elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 101
1988

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

Superconductores

Prescaler 1,250 MHz

Distorsionador para guitarra

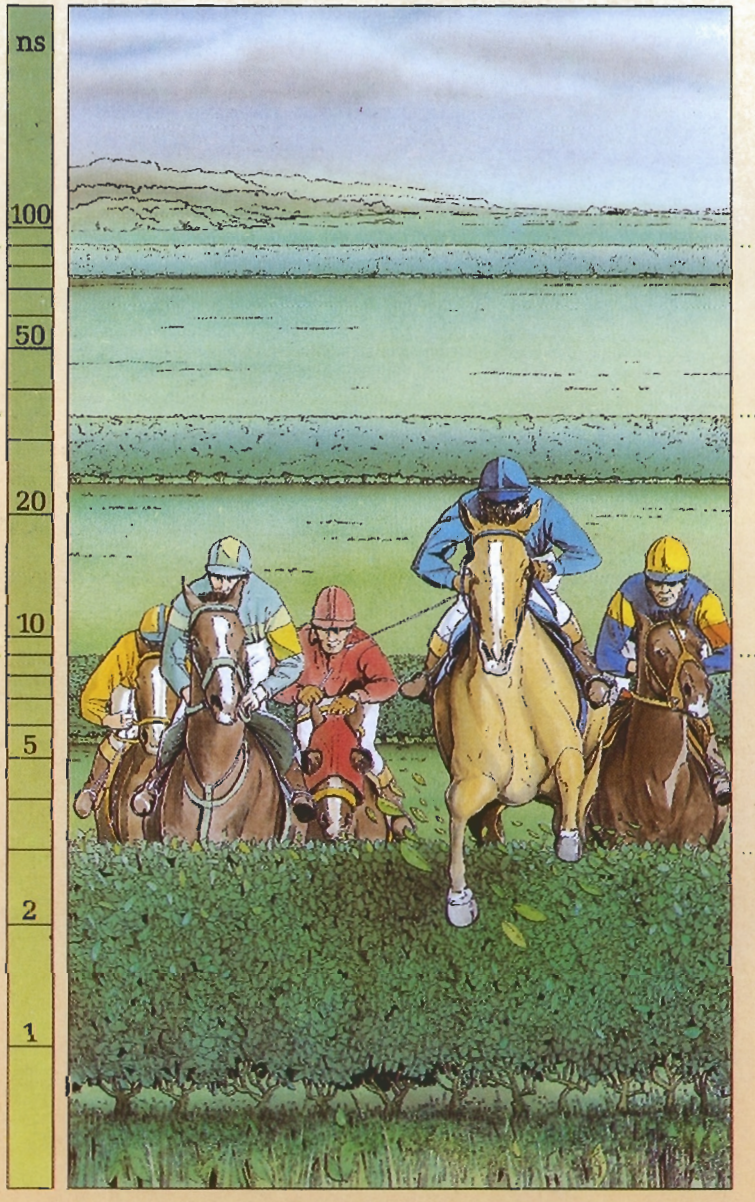


Amplificación con elementos discretos

EDICIONES INGELEK

Familia lógica ACL

NUEVA DISTRIBUCION DE TERMINALES



4000B (METAL GATE)

HE 4000B (SILICON GATE)

HCMOS

ADVANCED CMOS LOGIC

...añade fiabilidad y simplifica el diseño

COPRESA S.A.

COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS

08007-**Barcelona** Balmes, 22 telf 301 63 12 télex 51293 esb/bamc - 51292 esb/bamc

28004-**Madrid** Sagasta, 18 telf 446 40 00 télex 22983 esm/mamw - 27710 esm/mamw

SUMARIO

ARTICULOS

Distorsionador para guitarra 10
Circuito de distorsionador, «Fuzz», para guitarras eléctricas.

Los superconductores 13
Una introducción a estos nuevos materiales y sus sorprendentes características.

Generador de señal de audio 20
Especialmente pensado para sintetizadores, este generador produce una gran variedad de formas de onda sin necesidad de filtros.

Prescaler para el frecuencímetro multifunción 26
Para ampliar el margen de medidas de nuestro frecuencímetro multifunción hasta 1,2 GHz.

Detector pasivo de infrarrojos 33
Un detector de infrarrojos que puede ser acoplado a cualquier sistema de alarma o automatismo que requiere la detección de una persona.

ATLAS, MINERVA, CARMINAT, CARIN Y PROMETHEUS 36
Proyectos europeos para mejorar la seguridad en la circulación de automóviles.

Microprocesadores 80C186/188 en tecnología CHMOS 40
Compatible con los 8086/88, 80186/188 pero con prestaciones mejoradas, estos microprocesadores se han convertido en un estándar para aplicaciones industriales.

Conexión de μP Atari ST y MSX2 a un monitor color 54
La manera más sencilla de utilizar un monitor color, por ejemplo del tipo IBM compatible, en los ordenadores Atari ST y MSX de la segunda generación.

Adaptador para B. L. U. 58
Circuito para la escucha de emisiones en Banda Lateral Unica, adaptable a cualquier receptor de AM.

Desmitificación de las memorias de burbujas 62
Las memorias de burbuja, denostadas en sus comienzos, constituyen hoy día una alternativa a los sistemas de almacenamiento magnético.

Anti-olvido para luces de coche 66
Evita la descarga de la batería por dejarse encendidas las luces del coche.

Multiplexor universal 68
Versión electrónica de un conmutador rotativo de 16 posiciones, con posibilidad de mando manual o desde un ordenador.

Amplificación con elementos discretos (I) .....

SECCIONES

Teletipo 8
Las placas de circuito impreso 41
Mercado 82
Anuncios breves 86

En nuestro próximo número, entre otros:

— Tarjeta programable en BASIC.
— Red activa de filtros de cruce.
— Generador de sonidos para el bus de expansión.
— Amplificador con módulos híbridos.

EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 101

Redacción, Administración y Suscripciones:
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º-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, ANTONIO CARMONA, LUIS PEDRO MARZAN, FERNANDO ACERO

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

Publicidad Madrid:
PALOMA MARTIN BAANANTE
Pza. República del Ecuador, 2. 1.º
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 bis
28028 MADRID
Teléf: 255 63 25

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



Estimado lector:

Los materiales superconductores son conocidos desde principio de siglo, por más que su reciente popularidad les haga parecer un descubrimiento reciente. El auge que han tomado recientemente se debe a que al comienzo el efecto de superconducción se daba a temperaturas extremadamente bajas, del orden de –269°C, mientras que las modernas cerámicas empleadas actualmente manifiesten los mismos efectos a temperaturas tan «elevadas» como –33°C, lo que las sitúa más cerca de una aplicación práctica.

Un semiconductor enfriado por debajo de su «temperatura crítica» presenta una resistencia prácticamente nula, es decir, que no se opone al paso de la corriente eléctrica, lo que dará lugar a circuitos electrónicos mucho más rápidos, y redes de distribución de energía sin pérdidas. Otra de las propiedades «exóticas» de los superconductores es que generan elevadas corrientes superficiales; a su vez esta corriente produce un campo magnético similar al creado por el paso de una corriente a través de una bobina. El campo magnético propio repele las líneas de campo de un imán, por lo que el material superconductor, como se aprecia en la portada, es capaz de flotar suspendido en el aire sobre un imán. Las aplicaciones de ambas propiedades son enormes, y los expertos opinan que todavía quedan otras muchas aplicaciones por descubrir.

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

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

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

LISTA DE PRECIOS:

- Número sencillo: 400 ptas. (IVA incluido)
- Número doble: 800 ptas. (IVA incluido)
  735 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 380 ptas. Número doble: 755 ptas.

EPS

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
Capacímetro:		
Panel frontal	84012-F	1.520
Tarjeta de medida	84012-1	1.415
Visualización	84012-2	835

E52: SEPTIEMBRE 1984

Elaberinto:		
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 vídeo	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
Frecuencímetro a μP:		
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
Etapa de entrada a 1,2 GHz	85006	1.385
Amplificador híbrido de 30W	85001	1.045

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

Protector de alimentación	84408	745
Frecuencímetro	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

Metrónomo 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
Vobulador de audio/C.I.	85103	2.025
Vobulador 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
Iluminator, C. Principal	85097-1	1.975
Iluminator, 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
Iluminator 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 uP	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 disct/Visualizador	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

EPS

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
Doblador 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/vídeo	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
Mediror 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 extrea 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 osciloscopio	86135	1.430
Programador EPROM para MSX	87002	2.695
Vúmetro estéreo	87002	493
Ecualizador para guitarra	96051	1.503

E90: NOVIEMBRE 1987

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

E91: DICIEMBRE 1987

Telemando doméstico por I.R. (emisor)	86115-1	785
Telemando doméstico por I.R. (receptor)	86115-2	890
Distribuidor MIDI	87012	1.985
Pleamplificador de válvulas (alimentación 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	805
Generador senoidal digital (oscilador)	87036-1	1365
Generador senoidal digital (filtro)	87036-2	
16 K RAM CMOS para C64	87082	
Filtros de Linkwitz	84071	
Barómetro/Altímetro	86110	

E. 93 FEBRERO 1988

Telecanguro	86007	1.350
Convertidor D/A de 14 bits	87160	1.810
Generador senoidal digital, placa principal	87036-3	
Generador senoidal digital, alimentación	87036-4	
Generador senoidal digital, conmutación	87036-6	

E94: MARZO 1988

Interface para facsímil	87038	
Bifase, efectos sonoros	87026	

E95: ABRIL 1988

Receptor para BLU en 20 y 80 m.	87051	2.965
Emulador universal de EPROM	87136	4.655

E96: MAYO 1988

Autobomba	86085	2.676
Regulador para cargas inductivas	87181	1.440
Control digital para motores de modelismo	87098	1.080
Polímetro digital auto-rango	87099	1.572

E97: JUNIO 1988

Termómetro solar	87188	1.831
Bus de expansión para MSX	86003	4.975

Cargador de baterías alimentado por baterías	87076	3.179

E98/99 JULIO/AGOSTO

Amplificador corrector de tonos monochip	87405	1.135
Vobulador sencillo	87419	1.150
Oscilador en puente de Wien variable	87441	530
Analizador del factor de trabajo	87448	1.450
Amplificador de auriculares	87512	2.195
Visualizador digital de tensión/corriente	87468	1.590
Tragaperras	87653	2.060

E100: SEPTIEMBRE 1988

Preamplificador de alta calidad para micrófono	87058	876
Detector pasivo de infrarrojos	87067	1.155
Limitador estéreo	87168	1.841
Transmisor equilibrado para línea BF	87197	2.667
Frecuencímetro multifunción	87286	3.175
Auriculares por infrarrojos	87640	

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
Elaberinto (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 (2×2716	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.

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	
RFM	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.

Este mes...

Elektor núm. 101 Octubre 1988

	Referencia	P.V.P.
Distorsionador para guitarra	**EPS 87255**	**1.843**
Prescaler 1.250 MHz	**EPS 880005**	**2.624**

digital s.a.

ELEKTOR'S-KIT

DIGITAL

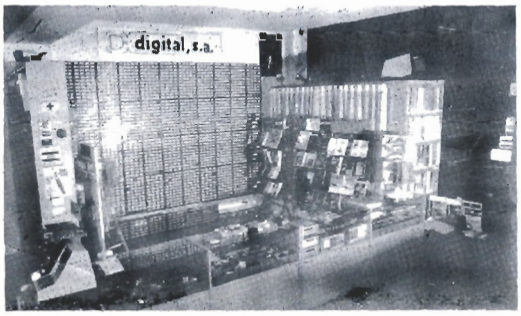
REF.	DESCRIPCION	P.V.P. (SIN IVA)
339	DETECTOR INFRAROJOS	9.647
343	PRESCALER PARA FRECUENCIMETRO	5.734
344	DISTORSIONADOR PARA GUITARRA (NO INCLUYE PEDAL)	4.343
345	AURICULARES POR INFRARROJOS (SIN PLACA C.I.)	2.968

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

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

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





LA TIENDA ELECTRONICA DE VANGUARDIA

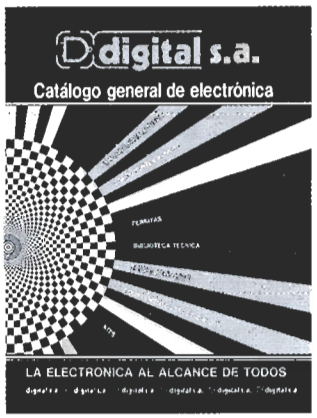
COMUNICA A SUS CLIENTES Y AMIGOS LA NUEVA EDICION DE SU:

CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA

De mayor difusión en España

- Imprescindible para el aficionado,útil herramienta para el profesional.
- 72 páginas en formato 20x27 cm.con todo aquello que necesite en Electrónica..
- Un serio y completo resumen de lo que de VERDAD existe de Electrónica en España.
- Principales características, descripción de funciones en circuitos integrados, patillaje de transistores....
- Nueva Edición corregida y aumentada.

1988/1989



- *Kit*
- *Biblioteca Técnica*
- *Transistores, SCR.*
- *Diodos, Optoelectrónica*
- *Circuitos integrados, Lineales y DIGITALES.*
- *Resistencias, Potenciómetros, Condensadores.*
- *Consumo, altavoces.*
- *Cristales, Zócalos,Relés.*
- *Transformadores, Fusibles.*
- *Ferritas, Disipadores.*
- *Conmutadores, Teclas.*
- *Conectores, Clavijas.*
- *Placas-C.I.*
- *Herramientas*
- *Multímetros*
- *Instrumentación, Osciloscopios.*
- *Soldadura*
- *Varios, Novedades ...*

SOLICITELO HOY MISMO !!!

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

Deseo recibir en mi domicilio, sin ningún compromiso el Catálogo General DIGITAL, para lo cual, adjunto 400 ptas. en sellos nuevos de correos. (350 ptas. IVA incluido) y 50 ptas. G. Envío.

NOMBRE Y APELLIDOS .....

DOMICILIO .....

CIUDAD ..... PROVINCIA ..... C. POSTAL .....

e

CUPON DE PEDIDO DE CATALOGO

SOLICITELO A

digital s.a.

APDO. CORREOS 61.282
28080 MADRID
C/. Pilar de Zaragoza, 45
28028 MADRID

TELETIPO

Foro de fabricación integrada por ordenador CIMEX Internacional

CIMEX Internacional, el primer foro europeo de CIM (Fabricación Integrada por Ordenador), tendrá lugar en Burdeos del 11 al 13 de octubre de 1988.

La CIM es un enfoque global que abarca todos los sistemas de datos (de automatización de la producción, de la oficina, logísticos, etc.) empleados por las compañías para asegurar una mejor coordinación en la fabricación de sus productos, desde el mismo diseño hasta el marketing.

El primer foro sobre Fabricación Integrada por Ordenador, CIMEX Internacional, está reservado a los profesionales de la industria.

Participación española en ELEC-88

La próxima edición de la Feria ELEC-88, que tendrá lugar en París del 14 al 18 de noviembre, contará con una nutrida presencia española que se efectuará en forma de Pabellón Español. La Asociación Española de Material Eléctrico, AMELEC, ha cuidado de promover y coordinar esta importante presencia española, que se encuadra en el Programa de Promoción de Exportación que dicha asociación tiene suscrito con el Instituto Español de Comercio Exterior, ICEX.

AMELEC dispondrá de un stand informativo, conjuntamente con el IXCEX, desde donde se distribuirá el catálogo general «Material Eléctrico Español». El espacio total ocupado por el Pabellón Español es de 550 m².

Nueva dirección de Payma Comunicaciones en Barcelona

La empresa Payma Comunicaciones, S. A. tiene su nueva dirección en Barcelona en:

c/ Calabria, 129-131
08015 Barcelona
Teléf. (93) 424 46 55
Fax (93) 424 87 49

Conferencia de soldadura en electrónica

Propelec, S. A. informa de la celebración de la conferencia que sobre soldadura en electrónica celebrará en Madrid el 4 de octubre, en el hotel Convención, y en Barcelona el 6 de octubre en el hotel Expo.

En dicha conferencia, se tratará sobre:

— Estaño-aleaciones.
— Fluxes.
— Disolventes.
— Máquinas de soldadura.
— Test de limpieza.
— Pasta de soldar - Montaje superficial.
— Montaje superficial, soldadura por ola, fluxes para CMS y limpieza.
— Resolución de problemas.

La conferencia será dada por el Sr. Bob Turnbull, graduado en Química por la universidad de Durham, y actualmente Director Técnico de Alpha Metals Ltd, una compañía mundialmente conocida y especializada en soldadura en electrónica.

Cursos de Tiempo Real

Durante el próximo mes de octubre, Tiempo Real S. A. desarrollará los siguientes cursos en Barcelona:

Días 3 y 4; Curso P1, Normas de instalación de instrumentos: recomendaciones y consejos prácticos.

Día 5; Curso P6, Organización de la función de mantenimiento e índices de tiempo.

Días 6 y 7; curso M19, Simulación de procesos en tiempo real por ordenador.

Días 17 al 21, ambos inclusive; Curso M5, Control PID.

Días 24 y 25; Curso M29, Control PID 2º nivel.

Días 26, 27 y 28; Curso M7, Interferencias en señales eléctricas de control de procesos.

Para mayor información, ponerse en contacto con:

Tiempo Real S. A.
Avda. de Roma, 2, of. 706
08014 Barcelona
Teléf. (93) 424 92 26

Sintetizador de voz de Toshiba

Toshiba presenta un sistema de síntesis de voz capaz de almacenar hasta 16 minutos de voz. Hay diferentes LSI Speech para cada aplicación.

Se puede elegir entre usar ROM por máscara («Mask ROM»), RAM estática o RAM dinámica dependiendo del dispositivo.

También se puede elegir el sistema PARCOR o ADM, así como la cantidad de información a almacenar. Los modelos disponibles son:

— T8603 y T6721A con sistema PARCOR de síntesi de voz.
— T6667 con sistema ADM de síntesis de voz.
— T6668, sistema ADM de grabación y reproducción de voz que puede trabajar con DRAM.
— TC8830F con sistema ADM de grabación y reproducción de voz que puede trabajar con SRAM.

T6658A y T8860F, sistema de comparación lineal de reconocimiento de voz.

Toshiba está representado en España por Lober, S. A.

Tubos de Geiger-Muller que miden las dosis ambientales definidas por la ICRP

Una familia de tubos Geiger-Muller de Philips es la primera que incluso mide la dosis ambiente equivalente, definidas recientemente por la ICRP («International Comission on Radiological Protection»). Los cuatro tubos que miden radiación gama son: ZP1202, ZP 1304, ZP 1314 y ZP1324. Estos tubos tienen respuestas de energía planas, y miden márgenes de la tasa de dosis entre 10⁻ y 40 mGy/h para el ZP1202 y entre 10⁻4 y 2 × 10⁻4 mGy/h para el ZP1304. La respuesta polar de estos tubos es casi constante sobre 360 grados, asegurando así que un instrumento de forma precisa, independientemente de la dirección de la fuente.

Cada tubo está encapsulado en un filtro de compensación de energía que ajusta la respuesta de energía a la de la dosis ambiente equivalente definida por la ICRP. Esta cantidad está basada en la suma ponderada de las dosis equivalentes en varios órganos del cuerpo humano. Se puede usar para predecir el efecto sobre el cuerpo humano de una determinada lectura de radiación en un detec-

tor, y por lo tanto, promete ser la unidad de medida estándar para medir los niveles de radiación en estaciones nucleares de potencia y otras áreas de elevada radiación.

Estos tubos, en común con otros de Philips, tiene un único cátodo cromado que evita que se consuma el material halógeno de extinción de los tubos. Este detalle mejora la estabilidad, y alarga las espectativas de vida de los tubos.

Nueva línea de productos software en Anaya Multimedia

La editorial Anaya Multimedia ha anunciado el acuerdo alcanzado con el conocido y polifacético Peter Norton para la publicación en castellano de sus programas. Este anuncio corresponde a la decisión de Anaya Multimedia de ampliar los servicios prestados a los usuarios de PCs y compatibles mediante el lanzamiento de una línea de productos software.

El primer fruto de esta colaboración aparecerá en el mercado en noviembre y se espera que sea presentado en el SIMO. Se trata de «El comandante Norton» versión 2.0, un programa que permite a cualquier persona hacer un uso rápido y eficiente del MS-DOS. Se basa en menús descendentes (pull-down), accesibles mediante teclado o ratón, que dan acceso a todas las funciones importantes del programa. Entre estas destacan la visualización de directorios (en forma simple o detallada) y árboles de directorios en hasta dos paneles, comparación de directorios, búsqueda rápida de ficheros, creación de hasta un menú personalizado por directorio (activo o no a voluntad), ejecución de programas o comandos mediante la técnica de «apuntar y disparar», reloj, memoria de los últimos comandos del DOS ejecutados, modos EGA y VGA además de las posibilidades obligadas en cualquier programa de este tipo. Una novedad al respecto es la posibilidad de visualizar ficheros de texto y hojas de cálculo de Lotus 1-2-3 y Symphony y bases de datos de dBASE II, III y III Plus, tal y como aparecerían desde sus respectivos programas, lo que nos permite conocer el contenido del fichero plenamente.

En cuanto se comience a distribuir el programa daremos más detalles de su funcionamiento y características, aunque sí hay que mencionar desde ahora el sistema antipiratería elegido, sin duda uno de los pocos efectivos: el precio. IVA incluido vendrá a salir por 10.080 ptas. ¿Quién puede preferir hacer fotocopias de manuales y copias del disco a disponer de los originales por esa cantidad?

A lo largo del primer año se piensa añadir a esta nueva línea de productos las Utilidades Norton y las Utilidades Norton Avanzadas 4.5 (todavía en fase de diseño en USA). La tarea que Anaya Multimedia asume en el acuerdo no se limita a la mera distribución, sino que se encarga también de la traducción, adaptación, edición y producción, hasta el punto de que comparte junto a Norton el *copyright* de la versión española de «El comandante Norton». La apuesta de Anaya Multimedia creemos que está abocada directamente al éxito y esperamos que se vea materializado en una larga lista de productos con la misma calidad e interés que caracterizan a sus libros técnicos, tal y como hemos ido dando cuenta en la sección bibliográfica de esta revista.



GAYMAKIT



Equipo de mantenimiento y limpieza multiuso

No deje en manos de cualquier producto de limpieza las partes más delicadas de su ordenador (cabezales, teclados y pantalla). GAYMAKIT es un producto específico para este fin y científicamente comprobado, de forma que no pueda dañar las superficies a limpiar. Imprescindible para lograr una buena audición y una perfecta imagen en los equipos audiovisuales de su hogar. Elimina la carga estática de las pantallas y deja una fina película protectora que repele el polvo. Viene provisto de pincel, cánula y gamuza para llegar a los lugares de más difícil acceso.

De venta en establecimientos de informática y muebles de oficina en toda España.

MICROGAYMA, S. A. C/. Cartagena, 70-80 Tels. 255 32 09-256 15 13. 28028 MADRID

VISITENOS EN EL SIMO
RUM DE BARCELONA
DEL 19 AL 21 DE OCTUBRE
STANDS 13 y 15, NIVEL K

Los amantes de la música electrónica a partir de una guitarra eléctrica, solista o rítmica, sin duda apreciarán el amplio margen de sonidos que se pueden conseguir con este barato circuito de distorsión.

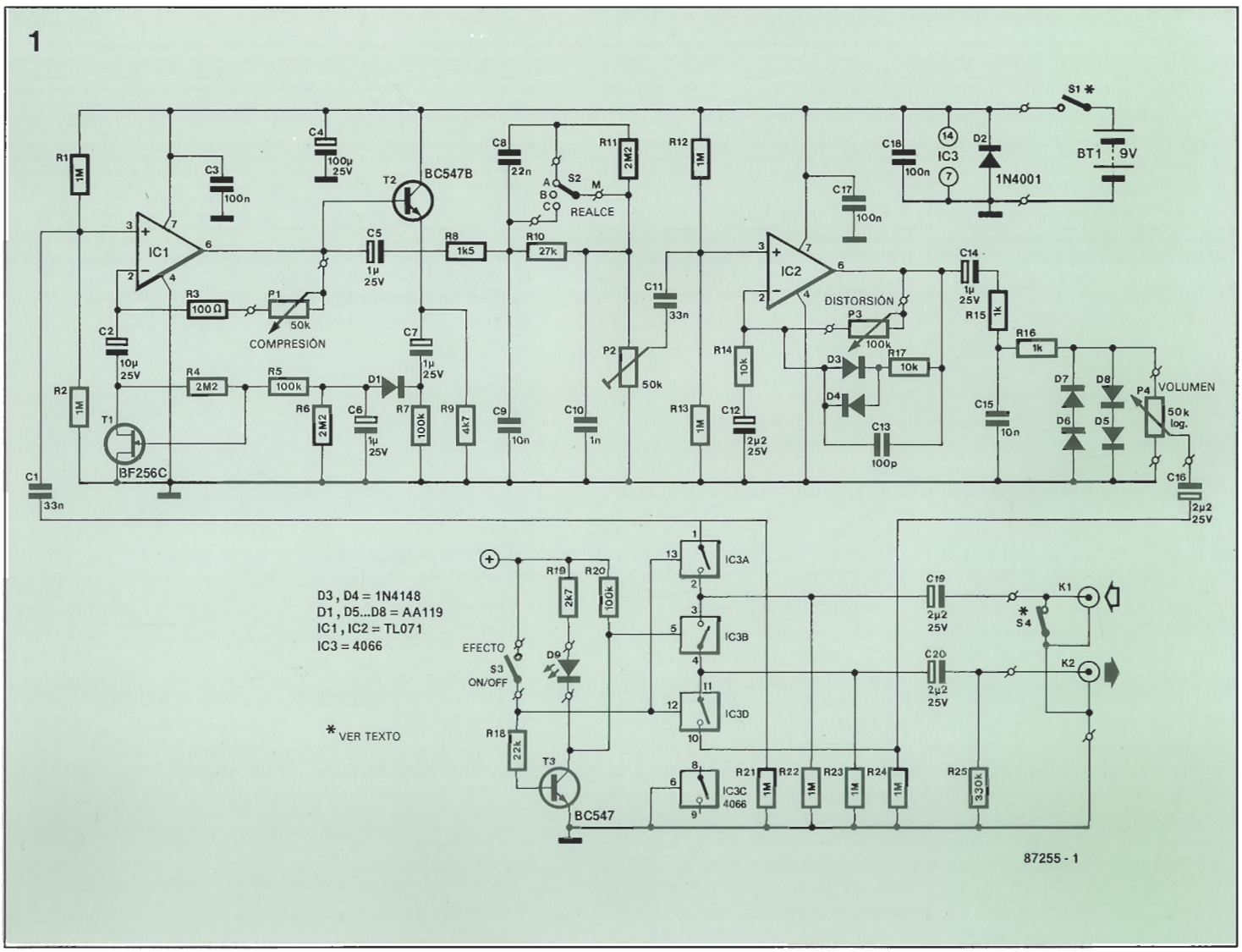
DISTORSIONADOR PARA GUITARRA

La unidad de distorsión descrita en este artículo resulta muy sencilla de construir, estando realizada a partir de elementos fácilmente localizables, y por tanto baratos, a pesar de lo cual se obtiene un excelente resultado con virtualmente cualquier combinación de guitarra eléctrica, solista o de acompañamiento, y amplificador de guitarra (tanto de válvulas como de transistores). Este montaje dispone de tres controles que garantizan un amplio margen de efectos conseguibles, y resulta relativamente fácil de ajustar.

Descripción del circuito

El circuito del distorsionador se muestra en la figura 1. El montaje recibe alimentación a través del

Figura 1. Esquema del circuito de distorsionador para guitarra.



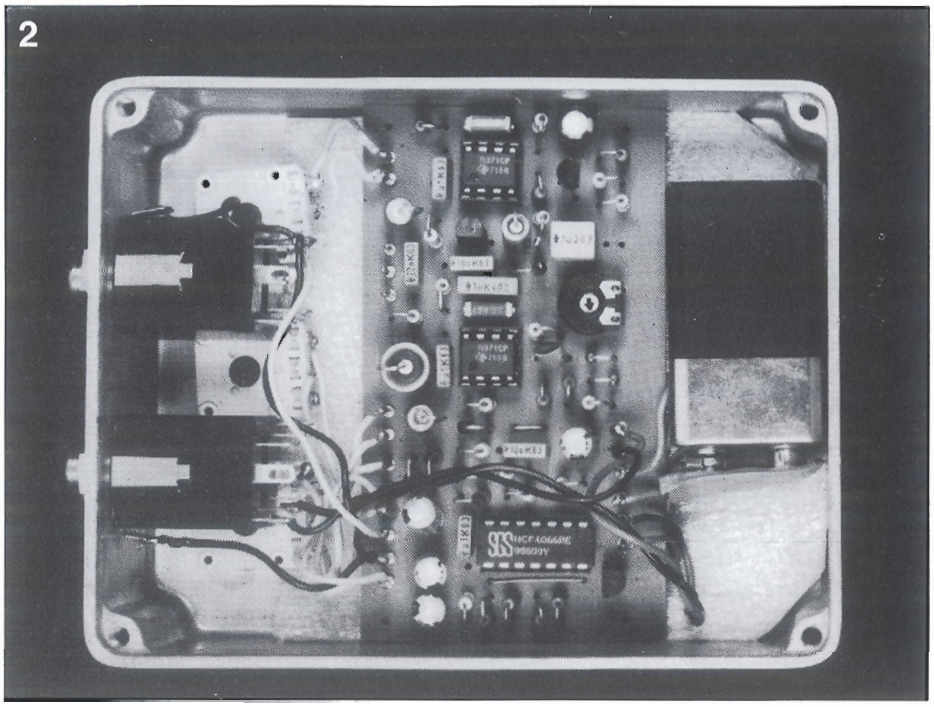


Figura 2.
Vista interna del prototipo. Los conectores de entrada y salida, K1 y K2, están dotados de conmutador incorporado.

interruptor S1, que se cierra automáticamente cuando se inserta el jack macho en el conector K2. La salida del circuito, sin embargo, permanece cortocircuitada a masa hasta que se inserte el conector K1. Esta disposición evita de forma muy efectiva cualquier ruido en el amplificador de guitarra mientras que se están conectando los cables a la unidad de distorsión. La señal de la guitarra se aplica a los conmutadores electrónicos IC3a e IC3b por medio del condensador de desacoplo C19. La configuración de los conmutadores electrónicos está controlada por el interruptor de pedal S3 a través del inversor/excitador de led T1. Cuando el interruptor de pedal está abierto, esto es, no pisado, R20 lleva la entrada de control de IC3b al nivel positivo, de forma que la señal de la guitarra pasa desde K1 a K2 con una resistencia en serie de unos 90 Ω (resistencia interna de conducción, transferencia de los conmutadores electrónicos). Al cerrar el interruptor de pedal, T3 conduce, el led D9 se ilumina, IC3b se abre, e IC3a e IC3d se cierran. La señal de la guitarra se lleva al circuito de distorsión a través de IC3a y C1, y sale hacia el amplificador por medio de C16 e IC3d. La implantación de los conmutadores electrónicos se justifica doblemente: por una parte se evitan lo ruidos de conmutación del interruptor mecánico, y por otra parte permite emplear un interruptor simple de pedal para S3.

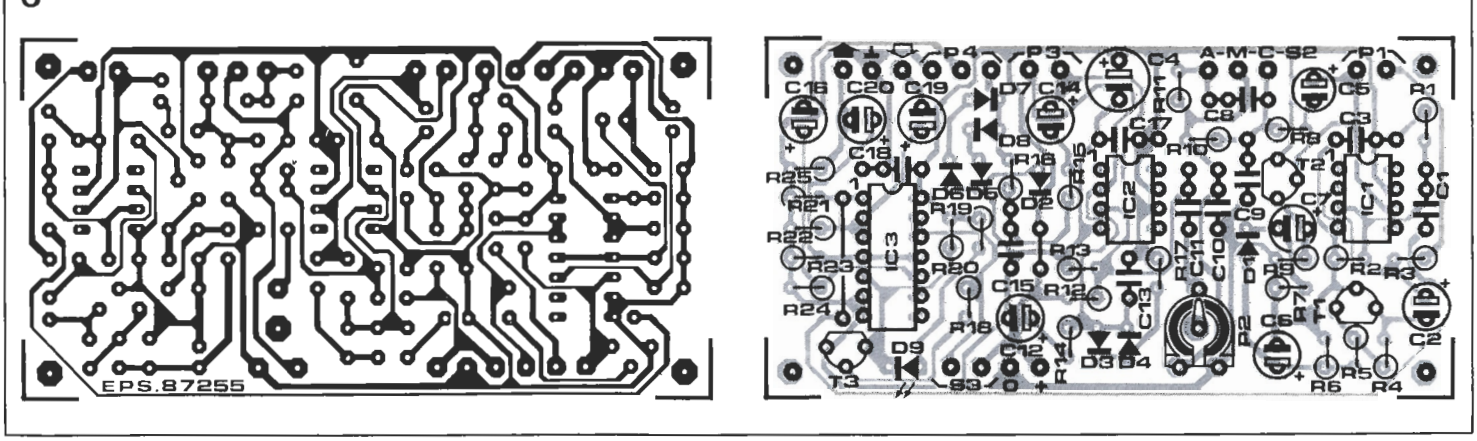
El circuito construido alrededor de IC1, el FET T1, T2 y el rectificador D1 forman un limitador (recortador) cuyo nivel de actuación se define mediante P1. El efecto de distorsión sin embargo todavía no está completo. El condensador de acoplo C5 lleva la señal a una red de filtro pasivo. Los componentes de alta frecuencia de la señal son atenuados o realzados dependiendo de que el interruptor esté en la posición B o A, respectivamente. Cuando S2 se coloca en la posición C, el filtro queda desactivado (cortocircuitado). Si la frecuencia de este filtro no le satisface, las características del mismo pueden ser alteradas cambiando el valor del condensador C10; cuando se aumente la capacidad de este condensador se produce un desplazamiento hacia abajo del espectro de las frecuencias pasantes.

El ajustable P2 sirve para con-

Lista de componentes

Resistencias
(±5%):
R_1; R_{12}; R_{13}; R_{21}... R_{24} incl. = 1MΩ
R_2 = 100Ω
R_4; R_6; R_{11} = 2M2
R_5; R_7; R_{20} = 100K
R_8 = 1K5
R_9 = 4K7
R_{10} = 27K
R_{14}; R_{17} = 10K
R_{15}; R_{16} = 1KΩ
R_{18} = 22K
R_{19} = 19K7
R_{25} = 330K
P_1 = 50K potenciómetro lineal
P_2 = 50K ajustable horizontal
P_3 = 100K potenciómetro lineal
P_4 = 50K potenciómetro logarítmico
Condensadores
C_1; C_{11} = 33n
C_2 = 10µ; 25 V, radial
C_3; C_{17}; C_{18} = 100n
C_4 = 100µ; 25 V; radial
C_5; C_6; C_7; C_{14} = 1µ0; 25 V; radial
C_8 = 22n
C_9 = 10n
C_{10} = 1nΩ
C_{12}; C_{16}; C_{19}; C_{20} = 2µ2; 25 V; radial
C_{13} = 100p
C_{15} = 10n
Semiconductores
D_1; D_5... D_8 incl. = AA119
D_2 = 1N4001
D_3; D_4 = 1N4148
D_9 = LED (rojo)
T_1 = BF256C
T_2 = BC547B
T_3 = BC547
IC_1; IC_2 = TL071
IC_3 = 4066

Figura 3.
Distribución de pistas y serigrafía para la construcción del distorsionador para guitarra.



4

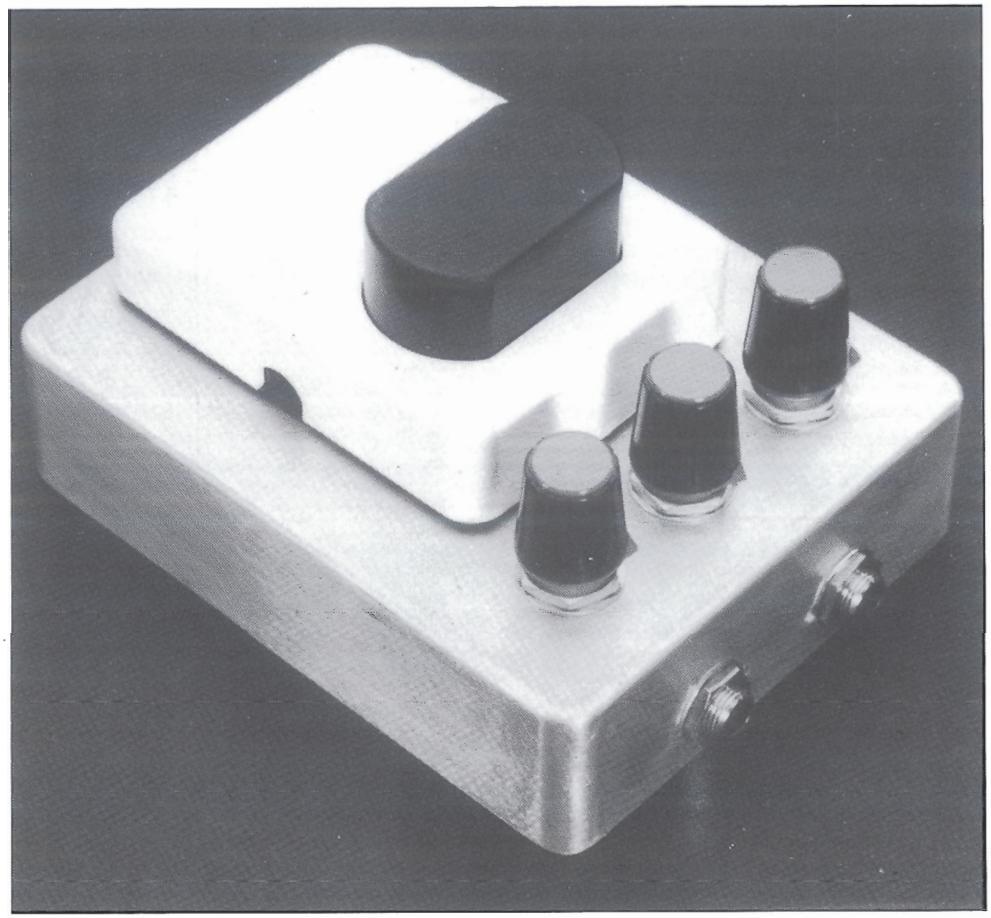


Figura 4.
Vista del equipo una vez cerrada la caja.

trolar la óptima amplitud de señal que llega a la etapa de distorsión realizada alrededor de IC2. En la línea de realimentación de este operacional, la resistencia R17 junto con los diodos D3 y D4, conectados en antiparalelo, aseguran una primera limitación (distorsión). Esta configuración impide que IC2 proporcione señales rectangulares. El nivel de distorsión de esta etapa puede ser alterado mediante el potenciómetro P3. La salida de señal se lleva mediante C14 a un filtro paso-bajo, tras lo cual la señal modificada se aplica a los diodos de limitación D5... D8, antes de llegar al potenciómetro de volumen P4. A continuación la señal llega a los conmutadores electrónicos mencionados anteriormente, antes de alcanzar el conector de salida.

Construcción y ajuste

La construcción del distorsionador es un trabajo rutinario: simplemente hay que colocar los componentes de acuerdo con la indicación de la serigrafía, ver figura 3, y la lista de componentes. La única precaución digna de señalar es la correcta orientación de los diodos y condensadores electrolíticos radiales.

Dado que el montaje puede tener un uso intensivo, profesional o semiprofesional, resulta recomendable dotarlo de una caja metálica suficientemente sólida; es particularmente importante que los conectores de chasis K1 y K2 estén firmemente sujetos a la caja, si se quiere que sobrevivan a un uso que, en ocasiones, puede no ser excesivamente cuidadoso. La figura 2 muestra la realización de nuestro prototipo en una caja de estas características. El interruptor de pedal, el led, y los potenciómetros de «compresión» (P1) y «distorsión» (P3) y «volumen» (P4) se colocarán en la parte superior de la caja. En la caja debe dejarse suficiente espacio para la pila de 9 V, PP3, que se fijará con un clip se soporte o un trozo de cinta adhesiva de doble cara.

Para un ajuste fino del circuito resulta recomendable un osciloscopio y un generador de señal senoidal, aunque también existe la posible de un ajuste suficientemente bueno sin necesidad de estos equipos. Para ello, conecte el distorsionador entre la guitarra y el amplificador, verificando que el circuito dispone de alimentación. Active el interruptor de pedal, coloque P3 en la posición de resistencia mínima, y desactive el filtro de «realce» (S2 en posición C). La nota «si» de la guitarra proporciona una frecuencia de aproximadamente 1 KHz (suponiendo que esté bien afinada). Con esta señal, ajuste P1 para que haya la mínima distorsión audible. Ajuste P2 y actúe el pedal varias veces hasta que se obtenga el mismo volumen con y sin el distorsionador activado (esta posición depende de la del potenciómetro de volumen P4).

Si dispone de osciloscopio y generador senoidal, el procedimiento de ajuste es el siguiente: aplique una onda senoidal de 1KHz y 150 mV de amplitud a la entrada del circuito. Coloque el conmutador rotativo S2 en la posición C (filtro desactivado). Conecte el osciloscopio en el punto de unión de S2 y P2, y ajuste P1 para una máxima amplificación sin apreciar distorsión. Aumente la amplitud de la señal hasta 300 mV, con lo que se apreciarán síntomas de distorsión en el oscilosopio, y reduzca la distorsión observada tanto como sea posible reajustando cuidadosamente P1. Si no resulta posible reducirla a un nivel aceptable, será necesario sustituir T1 por otro BF256C; estos FETs son fabricados con unos márgenes de tolerancia (dispersión de características entre varios transistores) bastante altos. El volumen del circuito se regulará como se ha comentado anteriormente.

El consumo del circuito es bastante pequeño, de forma que una pila alcalina de 9 V debería asegurar su funcionamiento durante unas 300 horas. La colocación del diodo led reduce esta autonomía a unas 40 horas solamente. La colocación de un led de alta eficiencia, junto con un valor más elevado de R19 permitirá una autonomía mayor, sin perder las ventajas de la visualización de «equipo en marcha». Por último cabe mencionar que el diodo D2 protege al circuito frente a un eventual error en la colocación del conector de pila (o de la pila misma). ◀

Varios
K_1; K_2 = conector jack de auriculares 6,3 mm (con conmutador incorporado)
S_1 = interruptor miniatura (normalmente cerrado)
S_2 = conmutador rotativo de 3 posiciones 1 circuito
S_3 = interruptor de pedal
S_4 = interruptor miniatura (normalmente cerrado)
EPS 87255

Hace poco más de un año, muy pocas personas conocían lo que era la superconductividad y, por tanto, los superconductores. Sin embargo, desde entonces el tema ha evolucionado tan rápidamente, que incluso ha merecido la atención de los medios de comunicación.

LOS SUPERCODUCTORES

Para empezar por el principio (lo cual es una excelente costumbre), lo primero debería ser definir la superconductividad. En una obra técnica encontramos la siguiente definición: «fenómeno por el cual la resistencia de ciertos metales, denominados superconductores, después de ir disminuyendo regularmente a medida que su temperatura desciende, cae bruscamente a un valor próximo a cero». Esta transición se observa en numerosos metales a temperaturas próximas al cero absoluto (que los científicos denominan cero Kelvin, 0 °K). El cero absoluto, que corresponde a una temperatura de –273, 16 °C, representa una ausencia total de calor; es la temperatura más baja alcanzable. Cuando los metales indicados se acercan a este límite, pierden brutalmente su resistencia eléctrica y se convierten en superconductores. En estas condiciones son capaces de transportar la energía eléctrica sin la menor pérdida de energía, y en ciertos casos generan campos magnéticos extremadamente altos. Rápidamente, tras el descubrimiento de la superconductividad, los ciéntificos empezaron a pensar que este fenómeno podría tener consecuencias asombrosas; se enfrentaban a un obstáculo prácticamente infranqueable: la obtención y mantenimiento de las temperaturas necesarias para la consecución del estado de superconductividad de estos metales es una cuestión delicada y, a menudo, extremadamente cara.

Un poco de historia

Para comprender mejor el porqué del interés acerca de la superactividad hace falta hechar un vistazo al pasado. Todo comenzó en 1911, cuando dos holandeses, Gilles Holst y Heike Kamerling Onnes, constataron que a una temperatura inferior a 4 °K la resistencia presentada por ciertos metales, el mercurio y el estaño entre otros, desaparecería totalmente: acababan de descubrir la superconductividad. Hay que resaltar que Onnes fue el primero que consiguió la licuefacción del Helio (He) con una temperatura de –269 °C, es decir, 4,2 °K; el conjunto de sus trabajos sobre las temperaturas extremadamente bajas le valió el premio Nobel de Física en 1992. En 1920 se interesó por el Niobio (Nb). En 1933, dos alemanes, W. Meissner y R. Ochsenfeld, publicaron un documento relativo a un fenómeno altamente extraño y curioso: a la temperatura crítica, los materiales superconductores se convertía en amagnéticos; esto se convirtió en el famoso «efecto Meisner».

¿Qué quiere decir esto exactamente? El efecto Meisner es la desaparición de las líneas de campo magnético en el interior del material indicado. Si se coloca un imán en las proximidades de un material superconductor, estos dos componentes se repelen mutuamente. En 1941, el interés se dirigió sobre el nitrato de niobio. En 1954 sería el turno de una combinación de niobio/nitrógeno/carbono (Nb/N/C). Al año siguiente se volvió sobre la aleación niobio/estaño (Nb/Sn). En 1957 los americanos John Bardeen, John R. Schrieffer y Leon N. Cooper propusieron una teoría que explicaba el fenómeno de la suerconductividad, conjunto de cuyos trabajos conocidos desde entonces como «teoría BSC»; por el conjunto de sus trabajos, este trío obtuvo el premio Nobel de Física en 1972. En los comienzos de 1960 fueron descubiertas las mezclas superconductoras clásicas, como el niobio/estaño y el niobio/titanio (Nb/Ti) cuya primera aplicación práctica tuvo lugar en 1964. En 1962 el inglés B. D. Josephson descubrió la unión que desde entonces lleva su nombre. Se trata de pares de electrones que pasan de un material superconductor a otro a través de un «tunel» de material aislante (con relación al superconductor). Sobre este descubrimiento se basa el SQUID (Superconductor Quantum Interference Device», dispositivo de interferencia cuántica superconductor), dispositivo que permite una medida extremada-

Figura 1. Cronograma de la evolución de la temperatura máxima a la cual se presenta la superconducción desde 1911 hasta nuestros días.

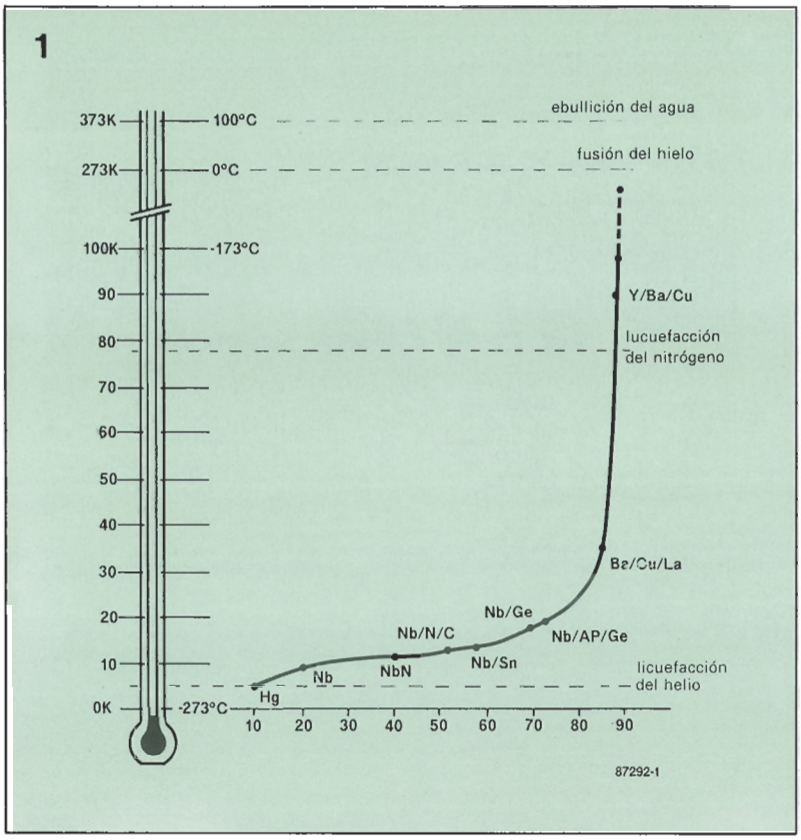


Figura 2. Demostración práctica de la superconductividad. A temperatura ambiente, la cerámica presenta una evidente resitencia (fuente: FOM/ Picture Report).

Figura 3. Con el enfriamiento de la cerámica mediante nitrógeno líquido, la resistencia desaparece (fuente: FOM/ Picture Report).

mente precisa de débiles campos magnéticos. Hubieron de transcurrir 11 años para que Josephson obtuviera también un premio Nobel por sus trabajos sobre la famosa unión.

En 1967 el interés se centró en el niobio/aluminio/germanio, y después, en 1973, en el niobio/germanio. La realización entre 1967/77 del hilo de niobio/estaño superconductor parece ser una de las primeras aplicaciones comerciales de la superconducción. Hubo que esperar cerca de dos lustros antes de que el tema se desbloqueara brutalmente. En diciembre de 1985, Muller (IBM suiza) y Bednorz describieron una nueva cerámica (se da a diferentes óxidos metálicos el nombre genérico de cerámicas): un óxido de bario/lantano/cobre (BA/La/Cu) con el cual la superconducción se presenta a una temperatura más «alta»: 35 °K, es decir, -238 °C. El tema se aceleró a continuación: en enero de 1987, después de haber alcanzado 52 °K con una presión de 12.000 atmósferas mediante una cerámica de bario/cobre, Paul Chu de la Universidad de Houston, alcanzó 54 °K sustituyendo el bario por estroncio y después por lantano. De este modo estableció un nuevo récord mundial «oficioso» con un óxido de itrio/bario/cobre (Y/Ba/Cu) y lo coló en 93 °K. (-180 °C). Algunos días más tarde llegó incluso a alcanzar 98 °K. Este descubrimiento alcanza su verdadera importancia si se sabe que esta temperatura se sitúa algunos grados por encima del punto de licuefacción del nitrógeno, que es de 77 °K (-196 °C). Posteriormente, en el curso del pasado año, y por todo el mundo, los records cayeron uno tras otro. Por el momento, parece que la temperatura más «alta» alcanzada es de aproximadamente 120 °K (-153 °C) y que a 240 °K (-33 °C) se ha observado fenómenos relacionados con la superconductividad bajo la forma de «burbujas» superconductoras.

El americano A. Zettl ha efectuado experimentos sobre un material que presenta características suerconductoras a 19 °C (para perderlas irremediablemente cuando la temperatura sobrepasa este valor). Desde entonces no ha conseguido «cocer» otra cerámica que presente las mismas características. Paul Chu anunció a finales del año pasado que había constatado el fenómeno de superconductividad a ¡ -33 °C! No sería extraño oir hablar pronto de elementos tan exóticos como el iterbio y el gadolinio. El croquis de





la figura 1 ilustra la conología de estos descubrimientos.

Resulta extremadamente sencillo

Por todo el mundo, los científicos se convierten en alfareros, ensayando diferentes mezclas de polvos de óxidos metálicos, para crear «tortas» de cerámica. Una vez realizado esto, no queda más que refrigerarlos con nitrógeno líquido (que tiene un precio notablemente inferior al de la cerveza). Comparado con el helio líquido, el nitrógeno es más barato, menos difícil de mantener a baja temperatura y más fácil de manejar. Estas características explican la tendencia actual a un enorme crecimiento de los trabajos sobre la superconductividad. A poco que se pueda poner la mano sobre un trozo de material superconductor, se trata de una experiencia al alcance de cualquier laboratorio. Las fotos 2 y 3 muestran dos etapas de uno de estos experimentos. Se conecta un óhmetro en los extremos de un trozo de cerámica superconductora sobre la que se aplica una tensión de 9 voltios, provocando así la circulación de una corriente. En el momento en que se vierte nitrógeno líquido sobre la cerámica, se ve la aguja del óhmetro descender rápidamente hacia cero. La figura 4 muestra el montaje experimental de un trozo de cerámica superconductora. La facilidad de manejo, y bajo coste, aportada por la utilización del nitrógeno explica el entusiasmo actual para todo el que maneja los superconductores. ¿Cómo se podría si no conseguir que los campos magnéticos generados por las cerámicas sean notablemente superiores a los obtenidos mediante los superconductores metálicos? No tenemos aquí la intención de proponer en este artículo un curso de electrónica aplicada: como todos los lectores saben, a temperatura ambiente todo material presenta una cierta resistencia al paso de la corriente eléctrica, resistencia que conlleva una disipación de calor. Nuestros soldadores y otros accesorios eléctricos son aplicaciones basadas en este principio físico. En muchos casos, la existencia de esta resistencia constituye un handicap, que implicando pérdidas financieras importantes durante el transporte de la electricidad en las líneas de alta tensión, la fusión de ciertos materiales, y la limitación de la velocidad de nuestros ordenadores, y la de muchos otros aparatos eléctricos. La superconductividad elimina esta resistencia. Como una gran parte de la tecnología moderna se basa en la circulación de corrientes a través de conductores, transistores, y otros componentes de toda índole, Bertram Batloog (de los laboratorios AT&T Bell) predice una revolución tecnológica el día en que se encuentre un método fácil de utilizar en todos ellos la superconductividad.

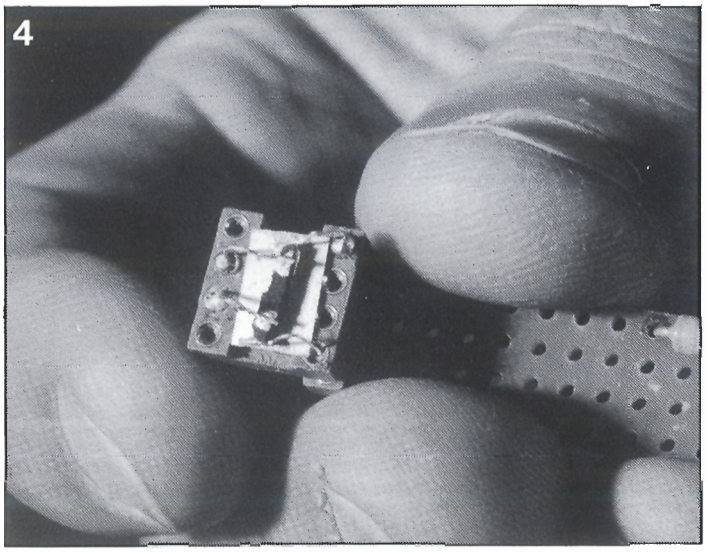
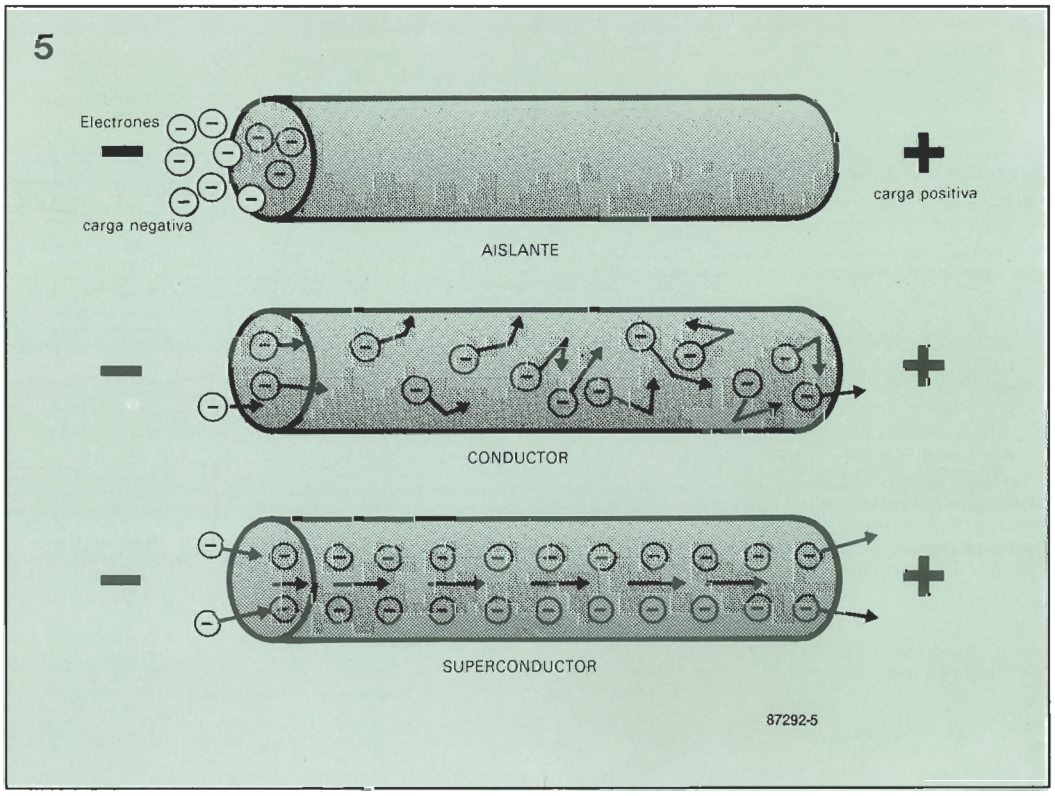


Figura 4. Zócalo de integrado empleado para realizar un dispositivo de sujección improvisado (fuente: FOM/ Picture Report).

Figura 5. Corriente y resistencia en un material aislante, conductor y superconductor.



La incomprensión de los comienzos

Aunque el fenómeno de la superconducción fue descubierto en 1911 gracias al mercurio, ha hecho falta mucho tiempo antes de que fuera correctamente interpretada y comprendida. Entre tanto, se hicieron muchas otras experiencias con otros metales. Hubo que esperar hasta 1957 en que fue publicada una teoría que describía de manera satisfactoria al superconductividad: en un material sólido, los átomos se ordenan respetando una disposición fija.

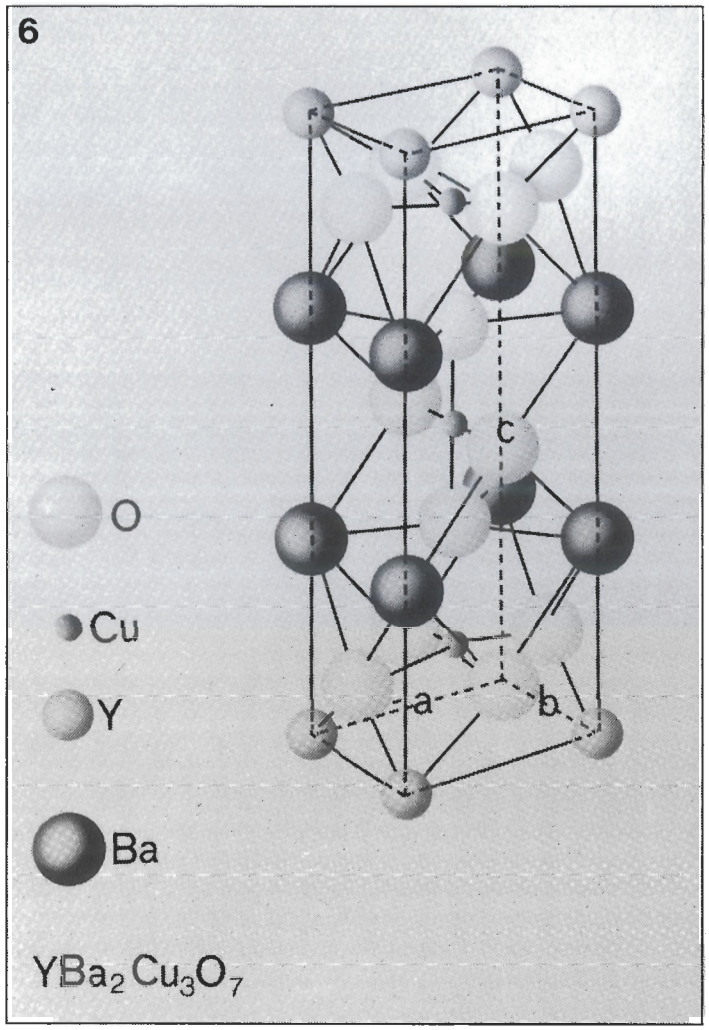


Figura 6. Estructura cristalina de una molécula de YBa2Cu307.

Contrariamente a lo que se podría pensar, sólo una pequeña parte del espacio está ocupada de esta forma; esta disposición deja mucho espacio a los electrones, permitiéndoles, pues, pasar de un átomo a otro a través del espacio intermolecular, y esto con gran facilidad ya que las órbitas exteriores de los óxidos metálicos en particular están poco «pobladas». En estas condiciones, la aplicación de un campo eléctrico implica un movimiento inmediato de los electrones en una dirección determinada: nos encontramos en presencia de una corriente eléctrica. Normalmente, se observan numerosas colisiones entre los electrones y los átomos, con lo que los primeros pierden así una parte de su energía cinética. En estas dos condiciones, la corriente no circula libremente, ya que encuentra una «resistencia».

Cuando se enfrían ciertos metales por debajo de una determinada temperatura, denominada temperatura crítica, aparece un fenómeno curioso, observado la primera vez sobre el mercurio. Los átomos que constituyen el metal suministran electrones. Si se desprende un electrón con su carga negativa, el átomo que acaba de abandonar se encuentra bajo la forma de un ión positivo. Un metal en el cual circulan electrones contiene igualmente iones. Las cargas de signo contrario se atraen. Cada electrón móvil ejerce una atracción sobre los iones más próximos, forzando a estos últimos a moverse ligeramente. Se constata así ligeros desplazamientos de los iones. Esta acumulación de iones produce una nube de polarización que no toma consistencia mas que tras el paso de los electrones. Esta nube persiste cuando llega el electrón que precede y el que sigue a la nube de polarización constituyen un par. Por todas partes dentro del metal se constituyen así estos «pares de Cooper» seguidos de sus nubes de polarización: es entonces cuando entra en escena la superconductividad. Estas nubes de polarización no nacen adecuadamente más que en ciertas estructuras cristalinas, de forma que la superconductividad está reservada a un cierto número de metales o mezclas metálicas y no se produce más que por debajo de una cierta temperatura. La figura 5 muestra las diferencias que existen entre un aislante, un conductor y un semiconductor.

Los problemas

Aunque resulta sencillo efectuar una demostración de superconducción con ciertas cerámicas recientes, todavía no se ha encontrado una explicación satifactoria a este fenómeno, ya que desafía la teoría BSC estándar, que sólo se explica el caso de los metales llevados a una temperatura extremadamente baja. En todo el mundo se busca febrilmente informaciones relativas a la extructura y la forma de los cristales de estos nuevos materiales. A finales del año pasado, la diversidad de declaraciones no presenta mayor similitud que la variedad de aproximaciones intentadas. Cada especialidad científica aporta su importancia tomada por los átomos de oxígeno en la estructura cristalina. Los análisis han permitido visualizar la estructura de la cerámica de itrio/bario/óxido de cobre obtenida a partir de una mezcla de óxido de itrio, óxido de cobre y carbonato de bario. En el caso ideal, esta estructura toma la forma de un apilamiento de tres cubos (ver figura 6). En los perímetros del cubo superior e inferior se encuentra un átomo de itrio. En las esquinas del cubo central se localizan los átomos de bario y sobre una especie de eje central los átomos de cobre. De forma similar a la de una molécula de DNA, los átomos de oxígeno interconectan al resto de los átomos. Debido a la presencia de un cierto número de átomos de oxígeno, la fórmula de la estructura así obtenida se escribe como: YBa2Cu307. La ausencia de átomos de oxígeno explica la presencia alrededor de los átomos de cobre de un número variables de electrones. Los científicos piensan que esta valencia (número variable de electrones) está de alguna manera relacionada con el origen de la superconducción.

El efecto Meissner

Los físicos no aceptan hablar de superconducción mas que después de haber observado el efecto Meissner, que se caracteriza por la posibilidad de hacer flotar un material amagetico dentro de un campo magnético. Tomemos un pequeño disco de material superconductor y coloquémoslo en la vertical de un imán tórico, como se muestra en la figura 7; las líneas verticales del campo magnético creado por este imán atraviesan simplemente el disco. Si se enfría el disco por debajo de la temperatura crítica, los electrones se asocian por pares, liberando al hacerlo una cierta energía que genera una corriente superficial importante. A su vez, esta corriente producen un campo magnético similar al creado por la circulación de una corriente a través de una bobina. El campo magnético propio del material cerámico repele las líneas del campo magnético del imán, forzándolas a dar la vuelta al disco. Se obtiene así un efecto de «fuente», en el que las líneas de campo sostienen al disco, que se pone a «flotar» en el aire (de forma similar a una pelota de plástico sobre un chorro de agua).

Aunque hace apenas un año que se habla de superconductores, ya se puede adquirir en Japón un kit de experimentación por unos 13.000 yens (unas 12.000 pesetas), kit que comprende un trozo de material del tipo descrito anteriormente, tres modelos de imanes (de cobalto, de samario, y de neodimio) una cuchara de poliestireno expandido aislante, y una pinza que sirve para manipular los diferentes componentes. Con ayuda de este sencillo kit de experimentación se puede verificar, para los excépticos de «si no veo no creo», que, en el estado de superconductor, el material no presenta la menor resistencia y que, todavía mejor, los imanes generan corrientes espontáneas. Para realizar sus propios experimentos hará falta un óhmetro, una pila, algunos cables de conexión, y, evidentemente, un trozo del famoso YBa2Cu307. La preparación de este material está al alcance de numerosos laboratorios de todo el mundo, lo que explica la repentina «fiebre» de los superconductores. Recientemente, un equipo yugoslavo dice haber observado la superconducción a 220 °K, aunque este valor debe ser tomado con cautela.

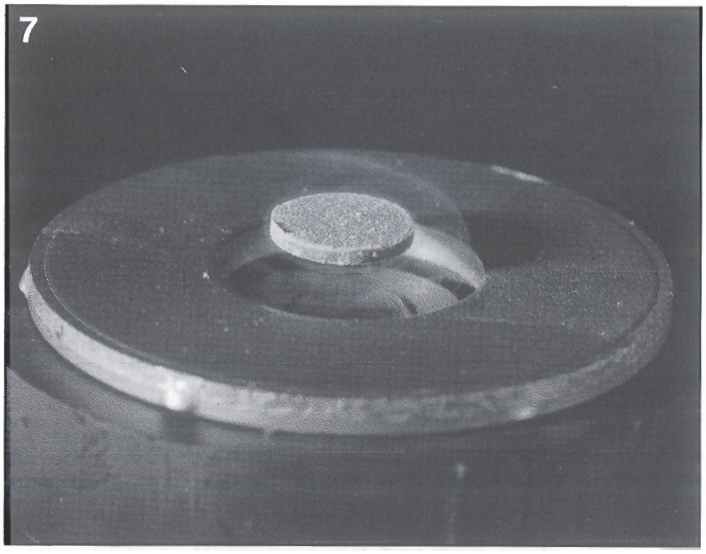


Figura 7. Uno de los efectos más llamativos y sorprendentes que se puede encontrar con un superconductor (ver también la foto de la portada). La cerámica enfriada, superconductora, se sostiene en el aire (fuente: FOM/ Picture Report).

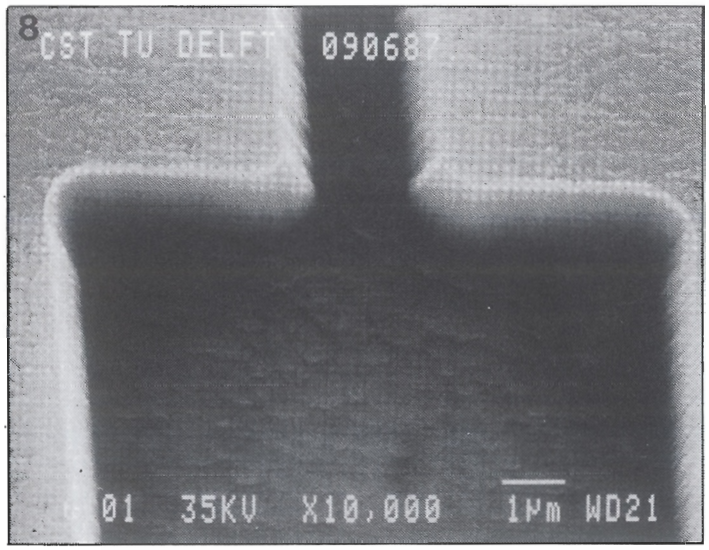


Figura 8. Con ayuda de un haz de iones, se ataca la película extremadamente fina de un material superconductor, depositado mediante crecimiento epitaxial sobre un substrato de zafiro, para cortar un trozo (fuente: TU-Delft).

Las investigaciones actuales siguen tres direcciones principales:

1. Investigación fundamental.
2. Teoría.
3. Aplicaciones.

Investigación fundamental experimental

Todas las técnicas conocidas del arsenal de los métodos de medidas físicas son aplicadas para descubrir las características fundamentales de estos materiales. Esta investigación resulta indispensable, ya que se ha puesto de manifiesto que los superconductores «calientes» no se comportan de la misma manera que los superconductores «normales». Los franceses están investigando en una nueva dirección: están intentando efectuar medidas en substancias monocristalinas en lugar de sobre substratos porosos como hace casi todo el mundo.

Teoría

Los resultados obtenidos durante diversos experimentos efectuados en el campo de la investigación fundamental son, evidentemente, empleados para estable-

cer nuevas teorías. Por el momento, se intenta descubrir qué es lo que ocurre a nivel microscópico en la superconducción a temperaturas «elevadas», ya que la teoría BCS convencional no se cumple en estas condiciones. Tras este enorme paso adelante, en el que hace falta idear nuevos modelos teóricos, los investigadores teóricos no se sienten bloqueados por el límite mágico de los 23 °K.

El americano Batlogg (laboratorios AT&T Bell) ha hecho un descubrimiento fundamental muy importante. El constató que en un cristal de YBa2Cu307, la sustitución de un átomo de oxígeno normal (O16) por un isotopo más pesado (O18) de este mismo elemento, no tenía la menor influencia sobre el valor de Tc (la temperatura crítica). De aquí se puede deducir prácticamente que la teoría BCS estándar (que prevee una variación de Tc en función de la variación de la masa atómica) no es, sin ninguna duda, aplicable sin modificaciones al proceso de superconductores «calientes». Medidas realizadas a presión elevada (hasta 170.000 atmósferas, en Amsterdam) han dado resultados que apuntan en la misma dirección. Otros experimentos han probado a su vez que los nuevos superconductores no se diferencian mas que muy poco respecto a los superconductores estándar. Misterios de la naturaleza.

Aplicaciones

En numerosos países, principalmente en Estados Unidos y Japón, pero sin duda ninguna en China o en Rusia se efectúan investigaciones en todas las direcciones en el campo de los superconductores de capa fina y en forma de hilo para eventuales aplicaciones en la tecnología de fabricación de microprocesadores y otros circuitos asociados. Ya se ha realizado hilo y bobina en material superconductor (Toshiba). El hilo (con sección de alrededor de 1 mm) que constituye la bobina es un fino envoltorio de plata que contiene polvo de Y-Ba-Cu-O. Tras el bobinado para realizar la bobina, el hilo se cuece en una atmósfera de oxígeno a una temperatura de 800 °C. El oxígeno difundido a través de la plata se combina con el polvo. El hilo así obtenido es muy superconductor pero, de momento, el valor máximo de corriente que es capaz de manejar no llega mas que a 510 A/cm², valor por encima del cual pierde sus propiedades superconductoras. Se trata en este caso de un problema tecnológico, ya que se sabe que capas finas de Y-Ba-Cu-O obtenidas por crecimiento epitaxial son capaces de soportar hasta 10^6 A/cm². Este ejemplo prueba elocuentemente que si bien tecnológicamente nada impide fabricar rápidamente hilos de materiales superconductores, no será pasado mañana cuando podamos ver la comercialización de superconductores «calientes».

Cuando se encuentre un material que se comporte como superconductor a temperatura ambiente, este descubrimiento provocará, desde luego, cambios importantes en nuestras vidas. Algunos ejemplos de aplicación inmediata que podremos ver son: cabezas de grabación y lectura para magnetófonos que tendrán un rendimiento muy superior a que conocemos hoy día, motores eléctricos supereficaces, nuevos tipos de altavoces, trenes «flotantes» sobre cojín magnético, líneas de alta tensión subterráneas sin pérdidas, etc, etc... Evidentemente, se puede pensar en muchas otras aplicaciones de los superconductores, como podrían ser:

1. **Bajas corrientes:** conmutadores con superconductores; circuitos extremadamente rápidos combinados o no con circuitos integrados no superconductores de tecnología actual (circuitos híbridos); miniordenadores supercompactos; uniones Josephson y SQUIDS. Los SQUIDS son captadores magnéticos extremadamente sensibles que permiten medir campos magnéticos y tensiones eléctricas increiblemente débiles. Su campo de actuación privilegiado se refiere a las medidas de corrientes cerebrales y cardiacas, paleomagnetismo, control de funciones pulmonares, verificación de ausencia de fugas de corriente en un montaje.

2. **Altas corrientes:**

a. Transporte de energía (corrientes contínuas y alternas) mediante cables eléctricos, transformadores, limitadores de corriente y conmutadores de potencia (resulta interesante saber que el 20% de la energía que se aplica en una línea eléctrica se pierde por radiación de calor debida a la resistencia interna del conductor). Almacenamiento de energía eléctrica para vehículos a pilas.

b. Campos magnéticos de potencia superior a 2 tesla y cuyo volumen no sobrepasa 1 m³, para trenes sobre cojín magnético, aceleradores de partículas, aparatos de resonancia magnética para diagnósticos médicos, purificación magnética de aguas residuales (eliminación de metales pesados y otros fosfatos), aparatos para investigación física (para la fusión atómica, entre otros) y sistemas de conversión MHD (Magneto-Hidro-Dinámica) como núcleos de centrales eléctricas.

c. Combinación de **a** (corriente) y **b** (magnetismo) para la generación de potencia y de trabajo. Ejemplos inmediatos: motores eléctricos, generadores y conversión inversa de energía MHD (para la propulsión de motores, por ejemplo).

Para las aplicaciones de corrientes de potencia, resulta indispensable que la densidad de corriente crítica sea elevada y que el material empleado permanezca superconductor incluso en presencia de campos magnéticos extremadamente intensos. Estas dependerán sin duda en gran parte de la pureza y microestructura exacta del material utilizado. El material superconductor más reciente, el YBa2Cu307 permanece superconductor dentro de campos magnéticos elevados, resulta además relativamente fácil de producir, y posee una densidad de corriente crítica de unos 1000 A/cm² a 77 °K; en comparación, los mejores cables de aleación a base de niobio son capaces de soportar 10.000 A/cm², aunque en la práctica se limita, por razones de seguridad, esta carga a un valor notablemente inferior.

En abril del año pasado, IBM ha anunciado la producción de un material monocristalino que tiene una densidad de 100.000 A/cm², aunque resulta difícil realizar hilos con este exótico material.

Conclusión

Nadie niega que se encontrarán aplicaciones a estos nuevos materiales cerámicos superconductores. La única cuestión que queda por responder es saber la fecha en que tendrá lugar su entrada masiva en el mercado.

Son numerosos los científicos que piensan que las aplicaciones más importantes de los superconductores todavía están por inventar. Cualquiera que prentenda contradecirles sólo tiene que hechar un vistazo a la trayectoria seguida por el transistor desde su nacimiento.

HAMEG®
Instruments

Instrumentos profesionales de técnica avanzada.

Para numerosas aplicaciones en el campo de la técnica de medición electrónica profesional HAMEG ofrece ahora una gama de instrumentos cuya relación precio/rendimiento es única en todo el mundo.

Con los nuevos modelos de la gama de osciloscopios populares ya desde hace décadas y los aparatos de medida modulares de las series 8000 y 8100 se pueden componer puestos de medida variables. Controlados manualmente o por ordenador están preparados también para resolver los problemas de medida del futuro.



Infórmese en: **HAMEG S.A.**
Villarroel 172-174 · 08036 BARCELONA
Teléf. (93) 230 15 97 · Telex 99816

El generador de señal que presentamos está pensado principalmente para su uso en sintetizadores electrónicos y produce variadas formas de onda sin necesidad de filtros. La transición entre las distintas ondas es además, continua.

GENERADOR DE SEÑAL DE AUDIO

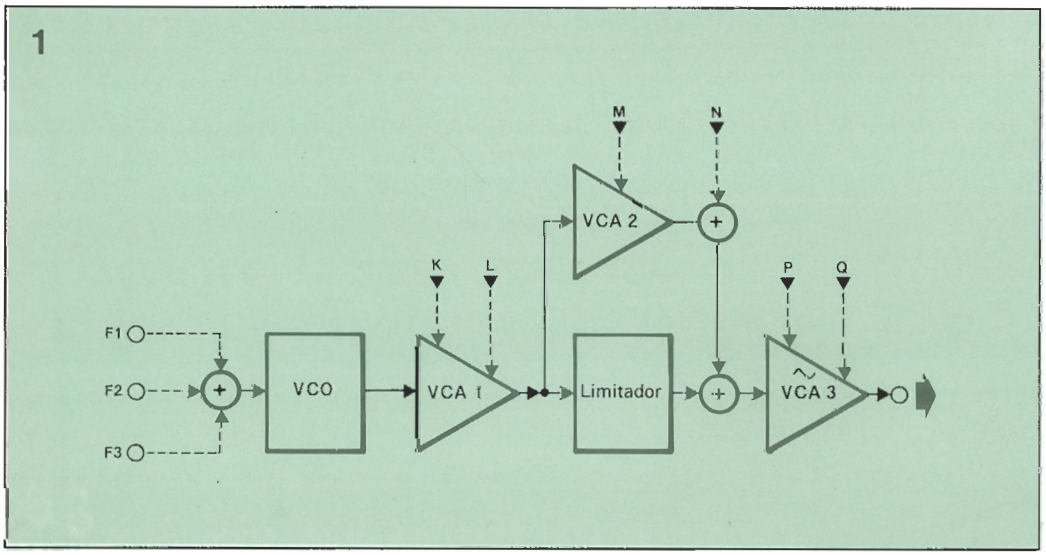


Figura 1. Diagrama de bloques del generador de señal.

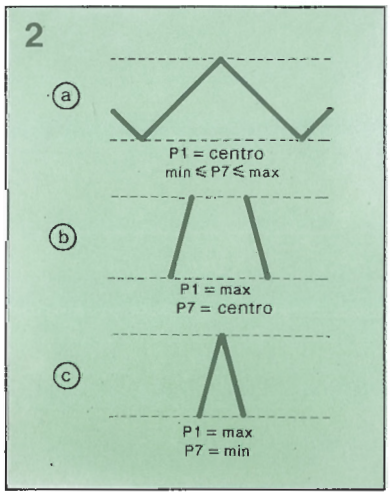


Figura 2. Ilustración del efecto de los ajustes del amplificador de señal en la onda triangular de salida del VCO.

Un sonido cualquiera se compone de un determinado número de tonos discretos, que se conocen como armónicos. El más bajo de ellos se conoce por primer armónico o armónico fundamental, el inmediato siguiente por segundo armónico, y así sucesivamente. La tonalidad de un sonido, también llamada timbre, está determinada por el número de armónicos que lo componen. De aquí se deduce que el timbre puede alterarse añadiendo o eliminando armónicos del sonido en cuestión.

Los armónicos generalmente se suprimen mediante filtros pasivos, pero éstos tienen el inconveniente de atenuar además el sonido completo, con lo que se hace necesario amplificar posteriormente. Los filtros activos proporcionan unos resultados mucho mejores con bastantes instrumentos musicales, pero con otros no, como por ejemplo, la guitarra.

En el espectro de frecuencias de la guitarra los armónicos de orden alto son muy débiles, por lo que la única forma de alterar el timbre de dicha señal es mediante distorsiones no lineales. Esto se consigue añadiendo armónicos superiores por medios electrónicos.

El generador que describimos puede producir ondas senoidales, pulsos, ondas cuadrantes y triangulares. Hay distintas formas de generar tales sonidos en un sintetizador. La más importantes: son la síntesis substractiva, la aditiva, la directa y la enriquecida.

En la síntesis substractiva, se emplean distintas señales, cada una con una composición distinta de frecuencia fundamental y de armónicos. La obtención del timbre requerido se consigue filtrando los armónicos necesarios de orden superior.

En la síntesis aditiva se emplea mayor número de generadores senoidales, cada uno de ellos con su propia frecuencia y amplitud. Debido al gran número de gene-

radores involucrados, éste es un método caro.

En la síntesis directa, se almacena en memoria un determinado número de tensiones distintas. De esta forma, al leer los valores de la memoria en una cierta secuencia, se obtiene una forma de onda predeterminada.

En la síntesis enriquecida, como es el caso que nos ocupa, se superponen armónicos de orden superior a la señal fundamental (senoidal). La principal ventaja de este método es la transición continua de una forma de onda a otra, debida a la ausencia de conmutadores.

Diagrama de bloques

En la figura 1, el VCO («Voltage Controlled Oscillator», Oscilador Controlado en Tensión) proporciona las formas de onda básicas al generador. La frecuencia fundamental de funcionamiento se selecciona mediante las entradas F1 y F2 (aproximada y fina, respectivamente. Las notas de una octava se escogen mediante la entrada F3. El VCO genera una forma de onda triangular, que se lleva a un amplificador controlado en tensión («Voltage Controlled Amplifier»), VCA1. La señal de salida de este amplificador depende del nivel de las tensiones de control en las entradas K y L. En la figura 2 se muestran diversas ondas posibles: observe que el potenciómetro P1 determina la tensión de control UK, mientras que P7 determina U1, así como que las tensiones de control pueden obtenerse de una fuente externa.

La señal se lleva a continuación a un doble limitador, que impone unos ciertos niveles máximo y mínimo. El limitador tiene en paralelo un amplificador basculante (VCA2) que duplica o triplica la frecuencia fundamental, según determinen las tensiones de control en M y N. La figura 3 puede dar algunas ideas del efecto de las tensiones de control en la señal: véase que P9 determina la tensión de control Un, mientras que P8 controla Um.

Del mismo modo que antes, las tensiones de control pueden extraerse de una fuente externa.

Finalmente, la señal se lleva a un tercer amplificador controlado en tensión (VCA3), cuya salida puede conectarse a cualquier amplificador de audio ordinario. La

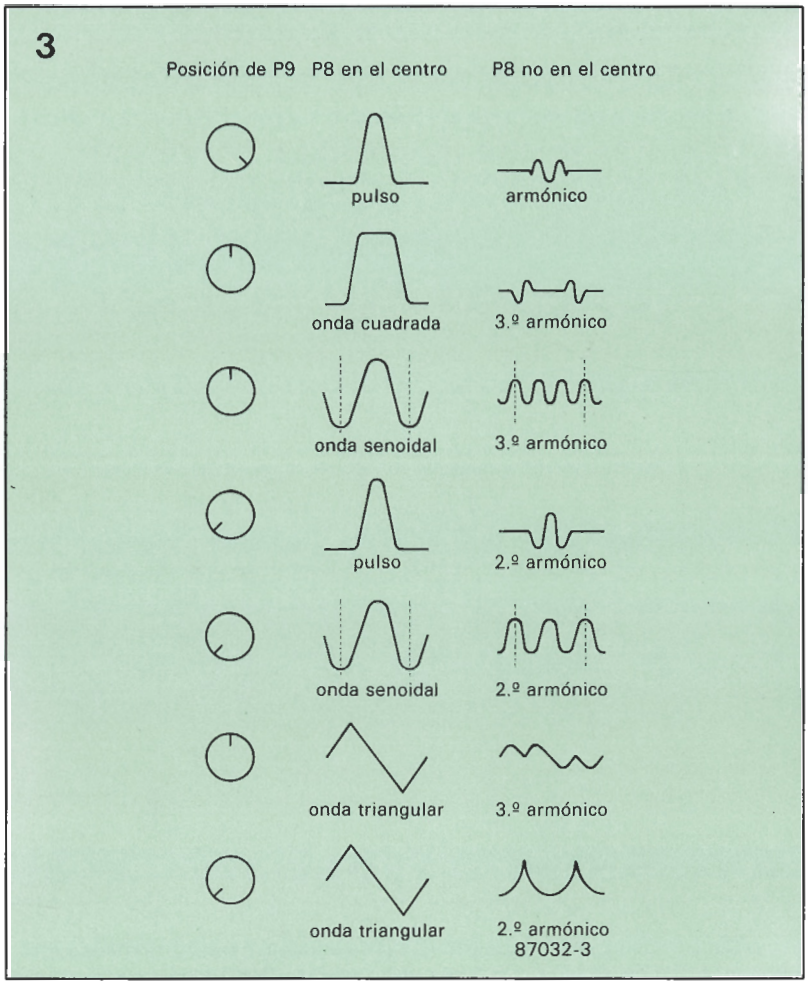


Figura 3. Ilustración del efecto del control de simetría, P9.

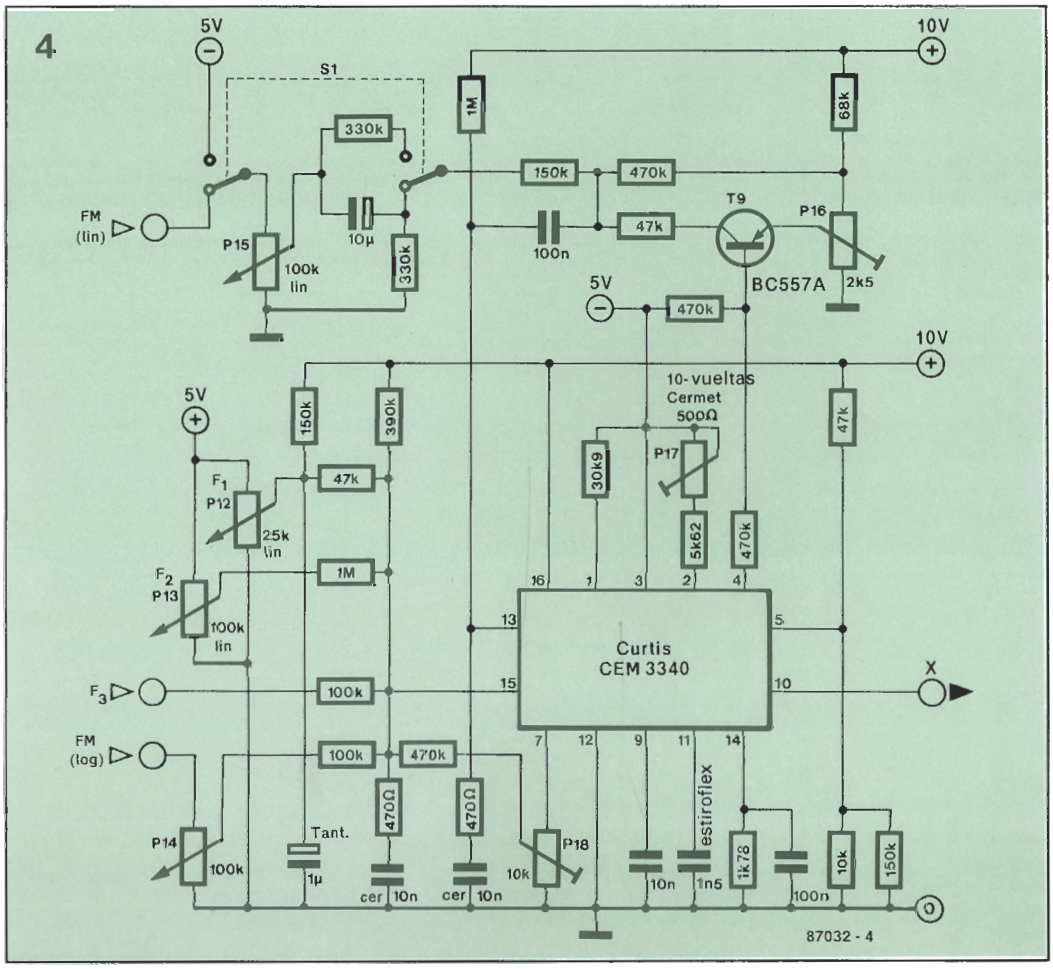


Figura 4. Esquema del circuito del VCO.

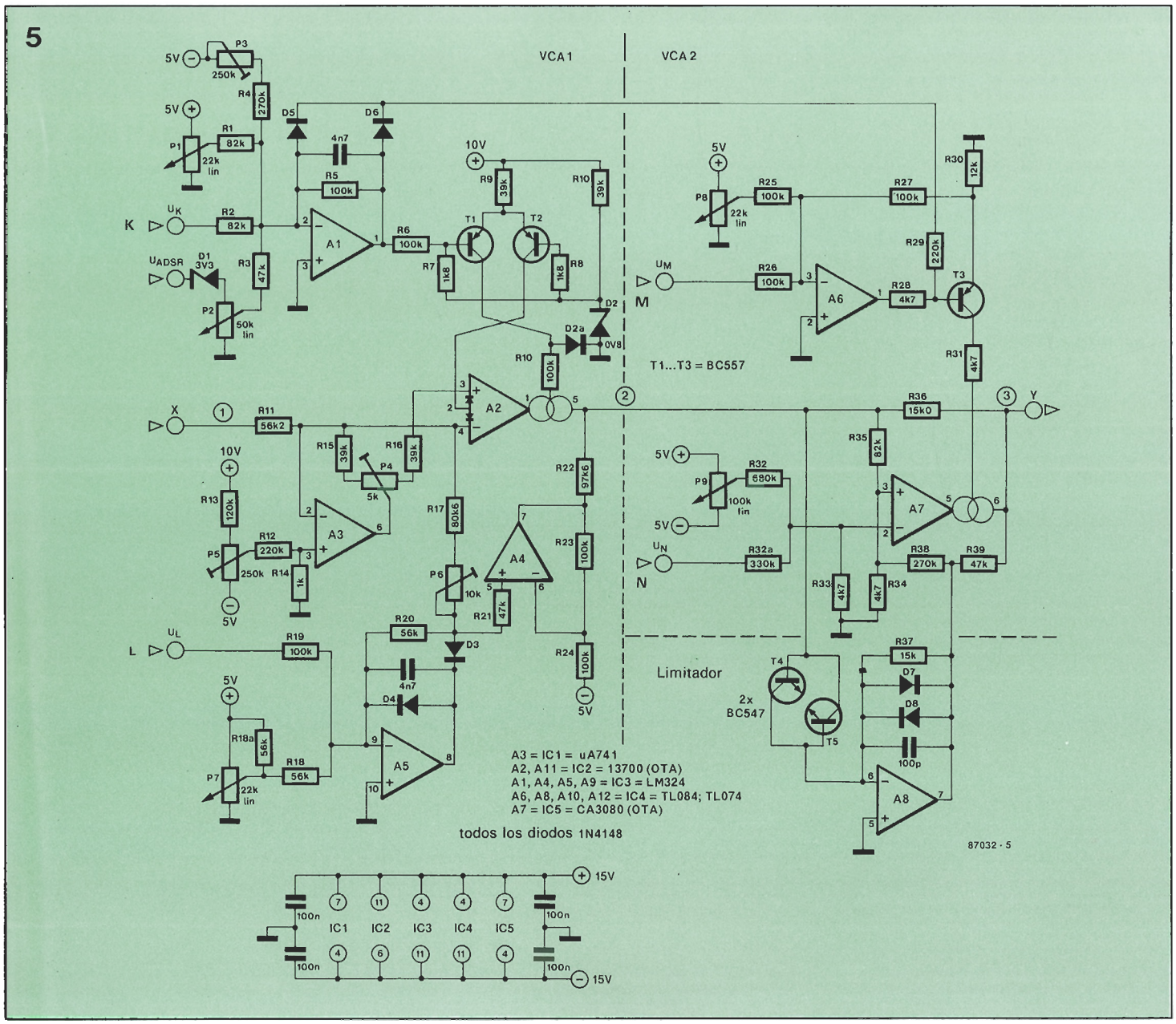


Figura 5. Esquema del circuito del amplificador de señal VCA1, del amplificador basculante VCA2, y del limitar.

tensión de control Up de la entrada P se toma de un teclado, mientras que Uq está pensada para modulación en amplitud, como por ejemplo, en la generación de trémolos.

Descripción del circuito

El VCO que puede verse en la figura 4 está totalmente compensado en temperatura y su salida está protegida frente a cortocircuitos. Entrega una onda triangular que se lleva al amplificador de señal VCA1.

El amplificador de señal está basado en un OTA (amplificador operacional de transconductancia) que es la mitad de un 13700. La primera tensión de control, Uk, que puede recibirse del exterior a través de K o del contacto intermedio de P1, determina la ganancia del OTA dentro de unos ciertos límites. La segunda tensión de control, Ul, puede del mismo modo tomarse de una fuente exterior a través de L, o del contacto intermedio de P7, permitiendo la adición de una componente continua a la señal que procede del VCO. De esta forma la señal es aumentada o rebajada, dependiendo de la tensión de control. Con P7 en el punto medio de su recorrido, la onda triangular es simétrica, y la pendiente de sus lados queda determinada por el nivel de Uk (véase la figura 2b). Los lados inclinados se transforman (después de una limitación), en una señal trapezoidal. Cuando Uk es máximo, la señal troceada es muy similar a una onda cuadrada.

Cuando P7 se gira completamente en sentido contrario a las agujas del reloj, y P1 en sentido de las agujas del reloj, el vértice del triángulo permanecerá en su sitio, pero su base estará aplanada, como se muestra en la figura 2c. El resultado de esto es un pulso, cuya anchura es proporcional al potencial del contacto central de P1. Esto significa que el grado de la distorsión no lineal depende de la tensión existente en la entrada inversora de A1. La entrada R está prevista para recibir señales de un generador ADSR («Attack, Decay, Sustain, Release», ataque, caída, mantenimiento, liberación). Debido al diodo zener Di, el nivel de cualquier entrada ADSR debe alcanzar unos 2.5 V antes de que la entrada haga efecto en el timbre.

La ganancia en el amplificador

de señal depende de la corriente de base de T1, Ib, y de la corriente que pasa por los diodos de linealización de A2. La corriente Ib está limitada por D2a y R10a a unos 110 μA, que sólo es ligeramente mayor que la corriente de control que circula cuando la onda es senoidal. Por encima de este nivel, la ganancia está determinada únicamente por los diodos de linealización ya que entonces Ib es prácticamente constante. La ganancia, por tanto, no se ve afectada por pequeñas oscilaciones de la tensión de alimentación.

El amplificador A5 y los diodos de su salida forman la etapa de entrada para la tensión de control externa en L. Los diodos evitan que la salida de A5 sobrepase los O V, ya que valores superiores junto con una alta ganacia del amplificador de señal, podrían provocar la desaparición de toda la señal.

El mínimo nivel de la onda triangular en la entrada X debe ser O V; las diferencias pequeñas pueden corregirse mediante P4.

Cuando el circuito está ajustado para pulsos de salida asimétricos, el OTA está excitado unilateralmente (en un solo cuadrante). Por tanto su salida debe corregirse para adecuarla al limitador. Esto lo realiza el amplificador A4, que añade una tensión continua a la señal (distorsionada), para devolverla a un nivel correcto para la limitación.

La señal se limita mediante dos diodos conectados en forma «antiparalela», formados por las uniones base-colector de T4 y T5. El hecho de que se emplee esta disposición, es porque tales uniones poseen unas características de conducción directa mucho mejor que la de los diodos normales. El limitador está controlado en corriente. Cuando la tensión que cae en R36 sobrepasa un valor determinado, uno de los diodos conduce, y la señal triangular queda entonces troceada. Más aún, la corriente de fugas subsiguiente a través de R39, es anulada por una corriente contraria. Esta misma compensación es eliminada en cierta forma posteriormente por los diodos D7 y D8. Así todos los ángulos de la onda triangular quedan redondeados de manera adecuada durante el proceso de limitación.

El VCA2 está conectado en paralelo con el limitador. La tensión de control Um, que puede proporcionarse mediante una fuente externa a través de M o tomada del contacto intermedio de P8, además de proporcionar una ganancia adicional, establece también los límites de la señal. El pulso resultante sobreexcita la entrada y de VCA3 (ver figura 6). En tal caso, la corriente circula por D10 o D11 hacia la entrada no inversora del OTA A11, lo que lleva a un cambio en la dirección de la señal. Después de alcanzar su pico, la tensión a la salida decrece hasta cero.

Este principio se emplea también en el circuito de conmutación asociado al limitador. Mediante el control adecuado de la tensión de desplazamiento de A7, la señal se modifica según se muestra en la figura 3, a voluntad. La tensión de control puede obtenerse de una fuente externa a través de N, o del contacto intermedio de P9.

El amplificador A6 también ejerce algún control sobre el amplificador de señal, a través de D5 y R29. A la inversa, A1 influye en el funcionamiento de T3 mediante D6 y R29. Esta disposición permite corregir las frecuencias de corte de los pulsos.

Como ya se mencionó brevemente, A9 procesa las señales que llegan de un teclado conectado a la entrada P. El potenciómetro P10 funciona como control de puesta a cero.

El amplificador A10, los diodos D10 y D11, y el OTA A11 forman un conformador de onda senoidal.

6

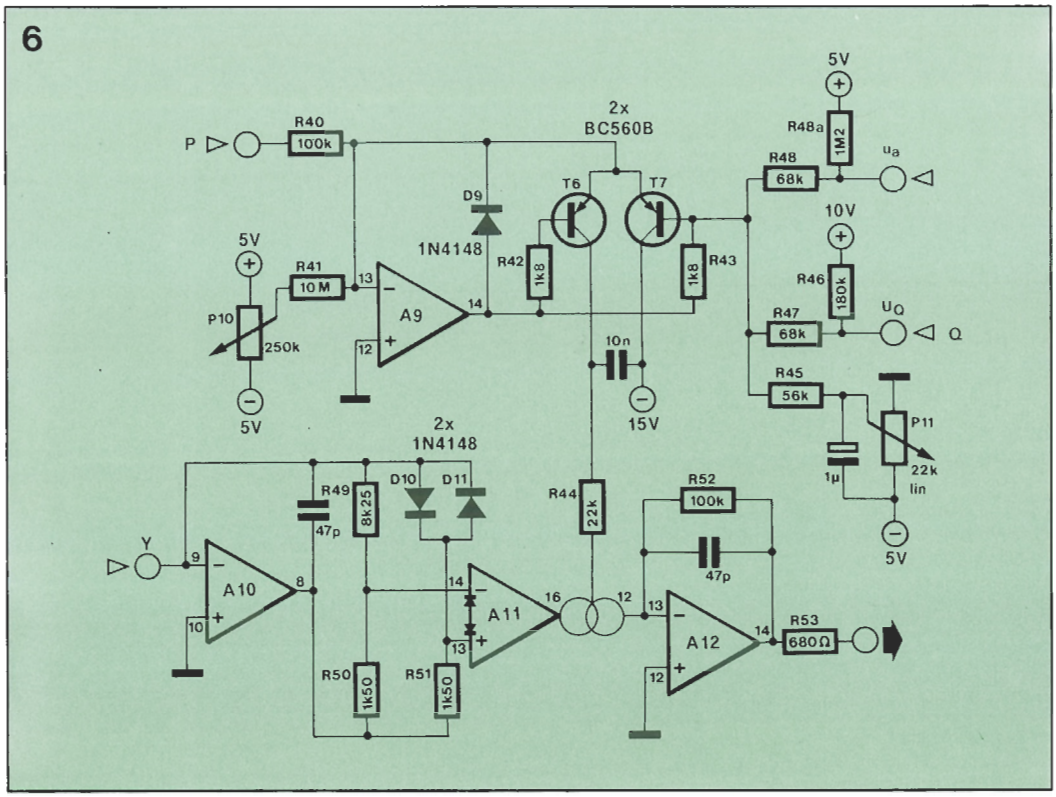


Figura 6. Esquema del circuito del conformador de onda senoidal y del modulador de amplitud VCA3.

Ajuste

1. Deben girarse P1, P7 y P8 a tope en sentido contrario a las agujas del reloj, y poner P9 en la mitad de su recorrido.

2. A continuación, hay que conectar la salida del generador a un amplificador de audio, y poner el control de bajos de dicho amplificador, al mínimo.

3. A la salida del generador hay que conectar un frecuencímetro y un osciloscopio de BF.

4. La entrada R debe ponerse a +5 V.

5. Ajústense P12 (ajuste aproximado) y P13 (ajuste fino) para obtener una salida del VCO de 200 Hz.

6. Póngase P1 en la posición «de las nueve en punto» y ajústense P3 y P4 para conseguir una sinusoide pura en el osciloscopio.

7. Póngase P7 en el centro de su recorrido. Esto hace que en la salida se incluyan armónicamente pares. Estos armónicos se eliminan ajustando convenientemente P5. Tras esto puede ser necesario un reajuste de P3.

8. Las imperfecciones que permanezcan en la onda senoidal se eliminan entonces mediante P16. Nótese que S1 debe estar en la posición superior (ver figura 4). Debe tenerse en cuenta también que P16 establece exactamente un factor de trabajo del 50% en la salida del VCO.

9. A continuación debe girarse P7 completamente en el sentido

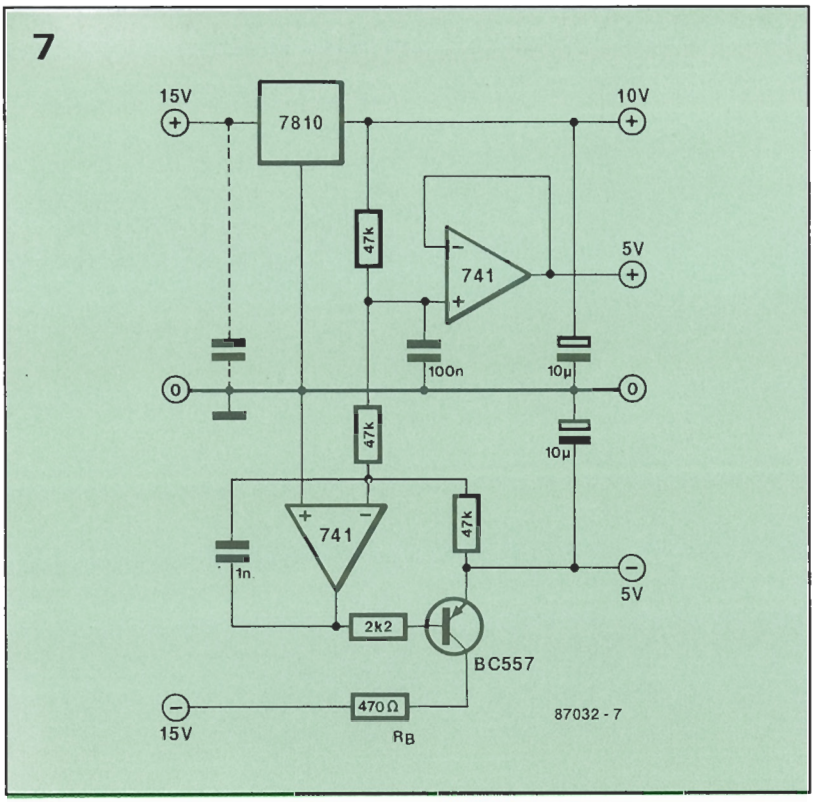


Figura 7. NEsquema del circuito de una fuente de alimentación para el generador de señal.

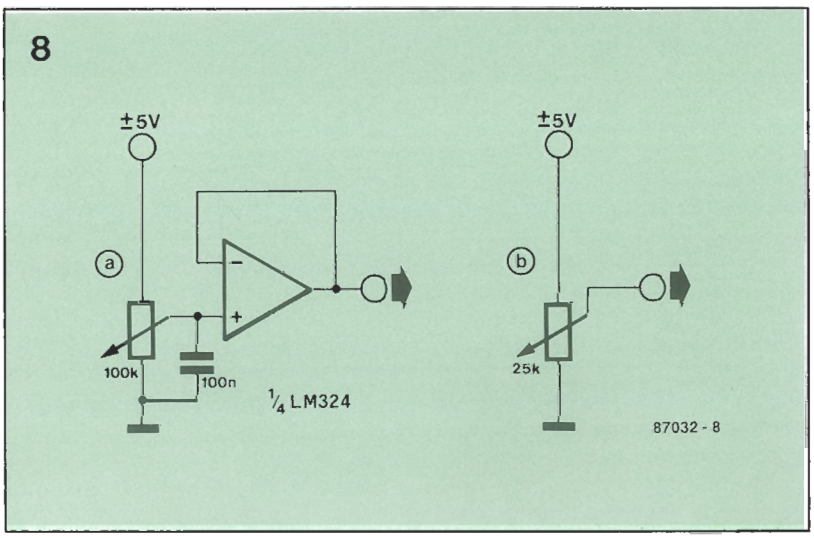


Figura 8. Disposición de los ajustables para (a) modo polifónico, y (b) modo monofónico.

de las agujas del reloj, para seguidamente poner a P1 en la posición «de las tres en punto».

10. Ajústese P5 hasta conseguir un suave redondeo del vértice del pulso de salida. Nótese que es en esta posición en la que el generador produce un ruido mínimo: el vértice por tanto, no debe ser ni demasiado picudo, ni demasiado plano.

11. Repítanse las acciones de 1 a 10 inclusive.

12. Póngase P1 al centro de su recorrido.

13. Elimine todos los armónicos superiores de la salida mediante P7. La salida debe ser entonces una onda cuadrada. La posición de P7 que proporciona una onda cuadrada debe marcarse entonces como «ONDA CUADRADA».

14. Ajústese P8 al centro de su recorrido.

15. Ajústese P9 para obtener una onda senoidal a la salida. Esta posición de P9 debe marcarse como «ONDA SENOIDAL». Durante este ajuste, se producirá una onda simétrica, pero invertida, que contiene un tercer armónico muy fuerte, y que carece de segundo armónico.

16. Conéctese un teclado a la entrada F3 (1 V/Ocatava).

17. Ajústese P17 para conseguir ondas senoidales puras en los armónicos segundo, cuarto y octavo. Pueden realizarse ajustes finos de algunas imperfecciones mediante P18.

Selección de los componentes

De este diseño hay varios transistores y diodos apareados: D7-D8, D10-D11, y T4-T5. El apareamiento correcto de estos componentes es muy importante. En el caso de los diodos, una buena indicación de tal apareamiento es la coincidencia de su resistencia interna. Cuando las tensiones de control se reciben de fuentes externas, cada entrada de control necesitará un atenuado discreto.

Si los ajustados P1, P5, P8 y P9 se emplean para controlar más de un VCA1 y VCA2 (como polifónico), se les debe incorporar una etapa separadora, como la que se muestra en la figura 8.

Para un correcto funcionamiento del generador, es fundamental que todas las tensiones de control sean interdependientes.

En la figura 7 se muestra una fuente de alimentación adecuada. Es recomendable que se regule de forma separada la alimentación del VCO. La línea de –15 V necesita una resistencia limitadora, Rb, cuyo valor depende del número de VCO's empleado. Cada VCO consume unos 20 mA. El valor de Rb indicado en la figura 7 es el apropiado para un VCO.

Los OTA's se alimentan desde la línea de +10 V.

Las resistencias R18 y R20 deben ser del 1%.

Para terminar...

La sensibilidad de la entrada de control K es de 1 V/Octava (logarítmica).

La tensión de control de la entrada L puede obtenerse de un oscilador de baja frecuencia para conseguir una modulación por duración de impulsos (PDM).

Aunque el generador puede proporcionar una gran variedad de timbres, se recomienda que se emplee uno para cada voz requerida (parte). No obstante, el segundo generador conviene que sea un oscilador senoidal con entrada FM lineal. El generador de señal se emplea entonces para excitar esa entrada. Si se emplea un modulador adicional de tono, se pueden mezclar de forma apropiada las señales del generador y del oscilador: el proceso es por supuesto, no lineal.

El generador puede combinarse también con un filtro de estado variable para permitir que se acentúen determinadas frecuencias.

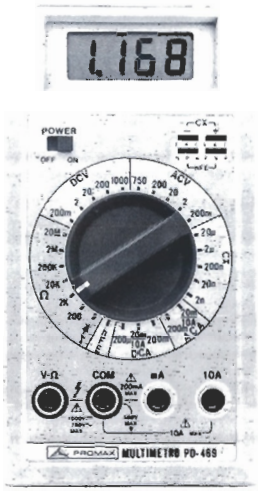
MULTIMETROS Y CAPACIMETRO DIGITALES

PROMAX

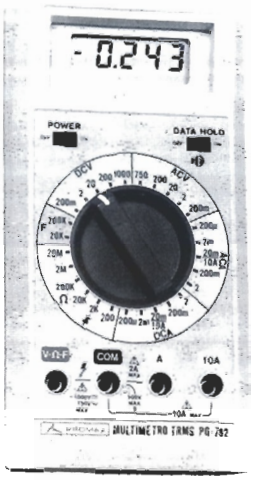
PROFESIONALES



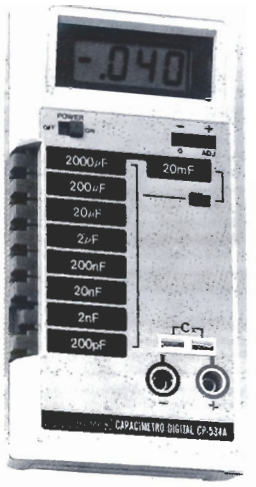
PD - 290



PD - 469



PD - 782



CP - 534 A

MODELO	TENSION	INTENSIDAD	RESISTENCIA	OTRAS FUNCIONES
PD-290 3 1/2 dígitos.	200 mV - 1000 V DC 200 V y 750 V AC	200 µA - 2 A DC	200Ω - 2 MΩ	Prueba de diodos. hFE transitores NPN/PNP
PD-469 3 1/2 dígitos	200 mV - 1000 V DC 200 mV - 750 V AC	200 µA - 10 A DC 20 mA - 10 A AC	200Ω - 20 MΩ	Prueba de diodos. Prueba de continuidad. Capacidad 2 nF - 20 µF. hFE transitores NPN/PNP
PD-782 4 1/2 dígitos (TRUE RMS)	200 mV - 1000 V DC 200 mV - 750 V AC	200 µA - 10 A DC 200 µA - 10 A AC	200Ω - 20 MΩ	Prueba de diodos. Prueba de continuidad. Memoria de lectura. Medida de frecuencia 20 Hz a 200 KHz.

ACCESORIOS Estuche flexible DC-213 • Sonda alta tensión 40 kV DC HV 40 B • Sonda RF hasta 750 MHz M 12 DM4
Pinza para corriente alterna 100 A CA 4000 • Sonda de temperatura TF 180

CAPACIMETRO CP - 534 A	Escalas 200 pF a 20 mF — Resolución 0,1 pF a 10 µF — Precisión ± 0,5% de la lectura

GARANTIA DE SERVICIO

Si ya tiene un instrumento PROMAX, sabe que somos profesionales del servicio. Disponemos de todos los recambios necesarios y de patrones para una calibración correcta. Casi veinticinco años en el mercado nos permiten garantizar alta calidad al mejor precio.

PROMAX

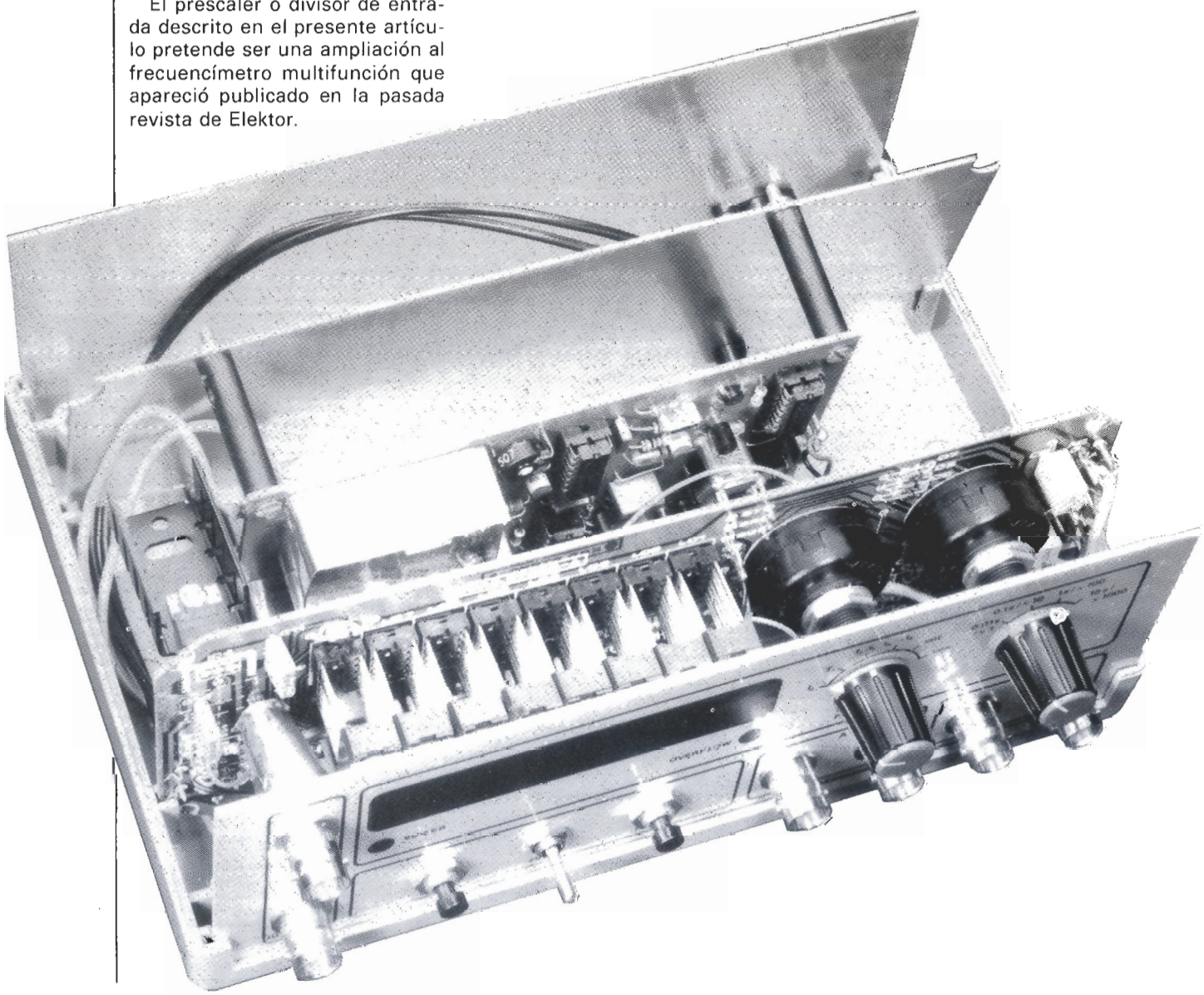
INSTRUMENTACION ELECTRONICA PROMAX, S.A.
Fco. Moragas, 71-75 - 08907 HOSPITALET DE LLOBREGAT - Tel. (93) 337 90 08
Fax: (93) 338 11 26 - Telex 98116 PRX E
DELEGACION CENTRO
Clara del Rey, 8 - 28002 MADRID - Tel. (91) 413 78 01

Solicite más información

Ampliación para el frecuencímetro multifunción presentado el mes pasado que permite aumentar el margen de frecuencias de entrada desde 10 MHz hasta 1.2 GHz.

PRESCALER PARA EL FRECUENCÍMETRO MULTIFUNCIÓN

El prescaler o divisor de entrada descrito en el presente artículo pretende ser una ampliación al frecuencímetro multifunción que apareció publicado en la pasada revista de Elektor.



Existen varios caminos para acometer la colocación de un prescaler a un frecuencímetro cualquiera ya existente. La más simple de todas ellas consiste en asumir que el instrumento principalmente se emplea para efectuar medidas de frecuencias relativamente bajas, presentándolas en una escala de kilohercios (KHz). Situando un prescaler con un factor de división de 1000 a la entrada de un frecuencímetro de estas características efectivamente cambiamos la escala de KHz a MHz, evitándonos la necesidad de cambiar la posición del punto decimal. La principal desventaja de este método consiste en la reducción de la resolución del medidor en un factor de 1000.

Un método mejor aprovechado consiste en aumentar el intervalo de tiempo de conteo del contador del frecuencímetro en un factor de 1000. Esto significa que los circuitos del contador se alimentan con mayor cantidad de pulsos, y además se conserva disponible la primitiva resolución.

El intervalo de tiempo de conteo se determina principalmente por la frecuencia de salida del oscilador del bloque central del diagrama interno del frecuencímetro. La frecuencia del oscilador se reduce de escala internamente para obtener el intervalo de tiempo de conteo necesario. Por ejemplo, insertando un divisor por dos entre la salida del reloj y el divisor interno resulta un aumento por dos del intervalo de tiempo de conteo, puesto que la señal, cuya frecuencia queremos medir, debe pasar también a través del divisor por dos. En estas aplicaciones normalmente se piensa de forma restrictiva en el empleo de divisores de décadas, mientras que en la práctica cualquier otro tipo de divisor funciona igual de bien.

Diagrama de bloques

El presente prescaler se diseñó para su conexión directa e inmediata al frecuencímetro multifunción de Elektor, sin adquirir ningún compromiso en su compatibilidad con otro instrumento similar.

Tomando como referencia el diagrama de bloques de la figura 1, los conmutadores electrónicos ES5, ES6 y ES7 seleccionan un margen de frecuencias en el punto E de 10 MHz, 2.5 MHZ y 78.125 KHz respectivamente. El control de los conmutadores se lleva a cabo por medio de las señales de los detectores presentes en los canales de entrada de señal.

La entrada actual del frecuencímetro multifunción de 10 MHz se mantiene junto con las dos entradas nuevas del prescaler, es decir el nuevo frecuencímetro ampliado dispone en total de tres entradas de frecuencia.

Conmutador (ES)	1	2	3	4	5	6	7	8
Margen (MHz)								
40-1250	x	•	•	•	x	x	•	•
10-40	•	x	•	•	x	•	x	x
<10	x	x	x	x	•	x	x	x

x: Conmutador abierto.
•: Conmutador cerrado.

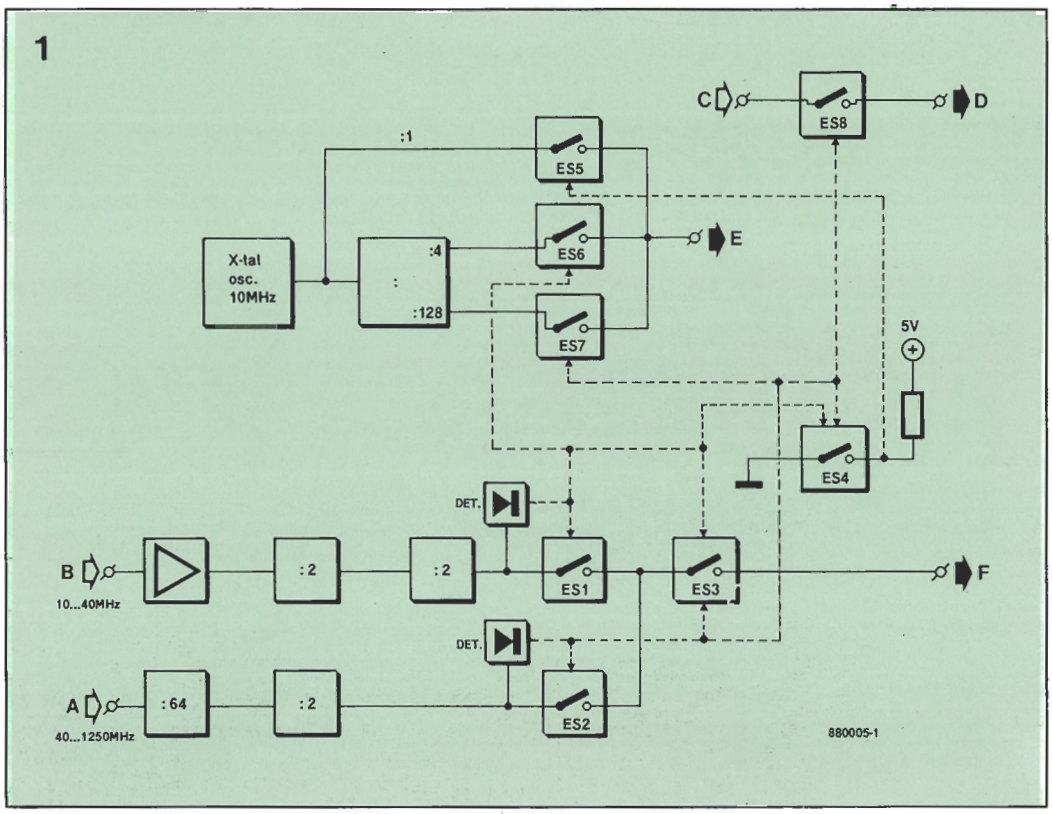


Figura 1. Diagrama de bloques del prescaler de 1.2 GHz.

Se emplea una entrada independiente para el rango de frecuencia de 10 ... 40 MHz en vista a la reducida de la sensibilidad del divisor por 64 en este margen de frecuencias. La sensibilidad del divisor de 64 es mayor alrededor de los 250 MHz. Por otra parte, el empleo de una entrada independiente de 10 ... 40 MHz también es ventajosa dado que permite el empleo de períodos de intervalo de tiempo de conteo relativamente cortos.

Con el divisor mayor (128), el intervalo de tiempo de conteo disponible se sitúa en el margen de 0.14 a 140 segundos.

Los circuitos detectores controlan los conmutadores electrónicos ES1 y ES2 en orden a garantizar la correcta selección o desconexión de las salidas del prescaler sobre la entrada de 10 MHz del frecuencímetro principal (no ampliado). El conmutador electrónico ES4 funciona como un inversor, mientras que el conmutador ES8 supervisa el control del modo seleccionado y el desplazamiento del punto decimal.

La configuración de los conmutadores electrónicos para los tres márgenes de frecuencias del medidor se pueden observar en la tabla adjunta.

Pasos previos para la ampliación

Antes de que se pueda emplear la presente ampliación del frecuencímetro, son necesarias realizar una pequeñas modificaciones sobre la placa principal del frecuencímetro multifunción.

Tomando como referencia la figura 2, podemos observar que la alimentación para el prescaler está disponible en los terminales + y – próximos a la salida del regulador de 5 voltios que suministra la alimentación a la placa principal. La entrada acoplada en alterna (AC) del canal A del fre-

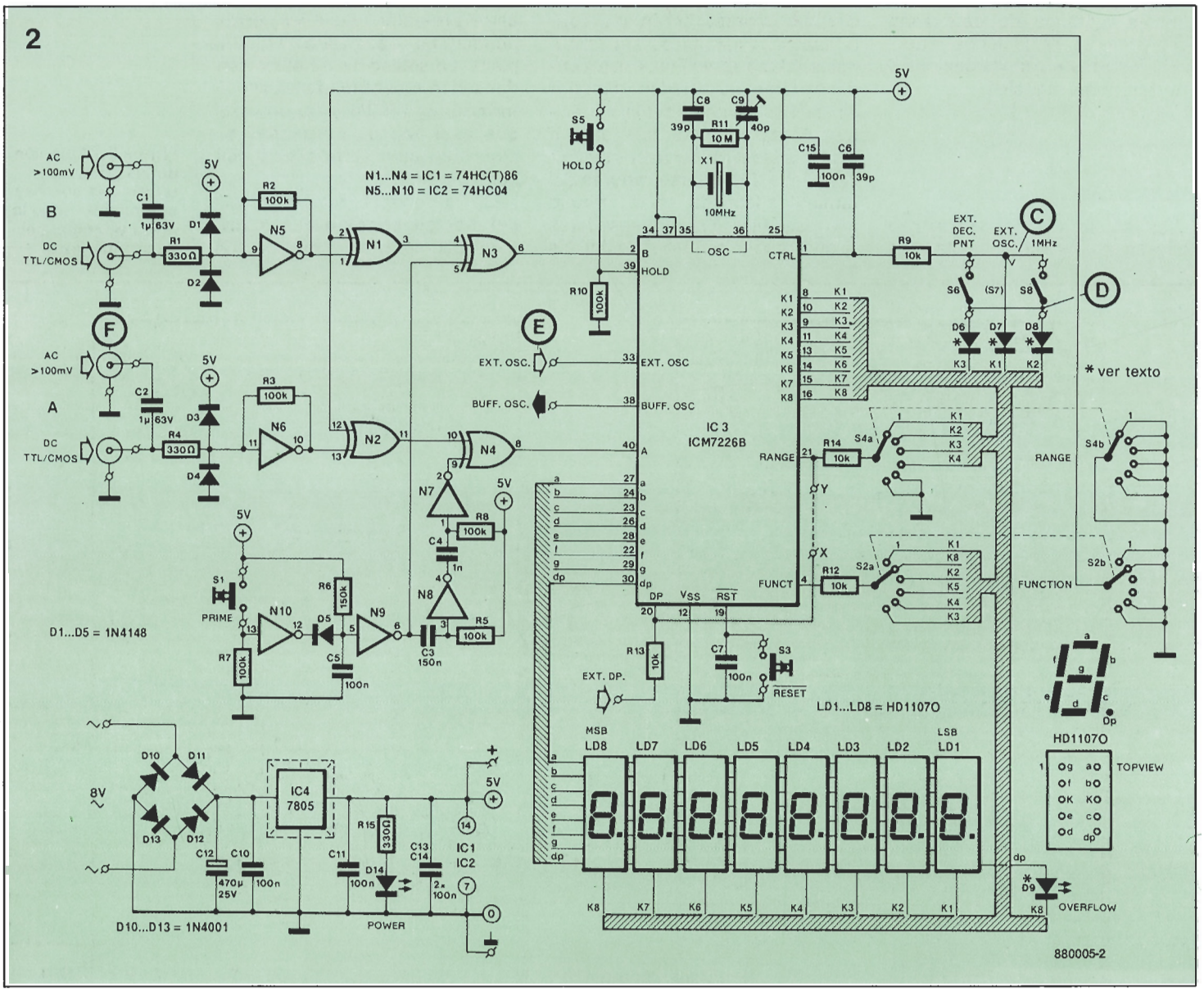


Figura 2. Modificaciones sobre el frecuencímetro multifunción para que pueda incorporar la ampliación del prescaler.

cuencímetro, punto F, acepta la señal de salida del prescaler. La señal de reloj, dividida o no, de la tarjeta del prescaler se conecta a la entrada EXT. OSC. de IC3 (punto E). Los puntos X e Y se conectan por medio de un hilo rígido tal y como se muestra en la figura. La configuración del conmutador S7 se sustituye por un puente de hilo rígido. Tendremos que quitar los interruptores S6 y S8 dado que sus funciones las pasa a realizar el conmutador electrónico ES8 de la placa del prescaler. Conectar los ánodos de los diodos D6 y D8 para crear el punto D. El punto C perteneciente al circuito del prescaler se conecta a la unión de R9 con el ánodo de D7. El cristal de 10 MHz se puede quitar para poder emplearle en el oscilador de la tarjeta del prescaler.

La figura 3, muestra la situación de los distintos puntos y conexiones sobre la placa del frecuencímetro multifunción.

Descripción del circuito del prescaler

El diagrama de bloques funcionales del prescaler comentado anteriormente dentro de la sección Diagrama de Bloques, tiene su fiel desglose en el diagrama del circuito representado en la figura 4.

El oscilador a cristal y el circuito buffer formado por T1 y T2 aseguran la estabilidad requerida por la señal digital de 10 MHz aplicada al contador IC1 y al conmutador electrónico ES2. Las salidas Q2 (: 2^2 = 4) y Q7 (: 2^7 = 128) del contador binario IC1 proporcionan las frecuencias de reloj de 2.5 MHz y 78.125 KHz respectivamente.

Las señales aplicadas a la entrada de 10 ... 40 MHz se amplifican en un amplificador operacional rápido (IC2) y se dividen por cuatro en la cadena de biestables FF1 (:2) y FF2 (:2). La resistencia ajustable P1 permite colocar con precisión el umbral de conmutación de los biestables a 2.5 V. El rectificador (detector de señal) para el control de los conmutadores electrónicos, según se ha comestado anteriormente, entá formado por los diodos D3, D4 y D7 junto con la célula RC formada por R9 y C12.

Las señales dentro del margen de frecuencia de 40 ... 1250 MHz se aplican directamente al circuito prescaler o divisor por 64 IC4. Este circuito es del tipo U664B fabricado por AEG-Telefunken. El biestable FF3 divide por dos, por lo que el factor de división total de este canal es 128. La función del rectificador y de la resistencia de ajuste del umbral es similar a los circuitos correspondientes al canal de 10 ... 40 MHz.

La línea de puntos representada en el diagrama del circuito indica la necesidad de utilizar un

blindaje metálico de esta zona para prevenir radiaciones externas y lecturas erróneas debidas a interferencias digitales.

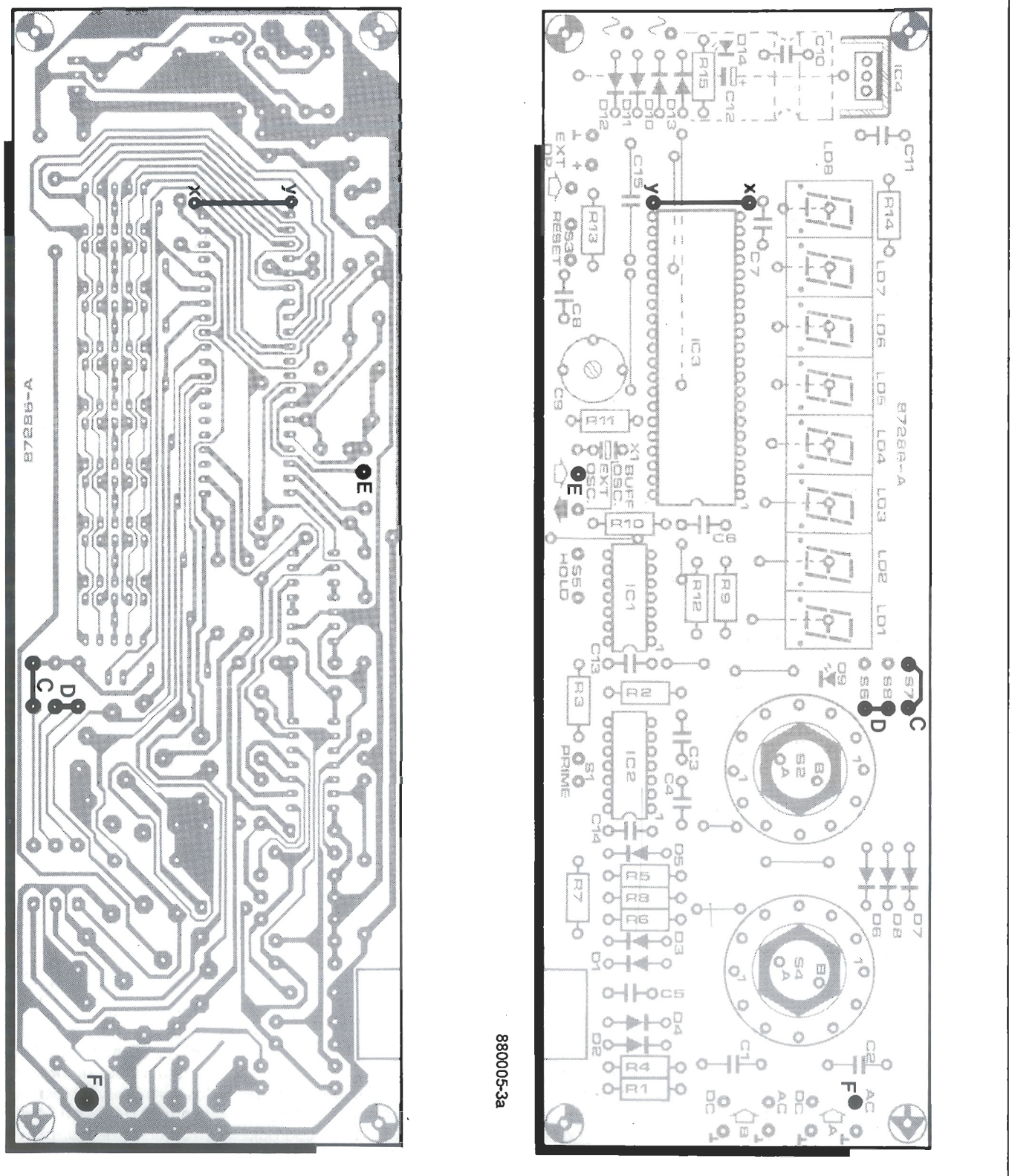
Realización del prescaler

Los primeros componentes que deberán situarse sobre la placa de circuito impreso serán los condensadores cerámicos sin terminales C13 y C14. Estos dos condensadores se pueden sustituir por sus versiones en disco o rectangulares, siempre que tengan las mismas dimensiones mecánicas. Deberán cortarse ranuras del tamaño adecuado en el circuito impreso, fijar los condensadores y, con mucho cuidado, soldar las caras pre-estañadas a las correspondientes áreas de cobre de la placa. La soldadura de estos condensadores deberá afectuarse de forma muy rápida y segura dado que este tipo de condensadores son relativamente frágiles y delicados.

La siguiente operación delicada del montaje consiste en la ubicación del circuito prescaler IC4.

Figura 3. Situación de los puentes y terminales que hay que realizar sobe la placa principal del frecuencímetro.

3



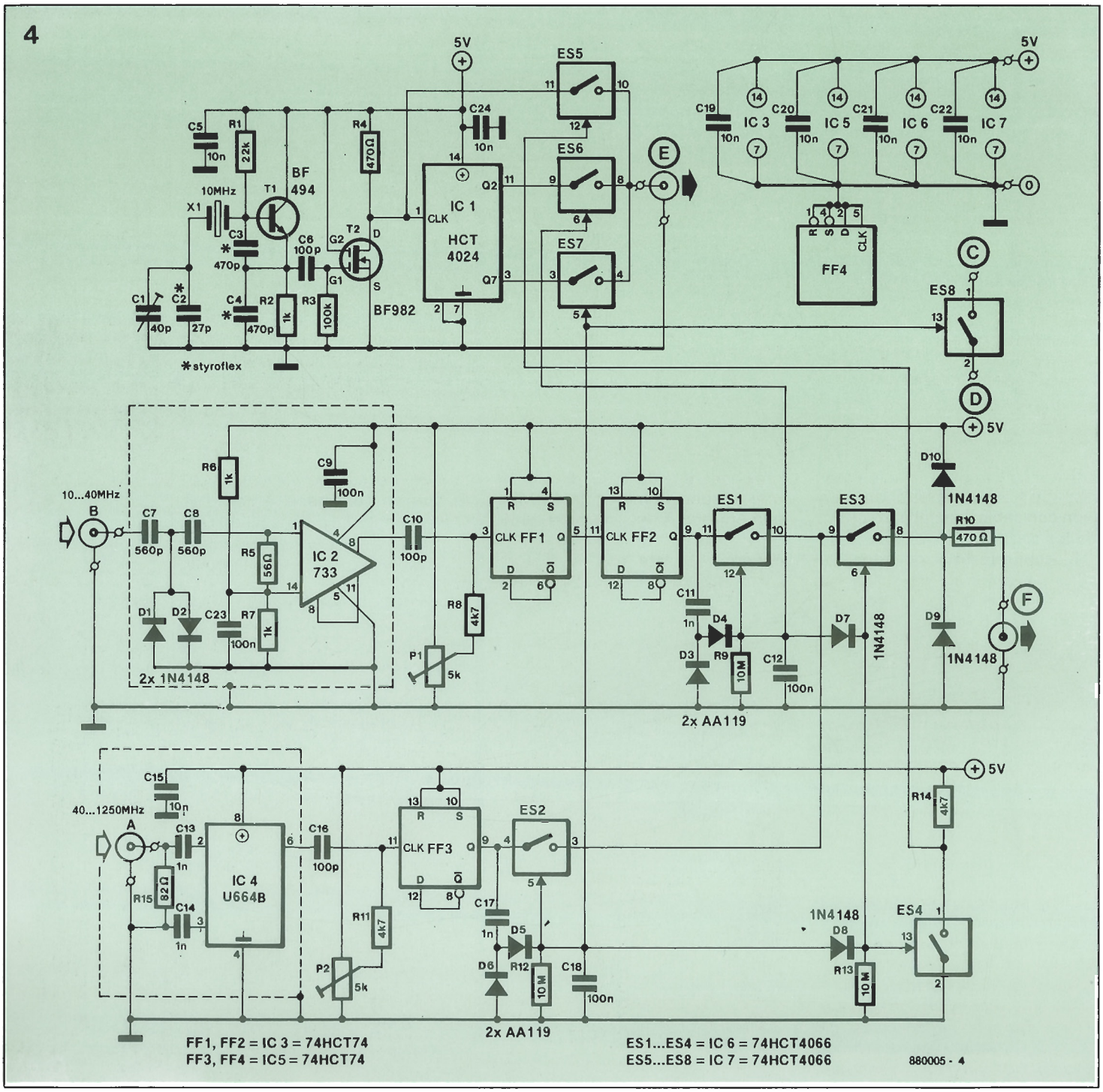
Emplear herramientas de precisión para doblar de forma cuidadosa los ocho pines de este circuito unos 180 grados, de tal forma que se pueda montar por la cara de pistas del circuito impreso, respetando la orientación indicada sobre la serigrafía de la cara de componentes. Si se efectua un doblaje de los pines del circuito integrado de forma adecuada es posible montar el circuito sobre la cara de pistas de la placa. Independientemente del método elegido para situar el circuito prescaler, las patillas del mismo deberán ser lo más cortas posible.

La situación del resto de componentes sobre la tarjeta de circuito impreso del prescaler no debe presentar problemas y se seguirán las normas clásicas de cualquier montaje. Se recomienda emplear zócalos para los 6 circuitos integrados.

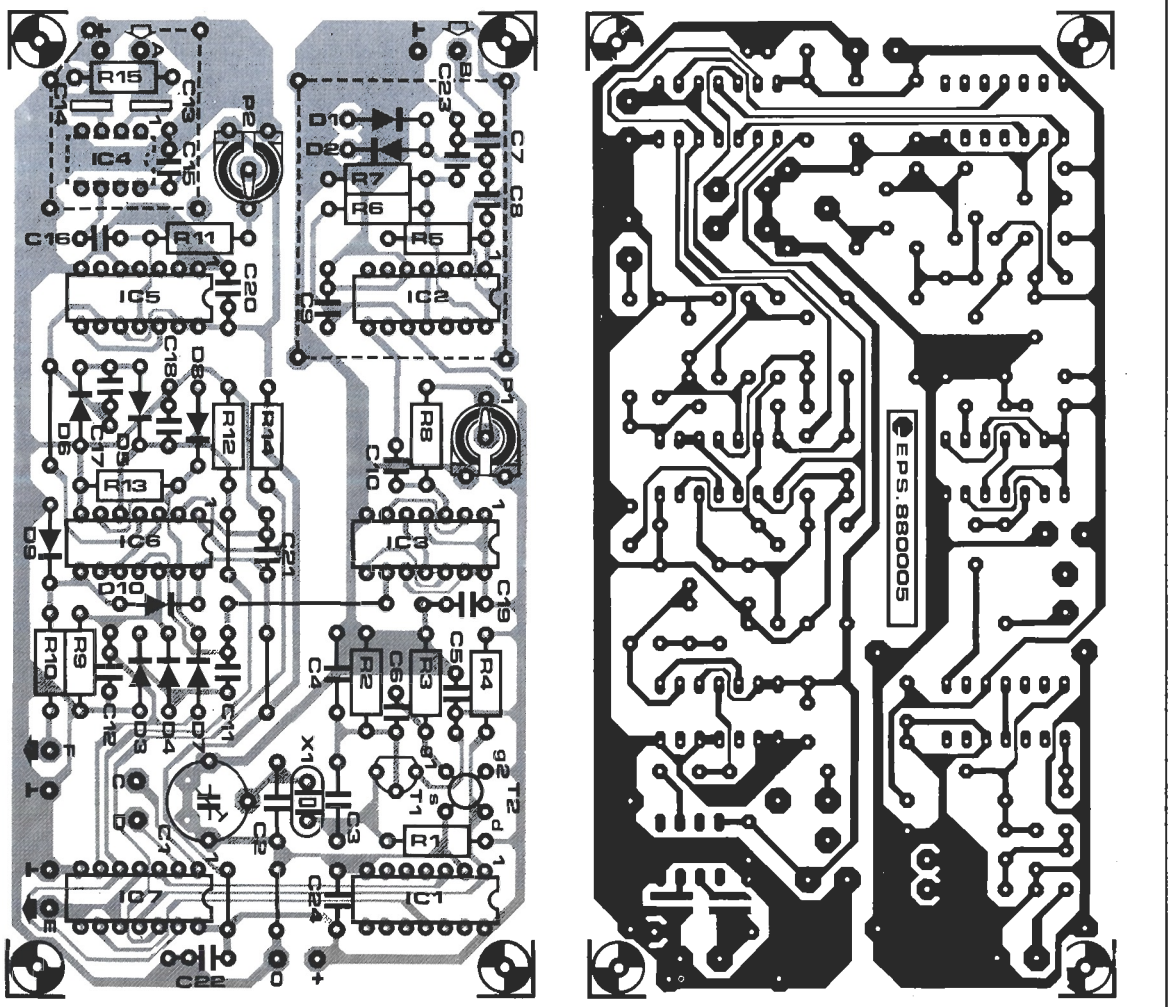
La pantalla o blindaje existente sobre la cara de componentes de la placa se realizará de una hoja de unos 15 mm de latón u hojalata doblándola adecuadamente y fijándola a la placa por medio de los espadines de soldadura existentes (ver figura 6). El blindaje de la zona de VHF/UHF del prescaler se continua sobre la cara de pistas de la placa de la forma indicada en la figura 7.

Las conexiones entre los conectores BNC y las entradas al prescaler se realizarán con cable coaxial de unos 3 mm de diámetro, por ejemplo RG174/U. Mantener las conexiones de la tarjeta principal a las entradas del prescaler lo más cortas posible. La malla del cable de la entrada correspondiente a 40 ... 1250 MHz se soldará directamente al blindaje de masa situado en la cara de pistas. Emplear trozos de cobre para blindar las conexiones de los zócalos BNC a los cables coaxiales. Se recomienda realizar las conexiones

Figura 4. Diagrama eléctrico del prescaler de 1.2 GHz para el frecuencímetro multifunción. Los trazos de puntos indican un blindaje metálico.



5



Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R_1=22K
R_2; R_6; R_7=1KΩ
R_3=100K
R_4; R_{10}=470R
R_5=56R
R_8; R_{11}; R_{14}=4K7
R_9; R_{12}; R_{13}=10M
R_{15}=82R
P_1; P_2=5K o 4K7 ajustable

Condensadores:
C_1=40p trimmer
C_2=27p poliestireno o estiroflex
C_3; C_4=470p poliestireno o estiroflex
C_5; C_{15}; C_{19}; C_{20}; C_{21}; C_{22}; C_{24}=10n
C_6; C_{10}; C_{16}=100p
C_7; C_8=560p
C_9; C_{12}; C_{18}; C_{23}=100n
C_{11}; C_{17}=1nO
C_{13}; C_{14}=1nO cerámico sin patillas (disco o rectangular)

Semiconductores:
T_1=BF494
T_2=BF982
D_1; D_2; D_7...D_{10} incl.=1N4148
D_3...D_6 incl.=AA119
IC_1=74HCT 4024
IC_2=733 o AA733
IC_3; IC_5=74HCT74
IC_4=U664B'
IC_6; IC_7=74HCT4066

Varios:
X_1=Cristal de cuarto de 10MHz; resonancia serie 30pf
EPS 88005

Figura 5. Disposición de pistas y serigrafía de montaje del circuito impreso del prescaler. LEER EL TEXTO ANTES DE COMENZAR EL MONTAJE.

entre el prescaler y la placa principal de frecuencímetro multifunción con cable coaxial a excepción de los cables de alimentación.

El conjunto total del prescaler se situará verticalmente detrás de la placa principal del frecuencímetro tal y como se muestra en la fotografía de introducción de este artículo.

Finalmente, asegurarse de que si se emplea un adaptador de red para la alimentación del equipo, éste pueda soportar el consumo adicional de corriente que supone la ampliación del circuito prescaler.

Ajuste del equipo

El ajuste de la ampliación del frecuencímetro digital es bastante sencilla si se dispone de un generador de señal dentro de las bandas de 10 ... 40 MHz y 40 ... 1250 MHz. Para comenzar, deberemos ajustar la frecuencia del oscilador justamente a 10.000 MHz con la ayuda de un segundo frecuencímetro ya calibrado.

Aplique una señal de prueba de una frecuencia mayor de 40 MHz a la entrada A del prescaler, y reduzca la amplitud de la señal del generador hasta que la lectura sobre el frecuencímetro se haga inestable. En este momento, ajuste P2 para restablecer la lectura correcta; reduzca la señal de entrada y vuelva a ajustar P2. Repetir este proceso varias veces hasta que se consiga el ajuste del umbral óptimo. La sensibilidad de la entrada B del prescaler se ajusta empleando el mismo método anterior.

Con un ajuste cuidadoso del prototipo del frecuencímetro multifunción, se logró una sensibilidad de 400 mV a 1190 MHz. ⏮

6

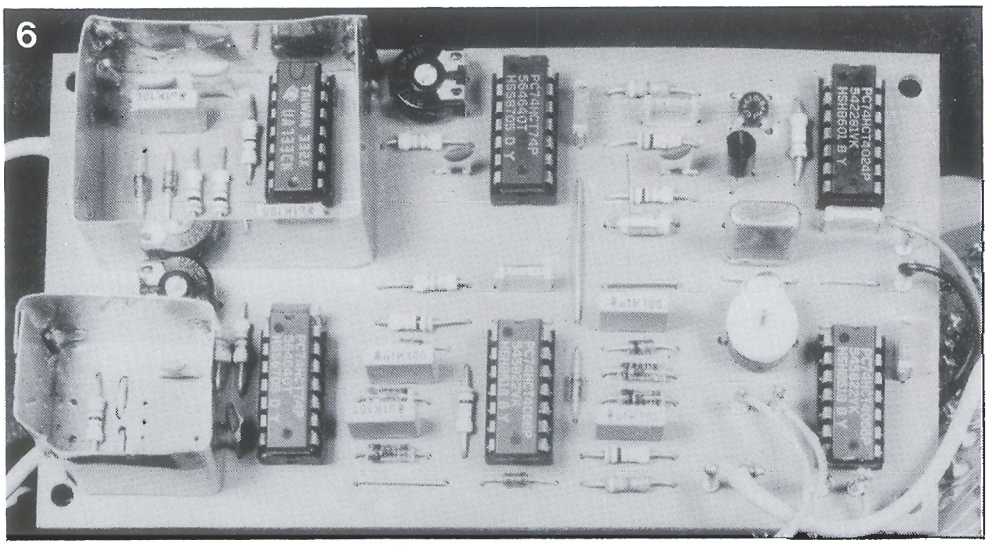


Figura 6. Prototipo del prescaler. Observe el empleo de blindajes metálicos en la sección de entrada.

Hablar de «componente» en el caso del PID-11 es, sin duda, ir demasiado lejos, pero lo que sí se puede afirmar sin temor a equivocarse, es que se trata de un módulo extremadamente interesante. En efecto, a diferencia de otros componentes que cumplen una función similar, el detector del PID-11 no es un frágil componente de cuarzo o de otro material semiconductor precioso, sino que está realizado de una simple película de plástico termosensible (piroeléctrico). Unido a la óptica (que comprende entre otros una celosía, una ventana óptica y un reflector parabólico) y a la electrónica de amplificación, el PID-11 está colocado dentro de una minúscula caja de plástico. Este sistema tiene por función entre otras, detectar seres vivos de sangre caliente, cosa que hace con vivo entusiasmo.

DETECTOR PASIVO DE INFRARROJOS

La celosía (enrejado de madera o de metal a través del cual se puede ver sin ser visto, según el diccionario) sirve para bloquear la iluminación difusa y, en asociación con el reflector, puede definir un fino haz de detección muy directivo, característica típica de este género de detectores infrarrojos (IR). El reflector sirve, por otra parte, para concentrar el rayo de infrarrojos en el punto focal de una especie de cúpula conductora interna de que está dotado el PID-11, punto focal donde se encuentra el detector piroeléctrico propiamente dicho. El conjunto de detección completo (representado en la figura 2) se distingue por sus reducidas dimensiones: 38×26×35 mm. Los circuitos electrónicos ocupan, sin embargo, un poco más de sitio pero, por supuesto, si las condiciones físicas lo exigen, se pueden colocar en una caja separada del PID-11 y unirlos a este último por un cable de 4 hilos.

Descripción del circuito

La distancia de detección o alcance del PID-11 depende por una parte de la estatura del ser vivo que detecte y, por otra, de las condiciones térmicas que rodeen a éste último. Cuanto más pequeña sea la distancia entre el sujeto y el detector, más importante es el nivel de la señal disponible a la salida del amplificador integrado (pata 3 del PID-11). Por ejemplo, a una distancia de 50 cm. corresponde una tensión de salida de 1,8V, valor que se reduce a unos 0,5V cuando la distancia es superior a los 7 m. Las patillas 1 y 2 del PID-11 corresponden a la alimentación del mismo (masa y tensión positiva, respectivamente). El fabricante del módulo recomienda una tensión continua de alimentación comprendida entre 4 y 5 V, valor que hemos respeta-

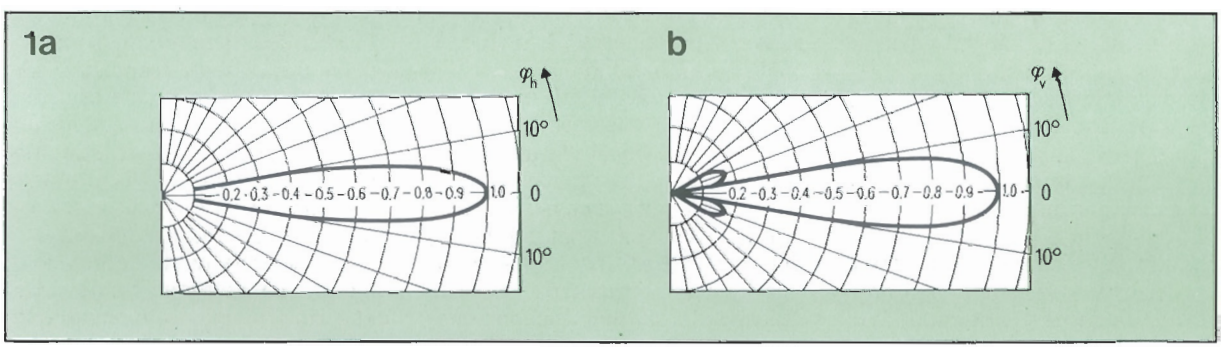
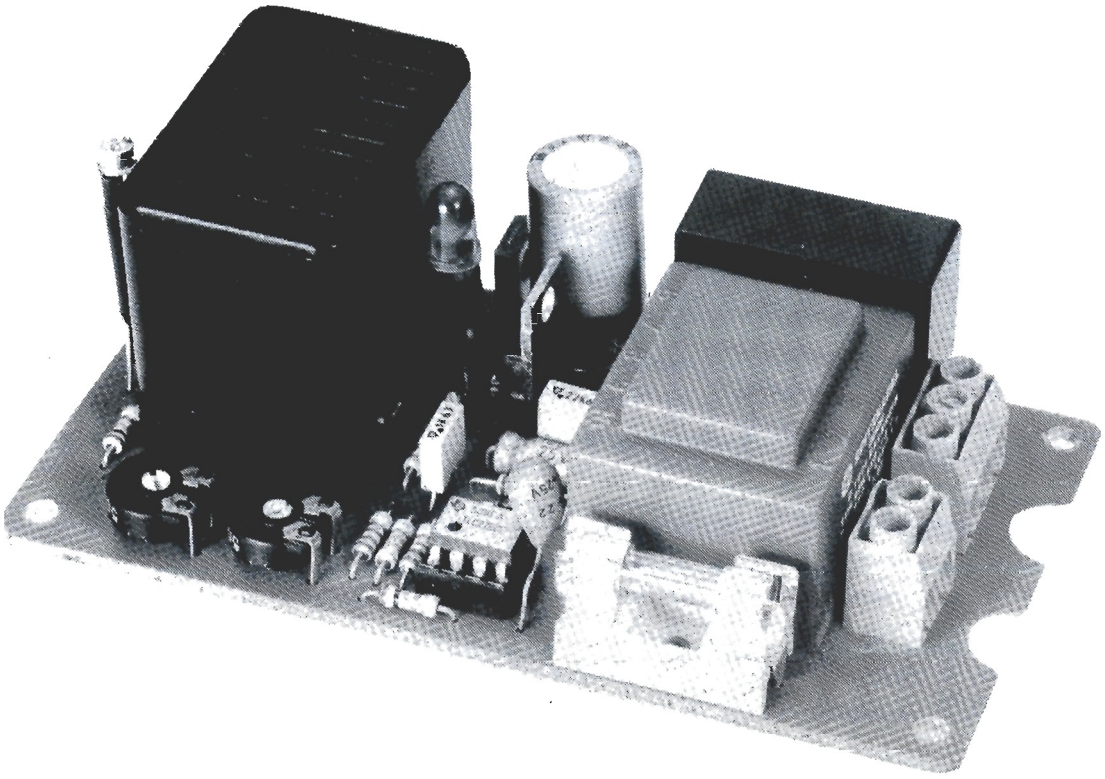


Figura 1. Lóbulos direccionales de detección del PID-11, en sentido horizontal (a) y vertical (b).



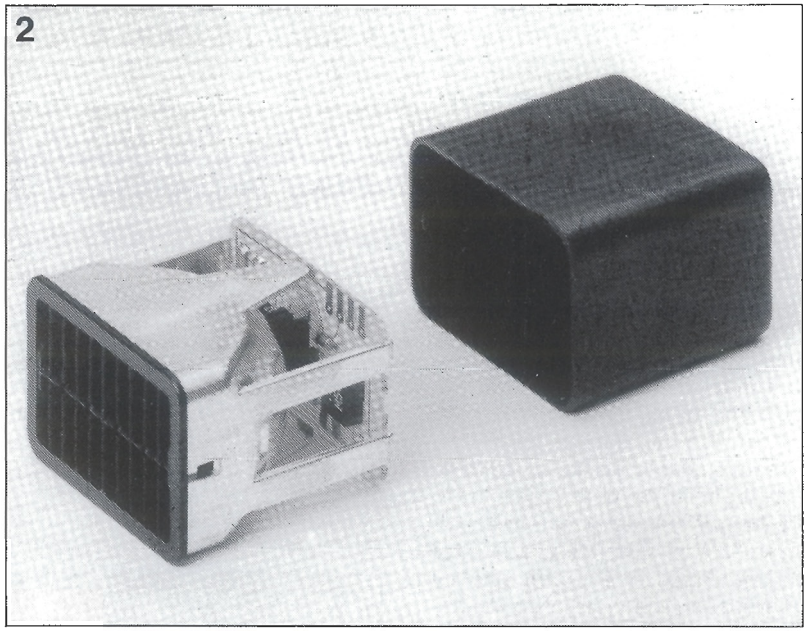


Figura 2. El PID-11 extraído de su caja. Esta operación sólo es posible mientras el captador no esté soldado sobre el circuito impreso.

do al diseñar la fuente de alimentación de nuestro detector pasivo a infrarrojos (esquema eléctrico de la parte inferior de la figura 3). La patilla 4 del PID suministra una tensión de referencia destinada al comparador A1, en el cual ésta se compara con la tensión ofrecida por la salida 3 del detector. La tensión de referencia se calcula con ayuda de la fórmula siguiente:

$$V_R = \frac{V_B - 0{,}6\,V}{2}$$

La señal disponible a la salida del comparador A1 no está todavía en condiciones de excitar a un relé; no hay que perder de vista, por otra parte, que los efectos de la luminosidad ambiente no han sido aún eliminados. Esto explica la presencia del amplificador operacional A2 que desempeña una doble función: ante todo, la de ser un circuito trigger Schmitt con la histéresis regulable actuando sobre la resistencia ajustable P1. La resistencia R9, unida a la entrada no inversora (+) del amplificador operacional A2 constituye en estas condiciones la resistencia de realimentación positiva. Pero como esta resistencia está además unida a la entrada inversora (–) de A2 por mediación del diodo D1, asociado a R5 y P2, cumple además la función de realimentación negativa, lo que nos conduce directamente a la segunda función de A2, la de amplificador. Actuando sobre la resistencia ajustable P2 se puede controlar la ganancia en tensión del amplificador operacional entre 2 y 12 V aproximadamente. El diodo D1 asegura prácticamente un desacoplo de ambas funciones.

El foto transistor T1 detecta el nivel de la luminosidad ambiente. Si se desea que el circuito reaccione con una menor radiación de calor, basta con actuar sobre el umbral de disparo del trigger de Schmitt en P1 hasta que el montaje funcione a gusto del usuario.

La salida del amplificador operacional A2 presenta una señal rectangular. En nuestro diseño, la tenemos presente entre las bornas DIG y masa desde donde se podrá utilizar para atacar un circuito que trabaje con los niveles TTL o CMOS. Esta misma señal se aplica también al transistor T2, que, cuando está en saturación, controla el circuito de activación del relé Re1. La presencia de una señal a la salida de A2 se manifiesta por la iluminación del diodo LED D3 que indica de esta forma que el sistema ha detectado a alguien. La iluminación del LED debe, en principio, ir acompañada

Figura 3. Esquema completo del detector pasivo de infrarrojos. Se puede observar la fuente de alimentación y el circuito de detección asociado a la electrónica que controla el relé o un circuito TTL exterior.

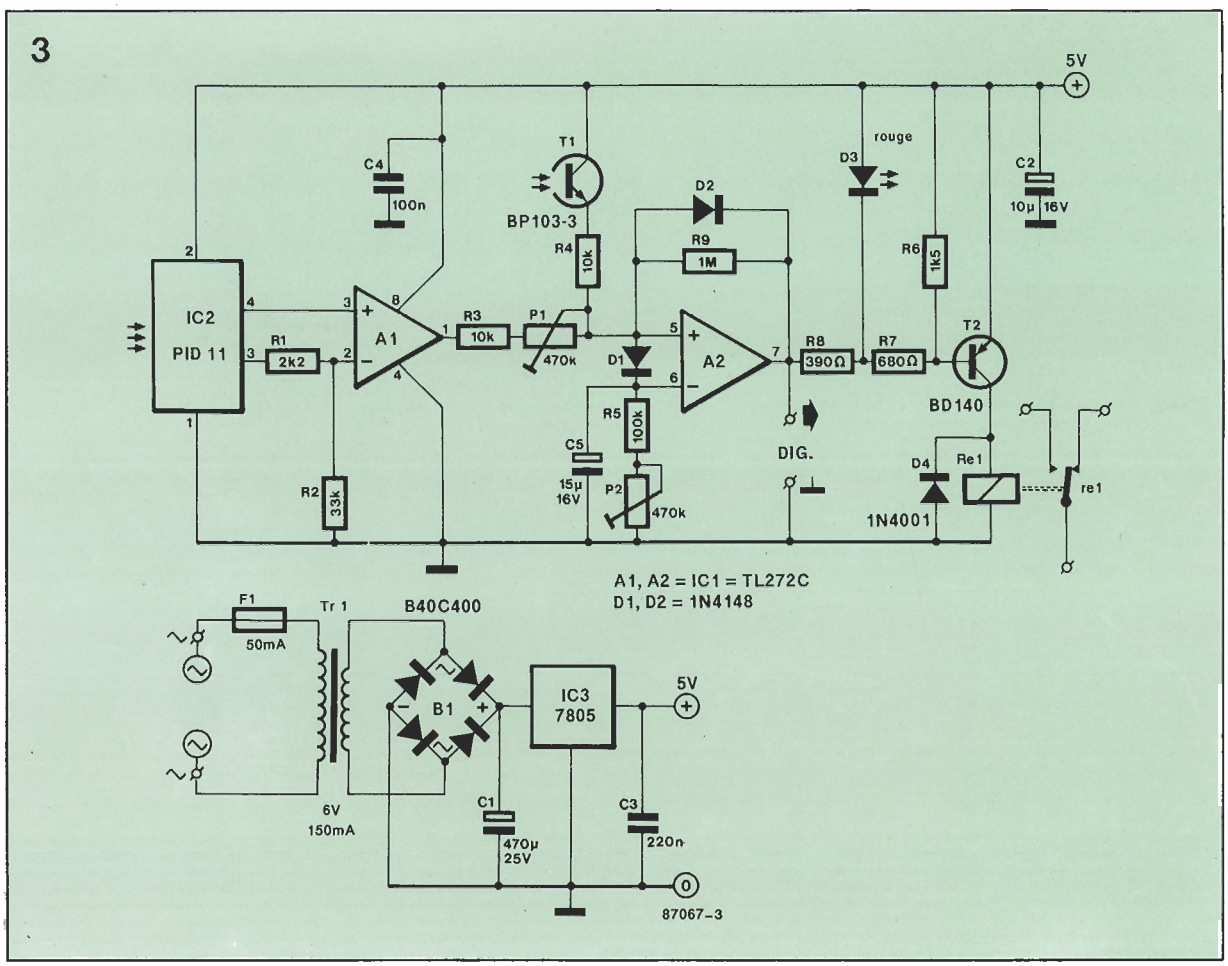


Figura 4. Representación de la serigrafía de ubicación de los componentes del circuito impreso diseñado para el detector pasivo de infrarrojos.

del cierre del relé, a menos que esté defectuoso, lo cual no impide que el LED se ilumine.

Después de un tiempo que es función del valor dado a los componentes R5/C5/P2 (10 minutos como máximo) el relé se desactiva.

Realización práctica

Si la descripción del circuito del detector pasivo de infrarrojos les ha puesto la miel en los labios y las ganas de realizar este montaje les atenazan, no podrán por menos que alegrarse al ver el diseño del circuito impreso que muestra la figura 4, ya que está concebido para recibir el conjunto de los componentes, incluida la fuente de alimentación. El transformador de alimentación se coloca igualmente sobre la placa de circuito impreso por razones de seguridad, ya que la rejilla interior del PID-11 es conductora. El captador provisto de su celosía (tablillas montadas verticalmente) se coloca horizontalmente en una cajita de dimensiones adecuadas (121×65×36 mm), después de que se haya taladrado en la tapa de la caja un orificio rectangular que permita el paso del captador y, por ambas partes de este último, dos orificios destinados, respectivamente, al fototransistor T1 (por encima) y al LED (por debajo). Presten atención al diámetro de estos componentes.

El circuito impreso incluye siete conexiones con el exterior: dos para la toma de red, tres para el relé de 5V y otras dos para el control de su circuito TTL (DIG y la masa de esta señal). Si se quiere, por ejemplo, utilizar este montaje para obtener el encendido automático de la iluminación exterior cuando se vuelve a casa tarde y hay dificultades para encontrar el ojo de la cerradura, habrá que encontrar a la caja un emplazamien to discreto. Para una aplicación de este tipo, es preferible no colocar el transformador en el interior de la caja, sino implantarlo mejor lo más próximo posible a la toma de red que alimenta al montaje.

El ajuste del montaje se hará en función de los gustos y de las necesidades de cada uno. Para una primera prueba del funcionamiento, se comenzará por situar las resistencias ajustables P1 y P2 de forma que el circuito reaccione convenientemente. Si, caso poco probable, el aparato no funcionase a la primera conexión a la red, se verificará con ayuda de un instrumento de medida (multímetro, osciloscopio) qué sucede a la salida de A1 o de A2. Si el circuito reacciona correctamente, se ajustará la ganancia de A2 actuando sobre P2; el ajuste de la sensibilidad del aparato a la luminosidad ambiente se hace con ayuda de P1. Se tapará T1, con ayuda de un trozo de plástico opaco, para evitar que reciba iluminación en el transcurso del ajuste.

Cabe mencionar una observación referente a la elección del lugar de emplazamiento del detector de infrarrojos: como el aparato reacciona ante el calor (y, por tanto, igualmente a la radiación de una fuente de luz), no es recomendable situarlo en un lugar a pleno sol o en las proximidades de un sistema de calefacción, lo que hace que las aplicaciones en interperie sean más bien limitadas.

Si bien es cierto que su caja es estanca y que la zona de temperaturas admisibles por el PID-11 va de -20 a +70°, no es de esperar, en estas condiciones extremas, que el funcionamiento sea irreprochable, planteando esta característica un problema angustioso cuando se piensa utilizar este montaje en una instalación de alarma antirrobo, en razón del

importante riesgo de falsa alarma que conlleva.

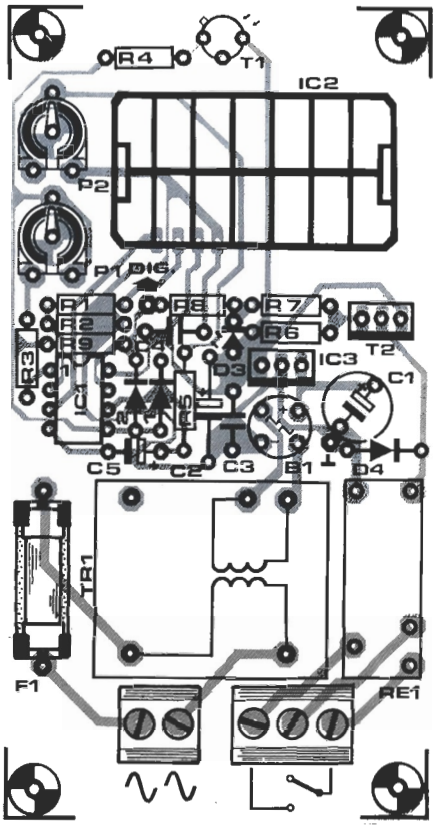
Campos de aplicación

La primera utilización del detector pasivo de infrarrojos que se viene a la mente «en estos tiempos de robos y rapiñas», es su empleo en un sistema de alarma. Se puede igualmente hacer una especie de mayordomo, capaz de poner en marcha la casi totalidad de los electrodomésticos del hogar, desde la cafetera hasta la iluminación del cuarto de estar o del mismo laboratorio de trabajo, es decir de todo aquello cuya función correspondiente sea susceptible de ser controlada por un relé. No hay que olvidar en este género de aplicaciones, que la duración máxima de funcionamiento del circuito es de aproximadamente 10 minutos. Después de transcurrir este tiempo de gracia, la luz (o la cafetera) se apagará.

Se puede, por supuesto, estudiar la utilización de este circuito en la central de alarma descrita en Elektor 71, abril. 96, pág. 16.

Bibliografía: PID 11, nuevo detector IR, Elektor 83, pág. 49.

4



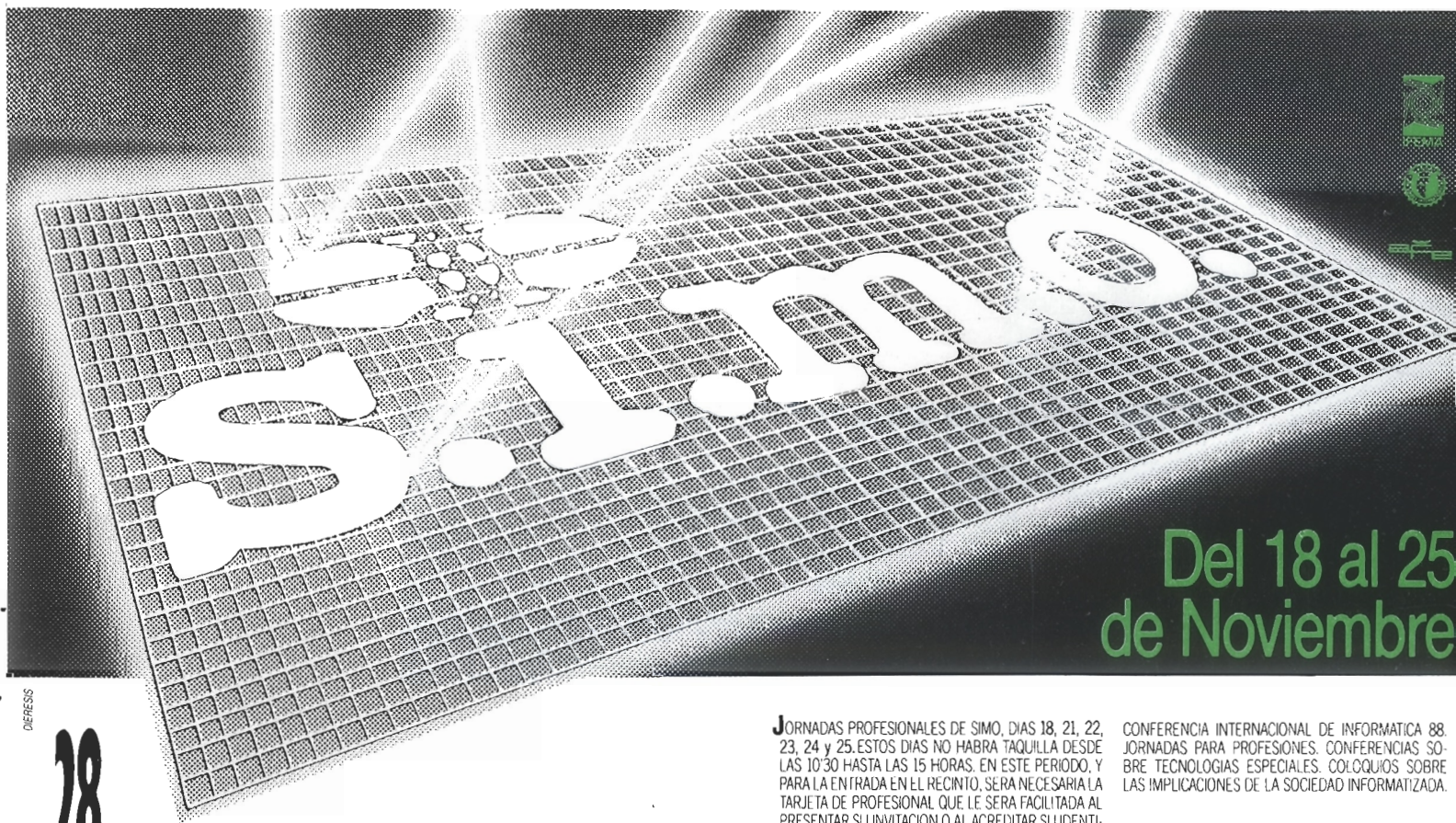
Lista de componentes

Resistencias:
R_1=2k2
R_2=33 k
R_3, R_4=10 k
R_5=100 k
R_6=1k5
R_7=680 Ω
R_8=390 Ω
R_9=1M2
P_1, P_2=470 k ajustable

Condensadores:
C_1=470 µ/25 V radial
C_2=10 µ/16 V
C_3=220 n
C_4=100 n
C_5=15 µ/16 V tántalo

Semiconductores:
D_1, D_2=1N4148
D_3=LED rojo
D_4=1N4001
T_1=BP103-3
T_2=BD 140-16
IC_1=TL 272C
IC_2=PID 11 (Siemens)
IC_3=7805

Varios:
F_1=fusible 50 mA lento con portafusibles para circuito impreso.
B_1=puente rectificador B40C400 o B40C1000
Tr_1=transformador con secundario 6 V/150 mA para circuito impreso con dimensiones aproximadas de 30×25 mm.
Re_1=relé; por ejemplo el Siemenes V23127-B001-A101
Caja 112×62×45 mm o ligeramente mayor.
Borne de conexión con 2 contactos.
Borne de conexión con 3 contactos.



DIERESIS

28 FERIA OFICIAL MONOGRAFICA INTERNACIONAL DEL EQUIPO DE OFICINA Y DE LA INFORMATICA.

JORNADAS PROFESIONALES DE SIMO, DIAS 18, 21, 22, 23, 24 y 25. ESTOS DIAS NO HABRA TAQUILLA DESDE LAS 10'30 HASTA LAS 15 HORAS. EN ESTE PERIODO, Y PARA LA ENTRADA EN EL RECINTO, SERA NECESARIA LA TARJETA DE PROFESIONAL QUE LE SERA FACILITADA AL PRESENTAR SU INVITACION O AL ACREDITAR SU IDENTIDAD.

CONGRESO INTERNACIONAL SOBRE DISEÑO Y CONFORT EN LA OFICINA. CIDYCO 88.

CONFERENCIA INTERNACIONAL DE INFORMATICA 88. JORNADAS PARA PROFESIONES. CONFERENCIAS SOBRE TECNOLOGIAS ESPECIALES. COLOQUIOS SOBRE LAS IMPLICACIONES DE LA SOCIEDAD INFORMATIZADA.

HORARIO: DE 10'30 A 19'30 HORAS **SIN INTERRUPCION:** DOMINGO: DE 10'30 A 15 HORAS. (CERRADO POR LA TARDE.)

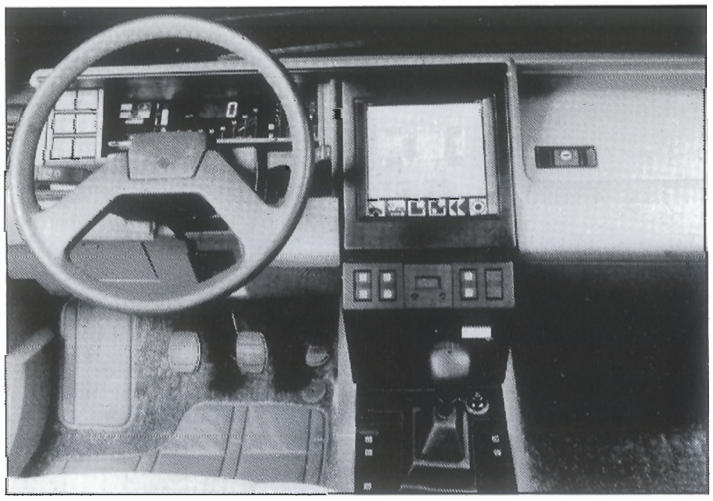
PROHIBIDA LA ENTRADA A MENORES DE 18 AÑOS.

■RECINTO FERIAL DE IFEMA EN LA CASA DE CAMPO DE MADRID.

ESTE AÑO VISITE EL NUEVO PABELLON XV.

En este caso no nos referimos a dioses griegos, sino a los coches electrónicos del futuro de Renault.

ATLAS, MINERVA, CARMINAT, CARIN Y PROMETHEUS



De los bien guardados laboratorios de investigación de Renault, nos han llegado por fin, noticias de los adelantos que la importante compañía francesa de automoción está llevando a cabo en el terreno de la Electrónica aplicada al mundo del motor. En efecto, cada vez más la computadoras y los microchips están aplicándose en lo que podría llamarse la parte «pensante» del motor. No están lejos los tiempos en que pasemos de la actual forma de localizar rutas en engorrosos planos de carreteras y trazarnos manualmente dudosos itinerarios, a la navegación automática en el automóvil, gracias a la Electrónica. Para entonces, bastará con indicarle a nuestro ordenador de a bordo el punto de destino, y el resto de las operaciones de localización de itinerarios cálculo de velocidad media, consumo, etc., nos lo hará el cerebro electrónico de nuestro automóvil; será hasta tal punto eficiente, que tendrá capacidad para localizar los puntos de circulación conflictiva y él mis-

mo nos dará las rutas alternativas para evitar embotellamientos.

Todas estas nuevas y revolucionarias prestaciones son la que se engloban en las denominaciones: ATLAS, CARMINAT, CARIN y PROMETHEUS, que son los acrónimos de los actuales proyectos que persiguen la mencionada aplicación intensiva de la electrónica al mundo del automóvil. Los párrafos siguientes ofrecen una fascinante muestra del presente y del futuro de la robótica aplicada a la automoción que está siendo desarrollada por Renault y sus asociados europeos.

Proyecto ATLAS

Es un hecho que hoy en día los medios de información y comunicación están en constante desarrollo; esto se refleja entre otros campos en el incremento de integración de productos electrónicos en los automóviles actuales.

La información dirigida a los usuarios de las redes de carreteras cada vez es más completa y organizada. Regularmente se recibe información a través de los medios de comunicación y demás organismos especializados, sobre el estado de las carreteras, el tráfico, etc. En consecuencia la avidez de información por parte del automovilista también va en aumento. Esta circunstancia hizo que ya en 1981, Renault lanzase un programa de investigación cuyo objetivo se podría sintetizar en los siguientes puntos:

— Un elemento integrado en el automóvil que permita obtener información más amplia de la tradicional, sobre los distintos parámetros que afectan al vehículo.

— Una herramienta de evaluación que defina los nuevos equipamientos para automóviles asociados con los siguientes parámetros:

- El desarrollo de la nueva tecnología electrónica (sensores, nuevos soportes para la información, la miniaturización...)
- Los servicios que ofrecen las organizaciones y compañías dedicadas al mundo del automóvil.
- Mejoras en cuanto a la reducción de componentes y mandos que tiene que accionar el conductor para conducir el coche.

El proyecto ATLAS (Acquisition through Telediffusion of Automobile Logistics for Services — Adquisición a través de la Teledifusión de datos logísticos referentes al automóvil para ponerlos a su servicio) es el resultado de investigaciones realizadas en colaboración con la sociedad francesa de Teledifusión (TDF), desde 1982.

ATLAS hace posible obtener en «tiempo real» y presentar sobre una pantalla interactiva y sensible al tacto, una información muy valiosa para el conductor que puede clasificarse en tres categorías:

— Información relativa al vehículo en sí mismo, que ha sido captada a través de sensores (cuidados, mantenimiento, diagnóstico de averías y condiciones mecánicas en general.)

Algunas informaciones básicas se reflejan aún en sus lugares habituales del salpicadero, como son el velocímetro, los indicadores de nivel de combustible, presión de aceite, toda la información restante la podremos encontrar en la pantalla.

Esta redistribución de la situación de la información referente al vehículo se ha realizado con el fin de incrementar la seguridad en el transporte y circulación por carretera, al tiempo que se aumenta la cantidad de información destinada al conductor.

— Información pregrabada, es decir «cargada» en memoria del ordenador de a bordo mediante soportes físicos de memoria como son el disco compacto, similar a los modelos musicales y las tarjetas con chips de almacenamiento de datos (por ejemplo en Renault se podría encontrar una lista de las piezas que componen el coche, siendo ésta un extracto del manual mecánico del vehículo; y esta lista saldría por pantalla al requerirlo el usuario del automóvil).

— Información referente a parámetros externos del automóvil, que se pueden dividir en distintos apartados como podrían ser: información de carreteras, de tráfico, itinerarios alternativos, información meteorológica, etc. Como la cantidad de información puede ser muy grande ésta sería desglosada y transmitida en tiempo real.

El proyecto ATLAS realiza una evolución continua, orientada a través de:

— Aparición de nuevos bancos de datos.

— Desarrollo de nuevos productos para el automóvil.

— Nuevas expectaciones en materia de confort y funcionalidad, a favor del usuario.

— Cambios en el modo de actuar de los conductores que se verán inmersos en una importante y evolutiva red de comunicación y relaciones sociales.

Desarrollo del sistema ATLAS

El primer paso del trabajo de investigación ha hecho que Renault pudiese presentar ya en el Salón Internacional del Automóvil de París, en octubre de 1984, el sistema de nominado «DIALOG». Este importante paso dentro de la evolución de la electrónica aplicada al automóvil, incorporada por primera vez un sintetizador de voz. Un sistema de navegación por carretera fue, así mismo, presentado en un Renault Espace 2000 por la TDF, en el Symposium de Montreux en junio de 1985.

Un análisis de los primeros resultados obtenidos lleva a Renault a centrar sus investigaciones en el desarrollo y tratamiento de información «endógena» y de diagnóstico (es decir una colección de información, tratamiento y diseño de elementos ergonómicos y la integración de los mismos en el comportamiento de pasajeros). Estos aspectos son de hecho, más del dominio de los fabricantes de automóviles.

Todo lo relativo al proyecto ATLAS ha sido llevado por la Sociedad SAGEM («Société d'Applications Générales d'Electricité et de Méchanique», Sociedad de Aplicaciones Generales de la Electricidad y la Mecánica) por sus competencias en los terrenos de la electrónica de a bordo, la sintetización de imágenes, la inteligencia artificial y la navegación automática.

La TDF continuará sus trabajos centrándose en la transmisión de información ya que tiene competencias específicas en este campo. También se realizaron contactos con la Sociedad Philips en relación con un receptor de información numérica.

Finalmente, dice Renault, se debe recordar que los sistemas del ATLAS son de pura vocación europea, persiguiendo tanto la finalidad del servicio (información de carreteras y de otros tipos más generales) como el aspecto técnico (Mínimas normas europeas).

De esta forma gran parte de la tecnología desarrollada bajo las siglas de ATLAS, está en conformidad con la declaración de principios adoptada por el Congreso Europeo de Ministros en su segunda conferencia, referente al

proyecto EUREKA (Hanover, noviembre de 1985):

— Tecnología de Transporte.

— Información y Comunicación.

— Protección del Medio Ambiente.

Por encima de cualquier otra consideración, el sistema ATLAS encuentra su verdadera dimensión a escala europea. En la misma línea favorece el transporte e intercambio de tecnología, productos y cultura en la Comunidad Europea. Como resultado de estos desarrollos, Renault configuró un dossier bajo las siglas de EUREKA, bautizado MINERVE («Media Intelligent pour l'Environnement Routier du Véhicle Européen», Medaids Inteligentes para el Entorno Vial del Vehículo Europeo). El control del proyecto MINERVE le fue encargado a la Sociedad SAGEM.

Proyecto CARMINAT

Más recientemente, Philips ha estado trabajando en paralelo con ATLAS a través de su proyecto CARIN («Car Information and Navigation», información del vehículo y circulación). Este proyecto consiste en equipar a los vehículos con un «copiloto» capaz de:

— Determinar un itinerario.

— Guiar al automovilista hacia su destino.

— Dar en todo momento la posición geográfica exacta del vehículo.

— Suministrar información del entorno y destino.

En primera instancia, los esfuerzos se concentraron en la navegación apoyada por el uso de un Disco Compacto, similar a los de reproducción musical, que puede ser leído por el mismo aparato reproductor instalado en el automóvil. El sistema CARIN hizo su primera demostración en 1985. Philips, en contacto con SAGEM y en relación con el dossier MINERVE, también tuvo presente, desde el principio, que este tipo de programas de desarrollo debe de realizarse a escala europea.

El grupo de compañías decidió aunar sus esfuerzos y formaron el denominado proyecto CARMINAT. Bajo estas siglas se concentran y combinan los conocimientos adquiridos a través de los sistemas CARIN, MINERVE y ATLAS. Esta combinación fue presentada dentro del proyecto EUREKA. En 1989/90 puede que encontremos alguno de estos sistemas dentro del abanico de elementos homologados para su instalación en vehículos europeos.

Proyecto PROMETHEUS

Por iniciativa de Daimler-Benz y con el activo apoyo de Renault, ya experimentada gracias al ATLAS, los constructores europeos de automóviles han desarrollado un extenso programa de investigación, con el objetivo de obtener soluciones al creciente problema del tráfico por carretera, tratando de reducir su incidencia negativa en el medio ambiente, combinándolo con un mayor rendimiento económico y un aumento del factor seguridad.

A este amplio programa, ampliado y reelaborado se le ha llamado PROMETHEUS («PROgramMme for a European Traffic with Highest Efficiency und Unprecedent Safety», programa para un tráfico europeo con la mayor eficiencia y una seguridad sin precedentes ¿inauditalñ) y cataliza ramas tecnológicas tan específicas para alcanzar los objetivos propuestos como son: la Microelectrónica, Programas Expertos e Inteligencia Artificial, y la tecnología de la difusión de las comunicaciones.

Muchos son los expertos europeos que se han asociado al citado proyecto; de esta forma se explica cómo las siguientes instituciones francesas se ha asociado a PROMETHEUS:

— CNRS: principal compañía implicada en el conocimiento científico de la Inteligencia Artificial y los problemas que existen en torno a la misma; de la misma forma también so especialistas en Electrónica de «punta».

— INRIA, son especialistas en técnicas avanzadas de visión artificial e identificación de formas y movimientos, junto con el tratamiento de la voz.

— INRETS, están especializados en cuestiones de tráfico y dinámica de información.

— CCETT, de Rennes (Centro Comunitario de Estudios de Teledifusión y Telecomunicaciones) especialistas en las ramas que componen sus siglas.

Los proveedores de equipamientos para el automóvil y fabricantes de productos electrónicos se asociarán al proyecto en cuestión una vez transcurrido el primer año correspondiente a la fase preliminar, destinada a definir las especificaciones tecnológicas resultantes de los siguientes tres ejes de investigación:

PRO-CAR: desarrollo de un «copiloto» computarizado para mejorar la seguridad en el automóvil.

PRO-NET: desarrollo de sistemas de comunicación de un vehículo a otro.

PRO-ROAD: desarrollo de las comunicaciones entre el ordenador de a bordo y demás elementos relacionados con la circulación, que estén situados en el entorno de las carreteras.

De esta forma, los vehículos recibirán la información necesaria para que el tráfico se organice de la forma más fluida posible.

Las especificaciones contenidas en ATLAS, MINERVE y en CARMINAT cubren holgadamente los conceptos de PRO-CAR y PRO-ROAD, integrantes del proyecto PROMETHEUS, utilizando la misma base de investigación en Micro-Electrónica, Sistemas Expertos y Técnicas de Difusión.

Las principales etapas del proyecto ATLAS

1981 - Preparación del proyecto.

1982 - TDF-Renault entran en contacto. Renault estudia las necesidades de los usuarios. TDF, por su parte, estudia el hecho de una transmisión específica para éstos en movimiento.

1983 - Modelo estático. Renault verifica diversos aspectos ergonómicos; TDF realiza pruebas de recepción de señal en carreteras.

— Se llega a la construcción de un prototipo equipado con el ATLAS (Renault 20).

1984 - Primera recepción a bordo de un vehículo en movimiento de un programa emitido por radiodifusión (Renault 20).

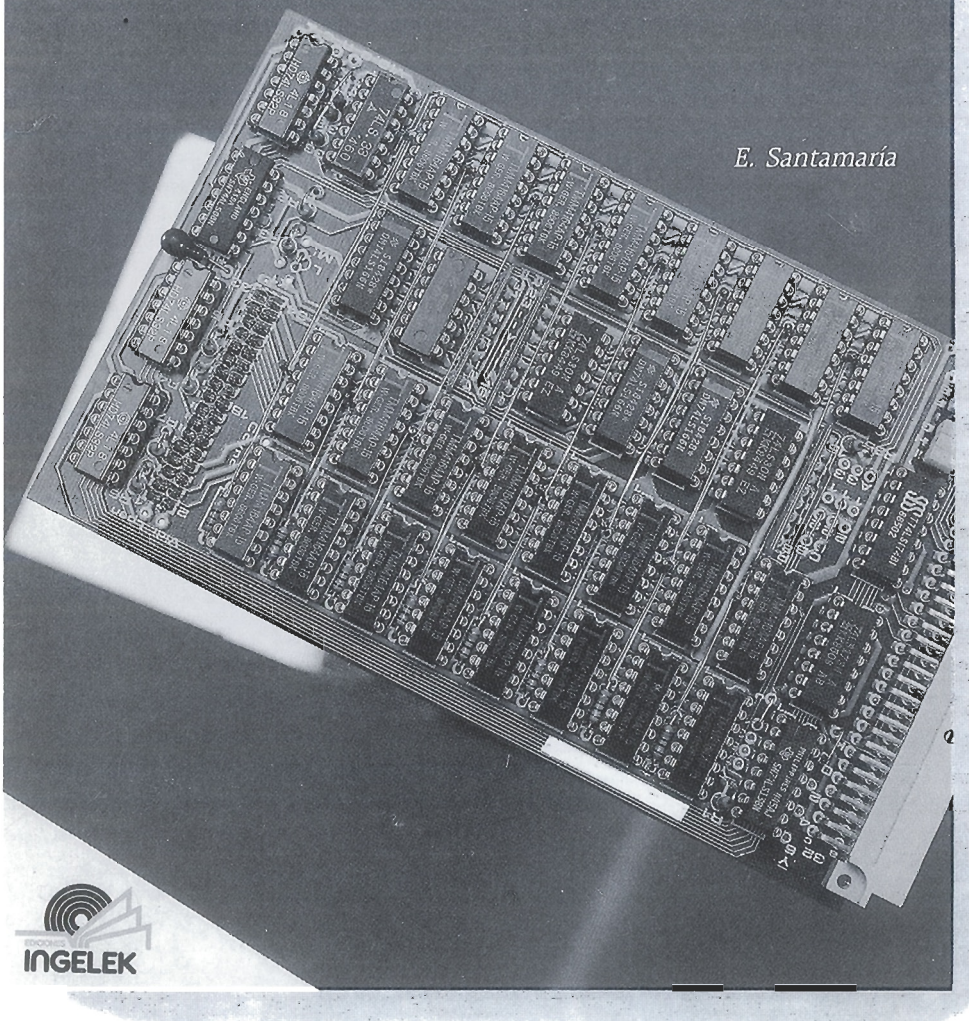
— Presentación del modelo DIALOG en el Salón del Automóvil de París.

1985 - Presentación del DIALOG en el Salón del Automóvil de Ginebra (marzo 1985). Presentación del ATLAS en funcionamiento, instalado en un Renault Espace 2000 en el Symposium de Montreux (junio 1985).

1986 - Presentación del ATLAS, en funcionamiento instalado en tres vehículos (2 Renault 21 TXE y 1 Renault Espace 2000).

ELECTRÓNICA DIGITAL Y MICROPROCESADORES

E. Santamaría



INGELEK

PIDA SU EJEMPLAR EN EL (91) 255 63 25

3.400 Ptas.

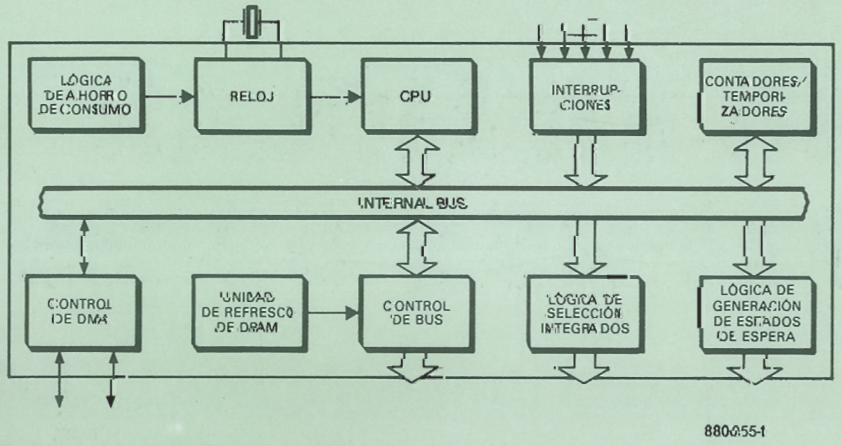
Los microprocesadores de 16 bits 80186 y 80188 se han convertido en estándares de sistemas informatizados de control industriales gracias a su gran capacidad de proceso y su alto nivel de integración. La mayor parte de los sistemas en las áreas de automatización e ingeniería de potencia, como los robots o las máquinas de control numérico, se basan en arquitecturas.

MICROPROCESADORES 80C186/188 EN TECNOLOGÍA CHMOS

El microprocesador INTEL 80C186 es el miembro más reciente de la bien conocida familia de microprocesadores de alta integración 80186/188. Este nuevo integrado proporciona una compatibilidad completa tanto a nivel hardware como software con su antecesor NMOS, el 80186, y da también a los ingenieros de diseño mayores posibilidades, gracias a una unidad de refresco DRAM integrada, una lógica especial para ahorro de consumo, y al nuevo interface asíncrono con el coprocesador matemático (NPX).

El 80C186 está fabricado con tecnología CHMOS III de INTEL (el mismo proceso en el que se basa el 80386, de 32 bits), y puede funcionar a 10, 12.5 o 16 MHz.

1

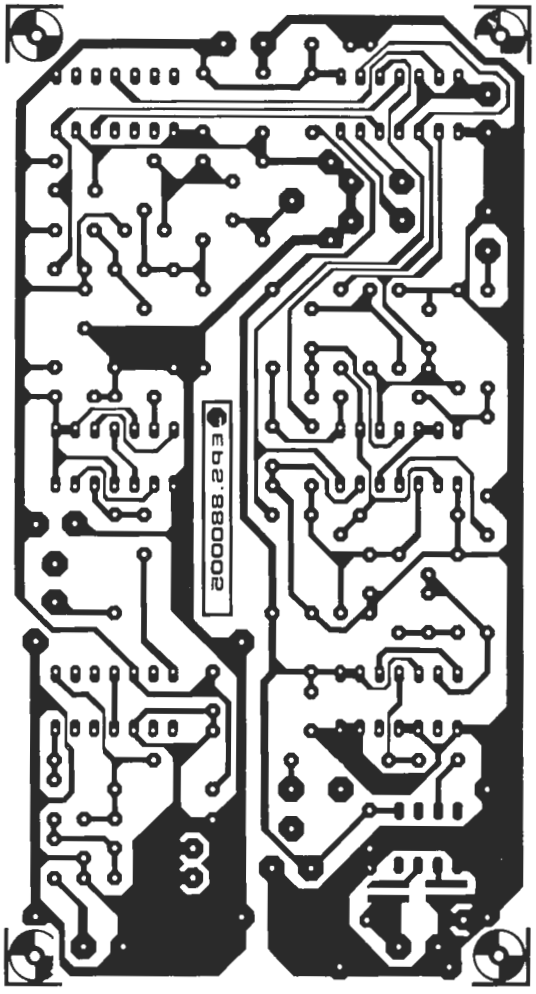


Dos modos de funcionamiento

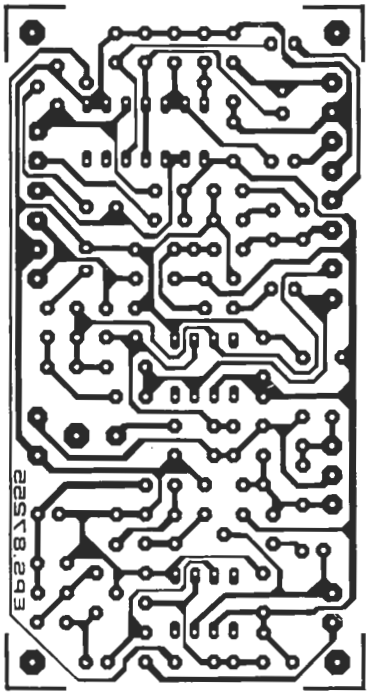
El 80C186 puede trabajar en dos formas diferentes: Modo Compatible y Modo Avanzado. Cuando está funcionando en el Modo Compatible, el integrado es totalmente compatible, hardware y software, con el NMOS 80186, con la misma identificación de patillas, idénticos secuenciamientos, conjunto de instrucciones y niveles de excitación en las patillas de Entrada/Salida. La Fig. 1 muestra el diagrama de bloques

EPS

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



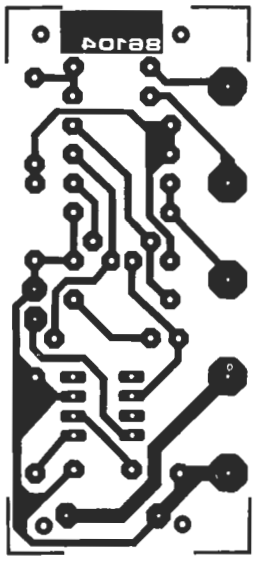
EPS 880005 Prescaler 1.250 MHz.



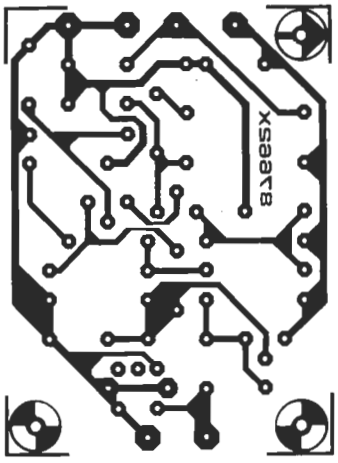
EPS 87255 Distorsionador para guitarra.

EPS

EPS



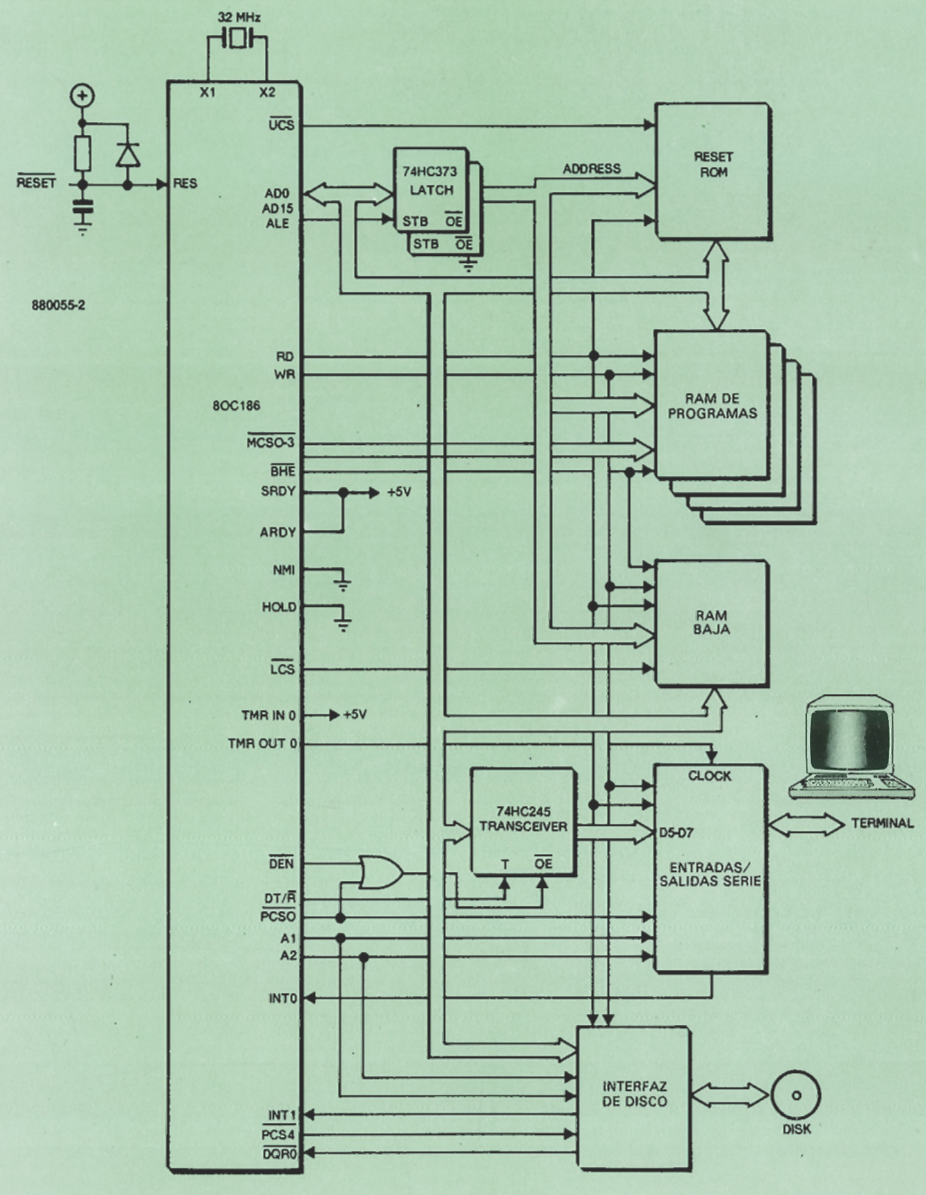
EPS 86104 Anti-olvido para luces de coche.



EPS 87662X Adaptador para BLU.

EPS

2



del nuevo integrado CHMOS. Puede verse que se hallan presentes todas las funciones periféricas del 80186:

— generador de reloj.

— dos canales DMA independientes de alta velocidad.

— controlador de interrupciones completamente programable.

— tres contadores/temporizadores programables de 16 bits.

— memoria programable por el usuario y lógica de selección de integrados periféricos.

— generador de estados de espera.

— y el controlador del bus local.

El Modo Avanzado de Operación ofrece aún un mayor nivel de integración. Las características nuevas que incorpora son:

— unidad de refresco de DRAM.

Está incorporada a la unidad de interface del bus del 80C186. Su misión es generar de forma automática los ciclos de refresco de los bancos de memoria DRAM. Los restantes esfuerzos y costes de desarrollo de un controlador de refresco separado, pertenecen ya a la historia con el avanzado diseño del 80C186.

— lógica de ahorro de consumo.

Esta unidad se halla situada antes de la circuitería del oscilador del reloj, y proporciona la posibilidad de dividir internamente la frecuencia de reloj del 80C186. Mediante software puede determinarse la velocidad interna y el consumo de energía de todo el integrado. De esta forma puede ahorrarse hasta un 94 % de potencia.

— interface asíncrono para coprocesador matemático.

Este interface asíncrono sustituye al actual interface síncrono del 8087, que no está soportado por el 80C186. El coprocesador 80287 puede acoplarse sin necesidad de circuitos TTL para adaptación intermedia. Tampoco es necesario el actual controlador integrado de bus (IBC) 82188.

Tras una breve revisión de la arquitectura interna del

3

REGISTRO DE PETICIÓN DE MEMORIA

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
MDRAM: Desplazamiento E0H	M6	M5	M4	M3	M2	M1	M0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Bits 0 - 8 : Reservados
Bits 9 - 15 : Son los bits de direcciones A18-A19 de la dirección de refresco de memoria de 20 bits.

REGISTRO DE PREESCALADO DE RELOJ

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
CDRAM: Desplazamiento E2H	0	0	0	0	0	0	0	C8	C7	C6	C5	C4	C3	C2	C1	C0

Bits 0 - 8 : C0 - C8, Registro de división de reloj. Contiene el número de ciclos de CLOCKOUT entre cada petición de refresco.
Bits 9 - 15 : Reservados

REGISTRO DRRC DE PERMISO.

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
EDRAM: Desplazamiento E4H	E	0	0	0	0	0	0	T8	T7	T6	T5	T4	T3	T2	T1	T0

Bits 0 - 8 : (T0 - T8). Estos bits contienen la salida del contador de ciclos de refresco.
Bits 9 - 14 : Reservados
Bit 15 : (E-Bit). Activación (E=1) y desactivación (E=0) de la unidad de refresco de la DRAM.

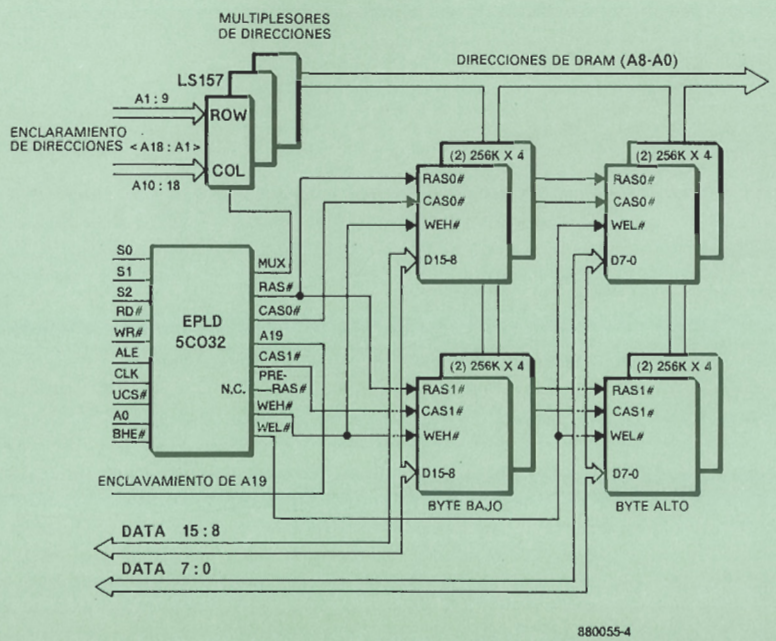
880055-3

80186/80C186, daremos una descripción detallada de todas estas nuevas características.

Arquitectura base del 80186/80C186

La CPU proporciona una total compatibilidad de código objeto con los restantes miembros de la familia 8086 (8086 / 186 / 286 / 386), pero duplica el rendimiento de la CPU 8086 debido a un par de mejoras en su arquitectura. El conjunto de instrucciones de registros y base, así como la organización de memoria segmentada, siguen el estándar del 8086. El integrado, al igual que su predecesor el 80186, ofrece hasta 15 periféricos estándar, reduciendo por tanto en gran medida el coste global del sistema. La Fig. 2 muestra el alto nivel de integración de una placa típica basada en el 80C186, donde el único hardware adicional necesario son las EPROM, las RAM y las funciones especiales de Entrada/Salida, como los interfaces con disco flexible, discos duro (winchester) o LAN.

4



880055-4

El controlador de DMA incorporado en el integrado, tiene dos canales, que pueden ser compartidos por múltiples dispositivos. A una velocidad de 12.5 MHz, cada canal es capaz de transferir datos a un ritmo de 3.12 Mbytes por segundo. Ofrece las posibilidades de transferencia de bytes y palabras, y puede programarse para transferir un bloque de datos de una vez, transferir datos a intervalos especificados de tiempo, o transferir datos bajo petición externa.

El controlador de interrupciones de integrado responde tanto a las interrupciones externas, como a las generadas por los periféricos incluidos en el integrado, como por ejemplo, los temporizadores de los canales de DMA. Puede configurarse para generar direcciones de vectores de interrupción internamente, como los microcontroladores de INTEL, o externamente como el popular controlador de interrupciones 8259A. Además de lo anterior, puede ser configurado como controlador esclavo de un controlador de interrupciones externo (modo iRMX 86) o como maestro de uno o dos 8259A, que a su vez pueden ser maestros de hasta 8 8259A más. Cuando se trabaja en este modo maestro, cada canal puede soportar hasta 64 interrupciones externas, lo que da un total de 128.

Los tres temporizadores de 16 bits se hallan también integrados en el chip. Los temporizadores 0 y 1 pueden configurarse como contadores de 16 bits capaces de contar eventos externos. Si se configuran como temporizadores, pueden inicializarse mediante software, o mediante un evento externo.

Cada uno de los temporizadores 0 y 1 poseen una patilla de salida del temporizador. Las transiciones de estas patillas se producen cuando los temporizadores alcanzan una de las dos máximas cuentas posibles. Esto es especialmente útil en aplicaciones en tiempo real, en las que se debe sincronizar hardware externo con temporizaciones internas. El temporizador 2 puede usarse como una pre-escala para los temporizadores 0 y 1, y puede genera también peticiones DMA a los dos canales de DMA incorporados en el integrado.

Para terminar, el generador de reloj integrado, el generador de estados de espera, y la lógica de selección de integrados, reducen la lógica externa necesaria para construir una tarjeta procesadora.

5

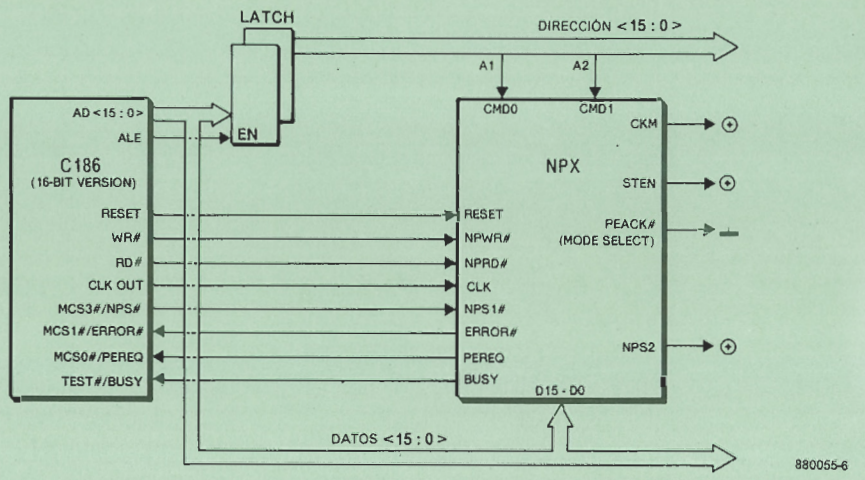
Registro de control de ahorro de consumo

	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
PDCON: Desplazamiento F0H	E	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	F1	F0

Bits 0 - 1 : Factor de división de reloj (1,4,8 oder 16).
Bits 2 - 14 : Reservados
Bit 15 : Permite modo de ahorro de consumo

880055-5

6



Modo avanzado

Como ya se mencionó previamente, el 80C186 es compatible con la versión NMOS del 80186 cuando se trabaja en el Modo Compatible, con la excepción del coprocesador aritmético 8087, por lo que no es posible su uso en Modo Compatible. Todas las capacidades del Modo Avanzado permanecen ocultas durante su uso en Modo Compatible. Cualquier escritura en los nuevos registros de control y de estado no producirá ningún efecto, mientras que una lectura dará datos sin significado. Para hacer funcionar al 80C186 en Modo Avanzado, se le debe proporcionar al integrado una determinada combinación en las patillas TEST#/BUSY. Con el coprocesador matemático, la CPU sólo trabaja, y de forma automática, en Modo Avanzado.

Unidad de refresco de DRAM

Bastantes diseños de hardware han usado hasta ahora uno de los canales de DMA para el refresco de la RAM dinámica. Esta solución era muy práctica, tanto desde el punto de vista del coste, como desde el de la sencillez de diseño, pero sólo dejaba libre un canal de DMA. Para conseguir un mayor nivel de integración y liberar la DMA, el 80C186 emplea, en el Modo Avanzado, una unidad de refresco de DRAM («DRU, DRAM Refresh Unit») totalmente programable. La tasa de refresco puede seleccionarse desde 1 a 512 fases de dos ciclos de reloj, y realiza una lectura ficticia con la selección correcta de integrado activada. Es importante indicar que el 80C186 desactiva las señales HLDA existentes cada vez que hay una petición de refresco pendiente, y las vuelve a activar después de ciclo de refresco. La combinación de señales HLDA pasando a inactiva mientras HOLD está todavía activa, mues-

tra al sistema que se va a realizar un ciclo de refresco, para así mantener la integridad de los datos.

Para programar la DRU se ha ampliado el bloque de control de periféricos (PCB) del 80C186 con tres registros, MDRAM (desplazamiento EOH), CDRAM (desplazamiento E2H), y EDRAM (desplazamiento E4H). En la Fig. 3 se muestra la función de estos tres registros. Para evitar la pérdida de peticiones de refresco, el registro CDRAM debe estar siempre al menos a 18 (12H). Por tanto, la tasa de petición de refresco estará en el rango 12-512, a pesar de que teóricamente es posible un valor mínimo de 1.

La Fig. 4 muestra toda la lógica necesaria para incorporar un Megabyte (512K×16) de DRAM al 80C186. El diseño puede realizarse con tres 74LS157 como multiplexores de direcciones y sólo un EPLD 5C032 de 20 patillas para generar las señales de control de las DRAM PRE, RAS#, MUX#, CAS0#, CAS1#, WEL#, Y WEH#. Las ecuaciones necesarias para la PAL/EPLD, junto con los cálculos de las velocidades de las DRAM pueden obtenerse del representante local de INTEL. Si se emplea un EPLD 5C060, más flexible, puede eliminarse uno de los LS157.

Lógica de ahorro de consumo

Para ahorrar energía en los diseños CMOS, el 80C186 ofrece la posibilidad de dividir el reloj interno por 1, 4, 8 o 16. Como se muestra en la tabla siguiente, pueden conseguirse ahorros de hasta un 94 % de esta forma.

Divisor	Consumo
1	100 %
2	25 %
4	13 %
8	6 %

Debido a que la CPU no se detiene, sino que reduce su velocidad, puede continuar ejecutando tareas de baja prioridad, cómo explorar un teclado, esperar una señal de interrupción, o servir una línea serie. Este modo de ahorro de potencia se controla mediante dos bits del nuevo registro PDCON, que tiene un desplazamiento («offset») FOH en el bloque de control de periféricos (ver Fig. 5). De importancia para el resto del sistema es el que el reloj interno dividido está también disponible en la patilla CLACKOUT del 80C186. Toda la lógica interna, incluyendo la unidad de refresco de DRAM y los temporizadores, verá también disminuido su reloj por el factor de división. Para mantener cuentas en tiempo real o un ritmo fijo de refresco de DRAM, el usuario debe asegurarse de que estos periféricos se reprogramen al entrar y salir de este modo de ahorro de consumo. El modo de ahorro de consumo se permite cuando se procesa una interrupción o cada vez que el usuario borra el bit de permiso en el registro PDCON.

Interface asíncrono para el coprocesador matemático

El 80C186 es un microprocesador de propósito general, de 16 bits, diseñado para un amplio rango de aplicaciones de control informatizadas. Generalmente, estas aplicaciones necesitan un rápido y eficiente movimiento de datos y un tiempo de respuesta muy corto frente a las interrupciones, junto con un nivel de integración muy alto. Tradicionalmente, las operaciones matemáticas que se necesitaban sobre los datos eran bastante sencillas, así que los microprocesadores 80186/188 cubrían estas necesidades de una forma efectiva y barata.

Sin embargo, cada vez es mayor el número de equipos de automatización que demanda funciones matemáticas extremadamente complicadas y rápidas, que no se hallan comprendidas en el repertorio de instrucciones de una CPU de propósito general.

Tales funciones, como son raíz cuadrada, seno, coseno y logaritmos, no se hallan directamente disponibles en un procesador de propósito general como es el 80C186. Las rutinas software para conseguir estos cálculos son demasiado lentas, así que se diseñaron coprocesadores matemáticos (NPX) especiales, los 8087/287/287, como extensiones hardware a sus CPU's correspondientes.

Para los procesadores NMOS 80186/188, las necesidades de cálculo pueden cubrirse con facilidad con el 8087 y el controlador integrado de bus (IBC) 82188. El 80C186 no soporta este interface síncrono para el coprocesador ni en el Modo Compatible ni en el Modo Avanzado. En contrapartida, el 80C186 ha sido equiparado con un interface asíncrono para su coprocesador, que es similar al interface 80286/80287 y posee diversas ventajas frente al síncrono. Por ejemplo, la frecuencia de reloj de la CPU. Para obtener el máximo rendimiento en los cálculos en punto flotante, la frecuencia de reloj del coprocesador puede ser mayor que la del reloj del sistema 80C186. Además, los ciclos del bus de refresco de DRAM del 80C186 pueden interrumpir las transferencias de datos del coprocesador, por ejemplo, durante los comandos del coprocesador FRSTOR y FSAVE. Este nuevo interface asíncrono también permite hacer un uso completo de la lógica de selección de integrados del 80C186, de su generador de estados de espera y de su lógica de control de bus de memoria.

La intercomunicación entre el 80C186 y el coprocesador se lleva a cabo mediante cuatro patillas dedicadas a tal efecto: NPS#, ERROR#, PEREQ y BUSY#. Para mantener el 80C186 en la forma estándar de 68 patillas y además incorporar estas señales, ha sido necesario redefinir tres de la líneas de selección de memoria, de acuerdo con la tabla siguiente:

Modo Compatible	Modo Avanzado
MCS0#	PEREQ
MCS1#	ERROR#
MCS2#	NPS#

La señal PEREQ significa Processor Extension Request (Petición de Extensión del Procesador). Se emplea para indicar a la CPU que se van a realizar transferencias de datos numéricos desde/hacia el procesador. La señal ERROR# es útil durante las instrucciones ESCAPE, en las que un nivel bajo en esta patilla vectoriza a la interrupción INT 16. Para finalizar, NPS# es la línea de selección del coprocesador matemático. En el diseño de placas CPU 80C186 con coprocesador es importante el no utilizar las líneas MCS0/1/3. Para la sustitución de estas funciones se recomienda un decodificador externo.

Aparte de las cuatro patillas, hay cuatro direcciones de puertos de E/S reservados para intercambiar información entre el 80C186 y el coprocesador.

La Fig. 6 proporciona detalles acerca del interface asíncrono entre el 80C186 y el coprocesador

matemático (NPX). Nótese que no hay circuitos TTL de adaptación entre los dos integrados. El interface no se encuentra disponible en la versión de 8 bits 80C188.

Modo ONCE y herramientas de desarrollo

El 80C186 posee una característica adicional que permite al usuario aislarlo eléctricamente de la placa del PC cuando está soldado directamente a los agujeros, o montado superficialmente.

A este modo especial de prueba se le denomina ONCE («ON Circuit Emulation», emulación sobre el [propio] circuito) y proporciona una forma sencilla de verificar e inspeccionar dispositivos que están instalados en el sistema bajo prueba. En este modo, las patillas del 80C186 con la familia 8086, pueden emplearse los compiladores de INTEL, como el C-86, FORTRAN-86, PLM-86, PASCAL-86 y el ensamblador estándar del 8086.

Estas herramientas software se hallan disponibles para una gran variedad de sistemas informáticos, incluyendo los INTEL MDS III/IV y 310/320, y por supuesto los sistemas IBM PC XT/AT y compatibles. Para diseños de hasta 10 MHz en Modo Compatible, el I2ICE-186 es un hardware de emulación muy adecuado también para el 80C186. Para soportar los nuevos diseños CMOS con el 80C186 y con frecuencias de reloj de hasta 16 MHz, se ha desarrollado un nuevo emulador, el ICE-186. Esta nueva herramienta de desarrollo incorpora el integrado 80C186 libre de conexiones, que proporciona acceso completo a todas las posibilidades del Modo Avanzado.

Dirección de E/S	Lectura	Escritura
00F8H	estado/control	código de operación
00FAH	datos	datos
00FCH	reservada	CS:IP, DS:EA
00FEH	cód. operación, estado	reserva

Resumen

Las nuevas características del 80C186, las ventajas del proceso CHMOS con selección de velocidades de hasta 16 MHz, y la existencia de potentes herramientas de desarrollo hardware y software, hacen que este nuevo procesador sea la solución ideal para muchas nuevas aplicaciones de control en sistemas informatizados. Para los productos actuales basados en el 80186, el 80C186 es un avance lógico y eficiente, y puede decirse que en él se encuentran reunidos todos los requisitos y características que le harán el próximo estándar en sistemas de control basados en microprocesadores.

Bibliografía:

(1) 80C186 Data Sheet, INTEL Corporation, 1987.
(2) 8088/8086/80188/80186 Hardware Reference Manual INTEL Corporation, 1986.
(3) 8088/8086/80188/80186 Programmers Ref. Manual INTEL Corporation, 1986.

mailing electronica



Más detalles. 7.000 componentes electrónicos y 70 kits exclusivos en nuestra guía de componentes 87-88.

Solicítela enviando 375 ptas. en sellos de correos o a reembolso de 428 ptas. al Apartado 25 - C.P. 23660 Alcaudete (Jaén) - Teléf. (953) 561099

MOS FET MÓDULOS AUDIO

de 75 a 150 W rms: 6.595 ptas.
200 W/8 Ω ó 300/4 Ω: 9.880 ptas.
400 W/8 Ω (puen.): 17.890 ptas.
600 W/4 u 8 Ω (puente.): 23.725 ptas.
1.000 W, consultar
(Necesitan radiador auxiliar)

FUENTES TOROIDALES DOBLES

± 62 Vcc/500 W: 11.830 ptas.
± 75 Vcc/500 W: 13.300 ptas.
± 75 Vcc/750 W: 14.768 ptas.
Incluyen condensadores primera calidad de 10.000/100 V ó 2X6.800/63 V, barra de cobre distribuidora de masas, P. rectificadores metal, esquema y lay out.

CROSSOVER 24 dB octava 3 vías: 5.900 ptas.

TÚNEL VENTILACIÓN FORZADA

Incluye 2 ventiladores, disipa hasta 2.000 W: 18.000 ptas.

ECUALIZADOR PARAMÉTRICO

2×10 bandas, con analizador de espectros: 23.750 ptas.

PLATO CON PEANA Y TAPA

Transm. correa, cápsula mag., estroboscopio, 2 vel., semiautomático, color negro. 420×355×103 mm: 14.000 ptas.

MESAS MEZCLADORAS

5 entradas 2 VU meters 775 mV sin control tonos: 13.400 ptas.
8 entradas 2 VU meters, ecual. 5 cortes, fader, salida 775 mV y 1,5 V, noise –65 dB: 21.500 ptas.
8 entradas 2VU meters, ecual. 7 cortes indep. por canal, eco y mucho más: 45.500 ptas.

TUBOS LÁSER HeNe

2 mW	36.346 ptas.
5 mW	64.252 ptas.
10 mW	81.124 ptas.
25 mW	847.957 ptas.

COPIADORA DE CASSETTES PROFESIONAL (TELEX U.S.A.)

Copia una cassette comercial en un minuto por ambas caras a la vez; normas DIN 45.500, incluye instrucciones en castellano y dos cabezales de repuesto. Oferta muy limitada: 60.000 ptas.

ENVÍOS SEUR EN 24 HORAS

IVA NO INCLUIDO

Para monitores con entrada TTL o Euro-conector

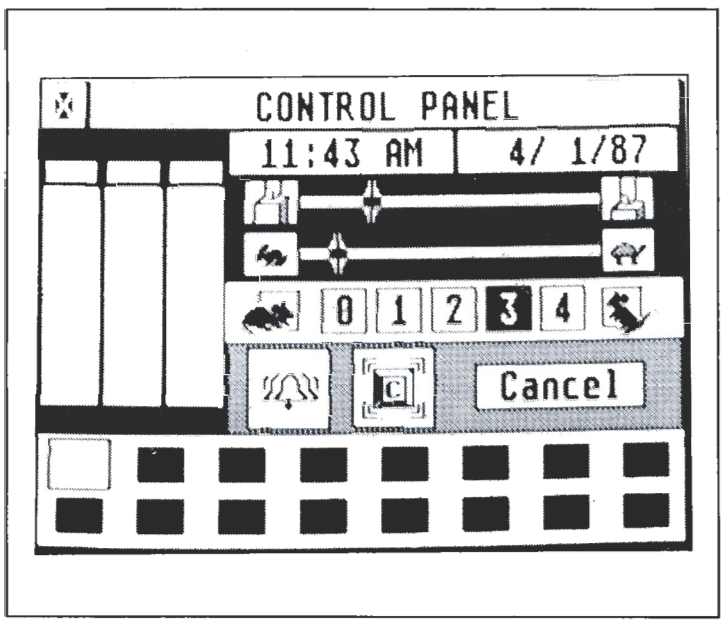
Seguramente, muchos de nuestros lectores se habrán formulado en algún momento alguna de las siguientes preguntas: ¿Cómo debo conectar mi ordenador Atari ST a la entrada Euroconector de un receptor de televisión? ¿Se puede conectar un monitor en color con entradas TTL compatibles a la salida de un ordenador Atari ST, MSX1 o MSX2? El presente artículo pretende dar respuesta a las preguntas mencionadas.

CONEXIÓN DE μP ATARI ST Y MSX2 A UN MONITOR COLOR

Muchos usuarios de un ordenador personal Atari ST o compatible MSX1/2 son conscientes de las excelentes posibilidades gráficas que el equipo ofrece a un precio relativamente bajo. Sin embargo, los mejores efectos gráficos sólo son apreciados con un monitor en color, y aquí es donde surge el problema, porque un monitor realmente bueno y 100% compatible con el ordenador generalmente está fuera del alcance económico de la mayoría de los usuarios. Como es habitual en el mundo de los ordenadores, los equipos periféricos cuestan relativamente mucho más que el propio ordenador.

Euroconector y el Atari ST

Muchos equipos receptores de televisión actualmente ya vienen equipados con el zócalo de entrada Euroconector, para permitir, entre otras posibilidades, la cone-



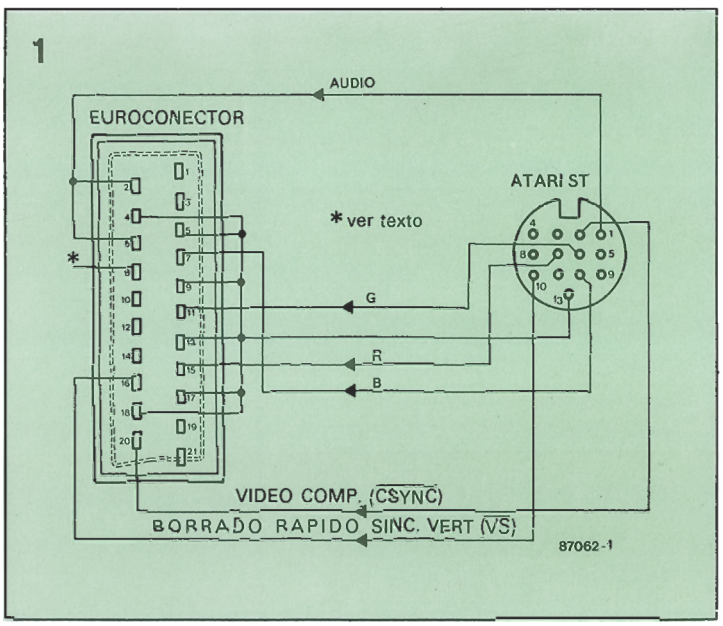


Figura 1. Conexiones entre un Atari 520 o 1040 ST a un Euroconector.

xión de un equipo reproductor de vídeo. Si posee un equipo de televisión con esta característica y un ordenador personal Atari ST, puede conseguir un sistema en color de media resolución sin tener que gastarse una cantidad considerable de dinero en un monitor especial.

El modelo Atari 1040ST simplemente se conectará a la entrada Euroconector del televisor por medio del cable estándar necesario. Los usuarios del modelo 520ST no tendrán ni dificultad alguna si realizan el cable de interconexión adecuado representando en la figura 1. Si el equipo receptor de televisión dispone de un selector TV/AV, éste deberá situarse en la posición AV (audiovídeo). Si no dispone de este selector, deberá aplicarse una tensión de +10–12 V a la patilla 8 del Euroconector para seleccionar el modo AV, el cual hace posible emplear el equipo como un monitor.

Colores de la paleta

Los monitores en color más baratos son normalmente los «compatibles IBM», lo cual significa que vienen dotados de entrada TTL estándar para las señales R, G, B, e I (intensidad), y por lo tanto, capaces de representar 16 colores tal y como se representa en la tabla 1. Como se podrá observar, se dispone para cada color de dos niveles de saturación, depen-

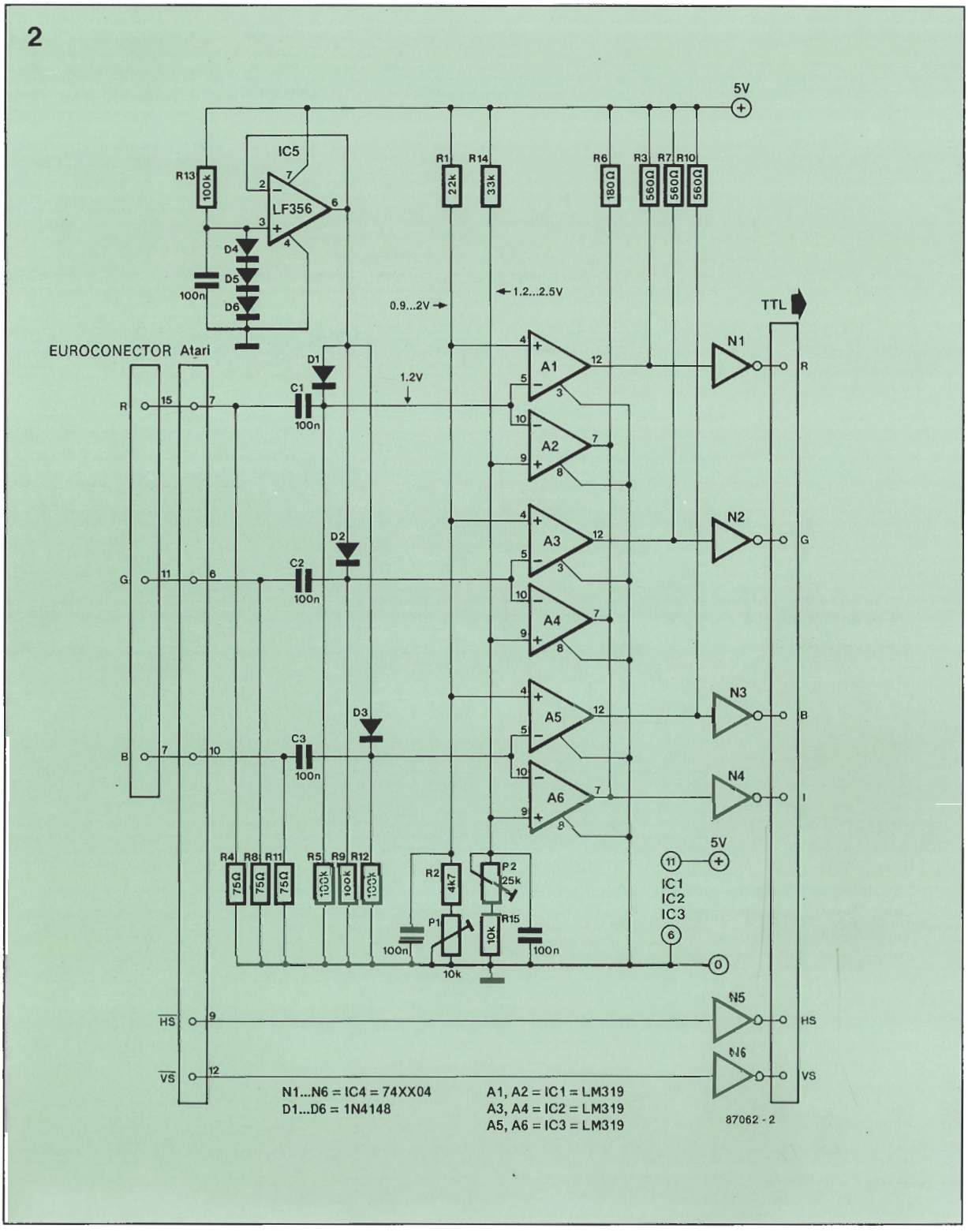


Figura 2. Diagrama del circuito del interface TTL-RGB de 15 colores para los ordenadores Atari y MSX.

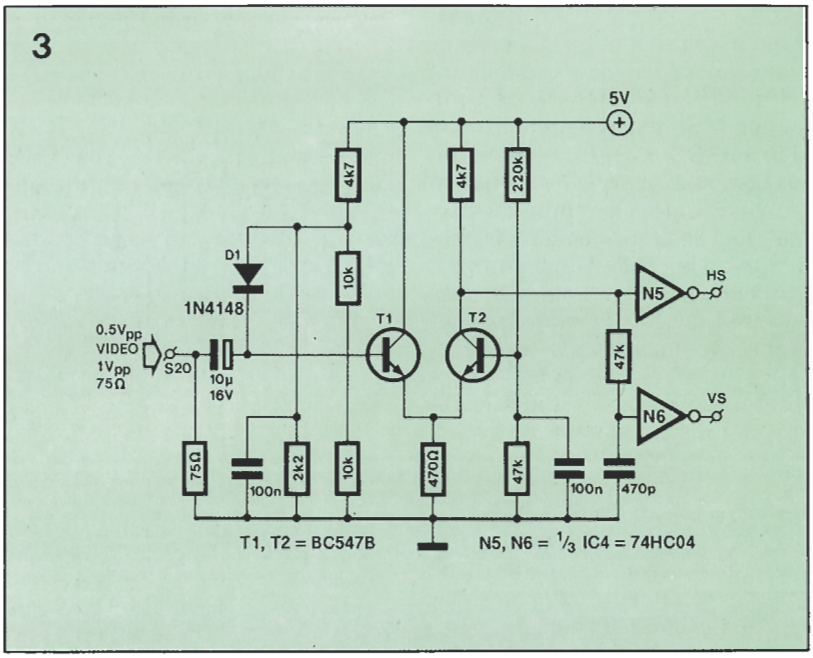


Figura 3. Separador de pulsos de sincronismos para ordenadores MSX2.

diendo del estado lógico del bit de intensidad (I).

En el Euroconector, las señales de color son analógicas, esto es, la tensión presente sobre las líneas R, G y B es proporcional a la intensidad de la componente cromática correspondiente. Los ordenadores Atari ST y MSX pueden conmutar entre 8 niveles fijos de intensidad sobre las salidas analógicas R, G y B. Por lo tanto, en principio existen 8 gamas de rojos, 8 de verdes y 8 de azules, las cuales combinadas ofrecen una paleta de 512 posibles colores. Sin embargo, en la práctica el ordenador no puede soportar más de 16 colores al mismo tiempo, que deben seleccionarse de la paleta de 512 disponibles por medio de la ayuda del software.

Cuál es entonces la diferencia entre 16 colores analógicos y 16 digitales? Antes de responder a eta pregunta, puede ser interesante y útil los lectores del artículo Paleta de 4096 colores que apareció publicado en el número 83 de Elektor (abril de 1987, pág. 20).

En un sistema RGB con entradas TTL compatibles, los 16 colores disponibles se agrupan dependiendo de su nivel de saturación, el cual es el 100% o el 50% dependiendo del estado lógico del bit de intensidad (I). Sin embargo, los 16 colores analógicos se pueden componer de forma independiente gracias a que la saturación del rojo, verde o azul se puede medir de forma individual: por lo tanto, es posible definir una imagen que comience, por ejemplo, con sólo 8 gamas de azules y 8 gamas de rojos, omitiendo todo el resto de colores de la paleta disponible.

Este sistema ha sido adoptado por los ordenadores Atari y puede verse en funcionamiento en el denominado «CONTROL PANEL», una utilidad del comando GEM del sistema, o en los programas de dibujos tales como DEGAS, NEOCHROME y otros similares. En los ordenadores MSX2 la elección entre los colores se efectúan por medio de la instrucción COLOR= y sus parámetros asociados.

Sin embargo, la mayoría de los sistemas operativos y juegos no permiten al usuario definir la gama de colores. Los 16 colores son predefinidos por el distribuidor del programa y generalmente es bastante difícil de alterar. Estos defectos algunas veces están implementados de forma muy diestra como por ejemplo en los programas para Atari procedentes de PSYCHOSIS (Inglaterra). Hemos hecho esta observación porque tiene importantes implicaciones en los comentarios que siguen.

Para habilitar el empleo de un ordenador Atari o MSX2 junto con un monitor en color compatible TTL, la información analógica de color debe ser digitalizada, esto es convertida a niveles lógicos bajos y altos. Esto se puede realizar si se asume que la paleta de color en los ordenadores Atari se puede programar como nuestra la columna derecha de la tabla 1. Como podrá apreciarse el número de gamas de color se reduce de 8 a 3. Los experimentos han demostrado que el color de nivel 4 seleccionado en el panel de control dio un resultado aceptable para la gama de saturados del 50%, y el nivel 7 para toda la gama de saturados. Similarmente, en los ordenadores MSX2 estos colores se definen por medio de la instrucción COLOR= tal y como muestra el listado de la tabla 2.

Debemos comentar que el blanco listado en octava posición en la tabla 1, es en realidad un tono de gris. Consecuentemente, el color gris genuino (RGBI = 0001) no se puede obtener del circuito propuesto sin ampliar éste con el convertidor que describimos más adelante. El convertidor que describiremos en detalle a continuación puede obtener de esta forma 15 de los 16 colores de la tabla 1, sustituyendo el blanco por una gama de grises claros. Sin embargo, cabe reiterar que los colores listados tan sólo se pueden obtener cuando el programa correspondiente selecciona los niveles 0, 4 y 7 sobre las salidas RGB. Los colores generados por niveles intermedios no se pueden reproducir con el presente convertidor.

El convertidor

El convertidor analógico-digital propuesto en el presente artículo permite conectar un monitor en color compatible IBM a la salida de vídeo analógico presente en un ordenador Atari o a la de Euroconector disponible en los ordenadores MSX2 tales como los PHILIPS o SONY.

Los detalles del convertidor aparecen en la figura 2. Tres amplificadores operacionales A1, A2 y A3 comparan el nivel de las tensiones analógicas R, G y B de entrada con el nivel de tensión suministrado por el divisor de tensión R1–(R2+P1). Por lo tanto, el punto de conmutación de los comparadores se varía con la ayuda de la resistencia ajustable P1, que permite fijarlo dentro de un margen que asegura de forma clara los puntos de conmutación y la ausencia de fluctuaciones sobre las salidas digitales.

Las salidas en colector abierto de los amplificadores operacionales numerados de forma par en el diagrama se conectan de cada uno de estos amplificadores operacionales se aplica de nuevo las señales analógicas R, G y B, mientras que las entradas no inversoras se unen y mantienen a un mismo potencial que puede ajustarse por medio de P2.

Cuando la tensión de cualquie-

ra de las entradas RGB sobrepase el umbral ajustado por P2, esto es, cuando un nivel de saturación del 50% se conmuta al 100%, el correspondiente amplificador operacional báscula y lleva la entrada de N4 a nivel bajo, por lo que el bit de intensidad (I) se activa. Observe que cada uno de los amplificadores operacionales descritos anteriormente funciona como un inversor de colector abierto, justificando el empleo de una resistencia de pull-up y un inversor TTL en cada salida digital. El ajuste de P2 es satisfactorio cuando todos los colores de la tabla 1 se presentan correctamente (en un Atari, se puede comprobar esto con la ayuda del panel de control mencionado previamente).

Una interesante característica del presente circuito es la incorporación del control automático del offset realizado en torno al circuito integrado IC5. Este asegura que las tres señales RGB de entrada tienen un offset igual a cero. La fuente de tensión IC5 mantiene un potencial de salida de 1.8 voltios generados con el flujo que circula a lo largo de los tres diodos de silicio conectados en serie D4, D5 y D6, por lo que la tensión directa presente en todas las entradas inversoras de los amplificadores operacionales, después de restar los 0.6 V por los diodos D1-D3, se fija en 1,2 V. Estos diodos dejan pasar la corriente procedente de IC5 cuando una tensión presente en las entradas RGB está por debajo de 1.2 V, asegurando de esta forma un nivel bajo analógico bien definido.

Los condensadores C1-C3 sirven para almacenar las diferencias de tensión que se generen. El offset común se fijó en 1.2 V para mantenerlo dentro del margen de tensiones de entrada para el modelo de amplificador operacional LM319. Cuando este tipo de amplificador operacional se alimenta tan sólo a 5 voltios, como en el presente circuito, los valores mínimos y máximos de tensiones de entrada se sitúan en 1.0 V y 3.0 V respectivamente.

Los monitores en color compatibles IBM se sincronizan con los pulsos positivos de las señales HS y VS, por lo que se ha incorporado dentro del convertidor dos puertas inversoras N5-N6 para invertir las señales /HS y /VS que suministra el Atari. Observe que los modelos 7404, 74LS04, 74S04 o 74HCT04 son todos adecuados para emplearlos como IC4.

Ordenadores MSX

No todos los ordenadores de la familia MSX están equipados con salidas RGB. Mientras los modelos compatibles MSX1 se pueden emplear junto a un televisor normal logrando un aceptable aumento de la calidad de la imagen, las cosas son completamente diferentes cuando lo que disponemos es de un ordenador de las últimas generaciones o MSX2, simplemente porque en éstos la resolución de la pantalla se ha actualizado a 512×512 pixels, requiriendo un monitor en color de características gráficas óptimas.

Los ordenadores SONY o PHILIPS de la serie MSX2 tienen un Euroconector o un conector DIN AV (audio/vídeo) el cual hace que sea mucho más fácil conectar las señales RGB al convertidor de la figura 2. Sin embargo, las señales de sincronización no están disponibles de forma independiente y deben extraerse de la señal de vídeo compuesta por medio del circuito representado en la figura 3. Observe que los inversores N5 y N6 son del mismo tipo que los empleados en la figura 2, por lo que se pueden emplear los que sobran en el convertidor empleado para conectar un ordenador MSX2 a un monitor en color compatible IBM. El ajuste del circuito se puede realizar ejecutando el programa realizado en BASIC MSX en la tabla 2. Este programa produce una fila de barras verticales con los 15 colores, ajustados de tal forma que las versiones de colores saturados al 50% y al 100% están próximos entre sí.

Los propietarios de un ordenador SONY modelo HB75P o cualquier otro ordenador MSX1 que incorpora un Euroconector, pueden emplear el convertidor propuesto. Desafortunadamente, las gamas de color están fijas en todos los modelos de ordenadores MSX1, haciendo imposible visualizar alguno de los colores de la tabla 1. El listado de la tabla 3 representa un conjunto de barras verticales situados en orden creciente de intensidad luminosa. Es posible restablecer 9 o 10 gamas de las 15 disponibles.

Las señales RGB disponibles en el HB75P tienen una componente de sincronización que puede alterar el funcionamiento de los comparadores de la figura 2. Este efecto se puede prevenir omitiendo el diodo D6, por lo que la tensión de salida de IC5 se reduce de 3 × 0.6 a 2 × 0.6 = 1.2 Voltios.

Tabla 1

Niveles TTL				conversión	Niveles analógicos		
R	G	B	I		R	G	B
0	0	0	0	Negro	0	0	0
0	0	1	0	Azul	0	0	4
0	1	0	0	Verde	0	4	0
0	1	1	0	Cian	0	4	4
1	0	0	0	Rojo	4	0	0
1	0	1	0	Magenta	4	0	4
1	1	0	0	Marrón	4	4	0
1	1	1	0	Blanco (Gris)	4	4	4
0	0	0	1	Gris	*	*	*
0	0	1	1	Azul claro	0	0	7
0	1	0	1	Verde claro	0	7	0
0	1	1	1	Cian claro	0	7	7
1	0	0	1	Rojo claro	7	0	0
1	0	1	1	Magenta claro	7	0	7
1	1	0	1	Amarillo claro	7	7	0
1	1	1	1	Blanco intenso	7	7	7

* Ver texto

Tabla 2

```
10 SCREEN7
20 COLOR =(1,0,0,0)
30 COLOR =(2,0,4,0)
40 COLOR =(3,0,7,0)
50 COLOR =(4,0,0,4)
60 COLOR =(5,0,0,7)
70 COLOR =(6,0,4,4)
80 COLOR =(7,0,7,7)
90 COLOR =(8,4,0,0)
100 COLOR =(9,7,0,0)
110 'COLOR =(10,4,4,0)
120 COLOR =(11,7,7,0)
130 COLOR =(12,4,0,4)
140 COLOR =(13,7,0,7)
150 COLOR =(14,4,4,4)
160 COLOR =(15,7,7,7)
1030 ON STOP GOSUB 1100
1040 STOP ON
1050 FORI=0 TO 15
1070 LINE(I*32,0)-((I*32+31),212),I,BF
1080 NEXT
1090 GOTO1090
1100 COLOR 15,4,4:END
```

87062 - T2

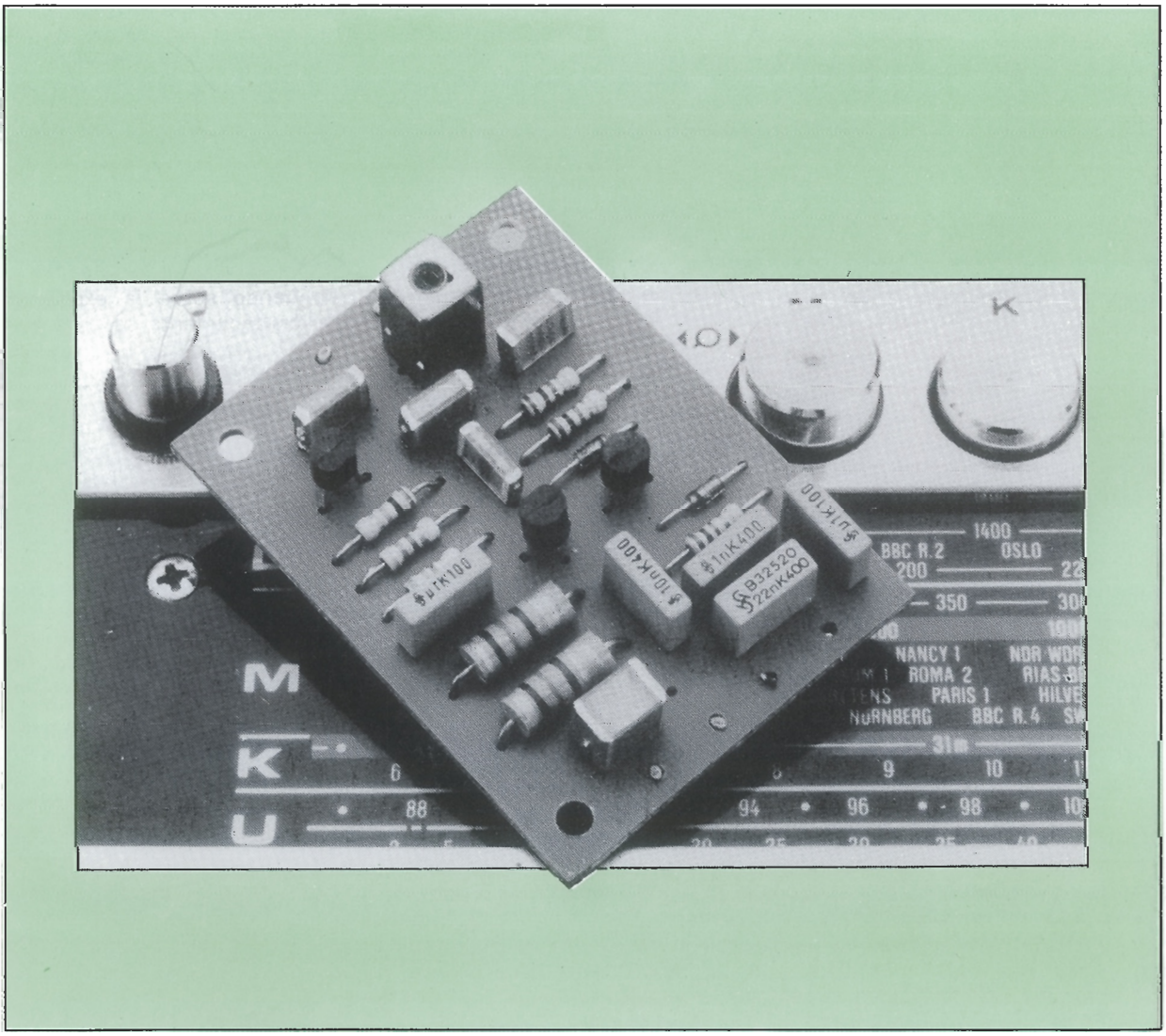
Tabla 3

```
10 COLOR0,0,0
20 ON STOP GOSUB 90
25 STOP ON
30 SCREEN2
40 FORI=0 TO 15
50 READ C
60 LINE(I*16,0)-((I*16+15),191),C,BF
70 NEXT
80 GOTO80
90 COLOR 15,4,4:END
100 DATA 0,1,12,2,3,4,7,5,6,8,9,10,11,13,14,15
```

87062 - T3

Una sencilla ampliación de bajo coste que permite la recepción de la banda lateral única (BLU) virtualmente sobre cualquier receptor AM de banda corta.

ADAPTADOR PARA B.L.U.



Cualquier aficionado a escuchar la onda corta sabe que las transmisiones de banda lateral única no se pueden recibir a menos que se disponga de un detector especial instalado dentro del receptor. Sin embargo, desafortunadamente cualquier receptor de onda corta capaz de recibir las transmisiones de banda lateral generalmente es mucho más caro que un receptor de AM/FM de cobertura general de la misma sensibilidad y selectividad. Como sabrán los oyentes de la onda corta, las transmisiones de señales en banda lateral por estaciones aficionadas o de utilidad son a menudo mucho más interesantes que las ofrecidas por las emisoras de radiodifusión en AM, debido a su contenido y a la gran distancia cubierta. Los transmisores de banda lateral son mucho más económicos que los transmisores de AM debido al ancho de banda empleando y a la potencia consumida en virtud de la ausencia de la señal portadora y de la segunda banda lateral.

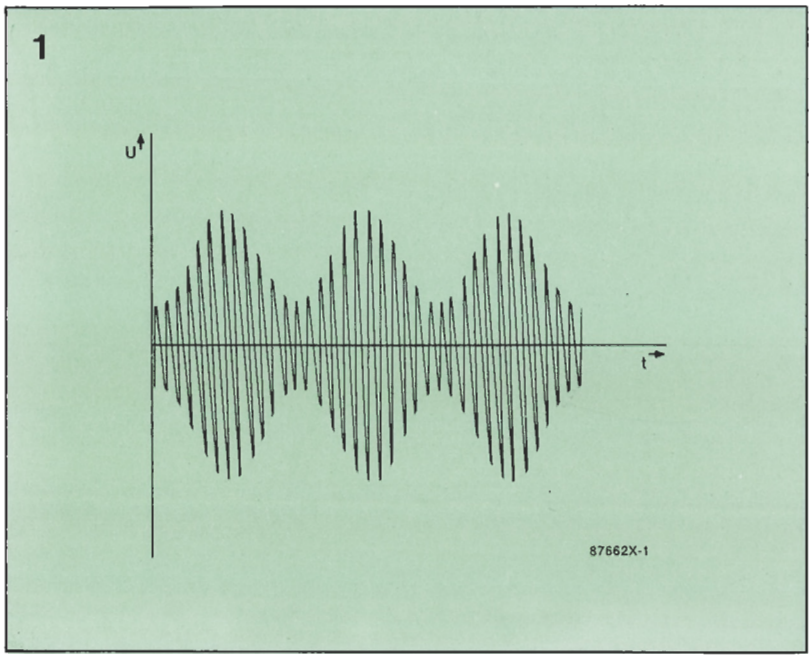


Figura 1. Señal de radiofrecuencia emitida por un transmisor de AM modulada con un tono simple.

Portadora y bandas laterales

Como se puede demostrar, la potencia que transporta la portadora y una de sus bandas laterales de una señal de AM modulada por una señal de radiofrecuencia es redundante, por lo que estrictamente hablando no es necesario enviar ambas al receptor. Para este propósito, una de las bandas laterales es suficiente.

La señal de radiofrecuencia generada por un transmisor de AM modulada por medio de un onda sinusoidal simple se representa en la figura 1. La amplitud instantánea, U, de la portadora de radiofrecuencia es función de la amplitud de modulación del tono de AM, el cual se puede reconstruir dibujando una línea a lo largo de los valores de pico de la señal de radiofrecuencia (onda envolvente). De forma matemática simplificada, esta señal de AM se puede describir por la expresión:

$$UAM = Vc\,(fc) + mVc\,(fc + fm) + Vc\,(fc - fm)$$

Como se puede observar, la amplitud de la señal de AM (UAM) es la suma de tres términos. El primero de ellos Vc(fc) es la amplitud de la portadora de frecuencia fc. El segundo y tercer término son de igual amplitud, mUc, y representan las señales adyacentes a la portadora, esto es por debajo y por encima de fc. El factor m representa el índice de modulación o amplitud relativa de la señal de modulación con frecuencia fm. La figura 2a muestra un análisis de la señal AM en el dominio de la frecuencia (análisis espectral). La portadora se modula con un tono simple dando lugar a la generación de dos tonos laterales, cada uno de ellos con una amplitud igual pero inferior a la de la portadora. La modulación de un transmisor de AM con una señal compuesta de audiofrecuencia, por ejemplo música o voz, originan dos bandas laterales situadas en los dos tonos laterales adyacentes a la portadora, aumentando en consecuencia el ancho de banda total de la señal.

Volviendo sobre la expresión anterior, fácilmente se verá que los términos mVc(fc+fm) (banda lateral superior, BLS) y mUc(fc–fm) (banda lateral inferior, BLI) transportan la misma información, mientras que la portadora Vc(fc) no transporta información alguna.

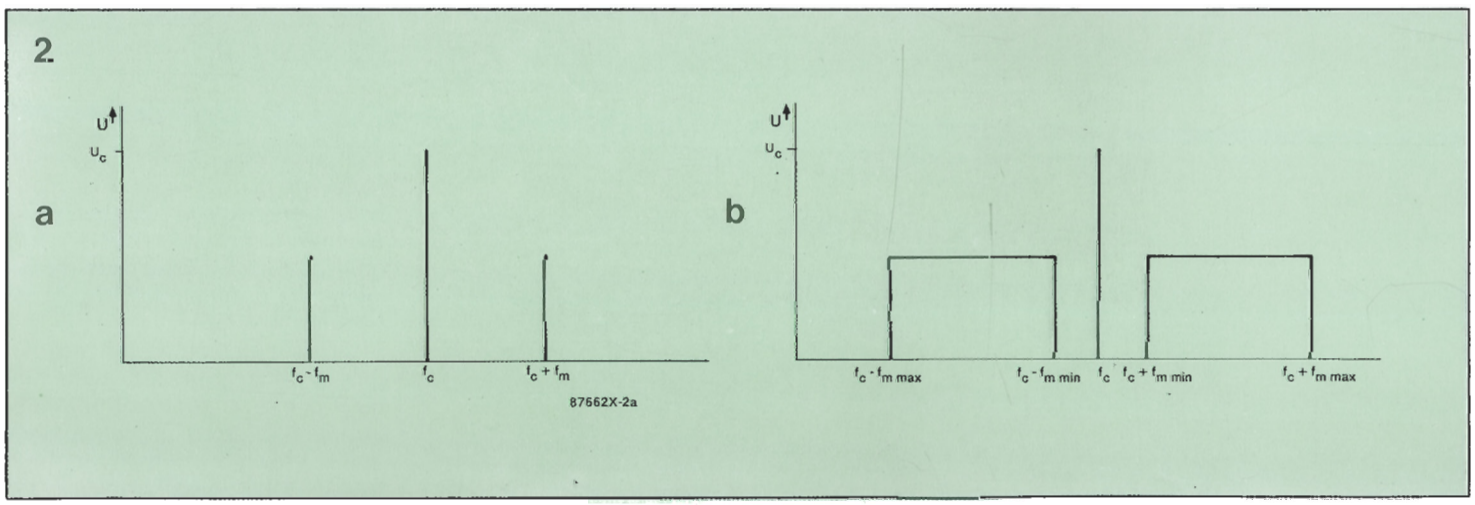
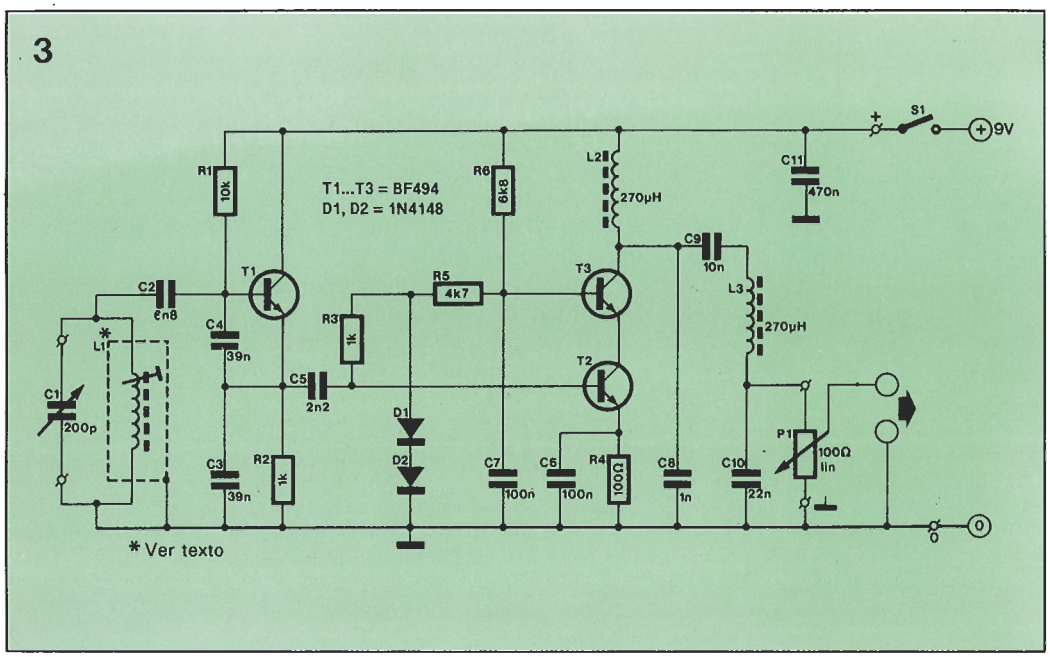


Figura 2. Análisis espectral de la señal AM. Fig. 2a: Modulación con un tono simple. Fig. 2b: Modulación con una señal de audio compuesta.



Lista de componentes

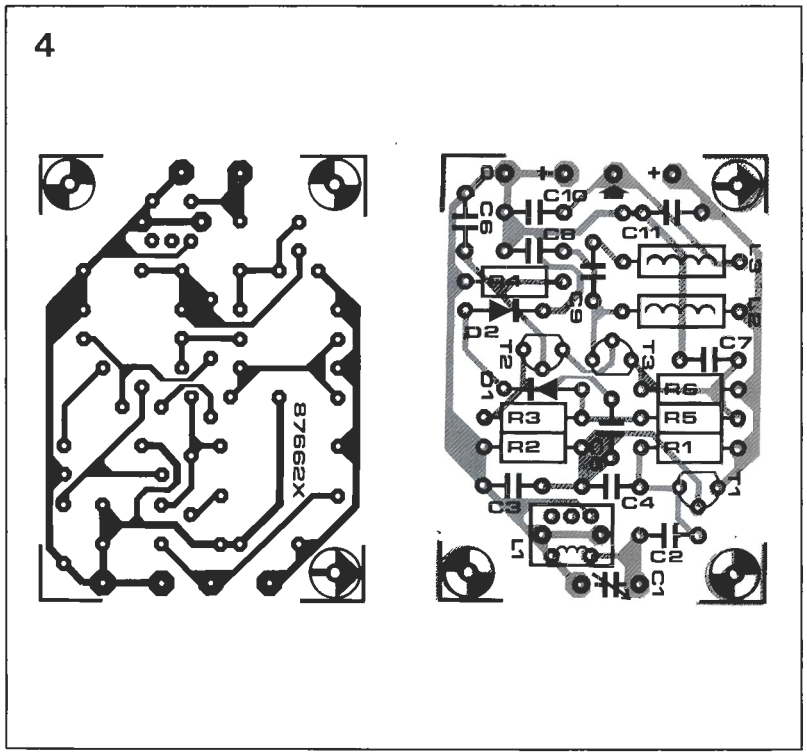
Resistencias:
R_1=10 k
R_2; R_3=1k
R_4=100 Ω
R_5=4k7
R_6=6k8
P_1=100 R potenciómetro lineal

Condensadores:
C_1=200p Condensador variable
C_2=6n8
C_3;C_4=39n
$C_5$2n2
C_6;C_7=100n
C_8=1n0
C_9=10n
C_{10}22n
C_{11}470n

Bobinas:
L_1=Conjunto Neosid 7A15
(ver texto)
L_2;L_3=270µH

Semiconductores:
D_1;D_2=1N4148
T_1;T_2;T_3=BF494

Varios:
S_1=interruptor miniatura
pila tipo PP3(9V) y clip de conexión
Caja metálica adecuada



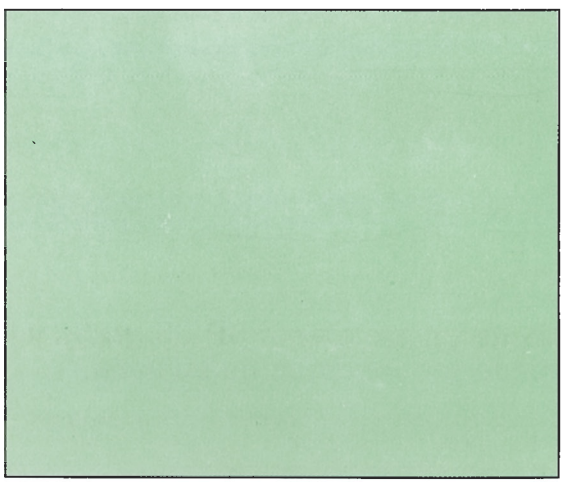


Figura 3. Diagrama del circuito del adaptador del BLU para receptores de AM.

Figura 4. Circuito impreso para el adaptador de BLU.

Figura 5. Ensamblado de la bobina tipo 7A1S de Neosid. 1: blindaje. 2: ferrita 3: núcleo de hierro. 4: estructura ABS y base.

Evidentemente, la portadora y una de las bandas laterales no son necesarias para transmitir la información del transmisor al receptor, y en esto se basa el método de transmisión en banda lateral única, el cual algunas veces y de forma más propia se denomina BLUSP («SSBSC, Sinle Side-Band, Supressed Carrier», banda lateral única con portadora suprimida).

En teoría, un transmisor de banda lateral única emplea tan sólo un cuarto de la potencia de un transmisor de AM que transmita la misma información. En un transmisor de AM la mitad de la potencia se emplea en transmitir la portadora y la otra mitad en las bandas laterales. La potencia de radiofrecuencia de un transmisor (ideal) de banda lateral única es nula en ausencia de señal de modulación. Puesto que un transmisor de banda lateral única tiene un factor de potencia mucho mejor que uno de AM, ocupando al mismo tiempo menos ancho de banda, no es de extrañar que con relativa poca potencia un transmisor de banda lateral única pueda cubrir distancias considerables (comunicaciones marítimas, radioaficionados, etc.) sin solicitar mucho a la fuente de potencia disponible.

De la banda lateral a AM

El principio de funcionamiento del presente adaptador surge de la relación entre la AM y la BLU discutida anteriormente. Una señal de banda lateral única se puede convertir en una señal AM añadiéndola una portadora y la otra banda lateral. Ambas informaciones se obtienen con la ayuda de un oscilador local sintonizado a la frecuencia intermedia del receptor, la cual normalmente es de 455 kHz. La portadora generada externamente sirve como frecuencia de referencia contra la que se demodula la banda lateral (superior o inferior). La segunda banda lateral se obtiene de forma automática en este proceso, por lo que disponemos para la demodulación de una señal AM con doble banda lateral.

La combinación de un receptor de AM y el adaptador de banda lateral como se podrá comprender no tiene las mismas prestaciones que un receptor de banda lateral única compatible con su sección

de frecuencia intermedia especial de banda estrecha. A pesar de esto, el resultado obtenido con el presente circuito es más que satisfactorio para las señales relativamente fuertes y libres de interferencias.

Descripción del circuito

El adaptador de banda lateral es un sencillo circuito tal y como se puede observar en la figura 3. El transistor T1 oscila a 455 kHz con la ayuda del circuito paralelo sintonizable C1-L1. La señal del oscilador se amplifica y filtra en el amplificador tipo cascodo realizado en torno a T2 y T3. La amplitud de la señal de salida se hace variable por medio del potenciómetro P1, permitiendo un ajuste óptimo con cualquier receptor. La señal de salida del adaptador se conecta directamente a un hilo aislado que se dará una o dos vueltas alrededor del receptor (acoplamiento inductivo). El adaptador de banda lateral se alimenta a partir de una batería de 9 voltios.

Realización práctica y ajuste

La tarjeta de circuito impreso para el adaptador de banda lateral se muestra en la figura 4. La construcción se realizará en pocos minutos, con la posible excepción del ensamblado de la bobina L1 (ver figura 5). Vista por debajo, la base de la estructura ABS de la bobina es del tipo 7A1S con cinco patillas, tres a un lado y dos al otro. La bobina L1 se conecta a las dos últimos patillas. Bobinar 53 vueltas de hilo de cobre esmaltado de 0.2 mm de diámetro (SWG 36) sobre dos secciones de la estructura, y asegurarse que el protector de la ferrita (parte 2 en la figura 5) se puede situar en la parte superior. Asegurar el bobinado con un poco de pegamento y comprobar la continuidad sobre las patillas de la base antes de fijar la estructura de la bobina sobre el circuito impreso. Cuidadosamente deslizar el blindaje sobre la estructura y fijarlo sobre los puntos de soldadura que a tal efecto posee el circuito impreso. Asegurarse que el punto final de la estructura de la bobina coincida con el agujero existente en la parte superior del blindaje.

El condensador de sintonía C1 y el potenciómetro de control del volumen P1 se fijan como componentes externos.

Se recomienda situar el adaptador de banda lateral en una caja de metal para prevenir radiaciones espúreas.

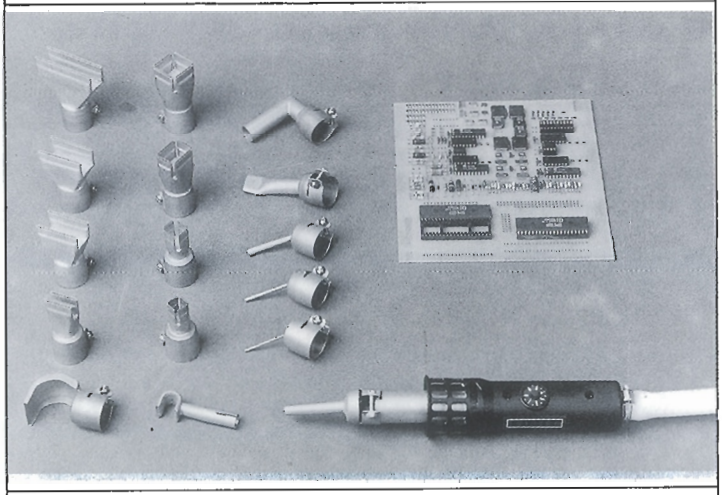
Una vez efectuado el montaje del adaptador estaremos en fase para proceder a su ajuste. El primer paso consistirá en situar el condensador variable C1 en su posición central y el potenciómetro P1 en su posición media. Conectar el bucle de acoplamiento del adaptador al receptor y sintonizar éste en una estación de radiodifusión de AM antes de conectar el adaptador. En este momento, ajustar la bobina L1 con un útil no magnético hasta que se escuche un pitido (nota de batido) en el receptor. Bajar la frecuencia de la nota de batido ajustando de nuevo L1 hasta que se haga inaudible (batido cero). Desconectar el adaptador y sintonizar el receptor a una estación que transmita en banda lateral única. Encender de nuevo el adaptador y ajustar C1 y P1 hasta que las voces se hagan inteligibles.

ELECTRONICA ACTUAL

REVISTA DE ELECTRONICA PROFESIONAL, COMPONENTES, INSTRUMENTACION Y TECNOLOGIA

DESESTAÑADO Y ESTAÑADO SIN CONTACTO
con el aparato de aire caliente Leister-Labor «S»

Regulación electrónica de la temperatura desde 20 hasta 600 °C. Regulación electrónica del caudal de aire desde 1 hasta 150 litros por minuto. Para desoldar y soldar sin contacto componentes SMD y DIP en 2-4 segundos.



Solicite un prospecto SP 33 gratis y la relación de proveedores de su zona.

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

Los dispositivos de memoria de burbuja no son nuevos. Hasta ahora, esta tecnología ha estado rodeada por una mala reputación debido a la inseguridad, una lacra de los problemas aparecidos en las primeras etapas de su desarrollo. Pero, según indica una compañía del Reino Unido, ahora es el momento para una valoración radicalmente nueva de las memorias de burbuja y sus beneficios.

DESMITIFICACIÓN DE LAS MEMORIAS DE BURBUJAS

La división de sistemas de ordenador de la firma Vistec Busines Systems ha evaluado las ventajas de esta tecnología en comparación con los tradicionales dispositivos de almacenamiento de información en masa. Dos años después de la recomendación e instalación de dispositivos de memorias de burbujas como parte de un contrato asociado con un proyecto de explotación petrolífera, Vistec no tiene remordimientos.

La tecnología en sí misma no es nueva ya que se conoce desde hace unos 16 años. Desarrollada inicialmente por los laboratorios Bell (USA), siempre se ha reconocido como una alternativa, potencialmente excelente, a los más tradicionales métodos de almacenamiento de memoria en masa (cintas o discos magnéticos).

El tiempo de acceso es al menos comparable con los sistemas de unidades de disco flexible, si no es más rápido. Pero es la robusta calidad de esta tecnología, en comparación con las memorias de masa de superficie rotativa (cintas o discos), la que le ha dado su mayor fama. Simplemente porque no tiene partes móviles, puede ser empleada en aplicaciones móviles o donde los niveles de vibración puedan originar destrozos o malos funcionamientos no deseados del movimiento de la cinta de los dispositivos tradicionales de memoria.

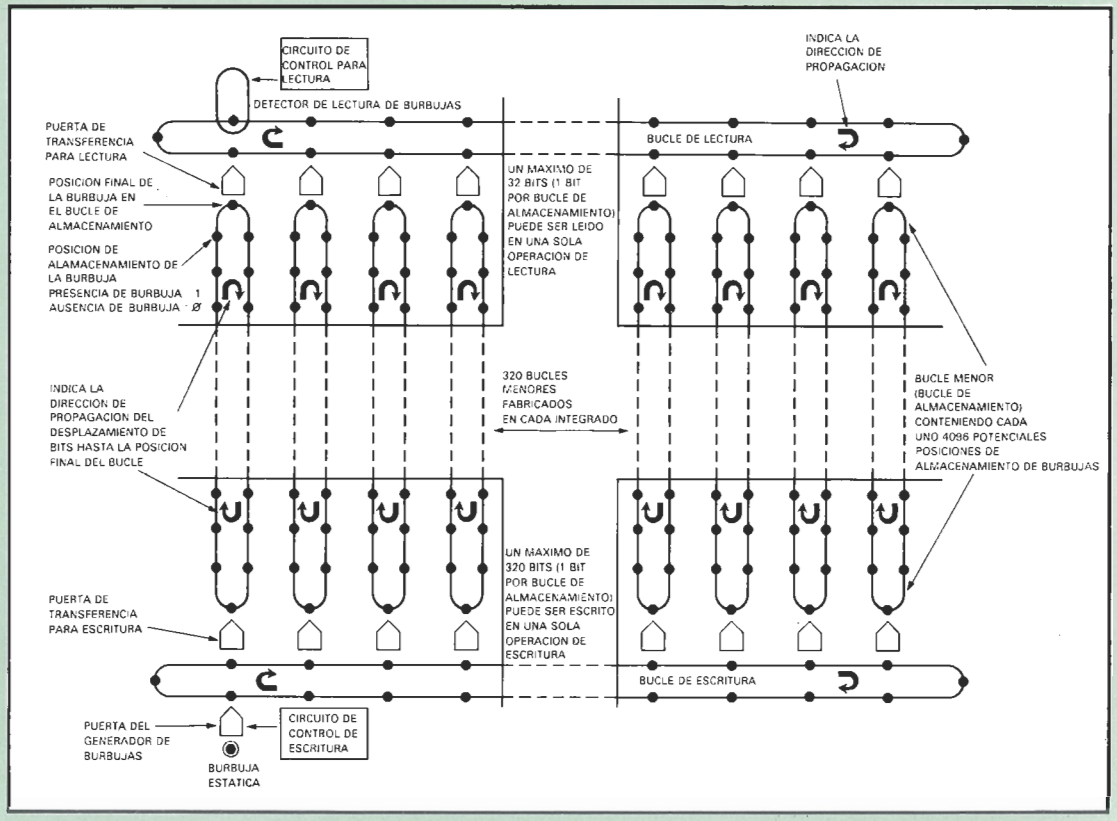
Aunque las memorias de burbujas no contienen piezas mecánicas móviles, las burbujas realmente se mueven. Los unos y ceros binarios se almacenan en bucles de burbujas, los cuales actúan con un gran registro de desplazamiento dentro del chip.

Por ejemplo, en el circuito integrado de Intel modelo 7110, un único bucle puede almacenar hasta 4096 burbujas o bits. El bucle físicamente está realizado de tal forma que contiene 4096 puntos discretos fijos o posiciones. Cada posición puede soportar la presencia o ausencia de un pequeño campo magnético (una burbuja). La presencia de una burbuja en una posición representa un nivel lógico 1; su ausencia representa por tanto un nivel 0. Las burbujas están presentes incluso cuando no se suministra alimentación al chip. Las burbujas se crean o borran empleando campos magnéticos puntuales sobre la posición de la dirección a modificar.

Las 4096 dirección discretas se empaquetan en un bucle físico. Las burbujas están facultadas para rodear el bucle de una posición a otra por activación o desactivación del campo magnético que afecta a todo el bucle. El campo magnético variable, acoplado con la forma física y la composición de los elementos que constituyen una posición, origina la generación de una burbuja en una dirección que se mueve hacia la posición próxima. La geometría y composición de la posición es tal que las variaciones de la polaridad magnética producen una atracción a lo largo de los huecos existentes entre dos posiciones, polarizándose una burbuja a un nivel determinado.

El efecto global es idéntico al de una de las 4096 puertas de un registro de desplazamiento; el ajuste hasta que el último bit se desplaza hacia el primero, formando una configuración en bucle rotativo. La propagación de las burbujas alrededor del bucle tan sólo se inicia cuando se desea leer de o escribir en el bucle. De esta forma, el bucle actúa de forma similar a una pista de disco magnético rotativo que tan sólo necesita girar cuando se accede a él.

El chip de Intel modelo 7110 contiene 320 bucles de memoria, cada uno de los cuales contiene 4096 posiciones potenciales de memoria de burbuja. Cada bucle funciona como una entidad de memoria individual e independiente. Estos bucles se denominan en algunas literaturas técnicas bucles menores, aunque una descripción más apropiada debería ser bucle de memoria. Todos los bucles menores se rotan juntos, no de forma individual. Al final de cada bucle menor las bur-



bujas pasan a otra disposición en bucle del conjunto, tal y como muestra el diagrama adjunto.

Como en cualquier otro dispositivo, dentro de las memorias de burbujas se puede hablar de bucle de lectura y bucle de escritura. Estos bucles mayores se estructuran de tal forma que sus posiciones permanezcan adyacentes al final de cada posición sobre un bucle menor. Entre las dos posiciones existe una puerta de transferencia.

En cada instante, sólo un bit se puede leer de cada bucle menor, rotando todos los bucles menores hasta que el bit deseado esté adyacente a la dirección del bucle de lectura vacío.

Cuando el bit correcto se presenta sobre todos los bucles menores, la puerta de transferencia se abre y la burbuja se «divide», esto es se duplica sobre la dirección del bucle de lectura, permaneciendo intacta sobre el bucle menor. De esta forma, se han leído 320 bits (uno de cada bucle menor) de los bucles de memoria y se han transferido hacia los bucles de lectura.

Efectuada esta operación, el bucle de lectura se rota de tal forma que todas las burbujas (o ausencia de burbujas) pasan a través de un detector magnético. Este detector convierte el conjunto de datos almacenados en el bucle de lectura a datos electrónicos.

La sincronización en la propagación de los bucles menores se consigue empleando un bucle especial que contiene patrones permanentemente grabados. Estos permiten determinar la posición de un bit deseado dentro de todos los bucles, por lo que se puede saber el número correcto de rotaciones para alinear los bits requeridos con la puerta de transferencia.

El proceso de escritura es exactamente inverso al de lectura. Primeramente, se generan los 320 bits que se desean introducir en el bucle menor, entonces se traspasa una burbuja (o ausencia de burbuja) al mismo tiempo al bucle de escritura. Este se rota hasta que todos los bits se han transferido y la dirección de la burbuja está alienada con la puerta de escritura al final del bucle menor. Entonces, los bucles menores se rotan hasta que los bits correctos a escribir aparecen al final, momento en el cual la puerta de escritura se abre y los datos procedentes del bucle de escritura pasan a través del bucle menor, destruyendo todo el contenido que allí existía previamente en dicha posición (proceso de borrado).

Una operación de lectura o escritura sobre una burbuja del chip implica a un bit de cada bucle menor y este conjunto de bits asociados se denominan como «página de datos».

La firma Buble-tec Corporation de California fabrica un sistema de memorias de burbujas que emula el DEC RX02. Este consiste en un controlador y una o más tarjetas de memoria de masa, cada una de ellas albergando cuatro de los chips de Intel modelo 7011. Cada tarjeta de memoria soporta hasta 512 Kbytes de almacenamiento, equivalente a una unidad de disco de simple cara doble densidad RX02.

Una operación de lectura se ejecuta en paralelo sobre los cuatro chips de la tarjeta de memoria de burbuja. De esta forma, un total de 4×320 bits se pueden leer de una sola vez. En el proceso actual, se construyen 2 bucles de lectura y 2 bucles de escritura dentro de cada chip, duplicando así el número de bits que se pueden leer en una sola operación. Con esta nueva estructura se obtiene una capacidad total de 2560 para cada operación de lectura o escritura.

Un dispositivo RX02 permite leer 256 bytes del disco y luego transferirlos a través del QBUS a la memoria, por cada solicitud de opración de lectura. La tarjeta de memoria de burbujas necesita ser capaz de leer o escribir 64 bytes por chip en una única operación

para emular la lectura o escritura de un sector simple del RX02.

Los 64 bytes, conteniendo en total 512 bits, o una simple burbuja del chip pueden aportar 640 bits por cada lectura, teniendo en cuenta que hay dos bucles de lectura operando en paralelo.

Para fabricar bucles sin errores en cada chip se deberían aumentar considerablemente los gastos de fabricación, siendo el precio final inaceptable, por lo que se permite que existan hasta 48 bucles menores defectuosos en un chip, reduciendo de esta forma el número total de bucles menores a 272. Con esta filosofía, actualmente se suministran 544 bits, permitiendo todavía los 64 bytes por chip necesarios en cada proceso de lectura o escritura.

No obstante, no debemos tener reparos, puesto que el fabricante del chip suministra un mapa de todos los bucles menores defectuosos. Estos están grabados dentro de otro bucle especial denominado bucle de arranque (boot), el cual también contiene los códigos para sincronizar la propagación de los bucles menores.

Cuando se da energía al dispositivo, el firmware residente en la tarjeta de memoria de burbujas lee la información relativa a los bucles defectuosos del bucle de arranque, pudiendo asegurar de esta forma que sólo se utilizaran los bucles completamente perfectos.

Si por alguna razón el bucle de arranque estuviera defectuoso, el mapa de bucles erróneos se puede escribir de nuevo dentro del bucle de arranque bajo control del programa de diagnóstico que se suministra con las tarjetas de memoria.

El firmware empleado para acceder a la memoria de burbujas también permite detectar errores y corregirlos. Para tal efecto se emplea un código corrector de errores de 14 bits almacenado en cada página de datos del sistema. Los errores corregidos originan que la página afectada se regenere en la memoria del sistema.

El controlador incorporado en la tarjeta de memoria de burbujas emula al 100 % el protocolo del RX02. El firmware del controlador translada las direcciones de las pistas y sectores a una página de direcciones para rotar todos los bucles menores dentro de una sencilla operación de lectura. Una vez que se han introducido estos datos dentro del buffer de datos del controlador tiene lugar la transferencia a la memoria principal por medio de una serie de transferencias de DMA de forma similar a las empleadas por el controlador del RX02.

Los excitadores de las bobinas que manejan el excitador de campo para la propagación en los bucles menores generan un campo magnético variable a razón de 50 kHz, aportando una rotación por cada ciclo. Se emplea aproximadamente 370 rotaciones de un bucle mayor para pasar todas las burbujas a través del detector (o generador).

Cada página de datos contiene 512 bits, excluyendo los bits redundantes y los bits de corrección de errores. Existen cuatro chips que operan en paralelo, permitiendo que un total de 2048 bits se puedan acceder en una única operación.

La máxima velocidad para cada acceso a la memoria de burbujas será por tanto: 512 veces por bit en 50.000 rotaciones divididas por 370, dando un resultado aproximado de 69.000 bits por segundo. Este cálculo asume que se emplea el menor tiempo requerido en la propagación de un bucle menor. Como los cuatro chips que incorpora la tarjeta de emulación del RX02 operan en paralelo, se pueden transferir a la memoria principal en un único acceso a la página de memoria de burbujas de cada chip un sector completo de 256 bytes, empleando menos de 9 milisegundos.

Los circuitos internos del DEC RX02 normalmente están preparados para leer un bloque completo o una serie de bloques, donde cada bloque contiene 512 bytes de datos almacenados en dos sectores. Para maximizar la velocidad de transferencia en una unidad de disco, los circuitos electrónicos del controlador del disco entrelazan los sectores y la separación entre pistas a lo largo de todo el disco. El propósito de tal requisito es garantizar que una vez ha finalizado la transferencia DMA del último sector, las cabezas de lectura/escritura todavía no han pasado sobre el siguiente sector que se acceda.

Las memorias de burbujas siempre tienen disponible la siguiente página dentro de una rotación y de esta forma el firmware recalcula la situación y la separación del sector solicitado en la página de direcciones contigua, permitiendo la máxima velocidad de transferencia soportada por el algoritmo de entrelazado del RX02.

Hace dos años que Vistec redescubrió los beneficios prácticos de la tecnología de las memorias de burbujas. Trabajando sobre un sistema de supervisión de perforaciones, el propio ambiente demostró de forma simple las condiciones tan hostiles reinantes para las unidades de disco y los discos duros Winchesters.

Como una alternaiva, Vistec optó por emplear un sistema de memoria de burbuja Buble-tec QBUS RX02, encontrando una ventaja considerable al estar la unidad controlada por software estandar. Las tarjetas del controlador y memoria consistían en tarjetas de doble altura y podían incorporarse dentro de la tarjeta madre del bus QBUS del sistema. Simplemente añadiendo más tarjetas se podía ampliar la memoria de masa del sistema hasta 8 megabytes. Cabe mencionar que las actuales tarjetas de memorias de burbujas no necesitan instalación en los buses, lo único que necesitan es la alimentación. Un único cable conecta el controlador, el cual debe residir en el bus, a todas las tarjetas de memoria de burbuja.

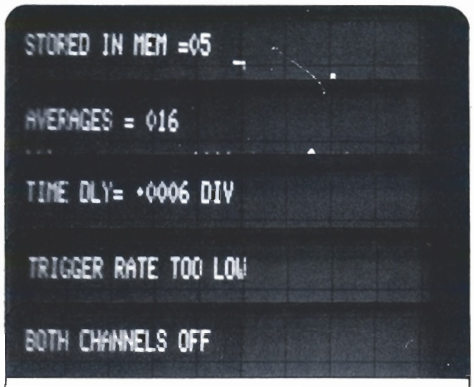
En esta clase de ambiente hostil, Vistec ha empleado de forma satisfactoria los modelos RT11 y RSX11S en sistemas 11/23, 11/23+ y 11/73, conteniendo cada uno de ellos una o dos tarjetas de memoria de burbujas funcionando como configuraciones de unidades de disco simples o dobles RX02.

Esta colocación ha aportado bastantes ventajas y ofrece una configuración muy compacta para sistemas de tiempo real delicados y complejos. En virtud de su portabilidad, resistencia a los ambientes hostiles y fiabilidad, los sistemas de memorias de burbujas, según Vistec, deben tenerse en cuenta.

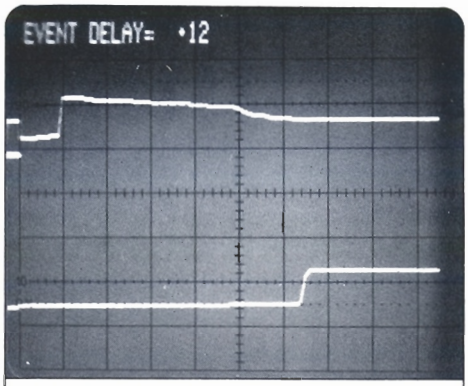
Una última ventaja de estos sistemas, que se está empleando en aplicaciones militares, es su facilidad de borrado por medio de un único pulso, garantizando una completa seguridad para los datos no válidos pero que han sido confidenciales.

N. R.—Desde que se autorizó la publicación de este artículo, Intel ha vendido sus trabajos sobre memorias de burbujas a Memtech Technology Corporation. Los términos del contrato incluyen la transferencia de fabricación de equipos, inventarios, diseños y personal. En el tiempo transcurrido, Bubble-tec ya ha señalado como preveedor alternativo a Hitachi para asegurar una continuidad de la producción. ◀

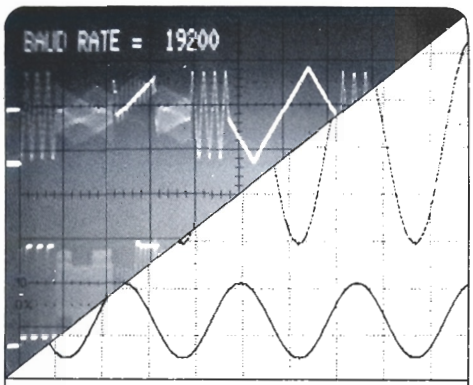
DIGITALIZADOR PARA OSCILOSCOPIO, Thurlby DSA-524



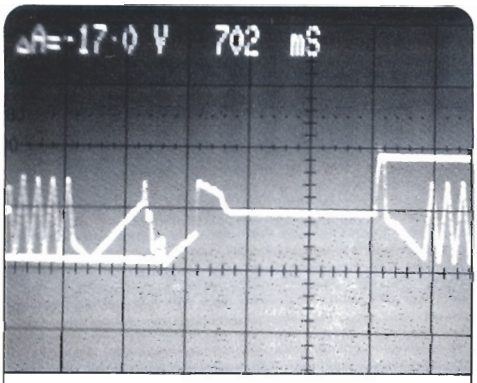
Mensajes en pantalla con información de datos y estado del equipo.



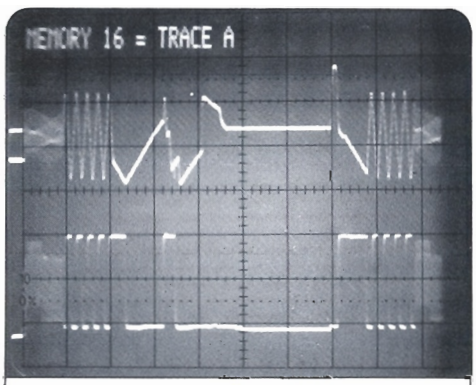
Retardos programables en tiempo y sucesos.



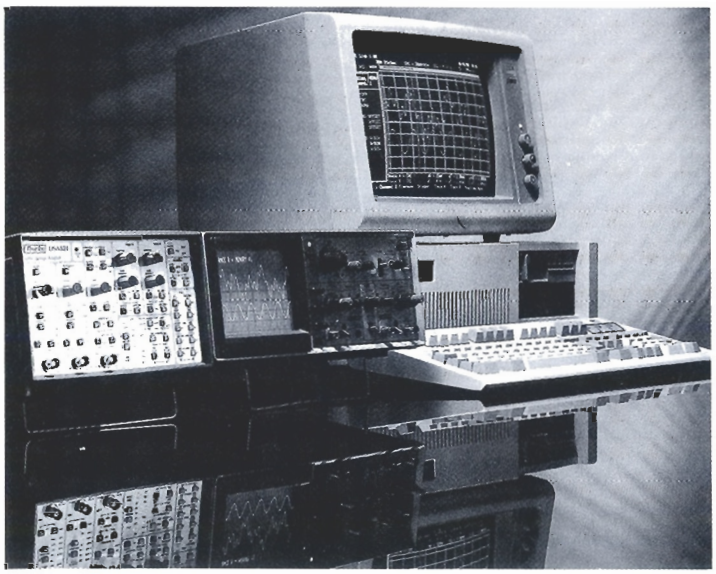
Salida a plotter e impresora a través de RS-232 e IEEE-488



Cursores en pantalla para medición de tensiones y tiempos.



Memoria alimentada por batería para almacenar hasta 16 señales.



Si ya tiene un osciloscopio analógico, no se moleste en comprar otro digital. Lea detenidamente las características básicas del DSA-524. Sabemos que le van a impresionar. El DSA-524 hará de su osciloscopio convencional, un potente osciloscopio digital.

- **20 Megamuestras/segundo y 35 MHz de ancho de banda.**
- **8 bits de resolución vertical × 4.096 palabras.**
- **AUTOSET y AUTOCAL (sensibilidad auto-rango).**
- **Retardo de disparo en tiempo y sucesos.**
- **Generación de cursores para medida de tensión y tiempo.**
- **16 memorias para almacenamiento de señales.**
- **Operaciones matemáticas en firmware.**
- **Interfaces RS-232, salida registrador, e IEEE-488 (opcional).**
- **Control automático a través de bus o teclado.**
- **Software para trabajo en PC**

No dude en comprobarlo. Llámenos para una demostración.

MOLHER electrónica s.a.
Parque Eugenia Montijo, 94
Tels.: 462 78 42 - 462 25 62
Fax: 465 53 82
28047 MADRID

dm digital microsistemas s.a.
Tres señoras, 1-3-5
08024 Barcelona
Tel.: 210 52 61
Fax: 214 64 69

Aunque el invierno, al menos el frío, están todavía lejos, más vale irse preparando para cuando llegue. Este sencillo dispositivo impedirá que se deje las luces del automóvil encendidas, con el consiguiente problema de descarga de batería, agravado en las épocas frías.

ANTI-OLVIDO PARA LUCES DE COCHE

Como todos los automovilistas conocen, en el invierno hay que tener un especial cuidado con el estado de las baterías. El frío hace que las baterías almacenen menos carga, incluso si están en buen estado. El arranque en una mañana heladora requiere de toda la carga posible; el adecuado cuidado del estado de la batería no impide otra de las causas que hacen que esta no tenga suficiente energía en el momento del arranque: olvidar encendidas las luces del coche al aparcar. Para que esta circunstancia no le ocurra, aquí presentamos un dispositivo que le avisará adecuadamente.

Este montaje proporciona una señal acústica, durante algunos instantes, en caso de que ocurran las siguientes situaciones:

— se intenta salir del coche con el encendido cortado, pero con las luces de posición o de estacionamiento (aunque sea sólo un lado) funcionando.

— se intenta salir del coche con las luces encendidas, y el encendido cortado.

El sistema no se activa cuando un pasajero, o el acompañante, abandonan el vehículo, ni durante el encendido permanente de la luz de cortesía.

No hay que temer que este montaje descargue la batería, ya que su consumo máximo, con el zumbador activado no llega a 10 mA.

La señal de alarma emitida por este montaje pasa alternativamente de 2,1 a 2,8 KHz con un ritmo de 5 Hz (es decir cada 0,2 segundos).

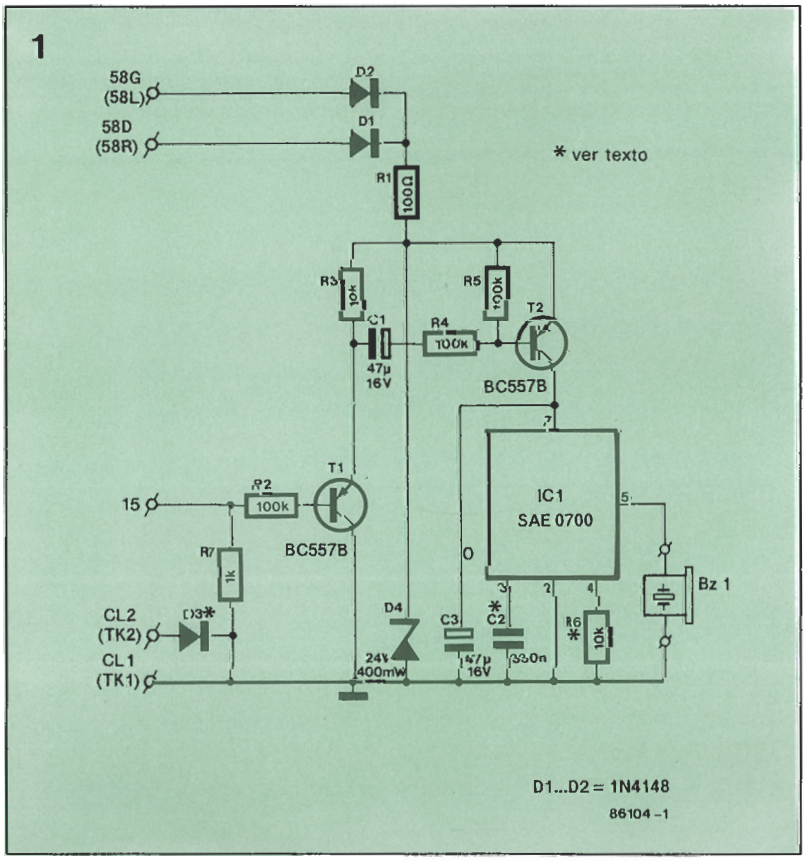


Figura 1. Un esquema realmente sencillo.

Tabla 1. Numeración de los puntos de conexión a la red eléctrica del automóvil.

Descripción del circuito

El (único) componente digno de interés en el esquema de la figura 1, es IC1, un generador de sonidos modelo SAE 0700, fabricado por Siemens, cuyas patillas 7 y 2 constituyen respectivamente la entrada y la masa. Algunos lectores se preguntarán a la vista del esquema, dónde se conecta la batería del coche, es decir, el positivo de alimentación al montaje. Un vistazo al esquema de la figura 2, responde a esta pregunta. El interruptor S4 es en realidad el mando de las luces de posición (o de estacionamiento). Las conexiones 58G y 58D llevan la tensión de batería de 12 V. Los diodos D1 y D2 (cuya ausencia provocaría un funcionamiento continuo de las luces de aparcamiento) alimentan T2 a través de la resistencia R1. El diodo D4 limita a 24 V el valor máximo de la tensión alcanzada por los parásitos que puede lle-

gar, bajo ciertas condiciones hasta 300 V). El tansistor T1 no se pone a conducir más que tras la apertura de la puerta del conductor (cierre de S1, que conecta la masa del circuito a la masa, negativo, del coche) y el corte de la alimentación de la patilla 15 (encendido cortado). Durante aproximadamente un segundo, circula, mediante el condensador C1 y la resistencia R4, una corriente que provoca la entrada en conducción de T2, que a su vez permite la carga de C3. IC1 está por tanto alimentado, y genera la señal de alarma por medio del zumbador Bz1.

El cierre de la puerta, la conexión de la llave de contacto (incluso en la posición previa a la de encendido) o la desconexión de las luces hacen que desaparezca la tensión de alimentación, y, por tanto, provocan la parada de la alarma.

Montaje del circuito

Las pistas del circuito impreso diseñado para este montaje se muestran en la figura 3, junto a la serigrafía de implantación de componentes. Esta placa se colocará en una pequeña caja de plástico, en la cual se realizarán unos taladros para dejar paso al sonido producido por el zumbador. La técnica más simple para su conexión en el coche consiste en dotar a los diferentes puntos indicados sobre la placa de una longitud de cable en función de la colocación de la caja dentro del coche; en cada extremo del cable se colocará un conector (por ejemplo un «fast-on») para facilitar su acoplamiento en el coche. Para que el montaje trabaje adecuadamente hay que realizar una pequeña intervención en el cableado del automóvil, a nivel de los contactos de la puertas, basándose en las indicaciones de la figura 2; esto es, cortar la unión que sale del contacto de puerta, preferentemente en las cercanías de la misma). Coloque en los dos extremos del cable obtenidos al realizar el corte unas bornas de conexión, macho y hembra respectivamente, de forma que pueda volver a reponer el conexionado original sin grandes complicaciones. El extremo del cable conectado al interruptor de la puerta S1 se une al trozo de cable conectado a TK1, mientras que el otro extremo se lleva al punto TK2 del circuito impreso (contacto S2 de la figura 2).

La alimentación de la luz de cortesía debe ser unida al contacto de puerta por medio del TK2 y el diodo D3, ya que de no hacerlo, la luz no se encendería nunca al abrir la puerta del conductor. Este diodo permite que el montaje diferencie entre ambas puertas delanteras, manteniendo el funcionamiento original de la luz. Según el tipo de coche, el diodo debe ser capaz de transportar una corriente de hasta 2 A. Esta es la razón de utilizar un diodo del tipo 1N5401, que es capaz de soportar hasta 3 A. Si se está seguro de que la bombilla tiene un consumo inferior a 0,5 A, por ejemplo, se podrá sustituir el diodo 1N5401 por otro de la serie 1N4002 ... 1N4007.

La tabla 1 indica la numeración de los diferentes puntos de la red eléctrica de abordo.

Modificación de la señal de alarma

Nada más simple que modificar la señal de alarma. La resistencia R6 determina la frecuencia de la señal sonora. Esta frecuencia responde a la fórmula siguiente:

Frecuencia 1[Hz]= =21000/R6[KΩ]

Frecuencia2[Hz]=Frecuencia 1×1,33

La solución más simple para descubrir la frecuencia que más nos agrada, consiste en sustituir la resistencia R6 por un potenciómetro de 25KΩ, y girarlo hasta obtener el tono adecuado, tras lo cual se medirá el valor así obtenido, y se colocará en R6 una resistencia del valor adecuado.

La rapidez de cambio entre las dos frecuencias de la señal viene determinada por el valor de C2, que responde a la fórmula:

Duración de cada tono [segundos]=C2[nF]/1650

El valor escogido para C2 debe proporcionar una duración comprendida entre 0,02 y 2 segundos.

En aquellos casos en que resulta difícil la localización del SAE 0700, y puesto que la única misión de este es la de producir un sonido, se podrá sustituir este integrado, y sus componentes asociados, por un 555 montado como multivibrador; evidentemente, el circuito impreso propuesto no está preparado para esta modificación.

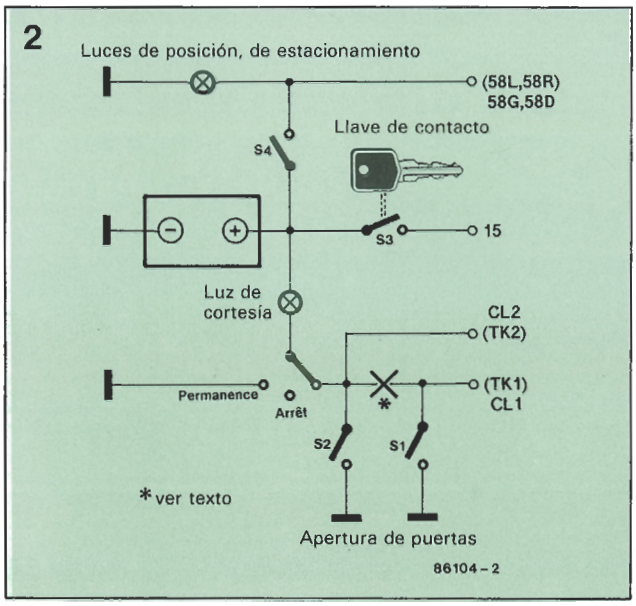


Figura 2. Esquema del cableo del circuito anti-olvido para las luces del coche.

Tabla 1

58 D	Luz de derecho
58 G	Luz de izquierdo
15	Llave de contacto
TK1	Contacto de puerta (conductor)
TK2	Contacto de puerta (acompañante)

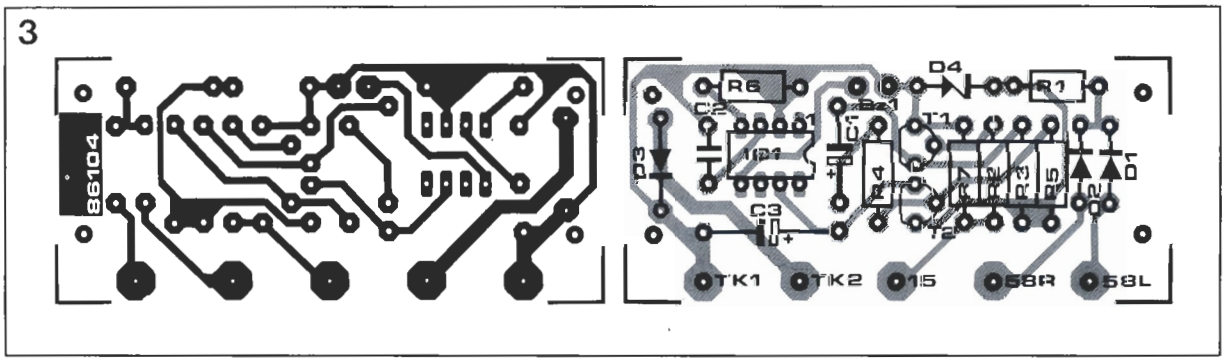
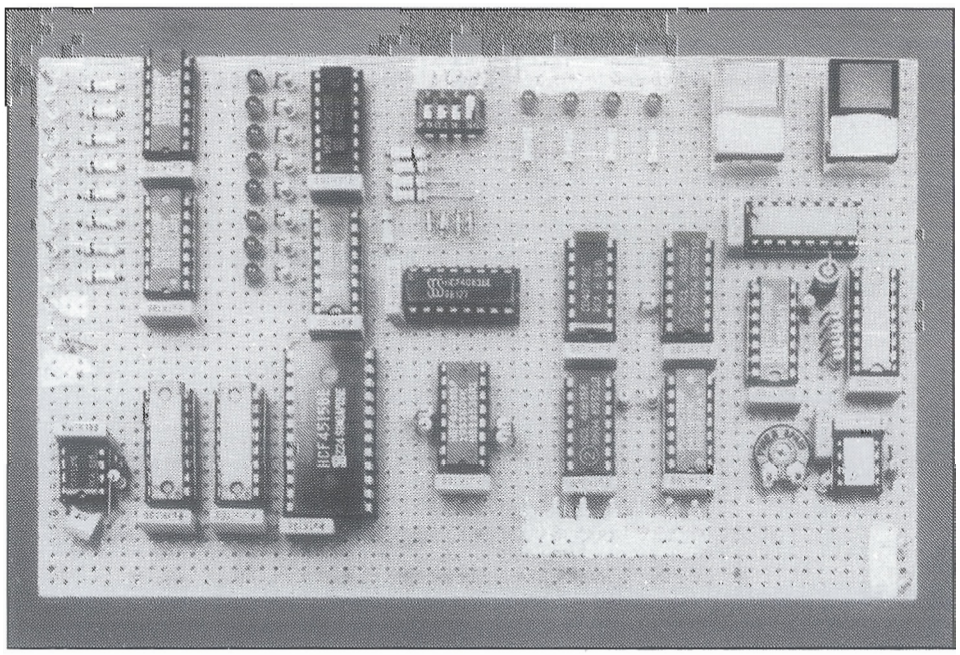


Figura 3. Circuito impreso y serigrafía de implantación de componentes del montaje.

Presentamos en esta ocasión un rápido multiplexsor de 16 canales, compatible con señales analógicas o digitales, y controlado de forma manual o desde un ordenador. El circuito se presenta como una idea de diseño y encontrará aplicaciones en equipos de prueba, medida o instrumentación.

MULTIPLEXOR UNIVERSAL



El circuito descrito seguidamente es esencialmente una versión electrónica de un conmutador rotativo de 16 canales. Está compuesto de dos bloques funcionales: uno de ellos se encarga de realizar la conexión entre el canal de entrada seleccionado y el polo común del conmutador de 16 canales, esto es, la salida del circuito, mientras que el otro bloque se encarga de generar las señales de control necesarias para seleccionar uno de los 16 posibles canales.

La sección de control acepta un control manual o bien un control desde un ordenador o generador de los códigos de control del canal. Las posibles aplicaciones del multiplexor universal incluyen la medida de temperaturas cuasi-simultáneas dentro de una red de sensores situados en diferentes posociones; la captura controlada de señales procedentes de galgas extensiométricas, sensores de luz de señales de control y tensiones

en equipos de prueba y medida automática así como en sistemas de producción.

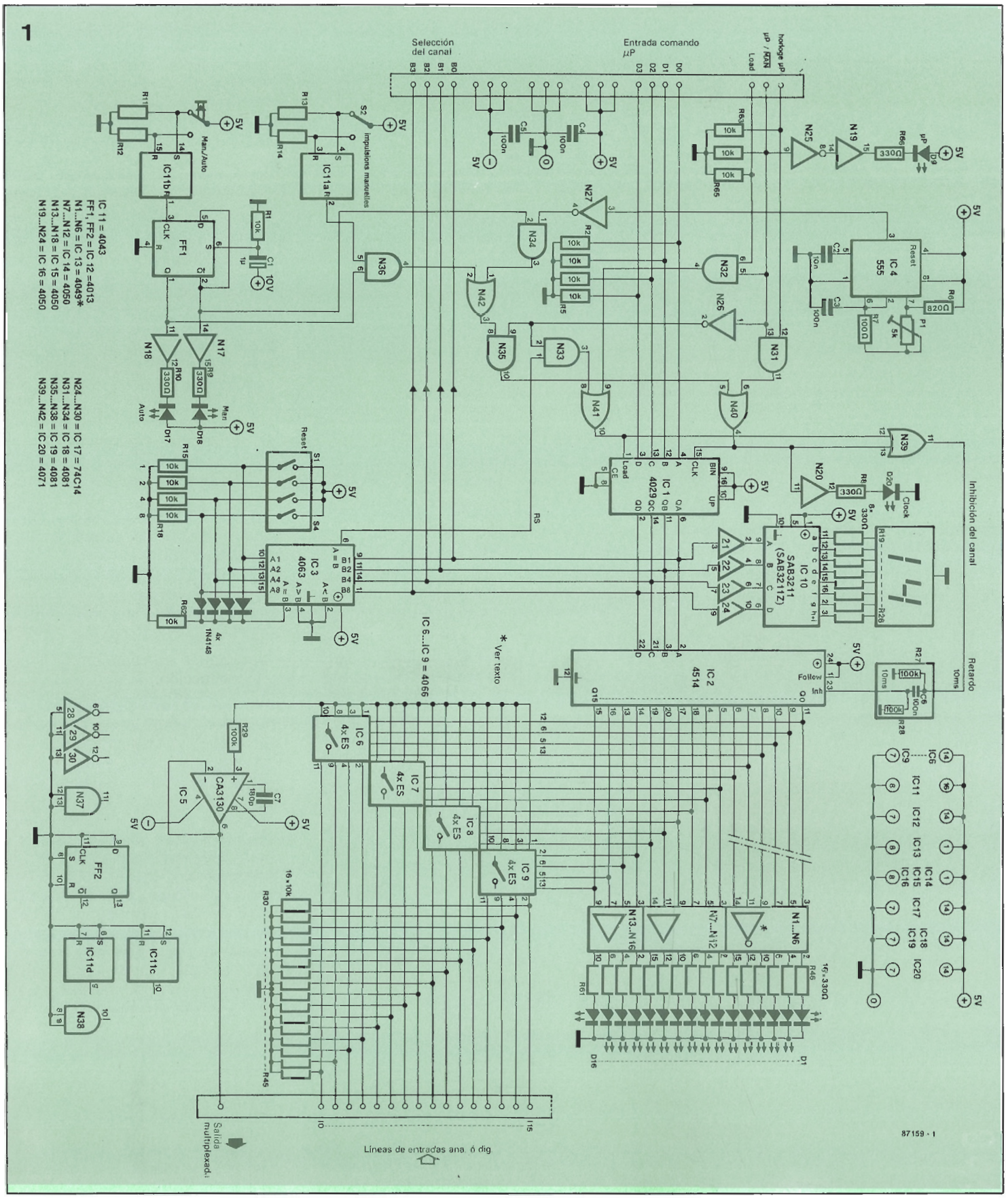
Control manual o automático

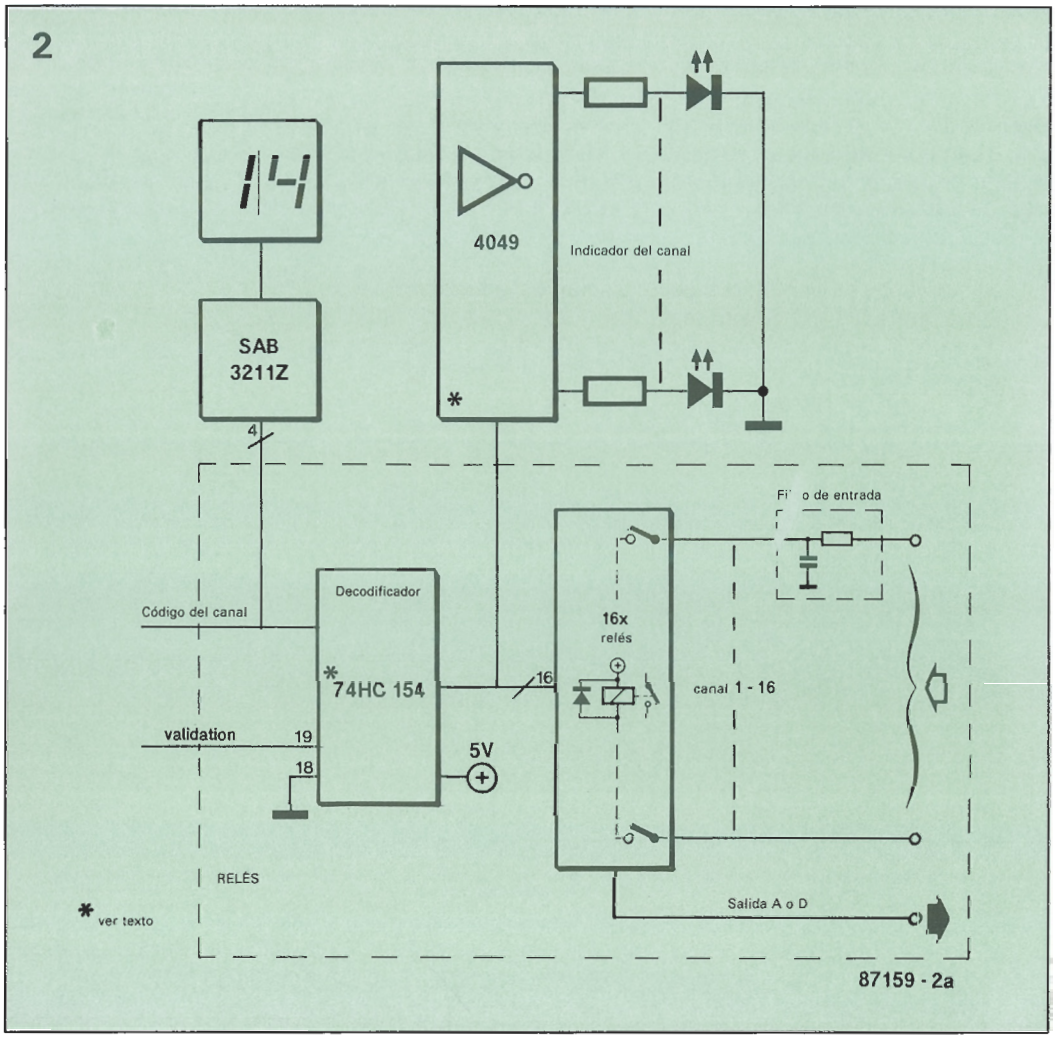
En el modelo de control manual, el usuario selecciona el canal deseado pulsando la tecla de incremento de canal tantas veces como desee. En el modo automático, un oscilador general de los pulsos de incremento de canal. Tomando como referencia el diagrama del circuito representado en la figura 1, podemos observar que usuario selecciona entre los pulsos de incremento de canal automáticos o manual por medio del pulsador inversor S1. Este proporciona un pulso de reloj al biestable FF1 a través del biestablel RS IC11b, cuyas salidas Q y /Q cambian con cada flanco ascendente de la señal de rejol CLK. De esta forma, cada vez que se

pulsa el modo de control de canal manual de automático o viceversa. Los LED D17 y D18 indican el modo de operación seleccionado. Cuando se da tensión al circuito, la red R1-C1 conectada a la entrada S de FF1 selecciona el incremento manual de pulsos para la selección manual de pulsos para la selección del canal.

Estos pulsos se generan por medio de S2 y el biestable RS IIC11a, el cual funciona como un circuito anti-rebotes. La puerta AND N36 bloquea los pulsos de cambio de c anal manual cuando el equipo se sitúa en modo automático. Similarmente, la puerta N34 previene que los pulsos de cambio de canal automático procedentes del oscilador IC4 se apli-

Prototipo del multiplexor universal realizado en una placa de montajes experimentales.





quen a la patilla 1 de N42 en el modo manual. Los pulsos procedentes del oscilador sólo se emplean en el incremento de canal automático, esto es, cuando la salida /Q de FF1 está a nivel lógico alto. La frecuencia de salida del oscilador realizado en torno a IC4 es ajustable para permitir que la velocidad de incremento de canal se ajuste a los requisitos de cada aplicación en particular.

Los pulsos para el incremento de canal no se aplican directamente a la sección de conmutación: la puerta AND N35 los bloquea cuando el microprocesador o microordenador mantiene la entrada del circuito up/MAN a nivel lógico alto. En este caso, se enciende el LED D19 para indicar que los pulsos de incremento de canal proceden de un ordenador, y se aplican a la entrada de reloj (CLK) del contador binario IC1 a través de N31 y N40. Los pulsos de reloj recibidos por IC1 incrementan el valor binario de 4 bits presentes en las salidas Qa...Qd. El LED D20 indica la presencia y la velocidad relativa de los pulsos de reloj generados internamente o recibidos desde el exterior.

Control por ordenador

Hasta ahora, la descripción del circuito sugiere que la selección del canal en el multiplexor es secuencial y unidirecciconal. Esto significa que si, por ejemplo, el canal seleccionado en un instante determinado es el número 3, el siguiente canal sólo puede ser el 4, siendo imposible dar un paso atrás para seleccionar el canal 2 o seleccionar el canal 5 con un reloj. Esta restricción se encontró inaceptable, por lo que se amplió el circuito para permitir la selección de cualquiera de los canales 1 al 16 a través de las líneas de entrada DO...D3, que controlan directamente las entradas contador A...D.

Cuando el puerto de salida del ordenador aplica un nivel lógico de alto a las entradas uP/MAN y LOAD, la patilla 1 de IC1 toma el estado alto, por lo que el valor binario presente en las entradas DO...D3 se transfiere a las salidas Qa... Qd. El control de las líneas de entrada DO...D3, uPMAN y LOAD se realiza desde un ordenador que envía los datos apropiados por un puerto paralelo de salida del mismo (por ejemplo el conector Centronics), con la ayuda de un simple programa en BASIC o una subrutina en lenguaje máquina.

El empleo de control por ordenador en el multiplexor propuesto hace posible la activación de 1 de los 16 canales en cualquier instante. Este detalle está en contraste con la selección del canal de forma secuencial y unidireccional del modo manual (automático o controlado por interruptores).

Los cuatro interruptores DIP marcados como RESET en el diagrama del circuito, determinan el último (el más alto) canal que se puede activar. El comprador de 4 bits IC3 compara el número de canal seleccionado con la configuración de los interruptores DIP, esto es el número del canal definido como el último. La salida A=B (señal RS) toma el nivel lógico alto cuando los números de canal aplicados a las entradas An y Bn son iguales. En este instante, la entrada LOAD del contador IC1 se activa y hace que el valor 0000 presente en las entradas A...D, gracias a las resistencias del pulldown R2...R5, se lea. Este proceso inicializa las salidas del contador al valor cero.

El número de canal seleccionado en cada instante se indica por uno de los 16 LED seleccionados por el decoficador de 4 a 16IC2. El código del canal seleccionado también se aplica al circuito excitador del display IC10, el cual toma el número decimal del canal seleccionado y lo presenta en un display de cátodo común de 1 1/2 dígitos. Debe tenerse presente que el valor binario 0000 aplicado a las entradas del SAB3211 origina una presentación de lectura del número decimal 16. El modelo SAB3211 está fabricado por Siemens, y puede ser difícil encontrarle. El más familiar modelo 9368 se recomienda como posible alternativa, pero cabe mencionar que éste presentará el número de canal seleccionado en formato hexadecimal (0...F) en vez de decimal.

Interruptores electrónicos o relés

Algunas aplicaciones del multiplexor universal puede necesitar el empleo de relés mejor que in-

terruptores electrónicos en IC6 a IC9 inclusive. Las modificaciones que se deberán realizar en el circuito propuesto para permitir su funcionamiento con relés, se representan en la figura 2. El modelo 4514 de decodificador se sustituirá por el 74HC154, cuyas salidas son activas a nivel lógico bajo, por lo que tendrán que emplear los inversores del modelo 4049 en lugar de los buffers no inversores modelo 4050. No olvide incorporar un diodo de protección en paralelo con cada bobina de los relés, tal y como se representa en la figura. Los filtros RC presentes en las líneas de entrada puede que no sean necesarios en todos los casos, pero se recomiendan como una medida de protección controla el ruido digital y el de conmutación.

Los conmutadores electrónicos no sólo consumen poca energía, sino que también tienen las ventajas de ser rápidos, silenciosos, pequeños y baratos. Sin embargo, no permiten el empleo de tensiones diferentes en los circuitos de selección del canal (esto es, en el mutiplexor) y en los circuitos de excitación de las líneas de entrada. En aquellas aplicaciones donde se espere que causen problemas, se recomienda asegurar un adecuado aislamiento por medio del empleo de relés.

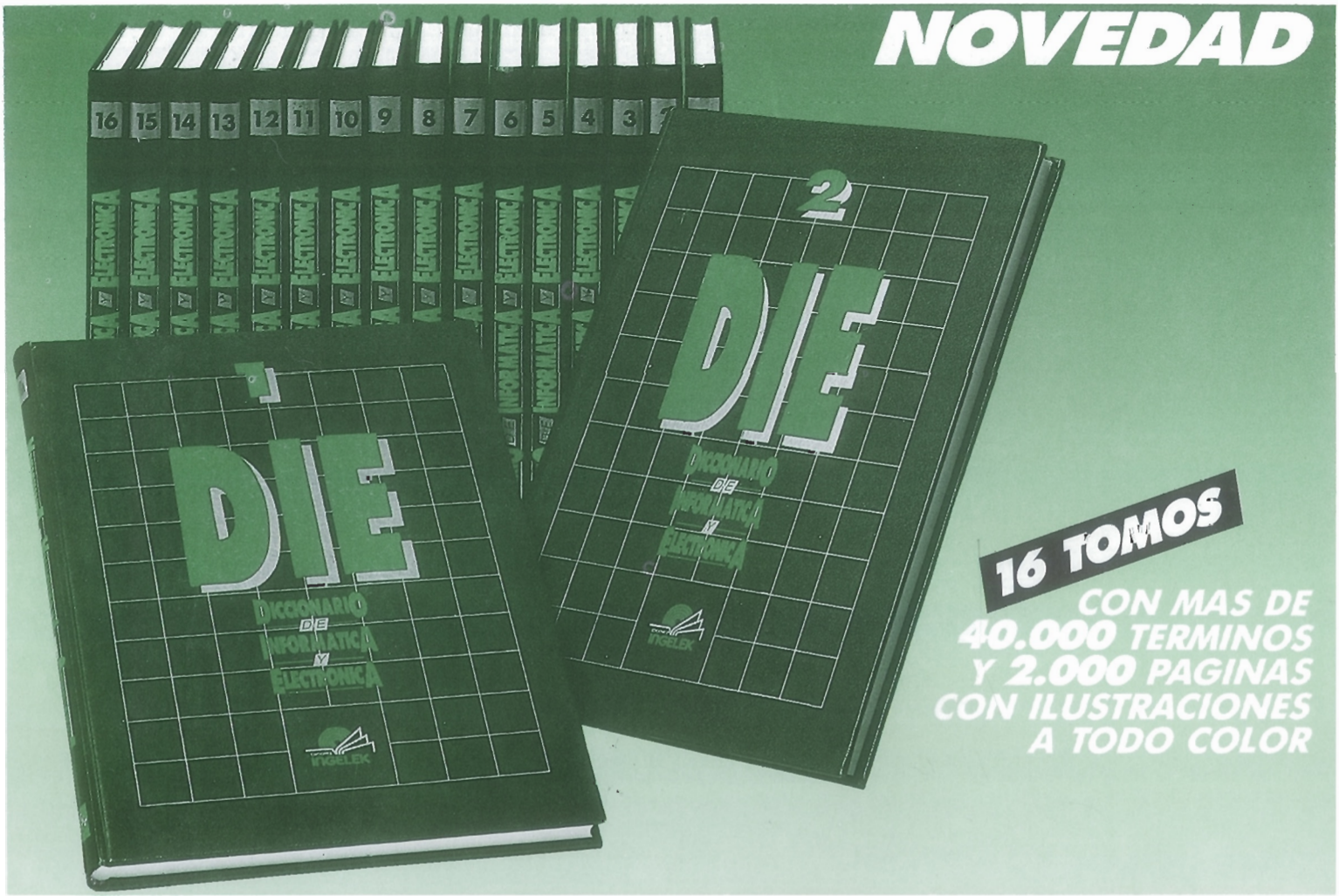
La señal multiplexada se amplifica en el amplificador operacional IC5. éste garantiza una carga sobre el canal seleccionado muy baja y ofrece una relativamente baja impedancia de salida para atacar una gran variedad de equipos de prueba y medida.

Los interruptores analógicos se pueden proteger contra descargas estáticas por medio de 2 pequeños diodos de señal en cada línea de entrada. Un diodo se conecta con su cátodo a masa y su ánodo a la entrada de la línea; el otro diodo se conectará con su cátodo a la tensión positiva de alimentación y su ánodo a la entrada de la línea.

Dependiendo del tipo de relé empleado, y de la velocidad de multiplexación, la inercia de los contactos puede dar lugar a medidas erróneas, incluso cortocircuitos entre los canales de entrada. Este efecto se atenúa empleando la red de retardo R27-R28-C6 situada en la entrada Inh de IC2, consiguiendo congelar el estado de salida del decodificador IC2 alrededor de 10 ms entre cada dos pulsos de reloj. Esta medida asegura que la corriente de activación de los relés ha tenido el tiempo suficiente para completar la apertura de los contratos antes de que se seleccione otro canal.

El multiplexor se puede alimentar desde cualquier fuente de tensión comprendida entre 5 y 16 voltios, dimensionando las resistencias series de los LED y del display de acuerdo al valor elegido. Los relés, al igual que el 74HC154, requieren una tensión de 5V.

Finalmente, cabe mencionar que el circuito descrito es experimental; se puede ampliar o simplificar de acuerdo a las necesidades individuales. La configuración del RESET en torno al IC3 se puede simplificar cableando directamente las correspondientes entradas An sobre el comprador; el display de presentación de 11/2 dígitos se puede diseñar en base a otro circuito excitador distinto del SAB3211; los LED y los correspondientes circuitos excitadores asociados son opcionales: el número de canales se pueden reducir y las puertas empleadas por el interface con el ordenador se pueden omitir si el control por ordenador no está previsto.



El presente artículo es el primero de una serie dedicada a la amplificación con componentes discretos, en la que se pasará revista a conceptos tan fundamentales como la polarización, ganancia, distorsión, respuesta en frecuencia, realimentación, etc..., teniendo siempre como referencia un circuito amplificador concreto que proporcionará ejemplos prácticos para los desarrollos teóricos.

AMPLIFICACIÓN CON ELEMENTOS DISCRETOS (I)

Matías Garrido y Jesús Arriaga. E. U. I. Técnica de Telecomunicación (U. P. M.).
Ctra. de Valencia Km. 7 - 28031 MADRID.

El circuito

El circuito amplificador mostrado en la figura 1 servirá como referencia práctica a lo largo de los cinco artículos que componen la serie. Es un amplificador de audio monocanal, capaz de entregar una potencia de 7,5 W. a una salida (altavoz) de 8Ω. La señal de entrada deberá provenir de un micrófono del tipo dinámico de baja impedancia.

Este circuito posee los elementos mínimos imprescindibles para un amplificador de audio. Características adicionales tales como control de tonos, entradas para otros tipos de fuentes excitadoras (cápsulas fonocaptadoras, reproductores de cinta magnética), circuitos reductores de ruido, etc, complicarían la circuitería de un modo inadecuado para nuestro propósito.

El transistor como elemento amplificador

Desde que en 1948 Shockley y otros científicos inventaron el transistor (en su versión bipolar), éste ha sido el elemento básico de cualquier circuito amplificador, ya sea con componente discreto o formando parte de un circuito integrado.

Existen dos tipos de transistores bipolares, el transistor NPN y el transistor PNP, cuya estructura física se muestra en las figuras 2a y 2b. El transistor NPN (fig. 2a) consta de dos zonas semiconductoras tipo N, entre las cuales se halla una zona tipo P. El transistor PNP (fig. 2b), posee dos zonas semiconductoras tipo P, entre las que se encuentra una zona tipo N, las zonas tipo N o P se obtienen impurificando el material semiconductor puro (normalmente Si o Ge) con elementos pentavalentes (N) o trivalentes (P). Cada una de las zonas semiconductoras recibe un nombre especial; la zona intermedia se llama base (B) y posee una anchura muy inferior a las otras dos que reciben los nombres de colector (C) y emisor (E).

El transistor bipolar discreto se suministra encapsulado con tres terminales accesibles al exterior: emisor, base y colector. Cuando funciona como elemento amplificador, la corriente de colector (I_C) es controlada por la corriente de base (I_B) de tal manera que I_C es proporcional a I_B. La amplificación se produce al ser I_C mayor que I_B, usualmente en varios órdenes de magnitud.

En los diagramas circuitales (como el de la figura 1) el transistor bipolar se representa mediante los símbolos de las figuras 3a

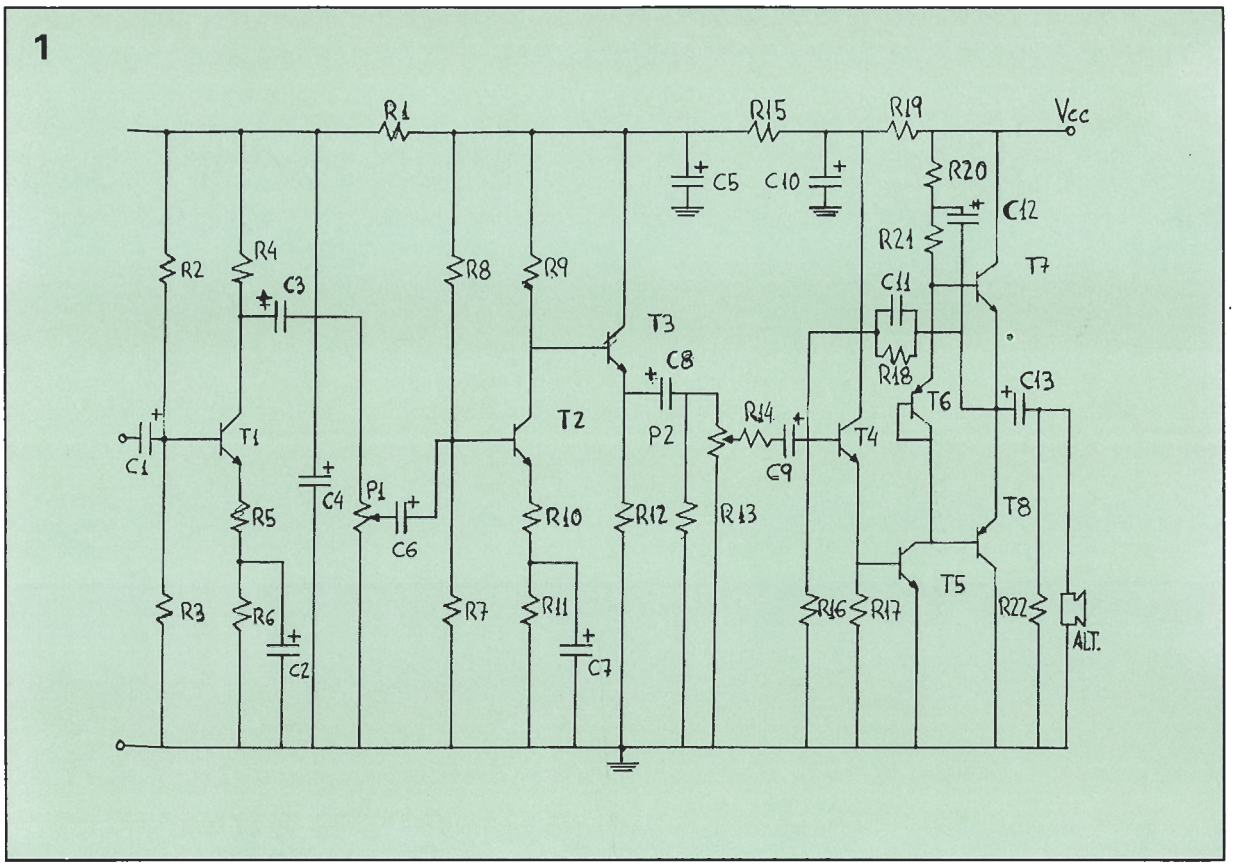


Figura 1. Amplificador de audio monoaural de 7,5 w.

(NPN) y 3b (PNP). La flecha dibujada en el terminal de emisor es lo que distingue un símbolo de otro. El sentido de esta flecha marca, a su vez, el sentido de la corriente de emisor cuando el transistor funciona como amplificador (saliente para el NPN y entrante para el PNP). Sobre cada símbolo se han representado, a su vez, los sentidos de todas las corrientes y tensiones que se definen para un transistor y que serán tomados como referencia en todos los artículos de esta serie.

Aunque el transistor bipolar es el elemento activo más utilizado en amplificación, los transistores unipolares (JFET, MOSFET, etc) también son empleados en muchos diseños. Su introducción en los circuitos amplificadores busca aprovechar algunas de sus peculiaridades, en particular su alta impedancia de entrada, pero no varían en nada los conceptos básicos relativos a la amplificación que serán expuestos tomando como referencia a los transistores bipolares.

Caracterización de un transistor

Si observamos el circuito amplificador de la figura 1, veremos que está compuesto por resistencias, condensadores y transistores.

Los condensadores y resitencias se modelan con facilidad a través de los parámetros: capacidad (C) y resistencia (R). Cuando decimos que

$$V_R = I_R \text{ ó } I_C = C \frac{dV_C}{dt}$$

en realidad estamos caracterizando a elementos físicos reales (resistores y condensadores) mediante modelos simplificados que nos permiten trabajar con estos elementos reales de una manera sencilla a la vez que útil.

Para los transistores también se han ideado modelos que los representan. Naturalmente estos modelos son bastante más complicados que los de condensadores y resistencias, ya que un transistor introduce en el circuito que lo contiene seis variales (V_{BE}, V_{CE}, V_{CB}, I_C, I_E, I_B) aunque sólo 4 de ellas son independientes al estar las restantes ligadas por las conocidas leyes de Kirchoff. Generalmente, el diseñador dispone de las hojas de datos, que proporciona el fabricante, que ya de por sí constituyen un modelado para el transistor, porque refleja información genérica de un modelo del cual se fabrican multitud de dispositivos con características parecidas, pero no indénticas.

A partir de las hojas de datos, que contituyen un *modelado* muy general, es posible constituir *modelos* que caractericen al transistor en un determinado punto de trabajo o bajo un tipo determinado de señal de excitación. Cada uno de estos modelos podrá ser más o menos complejo y caracterizar, por tanto, al transistor con mayor o menor fidelidad. Cuanto más simple sea el modelo, caracterizará al transistor con un menor grado de aproximación, los resultados de un posible análisis serán más fáciles de obtener y más sencillos de interpretar, pero también más inexactos. La elección de uno u otro modelo para el transitor será siempre una solución de compromiso entre sencillez y exactitud.

El transistor en régimen estático: el punto de trabajo

En régimen estático, es decir, manteniendo constantes las corrientes y tensiones en el transistor, los valores de I_B, V_{BE}, I_C y V_{CE}, constituyen lo que se llama el punto de trabajo del transistor y se denotan generalmente como I_{BQ}, V_{BEQ}, I_{CQ} y V_{CEQ}.

Lista de componentes

R1 820 Ohm.
R2 100 K.
R3 6K2.
R4 10 K.
R5 68 Ohm.
R6 470 Ohm.
R7 6K2.
R8 100 K.
R9 10 K.
R10 68 Ohm.
R11 470 Ohm.
R12 1 K.
R13 10 K.
R14 1 K.
R15 820 Ohm.
R16 3K3.
R17 510 Ohm.
R18 27 K.
R19 10 K.
R20 100 Ohm, 2 W.
R21 100 Ohm, 2 W.
R22 1 K.
P1 10 K, variable.
P2 5 K, variable.
C1 10uF, 6 V.
C2 300uF, 6 V.
C3 10uF, 15 V.
C4 100uF, 25 V.
C5 250uF, 25 V.
C6 10uF, 15 V.
C7 300uF, 6V.
C8 50uF, 15 V.
C9 50uF, 10 V.
C10 250uF, 25 V.
C11 150pF.
C12 500uF, 12 V.
C13 500uF, 25 V.
T1 BC 107-B.
T2 BC 107-B.
T3 BC 107-B.
T4 BC 546-B.
T5 BC 131.
T6 BC 136.
T7 BD 131.
T8 BD 132.

Altavoz:
8 Ohm.
Vcc=29 V.

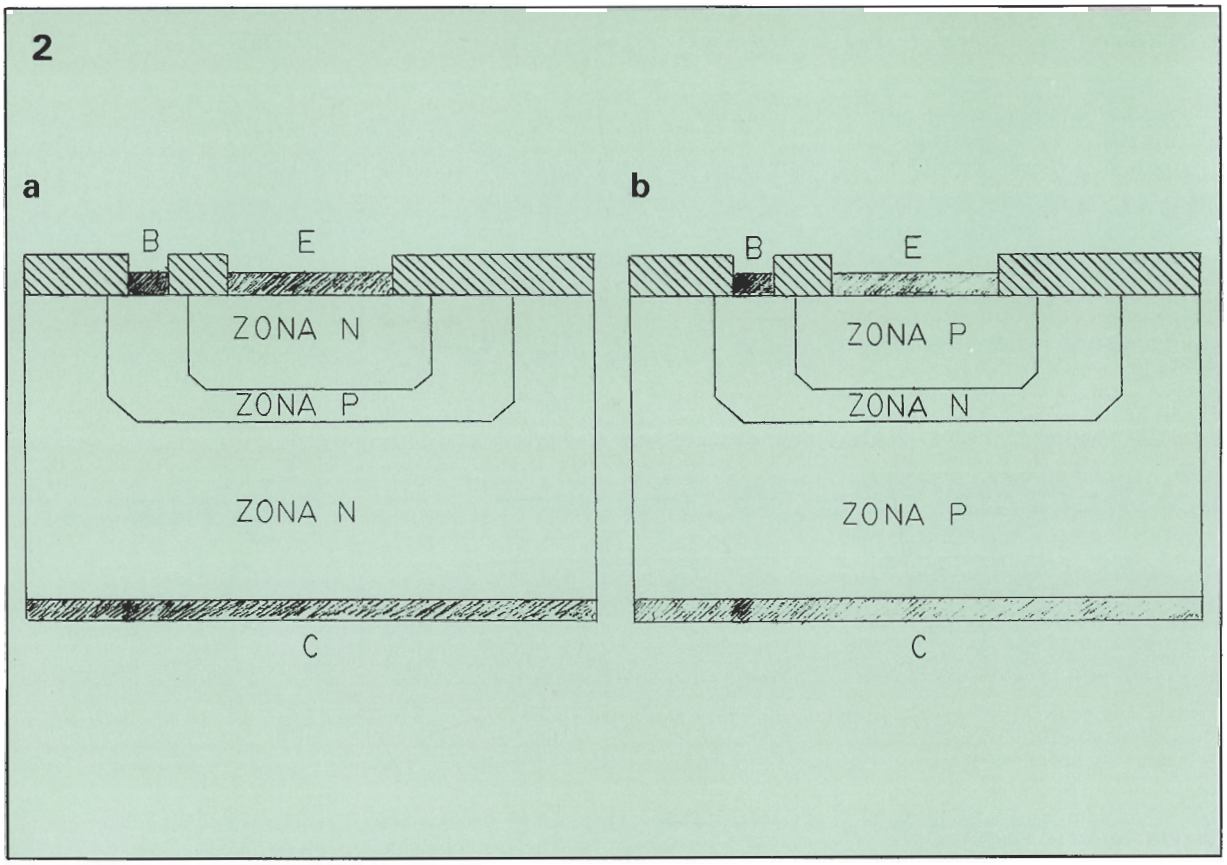


Figura 2a. Estructura física de un transistor bipolar tipo NPN. —Las zonas sombreadas se corresponden con los contactos de E, B y C (metalizaciones). —Las zonas rayadas se corresponden con zonas no conductoras, aislantes (SiO_2).

Figura 2b. Estructura física de un transistor bipolar tipo PNP.

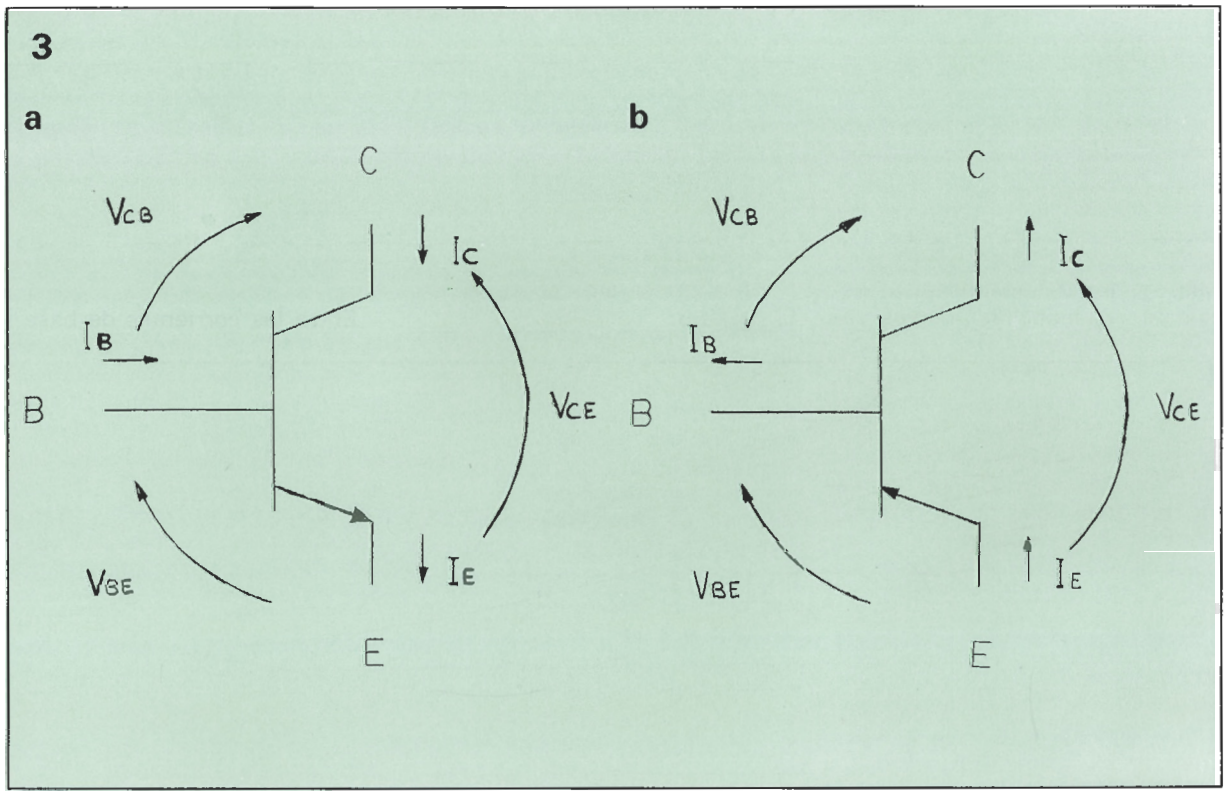


Figura 3a. Símbolo circuital para un transistor bipolar tipo NPN, junto con sus corrientes y tensiones de referencia.

Figura 3b. Símbolo circuital para un transistor bipolar tipo PNP, junto con sus corrientes y tensiones de referencia.

El punto de trabajo del transistor define, como se verá en el siguiente artículo, las características en régimen variable[1] de cada transistor y consecuentemente del amplificador. Por ello, es necesario, como primer paso de diseño, establecer para cada transistor el punto de polarización más conveniente de entre los posibles y, además, es deseable que dicho punto permanezca lo más invariante posible a fin de que las características del amplificador permanezcan fijas.

Si nos fijamos, una vez más, en el circuito de la figura 1, cada transistor (o cojunto de transistores) se encuentra rodeado de una red formada por elementos resistivos y condensadores: es la llamada red de polarización y se encarga de fijar el punto de trabajo del transistor. Si tenemos en cuenta que los condensadores se comportan como circuitos abiertos prácticos en régimen estático, podremos separar el circuito de polarización correspondiente a cada transistor (o asociación de

transistores) que estará compuesto únicamente de resistencias.

Un ejemplo práctico

Para ilustrar mejor cómo la red de polarización fija el punto de trabajo de un transistor, vamos a estudiar como ejemplo la red asociada al transistor T_1, en el circuito de la figura 1. Dicha red, representada en la figura 4a para diferenciarla con comodidad del resto del circuito, es una configuración muy utilizada al fijar un punto de polarización muy estable frente a variaciones de la temperatura ambiente[2].

Para analizar el circuito de manera más simple, conviene utilizar el circuito equivalente de la figura 4b, donde:

1. $V_{DD} = V_{C4} = 19$ v.

2. $R_E = R_5 + R_6 = 538\Omega$

y el par V_{BB}, R_{BB} es el equivalente de Thevenin del circuito de la figura 4a en bornas B-E:

3. $V_{BB} = V_{DD} \dfrac{R_3}{R_{2+}R_3} = 1{,}11$ v.

4. $R_{BB} = \dfrac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 5{,}84\ K\Omega$

El dato de partida para comenzar el análisis es el modelo escogido para el transistor. En principio, vamos a caracterizarlo mediante las llamadas «curvas características de entrada y salida», es decir, las curvas que habitualmente proporciona el fabricante en sus catálogos.

5. $I_B = f(V_{BE}, V_{CE})$; característica de entrada.

6. $I_C = f(V_{CE}, I_B)$; característica de salida.

Estas curvas se reproducen en la figura 5.

Con respecto al circuito de la figura 4b, se cumplen las siguientes ecuaciones de malla:

7. $V_{BB} = (R_{BB} + R_E)\, I_B + V_{BE} + R_E I_C$; ecuación de la malla de base.

8. $V_{DD} = V_{CE} + (R_4 + R_E)\, I_C + R_E I_B$; ecuación de la malla de colector.

Entre las corrientes de base y

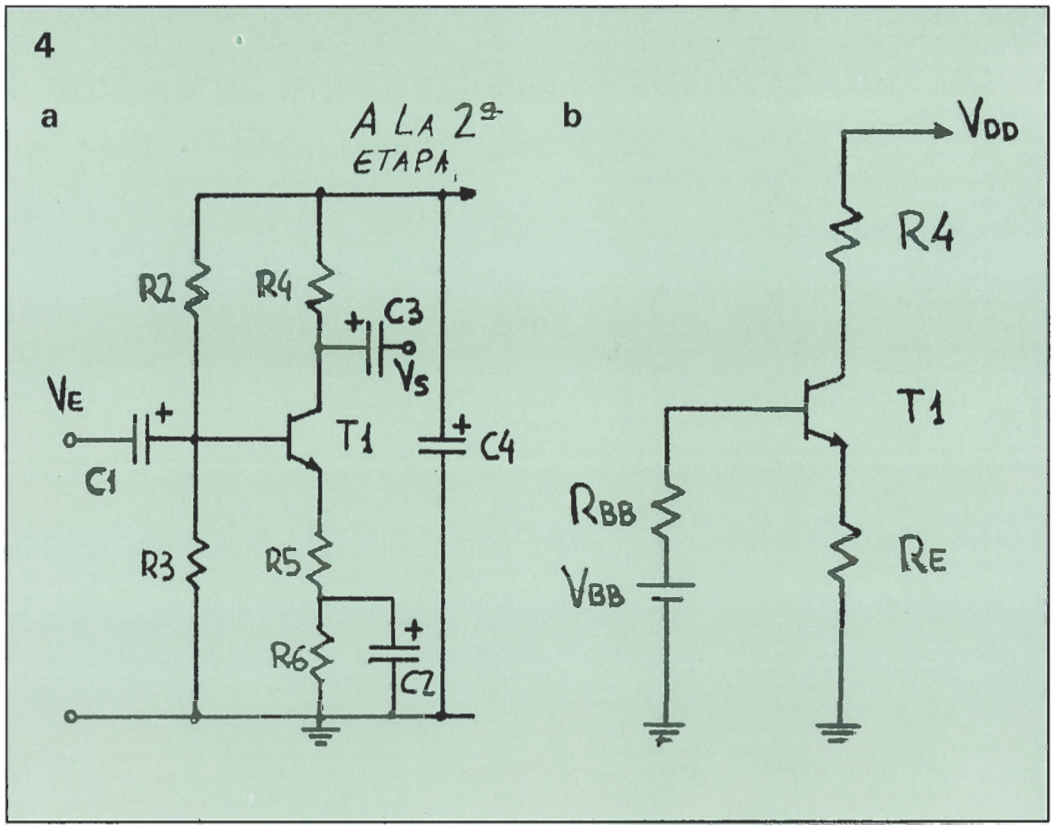


Figura 4a. El transistor T1 junto con su red de polarización completa.

Figura 4b. El transistor T1 junto con su red de polarización equivalente.

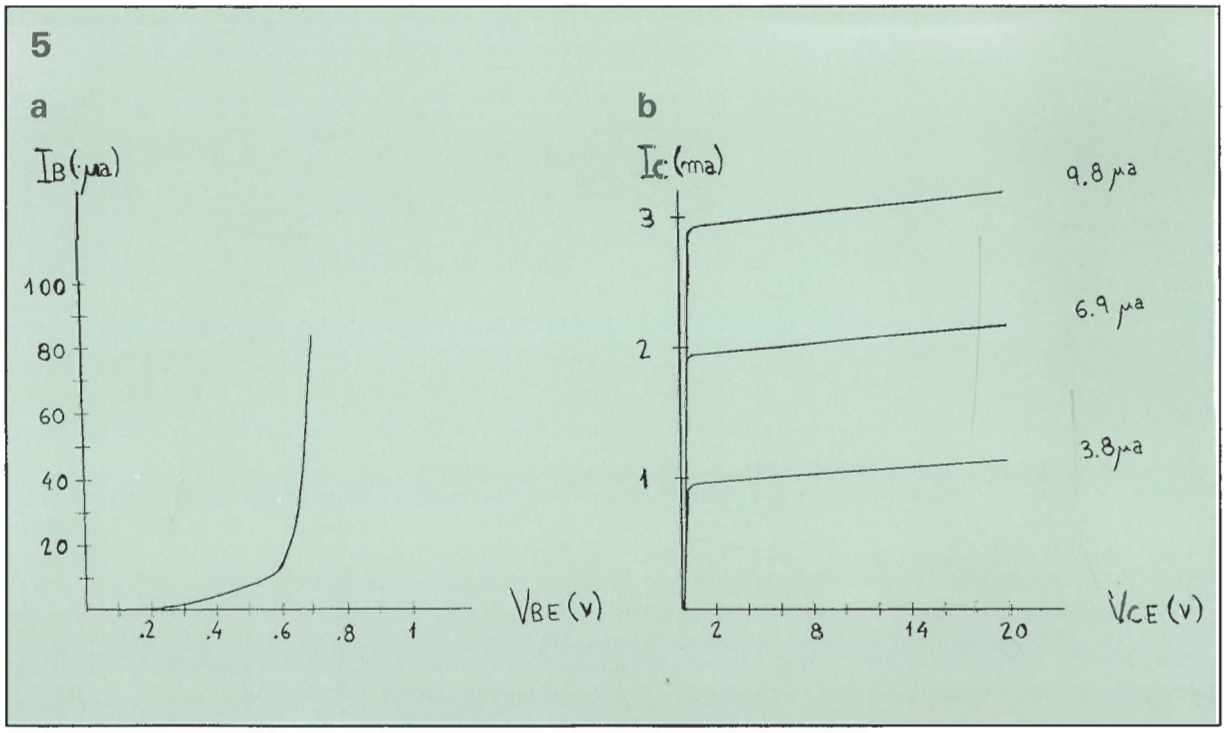


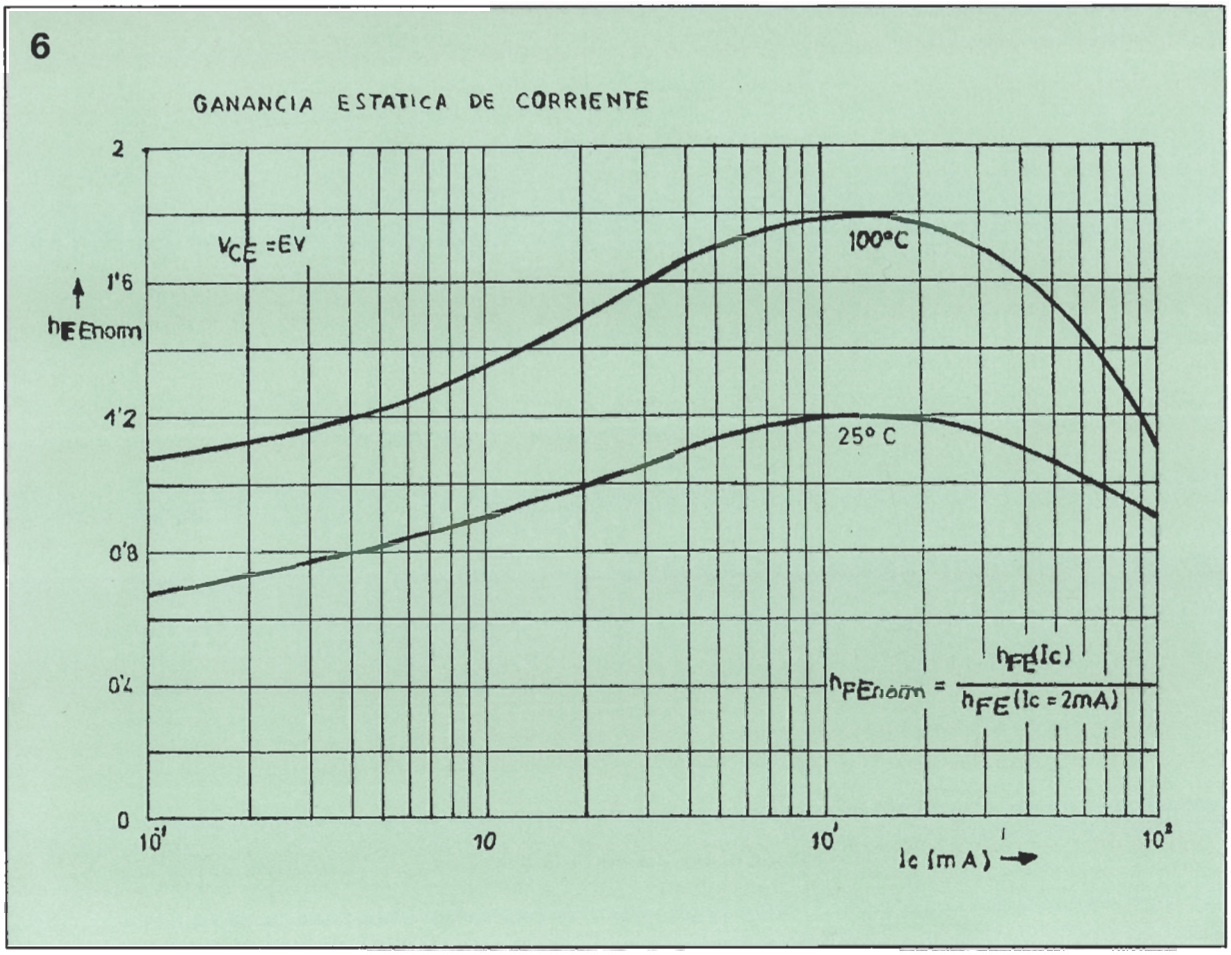
Figura 5a. Curva característica de entrada para el transistor BC 107-B.

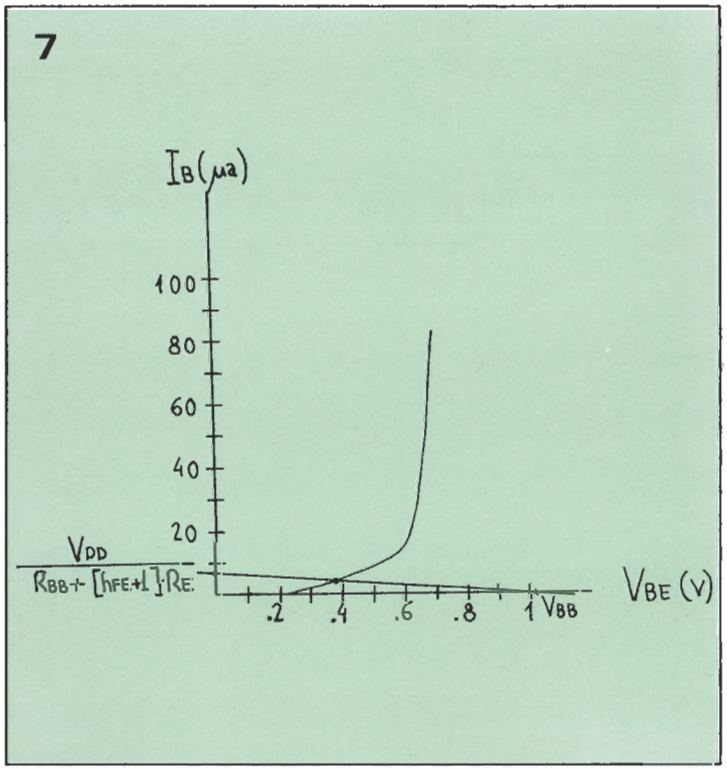
Figura 5b. Curvas características de salida para el transistor BC 107-B.

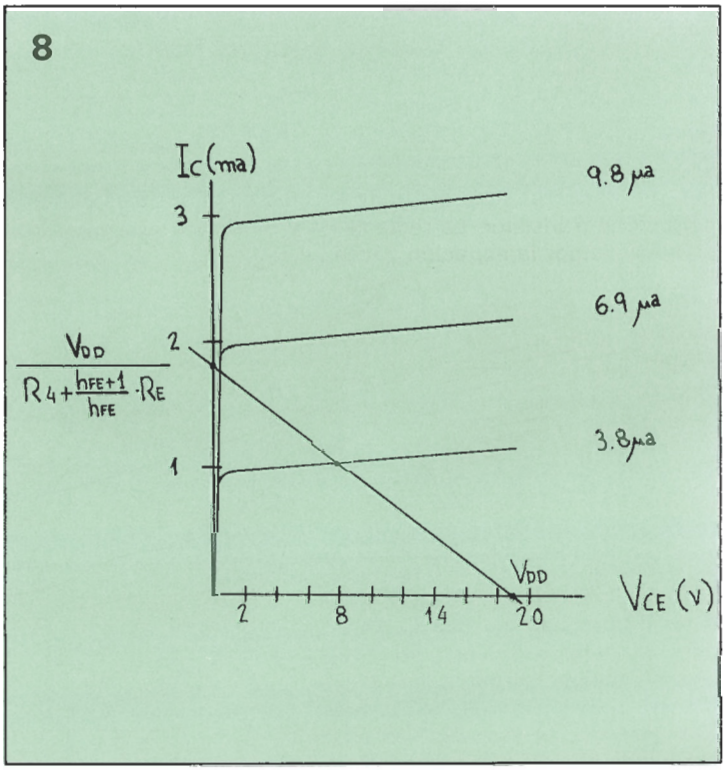
Figura 6. Curvas de variación de h_{FE} con I_c para el transistor BC 107-B suministradas por el fabricante en sus manuales. Para calcular el valor de h_{FE} basta con multiplicar el valor normalizado obtenido mediante estas curvas por el factor h_{FE}; Ic=2 mA =150.

Figura 7. Curva característica de entrada para el transistor BC 107-B. Su intersección con la recta que representa la ecuación (10) determina los puntos V_{BEQ} e I_{BQ}.

Figura 8. Curvas características de salida para el transisgor BC 107-B. Su intersección con la recta de carga (ecuación 11) determina los puntos V_{CEQ} e I_{CQ}.







colector existe la relación introducida por el transistor:

$$9.\ I_C = h_{FE} I_B$$

El parámetro h_{FE} se llama «ganancia estática de corriente»[3], y es característico de cada transistor. Los fabricantes proporcionan en sus hojas de datos, gráficas como la de la figura 6, en la que se muestra su dependencia con la corriente de colector I_C.

Sustituyendo la ecuación 9 en 7 y 8 se llega a las expresiones:

$$10.\ V_{BB} = [R_{BB} + R_E (h_{FE} + 1)]\, I_B + V_{BE}$$

$$11.\ V_{DD} = [R_4 + R_E(\frac{h_{FE}+1}{h_{FE}})]I_C + V_{CE}$$

• Si nos fijamos en la figura 6,

observaremos que h_{FE} no es un valor constante. No obstante, la corriente de polarización de colector está acotada:

$$12.\ 0 \leq I_{CQ} \leq \frac{V_{DD}}{R_4+R_E} = 1{,}8\ \text{mA}.$$

A efectos de simplificar el modelado del transistor se puede considerar a la ganancia estática de corriente como constante, de valor:

$$13.\ h_{FEo} = h_{FE}\Big|_{I_C} = 258$$

Esta simplificación nos lleva a unos resultados más fáciles de obtener e interpretar, aunque serán también más inexactos, el error es, no obstante tolerable ya que lo que se busca con este tipo de análisis es obtener resultados orientativos. Los puntos de trabajo son ajustados más tarde en laboratorio.

Con este valor para la ganancia estática de corriente, las ecuaciones 10 y 11 pasan a representar sendas rectas.

La figura 7 representa de nuevo la característica de entrada para el transistor T_1, en la que se ha superpuesto la recta respresentada por la ecuación 10. El punto de corte entre ambas determina los valores:

$$14.\ I_{BQ} = 3{,}8\ \mu\text{A}.$$

$$15.\ V_{BEQ} = 0{,}41\ \text{v}.$$

La figura B representa, asimismo, la característica de salida para dicho transistor. La recta representada por la ecuación 11 es llamada «recta de carga» y su superposición con la característica de salia, junto con el valor ya obtenido para I_{BQ}, determinan los valores:

$$16.\ I_{CQ} = 1\ \text{mA}.$$

$$17.\ V_{CEQ} = 8\ \text{v}.$$

con lo que se ha determinado por completo el punto de trabajo.

En las gráficas de la figura 7 y 8 se hallan representados, además, los puntos de corte con los ejes de las rectas representadas por las ecuaciones 10 y 11. De esta manera, es muy fácil observar que la posición de ambas rectas (y, en consecuencia, el punto de trabajo) puede ser variado cambiando los valores de R_{BB}, R_4 Y V_{DD}. Es decir, variando los ele mentos de la red de polarización del transistor y/o la tensión de alimentación es posible forzar a éste a trabajar en cualquier punto de entre los posibles (los puntos posibles son los pertenecientes a las gráficas de las figuras 5 y 6.

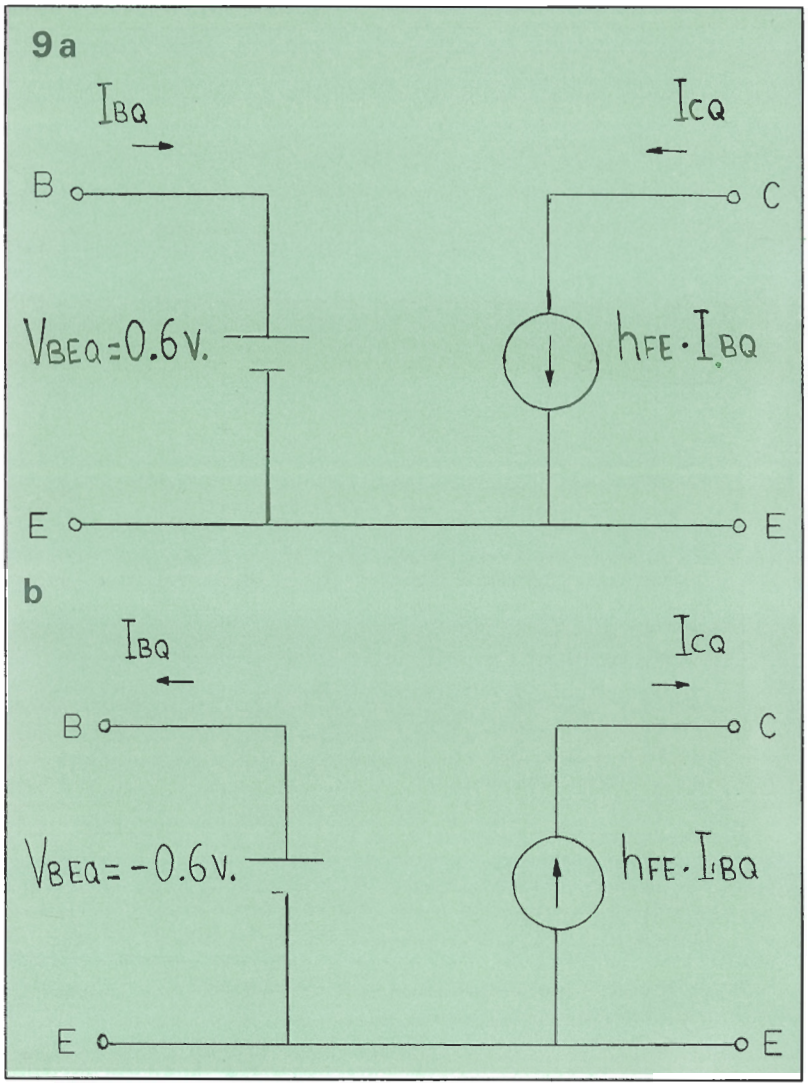


Figura9a. Modelo equivalente para el transistor bipolar en régimen estático (polarización). Transistor tipo NPN.

Figura 9b. Modelo equivalente para el transistor bipolar en régimen estático (polarización). Transistor tipo PNP.

Un análisis alternativo

Un modelo para el transistor muy utilizado en la práctica a la hora de efectuar este tipo de análisis es el de la figura 9a (9b para un transistor PNP), donde se considera:

$$18.\ V_{BE} = \text{cte} = 0{,}6\ \text{v} = V_{BEQ}$$ (Para transistores de Si)

$$19.\ I_E \approx I_C\ (\text{Para } h_{FE} > 10)$$

$$20.\ I_C = \beta_F\, I_B$$

Si se analiza nuevamente el circuito de la figura 4b, teniendo en cuenta 12 y 13, se obtienen las ecuaciones de malla:

$$21.\ V_{DD} = V_{CE} + (R_E+R_4)\, I_C$$

$$22.\ V_{BB} = R_{BB}\, I_B + R_E I_C + V_{BEQ}$$

Sustituyendo 20 en 21 y 22, se llega a las igualdades:

$$23.\ I_{CQ} = \frac{\beta_F(V_{BB} - V_{BEQ})}{R_{BB} + \beta R_E} \approx \frac{-V_{BEQ}}{R_E} = 0{,}95\ \text{mA}.$$

$$24.\ V_{CEQ} = V_{DD} - (R_E + R_4)\, I_{CQ} = 8{,}99\ \text{v}.$$

Que definen el punto de polarización del transitor, ya que:

$$25.\ V_{BEQ} = 0{,}6\ \text{v}.$$

$$26.\ I_{BQ} = I_{CQ}/\beta_F$$

Los valores de I_{CQ} y V_{CEQ} obtenidos con 23 y 24 coinciden aproximadamente con los valores 16 y 17 calculados anteriormente. Esta vez la única suposición que se ha hecho sobre β_F (h_{FE}) es la contenida en 19 ($h_{FE} > 10$), con dición que se cumple siempre si nos atenemos a la curva de la figura 6. Conocido el valor de I_{CQ}, se puede determinar I_{BQ}; por la gráfica de la figura 6 se obtiene:

$$27.\ h_{FE}\Big|_{I_{CQ}} \approx \beta_F = 256$$

Figura 10. Tabla de valores límite para el transistor BC 107-B.

10

VALORES LIMITES (A 25°C)
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (AT 25°C)

Tensión colector-emisor *Collector to emitter voltage*	V_{CEO}	máx.	45	V
Corriente continua de colector *Collector current (d.c.)*	I_C	máx.	100	mA
Corriente de cresta de colector *Collector current (peak value)*	I_{CM}	máx.	200	mA
Potencia total disipable *Total power dissipation*	P_{tot}	máx.	250	mW
Temperatura de la unión *Junction temperature*	T_j	máx.	150	°C
Temperatura de almacenamiento *Storage temperature*	T_{stg}		−65 a +150	°C
Resistencia térmica unión-ambiente *Thermal resistance junction to ambient*	$R_{th\,j-a}$		500	°C/W

Enero 1970

y sustituyendo en 20, se obtiene un valor para I_{BQ} de:

$$28.\ I_{BQ} = 3{,}7\ \mu A.$$

que también coincide aproximadamente con el obtenido anteriormente en 14.

Las ecuaciones 23 y 24 nos indican que si se cumple la condición:

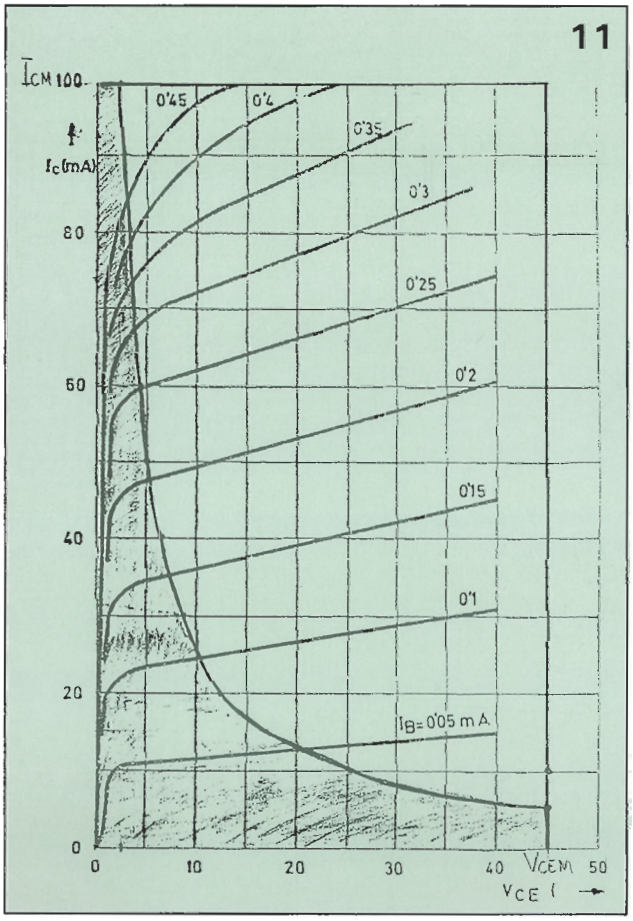
$$29.\ \beta_F R_E >> R_{BB}$$

situación que se buscará casi siempre por diseño, los valores de I_{CQ} y V_{CEQ}, son casi independientes de las características del transistor, y son, pues muy estables frante a las variaciones de las características del *transistor*[2], y prácticamente sólo dependen de la red de polarización.

La estabilidad llega hasta tal punto que es posible cambiar T_1 por otro transistor de características diferentes (incluso muy diferentes) y los puntos de polarización no variarán mucho con tal de que se cumpla 29.

Figura 11. Area de trabajo permitida para el transistor BC 107-B.

11



Zonas de trabajo

Aunque la red de polarización de la figura 4 permita polarizar al transistor en cualquier punto de sus curvas características, limitaciones inherentes al dispositivo físico, nos obligan a considerar una zona acotada de trabajo de la cual no debemos salir.

El fabricante suministra en sus catálogos una serie de valores que no deben ser superados bajo ningún concepto. Los más significativos son:

.V Valor máximo de la tensión que soporta el transistor entre sus terminales colector y emisor.

.I_{CM} Valor máximo de corriente continua que puede atravesar el colector.

.P_T Potencia máxima disipable por el transistor.

La tabla de la figura 10, tomada directamente del catálogo, recoge estos valores máximos junto con algunos más para el transistor BC 107-B.

Si se supera cualquiera de los valores V, I_{CM} o P_T, se podría llegar a la destrucción del transistor.

Dado que los valores de I_B y V_{BE} son relativamente bajos con respecto a I_C y V_{CE}, la siguiente si guiente aproximación es válida:

$$30.\ P_T \approx V_{CE} \cdot I_C$$

La ecuación 30 representa la «hipérbole de máxima potencia». Si representamos (ver figura 11) la característica de salida de T_1 y sobre ella superponemos 30 y las rectas:

$$31.\ I_C = I_{CM}$$

$$32.\ V_{CEDM}$$

que representan las cotas máximas para I_C y V_{CE}, obtendremos un área de funcionamiento permitido para el transistor (es el área sombreada de la figura 11), fuera de la cual no debemos hacerlo trabajar, ya que corremos el riesgo de destruirlo.

Dentro de este área permitida, se distinguen tres zonas de funcionamiento representadas en la figura 12:

- **Zona activa.** En esta zona se cumple que I_C es proporcional a I_B y por tanto es la zona de trabajo válida para amplificación.

- **Zona de saturación.** En esta zona se deteriora la relación I_C/I_B, hasta tal punto que al aumentar el valor de I_B, el valor de I_C apenas sufre variación. No se debe polarizar el transistor en esta zona cuando se desea que funcione como amplificador.

- **Zona de corte.** Esta zona se caracteriza porque:

$I_C \approx I_B \approx 0$.

El transistor en régimen dinámico: la amplificación

Hasta ahora hemos visto cómo el transistor T_1 (al igual que el resto de transistores del circuito de la figura 1), posee un punto de polarización estático o punto de trabajo. Con el objeto de observar su comportamiento dinámico, introduciremos, a través del condensador de acoplo C_1 un tono de prueba (ver figura 4a) de valor:

$V_e = V_o \cos 2\pi f_o t$

siendo

$V_o \rightarrow$ amplitud máxima

$f_o \rightarrow$ frecuencia

El condensador C_1, del tipo electrolítico y de alta capacidad, que se comporta como un circuito abierto práctico a efectos de corrientes de polarización, se calcula para que, por diseño, se com-

porte como un cortocircuito para las frecuencias de la banda de paso del amplificador; esto es posible ya que su impedancia $X_C = 1/2\ 2\pi Cf$, es en teoría infinita para f = 0 y puede ser muy pequeña a partir de ciertos valores de la frecuencia. El efecto práctico que esto produce es el de un desplazamiento del punto [I_{BQ}, V_{BEQ}] a lo largo de las característica de entrada del transistor, siguiendo las variaciones de V_e. La figura 13, que refleja esta situación para un transistor genérico , ayuda a visualizar de un vistazo el proceso de amplificación: las variaciones que V_e produce en el punto (I_{BQ}, V_{BEQ}) de la característica de entrada (3_{er} cuadrante) se tradu cen, a través de la curva de ganancia de corriente (2º cuadrante) en variaciones del punto [I_{CQ}, V_{CEQ}] (1_{er}cuadrante). Debido a la ganancia de corriente, las variaciones alrededor de I_{CQ} provoca das por las variaciones de I_{BQ} son, por regla general, varios órdenes de magnitud mayores que éstas. La señal que se obtiene a la salida (ver figura 13) es una réplica aproximada de V_e, pero con una amplitud mayor.

Por otra parte, y como se desprende de la figura 13, la señal variable que se obtiene a la salida como resultado de la excitación senoidal V_e no es puramente senoidal (no es réplica perfecta). Esto se debe a que el transistor es un elemento no lineal (obsérvese, por ejemplo, la curva $I_C = f(I_B)$ en la figura 14) y esta falta de linealidad se manifiesta en que la señal de salida aparece deformada, distorsionada con respecto a la señal de entrada.

Esta falta de linealidad es muy acusada en la zona de saturación y corte, por esto, es deseable polarizar al transistor dentro de la zona activa cuando se desea que trabaje como amplificador. Es más, dentro de la zona activa, la elección del punto de trabajo determinará, en cierta medida, la distorsión de salida que introduce la etapa amplificadora.

Clasificación de los amplificadores

Existe gran cantidad de clasificaciones de los circuitos amplificadores, que atienden a criterios diferentes. Una clasificación muy general, pero ampliamente utilizada, se basa precisamente en la zona de trabajo a la cual pertenece su punto de polarización. A estos efectos, se distinguen tres tipos fundamentales:

1. Amplificadores clase A. Son aquellos cuyo punto de polarización se encuentra dentro de la zona activa. En funcionamiento normal, se busca que los desplazamientos del punto de trabajo producidos por la señal excitadora, también se encuentren dentro de la zona activa, con lo que se asegura una cierta linealidad en la respuesta del transistor. Las etapas previas (de baja potencia) de los amplificadores suelen estar polarizadas en la clase A. En el amplificador de la figura 1 los transistores T_1, T_2, T_3, T_4 y T_5 (T_6 funciona como diodo), están polarizados en clase A.

2. Amplificadores clase B. Son aquellos cuyo punto de polarización se halla en la zona límite entre activa y corte con el amplificador en estado de no conducción, es decir:

$$33.\ V_{BEQ} = I_{BQ} = I_{CQ} = 0$$

durante el semiciclo opuesto, que no será amplificado. Este tipo de amplificadores encuentran su aplicación en etapas de potencia de elevado rendimiento, como la formada por los transistores T_7 y T_8 en el circuito de la figura 1, cuyo funcionamiento se verá en el artículo dedicado a etapas de potencia.

3. Amplificadores clase C. Son aquellos cuyo punto de polarización se encuentra dentro de la zona de corte, es decir:

$$36.\ I_{BQ} = I_{CQ} = 0$$

$$37.\ V_{BEQ} < 0$$

La «profundidad» del punto de polarización dentro de la zona de corte, viene determinada por el valor de la tensión inversa de polarización en la unión base-emisor del transistor. Estos amplificadores encuentran su aplicación fundamentalmente en radiofrecuencia.

[1] Es decir, atendiendo exclusivamente a las variaciones que se producen en las corrientes y tensiones del transistor en torno a un valor fijo.

[2] Las características de todo transistor, varían con la temperatura, lo cual hace variar también el punto de trabajo.

[3] También se hace uso con asiduidad del parámetro β_F que puede considerarse igual a h_{FE} en primera aproximación.

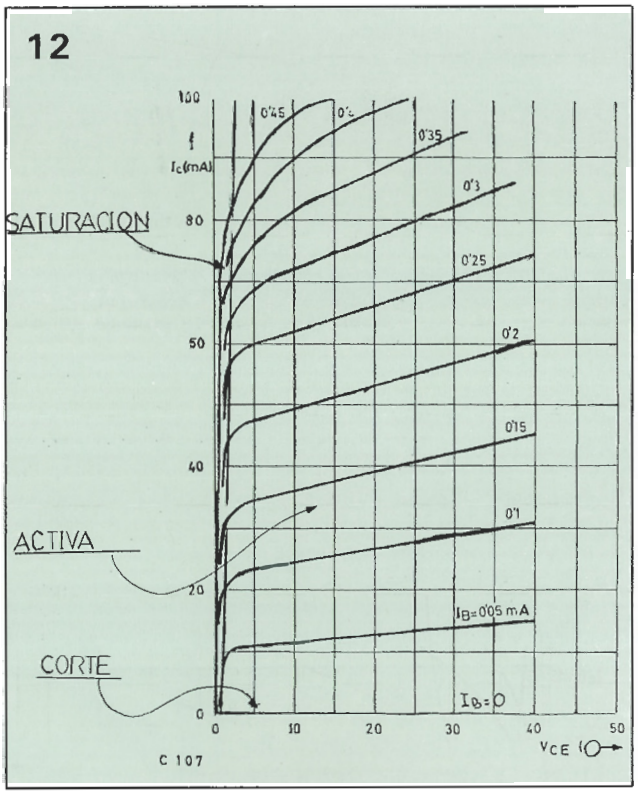


Figura 12. Zonas de trabajo para un transistor bipolar.

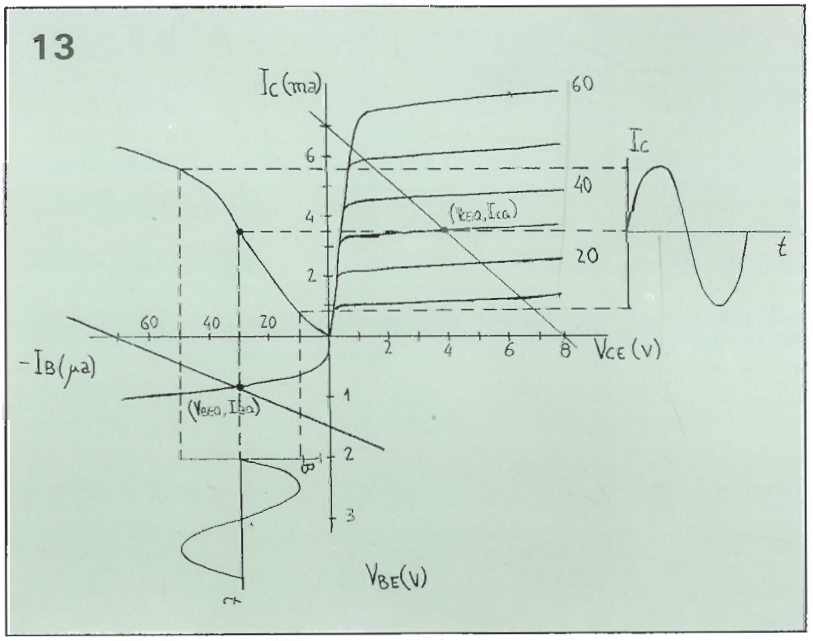


Figura 13. Fenómeno de la amplificación.

LIBROS

El sistema operativo MS-DOS.

Curso de enseñanza programada,
José Canosa.
Marcombo
Barcelona-1988 (3.ª edición)
Libro 2.200 ptas. (aprox.)
Libro + Curso iniciación (1 disco)
4.900 Ptas.
Libro + Curso completo (2 discos)
20.140 Ptas.
ISBN: 84-267-0689-4

Frente a la aridez de los manuales de DOS que ofrecen los fabricantes al vendernos sus ordenadores han aparecido una serie de libros que, con mayor o menor profundidad y éxito, han buscado acercar al lector a los conceptos y uso del *sistema operativo en disco* de una forma más accesible. El libro que nos ocupa pretende lograr este objetivo convirtiendo al lector (un no iniciado en estos temas) en un sujeto dinámico de la lectura, con preguntas constantes sobre lo que se acaba de explicar y ejercicios de recapitulación.

Los comandos que trata han sido seleccionados por el autor según un criterio subjetivo de importancia y frecuencia de uso que, en general, creemos acertado. Su presentación se realiza secuencialmente según la función a la que se aplican, dejando para el final las órdenes que se refieren al disco duro, redireccionamientos, ficheros BATCH, etc. Como características avanzadas útiles destacan la búsqueda automática por el DOS de comandos, programas y ficheros de datos en directorios distintos del actual y la definición de un disco virtual. Esta tercera edición aporta la inclusión de los comandos *APPEND* y *FASTOPEN*, incorporados en la última versión (3.3) del MS-DOS.

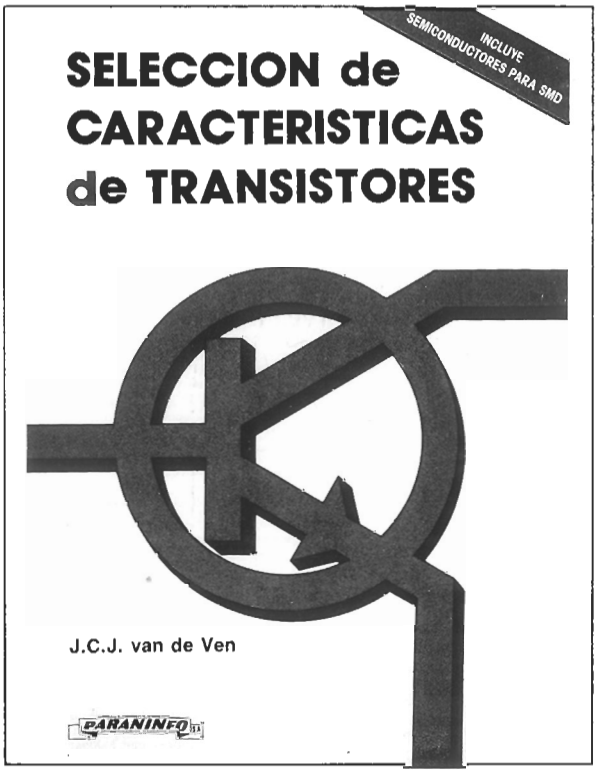
El libro puede complementarse opcionalmente con un curso de iniciación contenido en un disco flexible o bien con un curso completo que consta de dos discos flexibles en una carpeta bien presentada.

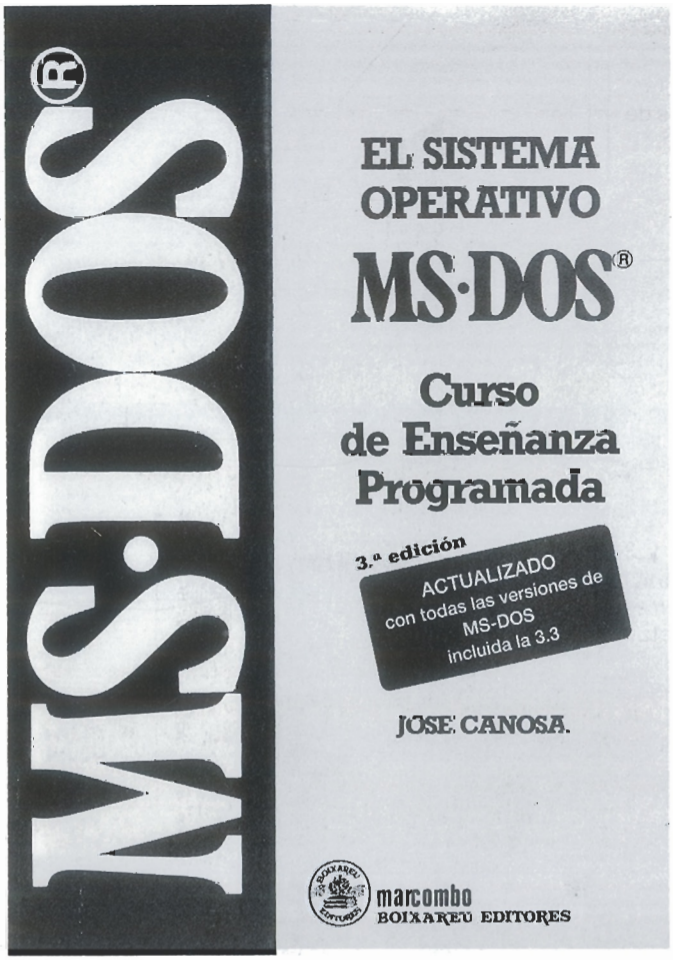
Estructura	7
Claridad	8
Amplitud	6
Profundidad	5
Utilidad	7
Relación cal/prec	6

Selección de características de transistores

J. C. J. van de Ven
Traducción: Enrique Carretié
Paraninfo
Madrid-1988
178 páginas (21 * 15 cm.)
850 Ptas. (aprox. IVA incl.)
ISBN: 84-283-1611-2

Rompe los esquemas tradicionales al no ceñirse a la típica y rígida clasificación alfanúmerica. Junto a ella incorpora dos más: una primera de acuerdo con el





tipo de cápsulas (incluidos los componentes de montaje superficial —SMD—) y una segunda dependiente de distintas especificaciones eléctricas (supone realmente varias clasificaciones simultáneas). Esto facilitará enormemente la búsqueda del elemento apropiado para cada aplicación. El perfil de los encapsulados y listas de conversión de referencias para SMD acaban por dar forma al libro.

Diccionario de electrónica

Rudolf F. Graf (1984)
Traducción: varios
Revisión: F. J. López Aligué
Ediciones Pirámide
Madrid-1988
1.728 páginas (21.5 * 14.0 cm.)
7.950 Ptas. (aprox. IVA incl.)
ISBN: 84-368-0402-3

Amplio y cuidado, tanto en el lenguaje y organización como en la presentación (con más de 600 esquemas y dibujos), engloba términos relativos a componentes de alta fidelidad, TV, ordenadores, fibra óptica, microelectrónica, comunicaciones, componentes industriales, electrónica médica, etc. Al término castellano que hace de entrada le sigue el correspondiente en inglés y su explicación, que a menudo incluye referencias a otros términos como ampliación. Las referencias cruzadas son, sin embargo, uno de los puntos flojos de este «mas que diccionario» que por lo demás, y salvo ciertas omisiones, resulta de gran interés. Un glosario inglés-español de 241 páginas y 3 apéndices (sistema internacional de unidades, símbolos esquemáticos y alfabeto griego) completan el libro.

Estructura	9
Claridad	8
Amplitud	9
Profundidad	8
Utilidad	9
Relación cal/prec	18

Selección de semiconductores de potencia

J. C. J. van de Ven
Traducción: Enrique Carretié
Paraninfo
Madrid-1988
178 páginas (21 * 15 cm.)
850 Ptas. (aprox. IVA incl.)
ISBN: 84-283-1610-4

Realiza el mismo proceso que el reseñado en el libro anterior del mismo autor, pero esta vez sobre Diodos (clasificados por Tensión, Corriente y Puentes Rectificadores), Tiristores (Tensión, Corriente, Corriente de Puerta), Triacs (Tensión, Corriente, Corriente de Puerta), Transistores (Tensión, Corriente) y FETs (Tensión, Corriente).



MERCADO

Sierra semiconductor presenta el primer procesador ADPCM de banda vocal CMOS monolítico multicanal de altas prestaciones

Sierra Semiconductor ha anunciado la incorporación del procesador ADPCM de altas prestaciones SC11360 a su serie avanzada de circuitos integrados CMOS para aplicación en telecomunicaciones. El SC11360 proporciona transcodificación ADPCM a 32 kbps completamente compatible con CCITT (G. 721) y ANSI (T1.301), así como la transcodificación propuesta por ANSI a 24 kbps para aplicaciones «robbed-bit». La técnica de «bit-robbing» permite opciones de señalización en banda. Además, el transcodificador ADPCM soporta algoritmos de 16 y 8 kbps para aplicaciones de interpolación digital de voz (DSI). Diseñado para su uso en aplicaciones multi-canal o mono-canal, el SC11360 opera sobre ocho canales independientes en una trama de 8 kHz. Cada canal es configurable individualmente, soportando funcionamiento full duplex o half duplex.

Se espera una amplia gama de aplicaciones para este chip en equipos CEPT europeos, PABX y conmutación telefónica así como en redes de datos para transmisión alternativa de voz. Un uso específico del SC11360 es el aumento de capacidad en redes privadas de velocidad fija de forma que podría emplearse por usuarios de comunicaciones sofisticadas tales como grandes compañías de seguros, agencias, etc. Se puede acomodar fácilmente un sistema de datos-sobre-voz en tales redes punto-a-punto.

El circuito ADPCM SC11360, fabricado en tecnología CMOS de 2 micras, integra un procesador de coma flotante de alta velocidad con instrucciones microcodificadas, una cuarta parte de las cuales están dedicadas a funciones de autotest; otros modos de test y patillas de test incrementan las posibilidades de test del circuito integrado.

El SC11360 implementa cuatro algoritmos ADPCM y puede usar entradas PCM de ley-A, ley-mu (7 u 8 bits) o lineal de 16 bits. Todas las transferencias de entrada/salida se controlan mediante interrupciones usando registros de datos serie con doble buffer.

Con una disipación máxima de 330 miliwatts cuando funcionan los cuatro canales en full-duplex, el SC11360 representa el transcodificador con menor consumo por canal actualmente en el mercado. Funcionando a un solo canal, el consumo decrece significativamente.

CIOCE, S. A.
Numancia 17-121, Pta. 1.ª, local 1.º y 2.º
08029 Barcelona
Teléf.: (93) 322 80 52
Avda. Mediterráneo, 11, 1.º C
28007 Madrid
Teléf.: (91) 551 28 05

Texas instruments: dispositivos en tecnología BICMOS

Texas Instruments: presenta la serie de dispositivos en tecnología BICMOS para funciones de interfaz de bus.

La nueva tecnología facilita las ventajas de las tecnologías Bipolar Avanzada y CMOS: elevada corriente de salida y bajo consumo en stand-by.

— Actualmente TI presenta 10 dispositivos BICMOS, los primeros en la familia SN74BCT. Características de los dispositivos BICMOS son:

— 48/64 mA de corriente de salida.
— Niveles TTL de entrada y salida.
— Alta impedancia para Vcc: 0 - 3.5 V.
— Velocidad similar a la de tecnología Bipolar Avanzada.
— Bajo consumo en modo stand-by (un 90% inferior con respecto a la tecnología Bipolar Avanzada).
— Comportamiento frente a la conmutación similar al de la familia ALS.
— Planeadas 46 funciones de bus.

Los nuevos dispositivos son básicamente drivers de bus de 10-bits, drivers de memoria y transmisores-receptores de 9/10 bits, así como las ampliamente utilizadas funciones de bus de 8 bits con salidas tristate.

Actualmente están disponibles:
SN74BCT240 SN74BCT241
SN74BCT244 SN74BCT620
SN74BCT2827
SB74BCT2828
SN74BCT28827
SN74BCT29828
SN74BCT29833
SN74BCT29834
SN74BCT29853
SN74BCT29854
SN74BCT29861
SN74BCT29863

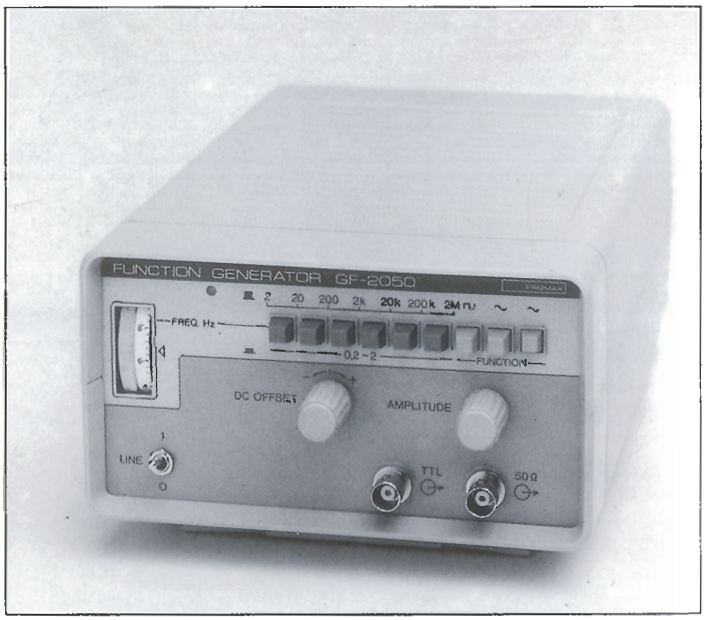
Estos dispositivos están disponibles en España a partir de Texas Instruments y de sus distribuidores asociados.

SAGITRON
Castelló, 25, 2.º
28001 Madrid
Teléf.: (91) 402 60 85
Rda. Gral. Mitre, 200, 5.º
08006 Barcelona
Teléf.: (93) 212 65 83
Colón, 22, B.º
46004 Valencia
Teléf.: (96) 352 67 28

Generador de funciones GF-2050

La gama de generadores de Instrumentación Electrónica PROMAX, S.A. se ve ampliada con un nuevo generador de funciones de bajo costo y gran versatilidad, el GF-2050.

Su amplio margen de frecuencias (0,2 Hz-2 MHz) lo convierten en un generador adecuado para una gran gama de aplicaciones. La impedancia de salida normalizada (50 ohms) permite obtener las mayores prestaciones de la respuesta en frecuencia del equipo. Genera 3 señales de salida senoidal, triangular



y cuadrada. Además entrega, por una salida independiente, impulsos positivos de amplitud fija compatibles con circuitos TTL, y a la frecuencia de la señal principal.

El equipo se completa con un control externo de la frecuencia mediante tensión de entrada y con la posibilidad de añadir a la señal una tensión continua de la polaridad deseada.

Su simplicidad de manejo y su diseño como equipo de sobremesa lo hacen un instrumento muy adecuado en el laboratorio y en la escuela.

PROMAX, S. A.
Frances Moragas, 71-75
08907 L'Hospitalet de Llobregat
(Barcelona)
Teléf.: (93) 337 90 08

Convertidor IEEE-488/RS-232

La compañía francesa Cartronic comercializa, bajo licencia del C.E.A.-I.R.D.I. (Comisariado para la Energía Atómica-Instituto de Investigación Tecnológica y Desarrollo Industrial) un convertidor IEEE-488/RS-232. Este instrumento permite conectar un aparato con interface IEEE-488 a otro con interface RS-232.

El convertidor es bidireccional, por lo que las señales pueden circular tanto de la IEEE-488 a la RS-232 como en sentido inverso.

El instrumento, que se presenta en forma de caja de aluminio compacta de 160 × 130 × 44 mm, efectúa el análisis, visualización y almacenamiento en la memoria del cableado del enlace RS-232. Después emite un mensaje de prueba para verificar el enlace.

El convertidor va equipado con dos conectores V24 (uno macho y otro hembra), que facilitan cualquier problema de conexión.

Su funcionamiento es muy sencillo y se suministra con fuente de alimentación.

Para mayor información: Contacte con la Compañía:

CARTRONIC
20 rue de Brotterode
Z.I.
B.P. 10
38950 SAINT-MARTIN-LE-VINOUX
FRANCIA
Teléf.: Int. + 33 76 75 72 10
M. COURCIER

Nuevo calibrador RFL 829 M

El calibrador RFL 829 M es un instrumento compacto que combina en una sola unidad la posibilidad de generar tensiones alternas y continuas, corrientes alternas y continuas, así como resistencias, con algunas cualidades de interés especial para el usuario.

Las gamas de salida del equipo se extienden: A) en tensiones, entre 2mV y 1100V. B) en corrientes, entre 20 micro A y 2 A y en resistencias entre 10 ohmios y 10 megaohmios.

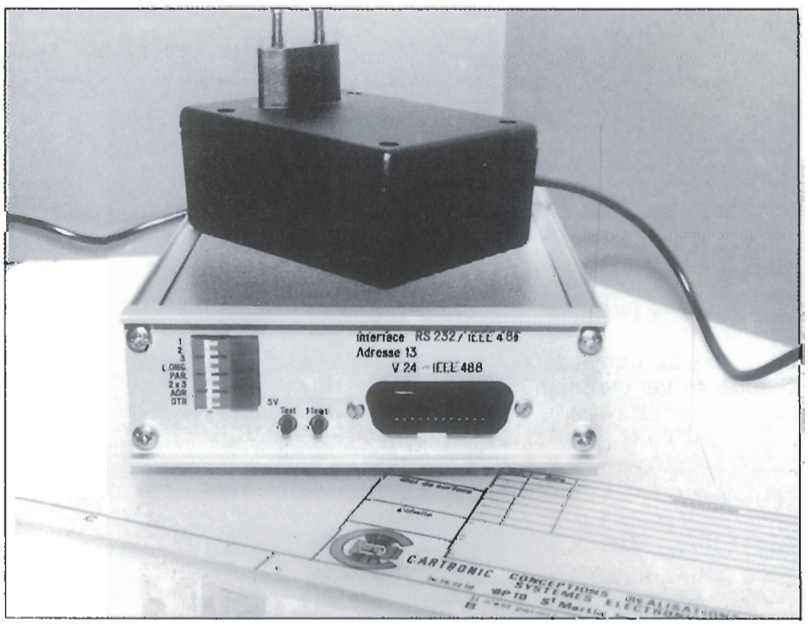
La precisión básica del equipo en tensión continua es del 0,002% y el alcance máximo en frecuencia 20 Khz.



Algunos factores tenidos en cuenta por el diseñador, hacen al equipo más insensible a errores de manejo y le dotan de mayores facilidades de uso. Podemos citar:

1. Autoprotección. En caso de sobrecarga, el equipo limita la corriente o tensión de salida para evitar dañar a los circuitos internos.
2. Protección de la carga. Cualquier variación sobre la selección previa hace que el equipo desactive la salida, siendo necesario reactivar de nuevo.
3. Protección frente a alta tensión. Para salidas superiores a 20 V, es necesario pulsar dos mandos simultaneamente, evitando actuaciones accidentales.
4. Protección frente a errores. Por ejemplo, si se selecciona un valor superior al máximo posible en una escala, el equipo automáticamente selecciona el máximo aceptable.
5. Rango y sensibilidad automáticos. Por ejemplo, si el equipo recibe la orden de generar 0,01 V, automáticamente cambiará a 10,000 milivoltios.
6. Indicación automática del porcentaje de error.
7. Bus IEEE 488 opcional.

Electrónica de Medida y Control, S. A.
Clara del Rey, 45, 1º, esc. dcha., N.º 2
28002 Madrid
Teléf.: (91) 413 49 46



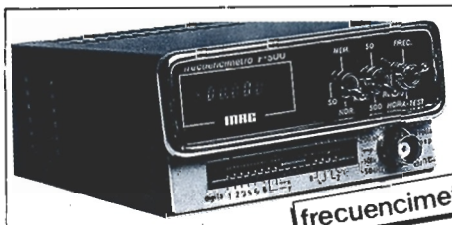
GUIA DE COMPRAS

ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

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



frecuencimetro

— Seis dígitos.
— Dos escalas. 50 Mc/s. y 500 Mc/s.
— Dos tiempos de puesta.
— Alimentación a 220 voltios de C.A. (red), 12 voltios exterior o pilas o baterías interiores.
— Alta sensibilidad, 10 mV. y 20 mV. según escala
— Peso aprox. 450 g.

Tel. (976) 27 05 40

Apartado 3101
50080 ZARAGOZA

digital s.a.

COMPONENTES ACTIVOS
COMPONENTES PASIVOS
BIBLIOTECA TECNICA
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
KITS, ETC.

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

Pilar Zaragoza, 45
28028 MADRID

246 49 90
246 56 63

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

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

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
472 28 29*
472 92 74

ANUNCIESE POR MODULOS

INFORMESE EN NUESTRO
DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TELEF. (91) 457 69 23



GOTO-55
ORDENADORES PERSONALES Y DE GESTION
Muntaner, 55 08011 Barcelona
Tel. 253 26 18

DISTRIBUIDOR OFICIAL
DE

UNITRON PC
AMSTRAD
MICROSOFT.

Programas a medida.

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	*Anunciantes*	*Pág.*
263	Circuitrónica	85
239	Copresa	2
208	Digital	7, 84
211	Digitron	85
212	Elecson	84
258	Electrónica Puente	85
215	Electrosón Madrid	84
261	Fimed	88
271	Goto-55	84
201	Hameg	19
264	Inac	84
244	Info-com Europa	85
267	La casa de los altavoces	85
238	Leister	61
217	Mailing electrónica	53
262	Microgayma	9
237	Molher	65
250	Palco	85
218	Radio electra	85
275	Simo	35
242	Tempel	87
268	Tron electronic	85

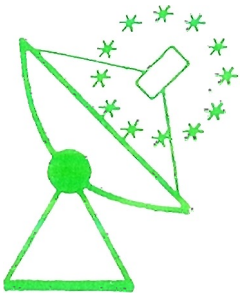
GUIA DE COMPRAS

TRICOM ELECTRONIC S.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS
INDUSTRIALES
PROFESIONALES
CONSUMO
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS

C/ Santa Cruz de Marcenado, 11-28015 MADRID
Teléfs. 542 70 37 TELEX-43297
542 72 28-247 69 96 FAX. 241 48 65

TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-



INFO-COM EUROPA

Informática y Comunicación. TV vía Satélite
Ctra. de Málaga, 56 AGUADULCE - ALMERIA

Tefno. 951-34 22 04

ESPECIALISTAS EN TV-SAT:
— Conversores BOSCH 1,4 db Tip
— Decodificadores todos programas
— Receptores BOSCH domésticos y profesionales
— Kits para instalaciones individuales y comunitarias

TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-TV-SAT-



LA CASA DE LOS
ALTAVOCES
TODO PARA EL SONIDO

TODO EL MUNDO DEL ALTAVOZ Y SUS COMPLEMENTOS

Gravina, 21 - 28004 Madrid
Teléfono: 521 31 75

CIRCUITRONICA
SOC. COOP. AND.

- CIRCUITOS IMPRESOS

— FABRICACION, DISEÑO Y COPIA.

— PROTOTIPOS URGENTES

C/ SEGURA Z ACC
41900 CAMAS (SEVILLA)
TLF.: 954-39 64 53



DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS

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



ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

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

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

Radio Electra

COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS

Esteban Collantes, 37
Teléfs. 4072952-4079446
28017 MADRID

Hortaleza, 9
Teléfs. 521 60 51 - 521 14 99
28004 MADRID

PALCO

COMPONENTES ELECTRONICOS

Gran surtido en semiconductores

José del Hierro, 44
Tel. 2671690
28027-MADRID

Envíos rápidos a provincias

elektor

AGRADECERÍA me regalárais material placas solares para prácticas y libros temas solar y electrónica, enviar:
«Astur» Julián. Serradilla, 28, 2.º. 28044-Madrid.

PENSIONISTA 54 años continua esperando alguna donación materiales, libros electrónica similares. Remitir a:
«Astur» Julián. Serradilla, 28. 28044-Madrid.

MSX vendo-cambio programas, más de 1.500 ptas. títulos disco-cinta. También amiga ATARI y PC 3,5 pulgadas.
Luis Sanz. Alfonso I, 28. Tel.: (976) 22 24 70. 50003-Zaragoza.

VENDO láser 2 mW 60.000 ptas. Láser 10 mW 145.000 ptas.
Xavi Colomina. Barcelona. Tel.: (93) 217 18 17, tardes.

VENDO Spectrum 48K teclado profesional saga 3 élite y unidad disco. Disco VER 41. Junto o separado. Muy barato.
Xavi Colomina. Barcelona. Tel.: (93) 217 18 17, tardes.

VENDO Unitron-turbo 640K disco 20MB. 2 disquets CGA, monitor color multi I/O F. A. 150 W. Interesados llamar a partir 20 h a:
Kim. San berger, 8, TEIA. 08329-Barcelona. Tel.: (93) 555 85 40.

COMPRO colección de libros de datos (a partir de 1984) y esquema del ampli. KENWOOD KR-2600.
Jesús González Regueiro. C/ Iturribide, 24, 1.º-D. 48006-Bilbao. Tel.: (94) 415 00 01.

C-64 + VIC-1011A en 20 K Plotter 1520 en 20 K floppy 1541 + discos 20 K CBM64 CW RTTY SSTV 15 K libro + disco radio 5 K.
Luis Javier Herrero Tue. Juan de la Cosa, 3. 39001-Santander. Tel.: (942) 31 33 13.

VENDO impresora RITEMAN C + NLQ con todos los cables de conexión y manuales de uso, todo en perfecto estado y por sólo 40.000 ptas.
Gabril Ferre Isern. Avda. San Pablo, 55. 43460-Alcover (Tarragona). Tel.: (977) 84 64 41. (Llamar en horas de comida o cena).

QL vendo y cambio programas para este ordenador. Más de 150 títulos.
Agustín Gallego López. Cuart de Poblet, 17, 3.º-Drcha. 28047-Madrid. Tel.: (91) 465 05 05.

VENDO Capac metro, digital, LX250 NUOVA, electrónica, 12.000 ptas. Frecuencímetro, digital, SKI44 sin montar, en 12.000 ptas.
José Montalvo Escudero. Cmte. Morales León, 7. Tel.: 36 26 80. Sevilla.

CAMBIO Sinclair + 2A 128 K nuevo por emisora 27 super estar 3900, 360 6 bandas o por emisora de 2 metros. Manolo. Apdo. 47146. 28080-Madrid.

VENDO ordenador ATARI-1040-ST muy nuevo.
Alvaro García Sanz. C/ Río Tajo, 26, 1.º. 44003-Teruel. Tel.: (974) 60 69 26.

VENDO equipo de desarrollos «DRAC» 1-AIM 65 y tarjetas industriales E/S-A/D-RS 232. Económicos. Tel.: (94) 495 40 21.

VENDO ordenador spectravideo SUI 328, 32 ROM 80 K RAM con 10 juegos joystick y el casete todo por 17.000 ptas.
Toni Valls Cucurella. C/ Bruch, 113. 08240-Manresa. (Barcelona). Tel.: (93) 874 69 03.

EMISORA FM88-108 MHz 3-4 W gran alcance, sin caja. Por 5.000 ptas. Enviaré contra reembolso. Escribir a: Nicasio Tovar. Apartado, 40. Barrio Peral. 30300-Murcia.

SI TIENES un PC IBM agradeceré informases configuración que tienes en SW1 y SW2 de tarjeta principal. Abono gastos.
Carlos Aranguren. Orión, 38. Sector III. Getafe. Madrid. Tel.: (91) 682 17 76.

QL vendo y cambio programas para este ordenador. Más de 150 títulos.
Agustín Gallego López. Cuart de Poblet, 17, 3.º-D. 28047-Madrid. Tel.: (91) 465 05 05.

VENDO ordenador vídeo GENIE 3003-64 K-1 floppy-monitor NEC-programas y documentación.
Miguel Angel Bistue Raso. Ribatallada, 31, 3. S. Cugat del Vallés. (Barcelona). Tel.: (93) 674 49 76.

VENDO monitor NEC fósfor verde 12 pulgadas.
Miguel Angel Bistue Raso. Ribatallada, 31, 3. S. Cugat del Vallés. (Barcelona). Tel.: (93) 674 49 76.

VENDO President Richard 27-30 Mh 26 K sintonizador FM estéreo 10 K OFV 5 a 55 Mh con frecuencímetro 12 K.
Javier Solans Badía. Julio César, 10-ático. 25003-Lleida.

VENDO impresora RITEMAN C + NLQ con todos los cables de conexión y manuales de uso, todo en perfecto estado y por sólo 40.000 ptas.
Gabriel Ferre Isern. Avda. San Pablo, 55. 43460-Alcover (Tarragona). Tel.: (977) 84 64 41. (Llamar en horas de comida o cena).

DESEO encontrar esquema emisora INTEK 4035SW AM-FM.
José Luis. Tel.: (91) 200 17 23. (Llamar horas comida).

NUEVO. Vendo mesa mezclas 6 canales con rever y dos baffles 2 vías y etapa 100 W incorporada en mesa, todo 150.000.
Ramón Gias Montón. San Jorge, 31. Zaragoza.

MODERNO teléfono sin hilos (300 m) a estrenar, de aspecto agradable y fácil manejo por sólo 9.000 pesetas.
Gonzalo Buendía. Castillo Olite, 11, 1A. 30203 Cartagena (Murcia).

ENVIAME esos aparatos pequeños que no usas. También revistas. Pago gastos de envío. Sólo para Cataluña. Rafel Vilaró Massagué. C/ Coitó, 244. Granollers 08400 Barcelona.

QL programas. Más de 150 títulos. Ultimas novedades.
Agustín Gallego López. Cuart de Poblet, 17, 3º dcha. 28047 Madrid. Tel. (91) 465 05 05.

VENDO compatible PC-Turbo 2 diskettes, 640K, 110.000. Compro: Atari 1040ST.
Juan Carlos Carrazón. C/ Lillo, 48. 28041 Madrid. Tel. 217 87 42.

VENDO cámara TV B/N enfoque normal y macro.
Jesús M.ª Rioja Briñas. C/ Alfonso XI nº 1, 7º izq. 01011 Vitoria (Alava). Tel. (945) 27 91 87.

VENDO impresora RITEMAN C + NLQ con todos los cables de conexión y manuales de uso, todo en perfecto estado y por sólo 40.000 Ptas. Gabriel Ferre Isern, Avda. San Pablo, 55 43460-Alcover (Tarragona). Tl.: (977) 84 64 41 (Llamar en horas de comida o cena).

SE VENDE ordenador Sony HB-F700S nuevo en período de garantía Sony que incluye ordenador, ratón, monitor verde, Cassette alta velocidad, juegos y tres programas gestión por 95.000 ptas. Llamar al 971-31 52 26 preguntar por David Soria.

COMPRO Osciloscopio en buen estado. Económico. Mínimo 2 canales y 20 MHZ frecuencia de barrido.
Oscar Santiago. Monte Ikea, 31 - LEJONA (Bizkaia). Tel.: (94) 464 05 03.

COMPRO información sobre el AY-3-8910, patillage, esquema, funciónamiento, etc. Cualquier cosa sirve. Escribir a:
Antonio Ortiz Dalmau. Passeig D'en Llull, 10, B, 1.º 3.º 08392-San Andrés de Llavaneras (Barna.).

VENDO Osciloscopio doble trazo Hameg HM203.20 MHZ y sonda atenuación × 10. Ptas. 90.000.
Angel López González. C/ Melilla, 4, 7.º H, Tl.: 21 99 46. Albacete 02001.

EINSTEIN me intereso por todo lo relacionado con este ordenador información, programas, periféricos, etc.
Arsenio Mataix Olcina, Carcagente, 6, 23. Tl.: 357 14 79 - Valencia.

VENDO Víctor V285C; 640KB; HD 30 MB; pantalla EGA color; ratón; multiples programas ya instalados 400.000 Ptas.
Juan Murua Olalde. C/ Aranzazu, 19. 20560-Oñati (Guipúzcoa). Tl.: (943) 78 17 44.

COMPRO ordenador Atari modelos 400-800 u otro modelo compatible con impresora 1020.
José Laurencia Maestre. C/ Justo y Pastor, 82-14. Valencia 46022 - 355 11 30.

DISEÑO Y FABRICACION de circuitos impresos vendo fuentes de alimentación.
A. Ibañez Rodríguez. Bda. Juan XXIII, 14-7º 09007 Burgos.

ACEPTO cualquier regalo gustoso (libros, revistas y juegos Spectrum, Amstrad, PCW o Amiga también Joysti CK).
Juan Antonio Puig. C/ Pasege Learza, 1. 22400 Monzón (HUESCA).

DESEARIA comprar Osciloscopio usado de características sencillas.
Juan Carlos Rubio Cuadrado. C/ Caballero-12-A-Entr 4.ª 08014 Barcelona, Tel.: 230 32 56.

IBM-PC CLUB SOFTWARE. 10 discos 7.000 Ptas. 20 discos 12.000 Ptas. mandar dirección para relación completa.
Club Free-Soft. C/ Sart Llorerc, 32. 08221 Terrassa.

ANUNCIOS BREVES

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

DATOS PERSONALES

Nombre: _____

Dirección: _____

_____

_____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

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

GOOD WILL

MIDA SU INVERSIÓN...



OSCILOSCOPIOS
GENERADORES DE FUNCIONES
GENERADORES DE PULSOS
GENERADORES DE AUDIO
GENERADORES DE RF
ATENUADORES DE AF/RF
FRECUENCÍMETROS

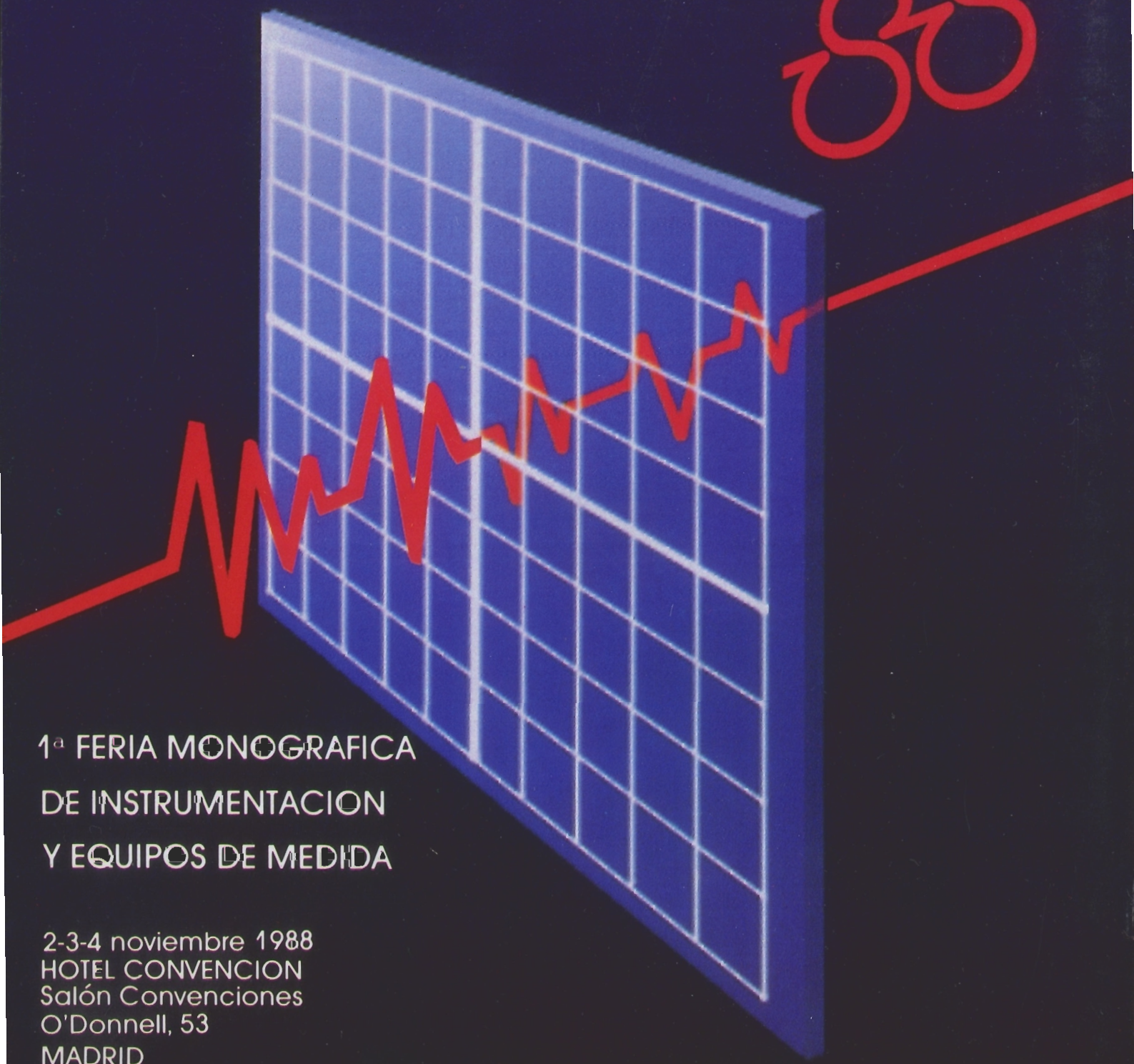
SERVICIO POST-VENTA GARANTIZADO PARA TODA ESPAÑA

CONTADORES UNIVERSALES
MULTIMETROS DIGITALES
FUENTES DE ALIMENTACIÓN
DISTORSÍMETROS
MEDIDORES DE AISLAMIENTO
REGULADORES DE TENSIÓN
SONDAS

... CON MÁXIMA PRECISIÓN

Madrid	Barcelona	Bilbao	Sevilla	Zaragoza	Valencia	Gijón	La Coruña
Rda. Segovia, 11	Viladomat, 140 bis	Avda. Iparraguirre, n.º 2-F	Peñalara, 18 A	Via Pignatelli, 29-31	Maestro Bellver, 19, 3.º	Saavedra, 50 bis	Avda. Alfonso Molina, 60
28005-Madrid	08015-Barcelona	Leiza-Vizaya	41005-Sevilla	50007-Zaragoza	46018-Valencia	33208-Gijón	15008-La Coruña
Tel.: 265 19 41	Tel.: 323 42 78	Tel.: 463 51 02	Tel.: 63 76 62	Tel.: 38 87 09	Tel.: 326 46 00	Tel.: 38 74 08	Tel.: 24 79 74

fimed 88



1ª FERIA MONOGRAFICA
DE INSTRUMENTACION
Y EQUIPOS DE MEDIDA

2-3-4 noviembre 1988
HOTEL CONVENCION
Salón Convenciones
O'Donnell, 53
MADRID

Organiza: Extra Comunicación, S. L.

Alcalá, 295 Pje. 6. 28027 MADRID Tel. y Fax.: (91) 405 31 00/404 18 07