

elektor

N.º 93

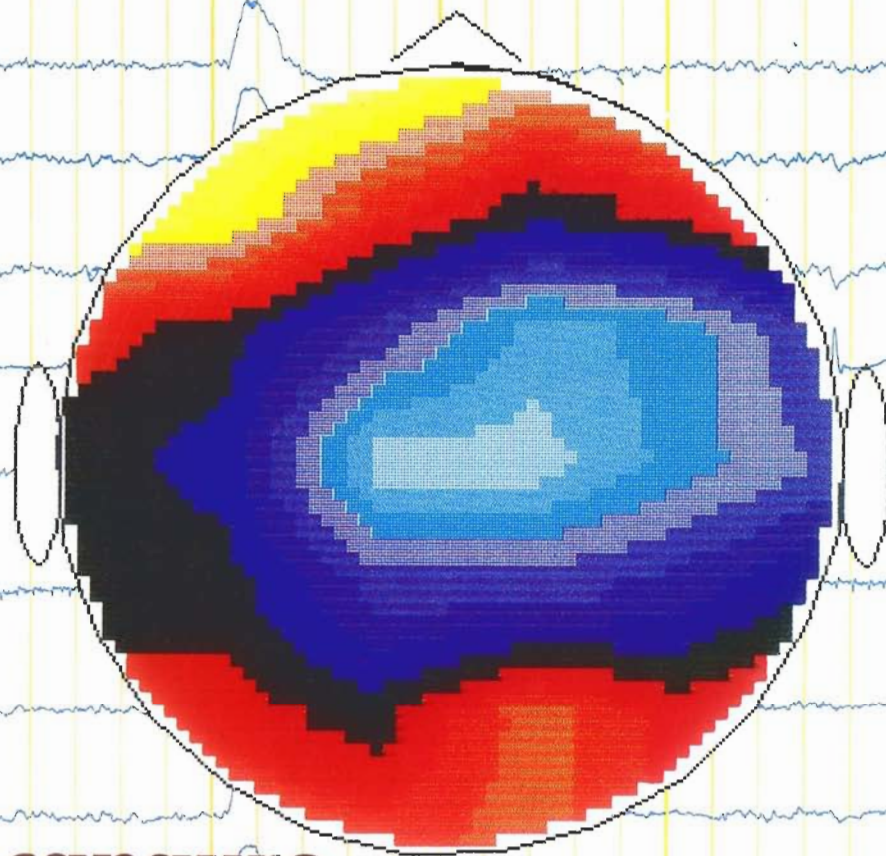
1988

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

electrónica: técnica y ocio

Convertidor D/A de 14 bits

Control divisor MIDI



Telecanguro

Cómo trabaja el cerebro humano

SUMARIO

ARTICULOS

Generador senoidal digital (2)	02-10
En este artículo se concluye con los detalles del generador de salvas y el montaje y ajuste del aparato completo.	
Como trabaja el cerebro humano	02-18
En esta era de ordenadores y microprocesadores, a menudo nos olvidamos de que poseemos uno de los equipos más compactos y mejor dotados actualmente: nuestro cerebro.	
Convertidor D/A de 14 bits	02-22
Una placa de alta resolución, 16.384 pasos, para relacionar su ordenador con el mundo analógico.	
Introducción a las fuentes de alimentación	02-30
Teoría general sobre un circuito indispensable en cualquier equipo electrónico, como es la fuente de alimentación.	
El radar COSSOR (y 2)	02-46
Artículo final que describe las realizaciones de la marca inglesa pionera del radar, y sus últimos equipos y proyectos.	
Telecanguro	02-54
Un sencillo montaje que permite a su bebé «marcar y descolgar», para ponerse en contacto con cualquier número telefónico que se haya programado.	
Amplificadores de potencia BF	02-58
Teoría y circuitos prácticos para el diseño de etapas de salida BF.	
Control MIDI SPLIT	02-64
Descripción de un software que, interceptando el canal MIDI, convierte un sencillo teclado MIDI en un MASTER KEY-BOARD con excepcionales prestaciones.	
Fotoacoplador FET	02-68
Un fotoacoplador que puede trabajar como resistencia variable.	

SECCIONES

Teletipo	02-08
Las placas de circuito impreso	02-37
Mercado	02-72
Correo del lector	02-78
Anuncios breves	02-76

En nuestro próximo número, entre otros:

- Interface para facsímil.
- Micros 8051/8052.
- Prácticas con láser.
- Programación y manejo de la USART 8251 (y 2) (no incluida en este número por falta de espacio).

EDITORIAL

AÑO 9, NUM. 93 febrero 1988

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

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO
Redactor jefe edición internacional:
K. S. M. WALRAVEN
Redactor jefe edición española:
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, ANGEL
SEGADO.

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

Publicidad Madrid:
PALOMA MARTIN BAANANTE
Pza. República del Ecuador, 2. 1.ª
28016 MADRID. Teléf.: 457 69 23

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

Suscripciones y pedidos:
Benito de Castro, 12
28028 MADRID
Teléf.: 245 45 98

Distribución España:
COEDIS, S. A.
C/Valencia, 245-Teléf.: 215 70 97
08007 BARCELONA
Delegación en Madrid:
C/ Serrano, 165-Teléf.: 411 11 48

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 © 1988. Beheer maatschappij elektuur
B. V. (Beek, NL)
© 1988. 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

Asociación Española de Prensa Técnica

Estimado lector:

A mos a usarlos, ampliar su campo de conocimiento o extraer información almacenada, frecuentemente nos olvidamos del ordenador más antiguo, pero el más eficaz y pequeño (al menos por el momento) de nuestro tiempo: el cerebro humano.

Con la enorme expansión de los microprocesadores, cualquier campo de aplicación es posible, con tal de poder definir el problema y su solución de manera clara y precisa. Dado que estamos acostumbrados a pensar de forma «humana», se está intentando trasladar su funcionamiento a los ordenadores. En estas investigaciones se ha puesto al descubierto que nuestro cerebro tiene una velocidad de proceso relativamente lenta, pero que es capaz de resolver problemas complejos en muy corto tiempo; la solución a esta aparente paradoja está en la peculiar forma de funcionamiento del cerebro, que opera con procesos «paralelos» en lugar de los «secuenciales» empleados por la mayoría de los ordenadores actuales.

En nuestra portada, se muestra una representación esquemática de las ondas generadas en el cerebro humano, junto con una tomografía del mismo.



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:

- Número sencillo: 350 ptas. (IVA incluido)
331 ptas. (sin IVA)
- Número doble: 675 ptas. (IVA incluido)
635 ptas. (sin IVA)
- Suscripción anual (11 números):
 - España: 3.500 ptas. (IVA incluido)
 - Europa (correo aéreo): 5.100 ptas.
 - Resto de países (correo aéreo): 8.500 ptas ó 65\$
- Derecho de envío certificado:
 - España: 400 ptas.
 - Extranjero: 1.100 ptas.

P.V.P. PARA CANARIAS CEUTA Y MELILLA: Número sencillo 335 ptas. Número doble: 615 ptas.

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

Generador de funciones:		
Placa.....	9453	1.045
Frontal.....	9453-F	895

E10: MARZO 1981

Top Amp.....	80023	515
--------------	-------	-----

E34: MARZO 1983

Termómetro a LCD.....	82156	760
Accesorios para el crescendo.....	83008	1.060
Cancerbero.....	82172	815

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio.....	82178	1.485
Adhesivo frontal.....	82178-F	695

E36: MAYO 1983

Preludio:		865
Amplificador para cascos.....	83022-7	1.490
Alimentación.....	83022-8	1.360
Placa de conexión.....	83022-9	2.180

E37: JUNIO 1983

Preludio:		
Tarjeta bus.....	83022-1	4.235
Amplificador lineal.....	83022-6	1.840
Carátula adhesiva.....	83022-F	1.290
Protector de fusibles.....	83010	572

E40: SEPTIEMBRE 1983

Preludio:		
Corrector de tonos.....	83022-5	1.465
Semáforo de audio.....	83022-10	800

E41: OCTUBRE 1983

Preamplificador MC.....	83022-2	1.365
Preamplificador MM.....	83022-3	1.685
Semáforo:		
Emisor.....	83069-1	895
Receptor.....	83069-2	870

E42: NOVIEMBRE 1983

Interludio.....	83022-4	1.490
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada.....	82107	1.875
Desplazador de sintonía.....	82108	1.100

E43: DICIEMBRE 1983

Maestro:		
Transmisor.....	83051-1	740
Carátula adhesiva.....	83051-F	1.330

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio.....	83562	675
Maestro: Receptor.....	83051-2	4.565

E46: MARZO 1984

Tarjeta CPU universal:		
Tarjeta principal.....	83108-1	2.760
Tarjeta de comunicaciones.....	83108-2	1.715

E48: MAYO 1984

Crono-Master:		
Circuito de medida.....	84005-1	1.230
Visualización.....	84005-2	1.195
Audioscopio espectral:		
Filtros.....	83071-1	1.130
Control.....	83071-2	1.080
Visualización.....	83071-3	1.060
Receptor para banda marítima.....	83024	1.510

E49: JUNIO 1984

Desfasador de audio:		
Módulo de retardo.....	83120-1	1.545
Oscilador y control.....	83120-2	950
Veleta electrónica.....	84001	1.855
Capacimetro:		
Panel frontal.....	84012-F	1.520
Tarjeta de medida.....	84012-1	1.415
Visualización.....	84012-2	835

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaborinto:		
Placa principal.....	84023-1	1.475
Placa de control.....	84023-2	1.305
Generador de impulsos:		
Placa frontal.....	84037-1	1.910
Placa de doble cara.....	84037-2	2.285
Carátula adhesiva.....	84037-F	1.365

E53: OCTUBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Placa de filtros.....	84024-1	1.580
Circuitos de entrada y alimentación.....	84024-2	1.285

E54: NOVIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Placa de visualización.....	84024-3	4.740
Placa de base.....	84024-4	6.570
Receptor portátil de onda corta.....	84040	1.910

E55: DICIEMBRE 1984

Analizador en tiempo real:		
Generador de ruido rosa.....	84024-5	1.240
Carátula adhesiva frontal.....	84024-F	2.000
Supervisualizador de video.....	84024-6	2.055
Mini-Crescendo.....	84041	1.775

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada.....	84049	1.220
---------------------------------------	-------	-------

E57: FEBRERO 1985

Convertidor RS232-Centronics.....	84078	2.035
Sonda batimétrica:		
Placa principal.....	84062	1.845
Placa display.....	81105-1	805

E58: MARZO 1985

Simulador de estéreo.....	83133-1	860
	83132-2	1.245
	83133-3	1.045
Preamplificador dinámico.....	84089	865
Tacómetro digital.....	84079-1	1.035
	84079-2	1.415
Amplificador a válvulas.....	84095	1.930

E59: ABRIL 1985

Falsa alarma.....	84088	825
Generador de funciones:		
Placa principal.....	84111	2.505
Placa frontal.....	84111-F	1.395
Controlador de mini-car.....	84130	1.085

E60: MAYO 1985

Filtro activo.....	84071	1.780
Fláshmetro.....	84081	1.295
Termorregulador para soldador.....	84112	780
Frecuencimetro a μ P:		
Circuito principal.....	85013	3.455
Visualizador.....	85014	1.410
Oscilador.....	85015	705
Panel frontal.....	84097-F	3.145

E61: JUNIO 1985

Selector de EPROMs.....	85007	1.030
Autodim.....	84096	785
Alimentación alterna.....	84035	845
Etapas de entrada a 1,2GHz.....	85006	1.385
Amplificador híbrido de 30W.....	85001	1.045

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación.....	84408	745
Frecuencimetro.....	84462	1.665
Alimentación para microordenador.....	84477	1.815

E64: SEPTIEMBRE 1985

Modulador UHF.....	84029	1.030
Interface casete para C-64 y VIC-20.....	85010	865
Contador Universal.....	85019	970

E65: OCTUBRE 1985

Metronomo electrónico:		
Placa principal.....	83107-1	1.110
Alimentación.....	83107-2	625

Reloj en tiempo real.....	84094	2.175
Interruptor crepuscular.....	85021	850
Radio solar.....	85042	905
Fuente de alimentación de 10 amperios.....	85044	2.070

E66: NOVIEMBRE 1985

Medidor RLC.....	84102	2.175
Temporizador universal.....	84107	900
Plotter gráfico X-Y.....	85020	4.150
Kitt scanner.....	85025	1.309
Cuentarrevoluciones.....	85043	2.035
Detector de infrarrojos.....	85064	2.400

E67: DICIEMBRE 1985

Subsonikator.....	84109	910
Medidor pH.....	85024	1.375
Pseudo 2732.....	85065	795
Indicador de mantenimiento para coche.....	85072	2.540

E68: ENERO 1986

Modulador UHF/VHF.....	85002	645
Preamplificador microfónico.....	85009	785
Clepsidra/C. principal.....	85047-1	1.930
Clepsidra/Visualizador.....	85047-2	1.930
Clepsidra/Frontal-teclado.....	85047-F	3.945
Modulador de bujías.....	85053	895

E69: FEBRERO 1986

Automonitor.....	85054	1.175
Generador de salvas.....	85057	775
Bus universal E/S.....	85058	2.695
Convertidor A/D.....	85063	1.085
Lesley.....	85099	1.520

E70: MARZO 1986

Relé de estado sólido.....	85081	585
Generador de frecuencias patrón.....	85092	1.095
Anemómetro portátil.....	85093	2.635
Volubador de audio/C.I.....	85103	2.025
Volubador de audio/p. frontal.....	85103-F	1.410

E71: ABRIL 1986

Central de alarma C. Principal.....	85089-1	2.664
Central de alarma, interface.....	85089-2	791
Iluminador, C. Principal.....	85097-1	1.975
Iluminador, control lámpara.....	85097-2	2.050

E72: MAYO 1986

Interface E/S de 8 bits.....	85079	1.339
Flipper, circuito principal.....	85090-1	2.100
Flipper, visualizador.....	85090-2	1.504
Iluminador Alim. y filtros.....	85097-3	1.484
Iluminador control triacs.....	85097-4	1.355
Encendido electrónico.....	85128	1.226

E73: JUNIO 1986

Interface RS232C.....	85073	1.114
Tarjeta gráfica de alta resolución.....	85080-1	4.330
Filtro activo para DX.....	86001	3.425

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Medidor de audio.....	85423	975
Amplif. HI-FI para auriculares.....	85431	913
Cargador pequeñas baterías.....	85446	754
Sonda lógica para μ P.....	85447	686
Preamp. microf. con silenciador:		
versión simétrica.....	85450-1	630
versión asimétrica.....	85450-2	807
Mezclador de audio.....	85463	3.150
Trazador 6502.....	85466	787
Vúmetro para discoteca/C.P.....	85470-1	980
Vúmetro para discot/Vvisualizador.....	85470-2	1.607
Atenuador doble para luces.....	85480	754
Monitor maqueta trenes.....	85493	975

E76: SEPTIEMBRE 1986

Tarjeta color alta resolución.....	85080-2	3.282
Jumbo, reloj gigante.....	85100	3.258
Circuito protección altavoces.....	85120	2.807
Cartucho MSX.....	85130	1.338

E77: OCTUBRE 1986

Central telefónica doméstica.....	85110	4.732
Megáfono.....	86004	919
Altavoz satélite.....	86016	870
Alimentación doble/C.P.....	86018-1	1.994
Aliment. doble/Pre-regulador.....	86018-2	1.127
Alimentación doble/P.F.....	86018-F	1.283



E78: NOVIEMBRE 1986

Alarma anti- robo coche/C.P.....	86005-1	1.277
Alarma anti- robo coche/teclado...	86005-2	705
Interruptor automático I.R.....	86006	916
Mezclador portátil/MIC-line.....	86012-1	1.396
Mezc. portátil/Frontal MIC-Line	86012-1F	748
Mezc. portátil/módulo estéreo.....	86012-2A	1.416
	86012-2B	949
Mezc. portátil/Frontal mód. estéreo	86012-2F	837
Mezclador portátil/Alimentación ..	860012-4	1.584
Mezc. portátil/Frontal Aliment.	86012-4F	1.553
Interface C64/C128.....	860035	933

E79: DICIEMBRE 1986

Placa de experimentación RF.....	85000	476
Amplificador para autorradio.....	85102	1.224
Dobladur de tensión.....	86002	1.532
Mezclador portátil/mod salida 1a.	86012-3A	1.400
Mezclador portátil/mod salida 1b.	86012-3B	1.247

E80: ENERO 1987

Buffer para impresora/C.P.....	85114-1	3.254
Buffer para impres./display teclado	85114-2	1.465
Mezclador portátil/mod. salida 2 ..	86012-5	1.730
Mezclador portátil/Frontal salida 2	86012-5F	1.374
Mezclador portátil/Frontal vacío ..	86012-6F	983
Mezclador portátil/Frontal salida 1	86012-3F	1.461
Reloj en tiempo real.....	86017	995
Amplificador 1000 W.....	86031	4.835

E81: FEBRERO 1987

Interface RTTY.....	86019	2.203
Tarjeta de 8 relés.....	86039	1.686
Accesorios amplificador 1000 W ..	86067	3.369
Microscopio: placa PIA.....	86100	832

E82: MARZO 1987

Módulo RF TV sat.....	86082-1	3.437
Microscopio.....	86083	5.236
Pluviómetro.....	86068	979

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias.....	86041	1.857
Medidor de impedancias/Frontal..	86041-F	2.332
TV sat módulo Audio/video.....	86082-2	1.252
TV sat frontal.....	86082-F	953
Preamplificador/F.A. y control.....	86111-1	2.865
Preamplificador/tarjeta entradas..	86111-3	1.899
Convertidor D/A para bus E/S.....	86312	1.055

E84: MAYO 1987

TV sat., accesorios.....	86082-3	1.899
Preamplificador/Frontal.....	86111-F	1.541
Peamplificador/Trasera.....	86111-F2	1.218
Medidor valor eficaz real.....	86120	2.676
Medidor valor eficaz real/Frontal	86120-F	1.747

E85: JUNIO 1987

Circuito de reverberación.....	87015-E	385
Sonda temperatura polímetro.....	86022	295
Amplificador de cascos.....	86086	1.133
Convertidor remoto/C.P.....	86090-1	2.187
Convertidor remoto/Placa A/D.....	86090-2	815
Preamplificador/C. principal.....	86111-2	5.425
Control univ. motor paso a paso...	87003	3.987

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

Control motor paso a paso.....	86451	727
RAM extra de 16 K (junto con la		
EPS 86454).....	86452	550
Dado en CMS (junto con la EPS		
86452).....	86454	550
Tacómetro de alta resolución.....	86461	1.380
Convertidor RMS ca/cc.....	86462	485
Ahuyentador de roedores.....	86490	575

E88: SEPTIEMBRE 1987

Extensión E/S para MSX.....	86125	2.440
Generador ruido VHF/UHF.....	86081	453
Capacímetro de bolsillo.....	86042	1.074
Estudio de audio portátil.....	86047	5.980

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para os-	86135	1.430
ciloscopio.....		
Programador EPROM para MSX...	87002	2.695
Vúmetro estéreo.....	87002	493
Ecualizador para guitarra.....	86051	1.503

E90: NOVIEMBRE 1987

Intercomunicador para motoristas	87024	1.314
Preamplificador a válvulas/CP.....	87006-1	1.955
Preamplificador a válvulas/Entra-		
das.....	81111-3A	1.855
Generador senoidal digitaliza-		
do/CP.....	87001	2.015
Generador senoidal digitaliza-		
do/P.F.....	87001-F	1.465

E91: DICIEMBRE 1987

Telemando doméstico por I.R.		
(emisor).....	86115-1	785
Telemando doméstico por I.R. (re-		
ceptor).....	86115-2	890
Distribuidor MIDI.....	87012	1.985
Preamplificador de válvulas (ali-		
mentación y control de relés)....	87006-2	2.880
Interface color para Atari ST.....	86103	1.660
ARGUS, mini-detector de metales	86069	980

E. 92 ENERO 1988

Alimentación para tubo láser.....	87037	
Generador senoidal digital (oscila-		
dor).....	87036-1	
Generador senoidal digital (filtro).	87036-2	
16 K RAM CMOS para C64.....	87082	805
Filtros de Linkwitz.....	84071	
Barómetro/Altimetro.....	86110	1365

junior computer

Circuito principal.....	80089-1	4.220
Visualizador.....	80089-2	418
Fuente alimentación.....	80089-3	1.010
Fuente de alimentación de 12V....	81033-2	484
Programador de EPROM.....	82010	1.562
Tarjeta de RAM dinámica.....	82017	1.815
Teclado ASCII.....	83058	6.565
Tarjeta VDU.....	83082	2.685
Tarjeta de memoria universal.....	83014	2.595
Omnibus.....	83102	3.085

software

Junior Computer (2708).....	ESS503	1.700
Matriz luminosa (2708).....	ESS504	1.700
TM para Junior Computer (2716)..	ESS506	940
PME para Junior Computer (2716)	ESS507	940
Crono-procesador (2716).....	ESS512	940
Generador caracteres VDU (2732)	ESS523	1.175
Terminal universal (2732).....	ESS525	1.175
Elaborito (2716).....	ESS527	940
Copiador de EPROM (2716).....	ESS528	940
Frecuencímetro a µP (2732).....	ESS531	1.175
Plotter X-Y (2732).....	ESS532	1.175
Clepsidra (2732).....	ESS535	1.175
Frecuencímetro a µP, U665B (2732)	ESS536	1.175
Jumbo, reloj gigante (2x2716).....	ESS539	1.880
Buffer para impresora (2716).....	ESS545	940

Puede enviar la memoria y un Giro Postal por 450 (grabación)+150 (gastos de envío)=600 ptas.

Cambio ESS531 ESS 536: giro postal de 250 ptas.

Este mes...

Elektor núm. 93. Febrero 1988

	Referencia	P.V.P.
Telecanguro.....	EPS 86007	1.350
Convertidor D/A de 14 bits.....	EPS 87160	1.810
Generador senoidal digital, placa principal.....	EPS 87036-3	
Generador senoidal digital, alimetación.....	EPS 87036-4	
Generador senoidal digital, conmutación.....	EPS 87036-6	

OFERTA: AHORA 20% MENOS, STOCK LIMITADO

REFERENCIA	DESCRIPCION	P.V.P.	TALLER DE ELECTRONICA
TE 022	RS 232 para Spectrum.....	1.392	1.740 T-17
TE 023	Cuentavueltas para casete.....	972	1.215 T-18
TE 024	Generador de baudios programable.....	696	870 T-21
TE 026A	Barrera luz invisible/emisor.....	404	505 T-22
TE 026B	Barrera luz invisible/receptor.....	468	585 T-22
TE 027A	Generador de funciones/C.P.....	668	835 T-23
TE 027B	Generador de funciones/frontal.....	636	795 T-23
TE 028	Regulador velocidad para taladro.....	460	575 T-22
TE 029	Regulador iluminación por tacto.....	472	590 T-24
TE 030	Convertidor 12 DC-220 AC.....	644	805 T-25

formant

FORMANT sintetizador musical

Circuitos impresos		
Interface.....	9721-1	805
Receptor de interface.....	9721-2	375
Fuente de alimentación.....	9721-3	1.215
Teclado (una octava).....	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	
VCO.....	9723-F	
VCF 12 dB.....	9724-F	
VCF 24 dB.....	9953-F	
RMF.....	9951-F	
ADSR.....	9725-F	
DUAL VCA.....	9726-F	
LFO.....	9727-F	
NOISE.....	9728-F	
COM.....	9729-F	

Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

En este artículo se concluye con los detalles del generador de salvas y el montaje del aparato completo.

GENERADOR SENOIDAL DIGITAL (2)

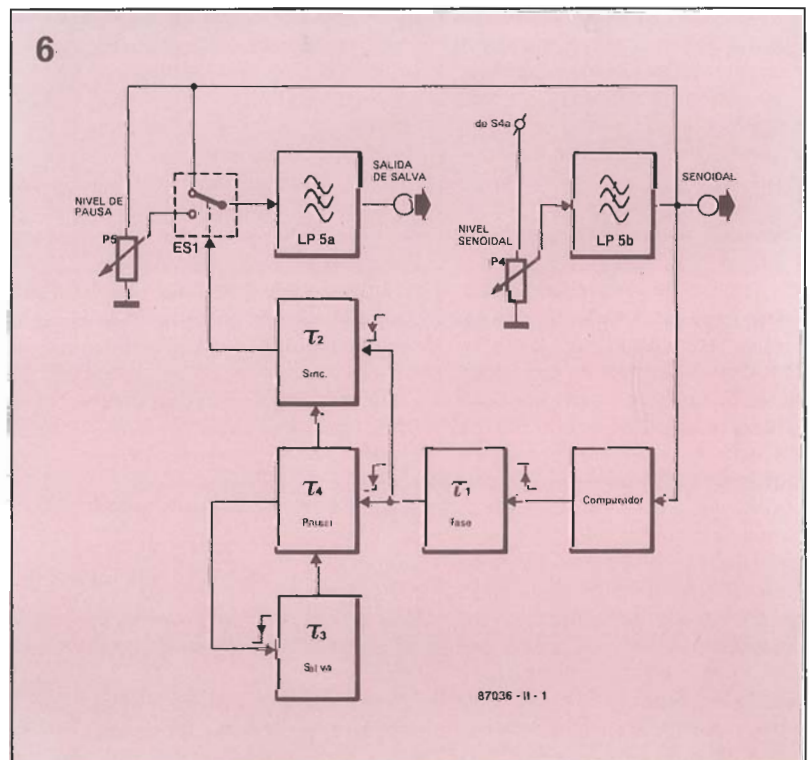
Figura 6. Diagrama de bloques de la adaptación del generador de salvas en el generador de onda senoidal.

Un generador de salvas está compuesto esencialmente por un número controlado de períodos de una tensión alterna, usualmente una senoidal, y se usa para analizar el funcionamiento y la respuesta dinámica de amplificadores de baja frecuencia, filtros activos y pasivos y altavoces. En el caso de un altavoz, por ejemplo, una salva senoidal puede utilizarse para estudiar su comportamiento transitorio, midiendo la salida acústica obtenida por medio de un micrófono posicionado a una distancia adecuada en frente de su cono. La señal procedente del micrófono se amplifica a continuación y se hace visible en un osciloscopio. Este método proporciona una información muy útil sobre la ocurrencia de efectos de resonancia, retardos de fase, etc. Además, resulta también un buen método práctico para medir el margen lineal del altavoz bajo prueba. Como la salva es de una duración muy corta (suele ser del orden de 5 a 10 períodos) es posible excitar el altavoz a plena carga sin temor a que éste se quemé. En este tipo de medidas, el tiempo entre salvas es muy grande comparado con el de actividad, por lo cual existe suficiente tiempo para que el altavoz se recupere.

Pausa, excitación y fase

Con referencia al diagrama de bloques de la extensión del generador de salvas, mostrado en la figura 6, la señal del polo de S4a

(ver primera parte de este artículo) se aplica al potenciómetro de control de amplitud de la onda senoidal, P4. La señal pasa entonces por un filtro pasabajo (LP5b), cuya frecuencia de corte está fijada en 35 KHz. Este filtro asegura la eliminación de todas las



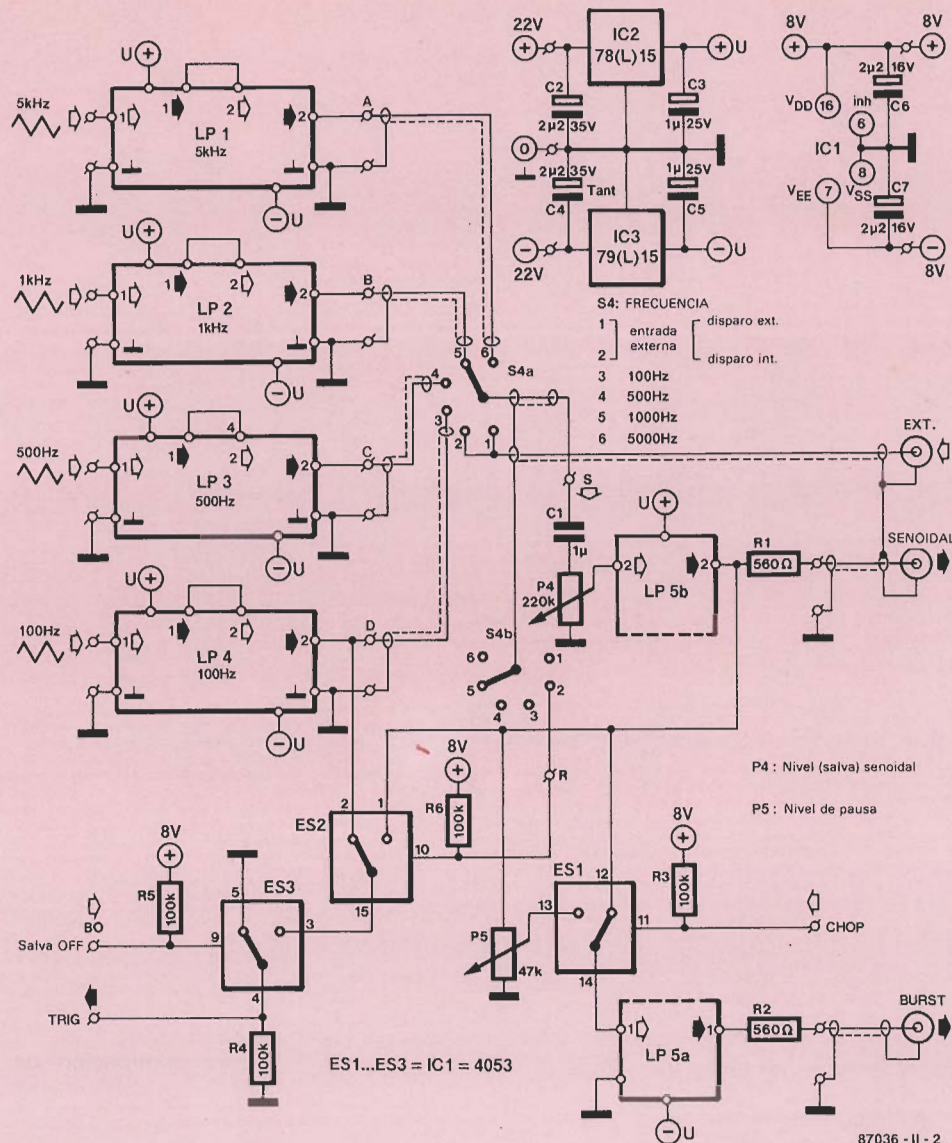


Figura 7.
Conexiones entre
el generador de
salvas y el
generador senoidal.

componentes espúreas. La salva se genera con la ayuda del conmutador electrónico ES1, el cual, a su vez, está controlado por una señal en forma de pulso. Durante las pausas del tren de impulsos, ES1 ataca al filtro pasabajo LP5a ($f_c = 70$ KHz) con la señal atenuada presente en el cursor del potenciómetro P5. Durante las partes activas de los pulsos de conmutación LP5a se alimenta con el 100% de la señal senoidal. El control de ES1 se hace mediante una señal compuesta, obtenida mediante el correcto ajuste de las constantes de tiempo de las señales de pausa, excitación y fase. El período de la señal de Sync (fase) no es ajustable, pero es siempre mucho mayor que el de la señal más pequeña del circuito (10 Hz).

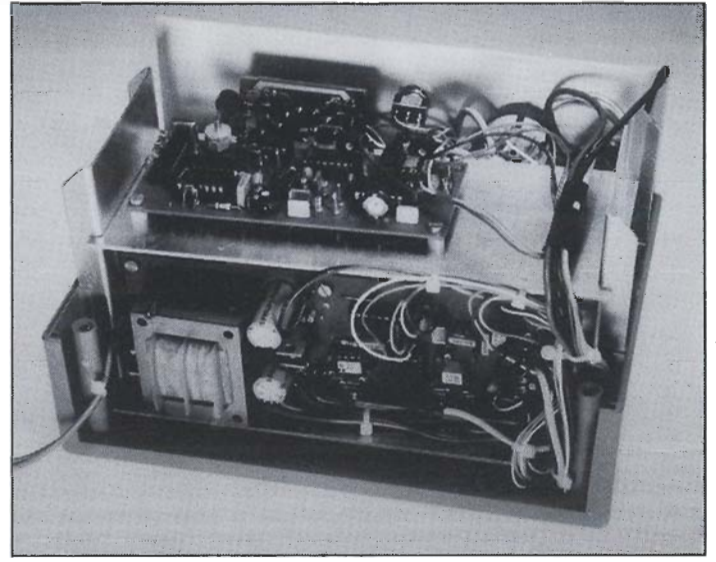
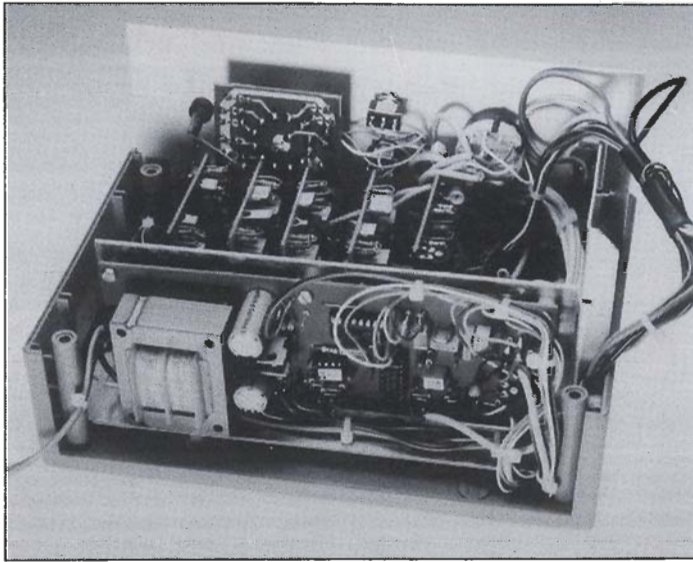
Una salva de ciclos de ondas senoidales

La figura 7 da detalles de la forma de conexión de la extensión de salvas para el generador senoidal descrito en la primera parte de este artículo. Los filtros pasabajo,

LP1 a LP4, se muestran otra vez para dejar claro que forman parte del circuito incluido en la placa madre, que se describirá más adelante. Para la alimentación de los módulos de filtrado se ha incluido sobre la misma placa una fuente de alimentación de ± 15 V construida sencillamente alrede-

Características técnicas (generador de salvas):

- Ajuste del ángulo de desfase entre 10 y 360 grados. Los ángulos de fase de arranque y parada son totalmente síncronos.
- Nivel de salva y pausa variable de forma continua.
- Duración de salva y pausa variable de forma continua.
- También utilizable con otros generadores senoidales.
- Tensión máxima de entrada: 5.6 Vrms.
- Frecuencia máxima de entrada: 30 KHz.
- Salida SYNC para señal de sincronismo del osciloscopio.



dor de dos integrados estabilizadores, IC2 e IC3.

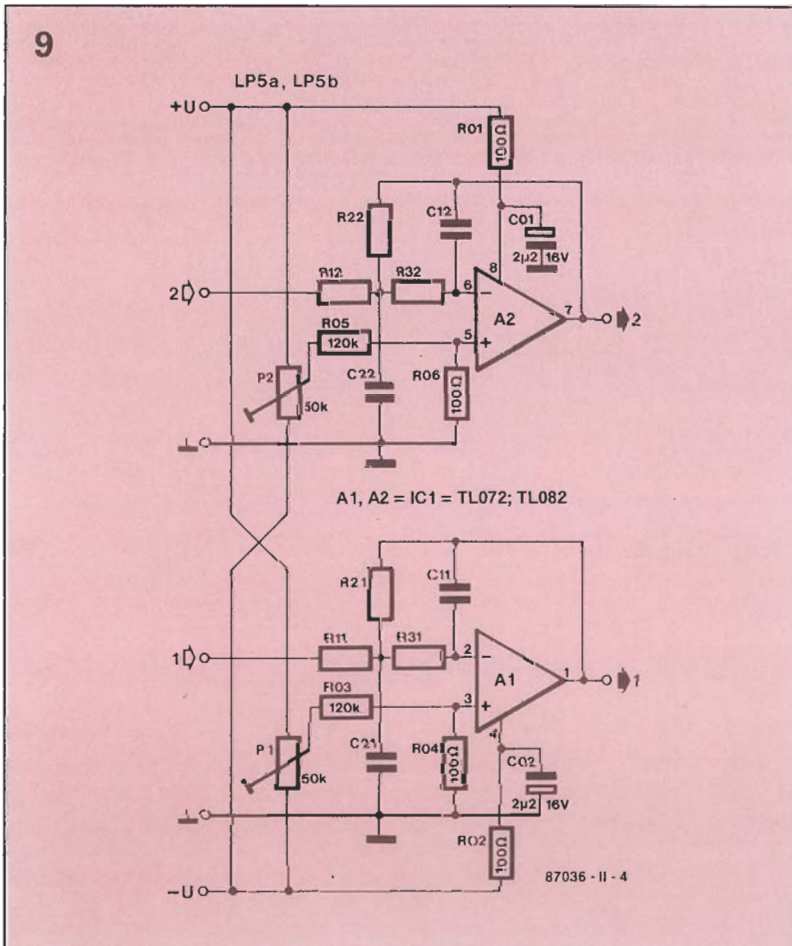
El conmutador electrónico ES1 activa y desactiva la onda senoidal, con lo cual se produce una salva con la ayuda de la señal CHOP. La amplitud de la señal senoidal de salida se determina mediante la posición del cursor del potenciómetro P4 (nivel de señal senoidal), o P5 (nivel de pausa), cuando la señal CHOP está a nivel lógico alto o bajo respectivamente. La posición de los conmu-

tadores de la figura 7 corresponde al estado de generador de onda senoidal y no al de generador de salva.

La señal de salida RIG es la que controla el generador de CHOP, la cual puede verse que está desactivada gracias al conmutador ES3. Con esto la señal CHOP está a nivel lógico alto, con lo cual la onda senoidal aparece en la salida BURST OUT a través de P5, ES1 y LP5a. La misma señal está presente lógicamente en la salida

SINE OUT, pero la amplitud de esta señal y la de la salida BUST OUT puede variarse separadamente mediante los potenciómetros P4 y P5. Ambas salidas deben cargarse con impedancias de 600 Ohm. El conmutador electrónico ES2 se activa cuando es necesaria una señal de CHOP para procesar una señal aperiódica, tal como un ruido. En este caso se obtiene una señal interna de CHOP pasando la salida de LP4 (100 Hz) a la salida de TRIG. Esta configuración permite utilizar el generador de salvas con una gran variedad de señales aplicadas exteriormente.

Figura 9. La onda senoidal continua y la salva se filtran antes de enviarlas a la salida.



La extensión del generador de salvas

El esquema eléctrico del generador de la señal de CHOP, es decir la parte central del generador de salvas, aparece en la figura 8. El comparador IC1 convierte cualquier tensión aplicada en la entrada TRIG en una señal rectangular, compatible CMOS, que se aplica a la entrada del multivibrador monoestable MMV1; este monoestable está conectado para dispararse con los flancos de subida, y opera de modo no redispensible, de forma que es necesario que pase un tiempo, definido por su constante de tiempo ($R1+P1$, $C1...C8$), hasta que pueda volver a ser disparado. El conmutador rotativo, S1, y el potenciómetro P1 son los ajustes grueso y fino respectivamente.

Como la señal TRIG puede ser retardada antes de convertirse en una señal de CHOP útil, P1 y S1 controlan de forma eficiente el

Lista de componentes

Placa bus (ver figura 10)

Resistencias ($\pm 5\%$):
 R1; R2=560R
 R3...R6 incl.=100K
 P4=220K ajustable multivuelta o potenciómetro
 P5=47k ajustable multivuelta o potenciómetro

Condensadores:
 C1=1 μ (MKT)
 C2; C4=2 μ 2; 35 V; tántalo
 C3; C5=1 μ ; 25 V; tántalo
 C6; C7=2 μ 2; 16 V; tántalo

Semiconductores:
 IC1=4053
 IC2=7815 o 78L15
 IC3=7915 o 79L15

Varios:
 S4=Conmutador rotativo 6 posiciones, 2 circuitos
 EPS 87036-3 (No disponible en el servicio EPS)

ángulo de desfase inicial de la onda senoidal a la salida BURST. Los parámetros más importantes de una salva son la duración de la pausa y el número de períodos. Estos dos parámetros pueden ajustarse convenientemente con ayuda de los monoestables MMV3 y MMV4, respectivamente. Se han incluido potenciómetros para permitir el ajuste preciso en una aplicación concreta: P3 ajusta la duración del período de la salva, P2 la de la salva. El monoestable MMV4 puede desactivarse mediante la señal de salida Q del monoestable MMV3, por lo cual pueden mantenerse bien separados los períodos de salva y pausa. Cuando ha finalizado el período de salva se activa de nuevo MMV4 y puede ser activado con el siguiente flanco de bajada de la salida de MMV1, ya que la salida Q de MMV3 pasa a nivel lógico alto.

El monoestable MMV2 se encarga de sincronizar el ángulo de desfase de la salva de onda senoidal (punto de encendido). Está conectado para dispararse en los flancos negativos (entrada A a

Tabla 2

Datos técnicos de LP5:

Tipo de filtro:	Bessel pasabajo; de segundo orden con realimentación múltiple.
Frecuencia de corte:	70 kHz (LP5a) 35 kHz (LP5a)
Coefficientes de filtro:	A1=1.3617 B1=0.618
Amplificación total:	LP5a: At=A0=-1 (Ftest<Fc) LP5b: At=A0=-3 (Ftest<Fc)

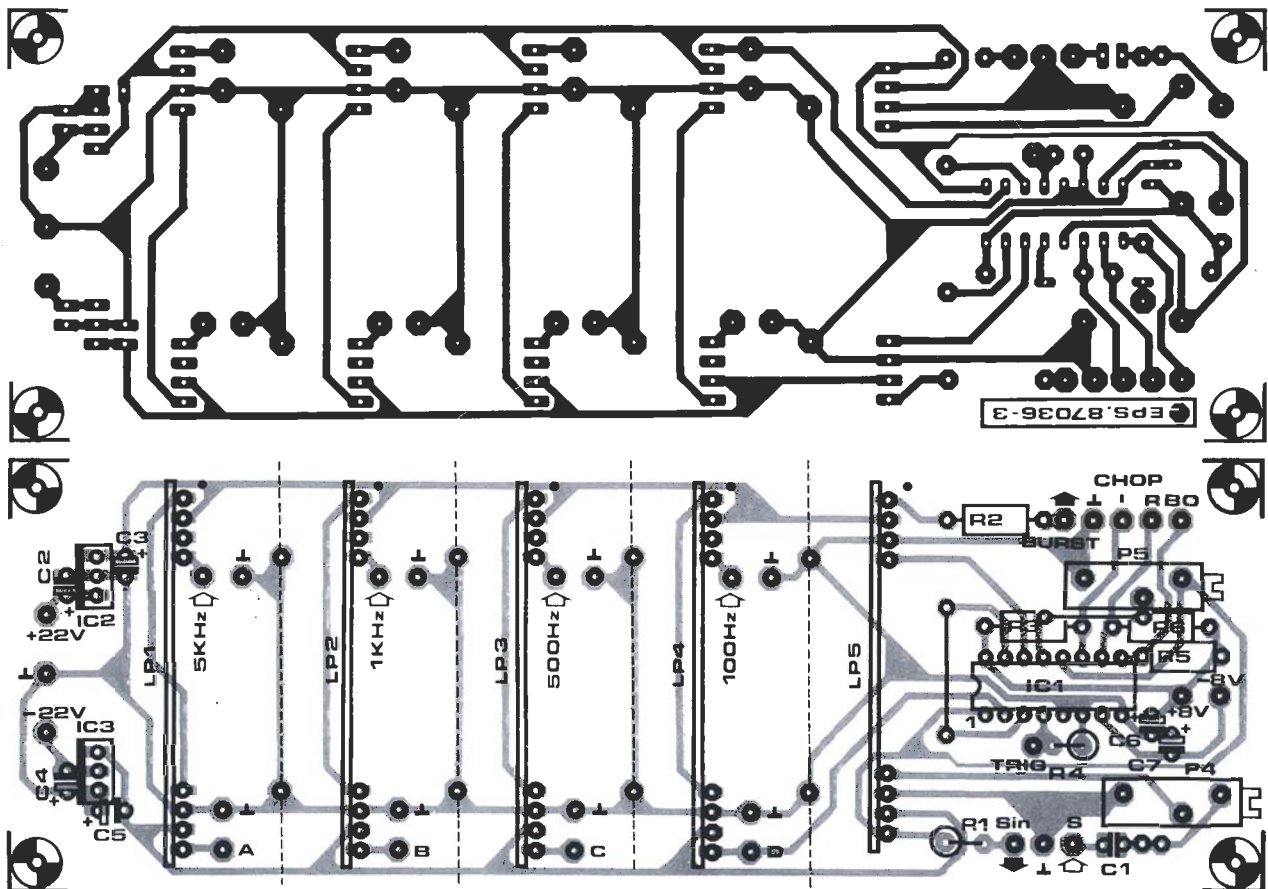
Cálculo de componentes: ver la tabla 1 (LP1...LP4)

masa), pero se pone a cero durante las pausas de salvas, ya que la salida Q* de MMV3 está conectado a la entrada R*. Cuando ha pasado el período de pausa puede volverse a disparar MMV2 con el siguiente flanco negativo de MMV1. En estas condiciones, MMV2 se mantiene activo hasta que es forzado al estado de reset por medio de MMV3, ya que está configurado en modo de redispensible, y su período de salida, definido por R5-C15, es largo comparado con el de la frecuencia de entrada más baja (>10 Hz).

El instante de desactivación de la señal de CHOP está definida

por el momento en que MMV1 vuelve a su estado de inactividad. Si recapitulamos brevemente las características de la señal BURST, podemos decir: pueden ajustarse los períodos de pausa y salva y puede variarse el ángulo de la señal completa desde 10 a 360 grados, para ajustarse a medidas particulares. La señal presente a la salida Q de MMV2 se atenúa mediante el divisor resistivo formado por R4-R6, obteniéndose la salida SYNC, cuya misión es la de servir como señal de sincronización para el osciloscopio. La salida Q* de este mismo monoestable se encarga de excitar el

10



LED D1 a través del buffer compuesto por T1. Esto permite iniciar la actividad del generador en el panel frontal del mismo.

La fuente de alimentación necesaria para este útil instrumento puede ser una de tipo convencional basada en el par de integrados reguladores/estabilizadores del tipo 7808 y 7908. La salida de ± 22 V de la fuente de alimentación no regulada se conecta a los reguladores en la misma placa de expansión. El LED D2 es el indicador de funcionamiento del generador de salvas. En la figura 9 pueden verse los filtros pasobajo para las salidas senoidal y la correspondiente al generador de salvas. En la tabla 2 se resumen sus características técnicas. Los potenciómetros de ajuste P1 y P2 permiten eliminar las tensiones de offset en las salidas BURST y SINE OUT respectivamente.

Montaje y ajuste

Comience el montaje insertando todos los componentes de la

placa madre, como se ve en la figura 10. Es posible utilizar potenciómetros normales en lugar de multivuelta para P4 y P5. Si se decide por esta opción será necesario realizar las conexiones mediante espadines y cables.

Los filtros pasobajo también se conectan a la placa madre con ayuda de terminales sobrantes de componentes ya soldados (8 por filtro), pero también es posible utilizar conectores adecuados para circuito impreso. Obsérvese que se ha provisto la placa madre de taladros adecuados para montar placas de blindaje entre los módulos de filtros. El conmutador S1 y sus condensadores asociados se montarán preferiblemente en una placa de circuito impreso propia, como se ve en la figura 12. Si esto no es posible, deberá soldarse cada uno de los condensadores a la patilla relevante del conmutador, conectando a continuación todos los terminales sueltos de los condensadores entre sí, y sacando un total de dos hilos del conjunto de condensadores y conmutador.

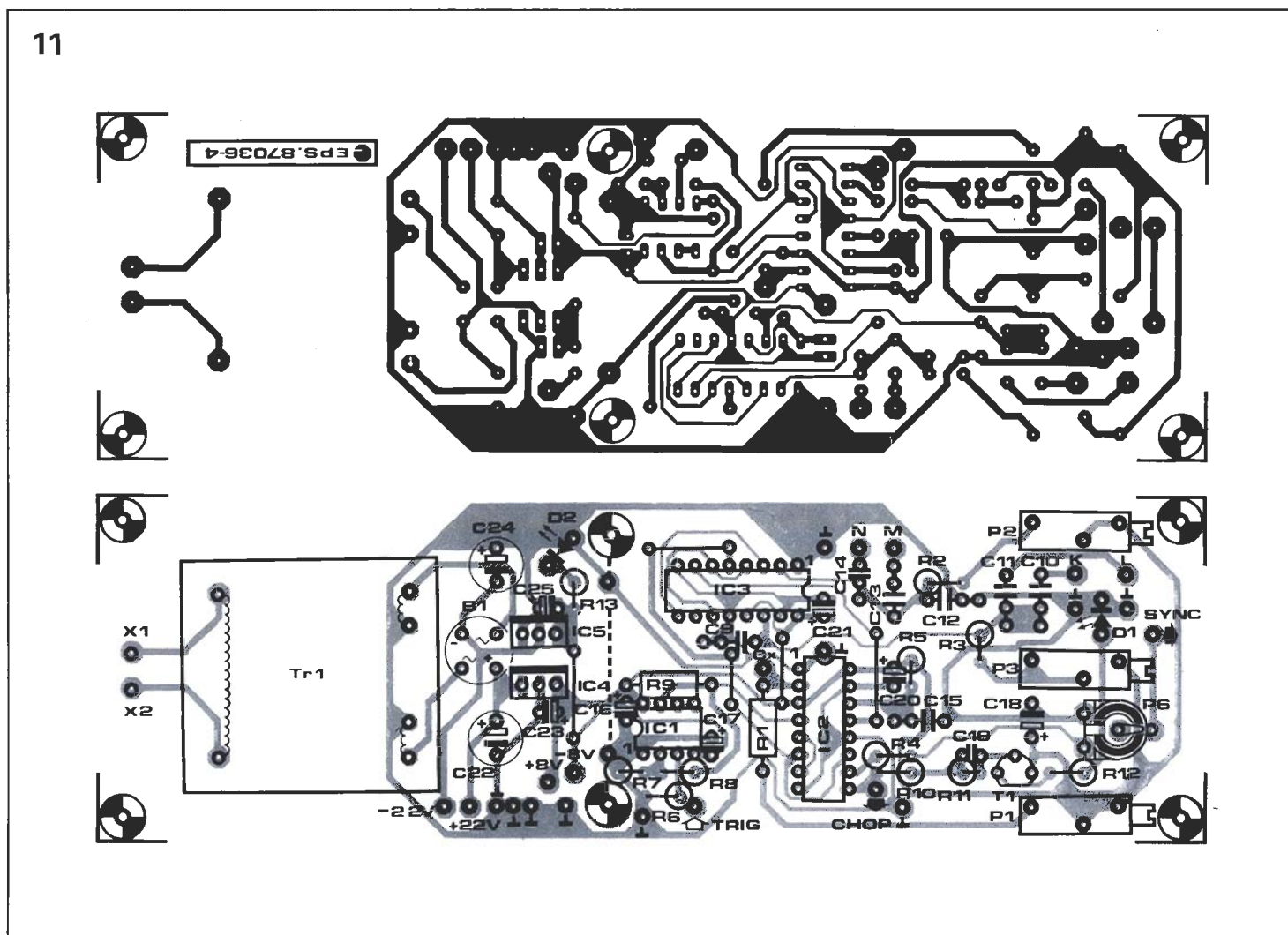
La placa de circuito impreso

que contiene LP5a y LP5b se completa como se ve en la figura 13. A continuación, monte la placa correspondiente al adaptador de salvas y la fuente de alimentación (figura 11). Los potenciómetros P1, P2 y P3 se montan directamente sobre el panel frontal y se conectan a los puntos relevantes de la placa mediante cables lo más cortos posible.

La fuente de alimentación de la placa de la figura 11 debe de ser probada antes de montar ningún circuito integrado. Verifique la presencia de las tensiones de $+22$ V, -22 V, $+8$ V y -8 V en los puntos indicados en el esquema eléctrico. Si estas tensiones parecen ser correctas deberá desconectarse la alimentación e insertarse los circuitos integrados para volver a verificar la tensión de alimentación en los puntos relevantes de los circuitos integrados. Aisle la fuente de alimentación del resto del circuito con un blindaje compuesto por una chapa de cobre o zinc montada verticalmente sobre la línea de puntos marcada en la placa de circuito impreso, y suéldela en los dos

Figura 10. Circuito impreso de la placa madre (placa principal de la expansión) del generador de salvas. Contiene el esquema eléctrico de la figura 7. Las placas de los filtros se montan verticalmente.

Figura 11. Esta placa de circuito impreso contiene la fuente de alimentación y el generador de la señal CHOP.



Lista de componentes

(Ver figuras 11 y 12)

Resistencias ($\pm 5\%$):

R1...R4 incl.=5K6
 R5=1M
 R6=100K
 R7=560 Ω
 R8; R11=150K
 R9=4K7
 R10=15K
 R12=150 Ω
 R13=680 Ω
 R14; R15=100 Ω
 P1; P2; P3=1M ajustable o potenciómetro multivuelta
 P6=10K ajustable

Condensadores:

C1=100n
 C2=33n
 C3=10n
 C4=3n3
 C5; C9=1n
 C6=330p
 C7=100p
 C8=33p
 (C1...C8 incl.: ver figura 12)
 C10; C13=470n
 C11; C12=22n
 C14; C18=10 μ ; 16 V tántalo
 C15=220n
 C16; C17; C23;
 C25=2 μ ; 16 V tántalo
 C19=1 μ ; 16 V tántalo
 C20; C21=680n; 16 V tántalo
 C22; C24=470 μ ; 35 V

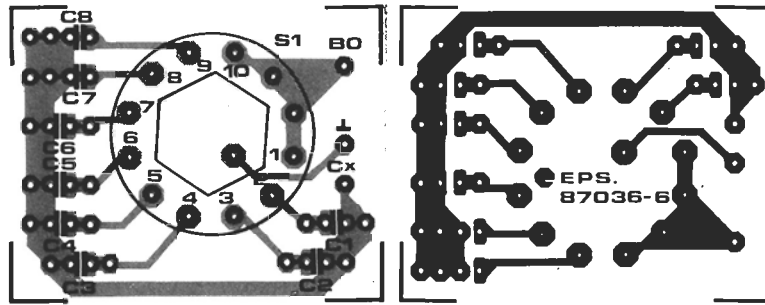
Semiconductores:

B1=B80C800
 D1=LED verde
 D2=LED rojo
 T1=BC327
 IC1=LM311
 IC2; IC3=4538
 IC4=7808
 IC5=7908

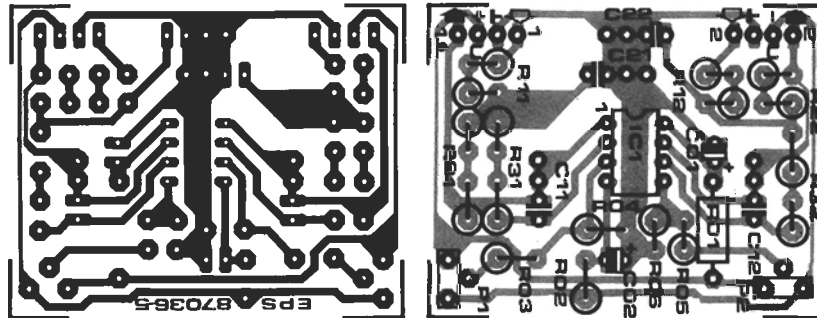
Varios:

S1=Conmutador rotativo de 10 posiciones 1 circuito (ver figura 12; utilice un conmutador de 12 posiciones con tope ajustable)
 S²; S³=Conmutador 3 posiciones 1 circuito (en la posición centra no necesita contacto)
 Tr¹=2 \times 15 V o 2 \times 18 V; 4.5 VA para montaje en circuito impreso
 F¹=50 mA fusible lento
 Conectores BNC
 Interruptor miniatura
 Conector de red
 Caja recomendada:
 Verobox 202-210368 (250 \times 137 \times 110 mm aprox.)
 EPS 87036-4
 EPS 87036-6
 EPS 87036-F (ver figura 14)
 (Estas placas y frontal NO están disponibles en nuestro servicio EPS)

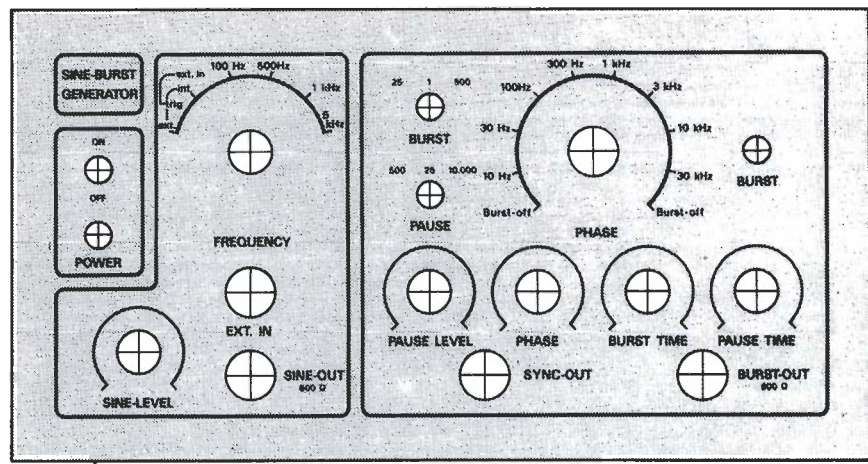
12



13



14



puntos indicados. La fotografía del prototipo puede servir como guía de cableado y ubicación de las placas en una caja de tipo Verobox.

En la figura 14 puede verse una sugerencia para el posible panel frontal del generador de salvas. La placa donde está ubicada la fuente de alimentación deberá montarse lo más cerca posible del panel trasero, con lo cual es po-

sible intercalar una plancha metálica, que hace las funciones de blindaje, entre esta placa y el resto del circuito. Recomendamos que se monten las placas de circuito impreso en el siguiente orden:

— Comience con insertar todos los elementos necesarios en el panel frontal.

— Asegúrese que se han realizado las conexiones de las lí-

neas de alimentación de ± 22 V y ± 8 V, y que existe tensión en los puntos relevantes.

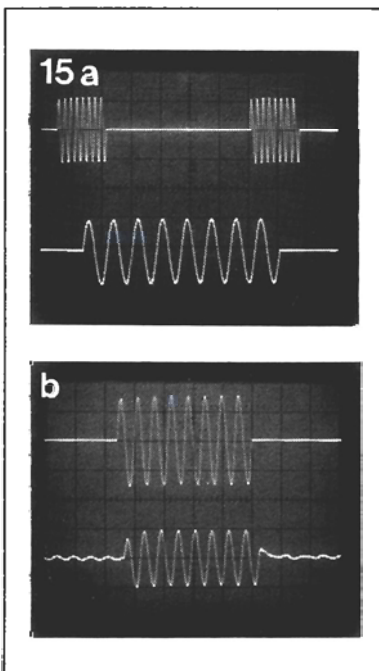
— Monte la placa principal cerca del panel frontal y efectúe el cableado con los componentes de éste, para lo cual puede referirse a la figura 7, asegurándose de conectar los cables blindados exactamente como se indican en dicha figura, sin olvidar la conexión de ninguna de las masas. Si

utiliza potenciómetros para P4 y P5, estos también deberán conectarse con cable blindado.

— Prepare los cables para la alimentación, CHOP, BO, TRIG y aquellos para la conexión de la placa de circuito impreso del generador, soldándolos en los espaldines correspondientes de la placa madre, y cortando los extremos opuestos con la longitud necesaria para que llegue a los terminales de la placa de expansión del generador de salvas, y la placa de alimentación.

— Monte ahora la placa del generador de salvas lo más cerca posible del panel trasero y conecte los cables ya preparados. Utilice cables blindados para la conexión de los elementos del panel frontal: P1-P3, S1-S3 y el conector de salida SYNC.

— Conecte los diodos LED D1 y D2 y ponga especial cuidado en la conexión de los cables del conmutador principal ON/OFF, que no está mostrado en el esquema eléctrico, ya que se monta como un componente externo. La placa del generador senoidal se alimenta con las tensiones de ± 8 V. El conector de salida para el diapason se monta en el panel trasero. La placa del generador, descrita en el artículo del mes pasado se monta encima de la placa madre, con una plancha de blindaje entre ellas (ver las fotografías que acompañan este artículo). El resto de los cables de la placa madre y la placa de la fuente de alimentación se sueldan ahora a los puntos correspondientes de la placa del generador. Esto finaliza el montaje del circuito.



Lista de componentes

(LP5a-LP5b, ver figura 13)

Resistencias ($\pm 1\%$):
 R01; R02; R04;
 R06=100 Ω , 1%
 R03; R05=120K 1%
 R11; R21=19K58 (16K+3K6)
 R12=25K01 (13K+12K)
 R22=75K04 (75K)
 R31=23K15 (18K+5K1)
 R32=51K6 (51K+620R)
 P1; P2=50K ajustable vertical

Condensadores:
 C01; C02=2 μ 2; 16 V;
 20%; tántalo
 C11=47p
 C12=22p
 C21; C22=150p

Semiconductores:
 IC1=TL072 o TL082

Varios:
 EPS 87036-5 (No disponible en el servicio EPS)

Figura 12. El conmutador rotativo S1, para el ajuste de la fase, puede montarse sobre esta placa de circuito impreso, junto con los ocho condensadores.

Figura 13. Esta placa de circuito impreso contiene los filtros pasabajo de salida y puede insertarse en la placa madre mostrada en la figura 10.

Figura 14. Posible distribución del panel frontal para el generador senoidal y el de salvas (tamaño 197x104 mm).

Figura 15. Salvas y salida continua del generador (15a) y la respuesta medida de un altavoz típico (15b).

ADO

ADO ELECTRONIC ESPAÑA, S.A.

GENERAL PERON, 32. 20^a Q. TEL.: (91) 5932881
 28020 MADRID TELEX: 46284 ADOSA



TY45 VU-METRO estéreo de 40 LEDs y 3 C.I. con programa de Barra y Punto.....5.500 Ptas.



TY41 Mando por infrarrojos, 10 metros. EMISOR con caja.....2.600 Ptas. RECEPTOR con RELE.....2.800 Ptas.



TY36 AC/DC Reloj despertador con LEDs de 18 mm. y osc. cuarzo.....2.950 Ptas.



TY35 Emisora de FM 88-108MHZ con una caja muy elegante.....1.800 Ptas. sin caja.....1.400 Ptas.



TY20 VU-METRO estéreo de 30 LEDs en «LIVE» (0,5-200W).....3.300 Ptas.



TY73 VU-METRO estéreo de 20 LEDs en «ARCO» (Escala: -30dB a +5dB).....2.900 Ptas.



TY101 ECO ELECTRONICO 20 a 200 Mseg. con 4 C.I. JAPONESES.....7.700 Ptas.

TY25 Protector de altavoces (estéreo) con relé.....1.950 Ptas.
TY1A Convertidor CC/CA para alimentar tubos fluorescentes (8-40W) con BAT. de 12V.....1.150 Ptas.
TA10 Previo estéreo P.U.-RIAA para plato y micrófono magnético.....1.150 Ptas.
TY47 Ruleta electrónica, 36 LEDs y 3 C.I. y una pantalla serig.....3.950 Ptas.
TA06 IC Amplificador de 6W.....1.150 Ptas.
TA07 WALKMAN amplificador estéreo de 12W.RMS (alim. 4-16Vdc).....2.300 Ptas.
TY42 VU-METRO ESTEREO con 20 LEDs y dos C.I. y dos programas.....3.950 Ptas.

C.I. MUSICALES Y ECO

UM 3481, 3482.....	310 Ptas.
UM 3483.....	350 Ptas.
UM 3484.....	450 Ptas.
UM 34811.....	490 Ptas.
UM 881.....	150 Ptas.
UM 3651 (SIRENA).....	190 Ptas.
MN 3005 (ECO).....	4.350 Ptas.
MN 3101 para ECO.....	290 Ptas.
AN 6501 para ECO.....	145 Ptas.

NOTA: Con todos nuestros VU-METROS regalamos la pantalla serigrafada en color.

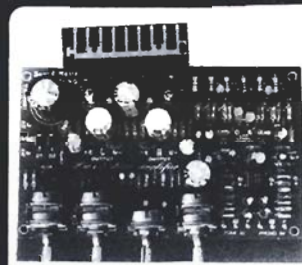
SOLICITE CATALOGO



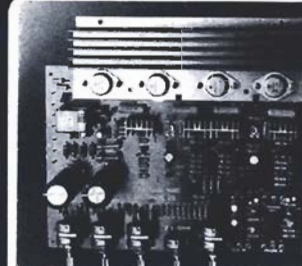
TA50 A/C Timbre musical de 8 a 10 melodías, 8 mel. 2.200 ptas. 10 mel. 2.350 ptas. Sólo cambiando el C.I. puede obtener 44 melodías.



TA477 MOS-FET Etapa de 240W/4 Ohm. 120W RMS/8 Ohm con 13 transistores y dos radiadores grandes.....10.700 Ptas.



TA322 Amplificador este con HYBRIDO SANYO incluye: Etapa 2x30W-Previo de tonalidad y RIAA-VU METRO de 6 LEDs y fuente alimentación.....7.900 Ptas.



TA800 Amplificador estéreo de 160WRMS de alta calidad, incluye: Etapa 2x80W, Controles de GRAVES, MEDIOS, AGUDOS. Previo P.U. RIAA, Protector de altavoces y fuente de alim. (TODOS EN UNA PLACA).....13.900 Ptas.



TA2800 BI-FET Preamplificador estéreo PROFESIONAL de alta calidad y controles de graves, medios, agudos, LOUDNESS, TONE DEFEAT, BALANCE y previo P.U. RIAA.....4.950 Ptas.



TB503 Fuente estabilizada regulada 0 a 50V, 0,5 a 3 Amp. con desconexión automática ante cortocircuitos.....3.400 Ptas.

DISTRIBUIDOR OFICIAL:



MERENBERG, 29 TEL. 413 80 24
 28002 MADRID TELEX 49478 GAGM

El cerebro humano es un triunfo de miniaturización, y el más notable ordenador del mundo; incluso aunque sus células nerviosas sólo procesen unas 100 «instrucciones» por segundo en contraste con el medio millón que puede manipular un microprocesador. Esto hace que la velocidad a la cual realiza operaciones muy complejas sea aún más asombrosa.

CÓMO TRABAJA EL CEREBRO HUMANO

Los ordenadores son parte de nuestra vida cotidiana. No sólo para los que trabajan en el mundo de la electrónica o la informática sino para todo el mundo. Los podemos encontrar en nuestro trabajo, en las tiendas, en los bancos o los cajeros automáticos, e incluso en las oficinas, donde están reemplazando a las máquinas de escribir. Los ordenadores realizan operaciones aritméticas

con una precisión y rapidez que ningún cerebro normal puede alcanzar. La velocidad con que están proliferando en ocupar cada rincón de nuestra existencia, en casa y en el trabajo, es un tributo a su flexibilidad de operación. El chip de silicio que es el núcleo de los modernos ordenadores, ha producido una revolución en sus apenas 30 años de existencia.

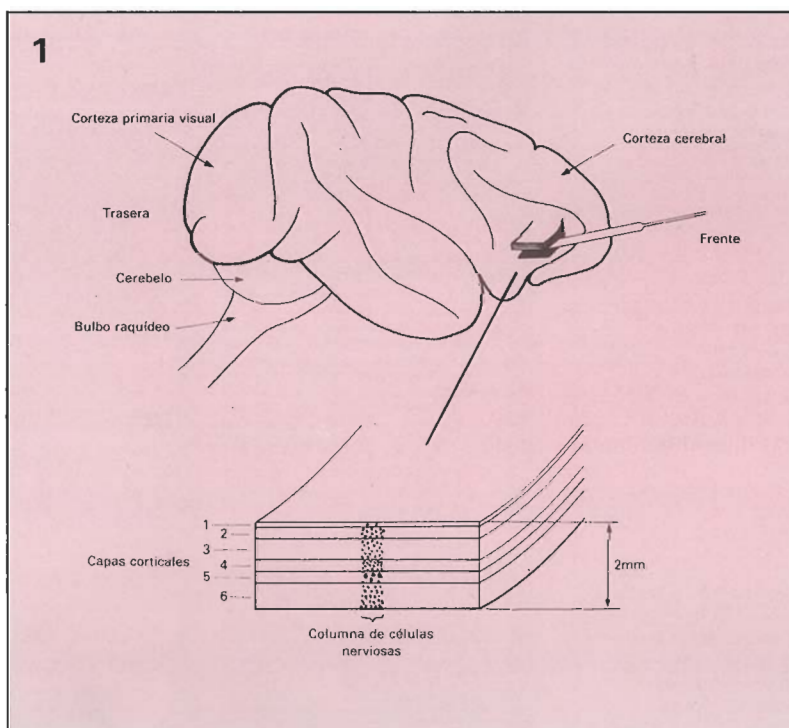
Nuestra admiración por esta

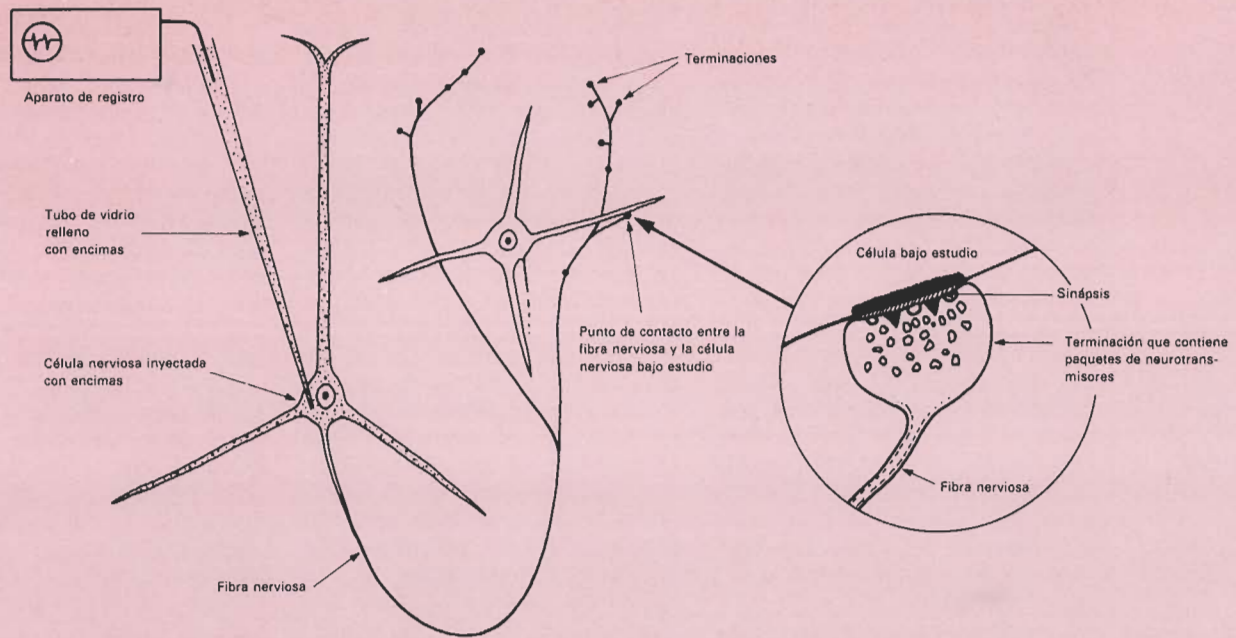
maravilla electrónica nos hace olvidar que el más potente ordenador del mundo no está construido con silicio, sino que está basado en carbono. Cada uno de nosotros, de hecho, dispone de uno de estos ordenadores; lo tenemos incorporado cuando nacemos, y trabaja incesantemente durante más de 70 años. Se trata, desde luego, del cerebro humano.

A diferencia del chip de silicio, nuestro cerebro ha evolucionado durante millones de años y, como siempre está con nosotros, a menudo nos olvidamos de lo potente que es. Solo recientemente, cuando se ha intentado simular el funcionamiento humano empleando ordenadores, se ha revelado lo difícil que es realizar algunas tareas que aquél realiza con facilidad. La velocidad a la cual se realizan en el cerebro muy complejas operaciones es todavía más asombrosa cuando se considera que un ordenador procesa cerca de medio millón de instrucciones por segundo, mientras que el cerebro apenas llega a unas 100 por segundo.

Tratamiento de la información visual

Una de las tareas más complejas realizadas por el cerebro es la





percepción visual, que se ha convertido en una de las principales áreas de investigación durante los últimos 25 años. Actualmente ya conocemos que la mayor parte del tratamiento de la información visual se realiza en una zona del cerebro llamada corteza cerebral. En los primates, incluido el hombre, la corteza cerebral se halla tan desarrollada que recubre el resto del cerebro y, con sus conexiones, forma cerca del 80% del volumen del cerebro.

La corteza consiste en una capa de células nerviosas, con un grosor de unos 2 mm y un área de alrededor de $1/70$ de metro cuadrado. Forma gran parte de la materia gris del cerebro, y las fibras nerviosas que conectan las diferentes zonas del cerebro forman la materia blanca. En los humanos, la capa cortical debe estar plegada varias veces para caber en el cerebro; esto produce la superficie ondulada del cerebro.

El diseño del cerebro es un triunfo de la miniaturización; ningún ordenador actual se aproxima siquiera a la potencia de cálculo contenida dentro de su volumen de 1.5 litros.

La principal área de tratamiento visual de la corteza cerebral se lleva a cabo en la parte posterior del cerebro, pero las posiciones de otras áreas visuales, que indudablemente existen en los humanos, todavía no han sido encon-

tradas. En otros primates, como los monos, estas otras áreas visuales han sido trazadas, y revelan que alrededor del 40 al 50 por ciento de su corteza cerebral realiza tareas de tratamiento visual. El que una gran cantidad del cerebro esté dedicada a procesos visuales no es quizá excesivamente sorprendente, si consideramos lo mucho que dependemos de los ojos en nuestra vida habitual.

La primera etapa del tratamiento visual tiene lugar en los ojos, donde los receptores de la retina muestrean el mundo visual, y transmiten la información a la corteza cerebral a través de una estructura intermedia denominada tálamo. Cada receptor en la retina «ve» un pequeño fragmento del mundo exterior, y señala los cambios en el contraste, como la diferencia entre el papel blanco y las letras negras de este artículo. En muchos vertebrados, incluidos nosotros mismos, la retina contiene una mezcla de receptores que responden selectivamente a la luz de diferentes longitudes de onda. La información que suministran se emplea para la interpretación de los colores.

Mientras que cualquier estímulo visual activa los receptores de la retina, las células nerviosas de la corteza cerebral son mucho más selectivas en su respuesta. Estudios intensivos de los científicos ganadores del premio Nóbel,

profesores David Hubel y Torsten Wiesel de la Harvard Medical School, mostraron que muchas de las células responden selectivamente a la orientación, tamaño y dirección de movimiento de los estímulos visuales. Células con preferencias similares están agrupadas en columnas que se extienden a través de todo el grosor de la corteza.

Evidentemente, este agrupamiento de la organización funcional debe reflejar una similar organización del circuito cortical. Sin embargo, los análisis en esta dirección no han sido capaces de indicarnos mucho acerca de cómo la corteza cerebral ha sido colocada junta y programada, de la misma manera que no somos capaces de comprender un microprocesador simplemente explorando las capacidades de un tratamiento de texto. Sin embargo, de la misma forma en que la circuitería lógica de un ordenador determina sus posibilidades, nuestro conocimiento acerca de cómo se realiza su tarea la corteza visual depende de lo mucho que podamos averiguar sobre el contenido de la «caja negra» que la forma. Existen ya varios grupos que han comenzado programas de investigación a largo plazo para encontrar la estructura básica de la función cortical.

Uno de los principales problemas con que se encuentran es el

elevado número de componentes involucrados. Cada milímetro cuadrado de corteza cubre unas 100.000 células nerviosas. En los primates, la corteza visual principal contiene unos 320 millones de células nerviosas. Por si esto no fuera bastante, hay muchos tipos diferentes de células nerviosas, y la corteza cerebral está dividida en 6 capas básicas que contienen diferentes densidades de estos tipos. Sin embargo, parece que hay un importante principio de simplificación en el diseño de la corteza: es un sistema modular. Es decir, al menos en su nivel más básico, un determinado patrón se repite una y otra vez, como si fuera el mismo tipo de «microchip». De la masiva expansión de los hemisferios conocida a través de fósiles, se desprende que el diseño del «microchip» cortical, afortunadamente, fue lo suficiente flexible y eficiente para acomodarse a las nuevas tareas de tratamiento visual requeridas durante nuestra revolucionaria evolución.

Por tanto, el nudo de la cuestión consiste en descubrir cómo es la estructura del «microchip» cortical, y cómo trabaja. La forma de realizar esto conlleva una combinación de diferentes técnicas, todas las cuales apuran los límites de nuestros actuales expertos. Hay dos estrategias que se están empleando a fin de encontrar cómo se interconectan las células nerviosas para formar el circuito que componen. La primera consiste en analizar cómo se forman, unidad a unidad, estudiando el desarrollo de las conexiones nerviosas durante los primeros momentos de la vida. La segunda estrategia es tomar el circuito completo de un adulto, seleccionar un elemento, por ejemplo, una sola célula nerviosa, y conocer su posición dentro del circuito y que es lo que hace.

El trabajo experimental que conllevan ambas estrategias es similar. Se registra la actividad de una sola célula nerviosa en la corteza visual de un animal, empleando un tubo de vidrio, de dimensiones microscópicas, relleno con una solución salina a base de encimas. Una vez que se han registrado las propiedades fisiológicas de la célula, se inyecta en ella la encima, hasta llenarla completamente. El tamaño del cuerpo de la célula es de unos 20 μm , y el diámetro del tubo de vidrio de alrededor de 0.5 μm , por lo que la operación de inyectar en una sola

célula resulta técnicamente formidable. Sin embargo, esto ha dado lugar a una detallada información sobre las conexiones hechas por una sola célula que no podría haber sido obtenida por otros medios. El primer punto en el circuito que se ha examinado es la entrada de la corteza desde el tálamo. Cada célula nerviosa en el tálamo envía una sola fibra a la corteza por medio de materia blanca. Una vez que la fibra entra en la corteza, desde el nervio talámico, se bifurca en un gran número de ramas, donde terminan. Las terminaciones, son los puntos de conexión entre las fibras nerviosas y las células de la corteza. La conexión se realiza mediante una estructura llamada sinápsis, una especialización de la membrana de la terminación que sólo puede ser vista empleando la elevada amplificación de los microscopios electrónicos. La propia terminación contiene varios paquetes de sustancias químicas denominadas neurotransmisores, que son el medio de comunicación entre células, al contrario de los impulsos eléctricos que el núcleo de la célula envía a través de sus nervios. Cuando este impulso eléctrico llega a una terminación, el neurotransmisor toma el relevo y cruza la sinápsis.

La naturaleza de los neurotransmisores es crítica, ya que determina lo que ocurre después; algunos neurotransmisores activan, o «excitan», su célula objetivo para producir un impulso eléctrico, mientras que otros neurotransmisores actúan para evitar que se produzca el impulso eléctrico, impidiendo que alcancen su objetivo. Por tanto, no sólo hay que descubrir qué conexiones se hacen entre los diferentes tipos de células nerviosas sino también qué neurotransmisores contienen. Para ello se emplean potentes técnicas de inmunología. Pueden realizarse anticuerpos que reconozcan un determinado neurotransmisor, y diferentes anticuerpos específicos se emplean para averiguar qué neurotransmisor se utiliza en una determinada célula nerviosa.

Ramificación extensiva

Las fibras nerviosas del tálamo excitan a sus células objetivo. Anteriormente, se pensaba que cada fibra del tálamo sólo realizaba

contacto con unas pocas células nerviosas; sin embargo, las últimas investigaciones han mostrado que la ramificación es tan extensiva que puede realizarse en contacto con hasta 5.000 células. Sin embargo, cada fibra contribuye sólo con unas pocas sinápsis a cualquier célula, a pesar de que sabemos que cada célula nerviosa en la corteza recibe al menos 3.000 sinápsis.

El sistema no sólo es anatómicamente pequeño, sino que también es funcionalmente pequeño. La actividad de cada sinápsis produce sólo un pequeño cambio en el potencial de la célula a la que se conecta y, debido a que cada célula tiene un umbral que debe ser alcanzado antes de que produzca un impulso eléctrico, hay que sumar la actividad unida de cientos de sinápsis excitadoras para que la célula produzca una señal eléctrica a la fibra nerviosa. Esto es importante, ya que nos da la primera pista de cómo está trabajando la corteza.

El alto grado de excitación convergente que se necesita para activar una sola célula, hace que el proceso sea muy diferente del de los ordenadores con los cuales intentamos compararlo. A diferencia del ordenador, que está organizado de una forma fuertemente jerárquica, la corteza cerebral parece operar como una sociedad democrática. Sólo cuando un número suficiente de células considera que un hecho ha tenido lugar, actúan de manera conjunta para producir un impulso eléctrico sobre la célula en la que convergen. Esta «circuitería» presenta un alto contraste con las primeras etapas de la visión, donde la unión entre una célula nerviosa y la siguiente es mucho más probable, debido a que hay muchísimas menos convergencias y divergencias.

Estos experimentos indican que el principio bajo el que está diseñada la corteza es el de cada célula nerviosa «hablando» con bastantes otras células nerviosas, y, a su vez, «escuchando» a muchas otras más. Hay un buen número de razones para que esto sea así. Uno de los grandes problemas con que se enfrenta el cerebro es que el tiempo de transmisión a lo largo de las fibras nerviosas y a través de las sinápsis es muy lento. Si estos tiempos de respuesta ocurrieran en un ordenador, el tiempo de proceso para leer una simple línea de texto sería intolerablemente largo. La situación se

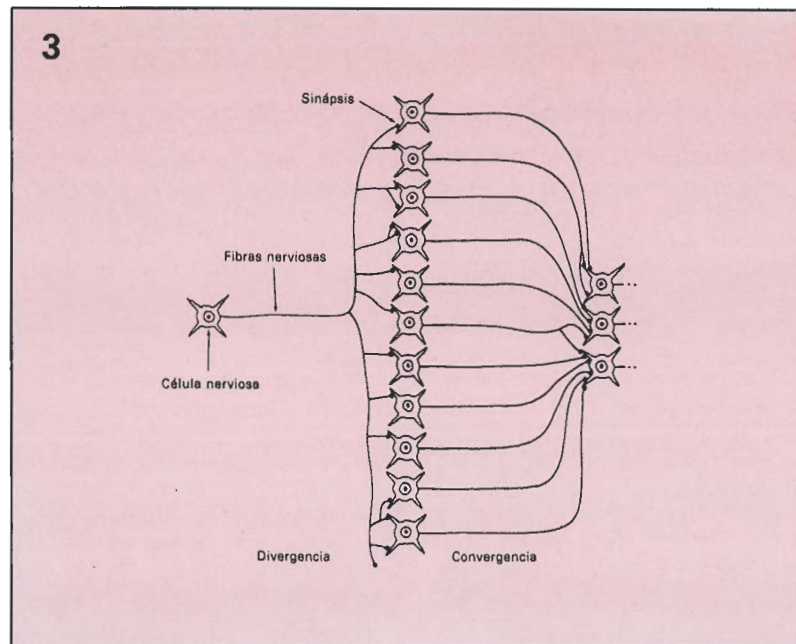
hace peor por el hecho de que muchos de los problemas que tiene que manejar la corteza son muy complejos, y por tanto, el tiempo necesario para llegar a la solución aumenta con la complejidad del problema. A pesar de lo cual, llegamos a la solución de problemas muy complejos con una notable rapidez.

Proceso paralelo

La paradoja de cómo se consiguen soluciones rápidas empleando un circuito que opera lento, se explica mediante una técnica denominada proceso paralelo. Este es un sistema de descomponer una sola tarea compleja en varias subtareas que pueden ser resueltas simultáneamente en lugar de secuencialmente. El resultado es que el tiempo total de proceso se reduce. El alto grado de divergencia en la entrada de una sola célula nerviosa a la corteza y de las células nerviosas dentro de la corteza misma, proporciona la estructura básica que hace posible el proceso paralelo. De esta manera; se evita la severa limitación fisiológica de la velocidad a la cual las células nerviosas funcionan, ya que se realiza un gran número de operaciones al mismo tiempo sobre el mismo problema.

El aspecto inverso del circuito, una sola célula nerviosa recibiendo una entrada convergente de muchas otras células nerviosas, también tiene unas implicaciones funcionales importantes. Muchas células nerviosas, particularmente en las superficies sensoras, como la piel o la retina, son activadas espontáneamente. Esto puede ser una fuente de confusión si cada impulso nervioso que llega a la corteza fuera interpretado como que algo ha sido visto o sentido. Estaríamos sumergidos en un mar de sensaciones. El diseño de la corteza asegura que esta actividad aleatoria sea eliminada, dado que sólo la actividad simultánea de cientos de células produce un impulso eléctrico en la célula o células sobre la cual convergen. La actividad en todas estas células al tiempo es improbable que ocurra con fenómenos aleatorios, por lo que sólo transmitirán información «real».

Incluso en la visión normal, la corteza debe crear ilusiones para paliar algunas de las limitaciones inherentes al sistema. Por ejem-



plo, el campo visual de cada ojo contiene un punto ciego que corresponde a la región de la retina donde el nervio óptico deja el ojo. No somos conscientes de que haya ningún hueco en la vista, por que el cerebro es capaz de rellenar los huecos de nuestra visión. De forma similar, este fenómeno de «ilusión óptica» puede ocurrir en el tiempo. Esto es comprobable por nuestra propia experiencia del cine, donde 24 fotogramas se presentan sucesivamente por segundo, pero nosotros percibimos la imagen como continua. Esta ilusión de continuidad en nuestra experiencia visual es claramente preferible a una visión incompleta y parcial del mundo que nos rodea, que es precisamente una de las principales tareas a realizar por la corteza. Cuando no tenemos suficiente información, hacemos la mejor suposición, que, desafortunadamente, no siempre es la correcta.

Altamente ordenado

Un factor crucial de nuestra interpretación de una escena visual es que la estimulación debe ser tal que los circuitos corticales sean activados de una forma altamente ordenada en el tiempo y el espacio. Cuando no se cumple este requisito esencial, el cerebro no puede interpretar de manera útil la entrada. Un ejemplo claro de esto puede ser la experiencia común de «ver las estrellas» tras recibir un fuerte golpe en la parte posterior de la cabeza. La estimu-

lación mecánica activa directamente un gran número de neuronas corticales, y tenemos la sensación de ver un montón de puntos brillantes que se mueven. Esta experiencia no se corresponde a ninguna percepción visual debio a que el golpe no activa los circuitos corticales de forma apropiada.

Únicamente a través del conocimiento de los circuitos y funciones de los módulos corticales seremos capaces de comprender la naturaleza del proceso que realiza la corteza. De momento, se está comenzando con el estudio de los aspectos básicos de este problema. Incluso cuando estos sean solventados, quedarán muchas grandes cosas por realizar, como el empleo que nuestra memoria hace de los procesos corticales para resolver los problemas de reconocimiento, y cómo somos capaces de dirigir nuestra atención a una determinada tarea e ignorar estímulos extraños que nos distraigan, así como comprender por qué somos «conscientes». La solución de estos problemas es todavía una de las más formidables tareas en la investigación biológica, pero la relación de progresos, y el desarrollo de nuevas vías de revelar los secretos del microchip cortical, hacen de esto uno de los campos más excitantes y prometedores para las nuevas investigaciones.

Una gran parte del trabajo descrito aquí ha sido realizado en colaboración con miembros y asociados de «UK Medical Research Council's Anatomical Pharmacology Unit», a la cual deseamos agradecer su colaboración. ■

Normalmente, la precisión de los convertidores digital/análogo empleados por los aficionados, no sobrepasa los 8 bits. El circuito descrito a continuación presenta una resolución de 14 bits; está equipado con un convertidor D/A con entrada serie, al cual se ha añadido un convertidor paralelo/serie de 16 bits. El conjunto proporciona 16.384 pasos frente a los 256 pasos de los convertidores de 8 bits.

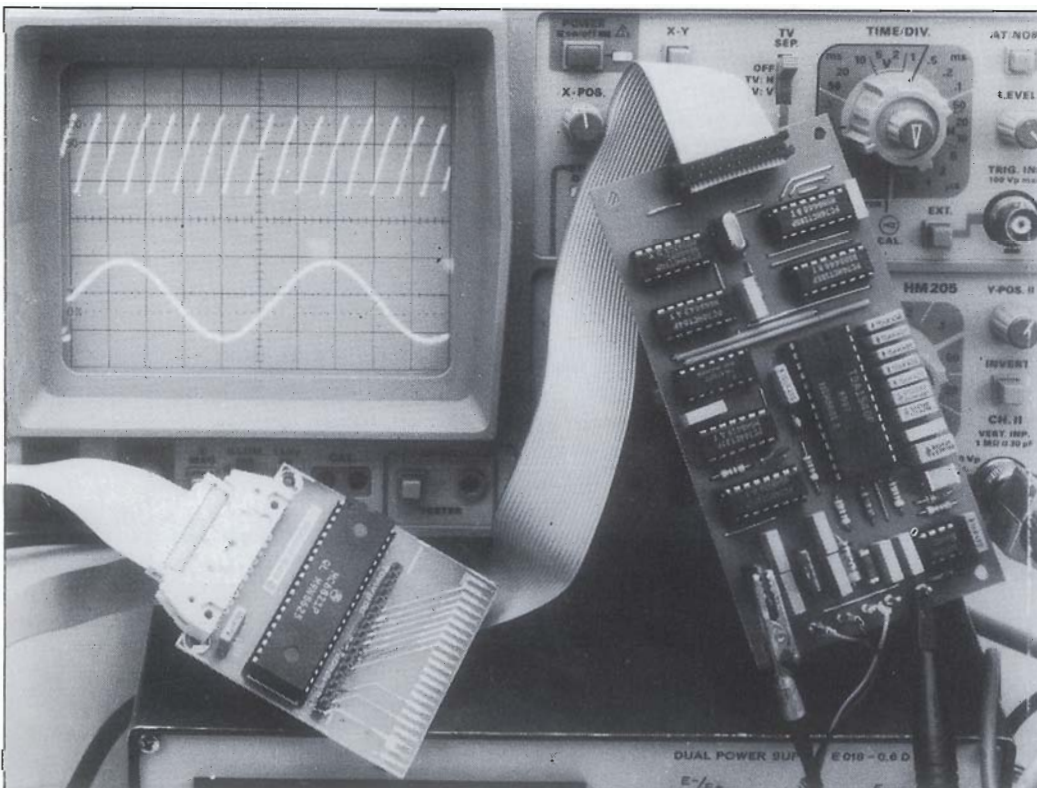
CONVERTIDOR D/A DE 14 BITS

Las aplicaciones posibles de un convertidor D/A son innumerables. Dentro de los aparatos de medida, el convertidor puede actuar, con la señal enviada desde un ordenador, como generador de funciones (vease la fotografía que encabeza el artículo, donde se aprecia, sobre un osciloscopio de memoria, una onda senoidal y

otra en diente de sierra, ambas generadas por el convertidor), o controlar una fuente de alimentación, o incluso un sintetizador analógico. En cualquier caso, la utilización de este convertidor en numerosos aparatos de Compact Disk confieren al integrado una excelente carta de presentación. Creando el software de control

adecuado, se pueden realizar muchas otras aplicaciones con este circuito; un campo extenso de creación e inventiva que proponemos a nuestros lectores.

TDA 1540, DAC 14 bits



Son varias las tecnologías empleadas por los fabricantes de semiconductores para garantizar la precisión de un convertidor digital/análogo de 14 bits. En esencia, los convertidores convencionales D/A emplean la configuración de una red R-2R, como la mostrada en la figura 1. Este procedimiento no precisa de ajuste... para sistemas de hasta 10 bits; la estabilidad de las resistencias se aumenta para proporcionar las cualidades necesarias. Para convertidores de más de 10 bits resulta indispensable calibrar el juego de resistencias, mediante una técnica denominada «ajuste por láser» («laser trimming»), pero esto también tiene sus limitaciones. Aplicada a convertidores de 14 y 16 bits, esta calibración queda alterada al colocar el chip en el encapsulado plástico o cerámico.

La figura 2a muestra un método diferente de dividir la corriente en las resistencias, denominado «acoplamiento dinámico de ele-

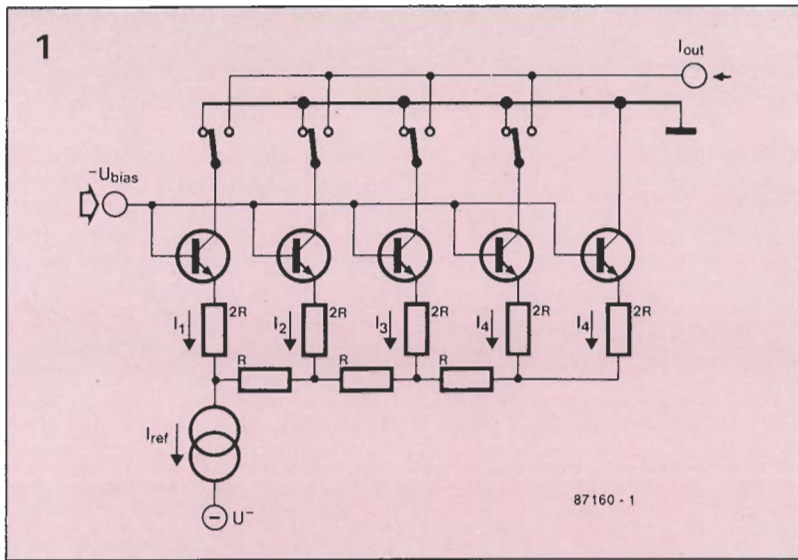
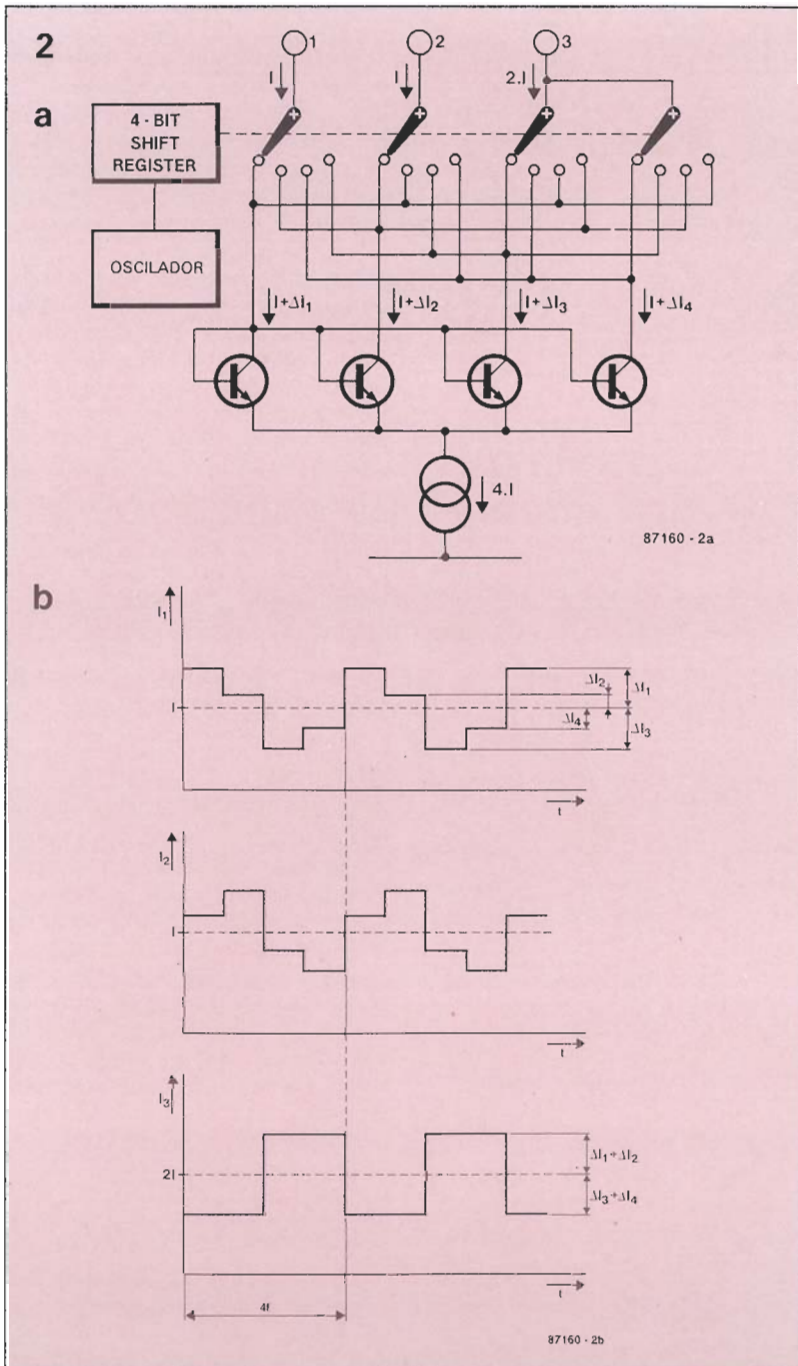


Tabla 1

Características técnicas del TDA154

Tensión de alimentación:	$\pm 5 \text{ V y } -17 \text{ V}$
Relación señal/ruido: (senoidal con máxima amplitud)	85 dB
Error de linealidad: ($T_a = -20 \text{ a } +70 \text{ }^\circ\text{C}$)	1/2 LSB
Frecuencia máxima de reloj:	12 MHz
Tiempo de conversión:	1,6 μs
Coefficiente térmico: (salida analógica con máxima amplitud)	$\pm 30 \text{ } 18 - 8 / ^\circ\text{K}$
Disipación total:	350 mW



mentos» («dynamic element coupling»). La versión de este circuito para un convertidor de 14 bits debe alcanzar la adecuada precisión sin necesidad de tarado, estabilización u otro tipo de ajuste. La corriente proporcionada por la fuente de referencia se reparte en 4 corrientes iguales por 4 transistores apareados. Evidentemente, la inevitable tolerancia de fabricación de los transistores causa una pequeña desviación, I , respecto a la distribución ideal de corriente; en nuestro circuito de ejemplo tendremos que:

$$(I + \Delta I_1) + (I + \Delta I_2) + (I + \Delta I_3) + (I + \Delta I_4) = 4I$$

de donde

$$\Delta I_1 + \Delta I_2 + \Delta I_3 + \Delta I_4 = 0$$

Las cuatro corrientes ($I + I_n$) son tomadas alternativamente de tres salidas. Esto promedia, de forma efectiva el tiempo, las corrientes de error, de manera que las corrientes que se forman sobre las salidas 1, 2 y 3 tienen un valor medio de $1:1:2$, como se aprecia en la figura 2b. La frecuencia de oscilación residual es unas 4 veces inferior a la frecuencia de reloj, y se suprime con ayuda de un filtro RC. El filtro RC también asegura que la corriente media se usa en la conversión D/A cuando el muestreo se realiza a una frecuencia de más de 50 KHz.

La figura 3 muestra la organización interna del convertidor D/A de 14 bits TDA 1540. El divisor de corriente para los bits de mayor peso constituye un espejo de corriente junto con la fuente de referencia y el amplificador. La fuente de corriente de referencia también suministra corriente al bit más significativo, de forma que no es necesario un filtrado adicional. Se emplea un divisor de corrientes diferente para los bits menos significativos, a fin de no aumentar la tensión negativa ne-

Figura 1. La precisión de una red de resistencias R-2R resulta insuficiente para un convertidor de 14 bits.

Figura 2. Comutando 4 corrientes idénticas sobre 3 salidas, se obtiene una precisa corriente media de salida con relación 1:1:2.

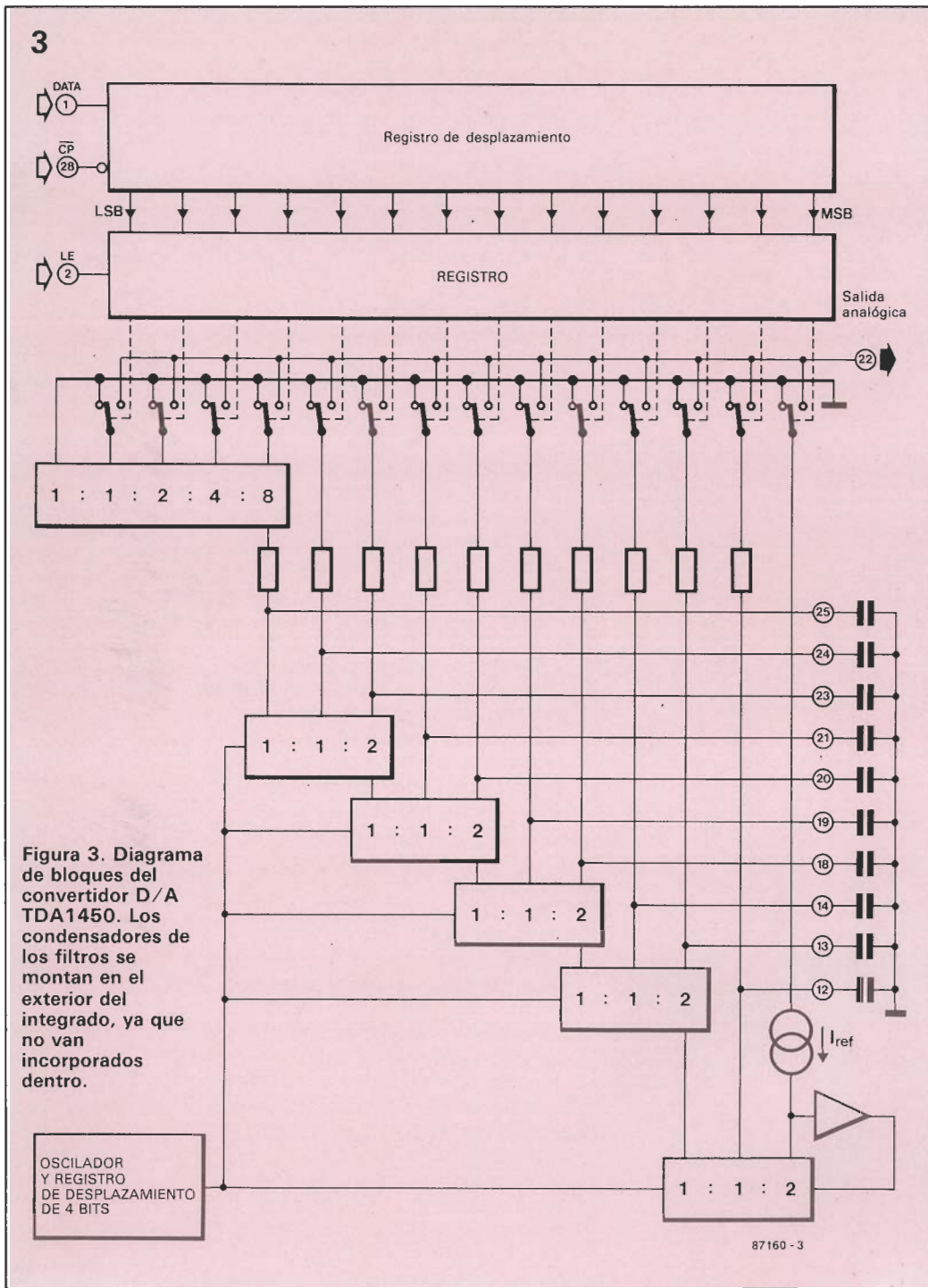


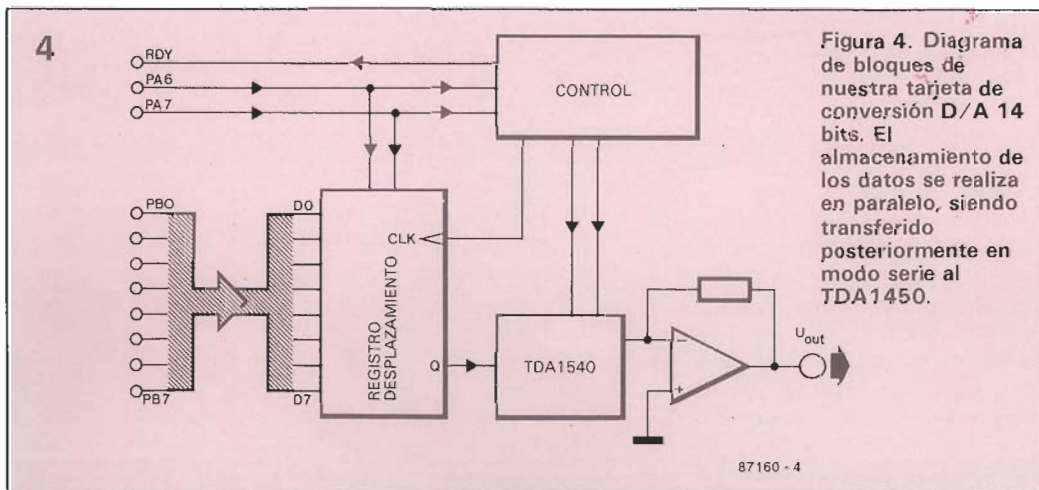
Figura 3. Diagrama de bloques del convertidor D/A TDA1450. Los condensadores de los filtros se montan en el exterior del integrado, ya que no van incorporados dentro.

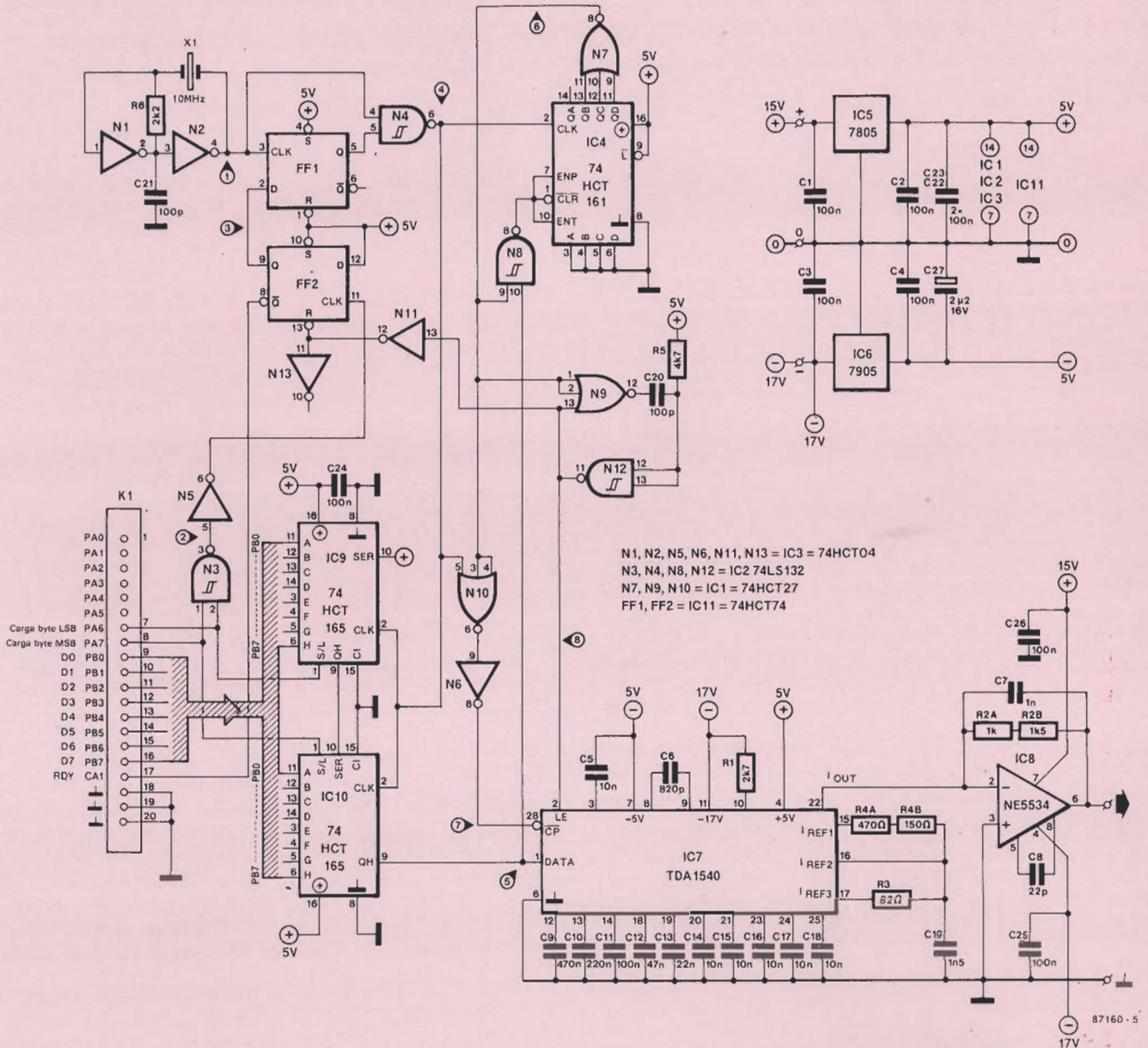
cesaria para la realización práctica del convertidor, el divisor de corriente en este caso no se realiza mediante el dispositivo de conmutación que acabamos de explicar. En lugar de cuatro transistores idénticos, la corriente se divide dimensionando los transistores de acuerdo con la distribución requerida. Para garantizar el buen funcionamiento, la tensión de salida debe hacerse, prácticamente, nula, ya que esto asegura la efectividad de los filtros RC, al tiempo que evita los productos espúreos causados por el circuito de conmutación. Esto resulta importante, ya que el integrado ha sido concebido principalmente para su aplicación en lectores de Compact Disk, donde, en el caso de cuádruple muestreo, las muestras se realizan a una velocidad de 176.400 por segundo. La elevada frecuencia de muestreo reduce la resolución total, debido a que las corrientes son promediadas en un período largo de tiempo. Debido a su diseño para Compact Disk, que es, básicamente, un dispositivo de almacenamiento de información serie, el convertidor dispone de una entrada serie, en lugar de la acostumbrada entrada paralelo. El primer bit que llega es el de mayor peso, siendo introducido en un registro de desplazamiento interno. Una vez recibidos todos los bits, los datos se almacenan en un registro intermedio, para evitar corrientes espúreas en la salida analógica. Las principales características técnicas del TDA 1450 se dan en la tabla 1.

Conversión paralelo-serie

La manera más sencilla y rápida de dar salida a los datos desde un ordenador a un periférico es a través de un puerto paralelo. Como ya hemos indicado anteriormente, el TDA admite los datos en formato serie, pero el interface serie, tipo RS232, de un ordenador es demasiado lento para una conexión directa. Por tanto, se necesita un convertidor paralelo-serie, para realizar el enlace entre el ordenador y el convertidor. Para evitar una manipulación compleja de los datos, se han empleado dos puertos paralelo de 8 bits.

El diagrama de bloques de nuestra placa para convertidor D/A de 14 bits se ve en la figura 4. Los 14 bits se aplican como





2*8 bits, que son convertidos en serie mediante sendos registros de desplazamiento. Los dos bits de mayor peso, bits 14 y 15 (es decir los bits 6 y 7 del byte largo) se ponen a cero, sirviendo como bit de arranque («start bit»). Las líneas PA6 y PA7 se emplean para arrancar la conversión paralelo-serie, así como para indicar qué byte (bajo o alto) se ha cargado (y, por tanto, en cual de los registros de desplazamiento debe almacenarse). El circuito de control en la placa del convertidor genera una señal, RDY, que indica que está listo para la recepción de los dos bytes, una vez que ha finalizado el desplazamiento de los anteriores, y que la conversión ha comenzado. Al otro extremo del TDA

1450, un operacional se encarga de transformar en tensión la corriente de salida.

Descripción del circuito

el esquema completo de nuestro convertidor se da en la figura 5. Las señales suministradas por el puerto del ordenador llegan al conector K1. Una PIA (Peripheral Interface Adapter) para el Comodore se describió en Elektor número 81 («Microscopio: placa PIA»); esta placa puede servir para los usuarios con UCP 6502 o similares, así como 680X (Dragon); para la UCP Z80 se puede em-

plear la placa de «Extensión E/S para MSX», publicada en Elektor número 88. El funcionamiento del circuito se explica mejor con ayuda del cronograma de la figura 6, que se obtiene al mandar datos al convertidor; como los producidos por el programa cuyo diagrama de flujo, para generar una onda en diente de sierra, se ve en la figura 7. El diagrama de tiempos también se puede obtener con un simple bucle FOR/NEXT.

Comenzamos por cargar los datos en los registros de desplazamiento, IC9 e IC10; para almacenar el byte menos significativo (LSB) hay que colocar, con el dato en PBO-PB7, la línea PB6 a nivel bajo, con la línea PB7 a nivel alto. Para el byte más significativo, se

Figura 5. Esquema completo del convertidor D/A 14 bits. Los circuitos HCT NO deben ser sustituidos por circuito HC.

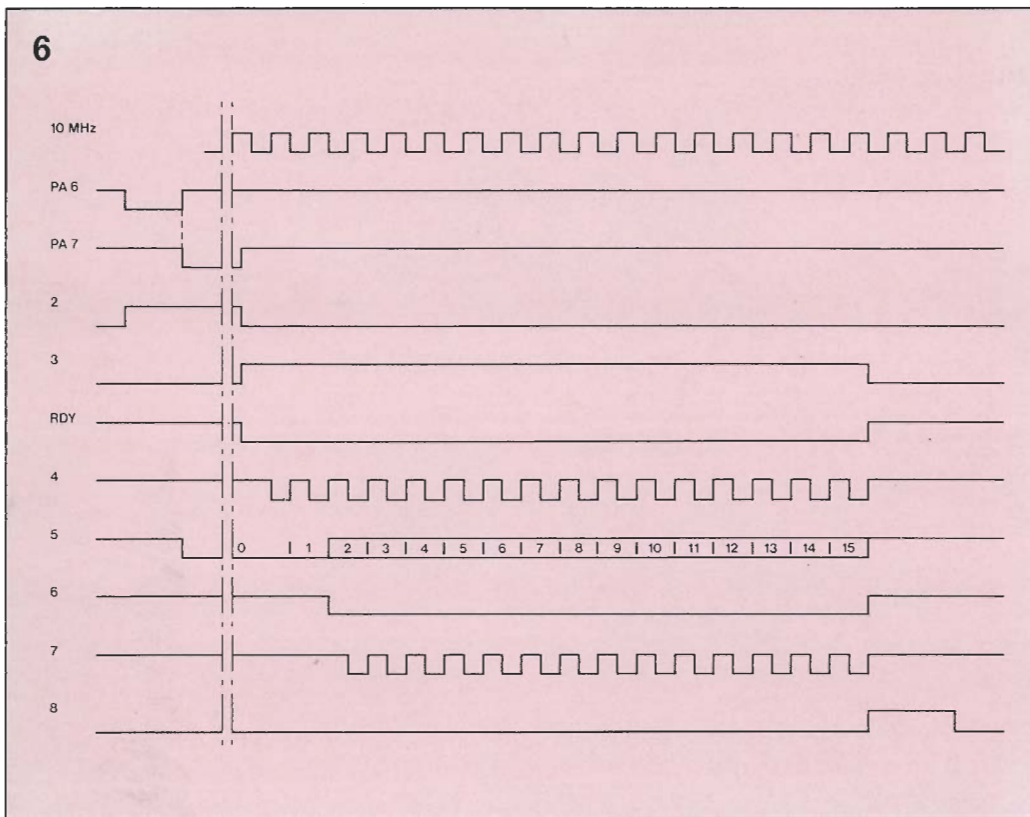


Figura 6. Cronograma de un ciclo completo de carga y transferencia de datos desde el ordenador al convertidor.

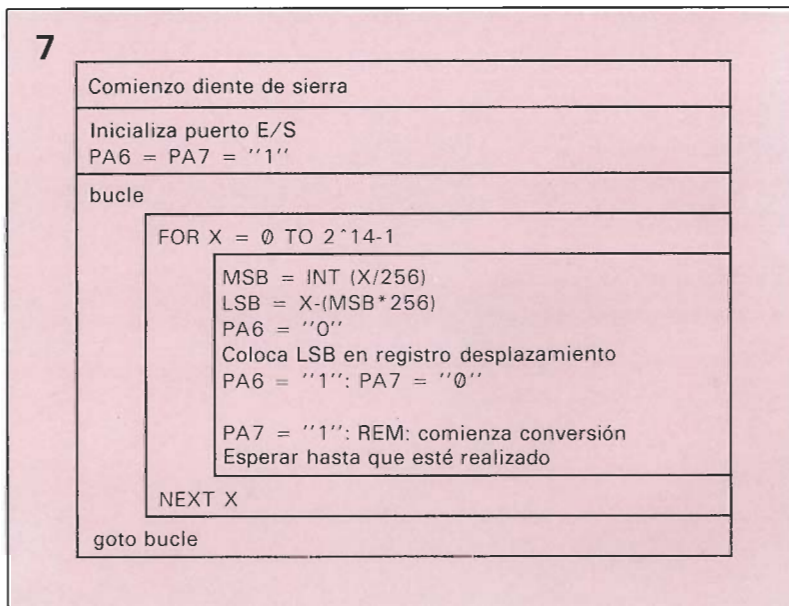
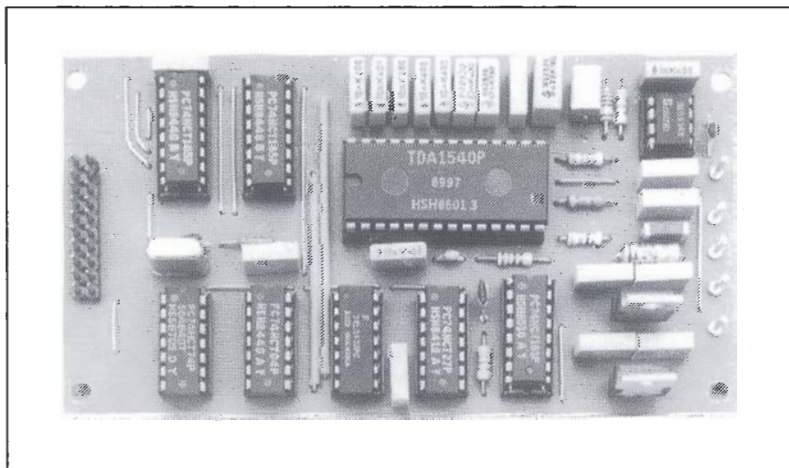


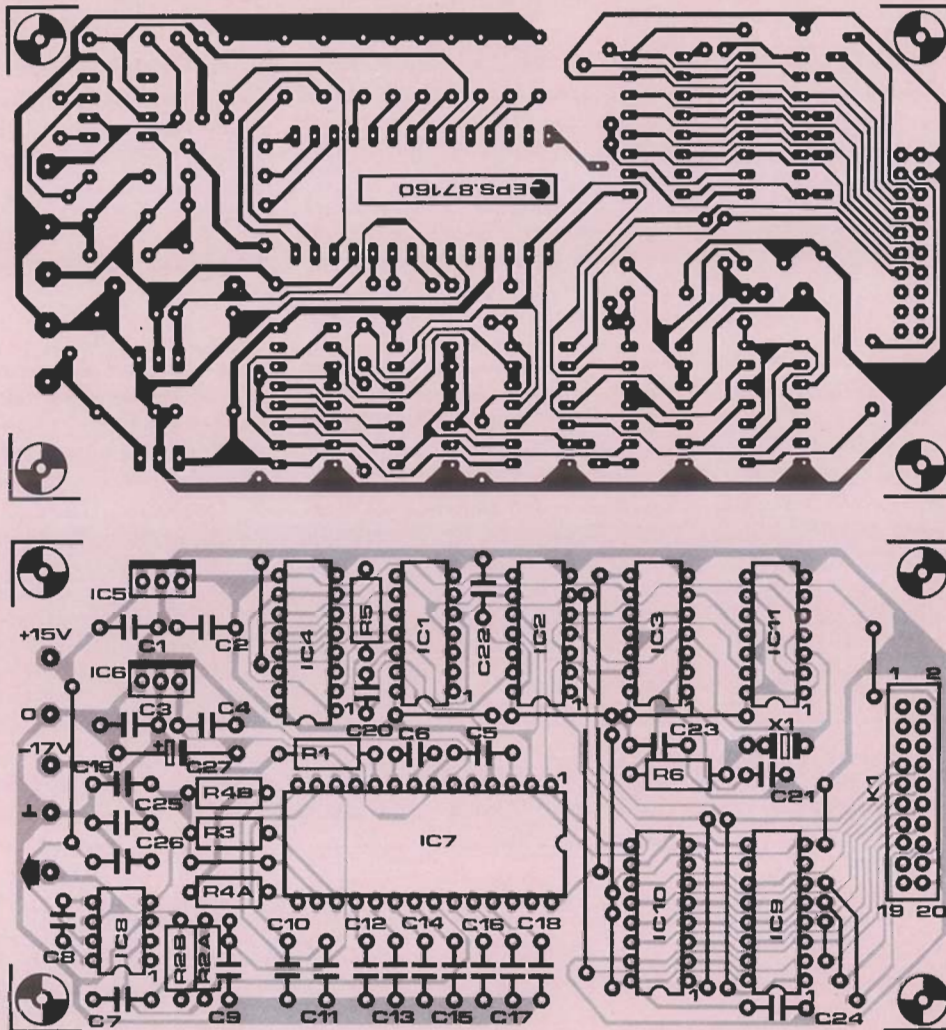
Figura 7. Diagrama del flujo del programa para generar un diente de sierra en el convertidor.



cambia PB6 a nivel alto y PB7 a nivel bajo; este cambio debe realizarse simultáneamente, para evitar que N3 suministre un impulso de comienzo de la transferencia paralelo-serie. A continuación se coloca el dato en PBO-PB7, con PB6 y PB7 a cero, para asegurar la correcta operación de convertidor (bits de arranque). PA7 se lleva a nivel alto con lo cual (PA6=PB7=1) el circuito comienza a desplazar los datos en el D/A. Los biestables FF1 y FF2 permiten que la puerta N4 deje pasar la señal del oscilador, formado por N1 y N2, a los registros de desplazamiento.

Veamos algunas etapas de este proceso con mayor detalle. Antes del comienzo del nuevo desplazamiento, los bits finales desplazados tomaron su valor de la entrada SER de IC8, patilla 10, que está a nivel alto. Al cargar IC10 con el byte más significativo, los bits 6 y 7 deben ser cero. La salida Qh de IC10 toma el mismo nivel que el dato aplicado en PB7, esto es, cero; este nivel hace que, por medio de N8, se libere el contador IC4. A este contador le llega la señal de reloj, por lo que cuenta el número de bits que son desplazados.

Mientras que la salida de N7 está a nivel alto, N10 no deja pasar los impulsos del reloj al DAC. Tras los impulsos de reloj, cuando los bits 15 y 16 han sido desplazados, y el bit 14 aparece en la salida Qh, la salida Qb de IC4 pasa a nivel alto, por lo que N7 permite que N10 deje pasar los pulsos del reloj al convertidor D/A IC7. El nivel bajo de N7 toma el relevo de los bits de comienzo, que mantenían hasta entonces a nivel alto la entrada CLR de IC4, con lo cual le permitieron iniciar el proceso de transferencia. Tras un total de 16 pulsos de reloj, todos los bits han sido traspasados al convertidor, y la salida de N7 pasa a estado alto. A través de N10, los impulsos del reloj dejan de llegar al DAC; al mismo tiempo, N9 y N12, montados como una báscula monoestable, producen un impulso de duración fija a la entrada LE («Licht Enable», validación de registro), patilla 2, del DAC. Esta señal provoca la transferencia de los datos, dentro del convertidor, desde el registro interno de desplazamiento al registro tampón. Este mismo impulso, vía N11, pone a cero la báscula FF1, que proporciona la señal de «listo para nuevo dato», RDY, a nivel alto.



Lista de componentes

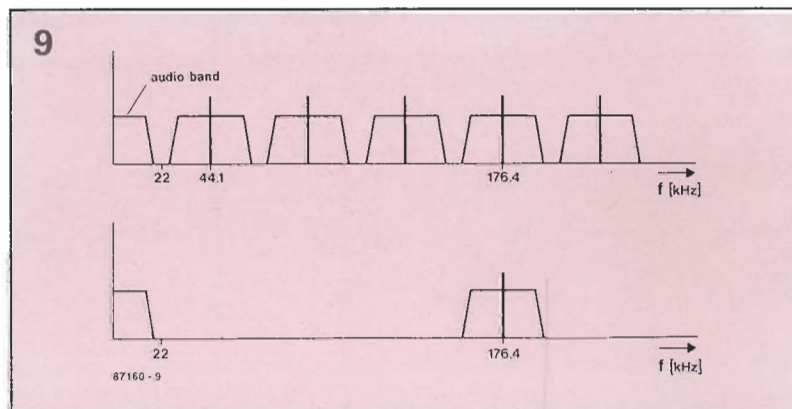
Resistencias ($\pm 5\%$):
 R1=2K7
 R2=2K5 (1K+1K5)
 R3=82 Ω , 1%
 R4=620 Ω , 1% (470 Ω , 1%+150 Ω , 1%)
 R5=4K7
 R6=2K2

Condensadores:
 C1...C4 incl.; C11, C22...C26 incl.=100n
 C5, C14...C18 incl.=10n
 C6=820p
 C7=1n0
 C8=22p
 C9=470n
 C10=220n
 C12=47n
 C13=22n
 C19=1n5
 C20, C21=100p
 C27=2 μ 2; 16 V; axial

Semiconductores:
 IC1=74HCT27
 IC2=74LS132
 IC3=74HCT161
 IC5=7805
 IC6=7905
 IC7=TDA1540
 IC8=NE5534
 IC9; IC10=74HCT165
 IC11=74HCT74

Varios:
 X1=cristal de cuarzo miniatura (encapsulado HC18/U) de 10,0 MHz (resonancia serie, 30 pF).
 K1=conector macho de 2 \times 10, paso 2,54, para circuito impreso.
 EPS 87160
 Banda de audio

el cronograma muestra que el circuito no produce picos o parásitos en la salida analógica, ya que la conversión no se produce más que tras la lectura y carga de los datos. Durante el resto del tiempo, la señal interna del reloj sigue funcionando, pero no llega a ningún punto «sensible» del montaje. El amplificador IC8 traslada la salida en corriente del TDA 1450 en la correspondiente tensión. Debido a la disposición de este operacional como inversor, la salida del convertidor queda a tensión nula. La máxima tensión de salida del amplificador viene determinada por la ecuación $2 \times R2$ (en voltios, con R2 expresado en kilohmios). Con el valor indicado en el esquema, la máxima tensión de salida (para un dato de 3F FF) es de 10 voltios. La tensión mínima de salida (dato=00 00) es siempre nula. La mínima impedancia de salida, determinada por la etapa interna del operacional, es de unos 600 Ω ; no se debe cargar la salida con una



impedancia menor de este valor, ya que la salida del operacional no será capaz de entregar la tensión correcta.

La placa necesita alimentaciones de +15 y -17 V. Un diseño basado en un 7815 (+15 V) y LM337 (-17V) es perfectamente adecuada para ello. Las resistencias R3 y R4 (R4a, R4b) son del tipo de alta estabilidad (1% película metálica). Los valores indicados para R2, R3 y R4 aseguran

unas óptimas características del convertidor. R2 y R4 se realizan a base de dos resistencias en serie cada una, tal como se muestra en el esquema y en la lista de componentes (y está previsto en la placa).

Construcción

La placa de circuito impreso para la construcción del converti-

Figura 8. Placa de circuito impreso y dispositivo de componentes para construir en convertidor D/A 14 bits.

Figura 9. Espectro armónico esquematizado de una señal de audio reproducida por el convertidor D/A, con frecuencia de muestro de 44,1 KHz en a) y de 176,4 KHz en b).

dor se da en la figura 8. Coloque primero todos los puentes que se ven en la serigrafía; los dos puentes largos, entre IC2 e IC3, deben realizarse con cable aislado. Los reguladores de tensión se fijan directamente sobre la placa, y deben ser dotados de un pequeño radiador cada uno. Es recomendable colocar el TDA 1450 sobre un zócalo.

Muestreo y filtros

La frecuencia a la cual se renuevan las conversiones, muestras, realizadas por el convertidor depende de la velocidad del proceso controlado por el ordenador. La máxima frecuencia de actualización de circuito es de 10 MHz/16=687.500 por segundo, que normalmente no será alcanzada debido al tiempo necesario para que el ordenador cargue los registros de desplazamiento. Como orientación, la velocidad de muestreo debe ser, al menos, el doble de la máxima frecuencia de la señal de salida analógica.

Cuando el convertidor se emplea para aplicaciones de audio o medida (por ejemplo, como generador de funciones controlado por ordenador), se necesita un filtro. Podrá apreciarse que la salida analógica del convertidor proporciona una señal modulada, con impurezas en el espectro, debidas a los productos de mezcla. En la figura 9a se puede observar el espectro de frecuencias de una señal de audio, por ejemplo, la salida de un lector de CD, muestreada a 44,1 KHz, sin filtraje digital. Se observa que por encima de los 22 KHz abundan los productos de modulación. Estas señales espúreas, y posiblemente los productos de intermodulación asociados a ellas, pueden ser audibles en el amplificador. Para eliminarlos, convendrá emplear un filtro pasabajo de elevada pendiente. La presencia de un filtro está justificada también por el hecho de que, en las condiciones indicadas, una senoide de 20 KHz es convertida por dos muestras únicamente; obviamente, la onda senoidal original sólo puede ser reconstruida por medio de un filtro. En un CD con

cuádruple muestreo, la frecuencia de muestreo es de 176,4 KHz. La figura 9b muestra que esto rebaja los requisitos necesarios en la pendiente del filtro, de forma que se puede utilizar un filtro de tercer orden, tipo Bessel o Butterworth, y obtener así las características adecuadas.

Software

La tabla 2 lista de programa para generar una tensión continua, o una senoidal, con ayuda de un ordenador MSX. Un programa similar, realizado para el Commodore C64, se muestra en la tabla 3. Debemos llamar la atención sobre las direcciones de los periféricos E/S empleados, que deberán modificarse dependiendo de las placas de interface empleadas, según el caso. Para el MSX, la carga de los valores en el convertidor se realiza en las líneas 470...510, mientras que para el C64 se hace en las líneas 3040...3080 del programa correspondiente. ✎

```

MSX
10 ***** initialise PIA *****
20 CLEAR 100, &HC000 'clear memory for machine code
30 A=0:16 'address modulo 16
40 DA=A+4:DB=A+5:CA=A+6:CB=A+7:CHOICE=1:KEY OFF:CLS
50 OUT CA,255 'mode 3
60 OUT CA,0 'all output
70 OUT CA,7 'interrupt disabled
80 OUT CA,1 'interrupt disable byte
90 OUT CB,255 'mode 3
100 OUT CB,0 'all output
110 OUT CB,7 'interrupt disabled
120 OUT CB,1 'interrupt disable byte
130 ***** CREATE MACHINE CODE *****
140 FOR ADR=0 TO 94
150 READ A$ 'get machine code
160 POKE &HC000+ADR,VAL("&H"+A$) 'write machine code
170 NEXT ADR:GOSUB 530
180 ***** RUN MACHINE CODE *****
190 A$=INKEY$:IF CHOICE=0 AND A$="" THEN 190 'select mode
200 IF CHOICE=49 AND CHOICE=50 THEN 220
210 IF A$="1" AND A$="2" AND A$="3" THEN 190
220 IF A$="" THEN CHOICE=ASC(A$)
230 IF CHOICE=49 THEN LOCATE 1,6:PRINT"-":GOSUB 390:DEFUSR=&HC000
240 IF CHOICE=50 THEN LOCATE 1,8:PRINT"-":DEFUSR=&HC025
250 IF CHOICE=51 THEN LOCATE 1,10:PRINT"-":GOSUB 430:GOTO 270
260 A=USR 0 'start machine code
270 FOR A=0 TO 10 'erase arrows on screen
280 LOCATE 1,A:PRINT " "
290 NEXT A:GOSUB 530:GOTO 190
300 'DIRECT VOLTAGE
310 DATA 3E,34,36,35,16,30,1E,33,4F
320 DATA 1A,AA,CA,ED,51,48,ED,59,CB,1A,4F,ED,51,48
330 DATA ED,51,CB,1E,4F,ED,59,C9,30,30,30,30,30,30
340 'SAWTOOTH
350 DATA 3E,34,36,35,16,30,1E,33,4F,21,01,30,ED,51,48
360 DATA ED,59,CB,1A,4F,ED,51,38,ED,61,CB,12,4F,ED,59
370 DATA 33,CB,74,CA,11,30,21,30,30,ED,51,38,ED,61,CB
380 DATA 1A,4F,ED,51,48,ED,69,CB,12,4F,ED,59,C9
390 ***** decline direct voltage *****
400 LOCATE 0,16:INPUT"ENTER VALUE, PLEASE (0=16383) "16
410 POKE &H300A,W MOD 256:POKE &H300B,W + 256
420 LOCATE 0,16:PRINT SPACE(40):RETURN
430 'SINE-WAVE *****
440 FOR U=0 TO 6.283 STEP .1
450 X=8191.5 + 8191.5 * SIN(U)
460 MSB=X / 256:LSB=X MOD 256
470 OUT DA,&H80 :OUT DB,LSB 'load shiftreg. a
480 GOSUB 530 'read PIA
490 OUT DA,&H40 :OUT DB,MSB 'load shiftreg. b
500 GOSUB 530 'read PIA
510 OUT DA,&HC0 'generate start pulse
520 NEXT U:RETURN
530 ***** read PIA status *****
540 LOCATE 0,0:PRINT "STATUS PIA-PORTE"
550 LOCATE 0,1:PRINT USING "\ \ "DA=" \.HEX$(INP(DA))
560 LOCATE 0,2:PRINT USING "\ \ "DB=" \.HEX$(INP(DB))
570 RETURN
580 ***** mode select screen *****
590 LOCATE 0,1:PRINT STRING$(40,"")
600 LOCATE 0,12:PRINT STRING$(40,"")
610 LOCATE 5,6:PRINT" 1 DIRECT VOLTAGE "
620 LOCATE 5,8:PRINT" 2 SAWTOOTH VOLTAGE "
630 LOCATE 5,10:PRINT" 3 SINE-WAVE "
640 RETURN

```

```

Commodore C64
10 REM INITIALISE PIA
20 DA=5632:CA=DA+1:DB=CA+1:CB=DB+1
30 POKE CA,0 :REM SELECT DDRA
40 POKE DA,255 :REM ALL OUTPUT
50 POKE CA,6 :REM SELECT DRA
60 POKE CB,0 :REM SELECT DDRB
70 POKE DB,255 :REM ALL OUTPUT
80 POKE CB,6 :REM SELECT DRB
100 REM ** CREATE MACHINE CODE **
105 FOR X=0 TO 85
110 READ A
120 POKE $C000+X,A
130 NEXT X
190 REM *** MAIN PROGRAM ***
200 CHOICE=0:PRINT CHR$(147):REM CLEAR SCREEN
205 GOSUB 1000
210 GET A$:IF A$="" AND CHOICE=0 THEN 210
215 IF CHOICE=49 AND CHOICE=52 THEN 217
216 IF A$="1" AND A$="2" AND A$="3" THEN 210
217 IF A$="" THEN CHOICE=ASC(A$)
220 IF CHOICE=49 THEN GOSUB 6000:SYS $C03A
230 IF CHOICE=50 THEN SYS $C000
240 IF CHOICE=51 THEN GOSUB 3000
270 GOTO 210
317 IF A$="" THEN CHOICE=ASC(A$)
1000 REM SCREEN LAYOUT
1010 PRINT CHR$(147):REM CLEAR SCREEN
1050 PRINT"*****"
1060 PRINT " 1 DIRECT VOLTAGE"
1070 PRINT " 2 SAWTOOTH VOLTAGE"
1080 PRINT " 3 SINE-WAVE"
1100 PRINT"*****"
1110 PRINT"*****"
1120 RETURN
3000 REM SAWTOOTH
3010 DATA 120,162,0,142,08,194,169,128,141,00,222
3020 DATA 142,2,222,169,64,141,00,222,173,00,194
3030 DATA 141,2,222,169,192,141,0,222,232,208,229
3035 DATA 254,0,194,173,0,194,201,63,208,219,169,0
3040 DATA 141,0,222,141,2,222,169,192,141,0,222,38,96
2100 REM DIRECT VOLTAGE
2110 DATA 169,128,141,0,222,173,1,194,141,2
2120 DATA 222,169,64,141,0,222,173,0,194,141,2,222
2130 DATA 169,192,141,0,222,96
3000 REM *** SINE-WAVE ***
3010 FOR U=0 TO 6.283 STEP .1
3020 X=8191.5+8191.5*SIN(U)
3030 MSB=INT(X/256):LSB=X-MSB*256
3040 POKE DA,$80
3050 POKE DB,LSB
3060 POKE DA,$40
3070 POKE DB,MSB
3080 POKE DA,$C0
3090 NEXT U:RETURN
6000 REM INPUT ROUTINE
6010 INPUT"ENTER VALUE ";B
6020 POKE $C200,INT(B/256)
6030 POKE $C201,B-INT(B/256)*256
6040 GOSUB 1000:RETURN
READY.

```

En este artículo se realiza una explicación de los principios básicos de funcionamiento de las fuentes de alimentación, cómo realizan su función, y en qué se diferencian de cualquier otro elemento de un equipo electrónico.

INTRODUCCIÓN A LAS FUENTES DE ALIMENTACIÓN

A pesar de que las fuentes de alimentación se emplean en cada equipo electrónico, y aunque su buen funcionamiento resulta imprescindible, son habitualmente ignoradas. Las modernas fuentes de alimentación conmutadas estabilizadas por regulación directa de línea («Switch Mode Power Supply», SPMS) son un elemento altamente sofisticado y especializado del equipo, del cual depende éste para su seguridad, estabilidad y características a largo plazo. Para explicar qué es una alimentación por regulación directa de línea, en este artículo se describirá previamente qué es una fuente de alimentación.

Potencia

La potencia se define como la relación de trabajo realizado y, en términos eléctricos, viene determinada por el producto de la tensión por la corriente. La energía, esto es, la capacidad para realizar el trabajo, se define, en términos eléctricos, como el producto de la tensión por la corriente por el tiempo en el cual están presentes la tensión y la corriente.

La fuente habitual de energía

es la red eléctrica. Un simple diagrama de cómo se realiza esto muestra, ver figura 1, un generador que suministra la tensión que es distribuida en diferentes sitios a las diversas cargas que componen el sistema. Para que el sistema funcione, la fuente de tensión tendrá un valor determinado, y las corrientes absorbidas estarán en función de las resistencias de las cargas. Una carga mayor consumirá más corriente que una carga pequeña, pero ambas estarán alimentadas desde el mismo nivel de tensión, que es la tensión estándar de red (220 voltios).

Alterna o continua

Habiendo definido la tensión, es necesario decidir cuándo la corriente es continua o alterna.

La tensión continua no cambia de sentido en el tiempo, y uno de los terminales es positivo con respecto al otro siempre. Ejemplos de empleo de tensión continua son: los juguetes alimentados por batería (1,5 V.), linternas (3 V.), automóviles (12 V.), y el teléfono (48 V.).

Corriente alterna significa que la polaridad y magnitud de la ten-

sión, de uno de los terminales respecto al otro, cambia en el tiempo. La rapidez con que cambia una corriente alterna se denomina frecuencia, y su magnitud indica el número de veces que la tensión (corriente) realiza un ciclo completo en un segundo. La unidad de frecuencia es el hercio (abreviado Hz); la tensión de red tiene una frecuencia de 50 Hz, esto es, realiza cincuenta ciclos por segundo. El valor eficaz de una tensión alterna se define como la misma potencia que una tensión continua sobre una carga resistiva igual. Como ejemplos de corriente alterna se puede citar la red eléctrica doméstica (220 V., 50 Hz), la industrial (380 V., 50 Hz, trifásica). Hay varias razones para el hecho de que la frecuencia de red sea de 50 Hz, entre las que cabe mencionar que el ojo humano no es capaz de apreciar el parpadeo (alternancia) de la luz en una bombilla alimentada con esta frecuencia, o que esta frecuencia es equivalente a 3.000 rpm, que es una velocidad conveniente para motores (síncronos) de maquinaria. Al mismo tiempo, esta frecuencia es lo suficientemente baja como para no crear perturbaciones (parásitos) que

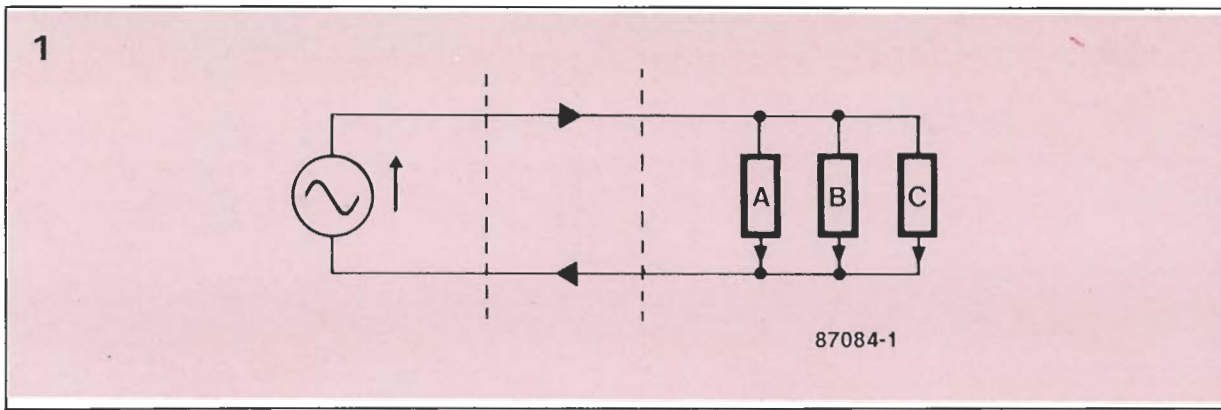


Figura 1. Sistema básico de una fuente de alimentación.

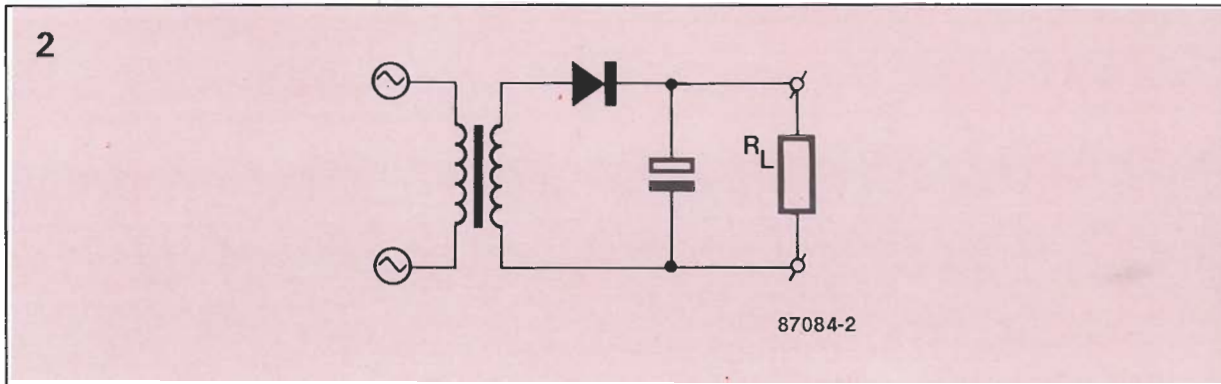


Figura 2. Circuito básico de una fuente de alimentación.

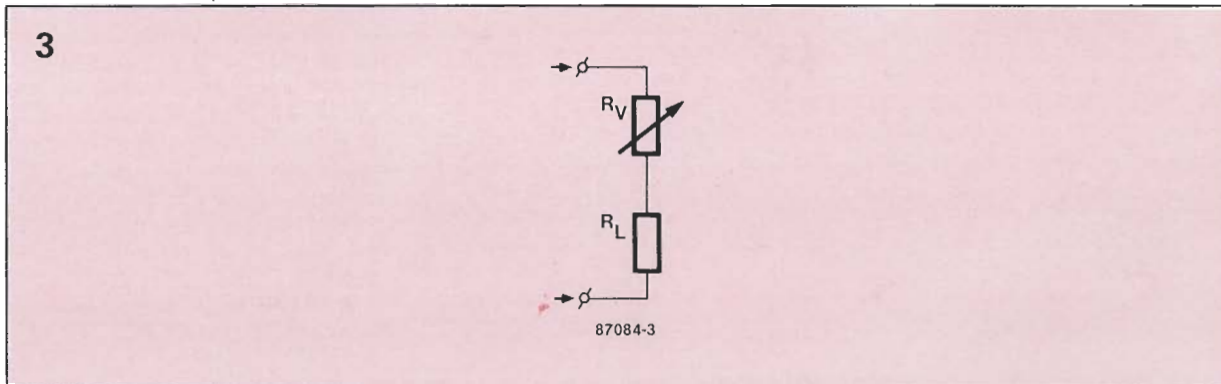


Figura 3. Estabilización.

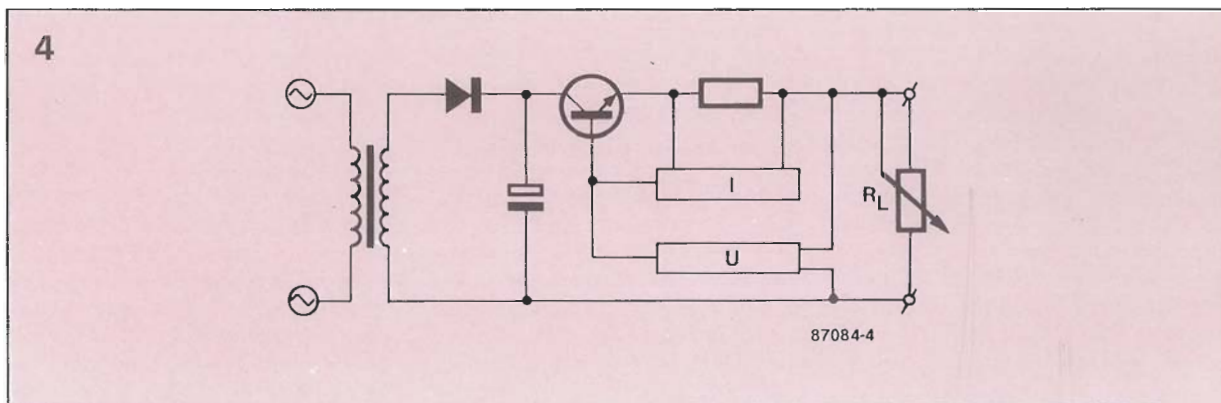


Figura 4. Esquema de una fuente de alimentación estabilizada lineal.

afecten a otros sistemas (emisoras de radio, por ejemplo).

La siguiente pregunta obvia es por qué complicarse con dos tipos diferentes de potencia, llamadas alterna (c.a.) y continua (c.c.). Aunque la abreviatura se refiere a Corriente (alterna, por ejemplo) se aplica tanto a tensiones como a corrientes, por lo que debería

ser denominada, de forma más precisa Onda (alterna o continua). Como muestra la figura 1, la electricidad es generada en un sitio, y posteriormente es distribuida a través de una cierta distancia hasta su empleo en una carga situada en otro lugar. Aunque hay diferentes tipos de cargas, podemos clasificarlas de forma amplia en

tres categorías: (1) calentadores, (2) motores, (3) electrónica. Bajo esta clasificación, electrónica, cubre todo lo que no sirve para calentar o mover algo. Esto incluye ordenadores, televisión, radio, instrumentación de todo tipo, y equipos de control, por no citar más que algunos ejemplos.

Por lo tanto, se necesita consi-

Figura 5. Diagrama básico de una fuente de alimentación estabilizada por conmutación directa de red.

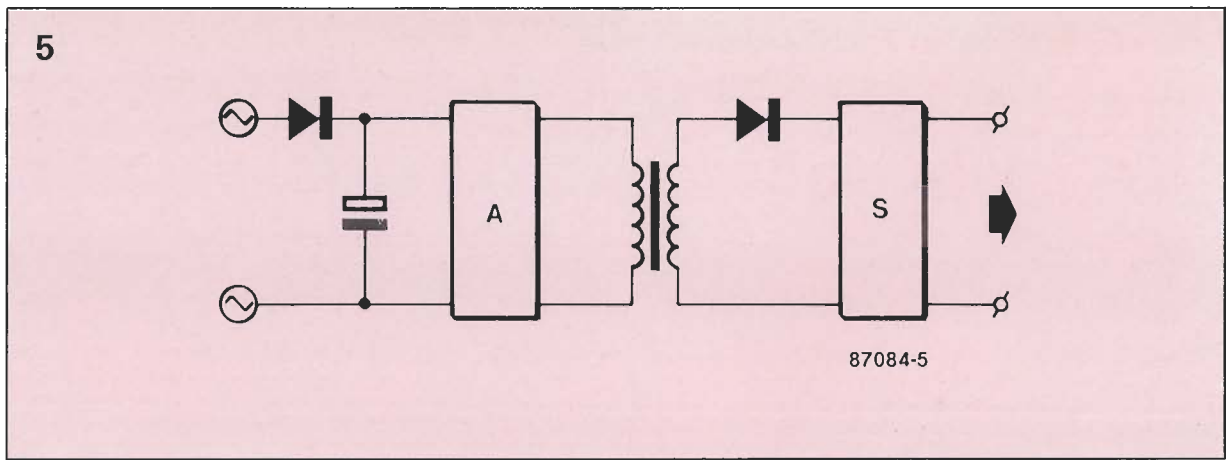


Tabla 1.

LOAD WANTS 5 V
INPUT 5 V WORST CASE, BUT
VARIES UP TO 10 V

INPUT	REGULATOR	OUTPUT	O.K.?
10 V	5 V	5 V	
9 V	4 V	5 V	
8 V	3 V	5 V	
7 V	2 V	5 V	
6 V	1 V	5 V	
5 V	0 V	5 V	
4 V	0 V	4 V	x
3 V	0 V	3 V	x
2 V	0 V	2 V	x
1 V	0 V	1 V	x

derar la facilidad con que la electricidad es generada, distribuida y empleada por calentadores, motores y equipos electrónicos. Además, la electricidad debe ser, en ocasiones, almacenada, por ejemplo, para su empleo en equipos portátiles. La tensión alterna es mucho más fácil de ser generada y distribuida que la continua, pero la continua es necesaria para prácticamente todos los equipos electrónicos, y, además, es mucho más fácil de almacenar. La alterna es más apropiada para motores; los calentadores son los únicos elementos que funcionan por igual con tensión continua o alterna.

Fuentes de alimentación

De acuerdo con lo explicado anteriormente, los pasos obvios son generar y distribuir tensión alter-

na, y convertirla a continua para su empleo en equipos electrónicos. Ésta es una de las funciones de una fuente de alimentación. Otras misiones que una fuente de alimentación debe realizar son las de aislamiento, cambio de nivel de tensión, y almacenamiento de la energía. Cada uno de estos puntos será considerado con mayor detalle.

La tensión de red presenta un potencial con respecto a tierra, por lo que puede proporcionar una grave sacudida a cualquiera que la toque. Por tanto, para garantizar la seguridad de los usuarios, la fuente de alimentación debe proporcionar aislamiento respecto a la red. El componente que realiza esta función es el transformador, y sólo puede operar con tensión alterna.

La tensión de red debe ser convertida desde los 220 V, que si bien resultan aptos para motores y calentadores, son demasiado elevados para los equipos electró-

nicos, hasta el nivel adecuado; los aparatos electrónicos operan con tensiones mucho más bajas, del orden de 5 a 12 voltios. El componente que cambia el nivel de tensión es, de nuevo, el transformador, que, como se ha indicado anteriormente, sólo puede trabajar con tensión alterna.

La fuente de alimentación debe también convertir la tensión alterna en tensión continua, necesaria para los aparatos electrónicos. Esta función se llama rectificación, y se realiza mediante diodos rectificadores, que convierten la tensión alterna en continua, con un elevado nivel de rizado.

Finalmente, la fuente de alimentación debe ser capaz de almacenar energía. Esto es necesario por dos razones: primero, debido a que la alterna cambia constantemente de valor, pasará por cero (llegará a desaparecer totalmente) dos veces por ciclo. Durante estos instantes, cuando no hay una entrada de energía, la potencia en la carga deberá ser suministrada por algún otro medio, por ejemplo, desde una energía almacenada. Segundo, el almacenamiento de energía también es necesario para reducir el nivel del rizado presente tras la rectificación a un nivel aceptable para la carga. El componente que realiza dicha función se denomina el condensador de filtrado (por su misión de reducir el rizado), que opera con tensión continua.

De lo expuesto anteriormente, se ha establecido que, para suministrar alimentación a una carga electrónica desde la red, se necesita un transformador, un rectificador y un condensador; algunos de estos componentes trabajan con alterna y otros con continua, por lo que la única forma de que trabajen conjuntamente se muestra en la figura 2, donde se muestra el diagrama básico de una fuente de alimentación.

Estabilización

Para muchas cargas de tipo electrónico, la estabilización es necesaria debido a que la alimentación está sujeta a variaciones de tensión producidas por cambios en la entrada y cambios en la carga. Toda fuente de alimentación está sometida a cambios en la tensión de salida, motivados por variaciones de la temperatura y envejecimiento de los componentes. En otras palabras, la tensión de salida de la fuente mostrada en la figura 2 presenta variaciones aleatorias. Con las variaciones de tensión, puede ocurrir un cambio de las características de la carga.

Las cargas son normalmente elementos sofisticados de un equipo (por ejemplo, un ordenador o un receptor de televisión) y por tanto resulta digno de consideración, y en ocasiones imprescindible, estabilizar la tensión, en orden a mantener las características de la carga independientemente de los cambios citados.

La manera más sencilla de estabilizar consiste en suministrar desde la fuente una cantidad de potencia mayor de la necesaria en el caso más desfavorable, y luego derivar la potencia sobrante cuando las condiciones no son el caso más desfavorable. El circuito electrónico que realiza esto se muestra en la figura 3, y su funcionamiento se describe en la tabla 1. Como ejemplo, la tabla 1 muestra qué ocurre cuando la entrada del estabilizador varía entre 0 y 10 voltios, para una carga de salida que necesita 5 voltios. Se aprecia claramente, que cuando la entrada es menor de 5 voltios el regulador no puede hacer mucho para corregir la situación,

y la carga no trabajará adecuadamente. Sin embargo, cuando la entrada es de 6 V, el regulador absorbe 1 voltio, dejando la salida en 5 V, que es la tensión necesaria. Si la entrada es de 10 V, el regulador absorbe los 5 voltios sobrantes, para mantener la salida al nivel adecuado; por tanto, el regulador es capaz de trabajar con niveles de entrada comprendidos entre 5 y 10 voltios.

Conversión de energía

La regulación descrita anteriormente parece muy sencilla, pero ¿qué ocurre con la energía que absorbe el regulador? Volviendo a los principios básicos de la física, sabemos que «la energía ni se crea ni se destruye, sólo se transforma». Por tanto, la energía del regulador debe ser convertida en mecánica, química, potencial, cinética, o cualquier otra forma de energía.

Aunque pocos lectores han visto a su fuente de alimentación moverse (energía potencial), son más los que han visto a su fuente explotar (energía química), y en cualquier caso habrán apreciado un aumento de la temperatura (energía térmica). Además, en muchos procesos de conversión de energía de una forma a otra hay unas pérdidas (ineficacia de la conversión). Estas pérdidas se manifiestan por sí mismas como una conversión no buscada en un tipo de energía diferente del deseado (habitualmente calor), que proporciona un aumento adicional de temperatura. El aumento total de la temperatura se lleva a un nivel aceptable por medio de una disipación del calor (aleta re-

figeradora). Como ejemplo de la imperfecta conversión de energía se pueden mencionar las bombillas, donde la energía eléctrica se convierte en luz, y además existe, debido a las imperfecciones de la conversión, un elevado aumento de temperatura. Otro ejemplo es el motor de explosión del automóvil, donde la energía química se convierte en energía cinética, dando también una indeseada conversión de energía en calor, que aumenta la temperatura del motor.

Calor y temperatura

La cantidad de calor no significa lo mismo que temperatura. Por ejemplo, un trozo de metal al rojo vivo tiene una elevada temperatura, pero, si es sumergido en un baño de agua, no incrementará la temperatura del agua en una cantidad apreciable, porque la cantidad de calor del metal es muy pequeña a pesar de su alta temperatura. De hecho, el aumento de temperatura respecto a la temperatura ambiente de una pieza es proporcional a la potencia disipada por la misma, dividida por su superficie.

El calor puede ser disipado de tres formas: por radiación, por conducción, y por convección. La radiación, el sistema por el que el sol calienta la tierra, caldea el recipiente directamente sin calentar el material intermedio. Este método sólo es efectivo para temperaturas muy altas.

En el siguiente método, el calor es conducido al recipiente mediante un material conductor térmicamente. Esto es lo que ocurre cuando uno se quema las manos con una cucharilla que ha estado

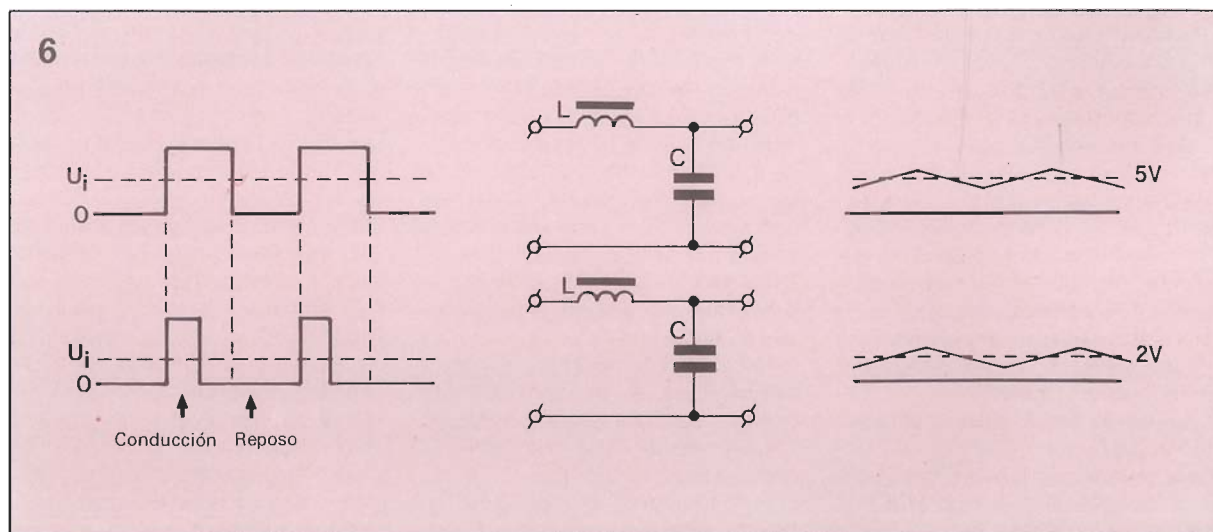
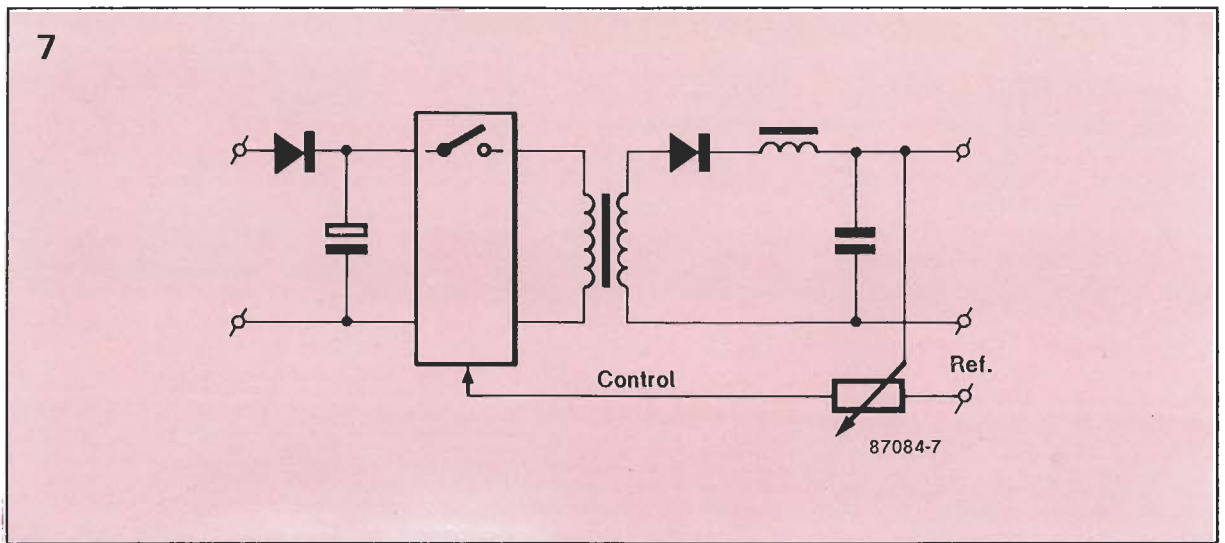


Figura 6. Regulador de bajas pérdidas: cambio en la relación conducción/reposo.

Figura 7. Fuente de alimentación estabilizada por conmutación directa de red, que incorpora un sólo dispositivo de conmutación.



sumergida en la taza de café; el calor es conducido hasta nuestros dedos a través de la cuchara.

El último método, y que es el más empleado en las fuentes de alimentación, es la convección, que opera a través del movimiento de algún medio, habitualmente el aire. La calefacción central de una vivienda trabaja de esta forma a pesar de que, impropiamente, se les llama radiadores en lugar de convectores, ya que suministran el calor por convección (del agua caliente que circula) aunque posteriormente irradian (radiación) este calor. Esta convección se realiza por la fuente que calienta el aire, que posteriormente caldea el recipiente a través de la circulación desde la fuente.

Eficiencia

Volviendo al regulador de la figura 3, cuando la tensión de entrada es de 10 voltios y la salida es de 5 voltios, la potencia sobre el regulador es igual a la potencia transferida a la carga (ambos tienen 5 voltios, y son atravesados por la misma corriente). Por tanto, la eficiencia (definida como potencia transferida a la carga, partida por la potencia total) del regulador es del 50%. En otras palabras, la potencia suministrada al sistema es el doble de la potencia necesaria para la carga. Las implicaciones de esto, a la vista del aumento de temperatura y del coste de electricidad, son más bien horribles.

En un detallado vistazo al regulador, para que cumpla su función, se necesitan tres elementos:

a) Un elemento de control que realiza la estabilización.

b) Una referencia que permanezca inalterable.

c) Un comparador que compruebe la tensión presente en la salida con el valor de la de referencia, y que suministre una señal que indique al elemento de control la variación que debe realizar para mantener la salida al nivel adecuado.

Por tanto, para estabilizar en tensión una alimentación, se necesita un elemento de control de tensión, una tensión de referencia, y un comparador de tensión.

La señal proporcionada por el comparador es, habitualmente pequeña, e insuficiente para controlar directamente al elemento de control, por que se requiere un paso intermedio de amplificación.

Estabilizador lineal

El diagrama de circuito para un estabilizador lineal se muestra en la figura 5. Sin embargo, hay una serie de problemas relacionados con este estabilizador. Teniendo en cuenta que el estabilizador debe intentar mantener constante la tensión de salida bajo cualquier condición, si ocurre una sobrecarga (por ejemplo un cortocircuito en la salida), el regulador se destruirá. Además, si la potencia de entrada del regulador es mucho mayor que la solicitada por la carga, puede ocurrir que el regulador sea incapaz de absorber la diferencia, y que acabe destruyendo la carga.

Otro problema que necesita atención es el de la oscilación, que se manifiesta, por ejemplo en un sistema de audio, como un chirrido.

Para impedir la autodestrucción del estabilizador, es necesario de-

tectar cuándo ocurre una condición de sobrecarga, y bloquear la señal de control original. En las fuentes de alimentación, esta función se denomina limitación de corriente.

La solución al problema de la destrucción de la carga se realiza mediante un detector de sobretensión de entrada, que recorta la tensión (o corriente) de salida, para mantener al regulador dentro de sus límites de funcionamiento. En las fuentes de alimentación, esta función se denomina circuito de protección frente a sobretensión.

El problema de inestabilidad, oscilación, se resuelve mediante un correcto diseño, pero esto es más complejo de lo que parece, ya que el diseñador necesita encontrar el punto de equilibrio entre conseguir una buena regulación y una buena estabilidad. La figura 4 muestra el circuito de la figura 2 modificado para lograr la limitación de corriente y sobretensión, que representa un esquema típico de fuente de alimentación lineal estabilizada.

Una vez diseñada una excelente fuente de alimentación específica, con limitación de corriente y sobretensión, ¿qué puede ser mejorado?

Las prestaciones de una fuente de alimentación lineal estabilizada son perfectamente adecuadas. De hecho, son probablemente mejores de lo que necesitan la mayor parte de las aplicaciones. Sin embargo, la alimentación es más larga, pesada e ineficaz.

La fuente de alimentación tiene un gran transformador que funciona a la frecuencia de red de 50 Hz. De acuerdo con la teoría, el tamaño de un transformador, para una potencia determinada, es inversamente proporcional a la fre-

cuencia. Por tanto, para poder emplear un transformador más pequeño se necesita utilizar una frecuencia más elevada.

El tamaño del condensador empleado en una alimentación está determinado por la cantidad de energía que deba ser almacenada. Con la tecnología empleada habitualmente para la fabricación de los condensadores de almacenamiento, el tamaño del mismo es proporcional al producto CV (capacidad×tensión); sin embargo, la energía almacenada es igual a $1/2 CV^2$, por lo que el tamaño del condensador necesario para una determinada energía es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la tensión. Sin embargo, para disminuir el tamaño del condensador, éste debe trabajar a una tensión mayor.

En una fuente, los radiadores se emplean para disipar la potencia perdida debido al proceso de estabilización y otras ineficiencias. Para disminuir el tamaño del radiador, hay que lograr una estabilización que se realice sin pérdidas, o, al menos, con las mínimas. Todo esto es más difícil de lograr que de decir, pero es interesante considerar que si existe este método de realizar la estabilización, el tamaño de condensadores y radiadores disminuirá de forma notable, ya que la potencia total manejada por la alimentación será mucho menor.

La fuente de alimentación ideal

Para construir una fuente de alimentación ideal, es necesario almacenar la energía a tensión elevada, hacer funcionar el transformador en altas frecuencias, y emplear estabilizadores de bajas pérdidas. La figura 5 muestra una alimentación que trabaja de esta manera, esto es, estabilizando directamente desde la tensión de red, mediante una fuente conmutada.

La manera más sencilla de almacenar energía en un condensador con altas tensiones, es rectificar directamente la tensión de red; esto nos da una tensión continua del orden de los 250-300 voltios sobre el condensador. Para operar el transformador en alta frecuencia, el condensador debe ser seguido con un convertidor de tensión continua a tensión alterna de alta frecuencia. Al hablar de alta frecuencia en este

campo, no referimos a frecuencias entre 20.000 y 100.000 Hz, es decir, unas 1.000 veces mayores de los 50 Hz de la frecuencia de red. El empleo del transformador permite conseguir al mismo tiempo la separación de red, y la adaptación del nivel de salida. Por último, un estabilizador de bajas pérdidas (alta eficiencia) se coloca en la salida.

Se ven ahora dos nuevos componentes en el diagrama de bloques de la fuente: un convertidor cc/ca (A) y un estabilizador de bajas pérdidas (S). La forma más sencilla de convertidor cc/ca consiste en un interruptor que se abre y se cierra regularmente. Esto es, de hecho, lo que se utiliza en la mayor parte de las fuentes conmutadas, excepto que el interruptor es sustituido por un transistor bipolar o, más recientemente, por un MOSFET.

Regulador conmutado

Fijándonos en el regulador de bajas pérdidas, es importante recordar de dónde provienen estas pérdidas. En términos eléctricos, la potencia disipada viene dada por el producto de la tensión por la corriente que está presente sobre el componente. En un estabilizador lineal, hay una elevada tensión y corriente al mismo tiempo, por definición, ya que la forma en que este circuito trabaja para conseguir la estabilización, es disipar el exceso de potencia.

Sin embargo, cuando se sustituye el regulador lineal por uno conmutado, se presentan dos situaciones diferentes. Cuando el interruptor está abierto, hay una elevada tensión sobre él, pero no fluye corriente, por lo que la potencia disipada es nula. En la otra situación, cuando el interruptor está cerrado, hay una gran corriente que atraviesa el interruptor, pero, idealmente, no hay caída de tensión sobre él, por lo que la potencia disipada es de nuevo nula (o muy pequeña).

Existe un pequeño problema con este sistema de estabilización: la salida, o bien es idéntica a la entrada (interruptor cerrado), o bien es nula (interruptor abierto). Lo que se necesita es una tensión estable entre estos dos extremos. Sin embargo, si el interruptor se abre y cierra periódicamente, el valor medio de la salida puede alterarlo cambiando la proporción entre los tiempos que el in-

terruptor está cerrado y abierto. Todo lo que se necesita a continuación es un filtro para promediar y filtrar la forma de onda de la salida. Una vez logrado esto, se dispone de un estabilizador de bajas pérdidas. En un sistema de este tipo, la tensión de salida es igual a la tensión de entrada por la relación conducción/reposo del interruptor, como se aprecia en la figura 6.

En principio, no hay pérdida de potencia en este sistema. En una fuente de alimentación moderna, el interruptor se sustituye por un transistor, bipolar o MOSFET, por un tiristor, u otro dispositivo de conmutación. Los dos bloques de la figura 5 emplean un sistema de conmutación, aunque de hecho es posible combinar ambos en un sólo bloque, de forma que sólo haya un bloque de conmutación/reposo, así como la frecuencia de conmutación. Esta configuración nos lleva al diagrama de circuito mostrado en la figura 7, que es, en algunos aspectos, una fuente de alimentación mejor.

Conclusión

Las ventajas de una fuente de alimentación conmutada, respecto a una de tipo lineal, incluyen:

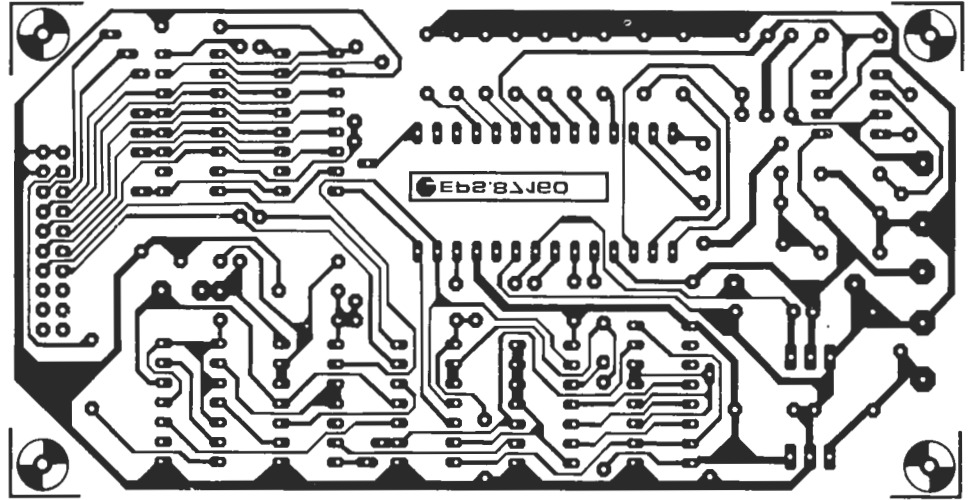
- a) menor peso y volumen (tamaño).
- b) precio menor (para una potencia de unos 100 W).
- c) mejor eficiencia (menos calor generado, menor electricidad consumida).

Por otra parte, las fuentes conmutadas generan una serie de problemas, ya que el circuito es: más complejo, crea más ruido (parásitos) en la entrada y en la salida, y son más difíciles y críticas de diseñar.

La diferencia entre la última generación de fuentes de alimentación y la próxima, no estará influenciada por la disponibilidad de nuevo software o mayores y más recientes integrados VLSI. Los progresos serán debidos a algunos avances en la física fundamental, o en los componentes del circuito, de forma que sea disipada menos potencia, o la potencia sea convertida más eficientemente.

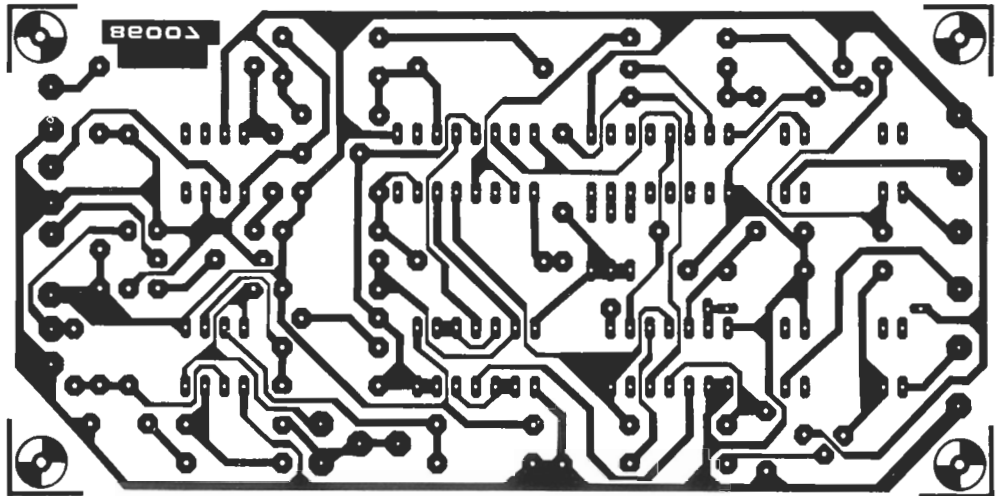
El diseño y desarrollo de fuentes de alimentación ha recorrido un largo camino desde que se añadió el rectificador de selenio tras un transformador, dando lugar a la primera fuente de alimentación de estado sólido. ■

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

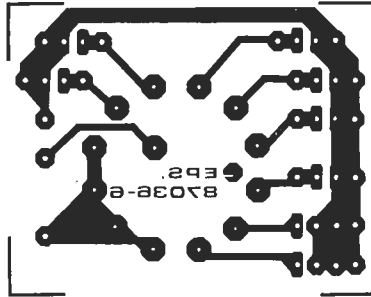


EPS 87160 Convertidor D/A de 14 bits

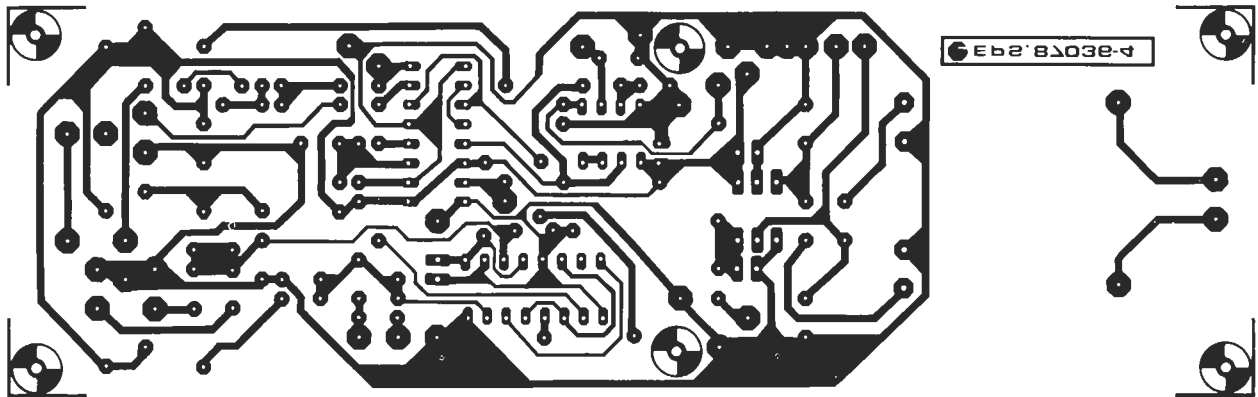
Télé-baby-sitter



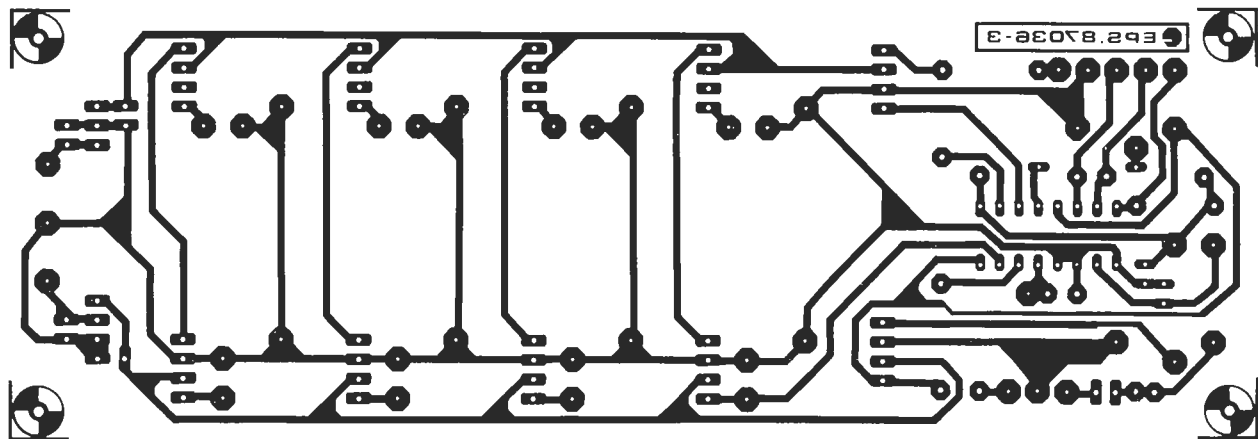
EPS 86007 Telecanguro



EPS 87036-6 Generador senoidal digital, conmutación



EPS 87036-4 Generador senoidal digital, alimentación



EPS 87036-3 Generador senoidal digital, placa principal

Conclusión de la historia relativa al papel que la empresa Cossor ha jugado en el desarrollo del radar en sus múltiples y diferentes formas.

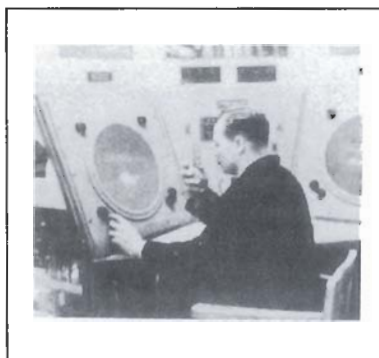
EL RADAR DE COSSOR: 50 AÑOS DE HISTORIA (PARTE 2)

Figura 1. Escena dentro de la oficina de control portuario en Wallasey donde se dirigían los barcos del río Mersey en los años 50.

En 1951, el éxito del «Orange Putter», trajo consigo un contrato para desarrollar el «Red Garter», un radar de cola con unas altas prestaciones y pensado para instalarlo en la nueva generación de bombarderos V que por entonces empezaban a surcar los aires. La historia del Red Garter no es una historia feliz, dado que después de haberse construido y probado el prototipo en tierra, el gobierno decidió cancelar el proyecto.

En paralelo con el Orange Putter, Cossor desarrolló la versión Mark III del GEE, el cual entró en servicio en 1952 y empleaba los últimos modelos de válvulas miniaturas que por entonces existían. Esta versión de ayuda a la navegación fue desarrollada con un inteligente sistema de control de conmutación que simplificaba y aumentaba la velocidad de proceso para captar un blanco.

El receptor pertenecía al equipo de a bordo incorporado en varios aviones de combate, empleados por la RAF durante 1950 a 1960. Entre estos aviones estaban las versiones de combate de Meteor, Vampire y Venom, el Ja-



velin, Valinat, Vulcan, el bombardero V Victor y los aviones de transporte Beverly.

Durante los años 50, el Ministerio del Aire decidió sustituir los originales transmisores terrestres GEE, algunos de los cuales habían estado en servicio desde 1941. Cossor desarrolló los nuevos transmisores incorporándoles una mayor potencia y una mayor fiabilidad, instalándolos posteriormente en las estaciones GEE existentes en Gran Bretaña y Alemania.

Todos los modelos de caza a reacción pertenecientes a la nueva generación, consumían el car-

burante de forma muy rápida y su autonomía estaba limitada. Para operar con un razonable grado de seguridad cualquier día, aunque no fuese de los más claros, era necesario emplear algún método rápido de rescate asistido por el radar. Cossor apreció la necesidad y al final de 1940 fabricó el ACR 7 desarrollado por la factoría de radar en Harbour.

El ACR 7 fue un sistema de control aéreo relativamente sencillo, operando con una longitud de onda de 3 cm, empleado por la RAF en varias de sus bases. Durante los años 50, el equipo fue sustituido en algunos aeropuertos donde estaba en servicio por el modelo CR 21 que era más efectivo, tal como comentamos en la primera parte de esta historia. No obstante, en seguida apareció el CR 787 que incorporaba aún más ventajas, con lo que sustituyó rápidamente al CR 21 en algunos aeropuertos en 1961. Además de estos equipos suministrados a la RAF, algunos modelos del CR 21 y del CR 787 fueron entregados a las fuerzas aéreas extranjeras.

La experiencia ganada por Cos-

En el diseño y fabricación del radar civil ACR 6 le sirvió para ganar un contrato de actualización del radar móvil de vigilancia Mark 7, perteneciente al escuadrón número 4 de la Armada británica, y empleado en la dirección de tiro de las baterías antiaéreas.

Este programa incluía el desarrollo y equipamiento de sistemas de indicación de blancos móviles e identificación de «amigo-enemigo» (IFF) y ocupó el trabajo de Cossor durante el final de los años 50. Durante los años 60, Cossor entró en el mercado de radares navales y recibió una orden para construir los transmisores pertenecientes al modelo de radar 993 de búsqueda en superficie para los barcos. La compañía también construyó los equipos de interferencia para los modelos de radar 667 y 668 y de esta forma satisfacer los requisitos exigidos por la Armada. Tanto el modelo de radar 993 como los sistemas de medida electrónicos se convirtieron en equipos estándar en los barcos de guerra del tamaño de una fragata, y algo mayores, pertenecientes a la Armada Real, y estuvieron en servicio durante varios años.

El radar secundario hace más seguro el espacio aéreo

En el comienzo de los años 50, Cossor propuso un sistema para la aviación civil que incorporaba un transponder, el cual se activaba con una señal procedente de los transmisores terrestres. Las señales enviadas por el transponder eran mucho más fuertes que los ecos de un avión recibidos por un radar primario, con lo cual era mucho más fácil realizar un seguimiento del avión.

Además de la novedad del sistema, éste aportaba la gran ventaja de no verse afectado por ecos indeseados procedentes de los obstáculos o relieves del terreno, así como las gotas de lluvia procedentes de las nubes, causas que a menudo originaban serios problemas cuando se empleaba un radar primario para el control del tráfico civil.

El nuevo sistema para asistir el control del tráfico civil fue denominado «Radar de vigilancia secundario» (SSR) y fue empleado como un complemento al radar de vigilancia primario y no como sustitutivo de éste. Con el nuevo ra-



Figura 2. Radar de control aéreo CR 787 de Cossor junto con un interrogador IFF modelo Mark 10 situado en la parte superior de la antena del reflector principal. Este modelo estuvo bajo pruebas antes de ser entregado a la fuerza aérea griega.

dar secundario, el interrogador situado en tierra necesitaba tan solo una milésima parte de la potencia necesaria por un radar primario para cubrir la misma distancia, por ejemplo 2 kilowatios en lugar de los 2 megawatios del radar primario para un alcance de 200 millas.

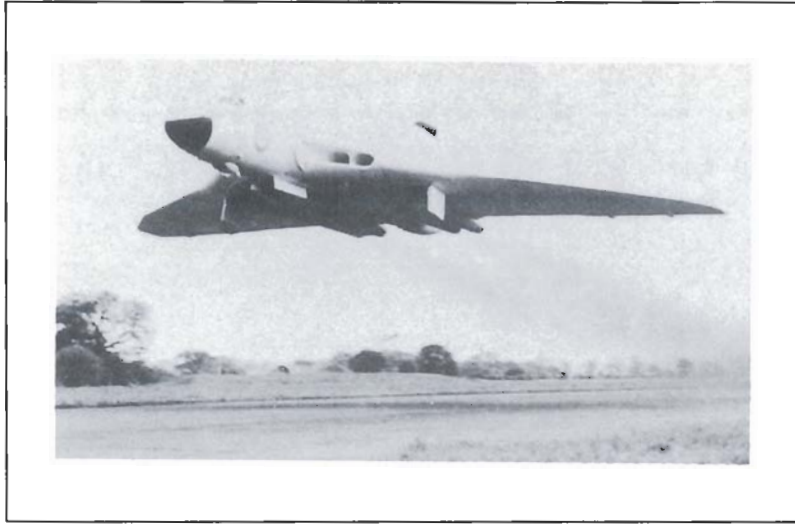
El transponder a bordo del avión respondía con pulsos de 500 vatios, suministrando de esta forma unas señales al receptor terrestre de suficiente potencia para que el sistema funcionase de forma óptima. Por esta razón, el radar SSR prometió ser más simple y barato que un radar primario ya que el coste de un radar SSR sería alrededor de un décimo del precio de un sistema de radar primario de igual alcance.

Cossor obtuvo un contrato para fabricar un sistema de navegación compuesto de un interrogador terrestre junto con los asociados transponders ubicados en los aviones. En 1952 la compañía hizo una demostración del sistema radar SSR trabajando para el control del tráfico aéreo al que denominó SSR 1. El nuevo sistema de Cossor causó gran interés

tanto en Gran Bretaña como en el resto de los países, por lo que pronto otras naciones empezaron a trabajar en sistemas de radares secundarios, viéndose claramente la necesidad de fijar normas estándar que eran necesarias para evitar la duplicidad de sistemas con distintas características e incompatibles entre sí unos con otros. Después de muchas conversaciones, la Organización Internacional de Aviación Civil (OACI) determinó que todos los sistemas SSR debían emitir pulsos sobre los 1030 MHz y recibir pulsos sobre los 1090 MHz. Estas dos frecuencias se usan todavía en la actualidad.

Al final de los años 50, el ministro británico del aire concedió un contrato a Cossor para fabricar los prototipos de un interrogador terrestre para realizar las pruebas operativas del sistema. Este prototipo se convertiría en el SSR 4G, uno de los cuales se instaló en el aeropuerto londinense de Heathrow en 1961, seguido poco después por otro que se instaló en el aeropuerto de Orly en París. Para trabajar con estos interrogadores SSR, la compañía diseñó y fabri-

Figura 3. El V-bombardero Avro Vulcan Mark 2 apareció en 1959 e incorporaba el equipo de navegación fabricado por Cossor GEE Mark III junto con el sistema de identificación IFF Mark 10.



có los transponders SSR 1251 que fueron instalados en los aviones tomando así de esta forma también parte en las pruebas.

Aunque las pruebas realizadas fueron relativamente pocas, los equipos instalados en Heathrow y Orly demostraron claramente el valor del nuevo radar secundario para el control del tráfico civil. Después de éstas y otras pruebas similares realizadas en Estados Unidos, la OACI emitió un requerimiento para que todas las aeronaves comerciales que operasen en el espacio aéreo controlado fuesen equipadas con el nuevo sistema de transponders. Para cumplir los nuevos requisitos exigidos por la OACI, el ministro británico del aire entabló de nuevo contacto con Cossor para desarrollar una revisión del interrogador terrestre SSR 5G, el cual estaba basado en el SSR 4G pero tenía un transmisor más potente y un

receptor más sensible. El SSR 5G apareció en 1963 y fue el primer equipo de su modelo que entró en servicio en Europa.

Echando una mirada hacia atrás, parece claro que cuando el nuevo sistema SSR entró en servicio al comienzo de los años 60, llegó en el momento preciso. La aparición de los nuevos reactores aéreos a gran escala y su empleo en el servicio regular aéreo, trajo consigo una escalada continuada de horribles accidentes. Los nuevos reactores volaban mucho más rápidos que sus predecesores que lo hacían impulsados por turbinas, ascendían y descendían con más rapidez y a poca altitud la velocidad de consumo del carburante era tan grande que las desviaciones de la ruta podían ser causa de que se agotase el carburante en pleno vuelo.

El SSR 5G desarrolló un buen trabajo en su servicio y fue conti-

Figura 4. Instalación del radar de Raytheon-Cossor en Barbados. Un programa similar se lleva a cabo por Cossor en Canadá donde los sistemas de radar secundario monopulsos se están instalando por todo el país. Se solicitaron 41 sistemas de los cuales 24 tendrán una conexión con el radar primario canadiense de Raytheon ASR 900; los otros 17 serán sólo sistemas secundarios SSR.



nuado por la fabricación en 1966 del nuevo modelo SSR 5GM. Estos interrogadores estaban formados, exclusivamente por válvulas, al principio y fue a mediados de los años 60 cuando los transistores se habían desarrollado hasta tal punto que ya ofrecían claras ventajas, no sólo en el coste, tamaño y peso, sino también en la fiabilidad. Los ingenieros de Cossor por entonces habían desarrollado el SSR 700 el cual se presentó en 1968 formado ya por innumerables transistores, circuitos integrados y circuitos impresos, relegando las válvulas tan sólo para la cadena de transmisión.

El SSR 700 obtuvo un gran éxito: más de un centenar se fabricaron para entrar en servicio por todo el mundo y se mantuvo en producción durante los seis años siguientes. Un transponder para aviación, incorporando los avances de circuitos similares, entró en producción en 1968 y también se incorporaron en gran escala al servicio activo.

Una vez que el empleo de los radares secundarios fue establecido firmemente para el control del tráfico aéreo, más y mejores avances se incorporaron al sistema. Una de estas mejoras fue la incorporación de la «Facilidad de identificación selectiva» (SIF), que asignaba a cada aeronave un código discreto con el que responder al controlador situado en tierra y efectuar de esta forma una identificación efectiva. Otro desarrollo dentro de la misma línea consistió en modificar los transponders para que emitiesen un código indicativo de la altitud del avión en respuesta a cada interrogación recibida. Estos cambios incrementaron la calidad del control terrestre, especialmente en áreas de alta densidad de tráfico.

Una identificación instantánea y positiva del avión sobre la pantalla de radar era de esta forma mucho más fácil para un controlador que dispone de distintos vuelos moviéndose simultáneamente sobre su sector de trabajo y por ende de responsabilidad.

La codificación de la altitud ofrecida por los radares secundarios SSR era mucho más precisa que la que podía ofrecerse por medio de los medidores de alturas basados en radares primarios. A partir de entonces, los controladores pudieron medir directamente sobre la pantalla de radar de presentación en planta (PPI), la altitud de cada avión, convirtien-

do de esta forma, gracias al sistema SSR, una pantalla de radar de dos dimensiones en otra en la cual se podía ver la posición del avión en tres dimensiones. Gracias a la codificación de la altitud, se aumentó la seguridad en el vuelo al controlar la distancia entre los mismos, sobre todo cuando éstos estaban ascendiendo o descendiendo cerca de otros en nivel de vuelo. La codificación para la selección, tanto del indicativo como de la altura del avión, fueron por primera vez especificadas para el SSR 700.

En los primeros años 70, los controladores aéreos ya habían desarrollado tal nivel de confianza en los nuevos sistemas de radares secundarios, que en algunas zonas comenzaron a emplearse como sistema principal de ayuda a la vigilancia de grandes rutas, relegándose a un segundo plano, como sistema de emergencia, los radares primarios. Esto supuso un fundamental cambio de papeles y demostró el inmenso avance que los radares secundarios han desarrollado durante su primera década en servicio.

Los continuos avances en los circuitos electrónicos hizo posible que, en 1972, Cossor presentase el nuevo modelo de transponder para aeronaves denominado SSR 2700, el cual incorporaba ya las últimas tecnologías en circuitos micro-miniaturizados. Este equipo fue elegido por las líneas aéreas británicas, para incorporarlo en su flota de Concorde, Boeing 747 y Tristar, empleándose el mismo transponder, algo modificado, para usos militares como IFF 2720 fabricándose grandes cantidades del mismo.

Hasta el momento de redactar este artículo, el SSR 2700 es el último transponder para aviación civil realizado por Cossor: por ahora los fabricantes americanos son los que están construyendo para la gran mayoría de las líneas aéreas, y, a menos que los diseñadores especifiquen otra cosa, seguirán ofertando productos estándar que incorporen transponders fabricados en su propio país. Esta forma de actuar ha dejado poco sitio para la competencia a los fabricantes no americanos, y desde el comienzo de los años 70 Cossor ha concentrado, casi por completo, sus demandas de sistemas SSR civiles en el desarrollo de equipos de interrogación para estaciones terrestres.

Durante 1974, el éxito del interrogador SSR 700 fue superado

por diseños de compañías de la competencia, y con el tiempo Cossor tuvo que presentar un nuevo equipo. Éste fue el SSR 850, que apareció en 1975, y que tuvo que ser diseñado para cumplir los requisitos tanto de los operadores civiles como militares. El nuevo equipo incorporaba las últimas ideas en circuitos micro-miniaturizados e incluía equipos de pruebas internos para un mantenimiento mucho más fácil. El SSR 850 obtuvo incluso mucho más éxito que su predecesor y se vendieron más de 120.

Cossor ha trabajado en contacto directo con las autoridades de aviación civil del Reino Unido en la realización de estaciones de prueba para un sistema selectivo de interrogadores, denominado SSR modo S, en colaboración con la CAA, que fue la primera organización en el mundo que reconoció los beneficios del sistema de radar secundario monopoluso.

Se ordenaron 22 de los nuevos sistemas para la instalación a través de toda Gran Bretaña como parte de un programa de renovación de las instalaciones de radar. Cada uno de estos sistemas, como todos los otros sistemas monopoluso de Cossor, serán capaces de actualizarse al nuevo modelo S de operación en su debido momento.

Tanto la fuerza aérea como la armada inglesa han seguido desde entonces los ejemplos de la CAA, por lo que Cossor está cumpliendo por completo los requerimientos tanto para las autoridades civiles como militares en el Reino Unido.

Como resultado de su trabajo con la técnica monopoluso para radares secundarios, Cossor se ha establecido como líder mundial de éste campo. Asimismo, se ha desarrollado una nueva antena como parte integrante del último avance tecnológico en sistemas interrogadores terrestres, el SSR 950, que vio la luz en 1981.

Para redondear este informe sobre el trabajo realizado por la empresa Cossor dentro del campo del control del tráfico aéreo, cabe mencionar el trabajo innovador realizado por la compañía para desarrollar nuevos tipos de pantallas de presentación tanto para radares secundarios como primarios.

La tecnología ha avanzado muchísimo para aquellos que piensan que la información visible sobre una pantalla de presentación de datos de radar consiste en una imagen más o menos confusa de

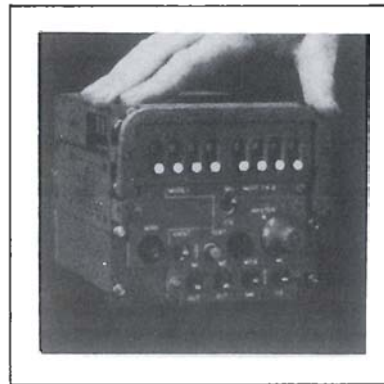
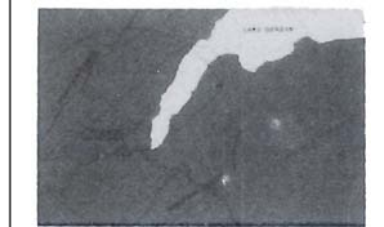


Figura 5. Radares primarios y secundarios para el control del tráfico aéreo en la zona oeste del aeropuerto de Londres en 1970; el complejo del aeropuerto principal está al fondo. Ambos tipos de radares estaban duplicados para asegurar que siempre estaban operativos. Los dos radares primarios están en primer y segundo término; situados detrás están los otros dos radares secundarios, un modelo SSR 5GM y otro SSR 700, ambos de Cossor. En esta estación, los transmisores SSR estaban montados separados de los del radar primario con el sistema secundario activo rotando en sincronismo con el sistema primario activo.

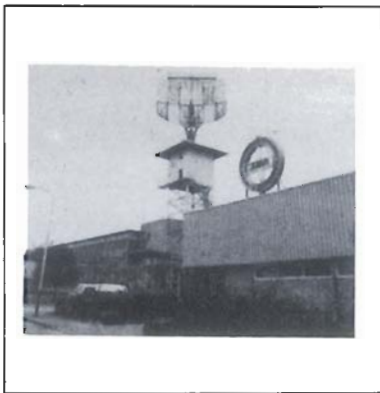
Figura 6. El terreno montañoso alrededor del aeropuerto de Ginebra, en Suiza, planteó bastantes dificultades para el empleo de los radares SSR. El sistema SSR monopoluso de Cossor junto con una antena LVA salvó estas dificultades, como puede verse en la serie de puntos (fotografía interior) obtenidos de un único avión en esta zona durante las pruebas.

Figura 7. Empleando las últimas técnicas en la miniaturización de componentes disponibles a mediados de 1970, Cossor realizó el transponder IFF 3100 con el propósito de instalarlo en el panel de instrumentos del avión de combate Tornado. El transponder completo se ubicó en una caja más pequeña que un tostador doméstico.

color verde o naranja, y superpuesta a un haz que da vueltas de forma síncrona con una base de tiempos interna al sistema, necesitando además para poder ver esta información estar dentro de una habitación casi completamente a oscuras. En el momento de redactar este artículo, los últimos avances en pantallas de presentación para información de tráfico aéreo, como el último sistema fabricado por Cossor, incorporan televisiones de muy alta resolución (alrededor de 1500 líneas) evitando así el parpadeo clásico de las pantallas tradicionales.

En estas pantallas se pueden presentar tanto la información recibida de un radar primario o se-

Figura 8. Antena LVA y equipo SSR monopulso de Cossor realizado para cumplir los requisitos de la Signal Company de Apeldoorn en Holanda, donde se tuvo en pruebas en esta compañía de radares primarios antes de entregarse a Arabia Saudí para su instalación en el aeropuerto de King Khaled.



cundario junto con símbolos alfanuméricos que representan la identificación, altitud, dirección del vuelo y cualquier otra información importante relativa a los blancos presentados. Las modernas pantallas permiten asimismo controlar el brillo y el contraste de la imagen y fijarse a niveles adecuados a la iluminación ambiente, pudiéndose emplear en habitaciones iluminadas normalmente o incluso en las propias torres de control de los aeropuertos. Estas ventajas reducen las tareas del controlador aéreo, disminuyendo los errores humanos y aumentando por tanto la seguridad en la navegación aérea.

En abril de 1985 el trabajo innovador de Cossor dentro del campo de los radares secundarios le valió la concesión del premio más prestigioso dentro del Reino Unido a una industria nacional, consiguiendo de esta forma su segundo reconocimiento público.

En el momento que se está editando este artículo, un total de 145 interrogadores SSR 950 y SSR 955 se han entregado o están en fase de entrega para equipar 85 estaciones terrestres, es decir el nuevo equipo ya ha supe-

rado al SSR 850, que a su vez se había vendido en mayor número que todos los modelos anteriores de interrogadores SSR fabricados por Cossor juntos.

Actualmente a Cossor se la reconoce como la empresa líder mundial en los radares monopulso y el mercado potencial para este último producto de la compañía es muy alto, con varios cientos de interrogadores de la nueva generación que requieren una sustitución.

La compañía entra en sus siguientes 50 años dentro del mundo del radar como uno de los mayores fabricantes de sistemas SSR para el mercado internacional, con una cartera de pedidos completa y un aire de confianza en el futuro justificable.

Identificación amigo-enemigo

Algunos incidentes desafortunados en los primeros días de la guerra pusieron de manifiesto la necesidad de disponer de un método efectivo para distinguir sobre la pantalla de radar los aviones que eran enemigos de los que eran pertenecientes al mismo bando. Desde entonces tal sistema existe y se le conoce como «Identificador amigo-enemigo» («Identification Friend or Foe», IFF). El IFF fue un transponder que se fijó en cada avión, el cual, cuando se disparaba por los pulsos procedentes de un radar, emitía un código de identificación sobre la pantalla del radar. La fabricación del equipo se puso en marcha a máxima prioridad, incorporándose un transponder en cada

avión del Comando de cazas durante la batalla de Bretaña en el verano de 1940.

En 1941 la R.A.F. introdujo un nuevo sistema IFF en el cual las estaciones terrestres radiaban señales de interrogación dentro de la banda de los 157 a 187 Mhz y los transponders ubicados en los aviones replicaban con señales de frecuencias similares. Con alguna pequeña modificación este sistema continuó en servicio hasta el comienzo de los años 50.

La parte correspondiente a Cossor dentro de la historia del IFF comenzó en 1955 como respuesta a la introducción del nuevo sistema IFF Mark 10 dentro de la OTAN. Este sistema era similar al que se empleó en la guerra, pero utilizaba pulsos de interrogación de 1030 Mhz y recibía pulsos de respuesta de 1090 Mhz (las frecuencias que posteriormente se emplearían para los radares secundarios civiles). Aunque ha habido algunos avances tanto para los interrogadores como para los transponders, el sistema básico IFF Mark 10 continúa en servicio en nuestros días. El primer equipo de Cossor que entró en fabricación como parte integrante del programa del IFF Mark 10 fue un interrogador terrestre para el Mark 7, un radar táctico móvil de vigilancia para el control de las baterías antiaéreas de la unidad AA 4 de la armada, apareciendo en servicio en 1955.

En los años siguientes Cossor comenzó la producción de un equipo IFF para las unidades de la RAF, el transponder 4585. Este equipo se fabricó en grandes cantidades y sirvió para establecer a la compañía Cossor como la más importante dentro del campo de los IFF: desde 1956 casi todos los aviones de combate pertenecientes a la RAF llevan incorporados un transponder IFF de Cossor. En 1963 el transponder 4585 fue reemplazado por una versión transistorizada del mismo, el transponder 1291 y continuó la fabricación a gran escala.

En 1966 la compañía aceptó cambiar el diseño y fabricó el más pequeño y ligero interrogador IFF terrestre fabricado hasta entonces, incorporándole al sistema Rapiet de misiles tierra-aire de la armada británica. El nuevo interrogador IFF fue el primer equipo que se fabricó empleando circuitos integrados. Después del éxito de las pruebas se recibió una gran cantidad de pedidos del nuevo interrogador. Cossor fabricó el inte-

Figura 9. Estación experimental de Cossor para desarrollar el modo S en Matching Green, cerca de Harlow.



rrogador IFF para cada nueva versión de este sistema de armas de tanto éxito, continuando en producción en nuestros días.

El diseño del interrogador IFF para el Rapier fue lo suficientemente complejo, pero no lo demasiado, para que Cossor no aceptase un nuevo y duro problema: realizar el interrogador para el Blowpipe de la armada británica, un sistema de misil tierra-aire que se dispara desde el hombro. Esta arma tenía que ser lo suficientemente ligera para que pudiera ser transportada por un soldado en el campo de batalla, y lo suficientemente robusta para que aguantase las rigurosas condiciones de trabajo en el campo. Una vez más los ingenieros de la compañía aceptaron el reto y diseñaron lo que, todavía hoy, es el más pequeño interrogador IFF del mundo.

La aplicación del IFF de Cossor en la armada tuvo lugar en 1968, cuando la compañía recibió un pedido de la Royal Navy para adaptar su interrogador civil SSR 700 a los barcos de guerra. El nuevo sistema recibió la denominación por parte de la compañía de IFF 800 y el servicio Tipo 1010. El primer prototipo del equipo que cumplía los requisitos de la Royal Navy se terminó dentro de los nueve meses siguientes a la recepción del pedido y fue entregado al almirantazgo (A.S.W.E.), cercano a Portsmouth, para que realizara las pruebas ambientales ocho días antes de la fecha de expiración de contrato. Como consecuencia de estas pruebas, se ordenó fabricar el IFF 800, y, en los años siguientes, Cossor entregó alrededor de 350 equipos tanto para la armada como para gobiernos extranjeros.

La experiencia de Cossor dentro del campo de los IFF trajo consigo una serie de pedidos de interrogadores especiales así como de transponders. En 1968 la compañía recibió un gran pedido de la R.A.F. para la micro miniaturización del modelo de transponder IFF tipo 1600. Más tarde, la compañía diseñó y fabricó interrogadores especiales para el radar de alerta sueco Giraffe, para el sistema de misiles tierra-aire de bajo peso RBS 70 y para el radar de control anti-aéreo suizo Skyguard. Como consecuencia de la gran cantidad de pedidos extranjeros suministrados, la compañía Cossor fue de nuevo galardonada con el premio a la industria nacional en 1972.

En 1976 la compañía recibió un nuevo pedido para construir un nuevo transponder IFF empleando las últimas técnicas en miniaturización e instalarlo en el avión de ataque anglo-germano-italiano Tornado. El resultado fue el IFF modelo 3100 que se instaló en una pequeña caja con todos los controles sobre una única cara; el equipo fue más pequeño que un tostador doméstico midiendo tan solo 5.75×5.2×6.5 pulgadas (14.6×13.6×16.5 cm) y con un peso de 11.7 libras (5.3 kg). Los equipos transponder IFF anteriores eran tan grandes que la unidad transmisor-receptor tenía que ser instalada en el cuerpo principal del avión y conectarlo a la unidad de control por medio de un cable multihilo de gran longitud. El IFF modelo 3100 se diseñó para instalarlo como otro instrumento del panel de mandos, dentro de la cabina del piloto, lo que permitió ahorrar peso y espacio, pesando toda la instalación menos que el cable multihilo empleado en las instalaciones anteriores de los IFF.

En 1977 los ingenieros de Cossor tuvieron que romper brecha en otro campo cuando fueron requeridos para diseñar y construir un nuevo interrogador aire-aire para una variante aérea del Tornado. El principal problema que tenía el nuevo equipo estaba en asegurar que el haz procedente del interrogador IFF cubría el mismo volumen de espacio aéreo que el haz procedente del radar del avión de caza interceptador, ya que, en caso contrario, existía el riesgo de que una respuesta IFF procedente de un avión amigo, fuera del haz del radar, apareciese sobre la pantalla unida al eco de un avión enemigo.

Los ingenieros de Cossor resolvieron este problema empleando antenas con técnica monopolso desarrolladas previamente para uso con los radares secundarios SSR, un raro ejemplo de cómo un radar civil llega a resolver un problema militar. El equipo resultante, el interrogador IFF 3500, está actualmente en plena producción para la RAF.

En estos días, Cossor está involucrado en la producción del sistema IFF para el programa experimental del avión de la British Aerospace, dentro del cual se está construyendo un avión de demostración con esta tecnología como parte del programa del avión europeo de combate, llevado a cabo por Inglaterra, Alema-

nia, Italia y España. Este avión ha sido equipado con el transponder IFF 3100 de Cossor.

Los actuales sistemas IFF están adecuados para las necesidades de conflictos de pequeña escala, en los que están involucrados relativamente pocos aviones y transponder IFF. Pero no es un secreto que los oficiales jóvenes de la OTAN están preocupados porque, en un contexto europeo, si hubiese una batalla a gran escala en la que estuviesen involucrados miles de aviones de combate, el volumen de respuestas IFF anularían el sistema de identificación. Si esto sucediese, los interrogadores IFF de distintas zonas serían incapaces de distinguir los códigos de respuesta de los aviones amigos, con el resultado de que éstos podrían designarse como aviones no identificados o incluso hostiles.

Está claro que es necesario un nuevo sistema de identificación IFF completamente nuevo para la OTAN que sea capaz de procesar un gran número de respuestas, pero su introducción será una operación extremadamente compleja que afectará a los miembros de todas las naciones. Un gran número de nuevos interrogadores y transponders serán necesarios y habrá que disponer de un largo período de transición entre sistemas, durante el cual tanto los sistemas IFF antiguos como los nuevos estarán en servicio.

A mediados de 1970 Cossor inició un estudio más avanzado de los requerimientos de un nuevo sistema IFF capaz de cumplir las necesidades de la OTAN y poder entrar en servicio en un futuro no muy lejano, realizando de esta forma la gran experiencia de la compañía en el campo del proceso por ordenador de las señales procedentes de sistemas SSR o IFF. Este estudio se completó con una serie de investigaciones y trabajos experimentales realizados por el departamento de defensa británico para ensayar algunas de las ideas propuestas.

Simultáneamente, Cossor comenzó a entablar relaciones con compañías americanas y europeas pertenecientes al mismo campo de actividad. En el momento de redactar este artículo, el nuevo sistema de identificación de la OTAN está entrando en fase de definición. Una vez que esto se haya realizado, Cossor estará de nuevo involucrada en la producción del gran número de equipos necesarios para establecer el

nuevo sistema en todos los países de la Alianza.

Mirando al futuro

En el negocio altamente competitivo de la electrónica, el recrearse en los laureles ganados en el pasado lleva inevitablemente al desastre en el futuro. Los párrafos siguientes dan una ligera idea del camino que la compañía Cossor piensa seguir para desarrollar sus productos en los próximos 25 años. Los avances descritos están en fase o pasan del detalle conceptual en el momento de redactar esta historia: ninguno de ellos requiere un importante avance tecnológico para llevarse a cabo. En el campo de la electrónica, el futuro está más cerca de lo que muchas personas pueden pensar.

De forma casi segura, la principal actividad de la compañía en el campo del radar para la primera centuria del siglo 21 estará en el desarrollo de nuevos sistemas IFF tanto para usos militares como para sistemas SSR de control del tráfico aéreo.

Por otra parte, algunas tendencias están claras, ya que el continuo avance de la micro electrónica hará posible de forma cierta que en el futuro los equipos IFF y SSR, tanto terrestres como para equipos de a bordo, sean más pequeños, ligeros, fiables, baratos y manejables que sus equivalentes en nuestros días.

Los modernos sistemas electrónicos de estado sólido son extremadamente fiables, con equipos terrestres o de a bordo dotados con equipos de prueba automáticos para suministrar una continua supervisión de casi todas las partes del sistema, indicando en el momento preciso la existencia de un fallo. Sin ningún tipo de duda, esta dirección continuará y se aplicará de una forma más extensa. Avanzando un poco más, la efectividad de estos equipos de prueba aumentará considerablemente con la introducción de los circuitos denominados «auto-reparables» donde circuitos impresos duplicados, o incluso triplicados, se consideran como partes integrantes del sistema, de tal forma que si el equipo de prueba detecta un fallo en un circuito, automáticamente se conmuta éste y entra en servicio su doble. Este desarrollo promete traer consigo un gran incremento en la fiabilidad operativa de los siste-

mas electrónicos tanto civiles como militares.

Por razones obvias de seguridad, los ingenieros de Cossor son reacios a hablar con gran detalle del nuevo sistema de identificación militar que la compañía está desarrollando en colaboración con las distintas agencias gubernamentales involucradas en este servicio, aunque no hay duda que el nuevo sistema empleará el concepto de proceso digital de la señal asistido por ordenador.

Ciertamente, no hay ningún tipo de limitación para desarrollar mejores sistemas de identificación pero los avances en las características de las futuras armas anti-aéreas servirán de poco si los pilotos no pueden emplear toda su capacidad por miedo a derribar un avión amigo.

En el campo civil, no hay desarrollos interesantes en perspectiva para los radares secundarios empleados en el control del tráfico aéreo. Los sistemas SSR actualmente están bien establecidos para su servicio, las ventajas que han aportado están claras sobre cualquier duda y no hay otro sistema capaz de desarrollar este trabajo de forma mejor o más barata. Bajo estas premisas podemos preguntarnos: ¿Cuál será el futuro de los sistemas SSR y qué serán capaces de realizar?

Aunque el empleo de antenas monopulso en estaciones terrestres ha reducido considerablemente el problema de las señales falsas, éste todavía existe de vez en cuando en algunas zonas de alta densidad de tráfico. La solución definitiva al problema está en el sistema SSR modo S, que entrará en servicio al comienzo de los años 90, bajo el cual la estación terrestre sólo interrogará a aquellos transponders de los que requiera respuesta (mejor que a todos los transponders dentro de su rango, como ocurre en la actualidad).

Para probar la flexibilidad de la interrogación selectiva, Cossor ya ha construido y puesto en marcha una estación experimental en Matching Green cerca de Harlow. Asimismo, la compañía ha construido una serie de pequeños transponders para emplearlos con el nuevo sistema y se instalaron en aviones operados por la Civil Aviation Authority, la British Airways y la British Midland Airlines. El sistema estuvo bajo pruebas entre 1978 y 1982 y demostró de forma efectiva su función.

Una vez que el modo S sea empleado de forma masiva, el problema de las falsas señales será una cosa del pasado. Además, el nuevo sistema incrementará de forma considerable la cantidad de información suministrada de forma automática por el avión. Una vez cada cuatro segundos o más, como el haz procedente de la antena del sistema SSR barre al avión, su transponder responderá automáticamente con señales codificadas informando a la estación terrestre de sus condiciones de vuelo: velocidad, trayectoria, relación de ascenso o descenso, temperatura del aire y velocidad del viento (además de la identificación del avión, posición y altitud suministrada por los sistemas SSR actualmente en servicio). La información sobre el viento y la temperatura del aire puede ser retransmitida al servicio meteorológico para actualizar sus mapas del tiempo atmosférico.

Mirando un poco más hacia el futuro, los ingenieros de Cossor prevén un momento en que la fiabilidad y capacidad de los sistemas basados en ordenador hagan posible un sin fin de cambios en el control del tráfico aéreo. Ellos ven un sistema donde los planes de vuelo digitalizados se aplican por cable al ordenador central del centro de control del tráfico aéreo, antes de que los aviones despeguen. El ordenador, a continuación, comprobará el plan de vuelo con todos los que alberga en su memoria central para evitar posibles conflictos con las pistas seguidas por otros vuelos. Si existe tal conflicto, se asignará otro plan de vuelo al avión y una vez que el nuevo plan de vuelo se ha aceptado, el ordenador automáticamente tomará por sí solo el trabajo rutinario del control del tráfico aéreo. Desde el despegue al aterrizaje, el ordenador terrestre mantendrá una vigilancia constante de las respuestas ofrecidas por el sistema SSR para asegurar que el avión está donde se supone que debe estar en ese momento. Si el avión se sale de su plan de vuelo asignado durante un tiempo mayor al previsto, señales de alarma avisarán tanto al piloto como al controlador aéreo de la situación anómala que está ocurriendo. En otras palabras, el ordenador observará la situación general del tráfico aéreo, requiriendo sólo la ayuda humana cuando las cosas no se estén desarrollando como deban hacerlo. Para la primera parte del siglo 21 existe

poca duda para que estos novísimos sistemas electrónicos sean más fiables que los controladores humanos, para tales tareas rutinarias.

Mirando todavía un poco más allá en el futuro, el modo S puede ser empleado para transmitir información a un avión en concreto por medio de un canal de datos. La información se presentará en una unidad de presentación visual dentro del panel de instrumentos de la cabina del avión. Un sistema de este estilo se puede emplear para suministrar a cada avión la información más reciente de las condiciones atmosféricas del aeropuerto de destino. Puede incluso emplearse para transmitir instrucciones operativas al piloto y decirle que gire, ascienda o descienda sobre un nivel determinado. Esto relegaría el empleo de los mensajes vocales a la información no rutinaria, de tal forma que se solventarían los problemas del lenguaje que actualmente ocurren cuando un controlador intenta entablar contacto con un piloto en un lenguaje que es extraño para los dos.

Existen también interesantes perspectivas en el desarrollo de la presentación de datos radar SSR.

Otra posibilidad, actualmente en fase de estudio, consiste en el empleo de pantallas de ángulo de visión variable, en la que el operador podría ver las tres dimensiones de una imagen desde cualquier ángulo. Con los equipos actuales, los operadores sólo pueden ver las imágenes en la denominada vista en planta (PPI), es decir, como si estuviesen viendo una imagen aérea de la situación. Con el nuevo sistema en perspectiva el operador podrá utilizar sus controles para ver la misma imagen vista de perfil, con los aviones separados por la altura existente entre ellos; o bien, ver la situación desde el ángulo que requiera el propio controlador. Tales pantallas deberían presentar los aviones en diferentes colores dependiendo de la banda de altitud donde se encuentren, disponiendo cada operador de un par de pantallas, una para mostrar toda la imagen completa y la otra para visualizar una parte de la imagen ampliada a la máxima resolución para obtener los máximos detalles.

Muchos expertos ven automatizado completamente el control del tráfico aéreo como un resultado inevitable del actual trabajo

en curso, aunque su introducción tardará todavía un poco de tiempo. Si los aviones tienden a ser controlados por un sistema completamente automático, éste debe ser altamente fiable por lo que se han hecho y se están haciendo grandes esfuerzos en este sentido: en 1960 un interrogador SSR, que trabajaba a válvulas, tenía un tiempo medio de 250 horas entre fallos. El contrato para el SSR 955, que se está construyendo para el gobierno canadiense, tiene como una de sus especificaciones la de 50.000 horas de funcionamiento entre fallos (alrededor de 5 años y medio) empleando para tal requisito el concepto ya explicado de duplicidad de elementos. Para garantizar el control automático del tráfico aéreo los equipos empleados deberán tener aproximadamente alrededor de 10.000.000 horas de trabajo entre fallos (alrededor de 1.170 años).

Este requisito tan estricto de fiabilidad estará disponible dentro de los próximos 25 años, pero se necesitará el empleo de muchas nuevas técnicas y Cossor estará presente en ellas. ■

Nota: Este artículo está basado en el libro del mismo título del Dr. Alfred Price.



DISTRIBUIDOR OFICIAL



TODA LA GAMA DE ORDENADORES Y PERIFERICOS COMMODORE

ACCESORIOS PARA C-64, C-128 AMIGA Y P.C. COMPATIBLES

DISKETTES Y ARCHIVADORES

COMPONENTES PARA COMMODORE Y P.C.

SOFT DE GESTION Y UTILIDADES

SERVICIO TECNICO DE REPARACIONES

CONDICIONES ESPECIALES PARA DISTRIBUIDORES

SOLICITE NUESTRO CATALOGO
ENVIOS CONTRA REEMBOLSO

CALABRIA, 23 ENT. 4.º

08015 BARCELONA T. 93-424 34 22

COMPONENTES ELECTRONICOS

HEMBILLAS  CLAVIJAS	CLAVIJAS  HEMBRAS	HEMBRAS  BASES	ASAS  DISTRIBUIDORAS
INDICADOR  MANDO	CONTROL  CONTROL	PANEL  INDUSTRIAL	UNIVERSAL  UNIVERSAL
UNIVERSALES  UNIVERSALES	ACUSTICAS  FRONTALES	TOMA CORRIENTE  DESMULTIPLICADORES	CAJAS  GIRADISCOS
CIRCULARES  3 Amp	ONDA  10 Amp	5 Amp  10 Amp	15 Amp  15 Amp
BOBINADOS  PRE AJUSTE	DESILIZANTE  CONTROL NIVEL	5 Wats  3 Wats	250 Wats  10 Wats

manufacturas radio eléctricas ASTRA

Calle Sugranes N.º 28 - 08028 BARCELONA - Tel. 422 01 04

¡Elektor se encarga de vigilar a su pequeño!

Anuncio por palabras: «se ofrece canguro». Coste limitado a una única contribución de unos pocos miles de pesetas. Tiempo de servicio ilimitado. Un pequeño anuncio de este tipo, ¿no le extrañaría enormemente? Y, sin embargo, aunque está constituido en su mayor parte por silicio, cobre y carbono, el canguro que le propone sus servicios, es real. Un canguro electrónico que no duda en llamarle, esté donde esté, si el ejercicio vocal y pulmonar de su pequeño dura demasiado tiempo.

TELECANGURO

Lista de componentes

Resistencias:

- R1=2k2
- R2, R3, R6=47 k
- R4=1 k
- R5=100 k
- R7=68 k
- R8, R15, R17=10 k
- R9, R11=1 M
- R10, R13, R18=470 k
- R12, R16=680 k
- R14=4M7
- R19=2M2
- R20=10 Ω
- P1=1 M ajustable
- P2=10 k log

Condensadores:

- C1, C13=10 μ/16 V
- C2, C4, C5, C11=100 n
- C3=330 n
- C6, C9=100 μ/16 v
- C7=150 n
- C8=4.7/16 V tantale
- C10=180 n
- C12=220μ/16v

Semiconductores:

- D1...D6=1N4148
- T1, T2=BC 557
- IC1=LM358
- IC2=LM386
- IC3=4093
- IC4=4013
- IC5=4538
- IC6=4060

Varios:

- micrófono electret al-tavoz 8Ω/0,2W Re
- 1=relé 5V (como el Siemens DLR V23100-V4005-A Erni DILRID 10L34, etc.).

Todo esto parece muy interesante, ¿verdad?. Ser llamado por un dispositivo automático cuando el bebé llora durante algún tiempo. El esquema del montaje demuestra que es realidad. Después de un minuto de lloros constantes, nuestro telecanguro llama a sus padres o a la persona encargada, gracias a lo cual puede darse cuenta de lo que pasa, no visualmente, pero sí auditivamente. Aquí está el quid de la cuestión, esta unión no debe traspasar los límites de su casa. ¿Por qué?, se preguntarán los lectores. Por la simple razón que a nuestra telefónica no le gusta que se conecte cualquier aparato que no sumi-

nistren ellos, a su red. Ciertamente, esto está cambiando y es conocido que ninguna autoridad se preocupa de la legalidad de la venta de teléfonos venidos de otro cuadrante. Para permanecer al cubierto de cualquier crítica suponemos que este telecanguro estará conectado con la central telefónica doméstica publicada, o a otro sistema intramuros de este tipo. Nos hace falta disponer de un teléfono del extremo oriente (o de una copia europea), dotado de una memoria que almacene el último número compuesto (Redial). Esta característica es indispensable para el buen funcionamiento de este montaje, ya que hace fal-

ta indicar al telecanguro a qué número debe llamar y esto antes de que Vd. abandone la habitación en cuestión (o su domicilio). Supongamos, por ejemplo, que tenga un teléfono, (aparato 3) en su taller de bricolage. Antes de abandonar la habitación del niño, se pondrá 3 en la memoria en el teléfono, que por supuesto se encuentra en la habitación. En caso de lloros prolongados, el montaje marca el número que tiene en memoria y el aparato que está en el taller sonará. El lector puede comunicar directamente con la habitación donde está llorando su hijo... Para evitar una repetición continua de este proceso después

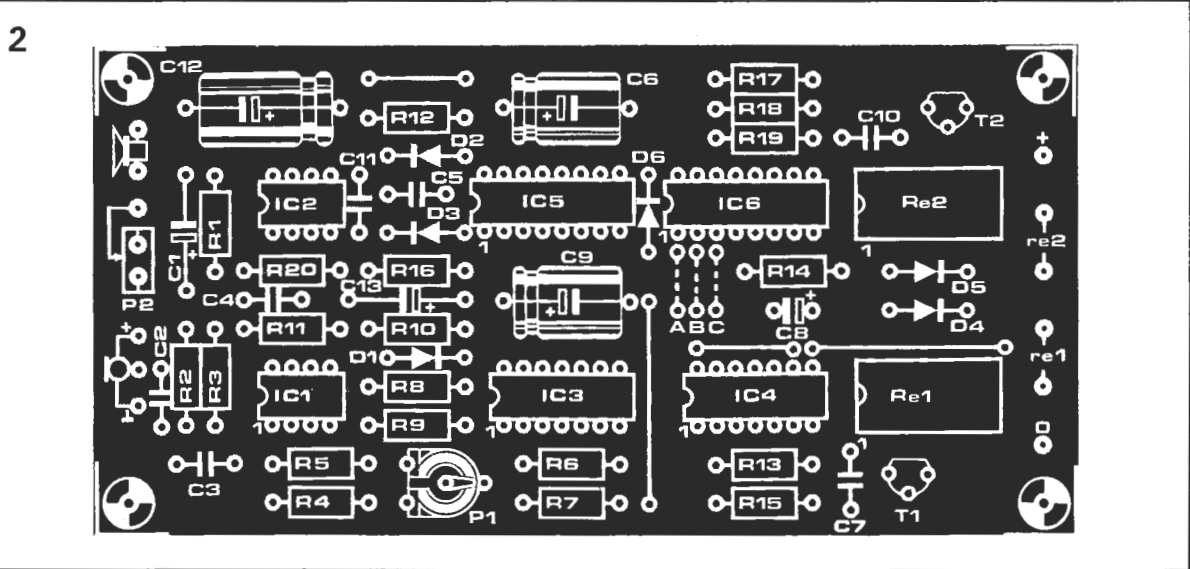


Figura 2. Serigrafía de implantación de los componentes del montaje.

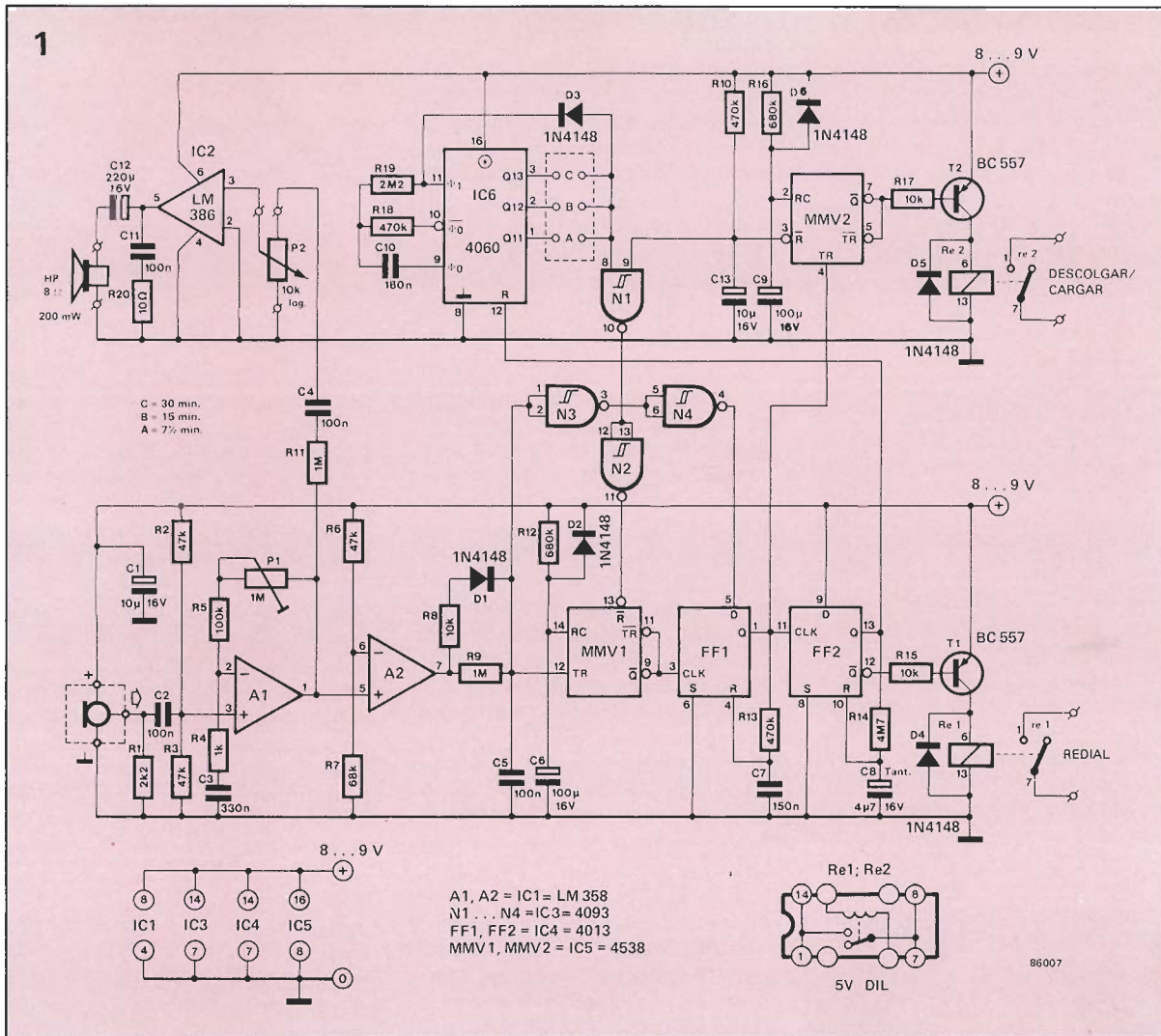


Figura 1. Esquema del telecanguro cuidador de su bebé. Podría intentar conectar la salida altavoz directamente a los bornes del altavoz del teléfono.

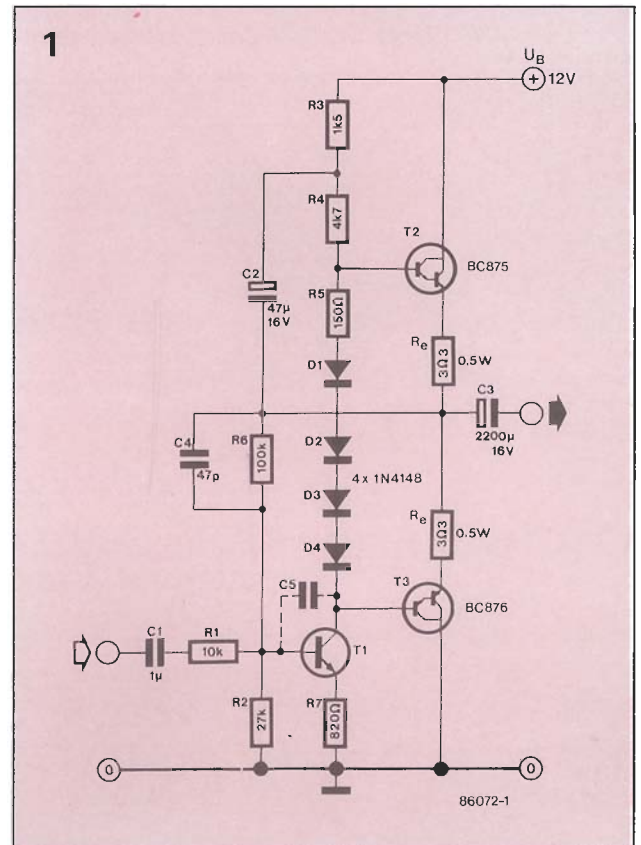
de que haya respondido, hemos dotado al montaje de un temporizador regulable (hasta de un cuarto de hora), de forma que transcurrido este tiempo, si el angelito se ha dormido, el teléfono no sonará más. Le parecerá evidente que no se puede establecer una unión al menor ruido, por esta razón hemos diseñado el montaje de tal forma que el niño tiene que llorar (de forma ininterrumpida) durante por lo menos un minuto, antes de que el telecanguro entre en acción para llamarle.

Anatomía del telecanguro

El esquema del montaje viene detallado en la figura 1. El conjunto puede dividirse en cuatro partes: el detector, dotado de su micro, el transmisor y su altavoz, el dispositivo de descolgar y el temporizador con oscilador integrado, centrado en IC6.

No hace falta decir que el micro debe estar colocado lo más cerca posible de la cuna, sin que pueda servir de sonajero para el bebé, y el altavoz tan cerca como sea posible del micro del teléfono.

Veamos cómo funciona todo esto. Mientras el detector no detecta más que ruidos de pequeña duración (estornudos, suspiros, etc.), A1 amplifica estos últimos antes de transmitirlos al altavoz por medio de P2 y de IC2, (ajuste de volumen), pero las cosas se quedan así. La salida del comparador que constituye A2 cambia de nivel cuando hay ruido, y se dispara MMV1; este multivibrador debe permanecer disparado durante un minuto (el valor de este tiempo está en función de los valores de R12 y C6), antes de que los datos sean transmitidos a la base de FF1 a través de los triggers de Schmitt N3 y N4. Así el bebé puede llorar todo lo que quiera; durante el primer minuto no pasa nada. Una vez que se cumple que lllore durante un tiempo que sobrepasa el definido por C6 y R12, F1 recoge un impulso de reloj ge-



nerado por MMV1, lo que provoca la toma en cuenta de las informaciones aplicadas a la patilla 5 de FF1. Su salida Q (patilla 1) sube al nivel lógico alto, cambio que, por un lado dispara MMV2, y por otro pone a cero FF1 a través de R13 y C7, lo que hace pasar al nivel bajo la salida Q de la báscula FF1. Por esta razón hemos montado FF2 como multivibrador monoestable que mantiene el impulso generado por la salida Q de FF1 durante una duración del orden de 20 segundos, (duración determinada por los valores dados a C8 y R14). El relé de redial, Re1, permanece cerrado durante unos 20 segundos por medio de la salida Q de FF2 (patilla 12) y T1.

Antes que el montaje pueda marcar el número, tiene que tener, de una forma u otra descolgado el teléfono. Esta función es realizada por MMV2, cuando la salida Q de FF1 pasa al nivel alto, es decir, en el momento de disparo de FF2. Entonces Re2 es controlado por T2 y «el teléfono está descolgado». Contrariamente a lo que pasa con Re1, el relé «teléfono descolgado» (HOOK ON/OFF)

permanece pegado durante cerca de un minuto. C9 y R15 son los componentes de los cuales depende esta constante de tiempo. Después de aproximadamente un minuto, el telecanguro interrumpe la unión con el dormitorio. El valor de este tiempo puede ser modificado según sus deseos. Si lo desea alargar, basta con aumentar los valores de C9 y/o R16; si lo desea reducir, no tiene más que reducir dichos valores.

Tal y como indicamos al principio del artículo, el telecanguro no volverá a descolgar inmediatamente el teléfono, incluso si su retoño no le tiene un minuto para intentar consolarle. Una nueva llamada no puede tener lugar hasta que la salida Q (Q11, Q12, Q13) de IC6 conectada a la patilla 8 de N1 pase al nivel lógico alto. Según el conmutador telefónico de salida (A, B, o C) implantado, la duración de espera será 7, 5, 15 ó 30 minutos. Además de la excitación de los dos relés vía FF2 y los transistores T1 y T2, respectivamente, la llegada de un impulso en la salida Q de FF1 sobre la entrada Reset de IC6, provoca un paso a nivel bajo de todas las salidas del circuito IC6, en consecuencia, el proceso de cuenta vuelve a comenzar. Mientras que la salida Qn conectada a la patilla 8 de N1 permanece en el nivel bajo, a la entrada de puesta a cero de MMV1 (patilla 13) se le aplica un nivel bajo por medio de la puerta N2; este multivibrador permanece bloqueado impidiendo el envío de un impulso de reloj a FF1. Este bloqueo se levanta al subir al nivel lógico alto la salida Qn correspondiente del 4060, y, si las circunstancias lo exigen, el número presente en memoria se vuelve a marcar. Si en este instante el micro no detecta más sonido del nivel suficiente, el teledetector permanecerá apagado.

La red RC R10/13 constituye un dispositivo de puesta a cero mientras se pone en tensión (Power On Reset), destinada a evitar una composición inmediata del número en memoria, en la puesta en tensión del montaje. Al encender el equipo, C13 se descarga de forma que la entrada de puesta a cero de MMV1 se encuentra, vía N1 y N2, al nivel bajo, y este multivibrador no puede generar impulsos de reloj a FF1. Una vez que la tensión en los bornes de C13 ha aumentado suficientemente para hacer cambiar

de nivel a las puertas N1 y N2, el montaje está listo para funcionar.

Construcción y ajuste

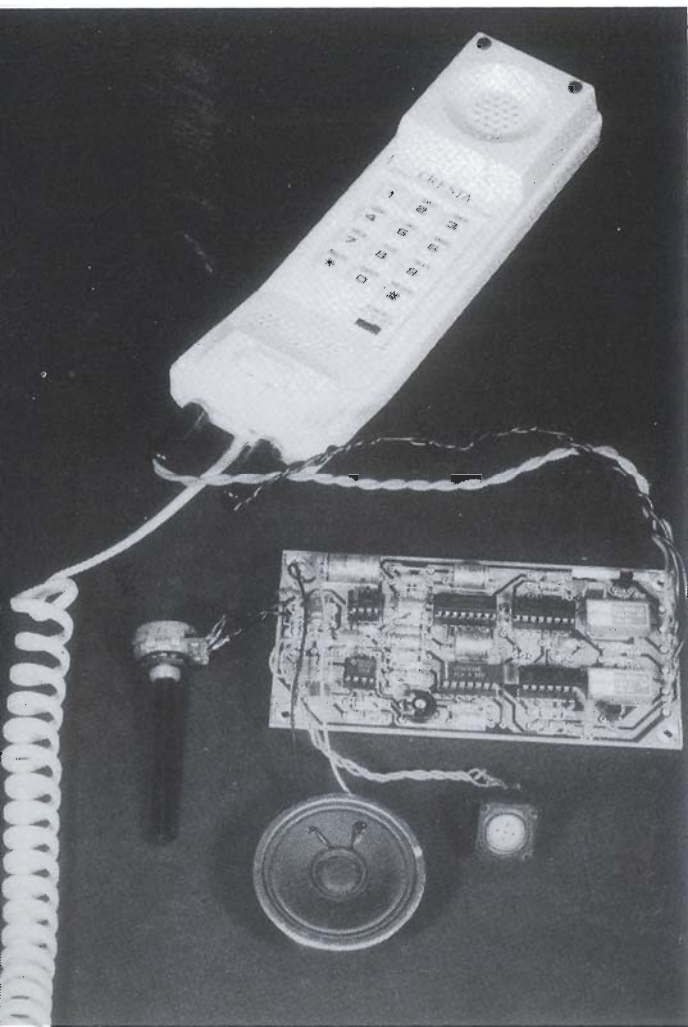
Vamos a poner el carro antes que los bueyes. No hay más que hacer dos ajustes: el de la ganancia de A1, es decir la sensibilidad del montaje, y el volumen del altavoz (actuando sobre P1 y P2 respectivamente). Las posiciones en las que hay que poner los dos potenciómetros dependen de su gusto y sus necesidades. Si da una ganancia muy importante a A1 se arriesga a una distorsión de sonido. La elección de una ganancia muy pequeña se paga con problemas de ruido. Haciendo algunos ensayos puede encontrar la posición conveniente.

Ya no queda mucho más que decir relacionado con el montaje y su conexión al teléfono. La utilización de la placa de la figura 2 transforma la realización de este montaje en un juego de niños. No nos interesamos más que en la conexión del teléfono. Como ilustra la fotografía, hay que empezar por dotar al teléfono con un par de conectores jack de salida: el primero destinado a atacar el relé de recomposición del último número en memoria (redial) y el segundo para el relé de descolgar (HOOK ON/OFF). Los puntos correspondientes son relativamente fáciles de encontrar en el interior del aparato (fíjese que en los teléfonos hechos en Hong-Kong es frecuente que el tornillo de fijación de las dos partes de la caja esté escondido bajo la etiqueta de la marca o la fábrica. Hay que buscar en el circuito impreso los dos puntos en los cuales está conectada la tecla «redial» y que se conectarán al primer jack hembra. Se buscará a continuación los puntos de conexión de la tecla HOOK ON/OFF, la tecla en la cual reposa el teléfono cuando está puesto sobre un objeto plano, y se conecta ahí el segundo jack hembra.

El tipo de caja a utilizar para colocar el telecanguro es cuestión de gustos, dejamos enteramente la decisión en sus manos.

Concluimos con una cifras sobre este montaje: en reposo su consumo se sitúa en unos 10mA una pila de petaca de 4,5V es la forma de asegurar el funcionamiento impecable durante varias decenas de horas.

Figura 3. Esta fotografía muestra una forma de implantar los conmutadores telefónicos de control de los relés «redial» «HOOK ON/OFF» en la caja del teléfono. Se puede igualmente conectar directamente los contactos de los relés con las conexiones de las teclas correspondientes.





SUSCRIPCION DE PRUEBA POR TRES MESES

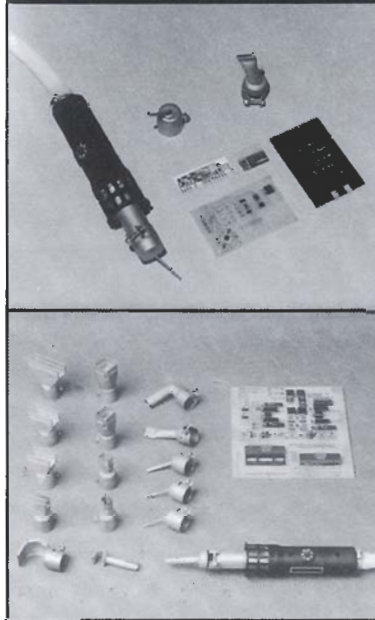
Aproveche esta oportunidad.

Sólo hasta el 29 de abril de 1988
le ofrecemos la posibilidad de suscribirse a prueba a
PC MAGAZINE.

El precio de esta suscripción es de sólo 1.975 Ptas.
Y además, le enviaremos de forma TOTALMENTE GRATIS
el Disco de Utilidades núm. 1, exclusivo de
PC MAGAZINE. Se sorprenderá de su utilidad.

**RELLENE Y ENVIE HOY MISMO LA TARJETA
DE SUSCRIPCION A PRUEBA
QUE ENCONTRARA EN LA PAG. 41**

ESTAÑAR Y DEESTAÑAR COMPONENTES SMD
con el fino chorro de aire caliente
del aparato LEISTER LABOR "S"



Con una regulación electrónica sin escala de la temperatura desde 20 hasta 600°C y un control del caudal de aire de 1 a 150 litros por minuto, el LEISTER LABOR estaña y desestaña sin contacto componentes SMD y DIP en 2-4 segundos, verifica componentes electrónicos, retrae manguitos y piezas retráctiles. Dispone de una amplia gama de toberas de desestañar de cuatro pasos para QUAD-PACKS y toberas de desestañar de dos pasos para PACKS planos y cajas DIP. Está protegido electrónicamente en el caso de un corte en el suministro de aire. Disponible en 220/500 W.

Solicite prospecto gratuito L.L7002

Quero Hnos, S.A. Cavanilles, 1 - 28007 MADRID
Tel. 551 88 05 (6 líneas). Tx. 23758 KERO-E

CURSO TECNICO DE INTRODUCCION A LA ELECTRONICA

Este curso pretende actuar como directriz para todo aquél que desee introducirse en el cálculo y diseño de circuitos con semiconductores. Para facilitar el aprendizaje, se presentan los diversos circuitos de una forma más simple y didáctica. Con una mínima preparación teórica y matemática el lector consigue desenvolverse en el tema del diseño electrónico.

700 Ptas.

(IVA INCLUIDO)



Piza, República Ecuador, 2. 1.º
28016 Madrid, Teléf.: 4579424

Pida su ejemplar en el (91) 255 63 25

curso técnico
de introducción
a la electrónica

Primera edición

INGELEK, S.A.

Incluso si no diseña sus propios amplificadores de potencia, puede encontrarse de un día para otro un circuito de amplificación defectuoso, el suyo o el de un amigo al que le gustaría hacerle un favor.

En ese caso es conveniente conocer algo sobre ellos. Con este artículo queremos darle la ocasión de adquirir algunas nociones básicas sobre los amplificadores de potencia a distintas frecuencias y los distintos tipos de circuitos.

AMPLIFICADORES DE POTENCIA BF

La función de un amplificador de potencia es pasar de una señal de unos pocos milivoltios a unos vatios, para hacer vibrar la membrana de un altavoz. No basta con hacer una amplificación de tensión, sino también una amplificación de corriente. Es difícil conseguir un amplificador con un solo transistor. Si la amplificación debe hacerse en normas HiFi, esto exige una cantidad de circuitos bastante compleja cuyos diferentes subconjuntos se repartían las tareas de amplificar la tensión y la corriente.

Circuitos fundamentales y... problemas fundamentales

La figura 1 muestra claramente de qué se trata. En este circuito, el más simple que se puede hacer, tres transistores (¡solamente!) se encargan de generar una potencia de medio vatio sobre 8Ω a partir de una señal de entrada de 200 mV. Estamos en el límite del margen de la alta fidelidad.

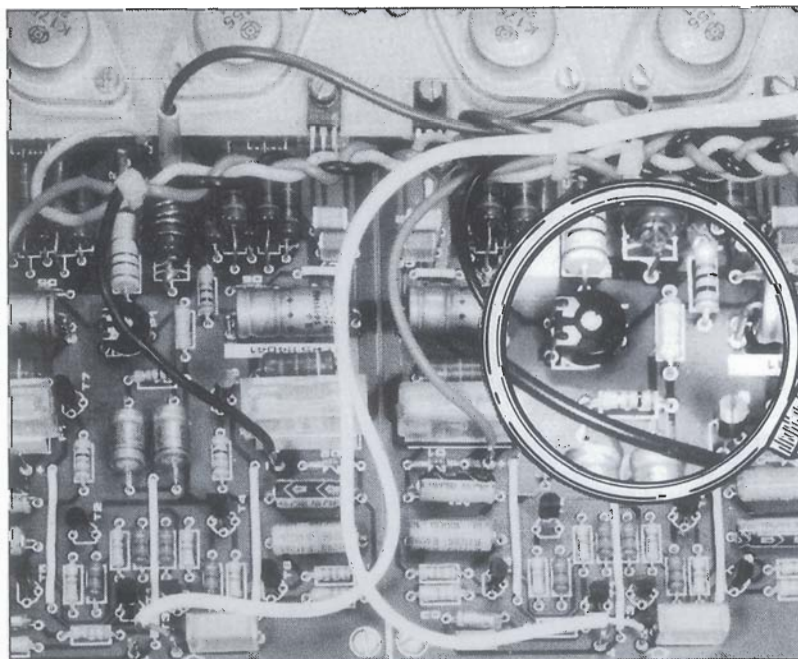
Partiendo de este ejemplo, podemos hacer una lista de todo lo que podemos esperar con este circuito. Para empezar hay que hablar de la potencia, esa característica intrínseca de los amplificadores...de potencia.

En este caso es medio vatio; viene definida con relación a la impedancia de carga dada: 8Ω . Una vez conocidos estos valores es posible calcular, con la ayuda de las fórmulas apropiadas, la naturaleza de la señal a la salida del amplificador.

La corriente es $I = \sqrt{P/R}$
La tensión $U = \sqrt{PR}$

El amplificador de tres transistores deberá ser capaz de generar 0,25A y 2V en valores eficaces, pero como es necesario que el circuito resista también los valores de pico (de señales senoidales), esto significa que nuestros transistores de salida deberán ser capaces de entregar una corriente de $0,25A \times \sqrt{2} = 0,35A$

Lo que no debe plantear ningún problema al par BC875/876 del cual la corriente del colector pue-



de alcanzar hasta 1A. Pero veamos el amplificador de tensión. Para entregar 2 Vef en la salida del circuito debe tener una ganancia de $2V \times 2 \times 2 = 5,7V$

Como no se pueden saturar nunca los transistores de un amplificador de potencia, hay que contar con 1,5V de margen de tensión de saturación, más 1V para cada resistencia de emisor (Re).

Lo que da:
 $5,7V + 2 \times 1,5 + 2 \times 1V = 10,7$

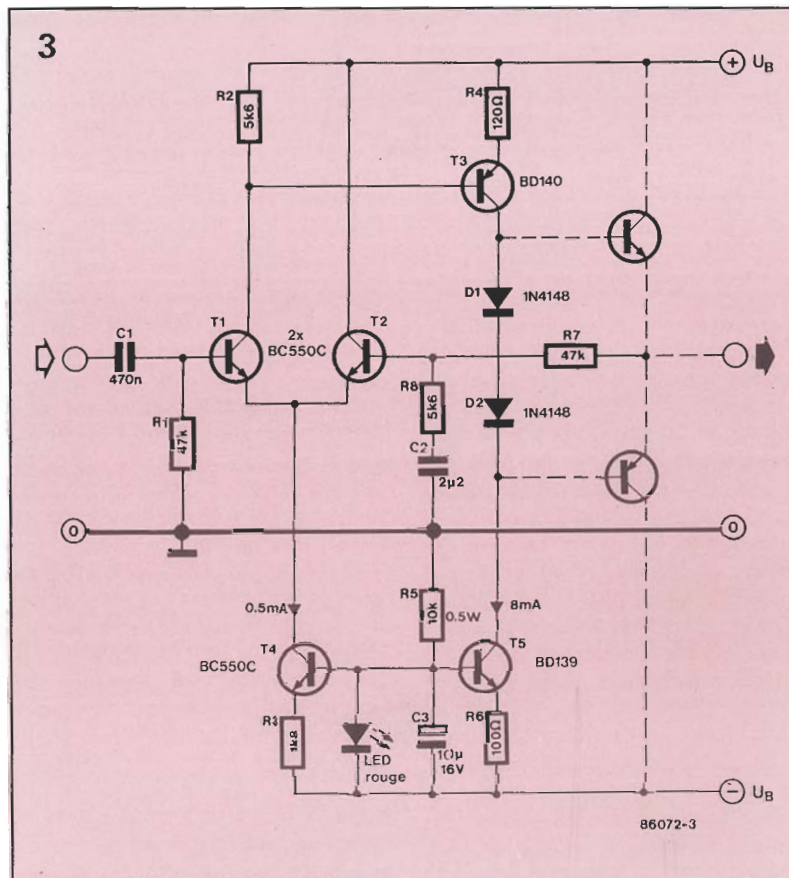
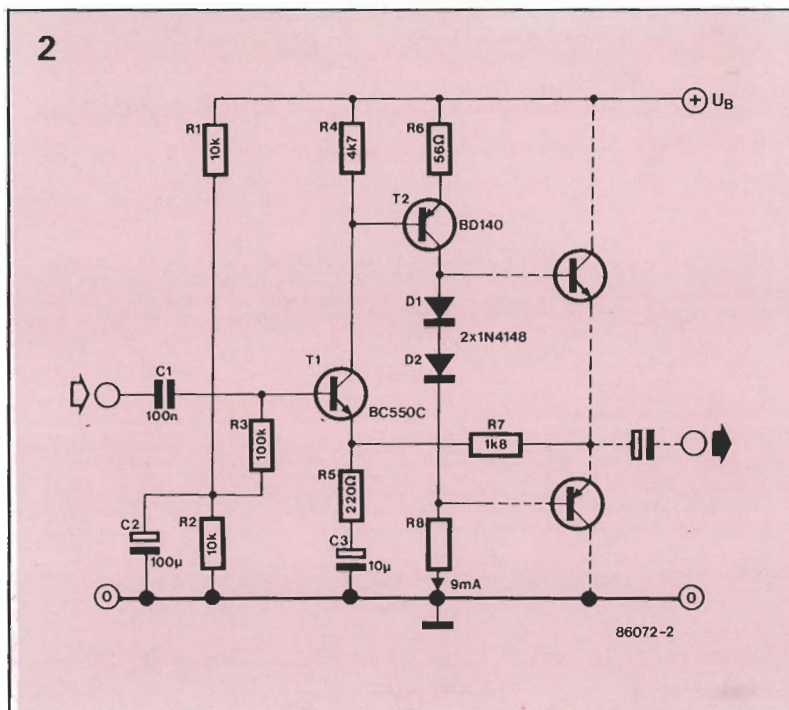
En nuestro caso nos conviene una tensión de alimentación de 12V.

Ahora hay que generar en los transistores de potencia una corriente suficiente para modularlos. Para una corriente de salida de 0,35A y unan ganancia en corriente de 1000 para T2 y T3 hace falta una corriente base de 0,35mA. Lo que no plantea problemas, ya que la corriente del colector de T1 es de 0,75mA

$$\frac{U_B - U_{01} - U_{02}}{2} / (R_3 + R_4)$$

El driver no lleva aquí más que un único transistor (T1), lo que tiene sus consecuencias. La realimentación se obtiene por la reinyección de una fracción de la señal de salida de R6 en la base de T1. La ganancia viene dada por la relación $R6/R1$ o sea 10, ó 20dB. En este cálculo despreciamos R2, admitiendo que la resistencia de salida de la señal es suficientemente débil. La ganancia en bucle abierto se obtiene sin contra-reacción. En un driver de un solo transistor esta ganancia obligatoriamente está limitada. El proceso de aumento artificial de la impedancia, más a menudo llamado «bootstrapping», obtenido con C2, nos procura una impedancia (en alterna) muy elevada en el colector de T1, de forma que la ganancia de tensión de T1 (bucle abierto) es máxima, pero no se puede esperar un factor mejor de unos 5000, incluso sin la resistencia de emisor (lo que aumentaría considerablemente la distorsión) de T1 (R7). Con el valor de 820Ω indicado para R7, T1 llega a una ganancia en bucle abierto de 100 (40dB). Partiendo de una ganancia de 20dB, quedan 20dB para la realimentación, lo que es un valor tan pequeño que hará falta contar con una tasa de distorsión de un 1% a plena modulación.

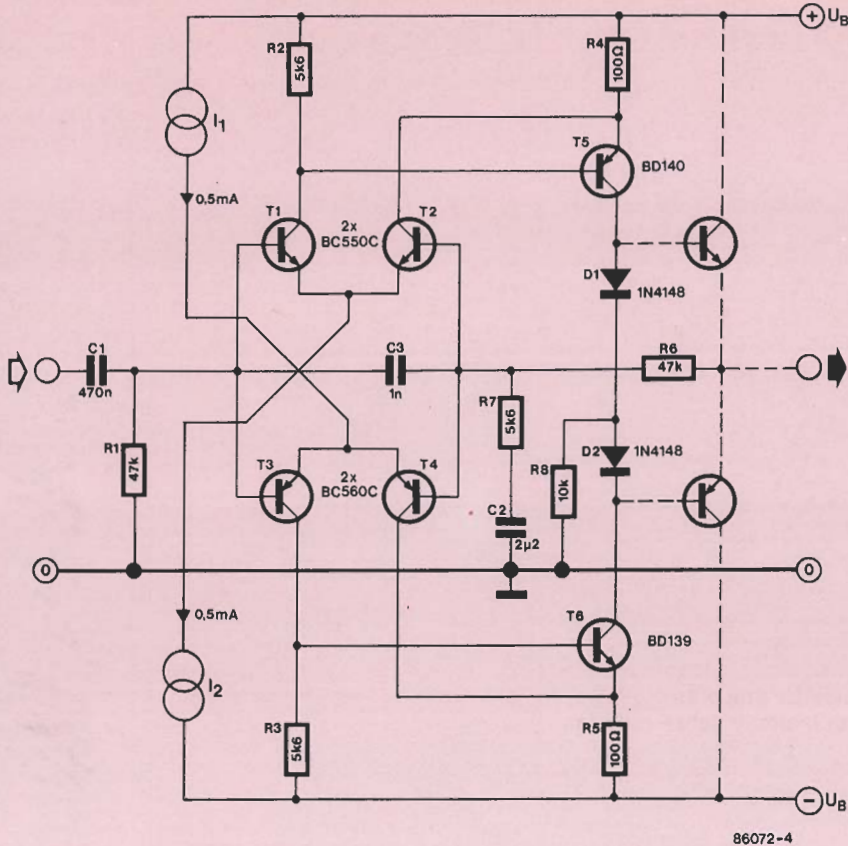
Otra característica importante a nivel de driver es el ruido de fondo, unido directamente al tipo de transistor, por un lado, y por otro, a la corriente del colector para



una impedancia de entrada dada. Para un BC550C, haría falta una corriente de colector de 0,2mA para obtener las mejores prestaciones posibles, vista la ficha de sus características. Con 0,75mA estamos un poco lejos de este valor.

No menos importante es la estabilidad de un amplificador, sobre todo cuando el factor de rea-

limentación es elevado. Hay que contar con las capacidades parásitas (pistas del circuito impreso, disposición de los componentes en la placa) e internas (por ejemplo, la capacidad colector-emisor de un transistor) y las inducciones del mismo tipo, que provocan un desfase negativo de la señal de realimentación, que aumenta con la frecuencia de esta señal. En ca-



distorsión, la estabilidad (ganancia en bucle abierto), el bajo ruido y la corriente de modulación suministrada a los transistores de potencia. Por razones prácticas hay que vigilar que el rango de tensiones de salida de los drivers sea suficientemente amplio con relación a su tensión de alimentación: el rendimiento de la etapa de potencia será elevado y la disipación pequeña. Desde la invención del transistor, se cuentan con los dedos de la mano los circuitos drivers notables. De los 5 tipos de circuitos, se ha presentado el más simple, y de peores características en la figura 1; los demás se muestran en las figuras 2 a 5.

Circuito complementario

Es evidente que el par de transistores complementarios de la figura 2 realizará mejor sus funciones de lo que lo hace el único transistor de la figura 1. Es un circuito típico para amplificadores con tensión de alimentación asimétrica. La presencia conjunta de dos transistores permite hacer trabajar a uno con una corriente de colector bien dimensionada para reducir el ruido de fondo, y el otro con corriente del colector calibrada por una modulación eficaz de los transistores de poten-

tos extremos, la realimentación se transforma en acoplamiento directo y el amplificador se pone a oscilar. Para garantizar la estabilidad del circuito, hace falta que la ganancia en bucle cerrado de la etapa driver sea ligeramente menor que la unidad a las frecuencias en las que el desfase es crítico en la realimentación. La medida más simple a tomar consiste en limitar la ganancia a frecuencias elevadas con la ayuda de un condensador. Esta es la tarea de C5 en la figura 1. Para compensar un deterioro eventual de la banda pasante, se puede jugar con el valor de C4, lo que es menos perturbador que añadir C5. Pero la respuesta en régimen de impulsos no mejora mucho, y el amplificador se vuelve más sensible a la complejidad de la carga en la salida: el altavoz.

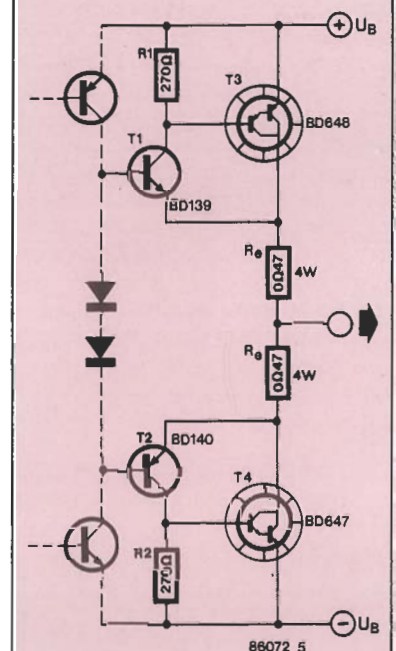
Otra medida consiste en dotar cada etapa de amplificación en tensión de una realimentación, con lo que se obtiene una ganancia en bucle abierto pequeña, pero estable hasta las frecuencias más elevadas; podemos así contentarnos con el factor de realimentación general bastante más

pequeño. La distorsión se mantiene en unos límites aceptables. Para aplicar este proceso hay que tener alguna experiencia en materia de compensación, a pesar de que el balance de la intervención se reduce frecuentemente a nada. En la figura 1, ésta es la misión entre otras de R7.

Resumiendo, se puede afirmar que las características musicales de un amplificador están determinadas por las etapas driver y, en menor medida, por la configuración de los transistores de potencia; mientras que tratándose de potencia, los transistores de salida son los determinantes y, en menor medida, las etapas driver. Dicho de otra forma, un buen amplificador es una hábil combinación de etapas de potencia y etapas driver.

Driver

Como hemos dejado entrever, la tarea de una etapa driver es a la vez variada y esencial. Sus características principales son la ganancia de tensión, la pequeña



cia. Además de esto, y contrariamente al circuito de la figura 1, el driver de la figura 2 tiene una entrada BF no invertida y tolera impedancias de entrada más prácticas de hasta 100KΩ. La corriente más elevada de T2 garantiza una mejor banda pasante al driver. Bien entendido que la ganancia en bucle abierto y el factor de realimentación son bastante más elevados, de forma que podemos esperar una menor tasa de distorsión (0,1-1%). Lo prudente es operar con una realimentación de los transistores amplificadores de tensión por medio de resistencias de emisor (por ejemplo R6). Con los valores de componentes indicados, este circuito tiene una ganancia en bucle abierto de 55dB (R8=15KΩ). La realimentación se sitúa a unos 35dB.

Amplificador diferencial

Para conectar las etapas de potencia a una tensión de alimentación simétrica (sin condensador de salida), hace falta un driver diferencial (figura 3). Este circuito presenta unas características ligeramente superiores a las de la figura 2, con tal de reemplazar la fuente de corriente T5 por una resistencia, como suele suceder en los circuitos simples. Pero con una fuente de corriente de este tipo, la ganancia en bucle abierto alcanza 85dB, lo que nos da unos 65dB de realimentación y una distorsión que va de 0,02 a 0,2%. Este circuito también presenta la ventaja de una inmunidad casi total a las variaciones de la tensión de alimentación. Entra en limitación de forma más simétrica que los anteriores, por lo que se puede esperar un buen rendimiento. Desgraciadamente un amplificador operacional tiene un ruido de fondo más elevado que el de un transistor (3dB). Considerando el nivel elevado de las señales tratadas por un amplificador de potencia, este inconveniente es casi despreciable.

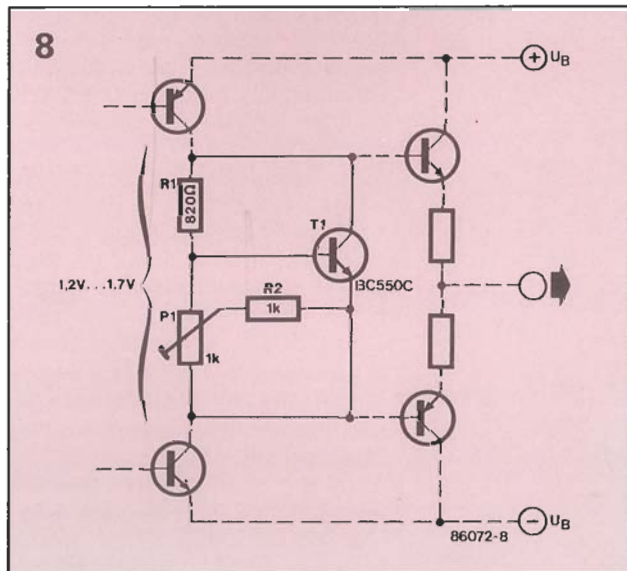
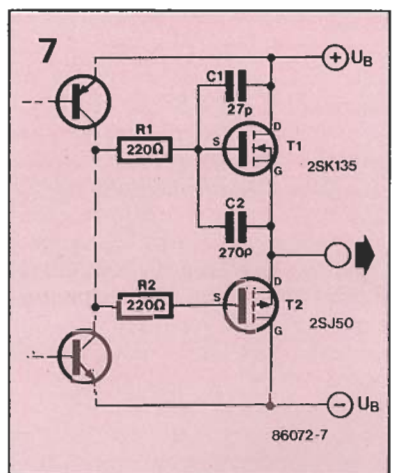
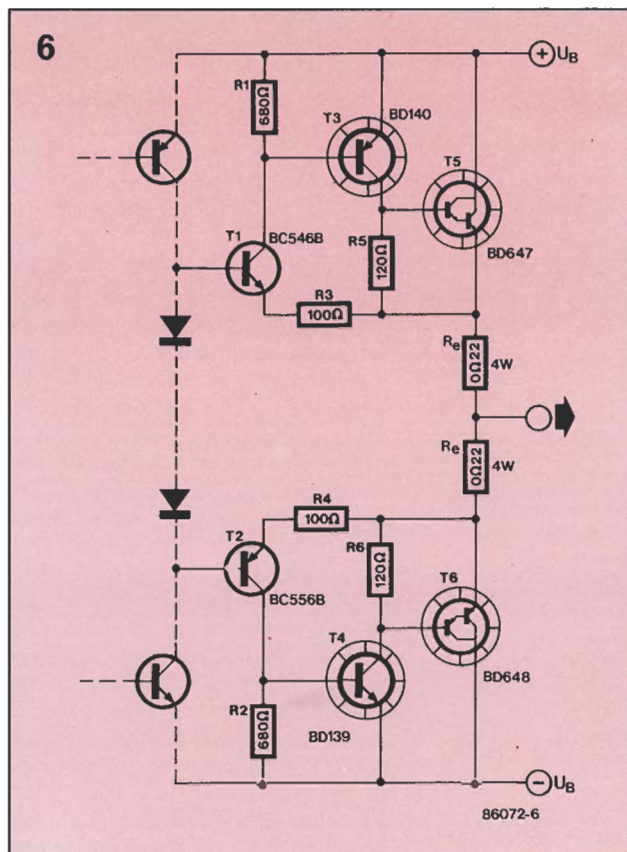
Amplificador diferencial simétrico en oposición de fase

Las características del circuito de la figura 4 son todavía mejores. La puesta en paralelo de dos

transistores en régimen alterno (T1 y T3, T2 y T4) reduce el ruido de fondo a 3dB. Las distorsiones son mínimas y la ganancia en bucle abierto es tan elevada (100dB a pesar de las resistencias de emisor), que hace falta limitarla, con la ayuda de C3, a frecuencias elevadas, a pesar de lo cual el circuito se vuelve un poco inestable. La ganancia importante se atribuye a la oposición de fase entre T5 y T6 y al hecho de que operan con una resistencia casi negativa. Aquí, R8 lleva la ganancia en bucle abierto a unos 85dB, lo que tiene la ventaja de garantizar la estabilidad del amplificador hasta unas frecuencias del orden de cientos de KHz, para una ganancia en bucle abierto siempre elevada; de donde resulta un tiempo de subida rápido y una distorsión de intermodulación muy pequeña. La distorsión armónica de este circuito debe estar entre 0,01 y 0,1% (valores muy relacionados con la configuración de la etapa de potencia). La etapa es capaz, a plena modulación y sobre toda la banda audio, de obtener un 0,002% de distorsión para una ganancia de 20dB (realimentación=65dB).

Etapas de potencia

Por etapas de potencia, nosotros entendemos aquí no las de un amplificador de potencia completo, sino únicamente la etapa de salida, por oposición al driver del cual acabamos de hablar. En este campo, las variaciones posibles son más numerosas que para las etapas de entrada. Hemos visto la versión más simple en la figura 1: dos transistores complementarios en seguidor del emisor. Si estos son del tipo Darlington, es para cargar lo menos posible el driver. La función esencial de la etapa de potencia es convertir en la mayor corriente posible a partir de la tensión generada por el driver, para obtener la potencia requerida. Sus características esenciales son la linealidad de la ganancia de corriente, la rapidez de conmutación (siempre crítica con los semiconductores), la mínima tensión de saturación (rendimiento), y la estabilidad de la corriente de reposo, que no deja de ser importante, ya que la mayor parte de los amplificadores de potencia funcionan en clase AB, es decir con corriente de reposo. Hemos renunciado aquí a la representación de etapas pseudo-com-



plementarias ya que existen transistores mejores que el 2N3055, y que estos nuevos semiconductores de potencia se fabrican en tipos complementarios.

Darlington complementarios

Es posible dominar la corriente de reposo del circuito de la figura 1 gracias a las resistencias de emisor de valor óhmico grande. En funcionamiento, los transistores producen calor, la tensión base-emisor cae $U_{BE} - 2\text{mV/K}$, lo que provoca un aumento de la corriente de reposo que, a su vez, se traduce en un aumento de la temperatura...etc. Con el circuito de la figura 5 esto no sucede. La tensión U_{BE} de T1 y T2 ejerce una influencia únicamente sobre la corriente de reposo, y los dos transistores no tienen que digerir más que una corriente débil y constante. No producen más que un poco de calor, y además independientemente de la potencia de salida. La corriente de reposo de T3 y T4 se controla por la realimentación debida a las resistencias de emisor y a T1 y T2, de forma que no depende de T3 y T4. El problema que aparecía en un cascodo de potencia, es que son precisamente los transistores de potencia los que están montados en seguidor de emisor, mientras que estos componentes son los más lentos de todo el circuito. Los transistores modernos no tienen nada que envidiar, con una frecuencia de 50...100KHz en seguidor de emisor, respecto a los 10KHz de frecuencia límite de los 2N3055, pero todavía no es el valor ideal; sin contar los problemas de estabilidad y de distorsión de intermodulación. La distorsión armónica aparece debido a las variaciones de impedancia de entrada (base de T1 y T2) durante su paso por cero de la señal BF.

Superdarlington complementario

Con el circuito de la figura 6, la mayor parte de los problemas que aparecían en el de la figura 5 quedan resueltos. La impedancia de entrada es elevada (base de T1 y T2) y tan lineal (gracias a R3 y R4) que la distorsión se vuelve mínima. Por otro lado, sólo los dos transistores T3 y T4, relativamen-

te rápidos, están montados en seguidor de emisor; los semiconductores de potencia están montados en colector común. De esta manera, la etapa de potencia se comporta muy bien en presencia de señales cuadradas. La estabilidad de la corriente de reposo se mejora con relación a la del circuito de la figura 5 por el empleo de transistores de pequeña señal para T1 y T2, con una corriente de colector de 1mA. Por otro lado, las resistencias de emisor R_e pueden ser de valor más pequeño, lo que aumenta el rango de modulación y el rendimiento.

MOSFET complementarios

Con el circuito de la figura 7 se consigue la mejor relación calidad/complejidad. Los transistores MOSFET son mucho más rápidos que los transistores bipolares (distorsión de intermodulación mínima), no tienen el «efecto memoria» («recovery time») en caso de sobremodulación, y presentan una impedancia de entrada muy fuerte y lineal (distorsión armónica pequeña); en principio, los transistores drivers se vuelven inútiles, lo que simplifica el circuito. Por otro lado, los transistores MOSFET oscilan más fácilmente; esta tendencia se impide mediante las resistencias de puerta en la figura 7. Hay que tener en cuenta también la mayor capacidad interna de los tipos de canal P, que conviene compensar sobre sus homólogos de canal N, con la ayuda de condensadores externos (C1 y C2), para garantizar la estabilidad y la simetría. Otra posibilidad consiste en buscar para el canal N un tipo de transistor mejor adaptado a esta disparidad de capacidades. Pero, en este caso, la resistencia de saturación del FET del canal N será más pequeño, lo que puede conducir al que diseña a montar una resistencia de valor pequeño en el circuito de drenador para compensar la diferencia. En los HEXFET de International Rectifier, esta compensación es muy recomendable, ya que la resistencia de los modelos de canal N difiere sensiblemente de la de los modelos de canal P, para una misma potencia nominal. Más difíciles de controlar son las importantes capacidades de entrada (aproximadamente 1nF por FET). Hace falta que el driver pueda generar una buena dosis de corriente si se quiere que

el amplificador sea rápido. En cambio, se beneficia de la simplicidad de ajuste de la corriente de reposo. Los tipos de MOSFET de Hitachi, citados en la figura 7, tienen un coeficiente térmico nulo para una corriente de drenador de 100mA. Un inconveniente, que no es despreciable en los FET, es que exigen una tensión de control que debe de ser 10V superior (o inferior) a la tensión de salida máxima. Dicho de otra forma, se pierden unos 20V en polarizar estos transistores lo que no mejora el rendimiento del circuito. Para salvar esa dificultad se alimenta de driver con un suplemento de $\pm 10\text{V}$ de forma que todo el rango de modulación de los FET sea alcanzable.

Ajuste de la corriente de reposo

La estabilidad de la corriente de reposo es un detalle de gran importancia. La simplicidad del procedimiento de la figura 1, donde la tensión de base de los transistores de salida es recortada con ayuda de tres diodos, no es válida más que en los circuitos en los que las resistencias de emisor de los transistores de salida son relativamente elevadas. Pero con una corriente de reposo de 50mA la caída de tensión en las resistencias de emisor de la figura 6 no es más que 11mV. La dispersión entre las características de los diodos que se utilizarán es tal, que la corriente de reposo sería imposible de definir convenientemente. Por ello, los diodos están representados en punteado en las figuras 5 y 6. Las etapas de potencia de las figuras 5 y 6 no pueden pasarse sin una tensión de polarización estable y, sobre todo, ajustable; ésta se puede obtener con el dispositivo de la figura 8. Su curva en función de la temperatura es más o menos la de la suma de U_{BE} de los transistores de potencia. Además, la caída de tensión sobre T1 es ajustable entre $1,8 U_{BE}$ (corriente de reposo = 0mA) y U_{BE} (corriente de reposo en clase A). Si P1 se estropea, la etapa de potencia funciona sin la corriente de reposo, pero no se estropea.

Para los MOSFET es suficiente montar entre dos puertas (G) un potenciómetro ajustable cuyo valor corresponde a la corriente de reposo. Las pequeñas variaciones de tensión son compensadas por la de los FET. ■

La función de este artículo no es generar un programa MIDI completo; su fin es, más bien, incitar a la programación a los lectores que tenían ganas y, puede que necesidad, pero todavía no se habían atrevido con ciertos obstáculos. El programa presentado permite crear fácilmente funciones MIDI muy complejas, y que se venden (o, hasta ahora, compraban) caras.

CONTROL MIDI SPLIT

Figura 1. El principio del SPLIT consiste en dividir un teclado en dos o más partes que conectan cada una con varios canales MIDI. En este ejemplo los 4 puntos de división definen 5 zonas en el teclado. Para obtener que dos zonas vecinas se solapen, se crea una zona intermedia que conectará todos los canales de las dos zonas vecinas.

Un programa tipo en lenguaje máquina del 6502 para hacer MIDI SPLIT, como se dice en la jerga. Este programa funciona perfectamente, ya que se ha sacado de un «conjunto MIDI» más completo, que el autor utiliza diariamente con satisfacción.

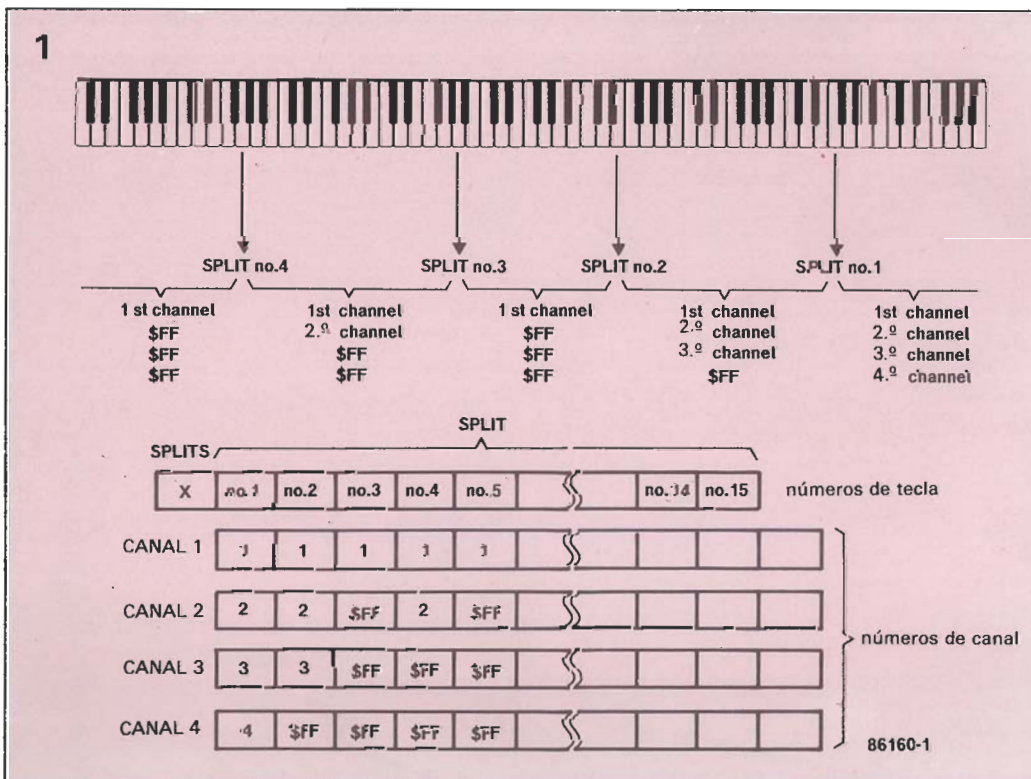
Tal y como se presenta aquí, falta por adaptarse a un microordenador equipado de un 6502, de una ACIA tipo 6850 (regulada su cadencia por un reloj de 500KHz para obtener el famoso caudal de 32Kbaud, característico del interface MIDI) con un poco de memoria disponible para el programa en

lenguaje máquina, y un programa en BASIC (fácil de hacer) para la entrada de los parámetros de división del teclado (SPLIT POINTS). Sin olvidarnos de una dosis de sentido común que hace falta para adaptar este programa a uno u otro sistema.

El número de puntos de división no está limitado a dos, tres o cuatro como en el caso de sistemas de fabricación industrial. Aquí está limitado a 15 puntos. Cada una de las zonas definidas por los puntos de división puede ser afectado por varios canales MIDI: el mínimo es 0 (lo que tiene cierto

interés) y el máximo es 4 canales MIDI por zona de teclado. Sobrepasando este límite, la lentitud relativa del interface MIDI se vuelve prohibitiva.

En resumen, este programa transforma su microordenador en MIDI SPLIT PROCESOR. Es suficiente intercalar en el trayecto de la señal MIDI que viene del teclado, antes de el (o los) sintetizador(es). De un teclado MIDI ordinario hace un MASTER KEY BOARD con unas prestaciones excepcionales: hasta 15 puntos de división y 4 canales por punto de división. La dinámica (VELOCITY) no se pierde.



La única dificultad

Como puede figurarse, el programa no puede funcionar fiablemente más que si se utilizan las posibilidades de interrupción del procesador en tiempo real, y en eso reside la única «dificultad», por lo menos para los programadores poco acostumbrados a lo IRQ. Se trata simplemente de filtrar las informaciones MIDI entrantes y compararlas con una tabla de parámetros establecidos por el usuario, en función de la posición de los puntos de división y la atribución de canales deseados, y encaminar las informaciones así filtradas por los canales que convenga.

Esto es lo que muestra el organigrama que le presentamos. Hay que señalar que el programa necesita una implantación «fina» en

Listado de un programa SPLIT, de transposición y filtrado del AFTER-TOUCH. No se han tenido en cuenta los «MIDI REAL TIME DATA».

```

10 ; *****
20 ;
30 ; * MIDI split control *
40 ;
50 ; *****
60 ;
70 ; *****
80 ; * NUMBER OF SPLIT POINTS AND CHANNEL NUMBERS *
90 ; * MAY BE SET BY A BASIC CONTROL PROGRAM *
100 ; *****
110 ;
120 6C2A= MIDIBX = MIDI ;JSR MIDIBX to run split program
130 6CF0= BASIC = BASICX ;JSR BASICX
140 ;get key number in KEYNMB
150 ;only with 'key on'
160 ;
170 ; IMPORTANT!
180 ; First NOTE in SPLIT = highest split point
190 ; Last NOTE in SPLIT = lowest split point
200 ;
210 ; MIDI I/O DEFINITIONS
220 ;
230 230 E120= STATUS = $E120 ;ACIA CONTROL REGISTER
240 E121= INOUT = $E121 ;ACIA RECEIVE/TRANSMIT REGISTER
250 ;
260 ; ASCII KEYBOARD I/O DEFINITIONS
270 ;
280 E10D= VAIFR = $E10D ;ASCII KBD INTERRUPT FLAG REG.
290 E101= VAPAD = $E101 ;KEYBOARD DATA
300 2325= KDPDO = $2325 ;LOCATION FOR BREAK
310 ;
320 ; LOCAL PARAMETERS
330 ;
340 6A7F * = $6A7F ;Object code in BASIC workspace
350 6A7F SPLITS = * ;NUMBER OF SPLIT POINTS (max 1511)
360 6A80 SPLIT = SPLITS+1 ;15 SPLIT POINTS
370 6A90 TRANSP = SPLIT+16 ;16 TRANPOSITION OFFSETS
380 6AA0 CHANE1 = TRANSP+16 ;8 x 16 CHANNEL NUMBERS
390 6B20= FLAG = CHANE1+128 ;STAT.: FLAG=80 OR 90; KEY: FLAG=0
400 6B21= IROPNT = FLAG+1 ;IRQ FIFO TABLE POINTER
410 6B22= KEYNMB = IROPNT+1 ;KEY NUMBER FOR CURRENT STATUS BYTE
420 6B23= VELOCT = KEYNMB+1 ;VELOCITY FOR CURRENT STATUS BYTE
430 6B24= STAT = VELOCT-1 ;KEY ON or KEY OFF
440 ;
450 ; any negative value in CHANE1 is END OF TABLE MARKER
460 ;
470 ; *****
480 ; * START OF CODE *
490 ; *****
500 ;
510 6C00 * = $6C00 ;object code in BASIC workspace
520 ;BASIC FILE starts at $4A7F
530 ;
540 ; INITIALIZE ACIA 6850
550 ; 1 START BIT + 8 DATA BITS + 1 STOP BIT
560 ; 31.25 KBit/sec.
570 ; IRQ ENABLED
580 ;
590 6C00 A93C SETIRO LDA #IRO ;have IRQ VECTOR in E7CB/E7CC
600 6C02 8DCBE7 STA $E7CB ;point to IRQ RECEIVE ROUTINE
610 6C05 A96D LDA #IRO/256
620 6C07 8DCCE7 STA $E7CC
630 ;
640 6C0A A903 RSTACI LDA #3 ;reset ACIA
650 6C0C 8D20E1 STA STATUS ;03 = reset code for 6850
660 6C0F A996 LDA #96 ;set ACIA CTRL REG.
670 6C11 8D20E1 STA STATUS ;IRQ ENABLED
680 ;
690 6C14 A900 LDA #0 ;INITIALIZE TRANPOSITION TABLE
700 6C16 A200 LDX #0 ;to be deleted for
710 6C18 9D906A TRSINT STA TRANSP.X ;TRANPOSITION!
720 6C1B E8 INX ;fill this table with some more
730 6C1C E010 CPX #10 ;usefull values than 0...
740 6C1E D0F8 BNE TRSINT
750 6C20 A0FF RESET LDY #9FF ;reset IRQ INDEX
760 6C22 8C516D STY IROTBL
770 6C25 C8 INY ;RECEIVE TABLE marker
780 6C26 8C216B STX IROPNT ;9FF = TABLE EMPTY
790 6C29 58 CLI ;listen to MIDI
800 ;
810 ; *****
820 ; * MAIN LOOP *
830 ; *****
840 ;
850 6C2A B9516D MIDI LDA IROTBL.Y ;get MIDI BYTE from table
860 6C2D C9FF CMP #9FF ;IRQ TABLE empty ?
870 6C2F D012 BNE MIDIEX
880 6C31 AD0DE1 LDA VAIFR ;key depressed on ASCII KBD ?
890 6C34 F0F4 BEQ MIDI ;nothing else to do
900 6C36 AD01E1 LDA VAPAD ;CTL-C = BREAK
910 6C39 297F AND #97F
920 6C3B C903 CMP #3
930 6C3D D0EB BNE MIDI ;don't care
940 6C3F 8D2523 STA KDPDO ;interrupts BASIC program!
950 6C42 60 END RTS ;return to caller
960 ;
970 6C43 C980 MIDIEX CMP #80 ;STATUS or DATA BYTE
980 6C45 3030 BMI EXIT ;DATA if < 80
990 6C47 29F0 AND #9F0 ;KILL OLD CHANNEL
1000 6C49 C980 CMP #80
1010 6C4B F01C BEQ KYONOF
1020 6C4D C990 CMP #90
1030 6C4F F018 BEQ KYONOF ;IGNORE AFTER TOUCH
1040 6C51 C8 INY ;AND FOLLOWING BYTE
1050 6C52 CC216B CPY IROPNT
1060 6C55 D018 BNE SKIP
1070 6C57 A0FF LDY #9FF
1080 6C59 8C516D STY IROTBL
1090 6C5C C8 INY
1100 6C5D 8C216B STY IROPNT
1110 6C60 AD516D ATWAIT LDA IROTBL
1120 6C63 C9FF CMP #9FF
1130 6C65 F0F9 BEQ ATWAIT
1140 6C67 D008 BNE SKIP
1150 ;
1160 6C69 8D236B KYONOF STA VELOCT ;no velocity byte
1170 6C6C 8D246B STA STAT ;it is a KEY ON or KEY OFF code
1180 6C6F C8 SKIP INY ;point to next MIDI byte
1190 6C70 CC216B CPY IROPNT ;all MIDI BYTES out ?
1200 6C73 D0B5 BNE MIDI ;get next MIDI BYTE
1210 6C75 F0A9 BEQ RESET ;reset IRQ index and wait
1220 ;
1230 6C77 AE7F8A EXIT LDX SPLITS ;get number of split points
1240 6C7A D009 BNE CNT ;find corresponding channel
1250 6C7C 18 CLC ;NO SPLIT POINT
1260 6C7D 8D906A ADC TRANSP ;ADD OFFSET to KEY NUMBER
1270 6C80 8D226B STA KEYNMB ;SAVE TRANPOSED KEY
1280 6C83 D014 BNE SPLITX ;GET CHANNELS

```

```

1290 ;
1300 ;
1310 6C85 A200 CNT LDX #0 ;compute corresponding split field
1320 6C87 DD0A6A CNTSPL CMP SPLIT.X ;reset split points counter
1330 6C8A 1006 BPL TRANSX ;start from highest split field
1340 6C8C E8 INX ;that's it
1350 6C8D EC7F6A CPX SPLITS ;try next field
1360 6C90 D0F5 BNE CNTSPL ;more fields to scan ?
1370 ;
1380 6C92 18 TRANSX CLC ;ADD TRANPOSE OFFSET
1390 6C93 7D906A ADC TRANSP.X
1400 6C96 8D226B STA KEYNMB ;SAVE KEYNUMB
1410 ;
1420 ;X= split field
1430 ;STAT = KEY ON or KEY OFF
1440 ;KEYNMB = KEY NUMBER + TRANSP. OFFSET
1450 ;VELOCT = NOT YET RECEIVED !!!!!
1460 6C99 BDA06A SPLITX LDA CHANE1.X
1470 6C9C 303D BMI CHNITX
1480 6C9E 0D246B ORSTAT ORA STAT ;no more channel numbers
1490 6CA1 20E36C JSR WAIT ;make new STATUS byte
1500 6CA4 AD226B LDA KEYNMB ;send it
1510 6CA7 20E36C JSR WAIT ;get key number and send it
1520 6CAA AD236B LDA VELOCT ;VELOCITY received yet ?
1530 6CAD 100C RPL SENDVL ;yes: send VELOCITY
1540 6CAF C8 INY ;no: look for next MIDI byte
1550 6CB0 CC216B CPY IROPNT ;more bytes available ?
1560 6CB3 F014 BEQ NOVELO ;no: wait for VELOCITY byte
1570 6CB5 B9516D LDA IROTBL.Y ;yes: load VELOCITY byte
1580 6CB8 8D236B SAVEVL STA VELOCT ;save it
1590 6CBB 20E36C SENDVL JSR WAIT ;and send it
1600 6CBE AD9A6C LDA SPLITX+1 ;modify low addr. byte
1610 6CC1 6910 ADC #10 ;point to next channel field
1620 6CC3 8D9A6C STA SPLITX+1
1630 6CC6 4C996C JMP SPLITX ;loop for more channels
1640 ;
1650 6CC9 A0FF NOVELO LDY #9FF ;IRQ TABLE empty marker
1660 6CCE 8C516D STY IROTBL
1670 6CCE C8 INY ;reset IRQ TABLE pointer
1680 6CF2 8C216B STY IROPNT
1690 6CF5 AD516D NOV LDA IROTBL ;get MIDI byte
1700 6CF8 C9FF CMP #9FF
1710 6CD7 F0F9 BEQ NOV ;loop
1720 6CD9 D0DD BNE SAVEVL ;it is the VELOCITY byte
1730 ;
1740 6CDB A9A0 CHNITX LDA #CHANE1 ;reset channel field pointer
1750 6CDD 8D9A6C STA SPLITX+1
1760 6CE0 4C6F6C JMP SKIP ;LOOP
1770 ;
1780 ; END of main MIDI loop
1790 ;
1800 6CE3 48 WAIT PHA
1810 6CE4 A902 LDA #2
1820 6CE6 2D20E1 WT AND STATUS
1830 6CE9 F0F8 BEQ WT
1840 6CEB 68 PLA ;RESTORE BYTE
1850 6CEC 8D21E1 STA INOUT ;SEND IT
1860 6CEF 60 RTS
1870 ;
1880 ; *****
1890 ; * This code is used by the BASIC control file to *
1900 ; * define a SPLIT point on the MIDI keyboard *
1910 ; * each time a key is depressed. *
1920 ; *****
1930 ;
1940 6CF0 A93C BASICX LDA #IRO ;set IRQ vector
1950 6CF2 8DCBE7 STA $E7CB
1960 6CF5 A96D LDA #IRO/256
1970 6CF7 8DCCE7 STA $E7CC
1980 6CFA A903 LDA #3 ;reset ACIA
1990 6CFC 8D20E1 STA STATUS
2000 6CFF A996 LDA #96
2010 6D01 8D20E1 STA STATUS
2020 6D04 A900 LDA #0
2030 6D06 8D206B STA FLAG ;reset STATUS byte
2040 ;
2050 6D09 A200 RSTIRO LDX #0 ;reset IRQ INDEX
2060 6D0B 8E216B STX IROPNT
2070 6D0E CA DEX ;RECEIVE TABLE marker
2080 6D0F 8E516D STX IROTBL ;9FF = TABLE EMPTY
2090 6D12 58 CLI ;we are listening to MIDI
2100 ;
2110 6D13 AD516D BASHMID LDA IROTBL ;get first byte from TABLE
2120 6D16 C9FF CMP #9FF ;IRQ TABLE empty ?
2130 6D18 F0F9 BEQ BASHMID ;yes, wait
2140 ;
2150 6D1A A000 LDY #000 ;reset IRQ TABLE INDEX
2160 6D1C B9516D BASIEX LDA IROTBL.Y ;get MIDI BYTE from table
2170 6D1F C980 CMP #80 ;STATUS or DATA BYTE
2180 6D21 30DD BMI DATAEX ;see if it is a KEY number
2190 6D23 2990 AND #990 ;KILL OLD CHANNEL
2200 6D25 8D206B STA FLAG ;set STATUS flag
2210 6D28 C8 INY ;point to next MIDI BYTE
2220 6D29 CC216B CPY IROPNT ;did we receive any more bytes ?
2230 6D2C D0EB BNE BASIEX ;yes; see if there is a key number
2240 6D2E F0D9 BEQ RSTIRO ;no; wait
2250 ;
2260 6D30 8D226B DATAEX STA KEYNMB ;if 'key on' was already received
2270 6D33 AD206B LDA FLAG ;this is the STATUS byte
2280 6D36 C990 CMP #90 ;'key off' is refused
2290 6D38 D0CF BNE RSTIRO ;try again
2300 6D3A 78 SEI ;disable IRQ
2310 6D3B 60 RTS ;FLAG = key on / KEYNMB = key number
2320 ; return to BASIC
2330 ;
2340 ; *****
2350 ; * IRQ RECEIVE SUBROUTINE *
2360 ; *****
2370 ;
2380 6D3C 48 IRQ PHA ;SAVE A,X
2390 6D3D 78 SEI ;get IRQ TABLE INDEX
2400 6D3E 8A TXA ;get MIDI BYTE
2410 6D3F 48 PHA ;store it in TABLE
2420 6D40 AE216B LDX IROPNT ;point to next position
2430 6D43 AD21E1 LDA INOUT
2440 6D46 9D516D STA IROTBL.X
2450 6D49 EE216B INC IROPNT
2460 6D4C 6A PLA ;restore A,X
2470 6D4E 6A TAX ;listen to MIDI again
2480 6D4E 6A PLA
2490 6D4F 58 CLT
2500 6D50 40 RTI
2510 ;
2520 ; *****
2530 ; * IRQ RECEIVE TABLE (FIFO) *
2540 ; *****
2550 ;
2560 6D51= IROTBL = *

```

Figura 2.
¡Atención! Para facilitar la comprensión, el organigrama corresponde a una versión sacada del programa aquí detallado. No se ha detallado ni la transposición ni el filtrado del parámetro «after-touch», que sí se realizan en el caso del listado. Por otra parte, tratándose de un software experimental, no se han tenido en cuenta informaciones en «tiempo real» (MIDI-clock).

el microordenador con el cual será utilizado (ya que manipula su vector IRQ). Ha sido concebido intencionadamente de forma que no intervenga en la página 0. A lo que conviene añadir la siguiente reflexión: una vez franqueado el obstáculo, es decir, una vez que se dispone de un medio fiable de recibir informaciones MIDI con un microordenador, la puerta está abierta a un montón de posibilidades muy interesantes de tratamientos de estas informaciones, de las cuales aquí tenemos algunos ejemplos: transposición, «acompañamiento» a la octava, a la quinta o a la tercera, supresión de ciertas informaciones porque siembran el pánico en uno o en otro receptor MIDI incompatible con el aparato emisor, añadir una función de pedal suave o de pe-

dal sostenido etc... por el momento, nos limitamos a la función de split, que es desde luego una de las más interesantes.

Los parámetros

Comenzaremos repasando las variables: la ACIA ocupa dos direcciones (una, para su registro de control; otra, para su registro de lectura y escritura). Los parámetros unidos al teclado ASCII son opcionales: como se muestra aquí, la rutina detecta el comando CTL-C del teclado como instrucción BREAK, lo que permite salir del programa sin pasar por un RESET general.

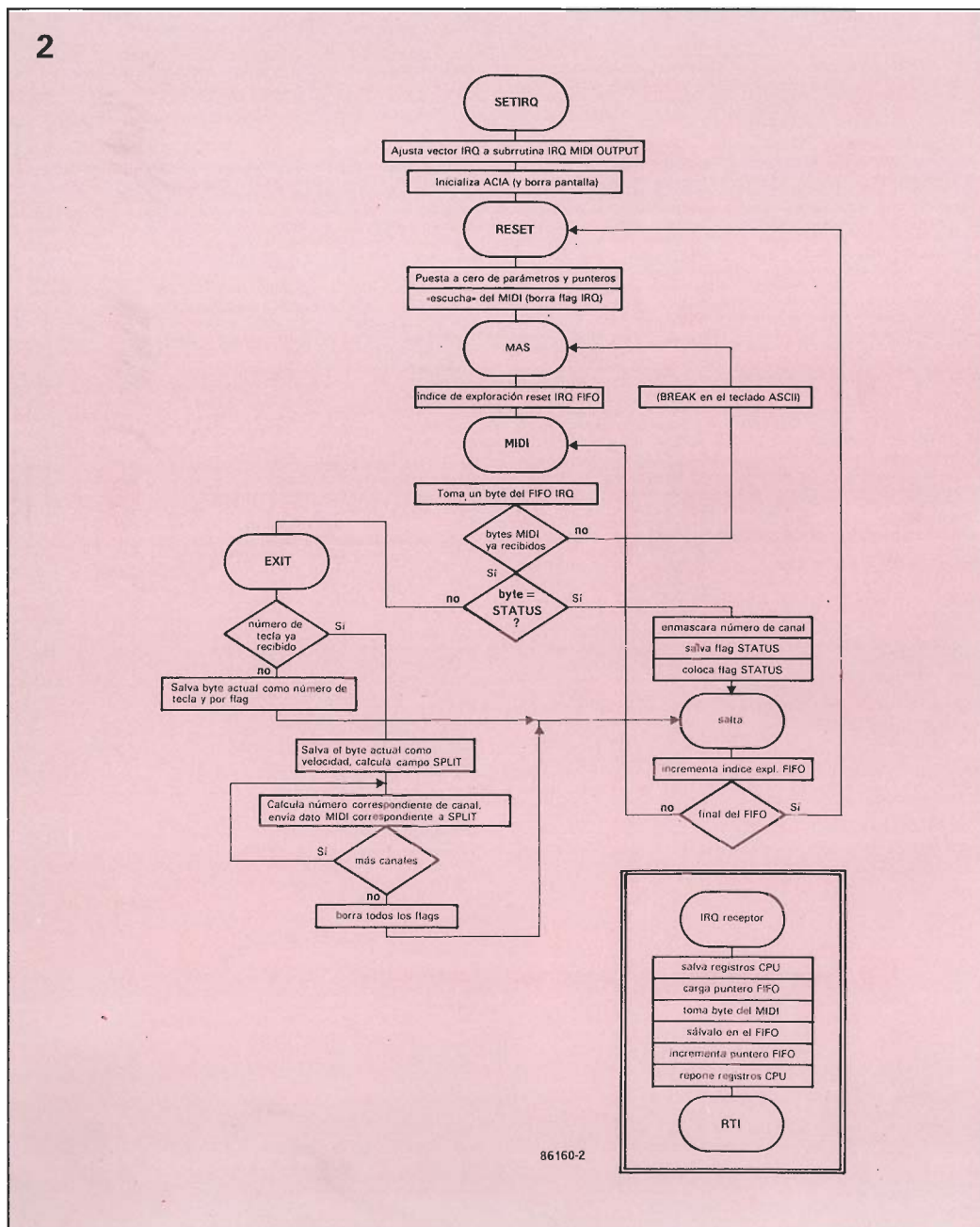
SPLITS lleva el número de puntos de división, SPLIT es una tabla de consulta de 16 octetos, en

la cual el usuario debe colocar los números de las teclas correspondientes a los puntos de división, comenzando por la tecla más a la derecha del teclado. CHANE 1 es una cuádruple tabla de consulta de 16 octetos, en la cual están colocados los números de canales MIDI atribuidos a cada uno de los puntos de división. Todo valor negativo (es decir superior a \$7F) es considerado como indicador del fin de la tabla: no otro canal para esta zona del teclado. El contenido de FLAG tiene una doble función: indicar el estado de la información o indicar que se ha recibido un número de tecla (\$80=tecla off; \$90=tecla pulsada; 0=número de tecla ya recibido). IRQPNT es el puntero de recepción de la pila IRQ FIFO («First in First Out», primero en entrar, primero en salir). KEYNMB contiene el número de la tecla que se está tratando, y VELOCT, el octeto dinámico correspondiente (que se puede filtrar y manipular para simular una activación suave del pedal). STAT indica el bloque de datos MIDI que se está tratando está y relacionado con una tecla pulsada o en reposo. CHNCNT es una variable de conteo de los números de canales atribuidos a cada zona de división.

El registro del 6502 sirve de índice de escrutación (lectura) de la pila IRQ (no confundir con IRQPNT que es el punteo de escritura en esta pila).

Basic

Para transmitir al programa en ensamblador los parámetros de división y atribución de los canales, lo más simple es utilizar un programa en BASIC. Éste se encargará de pedir al usuario dónde quiere colocar sus puntos de división y cuáles son los números de canales a atribuir a las zonas así definidas; a continuación manda los valores, con POKE, a sus direcciones SPLITS (número de SPLITS), SPLIT...SPLIT +15 (número de las teclas de los puntos de división) y CHANE 1...CHANE 1+63 (los números de canales correspondientes). Un pequeño esfuerzo de programación debería permitir la creación de una pequeña subrutina de recepción en lenguaje máquina, la cual permitirá al usuario introducir los puntos de división directamente a partir del teclado MIDI, en lugar de por el teclado alfanumérico del ordenador.



En este artículo examinaremos un gran número de posibles aplicaciones basadas en un reciente dispositivo optoacoplador que incorpora un diodo emisor de infrarrojos y un fototransistor realizado en tecnología de efecto de campo (F.E.T.).

OPTOACOPLADOR DE EFECTO DE CAMPO

Figura 1. Circuito equivalente y asignación de terminales del optoacoplador a FET H11F3.

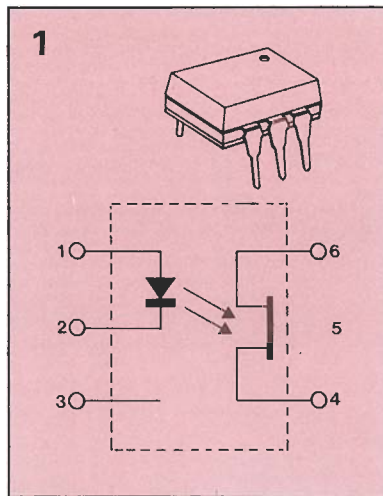


Figura 2. Esquema básico de un atenuador BF.

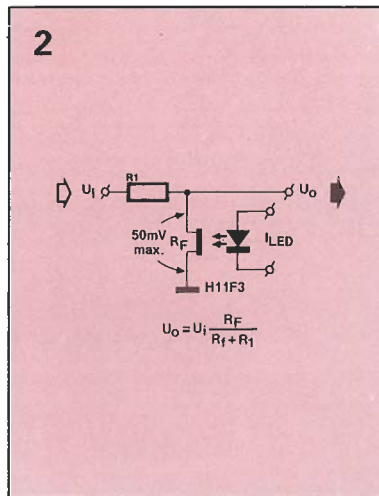
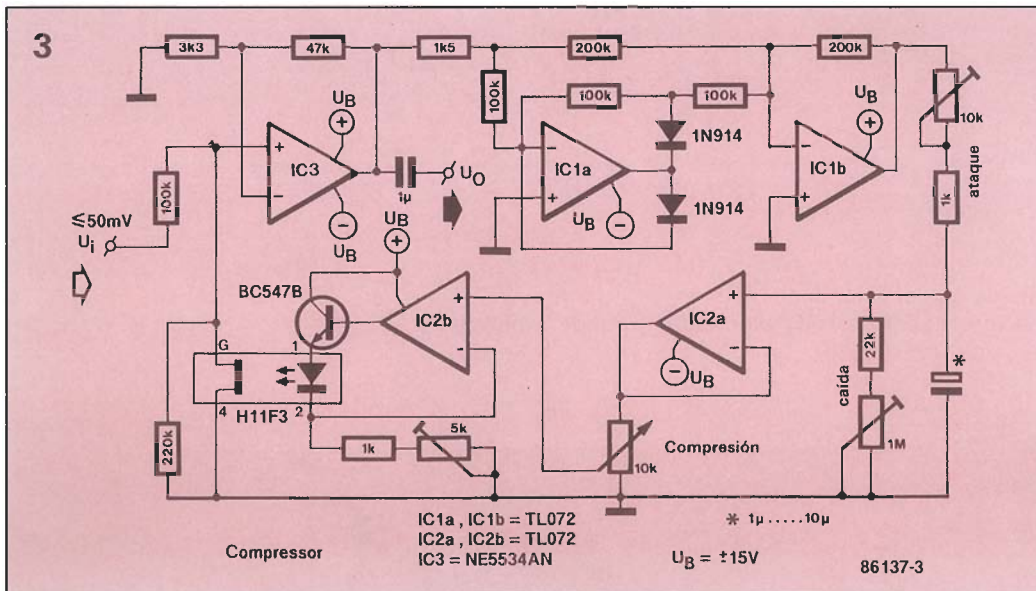


Figura 3. El nuevo optoacoplador empleado como un elemento de regulación en una mitad de compresión.



Introducción

Además de sus interesantísimas aplicaciones en el campo del diseño de la ingeniería acústica, el nuevo dispositivo optoacoplador fabricado por General Electric (GE) y codificado como H11F3 ha surgido sin apenas conocimiento para la gran mayoría de aficionados y diseñadores profesionales más jóvenes ansiosos de experimentar con los nuevos dispositivos semiconductores.

Aparte de su empleo como mero optoacoplador, es decir, como conmutador aislado eléctricamente (relé de estado sólido), el H11F3 está perfectamente indicado para gran cantidad de aplicaciones que traten con el proceso de una señal alterna.

La tabla 1 representa los valores máximos del optoacoplador FET, mientras que la figura 1 nos ofrece su circuito equivalente junto con la asignación de conexiones del mismo. El elemento de efecto de campo dentro del H11F3 es un semiconductor fotosensible no polarizado, comparable a una unión drenador-fuente. Esencialmente, esta unión se comporta como una resistencia variable con la energía luminosa (LDR), cuyo valor resistivo está en función de la corriente que circula a través del diodo emisor de infrarrojos (IR) interno al dispositivo. El H11F3 ofrece un margen de resistencia

5

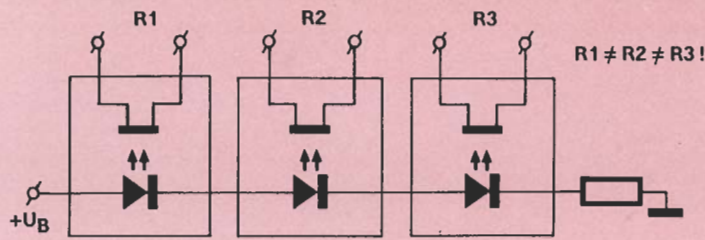


Table 1.

H11F3 Valores máximos:

IR diode:	
I_{max} (continuo)	60 mA
I_{max} (pico)	500 mA ($t \leq 500 \mu s$) 1 A ($t \leq 1 \mu s$)
Disipación	150 mW (at $T_a = 25^\circ C$)
FET:	
U_{RF}	$\pm 15 V$
I_{RF} (continuo)	100 mA
Disipación	300 mW (a $T_a = 25^\circ C$)

comprendido entre 100 ohmios y 300 mega-ohmios.

Aplicaciones

Dentro de esta sección, ofreceremos un gran número de circuitos de aplicación basados en el nuevo dispositivo optoacoplador. Estas aplicaciones las podemos dividir en dos grandes grupos: aquéllas que emplean el H11F3 como un elemento resistivo controlable y las que realmente hacen uso como interruptor rápido aislado.

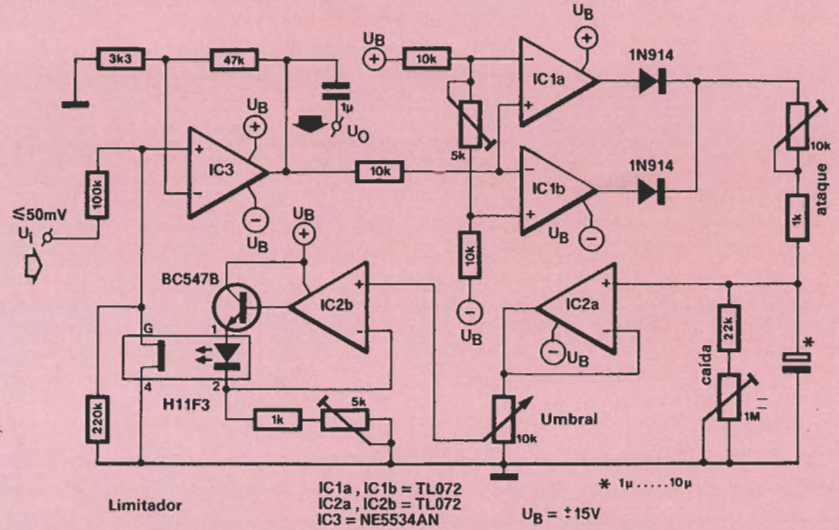
Antes de comenzar con los circuitos de aplicación pertenecientes al primer grupo, debemos señalar que el elemento de efecto de campo dentro del H11F3 se comporta de forma muy similar a una unión drenador-fuente normal; sin embargo, la tensión a través de R_f no debe sobrepasar los 50 mV para evitar la distorsión.

La figura 2 representa el esquema básico de un divisor controlado por tensión, cuya característica fundamental radica en una inusualmente baja inyección de carga de interferencia entre canales. Una aplicación práctica, un poco más interesante, se ofrece en la figura 3, donde se emplea el optoacoplador a FET como parte integrante de un circuito compresor, cuyo margen de ataque, caída y velocidad de compresión se ajusta de forma independiente.

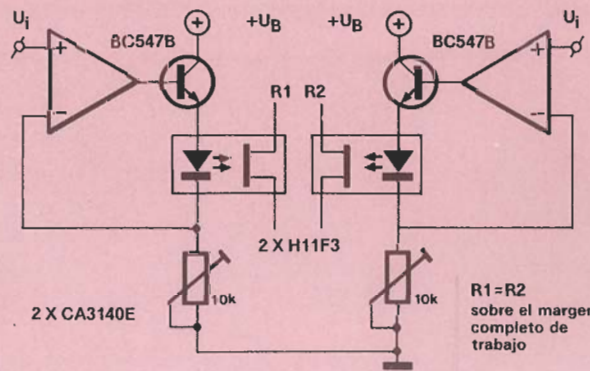
El circuito limitador representado en la figura 4 se basa en el empleo de un circuito comparador que controla la activación del diodo emisor de infrarrojos (IF) interno al H11F3 cuando el valor de la señal de entrada excede el margen establecido. Dentro de este compresor, el tiempo de ataque y caída del mismo se puede ajustar dentro de un amplio margen.

Si diseñamos circuitos que incorporan un gran número de op-

4



6



toacopladores conectados a una misma línea común de control, debemos tener en cuenta el hecho de que el valor de la resistencia interna R_f de cada elemento individual no es exactamente la misma, incluso si circula por el conjunto de diodos emisores asociados la misma cantidad de corriente —ver figura 5—. Debido a esta característica, no es recomendable el empleo del H11F3 en circuitos controlados por tensión (VCA) simultáneos (controla-

dos con la misma señal) o filtros activos sintonizados de forma síncrona.

La figura 6 representa cómo se puede emplear la fuente de corriente ajustable para compensar la R_f de dos optoacopladores. Sin embargo, el circuito es inadecuado para compensar las grandes diferencias de los dispositivos. Asimismo, en su esquema básico tampoco se pueden tener en cuenta los efectos de valores bastante diferentes de R_f y que no es-

Figura 4. Limitador AF con umbral variable.

Figura 5. Conexión de diodos IR en serie para regulación de múltiples canales.

Figura 6. Para ajustar la característica $I_{LED}-R_f$ de 2 optoacopladores se emplean fuentes de corriente ajustables.

Figura 7. Configuraciones básicas de un conmutador para AF.

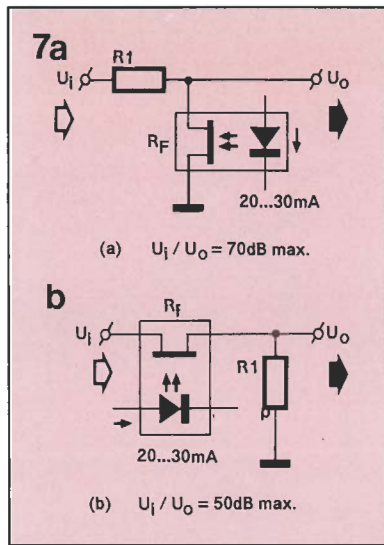


Figura 8. Compensación de la relación U_i/U_o por medio de combinaciones entre circuitos serie y paralelo.

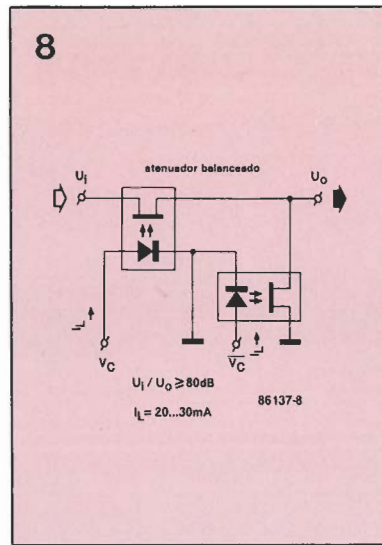


Figura 9. Selector de 2 entradas de ancho libre de ruidos.

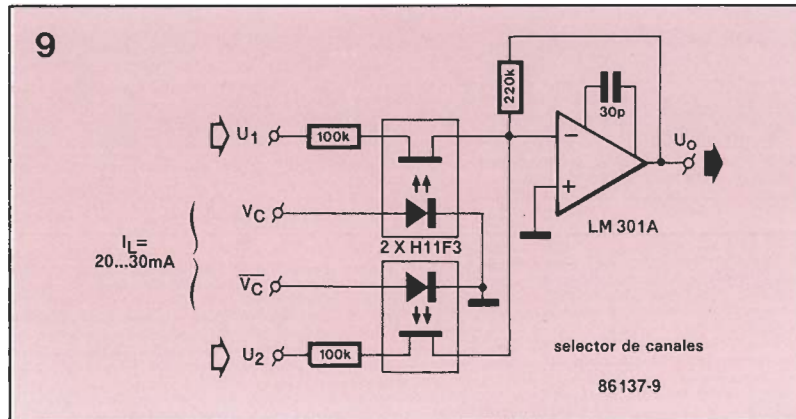
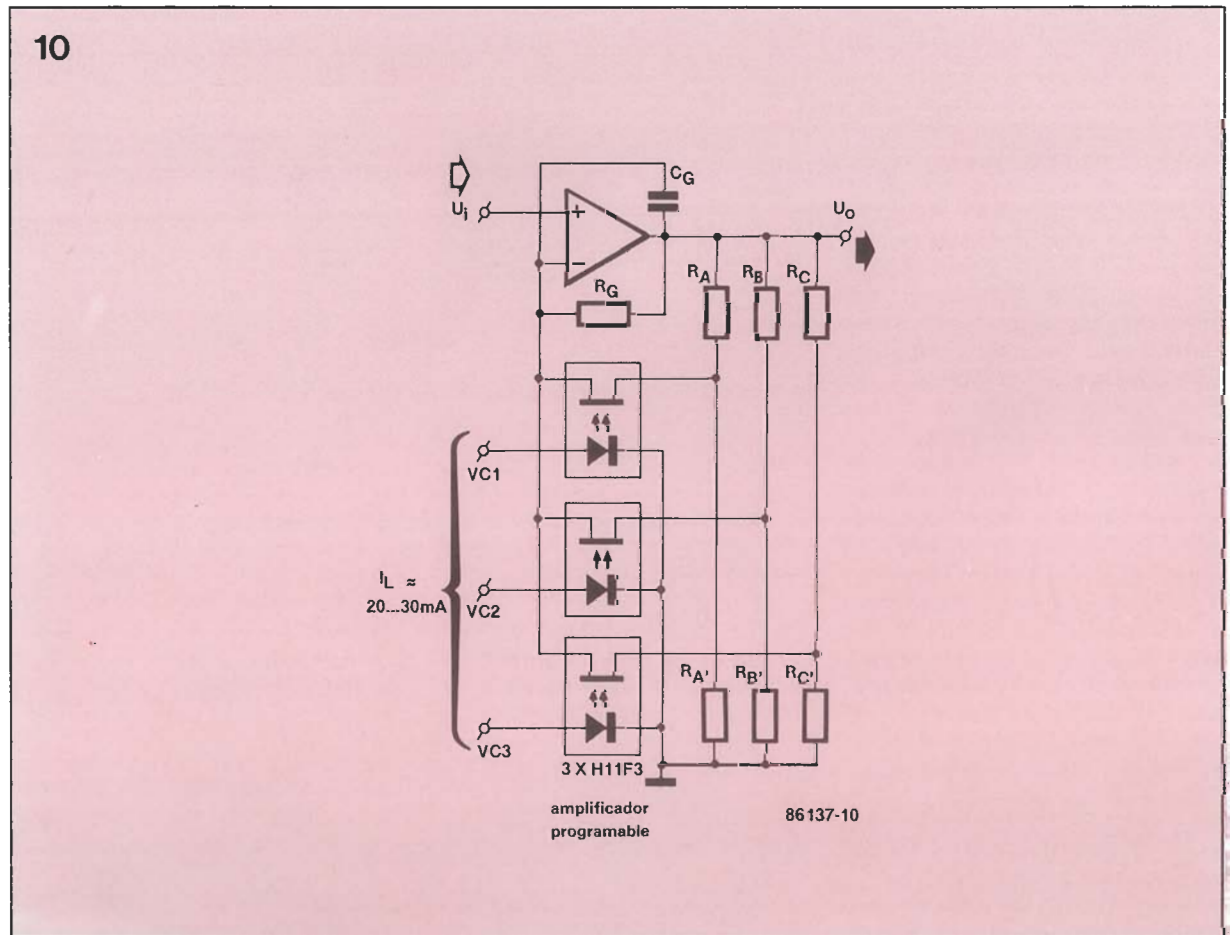


Figura 10. Empleo de la unión FE de tres H11F3 para seleccionar la red de realimentación.

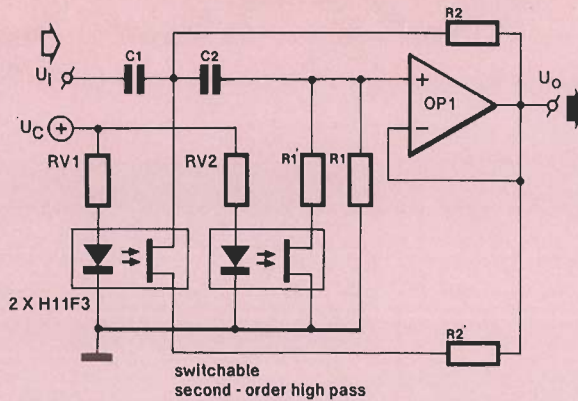


tán comprendidos entre los valores máximo y mínimo de las características generales.

El empleo del nuevo H11F3 como elemento semiconductor de conmutación ofrece menos problemas que los mencionados en las aplicaciones interiores. El valor resistivo típico de la unión Rf está comprendido entre 100 y 300 ohmios para una corriente a través del LED de 30 mA (60 mA máx.). Mientras no circule corriente a través del diodo LED, el elemento FET alcanza una resistencia de circuito abierto de no menos de 300 mega-ohmios junto con una capacidad del orden de 15 pF.

Las figuras 7a y 7b representan el empleo de la resistencia Rf como un cortocircuito y una resistencia en serie respectivamente. La atenuación necesaria de la señal se puede conseguir con el empleo de combinaciones serie-paralelo de varios elementos FET tal y como se representa en la figura 8. Las corrientes de control aplicadas a cada diodo LED están en fase contraria, y el circuito completo se puede duplicar para realizar un atenuador balanceado con muy buenas características.

La figura 9 ofrece el esquema básico de un selector de entrada

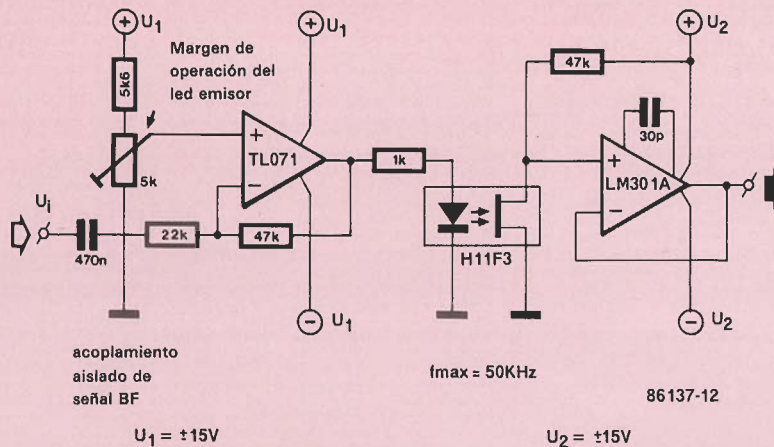


$$R1 \text{ or } R1'/R1' = \frac{1.414}{2\pi f C}$$

$$R2 \text{ or } R2'/R2' = \frac{0.707}{2\pi f C}$$

86137-11

Figura 11. Filtro paso alto con frecuencia de corte conmutable.



86137-12

Figura 12. Amplificador con entrada aislada eléctricamente.

para señales de audio, libre de zumbidos y ruidos. La distorsión originada por la unión de efecto de campo es aceptable dado que ésta es tan sólo de unos pocos milivoltios cuando el elemento de la unión está activo. Desarrollando un poco más el esquema de la figura 9 llegamos al circuito representado en la figura 10, consistente en un amplificador programable a pasos. Dependiendo de los niveles de las señales VC1, VC2 y VC3, el divisor de tensión Ra-Ra', Rb-Rb' o Rc-Rc' aporta la tensión a la entrada inversora del amplificador operacional. La resistencia de realimentación Rg permite al amplificador operacio-

nal ser configurado para obtener la máxima ganancia en bucle abierto en ausencia de la tensión de control de los diodos LED. Las tensiones de control VC1, VC2 y VC3 se podrían obtener por medio de un conmutador rotativo, del tipo que realiza la siguiente conexión antes de abrir la anterior, o de un circuito equivalente a él, para evitar variaciones en el nivel de salida del circuito durante la conmutación entre los diferentes factores.

El empleo del H11F3 para la realización de un filtro activo conmutable se puede observar en la figura 11. Este circuito puede dimensionarse para diseñar un fil-

tro de eliminación del ruido de conmutación o del de alta frecuencia. Para los rangos de frecuencia que obligan a valores relativamente bajos y de las resistencias, puede ser necesario estudiar el cambio de los valores de Rv1 y Rv2.

Finalmente, y como conclusión, de todos los circuitos básicos y aplicaciones que hemos comentado, la figura 12 representa un amplificador cuya entrada está aislada eléctricamente, por lo que puede emplearse con seguridad, como parte integrante en el proceso de la señal procedente de los sensores, en las medidas biológicas y médicas. ■