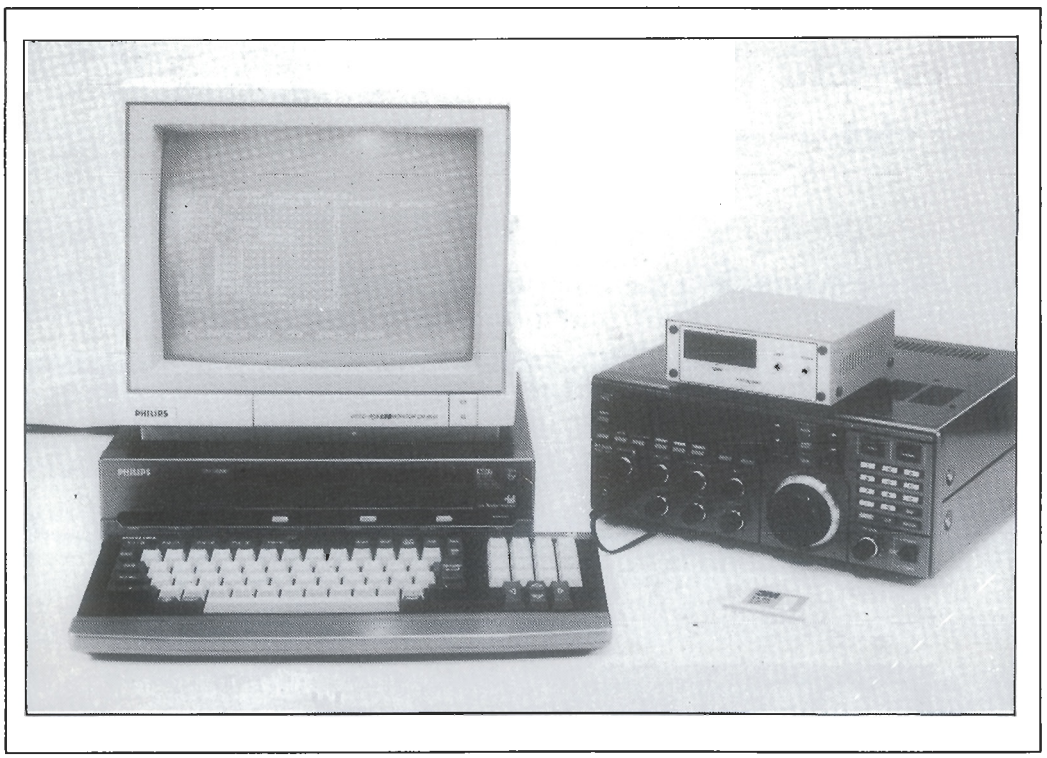
Elektor ha diseñado este estuche para que Vd. pueda conservar sus revistas perfectamente ordenadas sin que ello le impida consultarlas fácilmente.
En su casa, en su biblioteca, en su laboratorio, el estuche anual le permitirá encontrar rápidamente el número en el que se publicó la información que necesita en ese momento. A la vez su colección de **elektor** estará perfectamente protegida.
El estuche puede pedirlo directamente a **elektor,** Pza. República del Ecuador, 2, 28016 Madrid, utilizando la tarjeta de pedido correspondiente.

995 ptas.

IVA INCLUIDO

El resultado de la pasada encuesta entre los lectores ha confirmado la popularidad de la construcción de montajes y de los artículos informativos sobre todos los aspectos de las telecomunicaciones modernas. En particular, el RTTY es un buen tema; y por buenas razones; ya que la combinación de unos simples circuitos y un ordenador ofrece muchas ventajas frente a las máquinas de telex antiguas.
Además de un convertidor de telex de bajo costo con indicación de la sintonía y un potente software de decodificación, presentamos un generador AFSK, asíncrono de precisión, para los radioaficionados que están en posesión de la licencia para transmitir en RTTY.

RECEPCIÓN Y TRANSMISIÓN DE RADIOTELETIPO



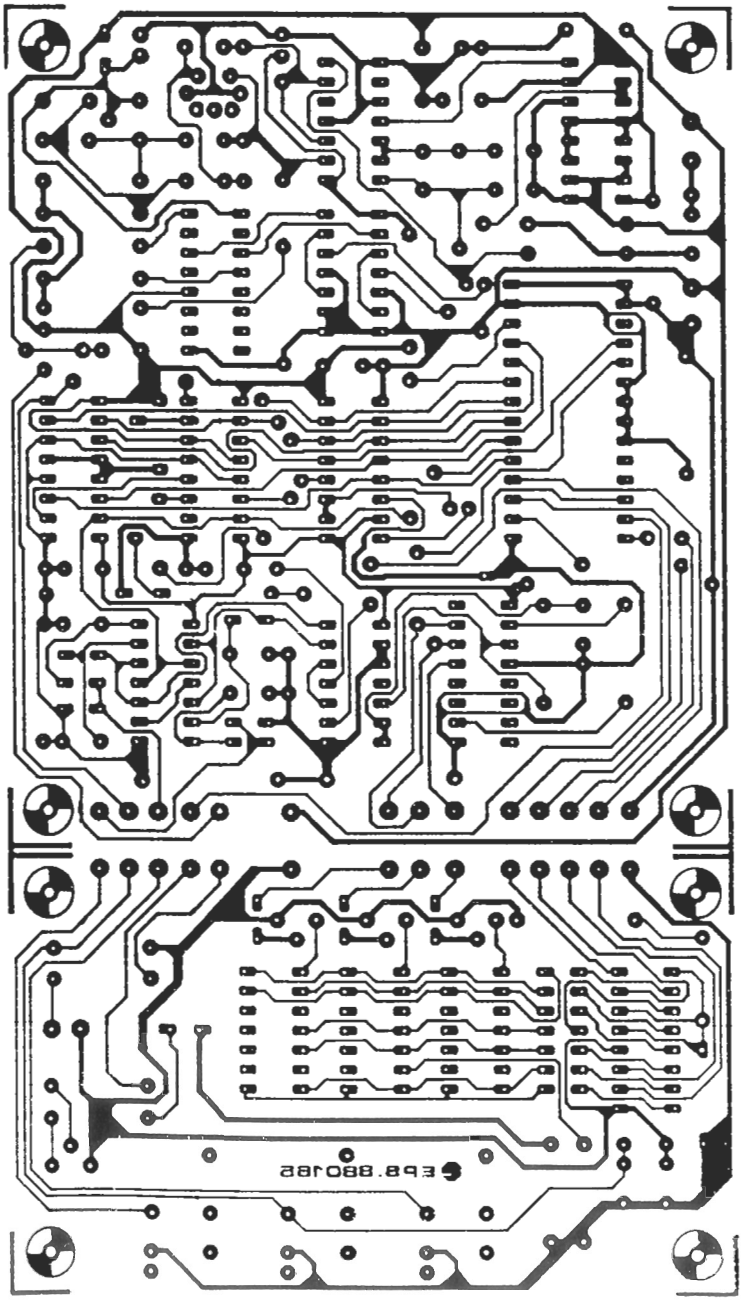
Si no ha trabajado en telex por temor a los complejos circuitos, este es el momento de dar un paso decisivo hacia el fascinante mundo de las comunicaciones de larga distancia donde se encuentran los mensajes creados por las agencias de prensa, radioaficionados, ayudas a la navegación, estaciones meteorológicas y estaciones de servicios de las bandas de onda corta. En este artículo se asume que el lector se encuentra familiarizado con el concepto de RTTY, pero se considera conveniente dar un corto repaso al formato de los datos serie.

Código BAUDOT y FSK

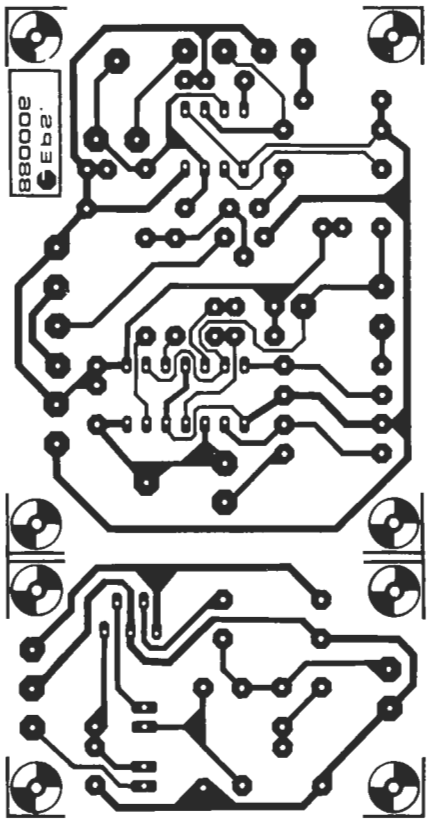
La información está compuesta por caracteres que son transmitidos de forma secuencial en el formato que muestra la figura 1. Una

EPS

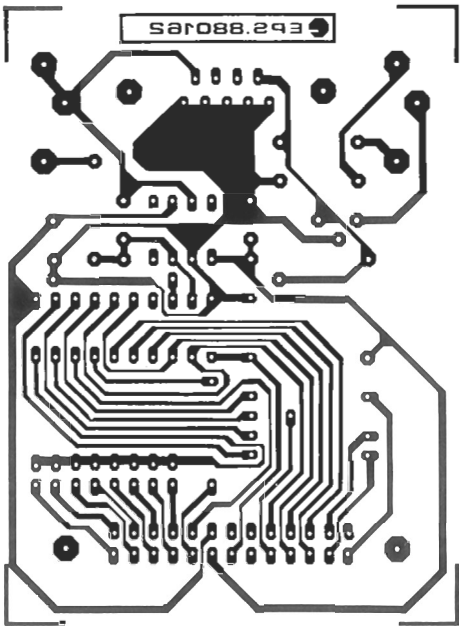
Para la realización de los circuitos impresos de **ELEKTOR** se pueden emplear los productos **INELECK-KF** (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



EPS 880165 Regulador de velocidad para reproductores de CAD



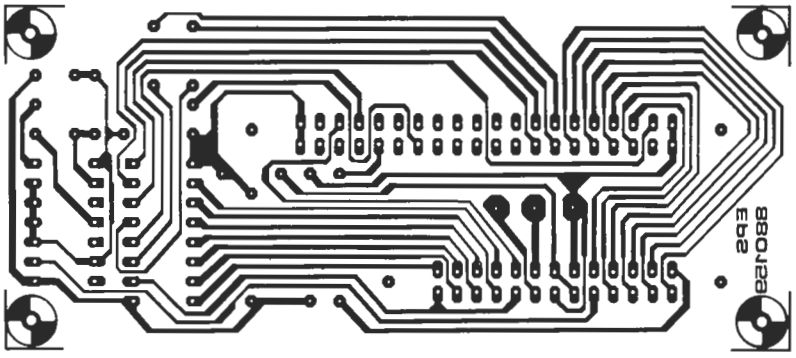
EPS 880006 Generador de sonido diesel para maquetas de barcos



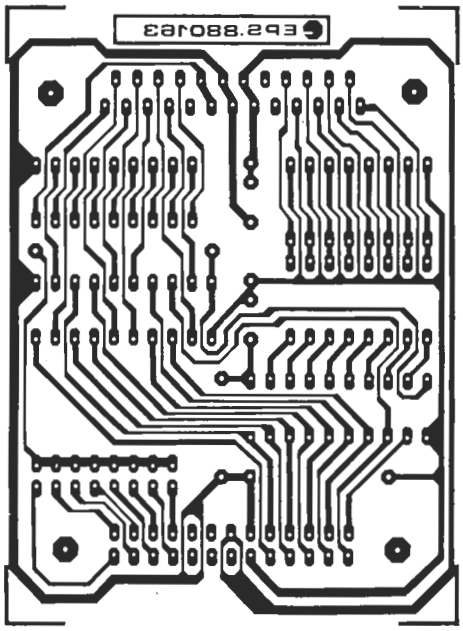
EPS 880162 Módulos periféricos para el ordenador BASIC: Módulo de salida analógica

EPS

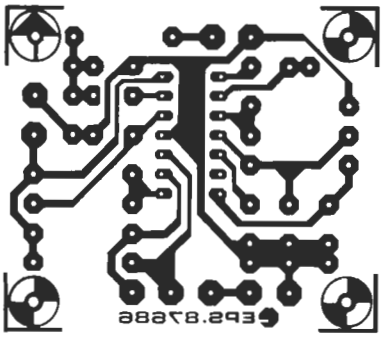
EPS



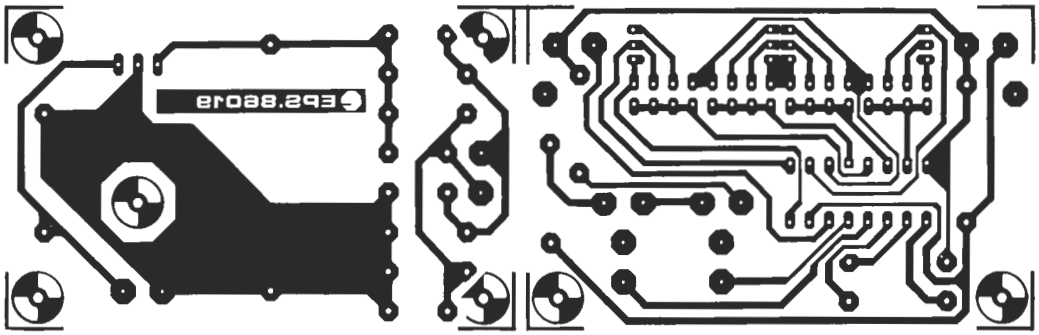
EPS 880159 Módulo periférico para el ordenador BASIC: Decodificador direcciones



EPS 880163 Módulos periféricos para el ordenador BASIC: Módulo de E/S digital



EPS 87686X Decodificador RTTY: decodificador



EPS 86019 Decodificador RTTY: alimentación e indicación de sintonía

EPS

palabra de datos está compuesta por 7 bits:

* 1 bit de inicio, el cual suele ser bajo.
* 5 bits de datos, los cuales representan el carácter.
* 1 bit de parada, cuya duración es de 1,5 ×T, siendo T la duración del bit de inicio y de datos.

Los cinco bits de datos permiten la utilización de 32 (2 elevado a 5) combinaciones posibles. Pero sin embargo, en el alfabeto hay 26 letras, 10 números, y cierta cantidad de signos de puntuación y símbolos, de forma que las 32 posibilidades pueden parecer demasiado pocas. Una solución a este problema la ofrece el sistema Baudot, el cual reserva un código para diferenciar las letras por un lado y los números y los signos de puntuación por el otro.

Esto significa que una combinación de bits de datos puede representar tanto una letra como un número, dependiendo del código de selección de grupo, el cual se transmite tras pulsar la tecla de letras o figuras de la máquina de teletipo («Caps Lock», la tecla de bloqueo de mayúsculas en una máquina de escribir).

Las combinaciones de bits del sistema Baudot se encuentran listadas en la tabla 1 para su consulta. Se debe notar que hay muchos otros sistemas y estándares para la transmisión por RTTY, con variaciones en los formatos de transmisión, duración de los pulsos y combinaciones de bits. Pero sin embargo, la mayoría de las estaciones de telex utilizan el código Baudot.

La velocidad de la transmisión de RTTY se denomina *baud rate* (velocidad en baudios). Se define como el número de bits transmitidos por segundo. Por ejemplo, una estación de 75 baudios puede transmitir cerca de 11 caracteres por segundo. En la banda de onda corta, la modulación que más se suele usar para la transmisión de RTTY es (FSK) o modulación por desplazamiento de frecuencia; dependiendo del nivel lógico del bit (marca o espacio), se trasmite la frecuencia f1 o la f2. La diferencia entre estos dos frecuencias se llama *shift* (desplazamiento).

La figura 2 resume lo anterior mostrando las unidades requeridas para la transmisión por radio de mensajes telex. Este artículo tratará sobre la construcción del convertidor de RTTY, el generador AFSK e impresión. La última función está asumida por un ordenador ejecutando un avanzado programa que es capaz de decodificar RTTY a unas cuantas velocidades estándar en baudios.

Convertidor de RTTY basado en PLL e indicación de sintonía

La misión del convertidor de RTTY es traducir las marcas y espacios recibidos en los niveles lógicos adecuados. Para mantener el circuito lo más sencillo posible sin comprometer la versatilidad, se decidió realizarlo en torno a un bucle de enganche de fase integrado, el RX2211 de Exar.

El funcionamiento del convertidor queda explicado mejor con la referencia a la circuitería interna del XR2211 mostrada en la figura 4, y el esquema del circuito de la figura 5. Fíjese que los círculos pequeños con números de la figura 4 son las patillas del integrado (las resistencias y los condensadores son componentes externos). Básicamente, el bucle de enganche de fase intentará mantener la frecuencia del oscilador controlado por tensión interno (VCO) igual a la de la señal de entrada. Las dos frecuencias serán comparadas por el detector de cuadratura y/o por el detector de bucle y la señal de error producida, se emplea para controlar (sintonizar) el VCO hasta que la diferencia entre la frecuencia del VCO y la frecuencia de entrada es cero. Por lo tanto, la señal de control del VCO, es un medida de la frecuencia

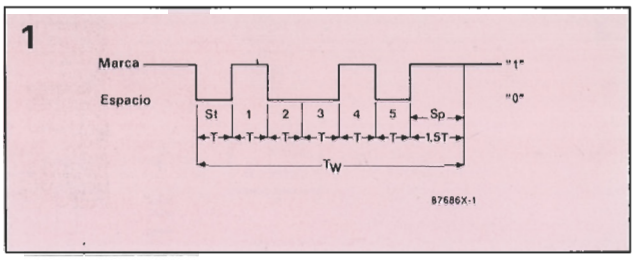


Figura 1. Transmisión serie de un carácter RTTY.

Figura 2. Transmisión y recepción de radioteletipo.

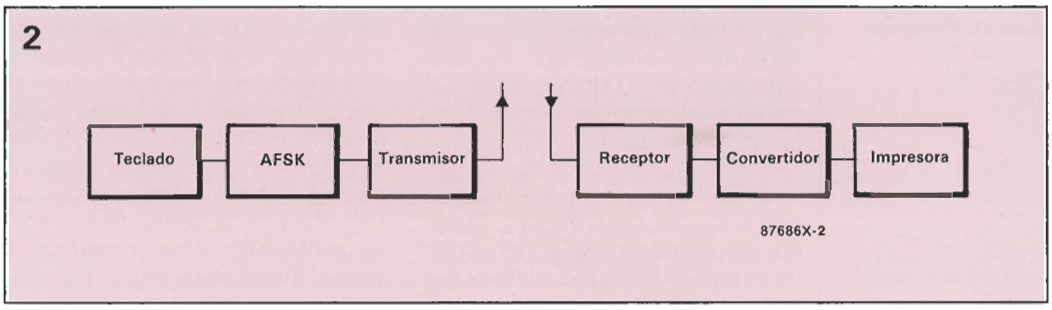
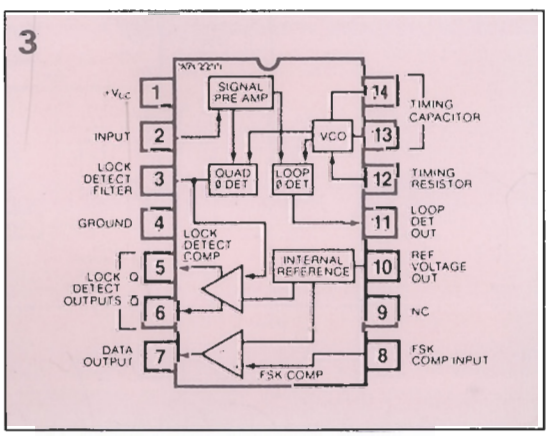
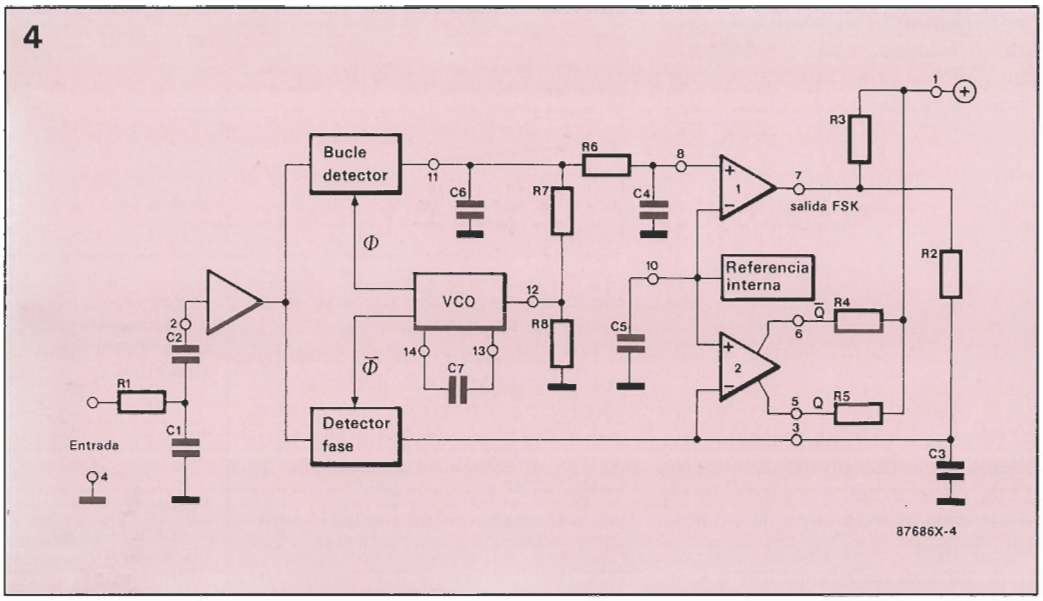


Tabla 1

bit 1	2	3	4	5	Letras	Símbolos
1	1	0	0	0	A	—
1	0	0	1	1	B	7
0	1	1	1	0	C	:
1	0	0	1	0	D	dónde estás?
1	0	0	0	0	E	3
1	0	1	1	0	F	opcional
0	1	0	1	1	G	opcional
0	0	1	0	1	H	opcional
0	1	1	0	0	I	8
1	1	0	1	0	J	bell
1	1	1	1	0	K	(
0	1	0	0	1	L	)
0	0	1	1	1	M	.
0	0	1	1	0	N	,
0	0	0	1	1	O	9
0	1	1	0	1	P	0
1	1	1	0	1	Q	1
0	1	0	1	0	R	4
1	0	1	0	0	S	'
0	0	0	0	1	T	5
1	1	1	0	0	U	7
0	1	1	1	1	V	=
1	1	0	0	1	W	2
1	0	1	1	1	X	/
1	0	1	0	1	Y	6
1	0	0	0	1	Z	+
0	0	0	1	0		CR
0	1	0	0	0		LF
1	1	1	1	1		letras
1	1	0	1	1		símbolos
0	0	0	0	0		espacio
0	0	0	0	0		retroceso

Figura 3. Patillaje del bucle de enganche de fase (PLL) tipo XR2211 de Exar.





Fiura 4. Circuito interno del XR2211.

de entrada proporcionada por el receptor de onda corta. En esta aplicación del RX2211, el detector de cuadratura que lleva incorporado no se usa.

El esquema del circuito del convertidor es muy similar al diagrama de bloques del RX2211. La señal de entrada se aplica al circuito integrado a través de una red R-C R1, C1, C2, la salida se conecta a la entrada de un amplificador, y la salida de este al comparador de bucle, cuya señal de salida es usada para controlar el VCO a través de un divisor de tensión R7-R8 y alimentar al comparador 1 mediante R6, C4. El comparador utiliza la tensión de entrada para decidir si la frecuencia de entrada es F1 o F2 (marca o espacio). Esta señal de salida necesita filtrado sin embargo, ya que el PLL es tan rápido que también es capaz de responder a las interferencias de la señal de entrada. El comparador 2 en combinación con el filtro pasa bajos R2, C3, asegura una señal de salida rectangular filtrada. La amplitud de la señal de salida del comparador 1 (disponible en la patilla 3 a través de R2 C2) es mucho mayor que la que suministra el detector de cuadratura, la cual queda por lo tanto inefectiva. El comparador 2 tiene dos salidas complementarias Q y /Q, las cuales son muy útiles para la selección entre los dos estándares de transmisión de señal de las estaciones de RTTY (lógica alta = FO; lógica baja = F1). Esta selección se realiza mediante el conmutador manual S1.

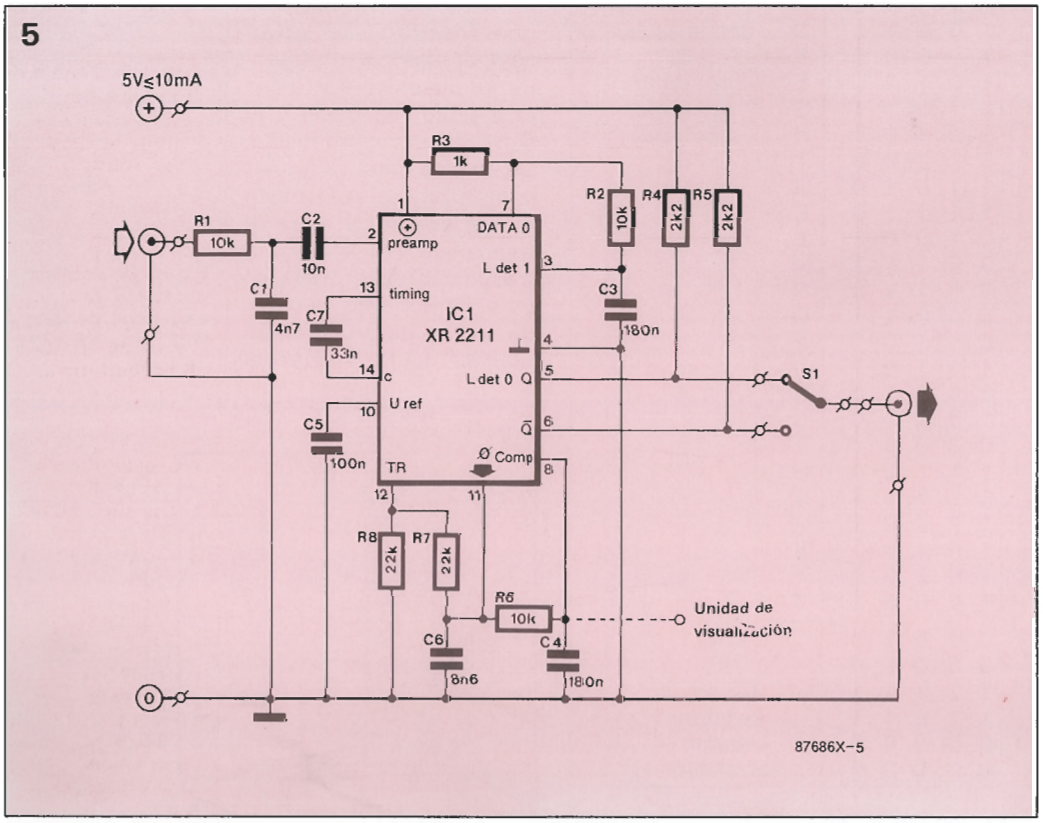


Figura 5. Esquema del decodificador de RTTY.

Debe quedar bien claro que los tonos de marca y espacio serán decodificados correctamente cuando el receptor se encuentra sintonizado exactamente a la frecuencia del telex. La figura 6 muestra el esquema de un circuito para un indicador de sintonía mediante una barra de LEDs, el cual se muestra indispensable para la recepción de RTTY. Basado en un circuito integrado de control de volumen, indica el centro de sintonía así como el desplazamiento usado por el transmisor (shift). El visualizador indica la frecuencia de los tonos de marca y espacio mediante las indicaciones de los LEDs a la izquierda y a la derecha del centro, respectivamente. Los dos LEDs centrales se iluminan cuando la señal de entrada del convertidor tiene una frecuencia 1500 Hz. Cuando el receptor se encuentra sintonizado correctamente, los LEDs que se encuentran situados a igual distancia del centro comenzarán a parpadear rápidamente. La distancia entre los LEDs iluminados es una medida del desplazamiento (shift) empleado por la estación transmisora de RTTY.

Fuente de alimentación e interface de ordenador

Se debe señalar que la tensión de alimentación del convertidor de RTTY es de 5 V, mientras que para la unidad de visualización es de 12 V. Esto último es opcional, de forma que el convertidor puede ser alimentado por la fuente interna de 5 V del ordenador. Cuando el visualizador se usa en conjunción con el convertidor y el ordenador, es imprescindible que el convertidor se alimente mediante 12 V en lugar de 5 V. Esto puede hacerse sin problemas utilizando la fuente de alimentación de la figura 7 y el simple interface de ordenador de la figura 8 (este último reduce la tensión de salida del convertidor pasándola de 12 Vpp a 5 Vpp).

El flujo de bits serie del convertidor se aplica a la entrada de joystick del ordenador como se puede ver en la figura 9. Para evitar que aparezca en el circuito la interferencia digital del ordenador, es recomendable bobinar el cable que une el ordenador y el convertidor sobre un toroide de ferrita de tamaño mediano como muestra la figura 10.

Ajuste

Aplique la señal de salida de un generador sinusoidal al convertidor. Ajuste el generador entre 1 y 2 KHz, y use un osciloscopio o un voltímetro para encontrar la frecuencia a la que bascula la salida del convertidor. Mantenga al oscilador en esa frecuencia, y ajuste P2 y P3 en el circuito de visualización hasta que luzcan los dos LEDs centrales. Ahora corrija los ajustes hasta que 1 KHz corresponda al LED situado más a la izquierda y 2 KHz al situado más a la derecha. Los ajustes iniciales se deben encontrar mediante tanteo, y tenga cuidado de no desplazar la indicación central de frecuencia de los diodos D10 y D11. Si es necesario repita los ajustes.

Si no tiene disponible un generador de onda sinusoidal, conecte el convertidor a un receptor, y sintonice una estación que emita una portadora sin modular. Conmute a SSB y sintonice el receptor hasta que la salida del convertidor bascule. La nota producida por el receptor en ese momento tendrá 1500 Hz, y se deben ajustar P2 y P3 hasta que luzcan los LEDs centrales. La Tabla 2 lista una serie de servicios meteorológicos que usan un desplazamiento de 1 KHz, permitiendo la máxima indicación de desplazamiento (shift) del visualizador para ser

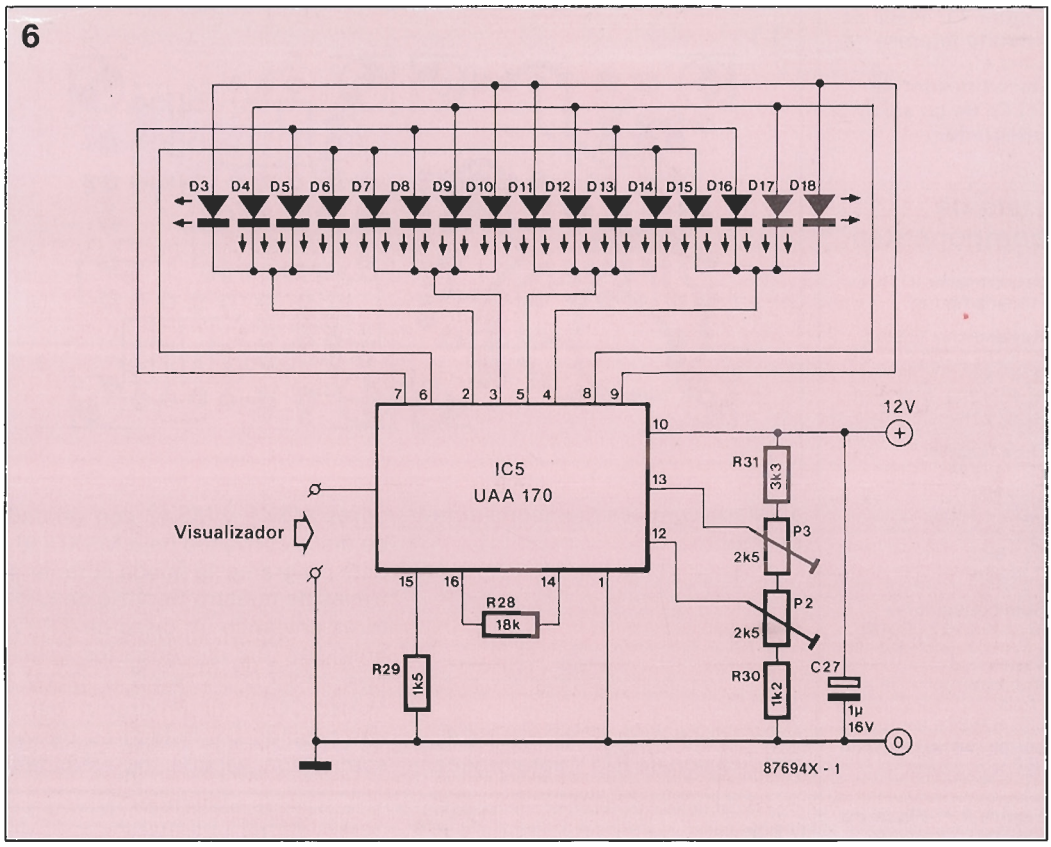


Figura 6. Esquema del circuito para indicación de la sintonía opcional, el cual es esencialmente un indicador de sintonía y desplazamiento construido mediante LEDs.

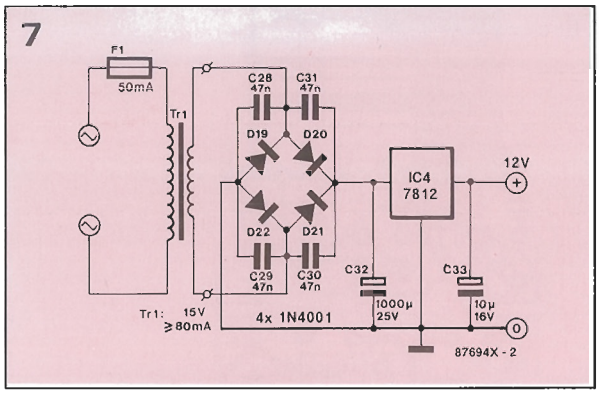


Figura 7. Fuente de alimentación recomendada para la alimentación del convertidor de RTTY e indicación de sintonía.

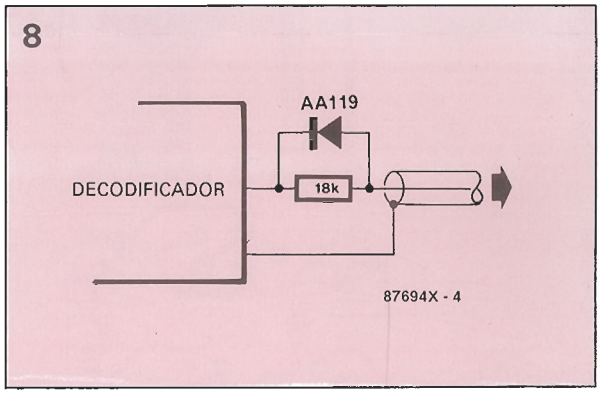


Figura 8. El atenuador resistencia-diodo para reducir el nivel lógico de la salida del decodificador de 12 Vpp a 5 Vpp.

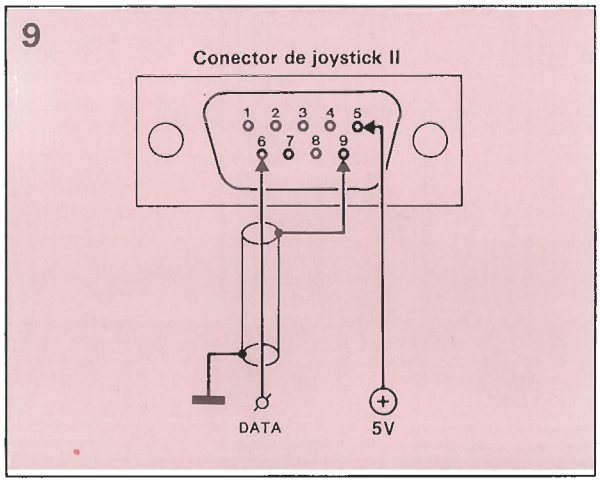


Figura 9. Conexión del decodificador de RTTY al conector #2 de joystick de un ordendor MSX1 o MSX2.

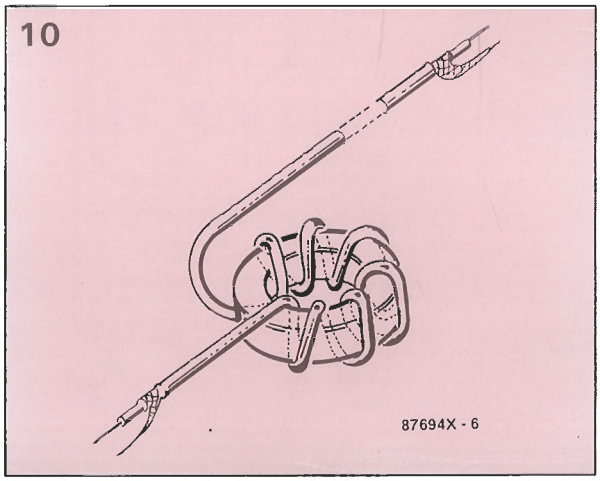
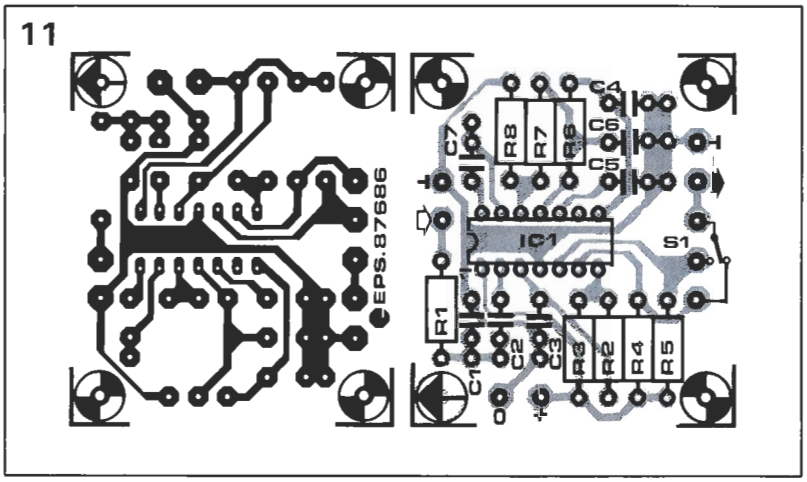


Figura 10. Las interferencias del ordenador se pueden suprimir bobinando el cable de datos serie y el de la alimentación en un toroide de ferrita.

Figura 11. Placa de circuito impreso para el decodificador de RTTY de un solo integrado.



Lista de componentes

Decodificador RTTY. Esquema figura5

Resistencias (±5%):
R_1;R_2;R_6 = 10K
R_3 = 1K
R_4;R_5 = 2K2
R_7;R_8 22K

Ordenadores
C_1 = 4n7
C_2 = 10n
C_3;C_4 = 180n
C_5 = 100n
C_6 = 8n2
C_7 = 33n

Semiconductores
IC_1 = XR2211 (EXAR)

Varios:
S_1 = Interruptor miniatura
EPS 87686X (no disponible en el servicio EPS)

ajustado como se mencionó anteriormente.

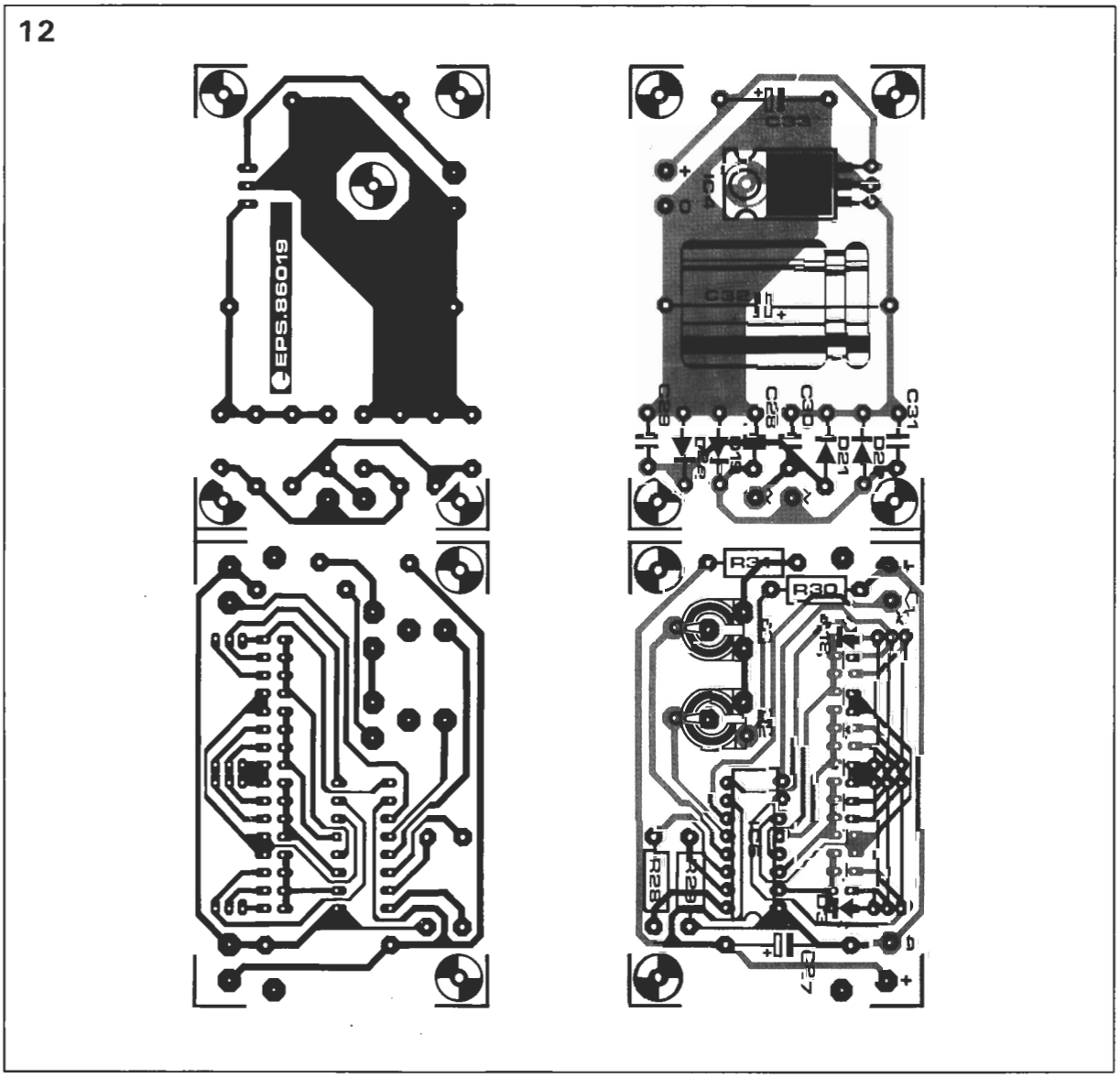
Introduzca el ordenador

Se escribió un programa de decodificación de RTTY para ordenadores MSX1 y MSX2 con unidad de disco corriendo bajo MSXDOS. Este programa se puede obtener a través de nuestro Servicio de Lectores enviando un disco de 3 1/2 pulgadas que contenga los ficheros MSXDOS.SYS y COMMAND.COM. El programa tiene sus propios controladores de visualización ya que los estándar, proporcionados por el software del MSX, resultaron demasiado lentos como para asegurar un correcto funcionamiento de las interrupciones y el desplazamiento de pantalla dada la velocidad de los pulsos suministrados por el convertidor de RTTY. Además, el programa arranca de forma automática cuando se inserta el disco en el ordenador cuando se enciende. Después de un tiempo, aparecerá el menú principal, y se pide al usuario que introduzca los parámetros adecuados (ver la Figura 13).

Aunque el menú es lo suficientemente explicativo, es necesaria una pequeña aclaración sobre las diferentes opciones disponibles.

* ASCI1: Cuando se selecciona esta opción, el ordenador se inicializa para decodificar 8 bits de datos y 2 bits de parada. Al no ser este el formato estándar, se denomina ASCI1 en lugar de ASCII. Puede ser utilizado al sintonizar los boletines de noticias de ra-

Figura 12. Placa de circuito impreso para la indicación de sintonía de RTTY y fuente de alimentación.



Lista de componentes

Fuente de alimentación e indicación de sintonía. Esquema figuras 6 y 7.

Resistencias (±5%):
R_{28} = 18K
R_{29} = 1K5
R_{30} = 1K2
R_{31} = 3K3
P_2;P_3 = 2K5 o 2K2 ajustable H

Condensadores:
C_{27} = 1μ0; 16 V
C_{28}. . .C_{31} incl. = 47n
C_{32} = 1000μ; 25 V
C_{33} = 10μ; 16 V

Semiconductores:
D_3. . .D_{18} incl. = rectangular LED
D_{19}. . . D_{22} incl. = 1N4001
IC_4 = 7812
IC_5 = UAA170

Varios:
F_1 = fusible lento 250 mA con portafusibles de chásis
Tr_1 = Transformador de red, 15V/100 mA 86019 (no disponible en el servicio EPS)

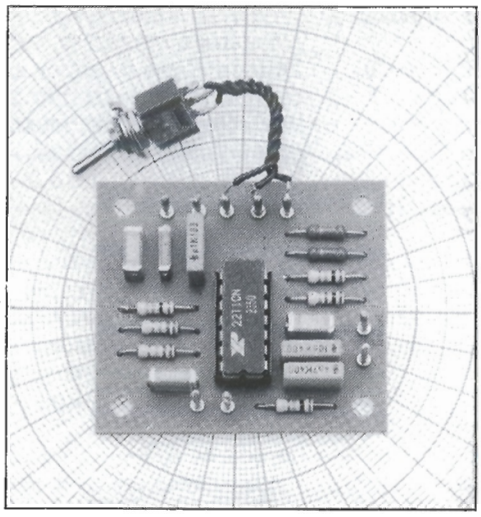


Tabla 2

Velocidad	Frecuencia (kHz)	Servicio
50	3038	Meteo
50	13530	Meteo
75	2474	Marina
75	4280	Marina
100	7980	Meteo

Tabla 3

Velocidad	Frecuencia (kHz)	Lugar	Hora (aprox., GMT)
100	16046	USSR	9.00 - 13.00 h.
50	15633	N. Korea	12.00 - 13.00 h.
50	13780	N. Korea	12.00 - 13.00 h.
50	13524	Iraq	13.00 - 17.00 h.
75	13770	USA	13.00 - 17.00 h.
50	7960	Irán	19.00 - 24.00 h.
75	5460	USA	0.30 - 3.30 h.
75	6941	USA	0.30 - 3.30 h.

dioaficionado de la estación W1AW a 14.095 MHz en la banda de 20 m. Esta estación norteamericana transmite a 110 baudios, y es una de las pocas que no utilizan el código Baudot.

* SHIFT: Se ha señalado que el código Baudot tiene dos caracteres especiales para conmutar entre letras (Ltrs) y figuras/marcas de puntuación/números (Figs). Cuando shift se encuentra seleccionado en el menú como normal se produce la conmutación entre estos juegos de caracteres, se produce cuando se recibe este código significativo. Cuando por las interferencias, el ordenador no recibe estos códigos, se producirá un texto ilegible. Para evitar esto, seleccione Unshift On Space (UOS), para conmutar de forma automática a letras tras la recepción de un carácter de espacio. Esto es especialmente útil cuando las estaciones transmiten texto principalmente, por ejemplo, las agencias de prensa. También es posible la opción inversa: Shift On Space (SOS) que produce una activación de las figuras tras la recepción de un espacio, ayudando a la recepción de, por ejemplo, datos meteorológicos, el cual está formado principalmente por figuras y números.

* INVERT DATA: Es la equivalencia vía software de la inversión de polaridad mediante el conmutador S1, del convertidor de RTTY.

* BAUD RATE SELECTION: Las velocidades de recepción disponibles se encuentran seleccionadas en función de las frecuencias de uso.

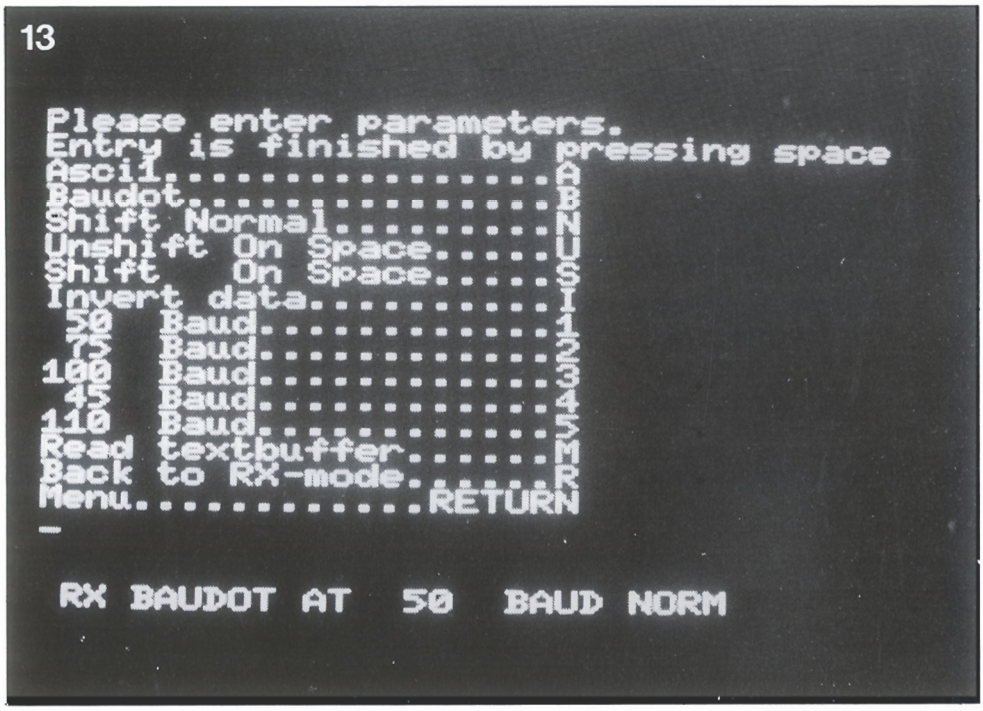


Figura 13. Pantalla de menú que presenta el programa de decodificación de RTTY para ordenadores MSX.

* READ TEXT BUFFER: El texto leído por el ordenador se almacena en memoria. Cuando el ordenador está en el modo RX (recepción), se puede examinar el contenido de la memoria, y si se quiere, enviar a una impresora. El modo de buffer de texto se activa pulsando la tecla M en el teclado. La decodificación de los datos que llegan queda desactivada cuando nos encontramos en este modo, para salir de este modo se pulsa la tecla R.

Los parámetros seleccionados por el usuario se cargan y activan mediante la pulsación de la tecla de espacio que se usa para entrar en el modo de recepción. Cuando las selecciones se han realizado de forma correcta, y el convertidor se encuentra ajustado convenientemente, aparecerá el texto en la pantalla. Si no aparece texto, o solo aparecen datos sin sentido, deben cambiarse los parámetros volviendo al menú - press RETURN.

El programa de decodificación de RTTY para ordenadores MSX se puede obtener a través del Servicio de Lectores bajo la denominación XSS100 enviando un disco de 3 1/2 pulgadas formateado y conteniendo el MSXDOS.COM y el COMMAND.COM a nuestra redacción. El costo del programa se señala en la página reservada a nuestros Servicio de Lectores. Se tiene que incluir un sobre con sello y con la dirección del lector para la vuelta del correo. No se encuentran disponibles versiones en cinta o listados del programa.

Una interesante posibilidad del software RTTY MSX, es la posibilidad de decodificar estaciones rusas usando una versión extendida del código Baudot. Para este cometido se activan una serie de caracteres extendidos adicionales para poder utilizar el alfabeto Cirílico, el cual tiene más de 26 letras. El programa traduce estos caracteres que son usados relativamente poco en los ordenadores. Por ejemplo el signo de ampersand, &, representa el sonido /sj/ (Sa&a), mientras que la exclamación, !, se usa para la /è/ (!lektrik). Hay más signos reemplazados, pero una discusión de todos ellos va más allá de las pretensiones del presente artículo. Actualmente la recepción de estaciones rusas, es la mejor forma de estar acostumbrado a los signos especiales ya que su sonido y significado pueden obtenerse fácilmente del contexto. Las frecuencias recomendadas se encuentran en torno a los 8.350 Khz (mañanas y noche) y 12.500 Khz (durante el día). Otras frecuencias útiles se muestran en la Tabla 3.

Finalmente se debe entender que los resultados útiles se obtienen solamente mediante la utilización de un receptor SSB de buena calidad y conectado a una antena externa. Se debe hacer todo lo posible para eliminar las fuentes de interferencias, ya que traen el riesgo de la decodificación con errores incluso cuando la estación telex se recibe con una potencia suficiente en nuestra localización.

Generador AFSK para RTTY en VHF

Contrariamente a otros buenos diseños, el generador de audiofrecuencia por desplazamiento de frecuencia (AFSK) descrito en este artículo, no solo está controlado por cuarzo, sino que además tiene sincronismo de fase, asegurando una alta calidad de la señal y una definición precisa de los tonos de frecuencia. La mayoría de los generadores AFSK utilizados por los radioaficionados, incorporan osciladores R-C o L-C, los cuales adolecen de una pobre estabilidad y precisión. Muchos generadores AFSK basados en PLL y controlados por ordenador también se caracterizan por su baja calidad de la señal y por desviaciones de las frecuencias recomendadas para la marca y el espacio, haciendo imposible lograr la adecuada decodificación cuando las estaciones receptoras utilizan filtros que son conocidos por estar dimensionados con precisión a los estándares más importantes de RTTY. Como resultado, se obtiene una relación señal/ruido pobre, y son los operadores los que intentan solucionar este problema conmutando a un sistema AMTOR u otro sistema corrector de errores cualquiera, mientras que los problemas se originan por un generador AFSK mal diseñado.

El circuito descrito aquí es muy simple de construir y utiliza una serie de componentes comunes y fáciles de encontrar, pudiendo producir virtualmente cualquier

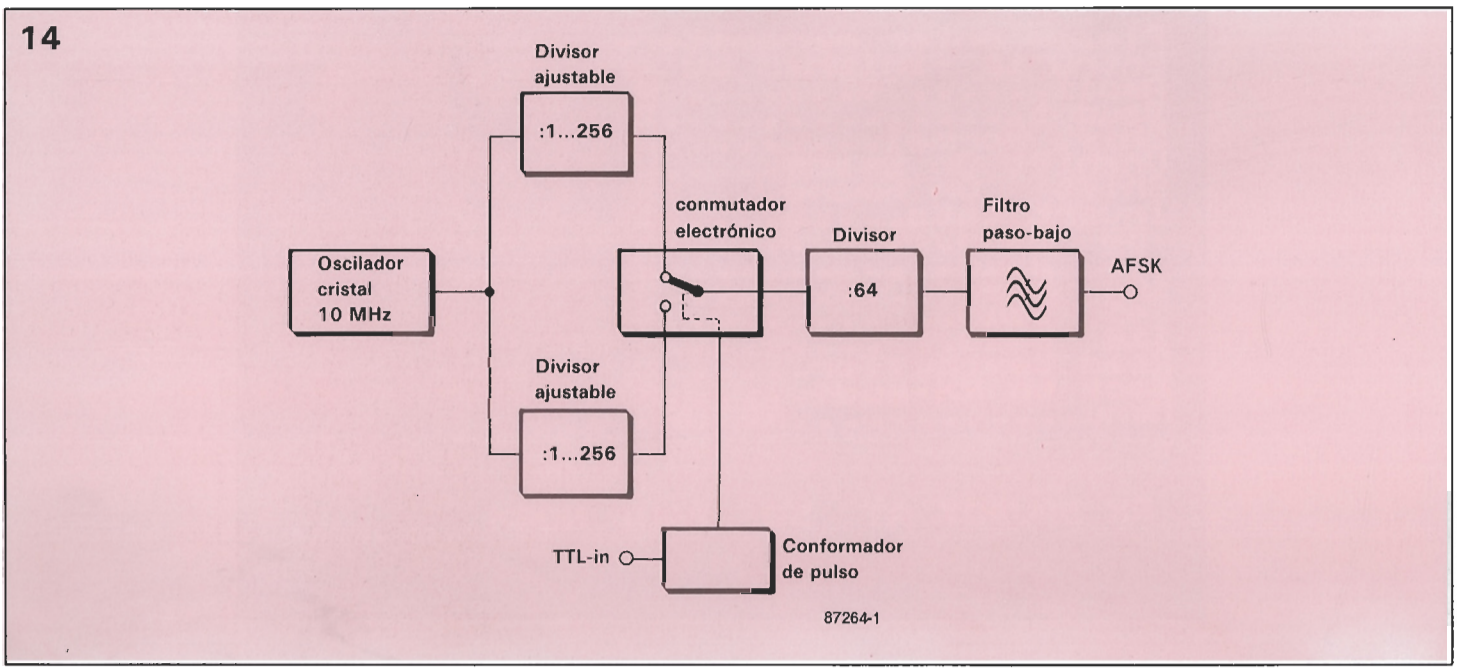
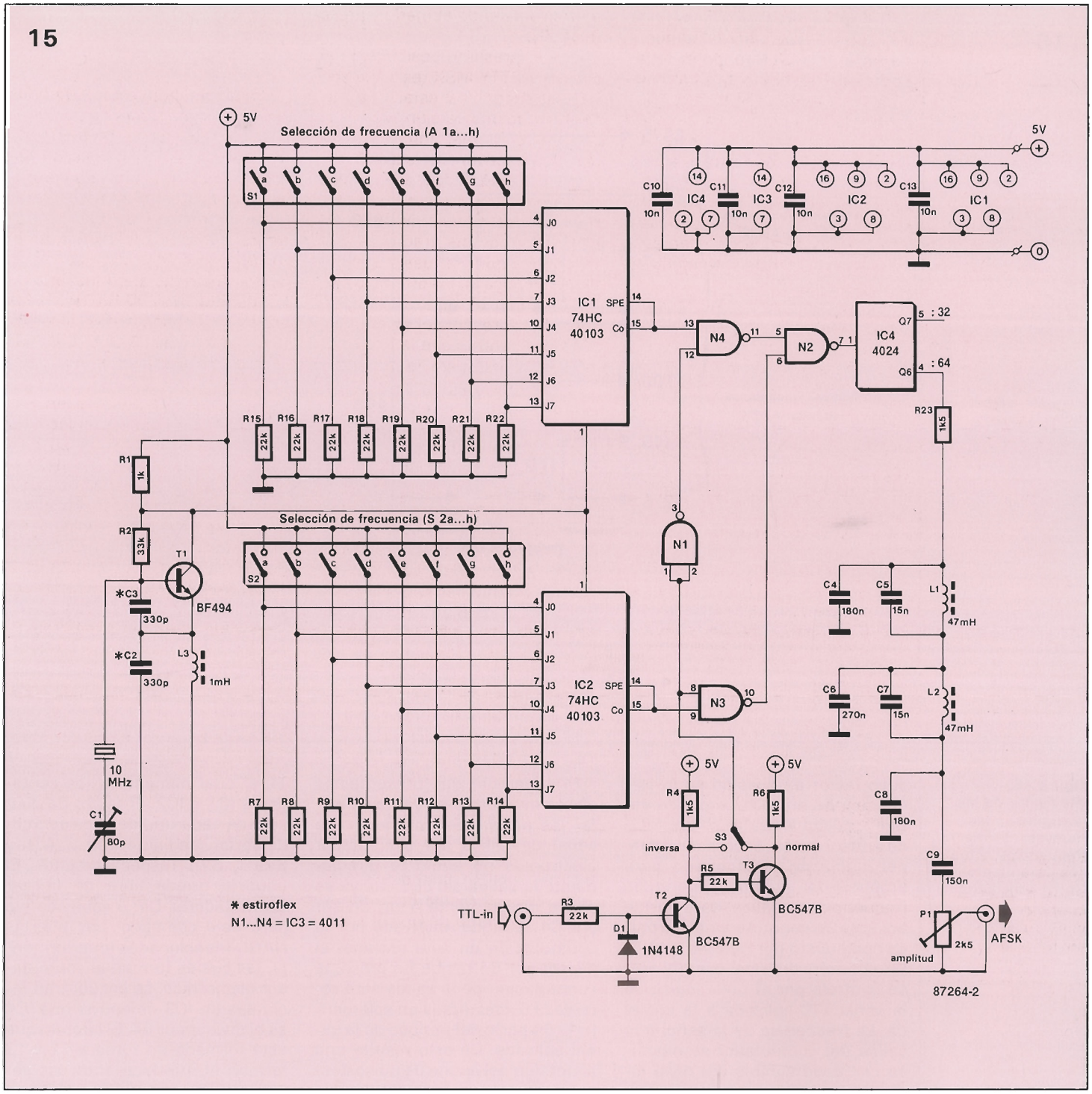


Figura 14. Diagrama de bloques de un generador controlado por cristal AFSK.



frecuencia utilizada para AFSK con una resolución de unos pocos herzios.

Generador AFSK: principio de funcionamiento

El diagrama de bloques de la Figura 14 muestra que un oscilador controlado por cristal de cuarzo de 10 MHz suministra la señal de reloj a dos divisores/contadores,

Lista de componentes

Generador AFSK. Esquema de la figura 15.

Resistencias (±5%):
R_1 = 1KO
R_2 = 33K
R_3 ; R_5 ; R_R . . . R_{22} incl. = 22K
R_4;R_6;R_{23} = 1K5
P_1 = 2K5 o 2K2 ajustable

Condensadores:
C_1 = 80p ajustable
C_2;C_3 = 330p poliestirenol (estiroflex) 5%
C_4;C_8 = 180n
C_5;C_7 = 15n
C_6 = 270n
C_9 = 150n
C_{10};C_{11};C_{12};C_{13} = 10n

Bobinas:
L_1;L_2 = 47mH (por ejemplo Toko 181LY-473)

Semiconductores:
D_1 = 1N4148
iC_1;IC_2 = 74HC40103
IC_3 = 4011
IC_4 = 4024
T_1 = BF494
T_2;T_3 = BC547B

Varios:
X_1 = Cristal de cuarzo 10 MHz
S_1;S_2 = Bloque 8 interruptores DIL
S_3 = Interruptor miniatura
Placa de prototipos

Figura 15. Esquema del generador de desplazamiento de audiofrecuencia para emisores de RTTY.

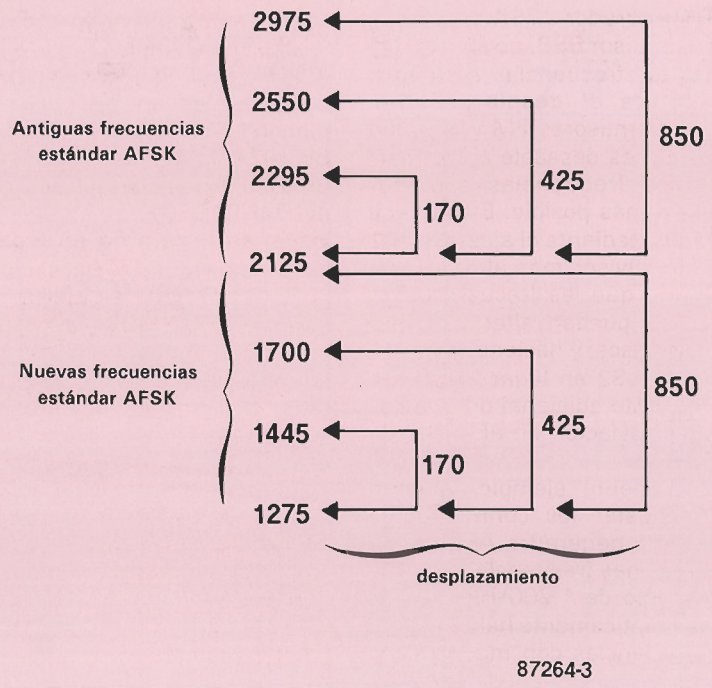


Figura 16. «Revisión» de las «antiguas» y las «nuevas» frecuencias, y los desplazamientos (shift) asociados.

cuyo factor de división de la frecuencia de entrada se puede variar a cualquier valor comprendido entre 1 y 256. El contador está, por supuesto, configurado para proporcionar señales a diferentes frecuencias de salida, de lo que se encarga un conmutador electrónico compuesto por puertas NAND. La posición de este conmutador se controla por el nivel lógico de la señal TTL aplicada a la entrada. La frecuencia de la señal a la salida del conmutador se modifica con cada cambio del nivel lógico de la señal a la entrada digital. Con esta configuración, pueden producirse desfases por la rapidez con la que se realiza la conmutación entre las frecuencias de salida. El resultado es algún que otro click, lo cual es particularmente problemático cuando se utiliza SSB, ya que puede provocar con facilidad interferencias en bandas laterales adyacentes. Estos problemas de conmutación se encuentran frecuentemente en generadores AFSK basados en PLL, en los que el oscilador se encuentra constantemente en la situación de perder la sintonía por los rápidos cambios de la frecuencia AFSK.

El generador que presentamos ofrece una forma elegante de evitar los problemas anteriores. La señal de salida del conmutador electrónico no alimenta directamente la salida del circuito, ya se aplica directamente a un divisor por 64. Cuando, motivado por la conmutación en esta entrada, el divisor por 64 recibe un pulso, la conmutación de la salida será retardada o adelantada en solamente 1/64 parte del período de la señal aplicada. De esto resulta una distorsión del ancho de pulso despreciable lo que asegura que las señales de salida del divisor se encuentran sincronizadas en fase. Después de un filtrado con un filtro pasabajos, se obtiene una señal RTTY que es mucho más limpia que la que produce un generador basado en PLL.

Generador AFSK: descripción del circuito

El esquema del circuito práctico se muestra en la figura 15. El generador de reloj de 10 Mhz se encuentra construido en torno a T1 el cual alimenta a los contadores IC1 e IC2. El factor de división de cada uno de ellos se puede variar mediante S1a.....A1h y S2a.....S2h respectivamente. El usuario queda libre de utilizar conmutadores DIP o cableado fijo para este cometido. Las puertas NAND mencionadas anteriormente, las cuales forman el conmutador electrónico, se encuentran incluidas en IC3, mientras que IC4 es el divisor por 64. El circuito que está formado en torno a T2 y T3 forman el interface entre las señales de la entrada TTL e IC3. Las señales TTL se encuentran limitadas por D1 e invertidas por T2 y T3, una vez más se invierte la señal. El conmutador S2 permite seleccionar la polaridad normal o inversa. Los armónicos y las interferencias a la salida del divisor IC4 se eliminan por un filtro pasabajos L1, L2, C4, C5, C6, C8. La amplitud de la señal AFSK puede ajustarse con P1.

Construcción y empleo

El generador AFSK es relativamente sencillo de construir en

una placa de prototipos. En la práctica, se puede encontrar que los microinterruptores de configuración se pueden omitir ya que solo son necesarias un número fijo de frecuencias AFSK.

Las frecuencias estándar AFSK y los desplazamientos asociados se encuentran listadas en la figura 16. Se ve que el incremento es de 85 Hz. Antiguamente unas frecuencias muy populares eran 2.125 Hz y 2.975 Hz. Esas frecuencias múltiples de 425 Hz y las de 170 Hz, fueron muy usadas por las compañías telegráficas americanas. Dividiendo esas frecuencias se ve que son múltiplos de 17 Hz, lo que es importante de recordar para un ajuste preciso del generador AFSK. La necesidad de las nuevas frecuencias, ver figura 16, aparecieron por el hecho de que los receptores de radio de los radioaficionados incorporan filtros de AF demasiado estrechos como para dejar pasar 2.975 Hz; por ello muchos radioaficionados de RTTY se ven forzados a usar frecuencias más bajas.

Se debe señalar que algunas estaciones usan desplazamientos distintos de los señalados, por ejemplo 85 Hz o incluso desplazamientos que no son múltiplos de 17 Hz (70 Hz y 240 Hz). Cuando el generador AFSK se usa en un transmisor SSB, no son importantes las frecuencias absolutas, solamente el desplazamiento. Para transmisores FM (VHF), sin embargo, es deseable aproximarse a las frecuencias estándar AFSK lo más posible. Esto puede lograrse mediante el ajuste de IC1 e IC2 al divisor más alto posible, de forma que las frecuencias de salida se puedan alterar en pequeños pasos, y haciendo que IC4 divida por 32 en lugar de por 64 con el costo adicional de una pequeña desviación en el ancho de pulso.

El siguiente ejemplo muestra cómo ajustar los conmutadores DIP en el generador AFSK para obtener unas frecuencias de marca/espacio de 1.200 Hz y 2.400 Hz. Aritméticamente hablando, no hay diferencias con independencia del divisor que tomemos primero. Para empezar, hay un divisor fijo a la salida de IC4: 10 Mhz dividido por 64 es igual a 156.250 Hz. Esto, por otro lado, debe ser dividido de nuevo, por los divisores entre 1 y 256 disponibles (IC1 e IC2). Por ejemplo, en el caso de IC1, el resultado debe ser lo más cercano posible a 2.400 Hz. Dividiendo 156.250 por 2.400 nos da 65,1024, lo que es redondeado a 65. Debido a la estructura interna del 74HCT40103, el ajuste de división se hace a 64 en lugar de 65. Esto significa que el código binario 0100 0000 se aplica a las entradas J0...J7 (J0 = LSB, J7 = MSB), en otras palabras, solamente J6 se pone a nivel lógico alto.

Los valores decimales asociados a cada una de las posiciones J0, J1, J2, J3, J4, J5, J6 y J7 son 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 y 128 respectivamente. Se puede seleccionar cualquier divisor entre 1 y 256; sin embargo, debe ser seleccionado cerrando uno o más microinterruptores.



BOLETIN DE PEDIDO

LA TECNICA ELECTRONICA. BIBLIOTECA PRACTICA

20 TOMOS **Precio obra completa: 13.000 ptas.**
Precio por ejemplar: 795 ptas.

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

La forma de pago será la siguiente:

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

☐ Contrarreembolso.

NOMBRE:

APELLIDOS:

DIRECCION:

POBLACIÓN: TELF.:

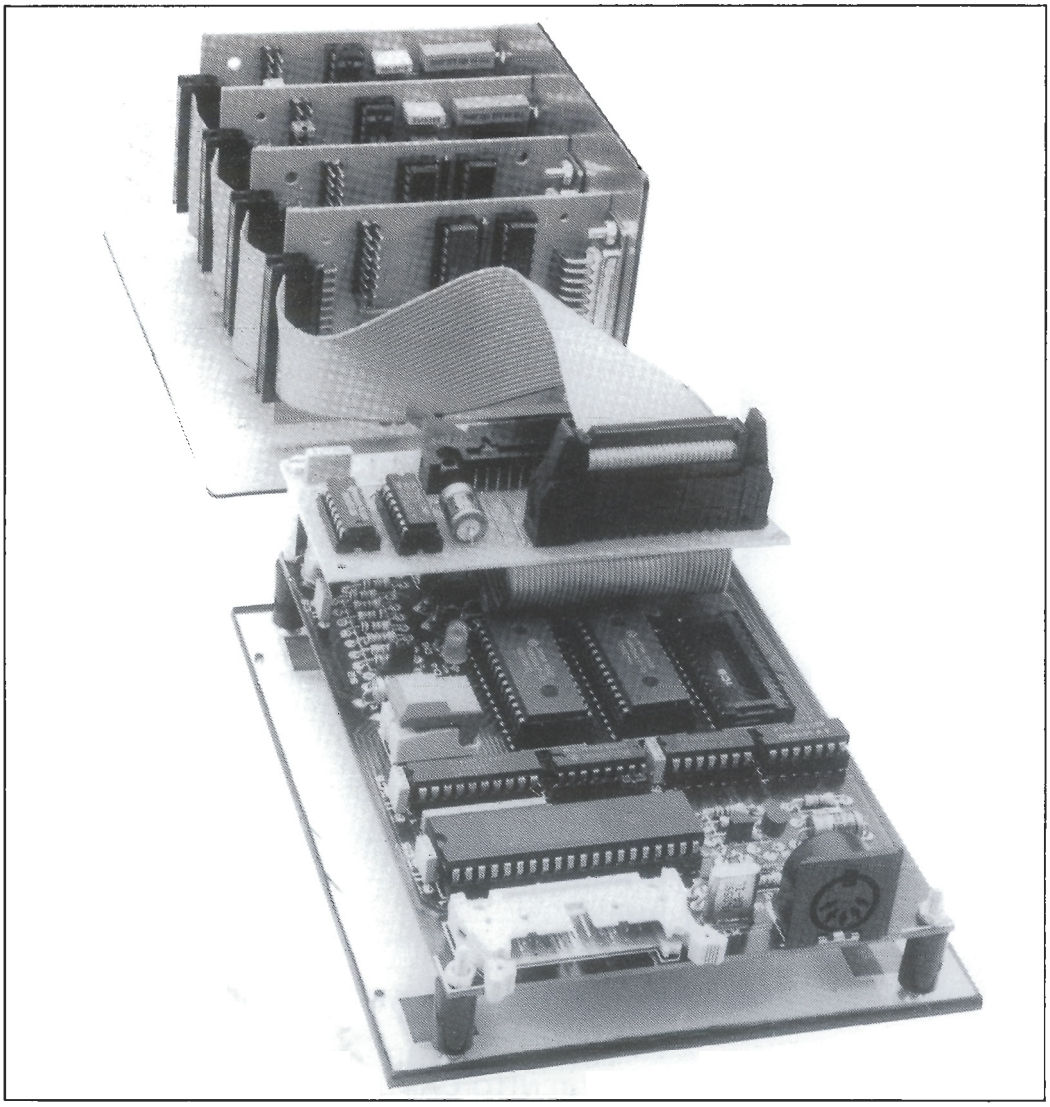
CODIGO POSTAL: PROVINCIA:

PRECIOS CON IVA INCLUIDO. OFERTA VALIDA UNICAMENTE EN ESPAÑA.

EDICIONES NUEVA LENTE, S. A.
C/BENITO CASTRO, 12-BIS (28028 MADRID)

La placa del ordenador BASIC, descrita anteriormente en esta revista ya fue diseñada pensando en futuras ampliaciones de hardware. Este artículo describe dos placas modulares de expansión de entradas/salidas que resultan indispensables cuando el ordenador BASIC debe controlar periféricos o procesos, ya sean analógicos o digitales.

MÓDULOS PERIFÉRICOS PARA EL ORDENADOR BASIC



Módulos periféricos para el ordenador BASIC. Características técnicas

—Sistemas modular de E/S que comprende una tarjeta de decodificación/interface, y una o varias tarjetas de entrada y/o salida.
—Módulo digital con 8 entradas y 8 salidas.
—Módulo de salida analógico de precisión con un convertidor D/A de 10 bits, capaz de suministrar una tensión de salida programable comprendida entre 0 y 10.23 V en pasos de 10 mV.
—Montaje en paralelo de hasta 8 tarjetas de E/S. El empleo de una o más tarjetas de salida analógica restringe el máximo número dedocidifación/interface a un máximo de 7.
—Se pueden conectar al ordenador BASIC hasta dos placas de decodificación, lo que permite hasta 16 módulos digitales de E/S o 14 módulos analógicos de salida.
—Salidas digitales de potencia (con Darlington en colector abierto): tensión máxima 50 V, corriente por Darlington 500 mA. La disipación máxima del integrado es de 2.25 W; la disipación de cada salida para una corriente de, por ejemplo, 300 mA es de 0.5 W.

Para aquellos que no sepan a qué placa nos estamos refiriendo, o que lo hayan olvidado, les recomendamos (re)leer el artículo «Ordenador BASIC» publicado en Elektor, noviembre de 1988; este montaje estaba basado en el microordenador de Intel 8052AH-BASIC V1.1, que como su propia referencia indica, puede ser directamente programado en BASIC. La programación se realiza con la ayuda de un terminal (o de un ordenador que pueda ejecutar un programa de emulación de terminal), y una línea bidireccional de RS232 que enlace con el ordenador BASIC. El sistema puede ejecutar programas almacenados en un EPROM situada en la propia placa, y resulta por tanto ideal para aplicaciones de control de procesos a pequeña escala. Además, presenta el interés adicional de que el software de control es escrito y depurado directamente en el sistema, así como almacenado en la EPROM por la UCP, sin necesidad de utilizar un programador de EPROM externo.

El ordenador BASIC ha sido uno de los proyectos más populares publicados últimamente en nuestra revista. Los usuarios han descubierto que resulta extremadamente sencillo de construir, de programar, e incluso de conectar a otros equipos ya existentes. El intérprete BASIC del 8052AH-BASIC es, relativamente, rápido, y contiene un cierto número de comandos de manipulación de bits extremadamente útiles. También es posible la programación en código máquina, aunque para poder realizarla se necesita la guía de referencia de Intel a este respecto.

1

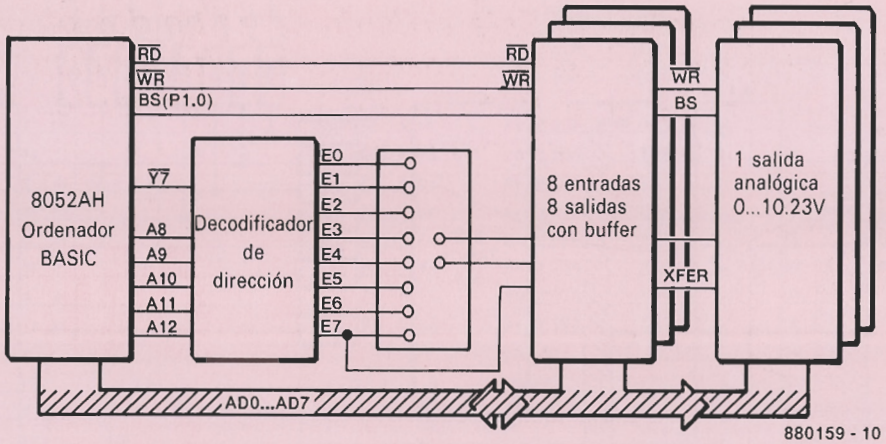


Figura 1. El sistema de entradas/salidas para el ordenador BASIC es un diseño modular que permite a cada usuario una amplia libertad de configuraciones en función de sus necesidades particulares. Las tarjetas se conectan directamente al bus de datos del microcontrolador, mientras que las direcciones de memoria están dentro del segmento de memoria del 8052AH-BASIC reservado a los circuitos periféricos.

2

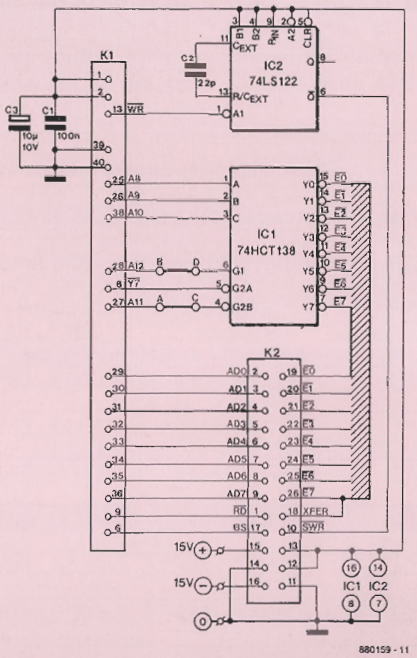


Figura 2. La placa de decodificación/interface consiste en un decodificador de direcciones que divide el espacio de memoria disponible para E/S en 8 bloques de 256 direcciones, y un circuito que modifica la temporización de la señal de escritura /WR para adaptarla a las necesidades particulares del convertidor D/A.

Tras la publicación del artículo reseñado anteriormente, algunos usuarios nos expresaron un elevado interés en extensiones de entrada/salida que pudieran conectarse al bus disponible sobre la placa. Los módulos descritos aquí son la respuesta a estas consultas. Nuestros lectores también estarán interesados en saber que estos módulos también son compatibles con un «controlador autónomo de entradas/salidas con interface RS232», basado en el 8751, que se describirá en un próximo número de nuestra revista.

Descripción de los módulos de E/S

Hemos diseñado dos tipos de módulos para conectar al bus del ordenador BASIC:

—Un interface digital bidireccional con 8 salidas dotadas de búffer de potencia y 8 entradas.

—Un módulo analógico de salida capaz de suministrar una tensión de salida extremadamente precisa entre 0 y +10.23 V, en saltos de 10 mV.

Entre el ordenador BASIC y estos módulos se coloca un sencillo decodificador de direcciones. Los módulos de E/S se presentan bajo la forma de pequeñas tarjetas de 80 × 60 mm, que pueden ser conectadas en paralelo, en un número máximo de 8 si son todas digitales, o hasta 7 si se emplean módulos analógicos y digitales simultáneamente. El ordenador BASIC es capaz de admitir 2 tarjetas de decodificación de direcciones como máximo. La estructura modular del ordenador BA-

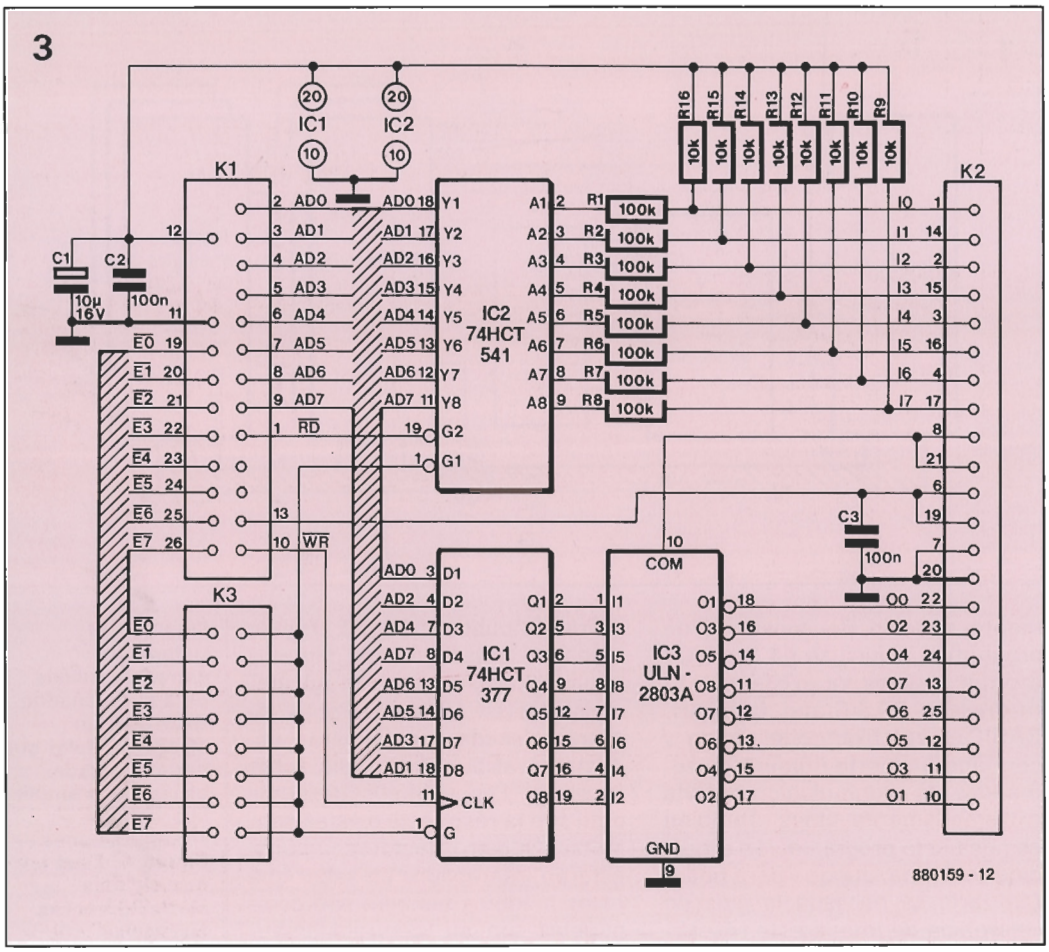


Figura 3. Esquema del módulo digital bidireccional. IC3 proporciona una salida de potencia. Hasta 8 módulos de este tipo pueden ser controlados por una tarjeta de decodificación.

SIC expandido se ilustra en la figura 1. El decodificador de direcciones proporciona un bus en forma de cable plano que va de un módulo de E/S a otro.

Decodificador de direcciones para los módulos E/S

El esquema de la figura 2 muestra la simplicidad del decodificador de direcciones para los módulos E/S. El monoestable IC2 se emplea para prolongar una señal de control, /WR, para su empleo con el (los) convertidor(es) digital-analógico (D/A) de 10 bits.

La presencia de las líneas de direcciones A11 y A12 permiten definir dos rangos de direcciones, por lo que se puede colocar dos decodificadores en paralelo, cada uno de ellos con una configuración diferente de puentes. La tabla 1 muestra que cada tarjeta ocupa 256 direcciones. El decodificador de direcciones propiamente dicho, IC1, suministra 8 señales de validación, /E0 a /E7. El empleo especial de /E7 en el módulo de salida analógico será explicado posteriormente, así como la función de la señal BS, que es suministrada directamente por el ordenador BASIC, y que llega a la(s) placa(s) analógica(s) a través de la placa de decodificación.

El monoestable IC2 cambia la temporización de la señal /WR para proporcionar la señal denominada /SWR (Special WRite, activa baja), necesaria para el control del convertidor D/A situado en el módulo de salida analógico.

Módulo digital bidireccional de E/S

El esquema de esta sencilla unidad se muestra en la figura 3. El circuito IC1 es un óctuple registro cuyas entradas se conectan directamente al bus de datos del ordenador BASIC. Los datos son almacenados en IC1 durante el flanco ascendente de la señal de escritura en memoria, /WR, pero únicamente cuando la entrada /G está a nivel lógico bajo. Esta condición se satisface cuando la dirección suministrada por el ordenador está dentro del margen determinado por los puentes del bloque K3 (ver tabla 1). Cuando el procesador escribe un byte en una salida digital, por ejemplo en la dirección F600hex, debe estar instalado el puente E6 en K3, y los puentes BD y AC en el decodificador de direcciones (figura 2).

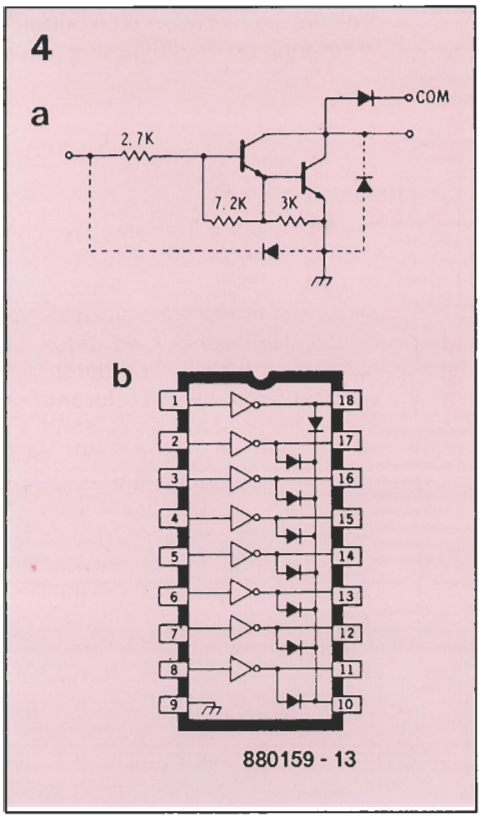
El circuito IC2 está controlado por la misma línea de validación, /Ex, al igual que IC1, y, además por la señal de lectura, /RD, del microcontrolador. Como ejemplo de configuración, se deberá instalar el puente /E$ en K3, y los puentes BC y AD en la placa del decodificador de direcciones, para permitir que el microcontrolador lea el dato de la placa de E/S digital en la dirección EC00hex. El dato leído por la tarjeta seleccionado está formado por la configuración lógica de las señales aplicadas en las entradas I0 a I7 pre-

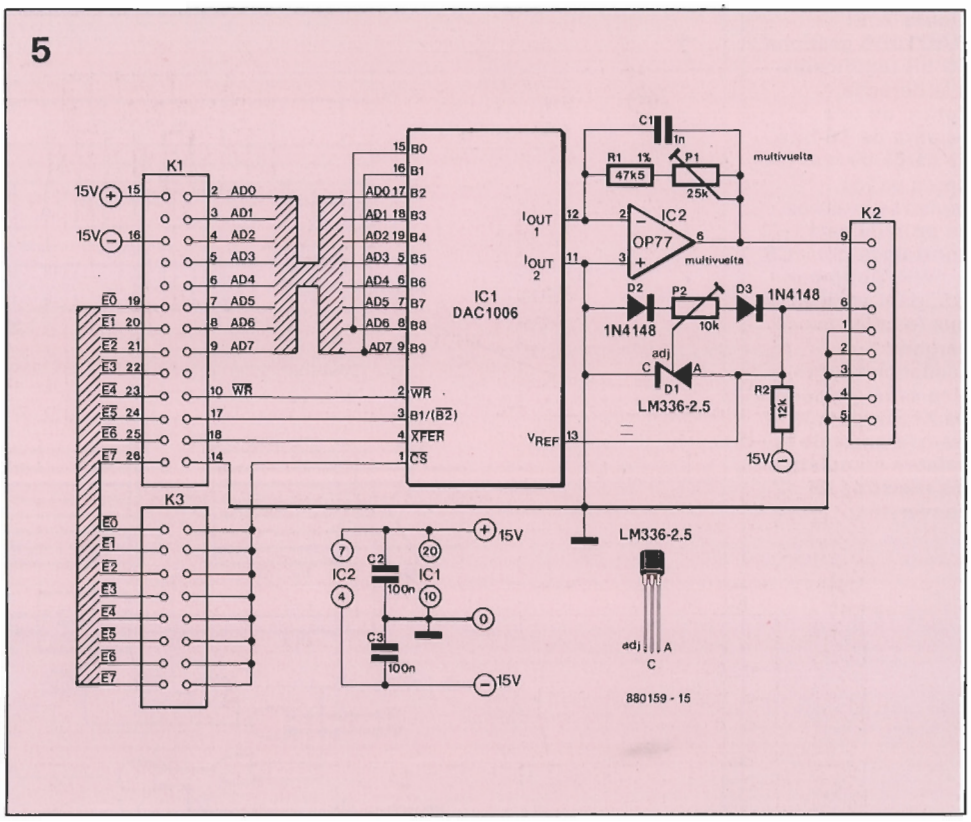
Tabla 1. Asignación de direcciones de los módulos E/S

La señal Y7 define direcciones en el rango E000...FFFF, dividido en dos bloques mediante A11 y A12.
Las líneas A8, A9 y A10 definen 8 bloques de 256 direcciones

señal de validación	puentes BD y AC	puentes BC y AD
E0	F000...F0FF	E800...E8FF
E1	F100...F1FF	E900...E9FF
E2	F200...F2FF	EA00...EAFF
E3	F300...F3FF	EB00...EBFF
E4	F400...F4FF	EC00...ECFF
E5	F500...F5FF	ED00...EDFF
E6	F600...F6FF	EE00...EEFF
E7	F700...F7FF	EF00...EFFF

Todas las direcciones en hexadecimal





sentes en el conector D25. Observe que las líneas de entrada disponen de resistencias de pull-up, por lo que cualquier entrada no utilizada (no conectada a una salida externa) será leída como un nivel lógico alto. Las resistencias de pull-up permiten que las entradas digitales sean conectadas directamente a cualquier salida ya sea en conector abierto o en drenador abierto.

El integrado ULN2803 colocado en IC3 es un óctuple búffer inversor de potencia, compuesto por un conjunto de transistores Darlington de alta tensión y elevada corriente. Este integrado permite que las salidas digitales exciten directamente un amplio tipo de cargas, como, por ejemplo, relés, solenoides, motores paso a paso, y display de led. Las figuras 4a y 4b muestran la estructura interna del ULN2803. Se aprecia que los búffer son de tipo inversor, y que están dotados de diodos de protección, a fin de evitar cualquier daño en el colector abierto del transistor de salida cuando se interrumpe la corriente a través de una carga inductiva (bobina de un relé, por ejemplo). Los diodos de protección están conectados internamente a una línea común que está disponible en la patilla 10 del integrado. Esto quiere decir que la tensión de alimentación de las cargas inductivas controladas por el ULN2803 puede ser conectada a las patillas 8 y 21 de K2.

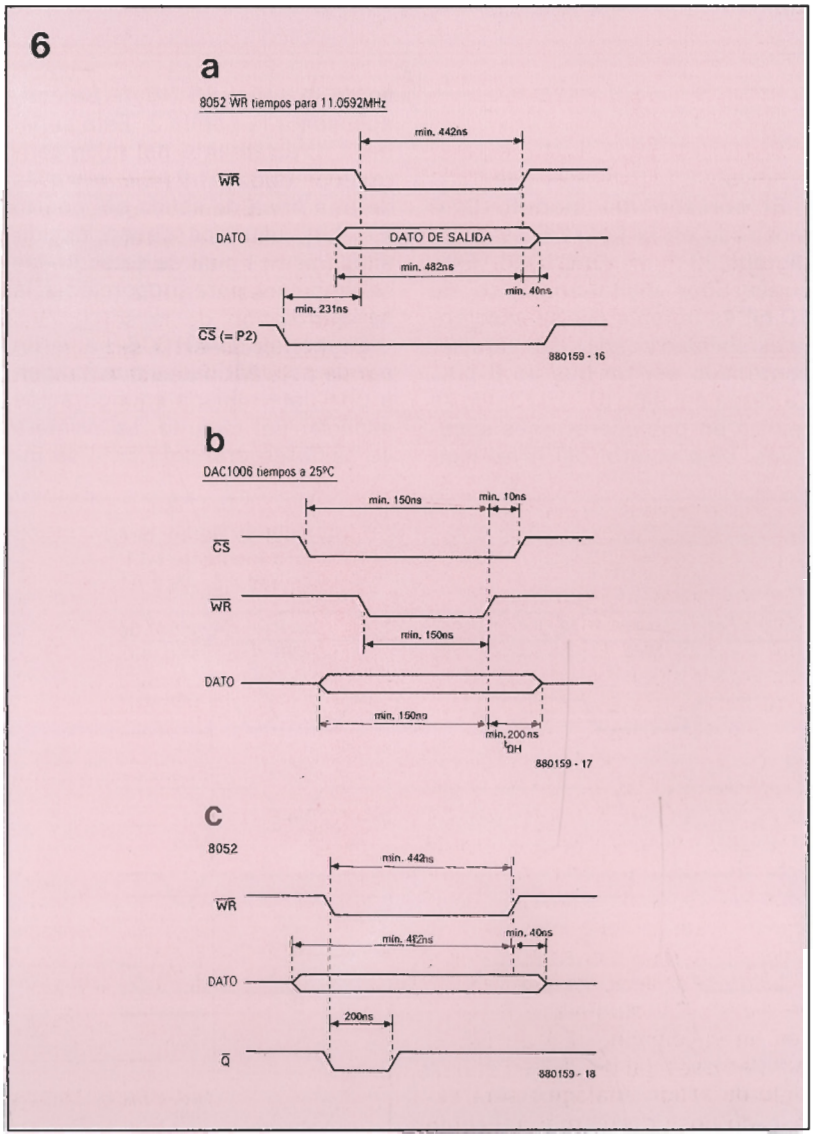
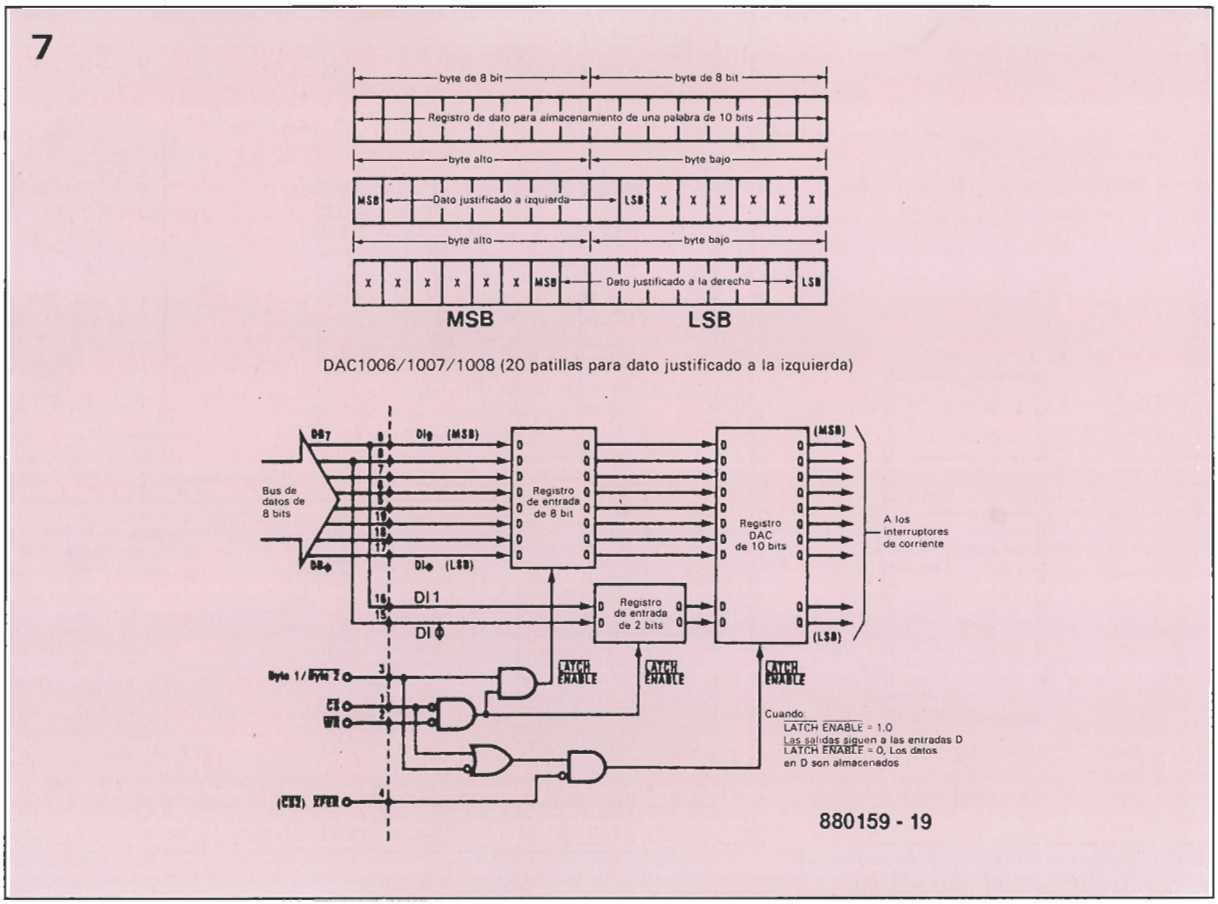


Figura 4. Diagrama interno del ULN2803 de Sprague. Cada Darlington, que puede manejar una corriente de hasta 500 mA, dispone de un diodo de protección frente a cargas inductivas.

Figura 5. El módulo de salida analógica está basado en el convertidor digital-analógico de 10 bits DAC1006 de National Semiconductor. La salida de tensión puede variar entre 0 y 10.23 V, en pasos de 10 mV.

Figura 6. El convertidor DAC1006 necesita que los datos presentes sobre el bus permanezcan estables durante al menos 200 ms tras el pulso ascendente de la señal /WR (6b), lo que no ocurre en el bus del controlador 8052 (6a, Fc1=11.0592 MHz). Un monoestable colocado en la placa de decodificación acorta la duración del pulso /WR (6c).

Figura 7. El DAC1006 gestiona 10 bis justificados a la derecha, dentro de una palabra de 16 bits. La carga de los datos en los registros internos de entrada está controlada por /CS y /WR, junto con BS, para garantizar que los mismos se cargan secuencialmente. Una señal posterior de XFER efectúa la transferencia de la palabra completa a los registros de conversión.

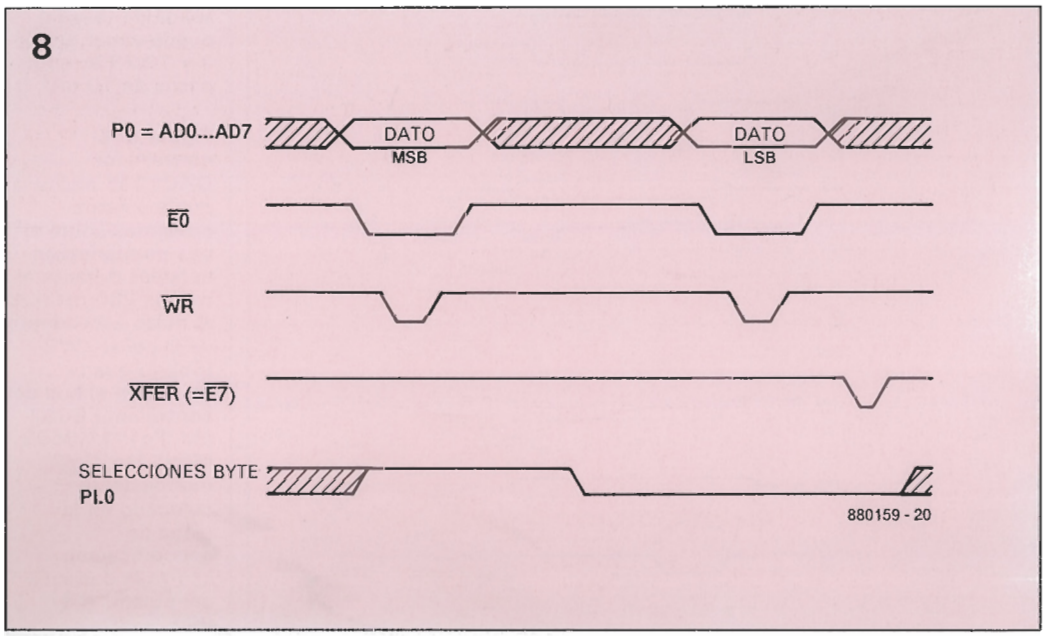


Módulo de salida analógica

El corazón del módulo D/A mostrado en la figura 5 es el integrado IC1, un DAC1006. Este convertidor digital-analógico de 10 bit es notable por su excelente estabilidad y capacidad para ser controlado por un bus de 8 bits. La carga del dato (0...1023hex) se realiza en dos operaciones sucesivas, bajo control del nivel lógico de la señal BS («Byte Select») aplicada a la patilla 3. Esta señal llega directamente del microcontrolador 8052AH-BASIC a través de una línea de salida del puerto P1. Los usuarios deben decidir ellos mismos cuál de estas líneas se empleará para proporcionar la señal BS.

El modelo DAC1006 tiene un par de peculiaridades que obligan a una determinada configuración especial del circuito. La primera es bastante grande. Como se indica en las curvas de la figura 6, la duración de mantenimiento de los datos del 8052 tras el final del pulso de /WR, puede no ser superior a 40 ns (figura 6a), mientras que el DAC1006 necesita que los datos sean mantenidos sobre el bus durante al menos 200 ns (figura 6b). La solución para ello consiste en acortar el pulso de /WR (figura 6c) con ayuda del monoestable 74LS122 (hay que resaltar que este modelo no existe en versión HCT) colocado en la tarjeta de decodificación.

Figura 8. Diagrama de tiempos de las señales necesarias para la carga de los datos en el convertidor DAC1006.



Transferencia

La segunda peculiaridad del DAC1006 reside en la manera en que son cargados los datos digitales. La figura 7 muestra cómo la señal BS permite al integrado almacenar la palabra de datos de 10 bits como una palabra de 8 bits, seguida por otra de 2 bits. De forma totalmente fuera de lo habitual, los 10 bits efectivos de datos están «justificados a la izquierda» dentro de las 16 posiciones de bits disponibles, en lugar de justificados a la derecha como estamos acostumbrados. Afortunadamente, y a pesar de la forma inusual en que están conectadas las líneas AD0 a AD7 con las B0 a

B9, la justificación a la izquierda se resuelve de manera sencilla: sólo hay que multiplicar el dato original de 10 bits, justificado a la derecha, por 64; los primeros 8 bits (dato justificado a la izquierda AND con 00FFhex) se almacenan cuando la señal BS está a nivel alto, y los dos bits restantes (parte entera del dato justificado a la izquierda /2256) con BS a nivel bajo (ver figura 8).

Una vez que la palabra de 10 bits está disponible en el registro interno del integrado, ya está preparada para ser transferida al registro de conversión. Esta operación está controlada por la señal XFER, que es simplemente la señal /Ex suministrada por la placa de decodificación. Esto explica por qué tan sólo se puede conectar 7 placas cuando se emplea 1 o más placas analógicas; en este caso, la línea /E7 no está disponible como señal de validación de un módulo de E/S, ya que funciona como señal de transferencia de los datos almacenados desde el registro interno al registro de conversión del DAC1006.

La figura 8 muestra las relaciones entre los tiempos de las diferentes señales involucradas. Como ejemplo, el módulo de salida analógico está direccionado con /EO, mientras que BS es suministrado por la línea P1.0 del 8052AH-BASIC.

Los usuarios astutos podrán ser capaces de utilizar /E7 para direccionar una octava tarjeta, incluso si se está empleando una o más tarjetas de salida analógica. Esto es posible asumiendo que se puede asegurar que el contenido de los registros del DAC1006 es el correcto cuando se direcciona la octava tarjeta, y que el dato escrito en el registro de la tarjeta seleccionada por /E7 (=XFER) también es el adecuado (véase el listado del programa en la tabla 2).

La referencia externa de tensión para el DAC1006 es suministrada por D1, cuyo coeficiente térmico puede ser compensado en forma precisa mediante el ajustable P2.

Conversión corriente-tensión

La salida de IC2 proporciona una corriente que es convertida en tensión por el amplificador operacional IC2. El ajustable P1 permite definir el valor a fondo de escala de la salida de tensión. El empleo de un operacional relativamente caro, como es el OP-77, que presenta una tensión de offset de tan sólo 50 μV para una temperatura ambiente de 25°C, puede ser discutible ya que el tamaño de cada salto es de tan «sólo» 10 mV.

Evidentemente podríamos habernos contentado con un operacional más normal (y desde luego más barato) dotado de un ajuste externo de compensación; sin embargo, esto no es totalmente cierto, ya que la resistencia externa de compensación debe tener un valor fijo, mientras que la resistencia de salida del convertidor cambia con cada valor que es almacenado, debido a la diferente configuración de la red interna R-2R.

Esta valoración y su influencia quedan claramente expuestas mirando el esquema simplificado de la figura 9, y considerando la siguiente fórmula:

Tensión de error = Vos (1 + Rf/Ro)

donde Ro depende del valor digital escrito en el DAC:

Ro 10 KΩ cuando más de 4 bits están a 1 (nivel alto);

Ro 30 KΩ cuando un solo bit está a 1.

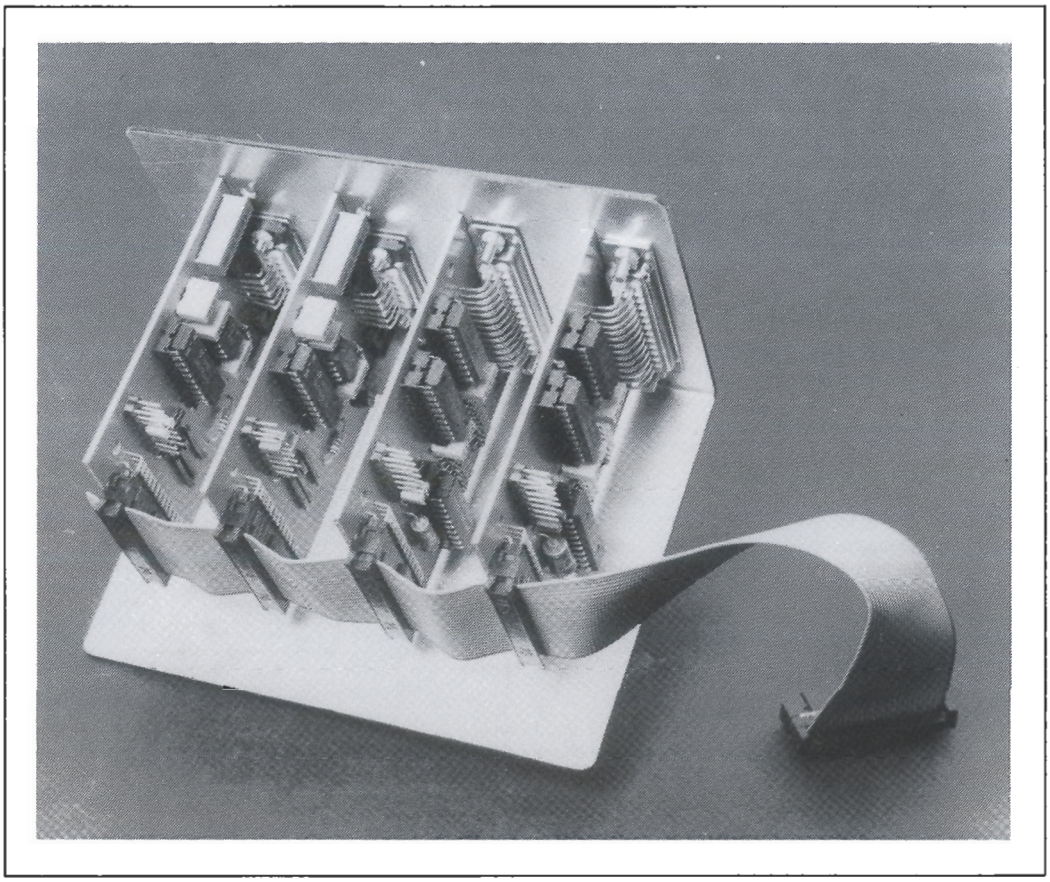
Por tanto, la ganancia de offset varía según el valor digital, de la siguiente manera:

Código «0011111111»;
Verr1 = Vos (1 + 10 KΩ/10KΩ) = Vos.

Código = «0100000000»;
Verr1 = Vos (1 + 10 KΩ/30 KΩ) = 4/3 Vos.

Como se aprecia, la diferencia de error entre estos dos valores es de 2/3 Vos.

De lo anteriormente expuesto, resulta evidente que la deriva de la salida en tensión (no linealidad) es una función directamente proporcional a la tensión de offset del operacional; cuando ésta es baja (como es el caso del OP-77), la máxima desviación también permanece baja, aunque siga siendo dependiente del valor digital cargado en el DAC.



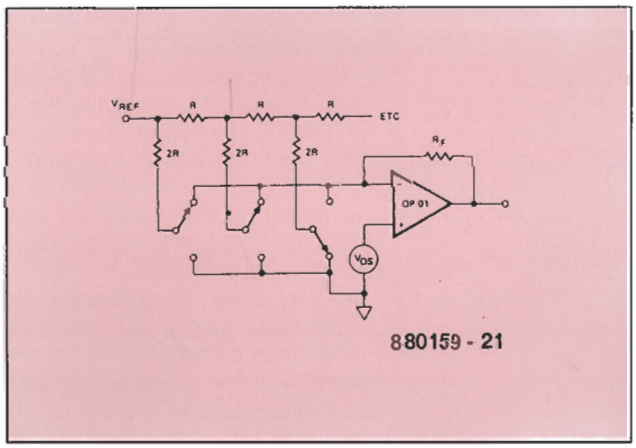
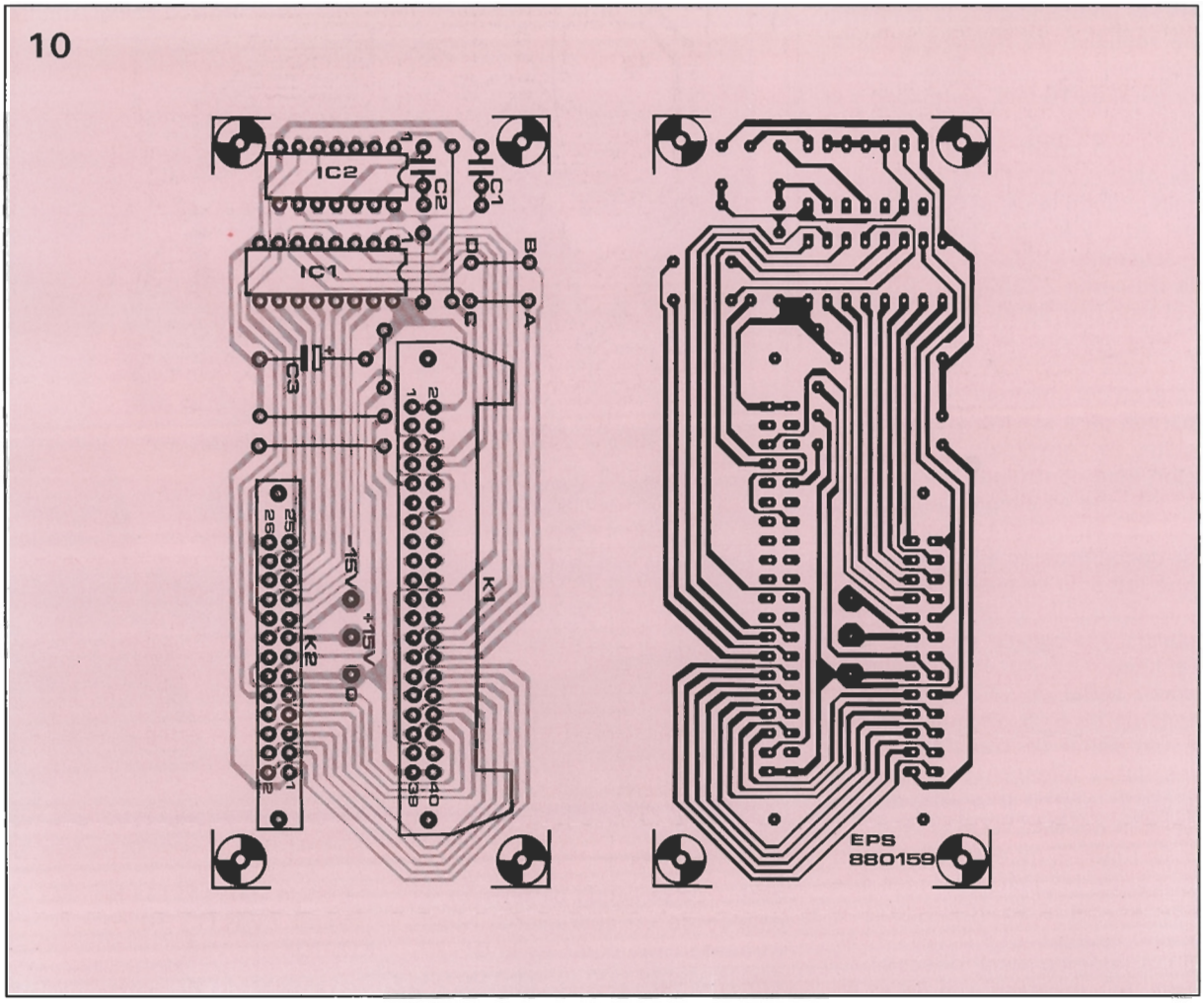


Figura 9. La variación en la resistencia de salida del DAC es una función del código de conversión que da lugar a una corriente variable de offset en la entrada del operacional que convierte la corriente en tensión, lo que amplifica la tensión de offset. En vista de esto, es importante escoger un operacional que presente una tensión de offset tan baja como sea posible.

Figura 10. Circuito impreso, cara de pistas y distribución de componentes, de la placa decodificadora de direcciones.



Lista de componentes

Placa decodificador de direcciones

Condensadores:
C_1=100n
C_2=22p
C_3=10μ; 10V

Semiconductores:
IC_1=74HCT138
IC_2=74LS122

Varios:
K_1=Conector 2 × 20 macho acodado (opcionalmente con uñetas de retención)
K_2=tira de 2 × 13 para C.I.
EPS 880159

Construcción y ajuste

Los módulos periféricos de extensión para el ordenador BASIC incluye 3 tarjetas de circuito impreso, unidas entre ellas mediante un bus realizado a base de cable plano (figuras 10, 11 y 12). Las placas han sido diseñadas de forma que el conector de salida K2 puede ser montado en el frontal de un equipo, con la placa colocada perpendicularmente, en el interior. En el otro extremo de las tarjetas, un corto trozo de cable plano de 26 hilos se engancha en K1 interconectando una placa a otra, y todas ellas con la tarjeta de bus, que a su vez se monte sobre la tarjeta principal del ordenador BASIC. La longitud total de cable plano no debe ser superior a unos 30 cms, ya que en caso contrario existe un riesgo de perturbaciones sobre el bus de datos del microcontrolador.

La tarjeta del decodificador de direcciones se ha diseñado de manera que existen dos formas de montarla sobre la placa principal. En ambos casos se engancha a la placa del ordenador BASIC mediante un pequeño trozo de cable plano. En la placa del ordendor hay que unir la patilla 7 de IC3 (señal de decodifícación de direcciones /Y7) con la patilla 8 del conector de 40 patillas (K2); asimismo, hay que escoger una línea del puerto 1 para que suministre la señal BS. En nuestro prototipo optamos por P1.1; si sigue nuestro ejemplo, deberá unir la patilla 6 de K2 y la patilla 19 de K1. Cualquier otra línea del punto 1 puede servir igualmente para asegurar dicha función. En cualquier caso, tome nota adecuadamente para que no olvide incluir en el programa la instrucción correspondiente para el control de los módulos de E/S.

Si decide por cualquier circunstancia no emplear el módulo analógico de salida puede omitir este último puente, así como prescindir de la tensión auxiliar de ±15 voltios.

Los módulos quedan dispuestos para su empleo tras (una vez

Tabla 2 **Ejemplos de rutinas elementales de control**

Para módulo analógico:

```
100 ED = 0F000H          REM Dirección de salida (ver K3)
110 XF = 0F700H          REM Dirección inútil (transferencia)
120 INPUT X              REM Toma el byte a convertir
130 X = X * 64           REM Justifica a izquierda
140 PORT1 = 1            REM Ajuste de escritura
150 XBY(E0) = X/256      REM Primero MSB y luego
160 PORT1 = 0            REM LSB
170 XBY (E0) = X.AND.0FFH REM (Solo los bits 6 y 7 son útiles)
180 XBY (XF) = 0         REM Transfiere al conversor los 10 bits
190 GOTO 120             REM Fin del bucle
```

Para módulo digital:

```
10 E1 = 0F100H           REM Dirección de módulos (ver (K3)
20 Y = XBY (E1)          REM Lee byte de entrada
30 XBY (E1) = 00F3H      REM escribe byte F3
```

montados evidentemente) asignarles una dirección de memoria, colocando un puente en K3.

Tan sólo hay dos sencillos ajustes a realizar en la(s) placa(s) de salida analógica. Primero, se corrige el coeficiente de temperatura del LM335-2V5, ajustando P2 para que haya una tensión de referencia de 2.490 V medidos en la patilla 6 del conector K2. A continuación se escribe el valor 100 (decimal) en el DAC (10 mV/LSB) lo cual debe proporcionar un valor de salida de 10.00 V, reajustando P1 si es necesario.

Los módulos de E/S descritos presentan un bajo consumo de corriente, y pueden ser por tanto alimentados convenientemente desde la fuente ya existente en el ordenador BASIC. Las placas analógicas consumen alrededor de unos 10 mA, mientras que las digitales necesitan unos 30 mA cada una, y la placa del decodificador unos 20.

Notas finales

Es importante señalar que las líneas BS es común a todas las placas de salida analógica presentes en el bus. Inicialmente tras el encendido, el contenido de los DAC1006 no está definido, por lo que la tensión de salida puede no ser nula. Cuando se envía un pulso XFER a un DAC, todos los DAC conectados sobre el bus responden a él simultáneamente. Esto significa que el contenido de los registros internos en todos los convertidores debe escribirse con el dato adecuado a la tensión de salida deseada, antes de activar el pulso XFER.

La masa analógica y la masa digital sólo están unidas entre ellas en la tarjeta de decodificación.

Si las salidas digitales no se utilizan más que para controlar a otras entradas lógicas, y por tanto no es necesario el circuito de potencia, se puede suprimir el ULN2803 y realizar puentes entre las entradas y salidas de IC3 sobre el circuito impreso. Recuerde en este caso que la salida digital no resulta invertida, con respecto a los datos que se escriben en el 74HCT377.

Por último no olvide que, en principio, la línea /E7 no puede ser empleada como señal de selección de un módulo periférico, debido a su función como señal XFER para los módulos analógicos.

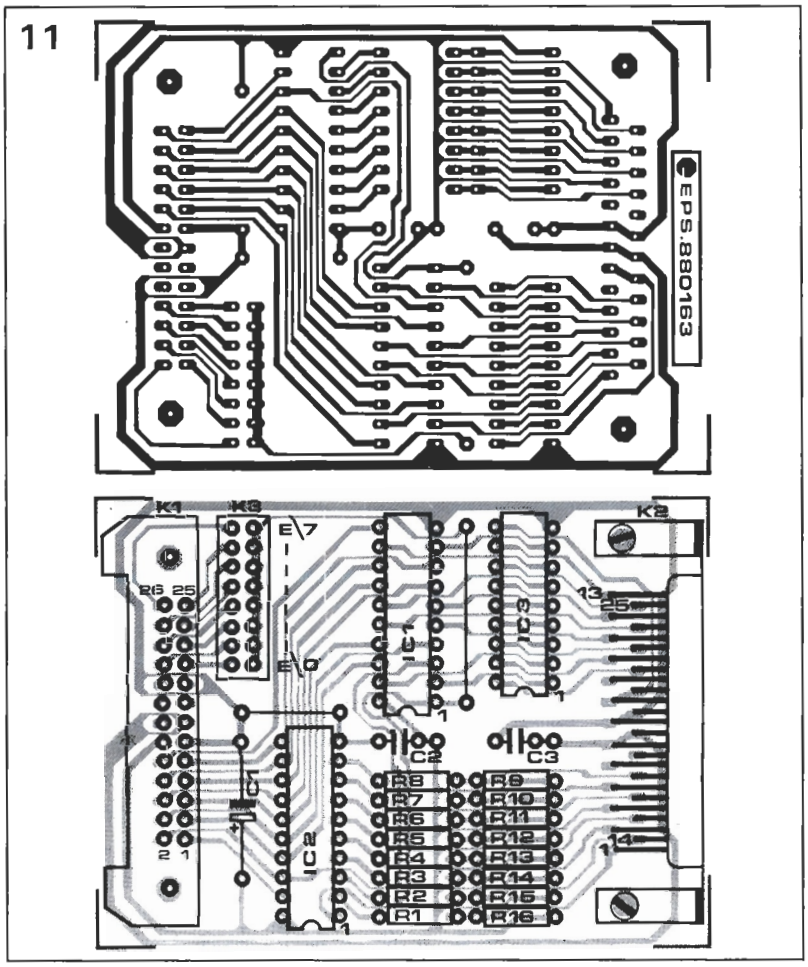


Figura 11. Circuito impreso, cara de pistas y distribución de componentes, de la placa del módulo digital de E/S.

Lista de componentes

Placa de E/S digital

Resistencias:
R_1... R_8 incl.=100K
R_9... R_{16} incl.=10K

Condensadores:
C_1=10µ; 16V
C_2; C_3=100n

Semiconductores:
IC_1=74HCT377
IC_2=74HCT541
IC_3=ULN2803A

Varios:
K_1=conector 2 × 13 macho acodado para CI.
K_2=Tira de 2 × 8 para CI.
K_3=Conector D25, macho acodado para CI.
1 puente para colocar en K3.
EPS 880163

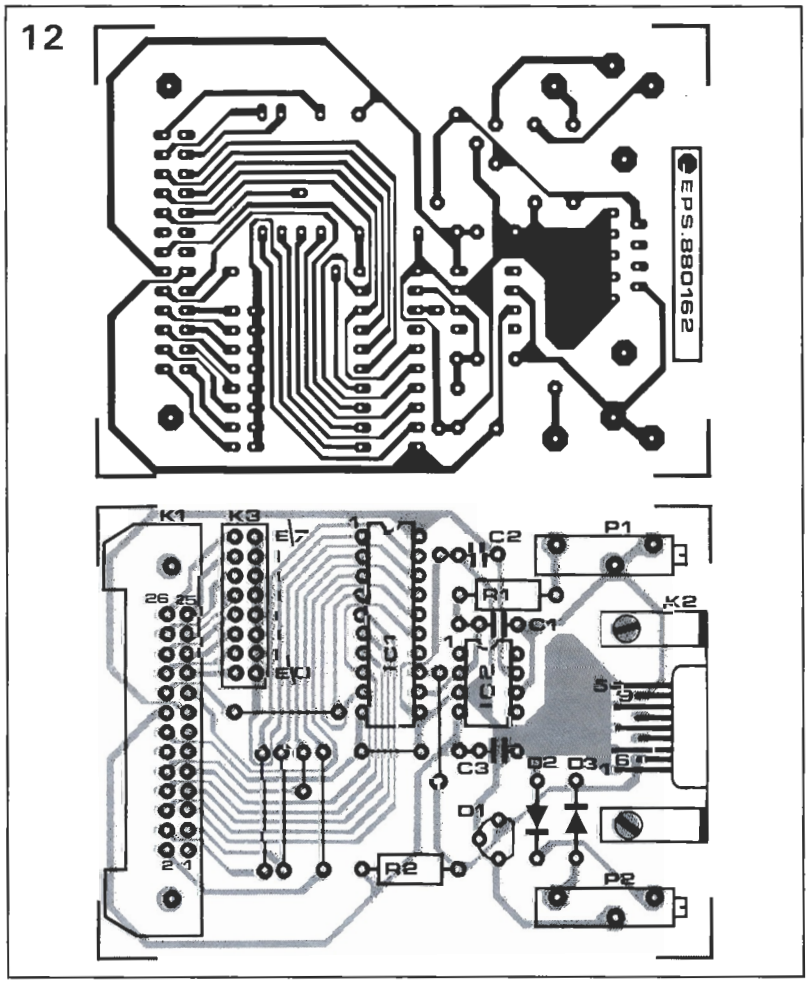


Figura 12. Circuito impreso, cara de pistas y distribución de componentes, de la placa del módulo analógico de salida.

Lista de componentes

Placa de salida analógica

Resistencias:
R_1=47K5 1%
R_2=12K
R_1=25K 22K ajustable multivuelta
P_2=10K condensadores

Condensadores:
C_1=1n0
C_2; C_3=100n

Semiconductores:
D_1=LM336-2V5
D_2; D_3=1N4148
IC_1=DAC1006 (National Semiconductor(
IC_2=OP-77 (PMI)

Varios:
K_1=Conector 2 × 13 macho acodado para CI.
K_2=Tira de 2 × 8 para CI.
K_3=Conector D25, macho acodado para CI.
1 puente para colocar en K3
EPS 880162
Conector D9, macho acodado para CI.

El generador musical presentado seguidamente ha sido diseñado por el equipo del Dr. B. Koyuncu del Departamento de Física de la Universidad de Kuwait y funciona a través de un ordenador para poder controlar parámetros tales como Notas, octavas y volumen. Este generador musical simula un piano de 14 teclas empleando la ayuda del teclado del ordenador como si fuera el propio teclado del piano. Asimismo, utiliza un programa en BASIC para el control y almacenamiento de las piezas musicales compuestas para que posteriormente se puedan reproducir.

GENERADOR MUSICAL CONTROLADO POR ORDENADOR

NOTAS DE APLICACIÓN

El contenido de este artículo está basado solamente en la información suministrada por el autor del mismo, y no implica el desarrollo de alguna experiencia práctica por parte de ELEKTOR o sus colaboradores.

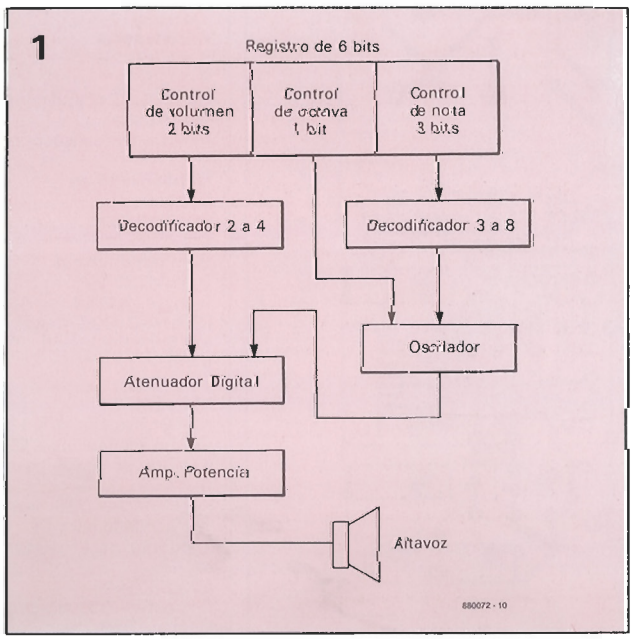


Figura 1. Diagrama de bloques del circuito.

En el generador musical presentado, las piezas musicales se codifican en valores binarios con la ayuda de un ordenador personal modelo BBC y la información presente en las líneas de datos se aplican al circuito a través del puerto de usuario del ordenador. Asimismo, el generador musical posee tres controles: Volumen, Octava y Nota como podrá observarse en el diagrama de bloques del sistema representado en la figura 1.

El sistema genera todas las notas (notas blancas = notas naturales del piano) de las dos primeras octavas con centro alrededor de la nota C. De esta forma, se dispone de catorce notas distribuidas en un margen de frecuencias comprendido desde 263 Hz a 992 Hz. La música se genera bien de forma manual es decir actuando sobre el teclado o bien de forma automática reproduciendo una pieza musical que se encuentre grabada en la memoria del ordenador.

Descripción del sistema

El generador musical emplea tan sólo seis líneas de datos del puerto de salida del ordenador y se emplean de la siguiente forma. Dado que se disponen de siete notas en cada octava (do, re, mi, fa, sol, la si) se han asignado tres líneas para el control de la nota emitida. Estas líneas representan las variaciones binarias desde

001 a 111, es decir, cada código binario de tres bits representa una nota.

Asimismo, como se dispone de dos octavas (la primera y la segunda alrededor de la nota C central) se emplea otra línea de datos para el control de la octava seleccionada en cada instante. Un nivel lógico alto sobre la línea de datos indica que se ha seleccionado la primera octava, mientras que un nivel bajo nos indica que es la segunda octava alrededor de la nota C central la que ha sido seleccionada.

Las dos últimas líneas de datos empleadas sirven para controlar el volumen. Dado que existen cuatro posibles estados empleando dos líneas de datos (00, 01, 10 y 11), el circuito dispone de cuatro niveles de volumen seleccionables. Cada línea de datos corresponde con la entrada de un registro de 1 bit y se emplean un conjunto de 6 registros de carga en paralelo para transferir los datos procedentes del ordenador.

Asimismo, un circuito decodificador de 3 a 8 se encarga de realizar la función de decodificar las salidas de los correspondientes registros para generar la frecuencia correspondiente a las siete notas blancas. Observe que no es necesario un decodificador para el control de las dos octavas. Ahora bien, dado que se dispone de cuatro niveles de volumen según hemos comentado anteriormente, es lógico pensar que se necesita un decodificador de 2 a 4 para poder proporcionar estos cuatro niveles en respuesta a las dos líneas de datos procedentes del ordenador.

Las salidas del decodificador para el control de la nota generada junto con la señal de control de la octava activa (alta o baja) se aplican a un oscilador en puente de Wien. El control del volumen se aplica a la salida del oscilador a través de un atenuador, mientras que las salidas del decodificador de 2 a 4 se emplean como señales de control de sendos relés para poder incluir niveles de atenuación discretos a la salida del oscilador.

Uno de los efectos más importantes asociados con las notas musicales y las octavas es la generación de ondas sinusoidales de diferentes frecuencias y amplitudes. Estas ondas sinusoidales se generan por medio del oscilador cuando las correspondientes teclas del ordenador se presionan, produciéndose un sonido que se reproduce a través de un altavoz con su correspondiente amplificador de potencia.

Cada octava contiene 12 notas: 7 blancas y 5 negras (al menos en los pianos). En un piano, las notas blancas son:

C, D, E, F, G, A, B

mientras que las notas negras son:

C#, D#, G#, A#

La nota musical estándar es una A y su frecuencia corresponde con 440 Hz. En la escala diatónica, las relaciones entre todas las notas son:

C : D = 9 : 8
D : E = 10 : 9
E : F = 16 : 15
F : G = 9 : 8
G : A = 10 : 9
A : B = 9 : 8

Puesto que la nota estándar A corresponde con 440 Hz, la nota C baja (C central) corresponderá con:

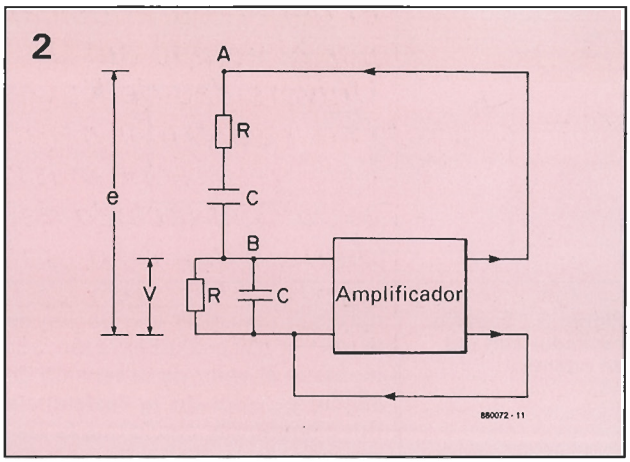
$$9/10 \times 8/9 \times 15/16 \times 9/10 \times 8/9 \times 440 = 264 \text{ Hz}$$

Dado que en la escala diatónica la relación entre las sucesivas notas es diferente, es muy difícil sintonizar el teclado de un instrumento musical a la escala diatónica.

Esta dificultad se evita con el empleo de la denominada escala cromática, en la cual la relación entre las frecuencias de las notas sucesivas ascendentes es constante ($2^{1/12} = 1.059463$). La relación para notas sucesivas descendentes es de 0.943874. La relación entre notas similares en octavas ascendentes sucesivas es de 2, mientras que en octavas descendentes sucesivas es de 1/2, es decir estas relaciones son las mismas que en la escala diatónica.

En el presente diseño, la frecuencia más baja generada se toma como nota C central, esto es 261.63 Hz. Las otras 13 notas son: 293.66, 329.63, ..., 880, 987.77 Hz (estas frecuencias también se podrá obtener a partir de la tabla 1).

Cada una de estas frecuencias se genera por medio de un oscilador en puente de Wien independiente, cuyo diagrama básico se representa en la figura 2. En la red de acoplamiento asociada con este tipo de oscilador, es conveniente, pero no esencial, hacer



igual el valor de las resistencias y el de los condensadores. La relación V/e es decir la ganancia viene dada por la expresión:

$$V/e = R/(3R + jwJR^2 - 1/jwC) \quad [1]$$

Para un desplazamiento de fase nulo, el término $w^2C^2R^2=1$ es igual a 1 y como frecuencia viene dada por la expresión, $f=1/2\pi RC$, el valor que llega a tomar la ganancia es de 3. De esta forma, en su versión más sencilla, este tipo de oscilador tiene un factor de ganancia de 3 con un desplazamiento de fase nulo. La frecuencia de oscilación se mantiene a un valor tal que siempre se obtenga un desplazamiento de fase nulo entre las señales existentes en los puntos marcados como A y B en la figura 2.

El circuito práctico se debe modificar para poder permitir una estabilidad en la amplitud, la cual se consigue por medio de la incorporación de la resistencia variable con la temperatura o termistor Rth. Recuerde que el valor resistivo de este tipo de componente decrece cuando aumenta la disipación de potencia. La tensión media de salida entregada por el oscilador es de 1 Vrms. El valor óptimo del termistor es de 1 KΩ, lo cual significa que tan sólo se disipa 1 mW de potencia, con lo que consecuentemente la variación en el valor resistivo es muy baja. De esta forma, el circuito tiene que ser capaz de generar un cambio en el valor de la tensión relativamente grande para una pequeña variación en el valor de la resistencia. Para realizar esta función, el termistor y la red que constituye el oscilador tipo Wien se combinan en un circuito en puente como se muestra en la figura 3. La oscilación se mantiene por medio de un incremento en la ganancia del amplificador a un nivel tal que es más que suficiente

Figura 2. El esquema más sencillo posible de un oscilador.

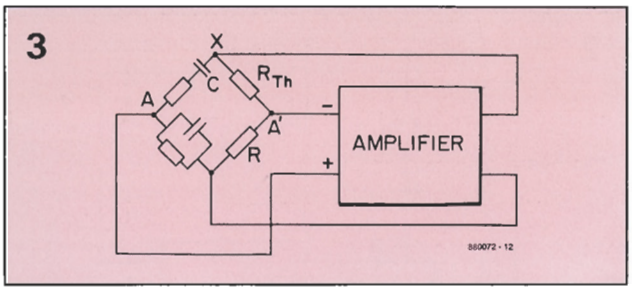


Figura 3. Sencillo oscilador con red en puente.

para sobrepasar la atenuación de la red. Si, por cualquier razón, aumentase el valor de la tensión de salida, el valor de la resistencia Rth disminuiría, con lo que la atenuación total del circuito se mantendría en 3 y este valor reduciría el valor de la tensión que se le aplica al amplificador. Idealmente, mientras que el valor total del desplazamiento de fase se debe mantener a cero, el factor de amplificación debe ser alto de tal forma que los puntos marcados como A y A' en la figura 3 sean aproximadamente equipotenciales (es decir que tengan el mismo valor de tensión).

Descripción del circuito

Para la descripción técnica del generador musical referirse al diagrama del circuito de la figura 9. Los biestables tipo D disparables por flancos de subida se emplean para guardar el dato presente en la línea de comunicación existente con el ordenador. Asimismo, empleando este método los datos procedentes de la sección de salida del puerto de usuario del ordenador ya están almacenados en el registro de salida del puerto.

Las líneas de salidas correspondientes en cada caso se conectan al circuito a través de unos circuitos búffer triestado. Cuando la línea de control del búffer se activa, la señal presente en la entrada del circuito búffer se traspasa a su salida, mientras que en cualquier otro caso la salida se mantiene en un estado de alta impedancia.

Para realizar la conmutación entre el funcionamiento manual o el automático se emplean dos juegos de circuitos búffer. La señales de entrada aplicadas a uno de estos conjuntos proceden del puerto de usuario disponible en el ordenador, mientras que las aplicadas al otro juego de circuitos búffer proceden de interruptores manuales. Como podrá observarse en el diagrama del circuito, un conjunto de búffers tiene la señal de control activa a nivel lógico bajo, mientras que el otro conjunto de búffers la tiene activa a nivel lógico alto. Los niveles presentes en estas líneas de control se gobiernan por medio de interruptores mecánicos. Para una referencia más rápida, la figura 4 representa la sección de conmutación del generador musical.

La información almacenada temporalmente en el registro del generador musical se decodifica por medio de sendos circuitos integrados decodificadores de 3 a 8 y de 2 a 4. El decodificador de 3 a 8 dispone de tres entradas por lo que se pueden decodificar hasta siete códigos de entrada diferentes (001-111). Cualquier código binario de tres bits produce un nivel lógico bajo en la salida correspondiente de decodificador, al mismo tiempo que genera un nivel lógico alto en todas las salidas restantes. Cada salida del decodificador corresponde con una señal del oscilador en particular, y se emplea para activar un relé electromagnético.

El circuito integrado decodificador de 2 a 4 es similar al de 3 a 8, pero tan sólo dispone de cuatro salidas. En este caso, cada salida corresponde con un nivel de volumen, que se obtiene activando un relé electromagnético que introduce un nivel de atenuación al oscilador de salida.

Recordemos que los circuitos integrados decodificadores están constituidos por puertas AND e inversores tal y como se representa en la figura 5 (en este caso se muestra un decodificador de 3 a 8).

La salida del oscilador se conecta al decodificador de 2 a 4 y a un amplificador de potencia a través de una red de atenuación conmutable tal y como se representa en el diagrama de bloques de la figura 6. Cuando se selecciona un nivel de volumen en particular, se aplica el correspondiente código de 2 bits al circuito decodificador, el cual activa la salida correspondiente y se cierra el relé asociado con ella. En virtud de este hecho, la salida del oscilador está sujeta a un nivel de atenuación antes de que ésta se aplique al amplificador de potencia.

El oscilador en puente de Wien contiene una combinación R-C que determina las notas y las octavas. Cada combinación nota-octava representa un valor de frecuencia y se puede variar cambiando el valor del condensador (octavas) o el de la resistencia (notas).

Por ejemplo, la frecuencia f1 de la octava correspondiente a la nota C central (triple pentagrama)

Figura 4. Funcionamiento automático/manual controlado por dos juegos de circuitos búffers triestado.

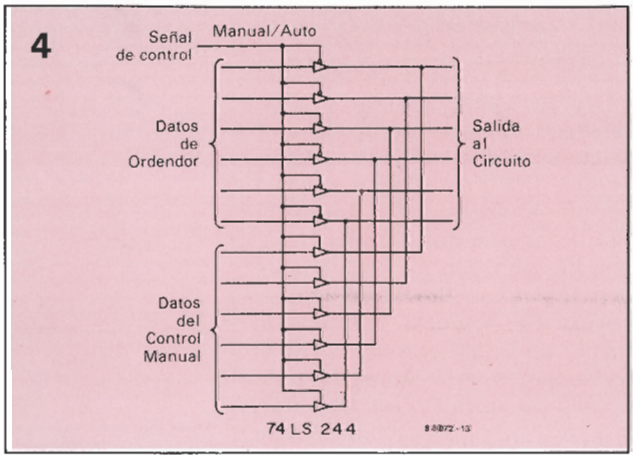


Figura 5. Diagrama lógico de un decodificador de 3 a 8.

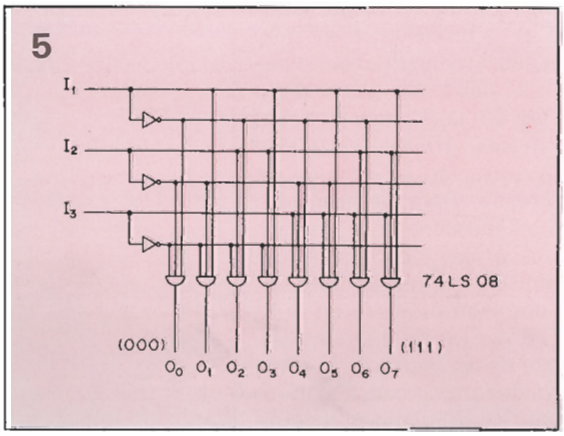
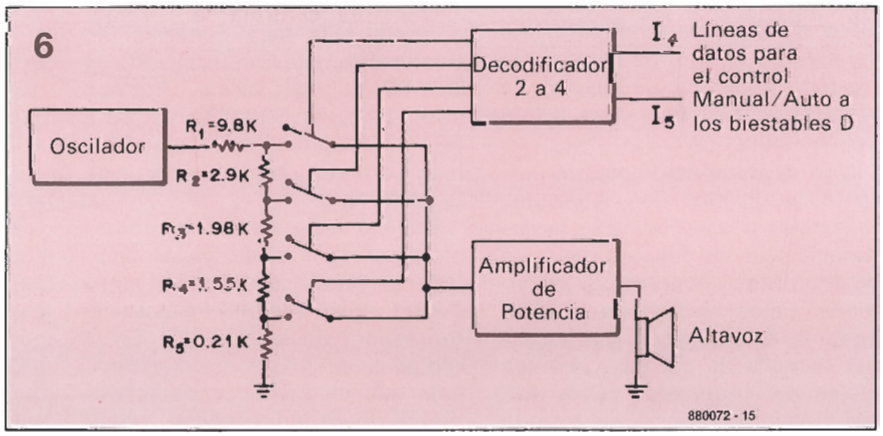


Figura 6. Diagrama de bloques de un atenuador digital.



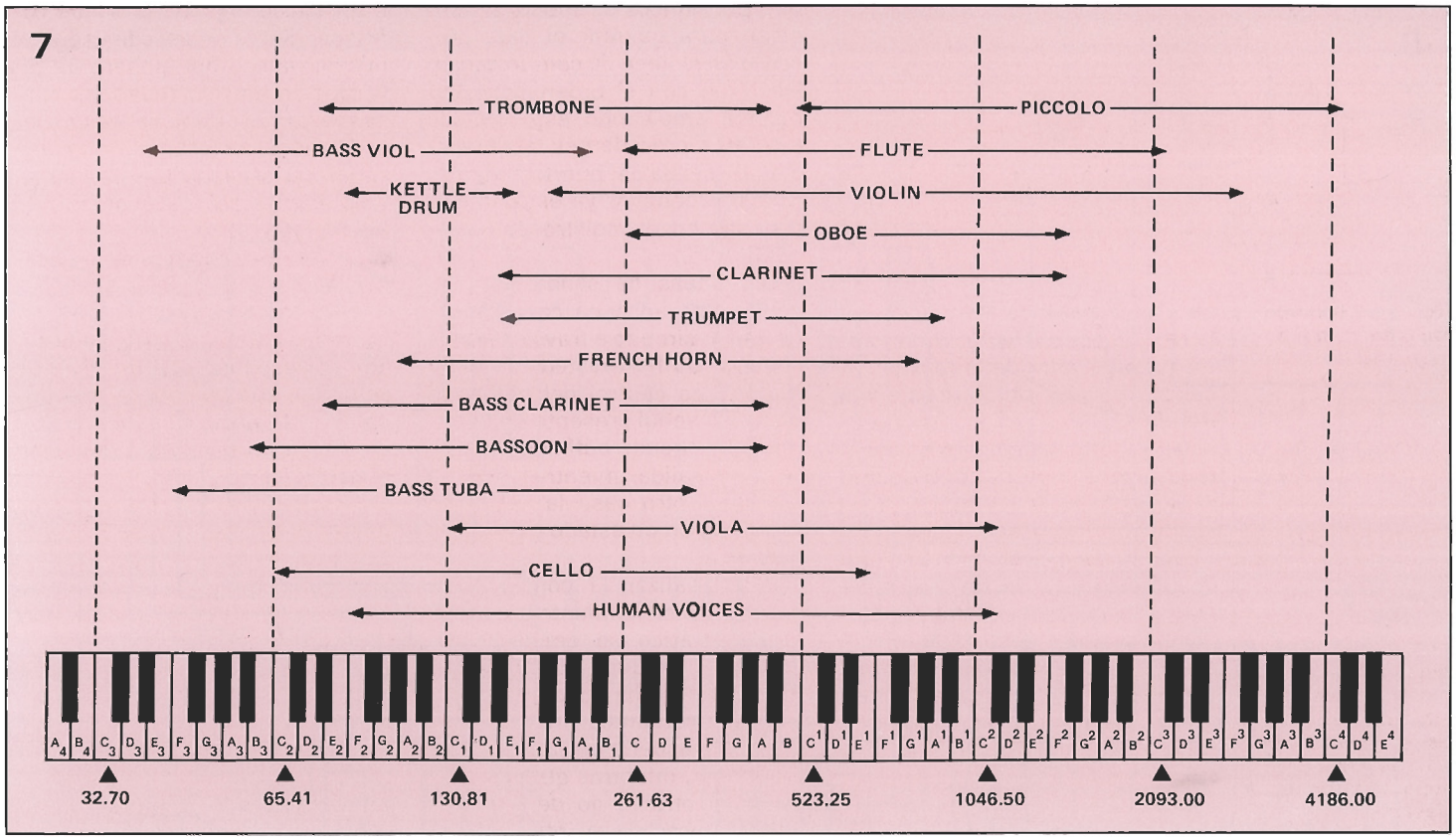


Figura 7. Relación entre las teclas, notas y octavas de un piano con sus valores en frecuencia.

Tabla 1

Frecuencias en Hz de la escala cromática para 8 octavas consecutivas

tonos / Octavas	C	C#	D	D#	E	F	F#	G	G#	A	A#	B
+4	4186.00	4434.91	4698.62	4978.02	5274.05	5587.64	5919.90	6271.91	6644.86	7039.99	7458.60	7902.12
+3	2093.00	2217.46	2349.31	2489.01	2637.00	2793.80	2959.93	3136.00	3322.48	3520.00	3729.31	3951.10
+2	1046.50	1108.73	1174.70	1244.55	1318.50	1396.90	1479.96	1568.00	1661.24	1760.00	1864.66	1975.50
+1	523.25	554.36	587.33	622.25	659.26	698.46	740.00	784.00	830.61	880.00	932.33	987.77
0	261.63	277.19	293.66	311.12	329.63	349.23	370.00	392.00	415.31	440.00	466.16	493.88
-1	130.81	138.59	146.83	155.56	164.81	174.61	185.00	196.00	207.65	220.00	233.08	246.94
-2	65.41	69.30	73.42	77.79	82.41	87.31	92.50	98.00	103.83	110.00	116.54	123.47
-3	32.70	34.64	36.71	38.89	41.20	43.65	46.25	49.00	51.91	55.00	58.27	61.74

tiene un valor $f_2 = 1/2\pi R_1 C_1$, mientras que la frecuencia f2 de la misma, octava viene dada por un valor $f2 = 1/2\pi R_2 C_1$. Deesta forma, f1/f2 = R2/R1 (y también = $1/2^{1/12}$).

Por tanto, $R_2 = R_1 2^{1/12}$, $R_3 = R_1 2^{2/12}$, ... $R_1 = R_1/2^{6/12}$. Si R1 tiene un valor, por ejemplo, de 20 kohm, los otros valores de resistencias se pueden calcular a partir de las expresiones anteriores.

El valor del condensador C1 para la octava correspondiente a la nota C central se calcula multiplicando 0.03 uF por el valor de f1 correspondiente a la nota C central, igual a 261.63 Hz, con una R1 = 20 KΩ. Para las notas correspondientes a la segunda octava alrededor de la nota C central, el valor del condensador se divide por la mitad, esto es C2 = 0.015 uF.

Los distintos condensadores y resistencias se conectan al correspondiente relé tal y como se representa en la figura 8. Las líneas de control de los relés que conectan cada par de resistencias iguales están unidas de forma conjunta a las salidas del decodificador que controla las notas. Obsérvese que se emplea la misma técnica para el caso de los condensadores.

Cada relé conecta dos resistencias y dos condensadores de forma simultánea al circuito del oscilador en puente para poder activarle. El resultado obtenido es la disposición de las 14 notas pre-

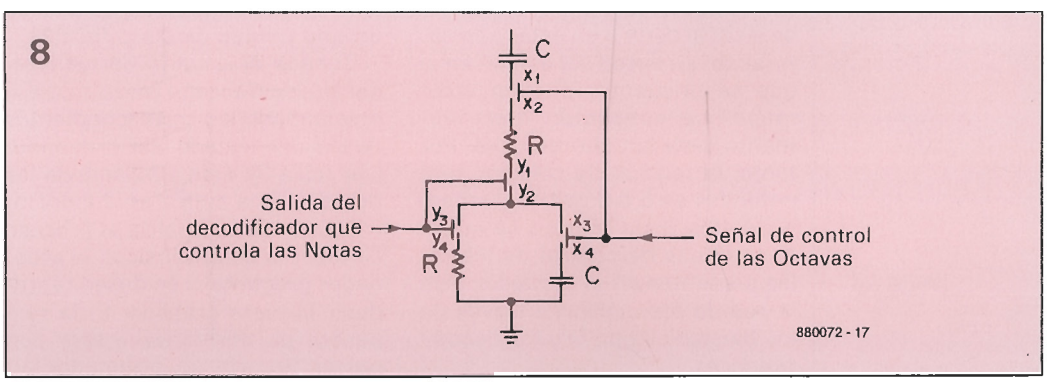


Figura 8. Interconexión entre la red de acoplo y el relé.

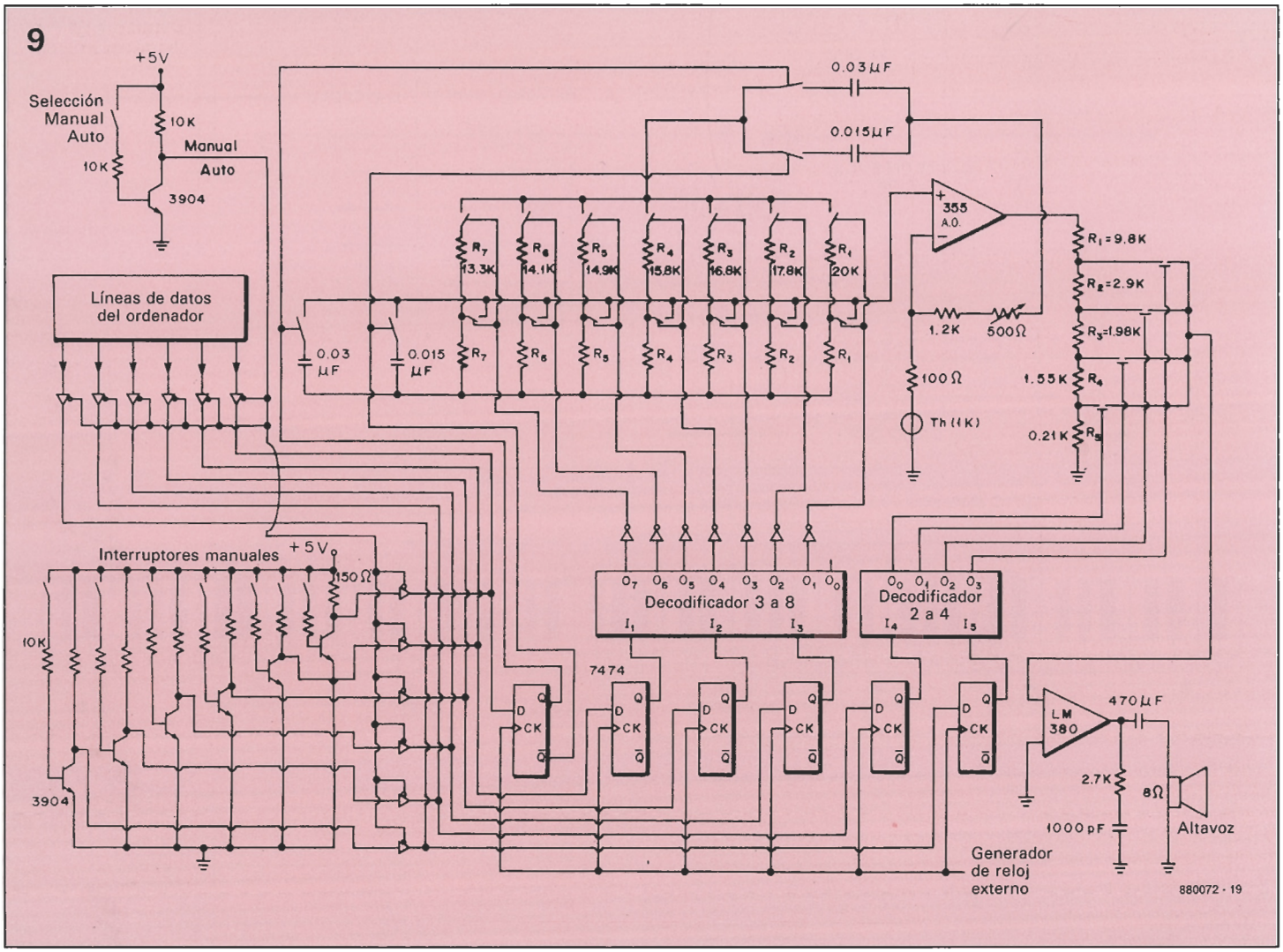


Figura 9. Diagrama eléctrico del generador musical.

Tabla 2

TECLA	:	espacio	A	S	D	F	G	H	J	espacio	Z	X	C	V	D	N	M
CÓDIGO	:	32	65	83	68	70	71	72	74	32	90	88	67	86	66	78	77
NOTA	:	-	C	D	E	F	G	A	B	-	C^1	D^1	E^1	F^1	G^1	A^1	B^1

Para ver las frecuencias de las notas dirigirse a la Tabla 1

sentes en su salida. Para tener una idea global de esta configuración referirse al diagrama del circuito de la figura 9.

El tratamiento manual del generador musical está basado en el empleo de una sección realizada en torno a transistores y interruptores mecánicos. Cada transistor se sitúa al corte o en estado de saturación en virtud del estado en el que se encuentre el interruptor mecánico conectado eléctricamente a su circuito de base. Por tanto, la tensión de colector será entonces de 5 ó 0 voltios, respectivamente. Esta tensión se aplica a las líneas de control de los relés presentes en el oscilador y en la red de atenuación a través de los biestables tipo D y los decodificadores.

Software de control

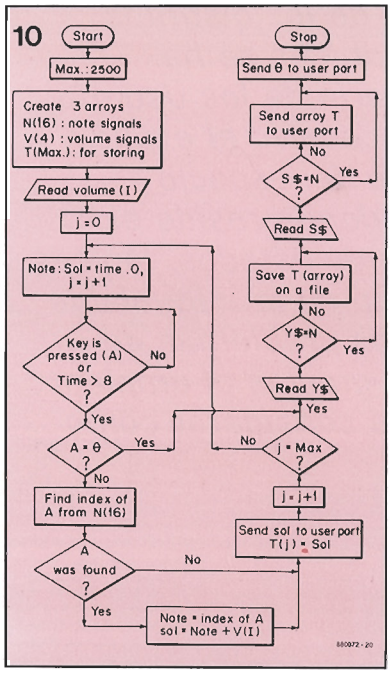
El diagrama de flujo (incluyendo el algorítmo) del programa se representa en la figura 10, mientras que el listado de la última versión realizada se puede observar en la figura 11. El programa está escrito en BASIC y se guarda en una unidad de disco flexible.

Cuando el usuario del generador musical toca la pieza musical presionando las correspondientes teclas del teclado del ordenador (ver tabla 2), éste almacenada las notas en una matriz unidimensional. Cuando se finaliza el proceso de tocar la pieza musical, el ordenador pregunta si se desea reproducir la pieza grabada. Si la respuesta es afirmativa (basta con pulsar Return), el ordenador almacena la matriz en un fichero. El tamaño de la matriz en la cual se guarda la pieza musical es de 2.500 líneas. Este número tan bajo se debe a las limitaciones impuestas por la memoria del ordenador. La matriz permite la reproducción de la pieza musical alrededor de unos 10 minutos.

Más posibilidades

El hardware diseñado en el generador musical se puede interconectar fácilmente a cualquier tipo de ordenador personal que disponga de los apropiados convertidores A/D en sus puertos de usuario.

El programa de control se puede modificar para permitir al



usuario poder tocar una pieza musical sobre el teclado de cualquier otro ordenador personal. Dado que el ordenador personal modelo BBC, sobre el cual se ha desarrollado el generador musical presentado, tiene un puerto de usuario con un registro de 8 bits puede enviar hasta 28 = 256 señales, por lo que se puede emplear para generar 256 notas diferentes. Estas notas son fundamentales, no armónicos.

El margen que disponemos sobre el control de volumen presente a la salida del oscilador es de 30 dB. El valor de frecuencia correspondiente a cada nota se puede variar en ±2 Hz alrededor del valor exacto, siendo inapreciable por el oído tal variación.

La resistencia variable con la temperatura (termistor), la cual protege al relé de sobrecalentamiento, emplea un determinado tiempo en alcanzar su temperatura operativa. Este tiempo junto con el retardo de tiempo empleado en la activación del relé originan sobre la señal acústica de salida del altavoz la aparición de un pequeño pico antes de que el altavoz llegue a excitarse. Este efecto se considera perfectamente aceptable, dado que en un piano el sonido también viene acompañado de un pico inicial antes de que éste se sitúe en un estado estable, en cualquier caso siempre por debajo del valor de pico.

Conclusión

Para la realización del oscilador se ha empleado un amplificador de los denominados de instrumentación. Cualquier deriva de frecuencia originada por variaciones de temperatura se minimiza gracias al empleo de una red de compensación de la deriva.

Los circuitos se alojarán preferentemente en una caja metálica y todas las conexiones se mantendrán lo más cortas posibles para evitar cualquier posible interferencia.

11

```
*FX6,1
  10 REM        (GENERATION OF MUSIC BY USING HARDWARE AND BBC INTERFACE ) DEFT
 86 - JAN 87 ) =A
  20  REM    THIS PROGRAM IS AN                    INTERFACIN FOR
  30  REM THE COMPUTER GENERATED MUSIC
  40 WAIT=8
  50 MAX=2500
  60  DIM N(16)
  70  DIM T(MAX)
  80  DIM V(4)
  90 CLS
 100 PRINT "WELCOME TO THE MUSIC PROGRAM"
 110 PRINT "VOLUME CAN BE OF DEGREE 1,2,3 OR 4 ONLY"
 120 INPUT "VOLUME IS OF DEGREE ?"VOLUME
 130 IF VOLUME<1 OR VOLUME>4 THEN 110
 140 PRINT "PLEASE NOTE THE FOLLOWING"
 150 PRINT "YOU HAVE TWO OCTAVES"
 160 PRINT "EACH OCTAVE HAS 7 NOTES"
 170 PRINT "THE FIRST OCTAVE BEGINS AT   KEY ,Z, AND ENDS AT KEY ,M, "
 180 PRINT "THE SECOND BEGINS AT KEY ,A, AND        ENDS AT KEY ,J,"
 190 PRINT "IF YOU WANT TO EXIT,THEN: "
 200 PRINT "PRESS THE KEY 0"
 210 V(1)=0
 220 V(2)=16
 230 V(3)=32
 240 V(4)=48
 250 FOR J=1 TO MAX
 260    T(J)=0
 270 NEXT J
 280 J=1
 290 INPUT "NOW PRESS THE RETURN KEY TO  START          PLAYING MUSIC "Y$
 300 ?&FE62=&FF
 310 *FX11,15
 320  REPEAT
 330 A=INKEY(WAIT)
 340 DATA 32,65,83,68,70,71,72,74,32,90,88,67,86,66,78,77
 350 IF A=48 THEN GOTO 470
 360 RESTORE
 370 SOT=0
 380 FOR I=1 TO 16
 390   READ N(I)
 400   IF A=N(I) THEN SOT=I-1
 410 NEXT I
 420 ?&FE60=SOT+V(VOLUME)
 430 X=?&FE60
 440 T(J)=X
 450 J=J+1
 460  UNTIL (J>MAX)
 470 ?&FE60=0
 480 PRINT "YOU CAN NOT PLAY MUSIC ANY MORE"
 490 IF J<MAX THEN T(J)=-1
 500 INPUT "DO YOU WANT TO STORE MUSIC?,               N=NO ,FOR YES PRESS RETU
RN",Y$
 510 IF Y$="N" THEN GOTO 580
 520 B = OPENOUT ("MUSIC")
 530 FOR J=1 TO MAX
 540     PRINT£B,T(J)
 550 NEXT J
 560 PRINT "YOUR MUSIC IS STORED NOW "
 570 CLOSE£ B
 580 INPUT " DO YOU WANT TO LISTEN TO STORED MUSIC? N=NO ,FOR YES PRESS RETURN"
,S$
 590 IF S$="N" THEN GOTO 700
 600 C=OPENIN ("MUSIC")
 610 J=1
 620 REPEAT
 630    INPUT£C  , X
 640  TIME =0
 650 IF TIME<= 7 THEN 650
 660    ?&FE60=X
 670 J=J+1
 680 UNTIL (J>MAX) OR (T(J)<0)
 690 CLOSE£ C
 700  *FX12,0
 710  ?&FE60=0
 720 PRINT "YOU HAVE EXIT FROM THE MUSIC PROGRAM "
 730 END
                                                        880072 - 21
```

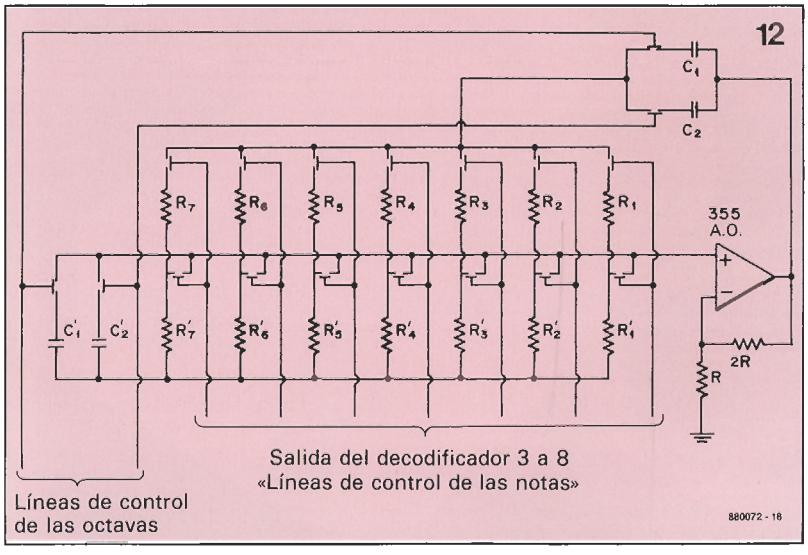


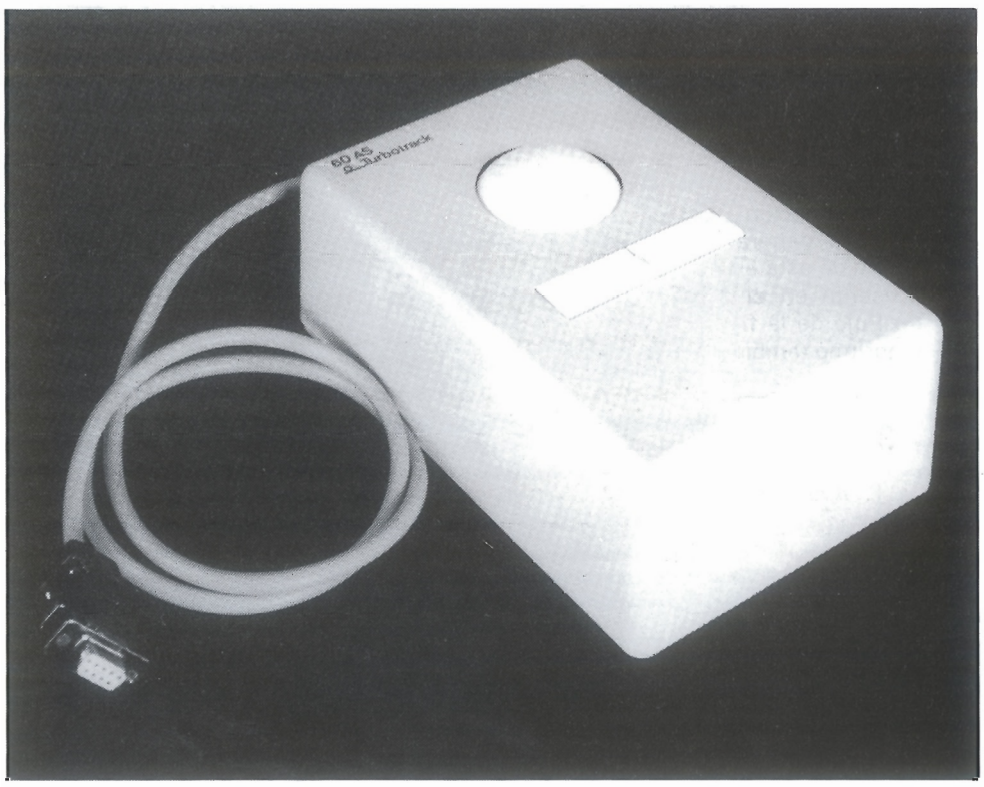
Figura 10. Diagrama de flujo del programa de control.

Figura 11. Listado en BASIC del programa de control.

Figura 12. Disposición general de un oscilador en puente de Wien.

El empleo de un ratón para controlar el manejo de los distintos programas que operan en los ordenadores personales se ha convertido en práctica habitual por la gran mayoría de los usuarios. No obstante, existe generalmente un problema común: el espacio disponible. A menudo sucede que no se dispone del espacio suficiente para mover el ratón en la habitación donde reside el ordenador cuando la mesa de trabajo está llena de listados, lápices, cuadernos de notas, libros, discos y por supuesto de la inigualable compañía de la taza de café o del cenicero. Estos problemas de espacio se pueden resolver de forma inmediata gracias al empleo de una bola rodante, que simplemente se puede considerar como un ratón, pero puesto al revés.

TURBOTRACK: BOLA RODANTE PARA EL ATARI ST



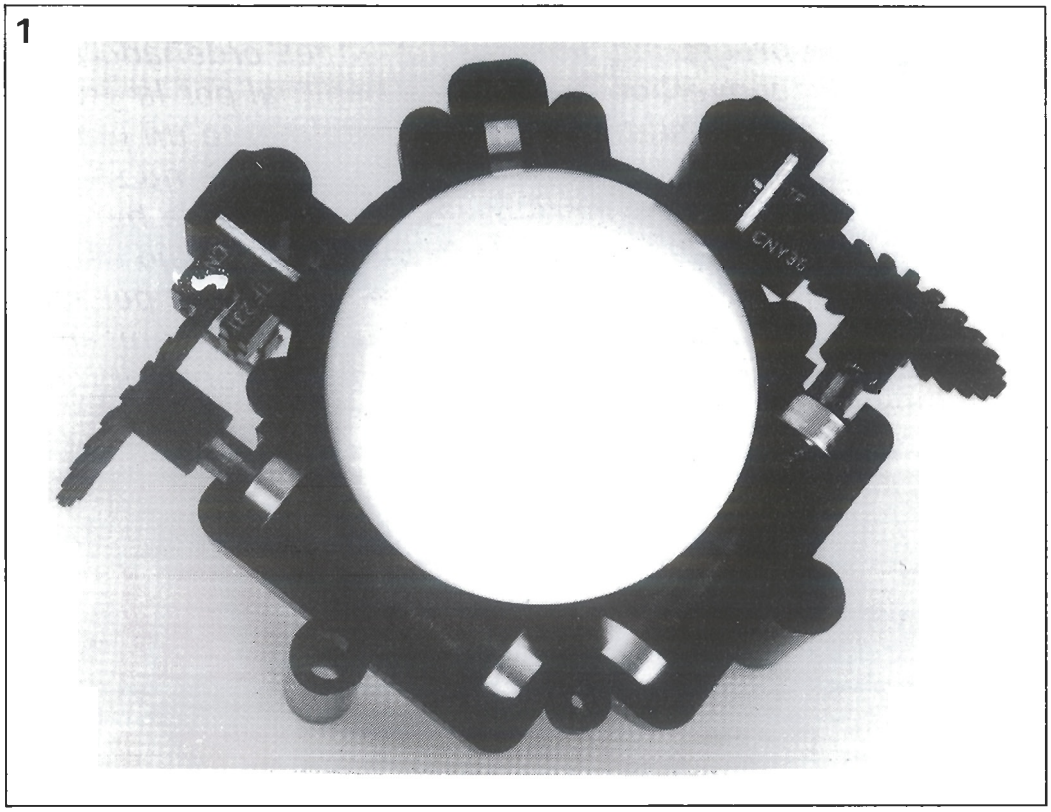
El funcionamiento de una bola rodante básicamente es idéntico al de un ratón, pero el movimiento de la bola se realiza por desplazamiento de la misma por la mano del usuario en lugar de desplazar el ratón sobre la superficie de la mesa de trabajo, o sobre la correspondiente tableta para el ratón si la mesa es muy resbaladiza para la bola del ratón. El principio de operación de una bola rodante se ilustra claramente gracias al diagrama de la figura 1. Según se puede observar, dos ejes situados en ángulo recto son los encargados de hacer girar los discos dentados que servirán para codificar el sentido y velocidad de giro de la bola. Sobre cada disco se sitúan dos optoacopladores que se encargarán de convertir la rotación de la bola en una señal lógica entendible por la circuitería electrónica. En los conjuntos mecánicos caseros, puede existir un pequeño eje auxiliar (visible en la fotografía de la figura 5) para permitir ajustar el peso de la bola empleada. Para evitar deslizamientos entre la bola y los dos ejes principales, el eje auxiliar su-

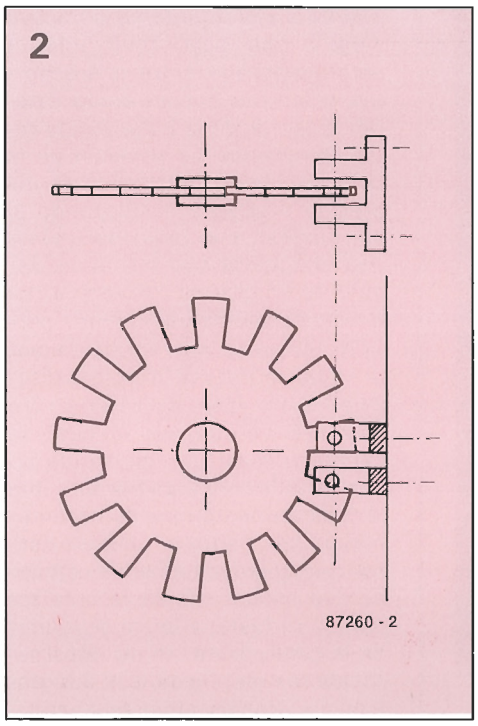
jeta la bola justo por debajo del ecuador de la misma, de tal forma que el propio peso de la bola sirve para mantenerla en contacto firme con los ejes principales.

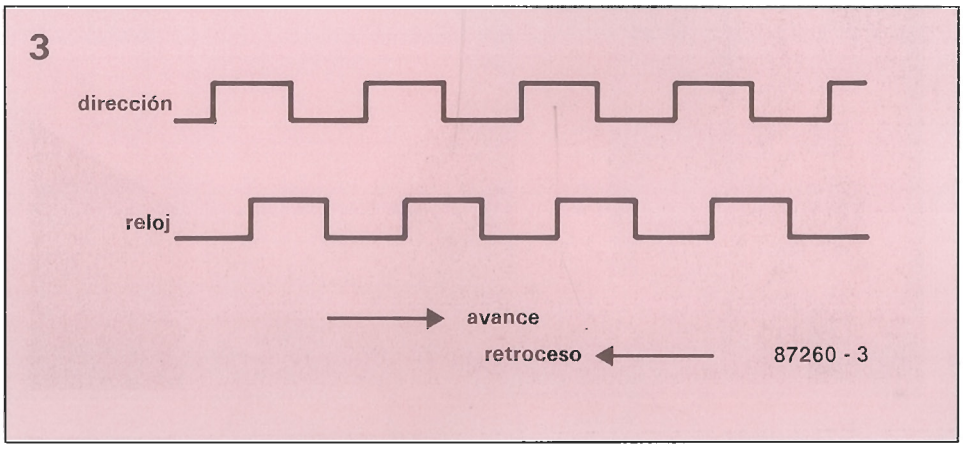
Definición del sentido de rotación

El espacio existente entre los optoacopladores deberá ser de tal forma que el haz de luz del emisor de uno de ellos se vea interrumpido por los segmentos sólidos presentes en el disco dentado al mismo tiempo que el otro optoacoplador comience a ver el borde del siguiente segmento. Este hecho se representa esquemáticamente en el dibujo de la figura 2. Conviene destacar que el espacio entre los optoacopladores no siempre debe ser tan próximo como muestra la figura, el hecho básico consiste en obtener dos trenes de pulsos que estén desfasados entre si 90 grados.

El diagrama de tiempos de la figura 3 representa cómo la relación de fase existente entre dos pulsos cualesquiera permite al ordenador deducir la dirección del giro del disco codificador. Para un mayor entendimiento, a la señal generada por un optoacoplador la llamaremos «dirección», mientras que la otra se denominará «reloj». La lectura del diagrama de tiempos de izquierda a derecha muestra el orden de los pulsos cuando la bola se mueve en sentido directo (a la derecha por ejemplo), mientras que si leemos el diagrama de tiempos de derecha a izquierda tendremos el movimiento de la bola en sentido inverso al anterior. Si observamos la dirección durante el flanco de subida del reloj, podemos asociar que se dispone de una lógica alta para el sentido directo y de una lógica baja para el sentido inverso del movimiento de la bola. En virtud de este hecho, lo que debe hacer cualquier ordenador es leer el nivel lógico de la señal de dirección durante el flanco ascendente de la señal de reloj, lo cual es bastante sencillo empleando una rutina de interrupciones. La estructura general de una rutina de este estilo se representa en el diagrama de flujo de la figura 4. El algoritmo también se puede emplear para actualizar aquellos ordenadores que no dispongan de un dispositivo de señalización.







Aspectos mecánicos

Aquellos lectores que no se sientan incitados a la construcción mecánica de la bola rodante, por supuesto pueden comprarla ya fabricada por lo que podrán saltarse sin lugar a dudas esta sección.

En primer lugar, el elemento primordial de la bola rodante es, como se podrá suponer, la propia bola, para la cual se puede emplear una bola de billar, que son relativamente baratas, con un diámetro comprendido entre 57 y 60 mm. Para obtener el resto de

Figura 1. Este conjunto mecánico sujeta la bola de billar, y convierte su movimiento rotacional en señales eléctricas.

Figura 2. Posición de los dos optoacopladores. Las levas del disco codificador simplemente son segmentos sólidos o dientes del disco que interrumpen el haz de infrarrojos.

Figura 3. La relación de fase entre los pulsos generados por los optoacopladores se emplea para deducir la dirección de giro del disco codificador.

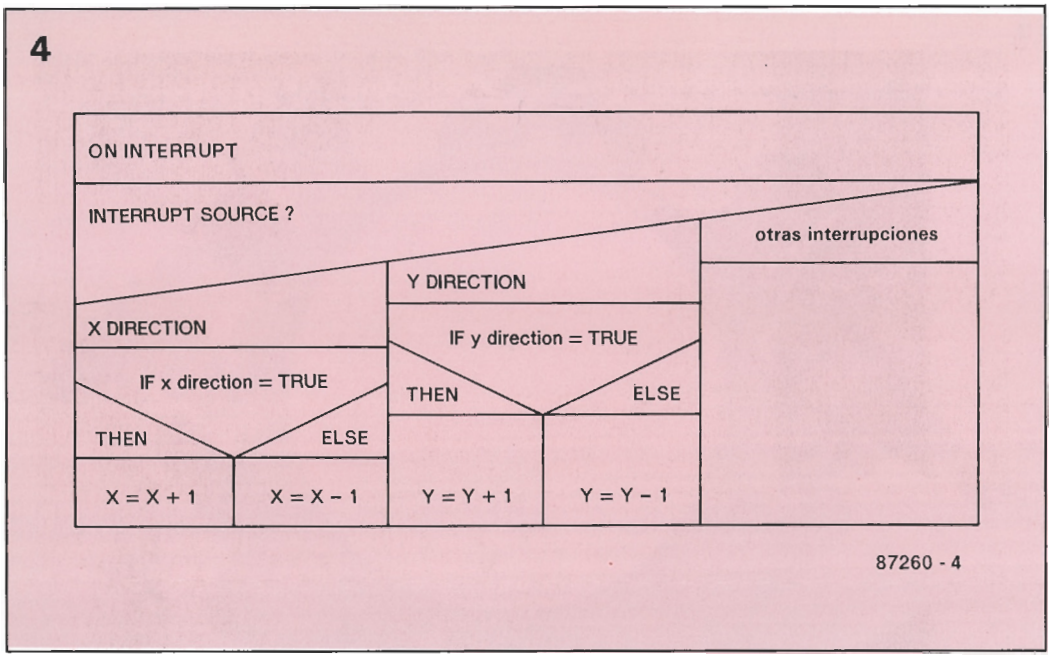


Figura 4. Diagrama de flujo sugerido para el software de atención a la rutina que gestiona la bola rodante.

Figura 5. Vista superior del conjunto bola rodante. Observar el eje auxiliar en la esquina inferior izquierda del conjunto.

elementos y piezas necesarias para la construcción mecánica de la bola rodante no se pueden dar unas reglas fijas, pero un repaso al cajón de restos de equipos electrónicos o una inspección de los kits mecánicos de juguetes pueden aportar muy buenas ideas.

La presencia de grasa sobre los ejes de movimiento de la bola dificultan un deslizamiento suave de la bola, llegando con el tiempo a detenerlo totalmente, en cuyo caso el único remedio posible consiste en emplear un disolvente para hacer desaparecer la grasa. Sin embargo, para prevenir la oxidación, y al mismo tiempo ofrecer alguna lubrificación, deberemos aplicar algunas gotas de aceite suave, del empleado para engrasar las máquinas automáticas, sobre los cojinetes de bolas.

Los ejes de direccionamiento deberán tener un diámetro de unos 10 mm y deberán disponer de una superficie resistente y lisa donde se apoye la bola.

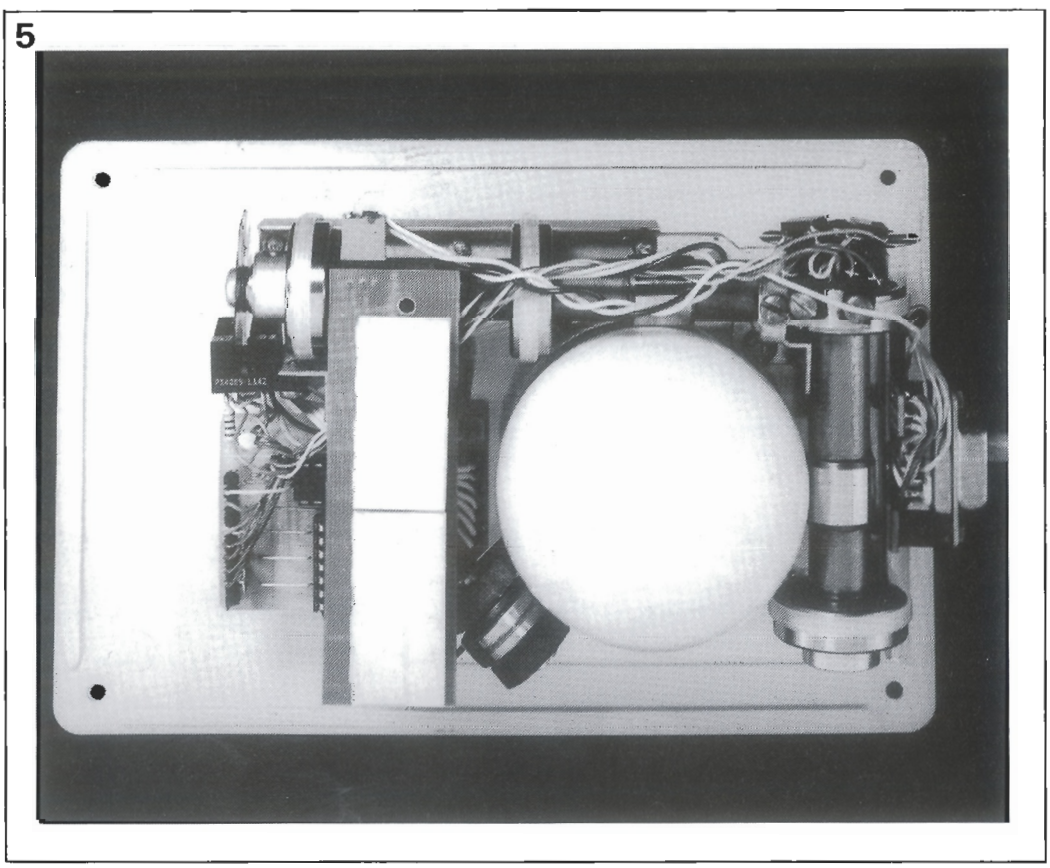
Respecto al disco de codificación, no deberemos tener problemas puesto que es relativamente fácil de construir a partir de una pequeña pieza de plástico translúcido donde se dibujarán de 10 a 20 segmentos con la ayuda de un bolígrafo o rotulador negro como por ejemplo, los empleados en la realización de circuitos impresos. Los segmentos negros absorberán la luz infrarroja emitida por el diodo de infrarrojos situado dentro del optoacoplador.

Otra forma, quizá más elegante, de realizar los discos codificadores consiste en emplear técnicas fotográficas, para lo cual se deberá dibujar el disco sobre una gran hoja de papel y seguidamente se fotografiará dos veces empleando una cámara de bolsillo que incorpore un carrete para fotografías en blanco y negro (no emplear carretes para fotografías en color porque en estos carretes el negro es translúcido para la luz infrarroja).

El número de segmentos que se incorporarán a los discos codificadores se pueden considerar como una elección basada en las preferencias personales de cada lector. Generalmente, cuanto más segmentos existan, más rápido se moverá el cursor sobre la pantalla en respuesta al movimiento de la bola rodante, a menos, claro está, que se emplee el correspondiente software para el control de la regulación de velocidad. Por otra parte, un número relativamente bajo de segmentos asegura una mayor precisión a la bola rodante.

El eje auxiliar de direccionamiento simplemente es un apoyo para la bola cuyo anillo interior está asegurado entre dos soportes, mientras que el anillo exterior, soporte de la bola, puede rotar libremente. La posición de la bola se puede ajustar de forma precisa y segura desplazando el eje auxiliar a lo largo de una línea imagnaria que forme un ángulo de 45 grados con respecto a los ejes principales.

El conjunto que forma la bola rodante deberá montarse sobre una base plana de 85 × 125 × 4 mm, en la cual se deberá realizar un agujero de 50 mm de diámetro para permitir que la bola se asome por la cara superior del conjunto. La base plana, que soporta todos los componentes mecánicos de la bola rodante, se fijará a la zona inferior de la caja por medio de unos separadores metálicos. Las fotografías que acompañan a este artícu-



lo (figura 5 y 6) pueden ilustrar con más detalle sobre la construcción interna de nuestro prototipo.

Realización electrónica

El diagrama del circuito de la interface para la bola rodante se representa en la figura 7. Aunque en un principio, el circuito se diseñó para ser compatible con los ordenadores Atari de la serie ST, éste se puede adaptar muy fácilmente a otros ordenadores que incorporen un dispositivo de señalización (ratón y lápiz óptico) cuyo controlador o driver acepte los trenes de pulsos generadores por nuestra bola rodante.

Como podrá observarse en el diagrama, cada optoacoplador está seguido por un circuito trigger Schmitt con salida en colector abierto y se ha incorporado una característica adicional realizada en torno al biestable formado por las puertas N1 y N2 junto

6

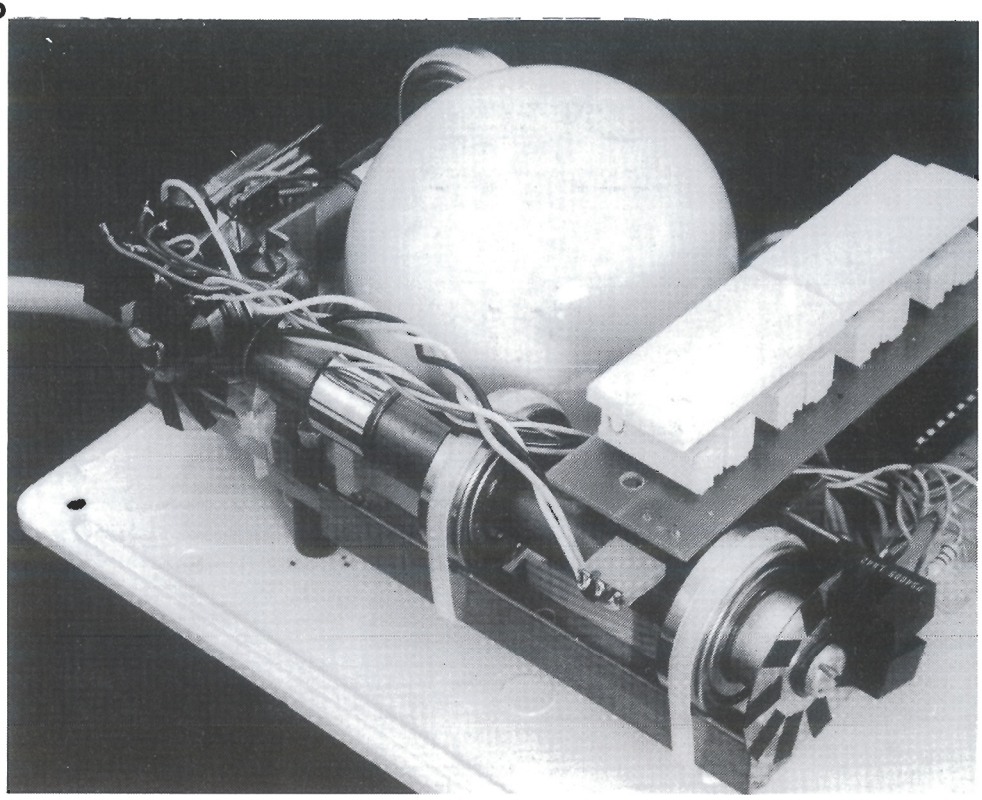


Figura 6. Vista lateral del conjunto bola rodante mostrando a la bola gobernando un eje asegurado sobre el plano de la base.

7

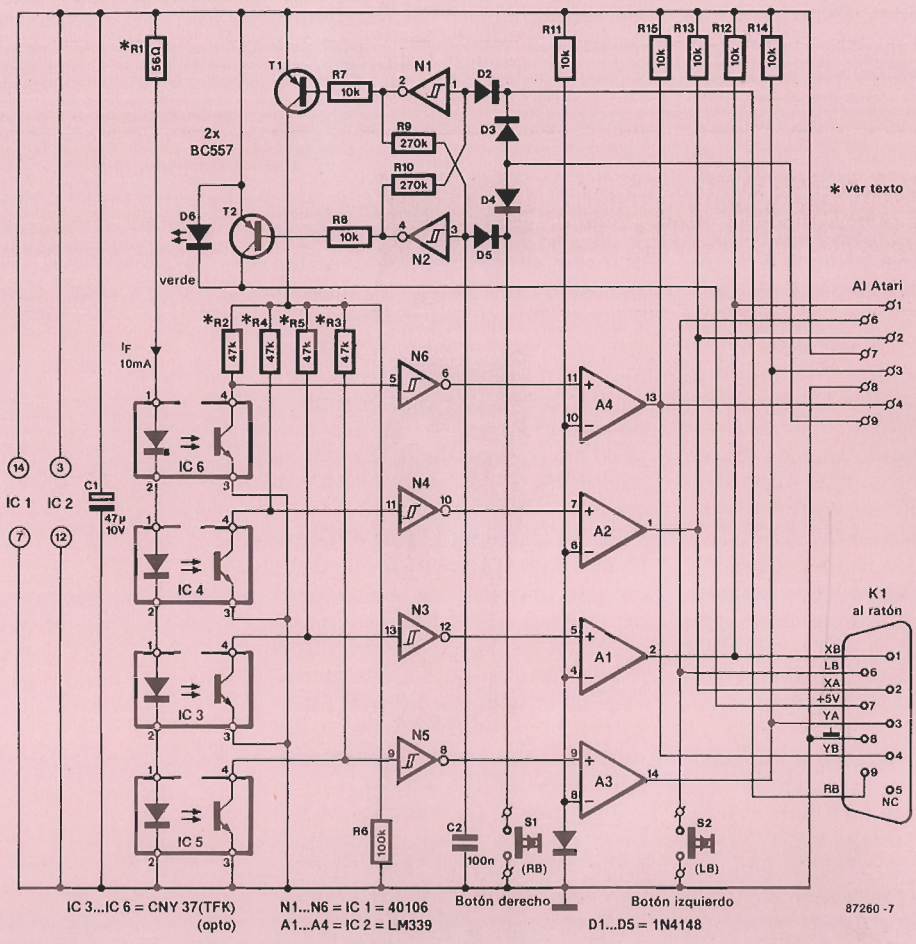
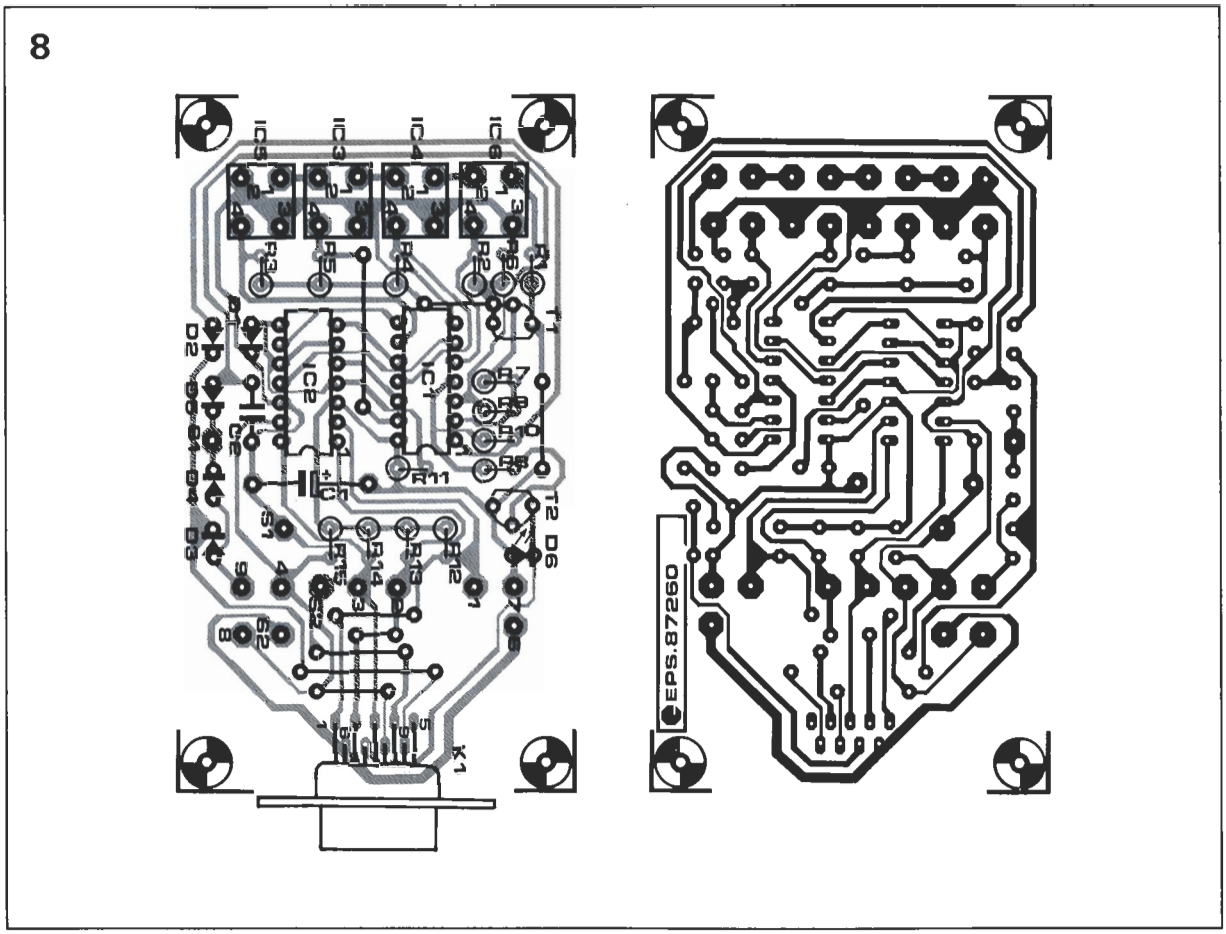


Figura 7. Diagrama del circuito de la interface para bola rodante.

Figura 8. Circuito impreso de la interface de bola rodante para los ordenadores Atari ST. El ratón se conectará al conector K1.



Lista de componentes

Resistencias (± 5%):
R_1 = 56W
R_2...R_5 incl. = 47K
R_6 = 100K
R_7; R_8; R_{11}...R_{15} incl. = 10K
R_9; R_{10} = 270K

Condensadores:
C_1 = 47µ; 10 V
C_2 = 100n

Semiconductores:
D_1...D_5 incl. = 1N4148
D_6 = verde
T_1; T_2 = BC557B
IC_1 = 40106
IC_2 = LM339
IC_3...IC_6 incl.= fotoacoplador de uso general, por ejemplo CNY37

Varios:
S_1; S_2 = 2 pulsadores con capuchón común
K_1 = conector D9 macho acodado para montaje en C.I.
EPS 87260 no disponible en el servicio EPS

con la lógica de diodos presente en sus entradas. Esta parte del circuito hace posible la conexión del ratón disponible en los Atari al conector K1. El biestable selecciona el dispositivo de señalización (bola rodante o ratón) cuyo pulsador derecho (RB) fue presionado el último. La bola rodante se desconecta por medio del transistor T1 que corta la tensión de alimentación a los foto-transistores.

En cualquier otra situación, el transistor T2 se bloquea por lo que la tensión de alimentación al ratón se desconecta por medio del diodo (led) D6, lo que provoca que el funcionamiento interno de los opto-acopladores sea imposible. El condensador C2 fuerza al biestable a seleccionar la bola rodante cuando se conecta el equipo.

Cuando no se necesite la conexión del ratón, simplemente se omitirá T1, T2, K1, R6, R7, R8 y D2, incluyéndose D6. Instale un puente de hilo rígido entre el colector y el emisor del transistor T1 y otro puente de hilo en la posición de D4.

Cuando no se encuentre el opto-acoplador modelo CNY37 de Telefunken, se pueden emplear otros modelos similares, pero se requerirá alguna experimentación para elegir la correcta corriente de colector y/o del diodo emisor de infrarrojos, redimensionando las resistencias R1 a R5. Dentro de este contexto, es importante asegurar que los trigger Schmitt (N3 a N6) pueden detectar fiablemente la diferencia entre la presencia y ausencia de haz luminoso.

En el prototipo, los pulsadores S1 y S2 (botones derecho e izquierdo respectivamente) están realizados en base a dos teclas Digitast de acción momentánea operadas por un capuchón común. Estos pulsadores se pueden montar sobre una pequeña placa de circuito impreso de las empleadas en prototipos, la cual se asegurará a la base plana del conjunto bola rodante.

El interface para la bola rodante se realizará sobre la placa de circuito impreso representada en la figura 8. Cuando, durante las pruebas, se dé el caso de que el movimiento del cursor sea opuesto al de la bola, se deberán intercambiar las conexiones de conector de los optoacopladores asociadaos al eje correspondiente.

Finalmente, se deberá preparar una caja para albergar el conjunto de bola rodante. Como una sugerencia, la fotografía de la introducción de este artículo muestra nuestro prototipo una vez terminado.

Filtro paso bajo de quinto orden con error DC cero

Descripción general:
El MAX280/LTC1062 es un filtro de paso bajo de quinto orden sin error DC. El filtro usa una resistencia y un condensador externos para aislar el circuito integrado de la señal DC, lo que produce una excelente exactitud DC.

Esta resistencia y condensador junto con el filtro de condensadores conmutados de cuarto orden del chip forman un filtro paso bajo de quinto orden. Dos MAX280/LT1062 pueden ser puestos en cascada para formar un filtro de paso bajo de décimo orden.

La frecuencia de corte del filtro se establece por medio de un reloj interno que puede ser manejado externamente. La razón de la frecuencia del reloj con respecto a la frecuencia de corte es de 100:1, permitiendo que el rizado del reloj sea fácilmente anulado.

El MAX280 es una versión mejorada del LTC1062. Las mejoras incluyen especificaciones ajustadas en la frecuencia de oscilación del reloj interno y el voltaje offset del búffer amplificador.

Aplicaciones
Filtro anti-aliasing.
Data Loggers.
Voltímetros digitales.
Escalas de medida.
Medida de esfuerzos.

Características
Filtro paso bajo sin error DC.
Bajo ruido pasabanda.
DC a 20 KHz de frecuencia de corte.
Filtro de quinto orden.
Reloj interno o externo.
Realizaciones en cascada para mayores órdenes.
Permite salida bufferada.
DIP de 8 pines o SOIC de 16 pines.

ANATRONIC, S.A.
Avda. de Valladolid, 27
28008 Madrid
Teléf. (91) 542 44 55
08037 Barcelona
Teléf. (93) 258 19 06

Nuevo electrómetro digital

Advantest presenta el nuevo electrómetro digital TR 8652 de 4 1/2 dígitos pensado para medir con precisión tensiones DC, carga eléctrica y corrientes muy pequeñas (del orden de pA).

Las aplicaciones más típicas son la investigación de nuevos materiales, prueba y selección de semiconductores y otros componentes electrónicos y aplicaciones biológicas.

La autocalibración del TR 8652 asegura una elevada precisión. La función NULL que elimina las corrientes de fuga, offsets de tensión y resistencias de contacto puede mejorar aún más la precisión.

Para eliminar el ruido externo que suele afectar a los rangos inferiores, se ha optado por usar una batería interna que evita el ruido inducido por la red, hacer el tiempo de integración del conversor A/D ajustable, y por último, usar una función de alisado que promedia los datos fluctuantes.

Los datos se adquieren a una alta velocidad (aprox. 13 lecturas/seg.) a 50Hz de frecuencia de red. Un sistema de apantallamiento disminuye el tiempo de establecimiento al bajar la capacidad del cable.

La impedancia de entrada durante la medición de tensiones es superior a $10^{13}\ \Omega$. Esta alta impedancia es apropiada para medir la tensión de salida de un sensor semiconductor, el potencial de un electrodo o un potencial biológico.

Los datos obtenidos se pueden procesar usando el microprocesador interno del TR 8652. Algunas funciones incluidas son el cálculo de los valores mínimo, máximo o medio de un número determinado de muestras, comparación del valor leído con valores fijados para tests pasa/no pasa, y la integración de la corriente, característica especialmente útil para análisis electrolíticos.

El auto-rango facilita las medidas y la incorporación del interfaz GP-IB y de una salida BCD permiten la automatización de procesos, imprimir los resultados, conectar el TR 8652 a otros instrumentos o a un ordenador. Además se proporciona una salida analógica correspondiente al valor visualizado que sirve, por ejemplo, como salida de los datos para un registrador.

TEMPEL, S. A.
Villadomat, 140 bis
08015 Barcelona
Teléf. (93) 323 42 78
Ronda de Segovia, 11
28005 Madrid
Teléf. (91) 265 74 14

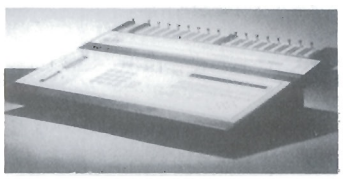
Programador para producciones de alto volumen

El XR-16 de GP es un sistema de programación diseñado para producciones de alto volumen.

Es capaz de programar hasta 16 dispositivos simultáneamente y soporta todas las corrientes EPROMS, EEPROMS y flash EPROMS de 24/28/32 y 40 patillas usando algoritmos de programación de alta velocidad.

Posee la RAM de 512 K × 8 como estándar, interfaces serie y paralelo y control remoto.

DIODE, S. A.
Orense, 34, 1.ª
28020 Madrid
Teléf. (91) 455 36 86
Avda. Gran Vía de las Corts Catalenes, 184, 7.ª, 5.ª
08004 Barcelona
Teléf. (93) 322 12 51



Nuevo osciloscopio analógico digital

Con la introducción del nuevo osciloscopio analógico/digital HM408, HAMEG vuelve a colocar en el mercado otro estándar sin precedentes, de muy alta calidad y a un precio reducido. La gran facilidad de operación y su gran variedad de prestaciones en analógico y digital, hace a este instrumento inseparable del usuario. Sus 40MHZ de frecuencia de muestreo máxima, le permite analizar con excelente resolución señales desde los márgenes de muy baja frecuencia (milésimas de ciclos), hasta varios megaciclos. Por ejemplo, señales de 2MHz, pueden presentarse con 20 muestras por ciclo.

Con sus modos de operación REFRESCO, BARRIDO ÚNICO, TRAZADO CONTINUO («ROLL») y X-Y, posee todas las funciones más esenciales para la adquisición de formas de onda en modo digital.

Operando con un solo canal, 2 Kbytes de memoria pueden ser utilizados para memorizar la señal y 2 Kbytes más para una señal de referencia, o bien, 4 Kbytes pueden ser empleados para una mejor resolución de la traza.

Otra prestación, es su presincronismo variable que permite, poder analizar las variaciones de la señal que preceden a ésta, en el momento del disparo.

La presentación alfanumérica en la pantalla de los modos de disparo, pre-disparo, incrementos de los valores realizados con los cursores X e Y, parámetros de los canales I y II, como también, la base de tiempos, facilita con exactitud y rapidez la toma de datos de la señal presentada en la pantalla.

Con una sola pulsación se puede usar como un osciloscopio analógico de 40 MHz (-3dB). Sus 14KV de aceleración del haz, su línea de re-

tardo intercalada en sus amplificadores verticales, la indicación de la traza fuera de la pantalla, la retícula interna iluminada a voluntad y las señales de 1 KHz y 1 MHz para el ajuste de las sondas. Prestaciones éstas, que el usuario va a agradecer en su utilización.

Para medidas en sistemas automatizados, el HM408 puede ser completado con la interfaz HO79-2 bus IEEE-488, con esta opción se adjunta el software SP90. Este software ha sido desarrollado para aumentar y facilitar la adquisición de datos del HM 408 con computadoras compatibles PC/XT/AT. Para la obtención rápida de copias de la señal presentada en la pantalla, la impresora gráfica HM8148 es muy conveniente.

HAMEG, S. A.
Villarroel, 172-174
08036 Barcelona
Teléf. (93) 230 15 97

Analizador de espectros y generador de seguimiento

El HM8028 es un analizador de espectros de muy pequeñas dimensiones y de fácil operación. Formando parte del sistema modular permite a partir de ahora, obtener un centro muy compacto para el análisis de señales de R.F. Con la inclusión de un simple osciloscopio en la función X-Y, medidas en el dominio de la frecuencia pueden ser realizadas a un bajo precio.

Su banda de .5MHz a 500MHz y su expansor de frecuencia («frecuency span») desde +/- .05 hasta 50MHz/div., una resolución de 12,5 KHz o 250KHz y un nivel de ruido medio de -99 dBm (12,5KHz), le confiere como el instrumento ideal para las medidas de la pureza de las señales, características de emisores-receptores y amplificadores, el control de radiaciones, pérdidas, etc. En el modo de sintonía fija («zero scan»), análisis en el dominio de tiempo son posibles.

En combinación con el también nuevo módulo HM-8038 generador de seguimiento («tracking generator») de amplia dinámica, un margen de frecuencia desde 0,1MHz hasta 500MHz y una salida +1dBm, se pueden realizar con seguridad y facilidad medidas de amplitud/frecuencia, ajustes de filtros, amplificadores selectivos, pérdidas de incersión, etc. En el modo de sintonía fija el conjunto se convierte como generador de RF.

El bajo nivel de ruido medio y la alta estabilidad en frecuencia/amplitud les hace aptos para ser empleados en laboratorios y en procesos de fabricación.

Su bajo precio y la versatilidad de los módulos HM-8028 y HM8038, va a permitir a escuelas (en la especialidad de la alta frecuencia) y en el campo de radioamater, disponer de un conjunto de instrumentos, que hasta el momento, les era prohibitivo.

Es de destacar la simplificación de sus mandos y la clara distribución de éstos, que facilita su interpretación con rapidez, características éstas muy esperadas, para que estos instrumentos puedan ser utilizados también, por personal poco cualificado.

HAMEG, S. A.
Villarroel, 172-174
08036 Barcelona
Teléf. (93) 230 15 97

Fuente de alimentación programable

El modelo HM8142 de HAMEG es una fuente con tres salidas y un total de 70 Wattios. Dos salidas variables de 0 30V/1A y una de 5V/2A. Según se requiera, estas salidas pueden ser usadas independientemente o interconectadas entre ellas, a fin de obtener diferentes voltajes y corrientes. Todas las salidas están protejidas a sobrecargas y a cortocircuitos, por limitación de corriente variable. La salida de 5V tiene una característica de corriente tipo «foldback» que asegura una protección a qualquier sobrecarga.

Las prestaciones de programación del HM8148 incluye funciones de programación y de lectura con precisión, de los voltajes y de las corrientes de salida. Estas son realizadas mediante un codificador digital en pasos de 10mV o 1mA respectivamente. Los voltajes y las corrientes de salida son simultáneamente indicados por 4 lectores a LEDs de 4 dígitos.

Los controles sobre el panel frontal son simples. Un teclado exterior opcional incluye también comandos para la programación y facilita el fácil acceso a todas las prestaciones. Las instrucciones de programación son de simple sintaxis y de ejecución automática que, disminuye enormemente el tiempo de configuración del sistema. El instrumento funciona completamente como hablador («talk») y como escucha («listen»), con capacidad de generar la señal SRQ. El aislamiento de la interfaz permite operar con toda seguridad como también en condiciones con interferencias.

La programación se realiza mediante la interface IEEE-488 o RS 232.

Diez condiciones de salida pueden ser retenidas en una memoria no volátil cuando se utiliza el teclado exterior. Lo mismo cuando una forma de onda es capturada con 512 pasos, en que posibilita variar la anchura por paso, como también, la amplitud. Todo ello puede ser repetido n-veces o en modo continuo, sin la necesidad de utilizar un controlador exterior. Esto permite una rápida programación de las salidas en medidas automáticas. Una entrada de modulación colocada en la parte trasera del HM8142 permite utilizar a esta fuente como amplificador o como generador de potencia.

El HM8142 es ideal para la evaluación de componentes en I+D, en verificación de entrada de material pasa/no-pasa, en control de calidad, en la verificación de placas y en el ensamblaje de éstas.

Un control termoestático permite obtener a esta fuente una mejor refrijeración. Una revisión automática del estado de la fuente y de la interfaz es ejecutado al ponerla en función («power on»).

El HM8142 va a permitir el poder efectuar un conjunto de medidas, en un mínimo espacio y de forma compacta, debido a su gran cantidad de prestaciones y al tamaño de la serie HM8100, cualidades éstas, muy convenientes en la realización de medidas complejas.

HAMEG, S. A.
Villarroel, 172-174
08036 Barcelona
Teléf. (93) 230 15 97

EEPLD CMOS

HYUNDAI presenta una alternativa a los PLDs convencionales. El HY18CV8 es un EEPLD (Electrically Erasable Programable Logic Device) de bajo consumo, reprogramable (3 segundos de borrado/programa, encapsulado «window-less») y de arquitectura flexible (hasta 18 entradas y 8 patillas I/C, macro células I/O de configuración independiente, preset síncrono, clear asíncrono, etc.). Diseñado en tecnología EEPROM CMOS alcanza valores de tiempos tales como tpd de 25 ns máx., tco 18 ns máx. y tsc 15 ns min.

LOBER, S. A.
Monte Esquinza, 28
28010 Madrid
Teléf. (91) 410 68 21

CASTLE GA 108 sonómetro con inscripción de datos estadísticos integrados

Michael EDE Management (España), S. A. representante de CASTLE ASSOCIATES en España, presenta al mercado el sonómetro GA 108 «medidor de precisión de nivel de sonido con inscripción de datos estadísticos integrados».

El CASTLE GA 108 es un instrumento microprocesador que posee un teclado de 12 teclas y un display digital alfanumérico y otro analógico.

Parámetros múltiples son computados simultáneamente y la lectura de cualquiera de ellos puede seleccionarse fácilmente por la combinación del LCD y el teclado.

El GA 108 puede almacenar, en su memoria, data de varias estaciones de trabajo e incorpora una interconexión para impresora y ordenador para la impresión de data en una impresora portátil o introducirlo en un ordenador PC compatible para almacenaje o posterior análisis.

Para evitar la pérdida accidental de data, las funciones de eliminación, tales como reajuste, necesitan que se presionen dos teclas.

CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES



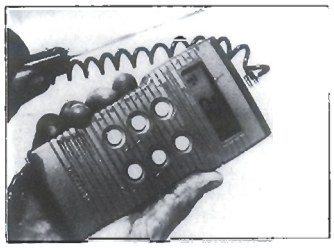
— Display analógico de 40dB que muestra el nivel de presión acústica.
— Display alfanumérico de 8 caracteres.
— Lentitud, rapidez, impulso y pico, acorde con la norma IEC651.
— Campo de medición de 30 hasta 160dB.
— Campo dinámico de 70dB en 4 escalas traslapadas.
— Campo automático o manual.
— Operación sencilla, controlada por menú.
— Leq cumulativos: 1 seg. leq, 1 min leg, 5 min leq.
— Parámetros estadísticos L10, L50, L90.
— Nivel máximo LMAX, Nivel mínimo LMIN.
— Dosis de ruido y dosis proyectada.
— Nivel de exposición de sonido SEL.
— Temporarizador de duración.
— Instrumento tipo 1.

MICHAEL EDE MANAGEMENT (ESPAÑA), S.A.
Homero, 63. 08023 Barcelona
Teléf.: (93) 211 54 00

Nuevo termómetro portátil a prueba de agua de «comark»

COMARK ELECTRONICS anuncia la disponibilidad de su nuevo termómetro portátil de alta calidad modelo 9001, controlado por microprocesador con teclado de fácil operación, visualiza tres escalas diferentes de temperatura Celsius, Fahrenheit o Kelvin. De elevada precisión y operación «amistosa», el 9001 es apto para todo tipo de industrias en las que la medición de temperatura es importante.

El 9001, utiliza cuatro tipos diferentes de termopar K, N, T y J, para abarcar la amplia variedad de necesidades industriales. Con una pulsación se obtiene la medición y visualización además de los valores máximo y mínimo.



La escala de temperatura es de -200°C hasta los límites de la BS4937 según el tipo de termopar, de +1350°C para el tipo K, +1300°C para el tipo N, +400°C para el tipo T y +1200°C para el tipo J.

Hay disponible una amplia gama de sondas y sensores para cada tipo de termopar. También se pueden fabricar sensores especiales.

La resolución es de 0,1°C por debajo de 1000°C y la precisión es mejor que ±0,075 por 100 de la lectura ±0,2°C.

El 9001 tiene protección IP67 a prueba de polvo y agua para uso en condiciones de suciedad y húmedad.

LANA SARRATE, S.A.
P.ª Manuel Girona, 2 08034 Barcelona Teléf.: (93) 204 44 50.

Nuevo relé DIL de Astralux de montaje superficial

Relé de resonancia Astralux DIL de contorno bajo diseñado específicamente para empleo con técnicas de ensamblaje de montura superficial, de venta en España, a través de C.E.M.E.

El relé de la serie 800 tiene un peso aproximadamente un tercio del de los relés DIL convencionales, y está moldeado en resina epóxica de alto grado para resistir las temperaturas inherentes a los métodos de ensamblaje por soldadura de fase vapor y a ondas.

Se fabrica en versiones de bobina de tensión nominal de 5V y 12V. El relé tiene una intensidad de contacto de 10VA, 0,5 amps y una resistencia de contacto inicial de 150 miliohmios.

C.E.M.E.
López de Hoyos, 78 Dpdo.
28002 Madrid
Teléf. (91) 411 78 13

PREMO presenta una nueva gama de transformadores planos

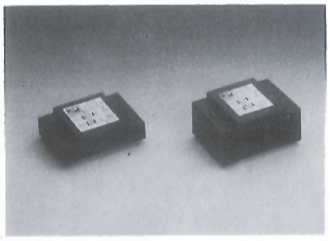
PREMO presenta una nueva gama de transformadores de tipo plano para alimentación de equipos electrónicos de bajo consumo y pequeño tamaño, para su implantación en circuito impreso.

Su forma ha sido diseñada bajo normas IEC, tanto en lo referente a espacio entre cartas en el chasis, como en montaje de equipos compactos.

Estos transformadores, que cumplen todos los requerimientos internacionales en normas de aislamiento, se presentan en dos series denominadas TCH y TNC.

Tanto una serie como la otra tienen dos primarios de 110 V, y tensiones en el secundario de 6, 12, 15, 18 y 24 (caso TCH) y de 6, 9, 12, 15, 18 y 24 (caso TNC).

Estos transformadores son para usos generales y para ser utilizados seguidos de rectificador con filtrado capacitivo y reguladores de tensión, del tipo discreto o integrados.



elektor

OFREZCO programas para IBM PC/XT/AT/PS2 y compatibles en todos los formatos 360 K (5"¼ DS DD), 1,2 M (5"¼ DS HD), 720 K (3"½ DS HD). Tengo más de 2.500 discos, últimas novedades en todos los temas: arquitectura, autoedición, procesadores de textos, paquetes integrados, CAD/CAM, y más de 250 discos de programas de electrónica.
José Luis Sánchez Arribas. C/ Corregidor José de Pasamonte, n.º 5, 3.º D. 28030 Madrid. Tlf.: (91) 430 04 23. (Dejar mensaje en contestador.)

VENDO proyector Super-8 sonoro Sound 6100 poco uso.
José Antonio Herrero Moreno. C/ Herreros, Zarandona 30007 (Murcia).

INTERCAMBIAR nociones y esquemas de electrónica. Prometo responder.
Antonio David Delgado F. C/ Santiago Cuadrado, 31, 2.º Dcha. S. C. de Tenerife 38006.

COMERCIAL busca representación o distribución con mantenimiento de productos electrónicos. Llamar mañanas.
Miguel Angel Castro Aguilera. C/ Filipinas, 4. 08027 Barcelona. Tlf.: 352 66 35.

VENDO. Sintonizador FM estéreo 8000, filtro para bajos, antinterferencias TV, CB 2000. Javier Solans Badía. C/Julio Cesar, 10-7.º. 25003 Lérida. Tel.: (973) 26 76 84.

VENDO. Muy barato circuitos integrados, transistores y demás componentes. Todo nuevo y sin estrenar envio lista. Miguel Angel Rey Dorribo. Avd. Buenos Aires, 52-2.º. 32004 Orense.

COMPRO. Fotocopias de cualquier circuito basado en el ICM7226 y de emisoras CB de 27 MHz AM. Miguel Angel Rey Dorribo. Avd. Buenos Aires, 52-2.º. 32004 Orense.

COMPRO. EL KIT 062 n.º de octubre 87 «2Ahori Electrónico» entero o circuito impreso. Josep Viver. C/ Mora de Ebro, 50-2.ª. 08023 Barcelona. Tel.: (93) 238 29 35, de 9 a 14 h.

VENDO. Libro características integrados Cmos. Patillas-funciones, etc. Sólo 600 pts. Antonio Navarro Cebrián. Apartado Correos 221. 02080 Albacete.

COMPRO. Programa de codificador RTTY para MSX2 o listado ensamblador para Z-80. Miguel A. Pérez Rodal. C/Tomás A. Alonso, 293-3.º. 36208 Vigo (Pontevedra).

URGENTE. Se necesita esquema vídeo-cámara Ratos Hiba IK1850, o que sea similar. Se paga muy bien enviar a: Manuel Benito González. C/Olín, 44. 32868 Orense.

CAMBIO. Programas de Amiga 500PC y Comodore 64 en discos. dispongo de manuales mandar listados. M.ª Celia Val. C/Liñan, 1. 50001 Zaragoza. Tel.: (976) 29 29 29.

VENDO. Interfaces, periféricos, etc. Entre otros: Programadores, emuladores, borradores, Eprom, Tarjetas Ucontr. Emilio Lecha Horno. Bloque Juan Carlos, 42, 2.º-3.ª. 25003 Lérida. Tel.: (973) 26 38 30, de 15 a 16.

VENDO Emisor 88-108 MHz 3-4 W gran alcance. 4.500 ptas. Contrarreembolso. Escribir a:
José David Castellanos Vela. C/ Horno, 9. 13600 Alcázar de San Juan (Ciudad Real).

VENDO equipo Desarr. Industrial-Master CPU 6502, esquemas, libro de prácticas, monitor o TC compatible DRAG-AI 19.
G. Rioja García. C/ Sotera de la Mier, 8, 3.º. Portugalete (Vizcaya). Tlf.: (94) 495 20 49.

MG interesa contactar con usuarios del Sincler PC 200.
Manuel Botellero López. Apartado, 126. Mérida 06800 (Badajoz).

USUARIOS ST: se pasan a Plotter, planos, diseños, dibujos o cualquier cosa que hayáis dibujado y quieras pasar al papel.
Llama al (93) 421 48 46. Para más información de 21:30 a 23:30 horas.

VENDO Etapa de potencia Ecler PAC-200 dos canales 150 W por canal en perfecto estado. 85.000 ptas.
José Martínez Castillo. C/ Sevilla, 22. 23700 Linares (Jaén). Tfl.: (953) 69 25 35.

DESEO contacto con alguien que le haya funcionado o no el Plotter que salió en ELEKTOR de dic.-88.
Gonzalo González Falcón. P.º Habana, 109. 28035 Madrid. Tlf.: (91) 458 73 38.

VENDO órgano Fesma. Granada, 49. Barato. Amplificador 100 + 100 muy barato. Llamar noches.
Juan Gómez Alarcón. Tlf.: (93) 42 91 76.

AFICIONADO electrónica agradecería donación de libros, revistas y aparatos de electrónica. Manuel Angel Blanco Cuevas. El Pedrero, 10-2.º Izq. 33468 Trasona-Corvera (Asturias). Tel.: 57 25 21.

CONSOLA Conmutadora de vídeo. Conexiona cámara, vídeo, ordenador. Grabación, fundidos, control emisora, TV, etc. Sr. Jiménez. Tel.: (966) 11 04 90 (sólo por las tardes y días festivos).

COMPRO. AT-Compatible 640K RAM monitor 14" color-EGA 20 Mb más impresora más ratón. J. Martínez. C/Pepe Ubis, 10-6.º izda. 01003 Vitoria. Tel.: (945) 28 05 41.

ME interesa Software de comunicaciones, información sobre radio Módem PC's. Apartado de Correos 9. 37480 Fuentes de Oñoro (Salamanca).

VENDO. Disco en DBase III con todos los artículos de Elektor por 2.000 pts. Delfín González. C/Alar del Rey, s/n-Ptal. E4-2.ºC-2.ª Fase. 28042 Madrid. Tel.: (91) 747 93 17.

VENDO. Ordenador PC Turbo + H. Disk 20 Mb más 2 × 360 K Disk, CGA, RS232, paralelo, monitor. Todo por 120.000 ptas. Francisco José Bueno Ruiz. C/Lugo, 6-Bajos 1.ª. 08032 Barcelona.

EMISORA. FM88-108Mhz 3-4W. Gran alcance, con mezclador, dos canales sonido, por 9.000 ptas. contrarreembolso. N. Tovar, Apartado 40. Barrio Peral, 30300 Murcia.

COMPRO. Manual de servicio, pletina Aiwa Mod. SD-LSOK. Carlos González. C/José Silva, n.º 3. 28043 Madrid. Tel.: (91) 519 16 06.

VENDO. Programas Atari ST de todo tipo. Jordi. Apartado de Correos 54. 43520 Roquetes (Tarragona).

VENDO. PC-XT: 2 × FD 360K HD 20M, RAM 512K, N20T. Gráfica CGA-Puertos serie, paralelo, Istickmtor. Verde, 170.000 pts. Diego A. Ríos Cortés. C/Honduras, 20-10.ºD. 28820 (Coslada) Madrid. Tel.: (91) 671 94 35.

SI quieres recibir revista mensual para usuarios del QL, manda sobre franqueado con disco 3,5 o cartucho. Celestino Alvarez. C/La Talamera, 24. 33930 Barros (Asturias).

CAMBIO información sobre todo lo referente a la electrónica. Antonio Fernández de la Ossa. C/Vallés, 69-71, 2.º-2.ª. Mataró (Barcelona).

ACTUALIZATE. Vendo datos de averías reales de TV, vídeo, ordenadores. Facilitados por grandes marcas mundiales. Jim Handley. Apartado Correos 138. 28100 Alcobendas, Madrid. Tel.: (91) 653 86 10.

VENDO. Conmodore 64 más Datasette, unos 150 juegos, revistas Conmodore Word y Magazin, Manuales, todo 20.000 pts.

VENDO. Spectrum más dos 128K alimentador, manual, juegos, todo por 20.000 pts.

VENDO. Emisor-receptor portátil 3 Watios, Duplex de 145 MHz en Tx y 153 en Rx, se pueden cambiar los cristales por 25.000 pts.

VENDO. Emisor-receptor 15 Watios B. Marina 150 a161 MHz, multicanal, con canal SOS por 40.000 ptas. Mod-SHIP Mate.

VENDO. Repetidor 10 Watios más un base, dos móviles para 70 MHz posible con manual CIC por 100.000 pts.

VENDO. Emisor-receptor 5 canales 158 a 162 MHz Teltronic P-20 10 Watios por 40.000 ptas.
Interesados dirigirse por Fono 4278356 a partir 9,15 de la noche. Manuel Ibáñez Rodríguez. Vía Favencia, 57 (Barcelona). Tel.: (93) 427 83 56.

BUSCAMOS esquemas que incluyan CCD/NXA 1021, planos de vídeo-cámaras. Llamar tardes a Andrés Tabernero García. C/José Abascal, 46. 28003 Madrid. Tel.: (91) 442 11 81.

OFREZCO programas para IBM PC/XT/AT/PS2 y compatibles en todos los formatos 360K (5" 1/4 DS DD), 1,2M (5"1/4 DS HD), 720K (3"1/2 DS DD), 1,4M (3"1/2 DS HD), tengo más de 2.500 discos, últimas novedades en todos los temas, arquitectura, autoedición, procesadores de textos, paquetes integrados, CAD/CAM, y más de 250 discos de programas de electrónica. José Luis Sánchez Arribas. C/Corregidor José de Pasamonte, 5-3.ºD. 28030 Madrid. Tel.: (91) 430 04 23 (dejar mensaje en contestador).

COMPRO ordenadores de MSX-2 por estar haciendo red local de los modelos: Mitsubishi ML-G1, Philips NMS 8245, Sony HB-F9S, o también cambio por PC compatible. José Carlos (Valencia). Tel.: (96) 326 53 37.

CAMBIO Commodore 64 por MSX-2, Sony HB-F9S y además regalo Joystick, juegos, cassette original Commodore y 15.000 ptas en metálico.

VENDO. Ordenador MSX Sony HB-75P, unidad disco 3.5" HBD-50, Cassette especial SDC-500, Monitor b/n 12", documentación, curso Basic, guías y libros MSX, Joystick y más de 50 juegos y programas. Todo por 60.000 pts. Llamar a Román. Tel.: (972) 337 79 90 de 13 a 15 h.

ANUNCIOS BREVES

TEXTO DEL ANUNCIO:
Escriba de forma clara y en mayúsculas una sola letra por casilla. No olvide indicar su dirección o número de teléfono en la zona de datos personales (evite abreviaturas).

DATOS PERSONALES

Nombre: _____

Dirección: _____

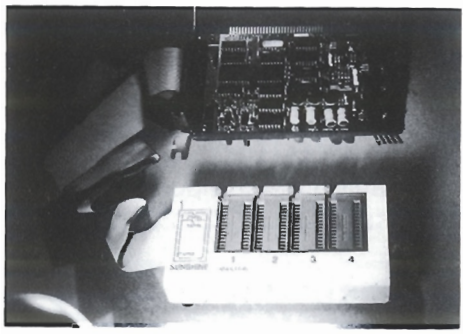
_____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

ELEKTOR
Plaza República del Ecuador, 2-1.º
28016 MADRID
* Por favor, ponga en el sobre las siglas AB.

GUIA DE COMPRAS

— Tarjetas A/D D/A de 8, 12, 14 y 16 Bits para PC.
— Convertidores A/D D/A remotos.
— Tarjetas 8255 Multi I/O.
— Tarjetas grabadoras de Eprom, Pal, Microcontroladores.
— Lectores de código de barras.
— Instrumentación electrónica.
— Analizadores lógicos para PC.
— Analizadores de protocolo.
— Modems.
— Ordenadores compatibles IBM.

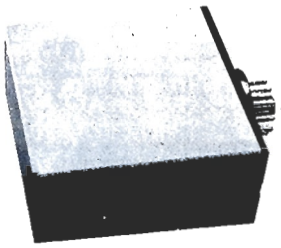


Todo tipo de tarjetas para PC

C/ Vicente Carballal, 15. Local 1
28021 Madrid
7986901-7986902
FAX 7986813

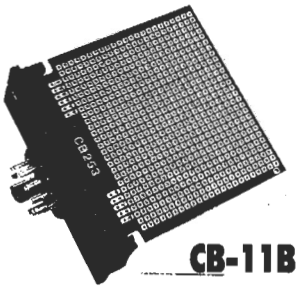
ATEINCO

CAJAS VACIAS BASE ENCHUFABLE



CB-11A
CAJA VACIA MEDIDA: 80×80×35 mm

GUIAS INTERNAS PARA CIRCUITOS IMPRESOS

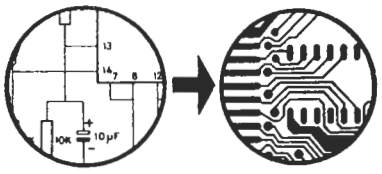


CB-11C
CIRCUITO IMPRESO PASO 2.54 FORMATO PARA: CB-11A

CB-11B
BASE UNDECAL
CON CIRCUITO IMPRESO Y SALIDAS CON CONECTOR, 2.54 (NO PRECISA SOLDAR HILOS A LOS PINS)

LA CORUÑA CETRONIC	(981) 272654
SEVILLA INDUTRONICA	(954) 377619
BILBAO HORBARA	(94) 4436577
MADRID MOPESA	(91) 4740811
VALENCIA CONTAVAL	(96) 3263700
ZARAGOZA CONTELEIN	(976) 393327

Cabeco, s.a.
ELECTRONICA Y AUTOMATISMO
Agregación, 23-25
08026-BARCELONA
Tel (93) 3479899



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

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

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- **COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS**
- **KITS DE MONTAJES**

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
4722829*
4729274

ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

C/ LINNEO, 21 (Junto Puente Segovia)
TELEFS. 2658621 - 2658623
28005 MADRID

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

¡¡PONGA A TRABAJAR A SU ORDENADOR!!

ENSEÑANZA ASISTIDA POR ORDENADOR PARA PC's

— Curso Electrónica Digital ...10.000,-Ptas.
— Curso Transistores.....10.000,-Ptas.
— Los dos Cursos anteriores...18.000,-Ptas.

Son cursos en diskettes, por ordenador interactivos.
Abundancia de gráficos y test.
Necesaria Tarjeta Gráfica HERCULES o C.G.A.
Pedidos a contra-reembolso o por cheque nominativo a:

CENTRO ELECTRONICO CANARIO
—SISTEMAS AUTODIDACTAS—
Apartado de correos, 643
—35080 LAS PALMAS—

Electrónica ALVARADO

COMPONENTES ELECTRONICOS

Gran surtido en semiconductores

TRANSFORMADORES
TRANSISTORES
DIODOS
CONDENSADORES
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS



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

GUIA DE COMPRAS

TRON ELECTRONIC

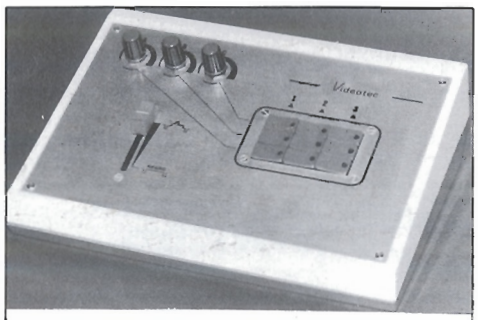
COMPONENTES ELECTRONICOS

Suministro, importación y comercialización de componentes electrónicos —electrónica industrial— servimos a domicilio y a provincias.

INFORMATICA PROFESIONAL

Distribuidores de Atari, Olivetti, Inves, Nec, Hyundai, Fujitsu, etc.
Venta y montaje de discos duros, tarjetas todo tipo, coprocesadores matemáticos, ampliaciones de memoria, redes, fax, modem...

Dpto. Componentes: 542 70 37-542 72 28 FAX: 241 48 65
Dpto. Informática: 247 69 96-241 40 15
C/ Santa Cruz de Marcenado, 11-28015 Madrid (metro San Bernardo)



CONSOLA DE EDICIÓN Y CONMUTACIÓN DE VÍDEO

- Para interconectar varios equipos de vídeo como, videocámara, monitor, emisora TV, vídeo doméstico, sintonizador de parabólica, etc.
- Ideal para vídeos comunitarios, pequeñas emisoras locales de TV, aficionados grabación, salas de vídeo, etc.

Videotec electronica

17.000 pts.

Telf. (966) 11 04 90
Sr. Jiménez (solo tardes)

ELECTROSON MADRID, S.A.

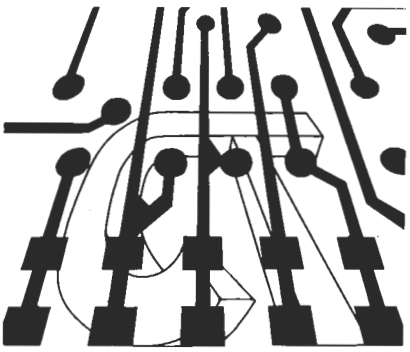
COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TELS. 431 14 80* - 276 75 26
TELEX. 49933
FAX 276 03 75

CIRCUITRONICA, SOD. COOP. AND

CIRCUITOS IMPRESOS
DISEÑO Y FABRICACION



SEGURA Nº2 ACC
41900 CAMAS
SEVILLA

TLF: (95) 439 64 53

DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS

PUERTO DE MASPALOMAS, 4
(POSTERIOR) TELS. 730 44 11 730 46 44.
28029 MADRID

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	Anunciantes	Pág.
269	Ateinco	77
284	Boar	21
228	Cabeco	77
263	Circuitrónica	78
289	C. Electrónico Canario	77
208	Digital	11
211	Digitrón	78
212	Elecsón	77
283	Electrónica Alvarado	77
258	Electrónica Puente	77
215	Electrosón	78
265	Inelec	80
276	Paraninfo	31
254	Promax	21
238	Quero hermanos	9
286	Roán	77
288	Trón Electrónica	78
	Videotec	77

Si en lugar de adquirir el Curso de INFORMATICA para PC y Compatibles en su quiosco habitual, usted prefiere suscribirse, le interesa saber que recibirá de forma TOTALMENTE GRATUITA los siguientes regalos:

RATON GENIUS MOUSE. Un ratón preciso y ergonómico, compatible Microsoft Mouse y PC Mouse, con soporte antideslizante, y funda para adaptar al ordenador.

PROGRAMA GRAFICO DR. HALO III. Un conocido software con el cual podrá realizar gráficos, dibujos y textos a todo color y con una versatilidad sorprendente.

KIT DE LIMPIEZA. Para tener los cabezales del ordenador siempre a punto, eliminando partículas de polvo y electricidad estática que pueden causar anomalías en la lectura/grabación de datos.

ARCHIVADOR DE DISQUETES con llave. Una buena forma de proteger su información.



SUSCRIBASE AL
Curso de INFORMATICA PARA PC y Compatibles
Y OBTENGA ESTE MAGNIFICO OBSEQUIO

CURSO DE INFORMATICA PARA PC Y COMPATIBLES

Válido solamente para España

Deseo suscribirme a la obra, CURSO DE INFORMATICA PARA PC Y COMPATIBLES desde el fascículo n.º 2 al 48, incluidas las cuatro tapas y 47 disquetes, de aparición semanal, que me serán enviados contra reembolso en la modalidad de pago que abajo indico.

NOMBRE | 1.er APELLIDO | 2.º APELLIDO

DOMICILIO | NUMERO | PISO

C. POSTAL | CIUDAD | PROVINCIA

EDAD | PROFESION | TELEFONO

PRECIO DE ESTA SUSCRIPCION

☐ **AL CONTADO: 44.065 ptas.**

Contra reembolso y libre de gastos de envío, al recibir la primera entrega. Los envíos serán de cuatro fascículos y 4 disquetes al mes hasta terminar la colección, por correo certificado.
(1.ª entrega, núms. 2, 3 y 4 junto con regalo).

☐ **APLAZADO: 46.565 ptas.**

Contra reembolso en 6 plazos y libre de gastos de envío. envio.

1.er plazo de 17.065 ptas (al recibir la 1.ª entrega, núms. 2, 3 y 4 junto con regalo).
2.º plazo de 5.900 ptas. (al recibir la 2.ª entrega, núms. 5 al 8).
3.er plazo de 5.900 ptas. (al recibir la 3.ª entrega, núms. 9 al 12).
4.º plazo de 5.900 ptas. (al recibir la 4.ª entrega, núms. 13 al 16).
5.º plazo de 5.900 ptas. (al recibir la 5.ª entrega, núms. 17 al 20).
6.º plazo de 5.900 ptas. (al recibir la 6.ª entrega, núms. 21 al 23).

Recorte y envíe este Boletín a F y G.(GOFAR). Departamento de Suscripciones.
C/ Benito Castro, 12-bis. 28028 MADRID. Teléfonos 255 63 25 - 255 62 28.

INELEC KF®

INNOVACIÓN Y TECNOLOGÍA



MÁQUINAS, LABORATORIOS Y PRODUCTOS ACCESORIOS PARA LA FABRICACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS

INELEC, S.A.
COMPONENTES ELECTRONICOS

CENTRAL:
Bocángel, 38
28028 MADRID
Teléf.: (91) 256 35 00
Fax: (91) 256 33 34
Télex: 48788

DELEGACIÓN CATALUÑA:
La Gleva, 42-44
08006 BARCELONA
Teléf.: (93) 418 50 19
Fax: (93) 418 58 64

DELEGACIÓN NORTE:
Barrio de Oria
20160 LASARTE
(Guipúzcoa)
Teléf.: (943) 36 36 40
Fax: (943) 37 12 79