elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 100
1988

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



EDICIONES INGELEK

AVANCE HACIA EL FUTURO

con la nueva serie de Osciloscopios

KIKUSUI

COS 5000 TM

Fiabilidad
Funcionalidad
Precisión



20MHz	COS5020™ · COS5021™
40MHz	COS5040™ · COS5041™ · COS5042™
60MHz	COS5060™
100MHz	COS5100™

tempel sa

Viladomat, 140 bis Tel. 2544402 Tx.50056 TMPL 08015 BARCELONA	Ronda Segovia, 11 Tel. 2657414 Tx. 45078 TPMM 28005 MADRID	Subida de Ondiz S/N Bloque 2, portal 6 Tel. 4635101 48940 LEIOA-VIZCAYA	Peñalara, 18 Escalera A Tel. 637662 41005 SEVILLA

SUMARIO

ARTICULOS

Ampliaciones para el Amstrad PC 1512 .....

Más velocidad, más memoria, una segunda unidad de discos, o incluso un disco duro, y la mejora de vídeo, son las ampliaciones que detallamos para el PC 1512.

Preamplificador de alta calidad para micrófono .....

Sencillo circuito para lograr una perfecta calidad sonora de la señal captada por un micrófono y transmitida a través de cables.

Ruptura secundaria en los transistores de potencia 09-23

En la electrónica de potencia, una de las condiciones que el diseñador debe evitar a toda costa es la destrucción del dispositivo de potencia por ruptura secundaria.

Auriculares por infra-rojos 09-27

Evite la dependencia del cable entre los auriculares y el equipo de música. Circuito impreso incluido en este ejemplar.

Bloqueo en los reguladores de tensión 09-34

Los reguladores de alta eficiencia (baja caída de tensión), por su configuración interna, son susceptibles de quedar en una situación de bloqueo durante el encendido.

Sumario Elektor 1980-1988 09-39

Sumario alfabético de todos los artículos aparecidos en la revista desde el número 1 hasta el número 100.

Llamada selectiva para radios CB 09-61

Sistema que permite enviar y recibir un tono selectivo para señalizar la comunicación entre estaciones CB, ignorando el resto del tráfico en la banda empleada.

Transmisor equilibrado para línea BF 09-64

Circuito para transmitir una señal BF de alta calidad a través de cables largos, con una inmunidad a los parásitos.

Control de proyector de diapositivas y sonido estéreo 09-68

Sonido estéreo, y señal de cambio de diapositivas en un sólo circuito.

Frecuencímetro multifunción 09-72

Versátil instrumento para medidas de frecuencias, períodos, relación de frecuencias, contador, e intervalos de tiempos entre señales.

Generador de códigos MIDI 09-90

Un «inyector de señal» para sistemas MIDI.

Limitador estéreo 09-94

Antena plana para recepción de TV vía satélite 09-85

Últimos avances de la tecnología de recepción de televisión vía satélite

SECCIONES

Teletipo 09-08

Las placas de circuito impreso 09-37

Mercado 09-74

Anuncios breves 09-78

EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 100 SEPTIEMBRE 1988

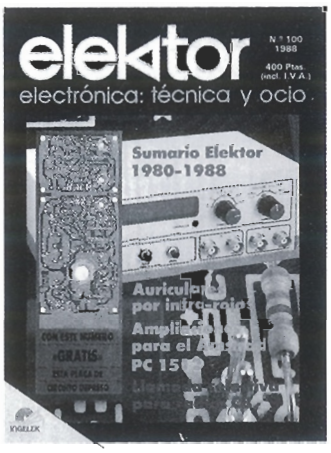
JAVIER SAN JUAN
Cuerpo de redacción:
P. KERSEMAKERS, J. BARENDRECHT, G. H. K. DAM, P. THEUNISSEN, K. DIEDRICH, A. NACHTMANN.
Colaboradores:
IGNACIO GARRIDO, JOSE EDREIRA, RUFINO GONZALEZ, ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANTONIO CARMONA, LUIS PEDRO MARZAN, FERNANDO ACERO
Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL
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
OJD DIFUSION · PUBLICIDAD VERIFICADA
asociación española de prensa técnica
AIPP

Estimado lector:



Tiene entre sus manos un número «redondo»; nuestro primer centenario. Desde hace ya más de 8 años estamos en el mundo de la electrónica, tratando de divulgar mediante montajes prácticos, ideas, y artículos teóricos, todos los aspectos de este amplio y apasionante campo. Nuestro objetivo es poner al alcance de profesionales y aficionados todo tipo de montajes prácticos, de funcionamiento comprobado, así como la descripción de las tecnologías recientes que se convertirán en un futuro no muy lejano en los instrumentos cotidianos de trabajo. A lo largo de este tiempo nos hemos ido adaptando a los avances tecnológicos, pasando desde los transistores a los circuitos integrados especializados, incluyendo, como no, las aplicaciones relacionadas con el mundo de los ordenadores. Aunque, según algunos, la electrónica ha perdido terreno frente a la informática, pensamos que todavía nos queda mucho camino por delante, ya que no hay que olvidar que ésta se fundamenta en aquella.

Dada la gran variedad y diversidad de campos que componen el término general de electrónica, intentar tocarlos todos nos obliga a una dispersión de nuestro esfuerzo, realizando en nuestros ejemplares combinaciones que no siempre serán del agrado de todos nuestros lectores. Entre nuestra «saga» de 7 capítulos para explicar en detalle la «tarjeta gráfica de alta resolución» y los tradicionales montajes del especial de verano, una infinidad de artículos, más de 1800 como podrá apreciar en nuestro sumario general 1980-1988, han ido desfilando por nuestras páginas. Sin olvidar en ningún momento que si bien los lectores experimentados desean, quizá, montajes más sofisticados cada día, también debemos prestar atención a aquellos lectores que se van incorporando a nuestras páginas, y que comienzan a desenvolverse en este complejo, pero ameno, campo. A todos ellos queremos aprovechar para darles las gracias por la atención que nos prestan mes a mes, y citarles para nuestro próximo centenario a principio del año 1998.

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
	86461	1.380
Tacómetro de alta resolución	86462	485
Convertidor RMS ca/cc	86490	575
Ahuyentador de roedores		

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	86051	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

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	Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.
VCO	9723-F	
VCF 12 dB	9724-F	
VCF 24 dB	9953-F	
RFM	9951-F	
ADSR	9725-F	
DUAL VCA	9726-F	
LFO	9727-F	
NOISE	9728-F	
COM	9729-F	

Este mes...

Elektor núm. 100 Septiembre 1988

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

*** Circuito impreso incluido en este ejemplar**

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

TELETIPO

Modem interno de red conmutada para IBM PS/2

Payma Comunicaciones, S.A., incluye en su gama de modems de red conmutada dos nuevos modelos en tarjeta interna para ordenadores IBM PS/2 (modelos 50, 60 y 80) y portátiles Toshiba. Ambos modems son full-dúplex, asíncronos, con velocidades de 300/1200/2400 bps, según normas V.22/V.22 bis del CCITT. Poseen llamada y respuesta automática, siendo totalmente compatibles Hayes. Ofrecen corrección de errores según protocolo MNP clase 3, 4 y 5, permitiendo hacer conversión de velocidad y comprensión de datos (relación 2:1).

El software de comunicación que acompaña a estos modems soporta diferentes protocolos, tales como Kermit, Xmodem, Ymodem, ASCII, Telink, etc. Así mismo hace emulaciones VT100, VT102, VT52, IBM 3101, Televideo Serie 900, etc.

FIMED 88

Durante los días 2, 3 y 4 de noviembre del presente año se realizará en Madrid la primera edición de FIMED 88, Feria de Instrumentación y Equipos de Medida. La feria tendrá lugar en el Hotel Convención de Madrid sobre una superficie de 810 m², representando una oportunidad única de encuentro para los profesionales de la electrónica. La instrumentación se ha convertido en un mercado cada vez más independiente y diferenciado, que se caracteriza por la progresiva complejidad y diversidad de productos, lo cual ha provocado un cambio significativo en las necesidades de instrumentación y en los procesos de decisión de los usuarios, quienes han de buscar, conocer y comprar directamente y en detalle las soluciones que ofrece el mercado, antes proceder a la compra.

FIMED 88, feria monográfica especializada profesional y selectiva, ofrecerá una excelente oportunidad de satisfacer estas necesidades y de aprovecharlas comercialmente en un entorno y óptimo para el contacto intensivo y directo entre clientes y expositores.

MOLHER Electrónica representa a RE Instruments

MOLHER Electrónica, S.A., ha firmado un contrato de distribución con la compañía danesa RE Instruments AS.

En el año 1953, dos jóvenes ingenieros, Carl Schroeder y Borge Aagaard Nielsen, decidieron la construcción de una empresa de diseño y fabricación de equipos destinados a la industria de las radiocomunicaciones. Esta compañía recibió el nombre de RADIOMETER. Durante los siguientes 40 años lanzaron al mercado numerosos equipos, no sólo para aplicaciones de radio, sino, además, para la industria química y hospitales. Hoy en día, RE Instruments fabrica una gama de instrumentos para medida y pruebas específicas de RF, audio, y comprobación de componentes. Estos instrumentos pueden ser empleados tanto en laboratorios como en entornos de producción.

La amplia gama de equipos fabricados por RE Instruments comprende:

— Generadores programables estéreo de AM/FM/FMX.

— Generadores programables en la gama de frecuencias de 100 KHz hasta 130 MHz, específicos para radiodifusión.

— Analizadores de audio de doble canal para pruebas automáticas en laboratorios y cadenas de producción.

— Atenuadores programables de radiofrecuencia.

— Generadores y codificadores RDS.

— Equipos para prueba de componentes.

Seminario de transistores

Semikron tiene previsto realizar a finales de septiembre un seminario, de medio día de duración, que tratará sobre el control de transistores de potencia bipolares y MOSFET, y su aplicación industrial. Dicho seminario constará de una exposición de dichos temas y una discusión final donde se aclaren las consultas que puedan surgir.

Las personas interesadas en participar deberán contactar directamente con SEMIKON, S. A., tel. (93) 410 04 21 para que les sean enviadas las invitaciones.

EXPODIODE 88

La tercera edición de EXPODIODE se celebrará los próximos días 21 y 22 de septiembre en el Hotel Eurobuilding, calle Padre Damián, 23, Madrid, en el Salón Barbacoa.

Como en las dos anteriores ocasiones, Diode tendrá en exposición las últimas novedades de sus líneas de productos de informática y electrónica durante dos jornadas de puertas abiertas a fabricantes y distribuidores de ordenadores.

Simultáneamente, tendrán lugar conferencias sobre los temas punteros. Este año, se ha puesto un énfasis especial sobre las soluciones de comunicaciones:

— Red local multisistema PC/XT/AT o PS/2 con Apple Sun Microsystems.

— X.25 en funcionamiento, etc.

También estarán presentes las novedades de NEC en impresoras: P6, P7 Plus y Láser.

Madrid: c/. Orense, 34. Tel. 455 36 86.

Barcelona: Avda. Gran Vía de les Corts Catalanes, 184, 7, 5. Tel. 331 32 00.

Bilbao: Alameda Mazarredo, 14. Tel. 424 86 55.

Sevilla: Avda. L. de Morales, s/n. Edif. Forum, 317. Tel. 57 25 66.

Tarjeta de visión para robot diseñada en la UPV

Dentro de un proyecto más amplio de la Universidad del País Vasco, el grupo de Tecnología Electrónica de la Escuela Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación de Bilbao ha terminado recientemente el diseño de una tarjeta de captura y digitalización de imágenes incorporable a ordenadores personales XT y AT.

El equipo diseñado admite señales de cámaras matriciales CCD o Vidicon, y puede multiplexar hasta 8 cámaras. La captura de imagen se realiza en un solo campo, tardando 20 ms, y dando una resolución de 256 × 256 pixel y 256 niveles de grises (8 bits/pixel). También se ha desarrollado otra tarjeta de captura en dos campos con 512 × 512 pixel. La memoria de vídeo utilizada forma parte de la memoria interna del PC, facilitando el acceso de la misma en programación.

En el diseño se han valorado la sencillez y adecuación de la tarjeta a la visión artificial para la industria, consiguiendo mediante circuitos integrados de alto nivel de integración un reducido espacio y bajo coste.

Dentro del mismo proyecto en el cual se encuadra este trabajo, se están realizando nuevas tarjetas que incorporan, además de las características ya citadas, un Procesador Digital de Señal, y Dispositivos Lógicos Programables, para realizar el tratamiento de imágenes en la misma tarjeta.

Nuevas representadas de BFI IBEXSA Electrónica

La firma BFI IBEXSA Electrónica, S. A., ha firmado recientemene contrato de dis-

tribución y representación de la firma japonesa DAI-ICHI SEIKO CO LTD., fabricante de zócalos para circuitos para pruebay «burn-in».

Asimismo, ha firmado contrato de distribución con las firmas americanas AUSTIN AMERICAN TECHNOLOGY, uno de los fabricantes más experimentados del mundo en máquinas de reparación de componentes electrónicos de montaje superficial (CMS), y ORTEL, fabricante de transmisores y receptores porfibra óptica (3-6 GHz) para microondas, y módulos láser y fotodiodos (3-6 GHz) para microondas.

Sistema automático de orientación de antena parabólica

La empresa CR Comunicaciones y Tecnología anuncia el equipo de TV vía satélite Hamcostar 3200. Este sistema permite alinear una antena parabólica hacia cualquiera de los 22 satélites cuya posición orbital lleva memorizada internamente, más otros 10 que se pueden programar a voluntad, con un error de tan sólo 0,2 ° en cada dirección. Para que el sistema funcione adecuadamente, es suficiente con suministrarle la posición, coordenadas geográficas, de la instalación.

La unidad de control viene equipada de fábrica con la posición de 22 satélites europeos (incluido el DBS/ASTRA). El usuario puede programar otras 10 posiciones. Con sólo apretar un botón, una ventanilla muestra el código, nombre, y posición del satélite seleccionado. El equipo calcula los datos correctos para la orientación teniendo en cuenta el emplazamiento del equipo. El motor de la antena lleva el espejo parabólico a la posición correspondiente automáticamente. Cada motor para el ajuste de elevación y azimut está instalado en una caja metálica de aluminio fundido a prueba de intemperie. Su sólida construcción le permite un funcionamiento fiable a largo plazo.

El Hamcostar 3200 puede incorporarse a antenas parabólicas ya instaladas de hasta 2,5 m de diámetro. También puede emplearse para rastrear satélites no geoestacionarios (amateur, meteorológicos, científicos, etc.), para antenas de cualquier tipo, incluso en emisión o recepción.

Interface para componentes RDSI

Las empresas Alcatel, Italtel, Plessey y Siemens han acordado utilizar un interface estándar («GCI», Interface General de Circuito) para acoplar componentes RDSI. También las empresas SGS-Thomson Microelectrornics y Plessey Semiconductors emplean este mismo interface, conla misma denominación. Este interface viene a ampliar el «interface modular orientado RSDI» (IOM), utilizado actualmente, ofreciendo además compatibilidad con las nuevas versiones. La División de Componentes de Siemens utiliza el interface ampliado con el nombre «IOM Revisión 2».

Con el GCI/IOM-2, el intercambio de informaciones entre componentes RDSI se realiza en estructuras de 4 octetos. Los canales para mantenimiento. Todos los canales son de operación dúplex total.

Con el procedimiento de multiplexado por división de tiempo pueden establecerse hasta 8 conexiones de datos a través de un interface GCI/IOM-2. La trama de multiplexado de bits consta de Bxoctetos. La velocidad, en etapas desde 8 Kbits/s hasta 3.008 Kbits/s.

Los componentes RDSI con GCI/IOM-2 se emplean tanto en terminales de usuario como en sistemas de conmutación. Con un interface estándar se logra compatibilidad de componentes de distintos fabricantes.

Ataio Instrumentos representa a Oscilloquartz

ATAIO Instrumentos S.A., anuncia la firma del contrato de representación en exclusiva para España con la empresa suiza Oscilloquartz. Esta es una compañía que investiga, desarrolla, fabrica y comercializa componentes, instrumentos y sistemas para control de tiempo y frecuencia en telecomunicaciones, navegación y metrología. Oscilloquartz es una compañía líder en el campo del tiempo y la frecuencia gracias a su creatividad, potencial de investigación y un personal altamente cualificado. La firma domina la tecnología requerida en todos los niveles del producto: resonadores, osciladores, patrones de tiempo y frecuencia, así dispone de los mejores resonadores para cada aplicación, cristales de cuarzo para estabilizar a corto plazo, y tubos de cesio para estabilidad a largo plazo. Por último, otro factor clave en el éxito de Oscilloquartz es su profundo conocimiento de todas las técnicas de medida correspondientes.

ATAIO Instrumentos, S.A., incluirá estos productos y sistemas en su división de instrumentación y telecomunicación.

PC PLUS adquirida por F&G EDITORES

PC PLUS, la conocida revista de ordenadores personales editada hasta este momento por Editorial Oasis, ha sido adquirida por F&G EDITORES. Fuentes de la Dirección de Publicaciones de esta última editorial, nos han manifestado que se trata de un paso más en la política de editar publicaciones de reconocido prestigio y calidad.

Alejandro Diges, director de PC PLUS ha sido confirmado en su cargo y nos ha manifestado que el cambio de empresa editora significa que a partir de ahora contará con más recursos para llevar a buen término su proyecto de realizar, con calidad, una revista de Informática totalmente elaborada en España. El objetivo es consolidar PC PLUS como revista puntera en las preferencias del usuario PC en nuestro país, manteniendo y desarrollando su línea editorial ya conocida.

PC PLUS aparecerá con el sello de F&G EDITORES desde el número de septiembre que incorporará, entre otros temas, una nueva sección destinada a los sistemas basados en el procesador 80386. Por lo que hemos podido observar, en este número, próximo a aparecer, se aprecia ya una notable evolución en el diseño y contenido gráfico de la revista.

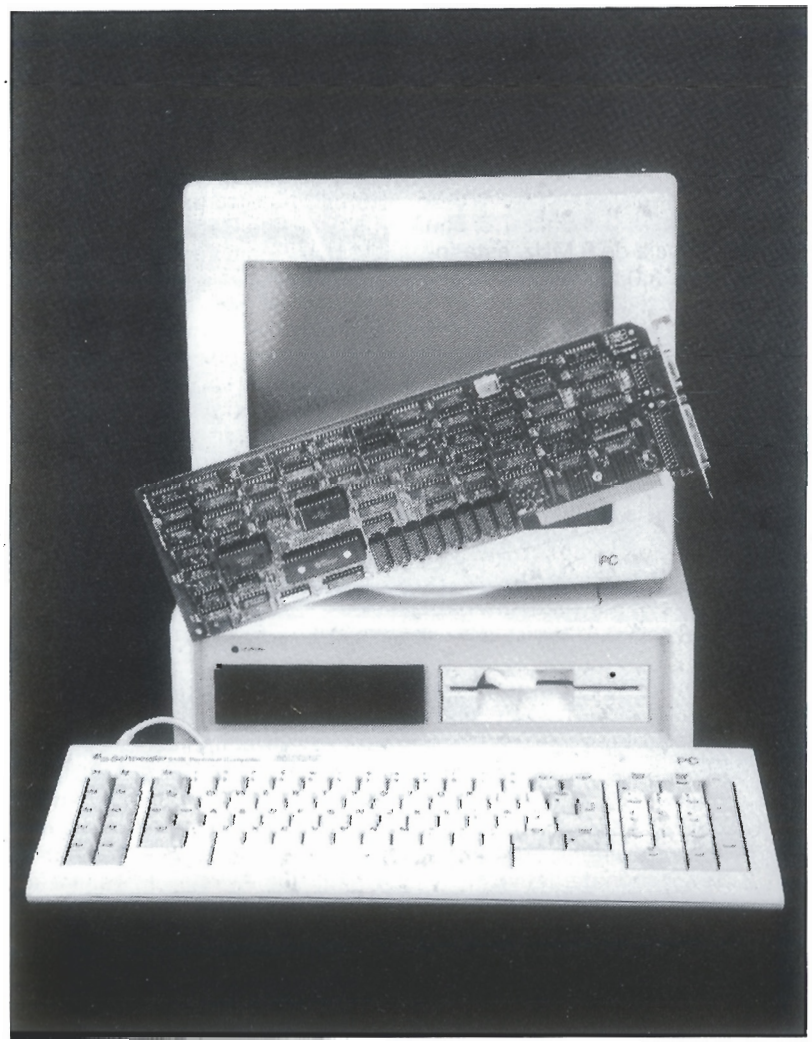
Como es sabido F&G EDITORES, que forma parte de un importante grupo editorial español, publica asimismo las revistas: ELECTRONICA ACTUAL para profesionales de la Electrónica y con un reconocido prestigio en el sector, y PC MAGAZINE, a la cabeza mundial entre las revistas de su género. Con la adquisición de PC PLUS, F&G EDITORES se destaca claramente como líder en la oferta de prensa técnica profesional.

La dirección de PC PLUS es a partir de estos momentos:

Plaza República de Ecuador, 2. 28016 MADRID. Tel. (91) 457 94 24. Fax. (91) 458 18 76. Tx. 49371.

La entrada de Amstrad en el mercado de los ordenadores personales de alta gama, con su modelo PC1512, supuso un hito importante en la evolución de la relación calidad/precio de este tipo de equipos. La versión base, dotada de un potente y sencillo sistema operativo GEM («Graphics Environment Manager», gestor gráfico de entorno), así como de «ratón», suministran una solución fácil de manejar para la mayor parte de las aplicaciones.

APLICACIONES PARA EL AMSTRAD PC1512



Sin embargo, nada es perfecto; basta con haber trabajado unas cuantas horas delante de su pantalla para que la mayor parte de los usuarios deseen, sin necesidad de hada madrina, tres deseos: unos caracteres más definidos, algo más de velocidad, y, por qué no, un disco duro. Sobre estos tres temas vamos a centrar nuestro artículo.

Hace ya unos dos años que el Amstrad PC 1512 hizo su triunfal aparición en nuestro mercado nacional. El corazón de esta máquina es un microprocesador tipo Intel 8086-2, lo que significa que es un verdadero 16 bits; dado que el 8088 trabaja internamente con 16 bits, pero externamente con un bus 8 bits, esta Unidad Central de Proceso, UCP, ya presenta algunas ventajas respecto a la que incorpora el PC de IBM, y muchos compatibles. Además de esta mejora, los diseñadores el equipo colocaron el reloj de la UCP a 8 MHz, en lugar de los 4,77 MHz de su antecesor. Ya hace tiempo que muchos de los fabricantes de compatibles colocaron un interruptor que permite trabajar en 4,77 (velocidad estándar), 8 MHz, los denominados «Turbo», o incluso 10 y hasta 12 MHz (la nueva generación «Superturbo»). Uno de los tests, no el más completo desde luego, pero sí el más extendi-

do, para verificar la velocidad relativa de los PC con respecto al IBM original es el SYSINFO, SI, de Peter Norton. Con este programa, los ordenadores con UCP 8088 y reloj de 8 MHz dan una velocidad relativa, respecto al PC de IBM, de 1,7, mientras que el PC 1512 llega a 1,8 o 1,9. Aunque todo el mundo lo utiliza como media de velocidad, este programa no es el medio más exacto para efectuar esta comparación, ya que sólo mide la velocidad de ejecución de instrucciones en memoria, sin tener en cuenta, por ejemplo, la velocidad de acceso de los discos, que es independiente de la velocidad del reloj de la UCP, o la velocidad de acceso (escritura) en pantalla; ambas características, entre otras, determinan la velocidad global de ejecución de los programas.

Amstrad tomó la decisión de integrar en la placa principal del PC 1512 algunas de las funciones que, normalmente, están situadas en placas de expansiones. Si bien esto permite un ahorro importante (conectores, espacio, e integrados que duplican funciones en cada placa de expansión), por otro lado limita las posibilidades de expansión. Entre las ventajas, cabe resaltar que la memoria (incluida la de pantalla) se accede a través de un bus de datos 16 bits, mientras que, por motivos de compatibilidad, se ha mantenido el bus de datos de 8 bits en los conectores de expansión. La memoria interna de la placa, 512 Kbytes en la versión base, que pueden ser ampliados a 640 Kbytes en la propia placa, se accede de manera más rápida por la UCP, al aprovechar al máximo la transferencia de datos y ejecución de programas cargados o residentes en memoria.

Más rápido

Como ya hemos comentado, en el caso del PC 1512 ya existe un aumento «original» de la velocidad del reloj de la UCP. Modificar el oscilador para que trabaje más rápido no es solución, ya que habría que modificar también las memorias y periféricos (con un tiempo de acceso más bajo) para que el conjunto del sistema pueda funcionar adecuadamente. En vista de que no se puede cambiar fácilmente el reloj del sistema, la solución para aumentar la velocidad es... cambiar la UCP. Esta solución se puede aplicar a cualquier otro ordenador compatible IBM, dotado de UCP 8088 ó 8086.

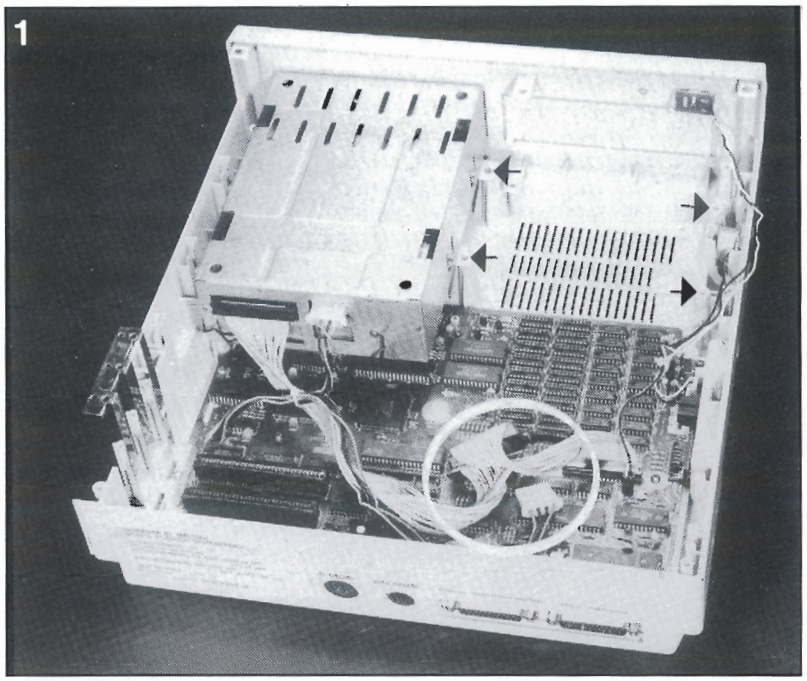


Figura 1. Vista del interior del PC 1512. El círculo rodea los conectores previstos para el segundo lector de discos flexibles, las flechas indican los puntos de fijación para el lector, ya sea de disco duro o flexible.

La firma japonesa NEC fabrica una versión «mejorada» de microprocesadores que son compatibles al 100 % con los 8088 y 8086 de Intel, tanto desde el punto de vista hardware (patillaje) como software (instrucciones); se trata respectivamente del V20 (μPD70108 C-8) y V30 (μPD 70166), que además son notablemente más rápidos que sus homólogos de Intel. Equipado con un V20, y a una velocidad de reloj de 4,77 MHz, un PC normal puede dar un índice SI de 1,8; con una frecuencia de 8 MHz, este índice llega a 3,0. Un PC 1512 dotado de UCP V30 alcanza un índice SI de 4,0 o 4,1. Teóricamente 4 veces más rápido que un PC estándar. Esta diferencia de velocidad es particularmente notable durante el listado en pantalla de un programa: las líneas desfilan a un ritmo vertiginoso. Este aumento de la velocidad también se hará notar en los programas con cálculos repetitivos, gráficos u hojas de cálculo, pero puede parecer insignificante en los programas que hacen un uso intensivo de entradas/salidas como discos o impresora, como, por ejemplo, una base de datos o la impresión de ficheros. Dado que el precio de estos integrados no es elevado, y que la mejora de prestaciones es notable, la sustitución se justifica plenamente.

Veamos someramente cómo obtiene el V20 y el V30 una mejora de su velocidad de funcionamiento sin modificar el reloj, auténtico corazón que marca el «pulso» del equipo. En el diseño interno de ambos integrados, NEC ha añadido algunas mejoras que favorecen la velocidad de proceso:

— Generador efectivo de direcciones. En el 8088 y/o 8086, y debido al manejo segmentado de la memoria, el cálculo de una nueva dirección puede llevar de 5 a 12 ciclos de reloj. El generador efectivo de direcciones efectúa estos cálculos en tan sólo 2 ciclos de reloj, independientemente del modo de direccionamiento empleado.

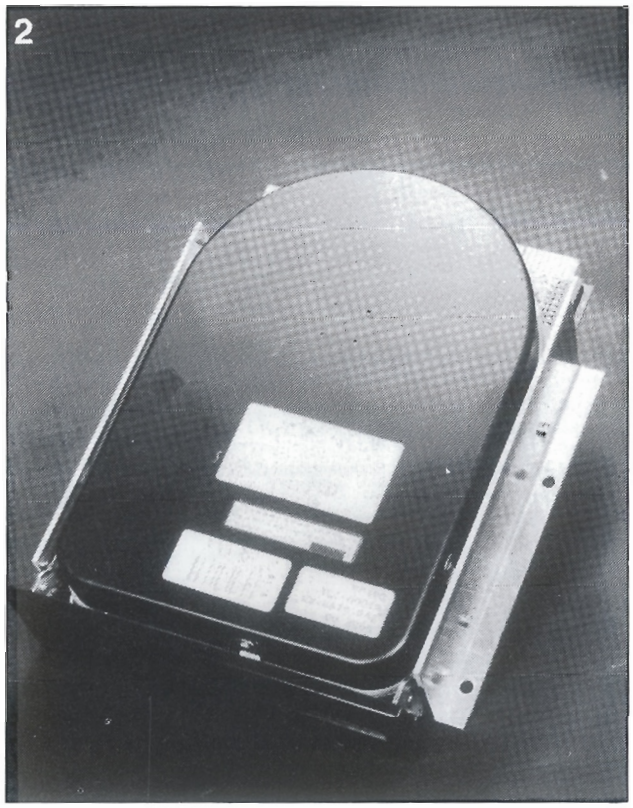


Figura 2. Sólo es necesario dotar al lector de discos de un par de perfiles en L para asegurar a su montaje una rigidez mecánica conveniente para su colocación en el PC 1512.

— Contador de programa y puntero de captura independientes. El contador de programa va «marcando» la dirección de la próxima instrucción que el microprocesador debe cargar; los integrados de NEC disponen de «cola de espera» de 4 bits. Mientras la UCP realiza operaciones internas, el «puntero de captura» va dirigiendo, como si de un segundo contador de programa se tratara, los siguientes bytes de memoria a la cola de espera. Si el programa sigue un funcionamiento lineal, los siguientes códigos (instrucciones, operandos o datos) están ya dentro del microprocesador, lo que ahorra el tiempo de direccionar la memoria para traerlos a la UCP. Cada vez que hay una instrucción de salto («Branch, Call, Return o Break») la cola de espera se vacía y comienza a cargarse, secuencialmente, a partir de una nueva dirección. Un bloque de «decisión» determina cuándo hay que tomar los códigos de la cola de espera, o vaciarla, o desde la memoria del sistema.

— Doble bus interno. Para reducir el número de pasos necesarios para la ejecución de una instrucción, se ha dotado a la UCP de un doble bus de datos, bus principal y bus auxiliar, de 16 bits cada uno. Este método de funcionamiento permite un aumento de cerca de un 30 % para operaciones lógicas así como de suma, resta y comparación entre registros, sobre el bus interno de datos únicos.

— Registros temporales de 16/32 bits. Para operaciones de multiplicación, división, desplazamiento y rotación, los registros AX y BX pueden trabajar como un registro único de 32 bits. En el caso de operaciones de multiplicación y división, esto supone un aumento de funcionamiento de unas 4 veces.

— Contador de bucles de 16 bits. Un registro interno específico se encarga de controlar en número de repeticiones de una instrucción de transferencia de bloques controlada por un prefijo de repetición (REPZ, LOOP) o el número de desplazamientos o rotaciones de bits. Como ejemplo del incremento de velocidad conseguido, podemos mencionar que una rotación de 5 bits se realiza en 12 ciclos de reloj frente a unos 28 del 8086/8088, lo que supone, como promedio, doblar la velocidad de ejecución.

Además de estas funciones internas, que resultan transparentes para el usuario, el V20 (V30) dispone(n), de una serie de instrucciones propias, algunas de ellas francamente potentes, que permitirían optimizar aún más la velocidad del proceso. Sin embargo, no resulta recomendable el empleo de las mismas, ya que se perdería uno de los factores más importantes del PC 1512, y otros ordenadores en los que se realice la modificación: la compatibilidad del software escrito para el IBM PC/XT, ya que los programas escritos de esta manera sólo podrán ser ejecutados en otra máquina dotada de UCP V30.

La forma de realizar el cambio de la UCP 8086-2 por un V30 depende del modelo de PC 1512 considerado. Aunque en apariencia externa todos son iguales, se puede encontrar que la placa base es diferente de unos a otros. En el caso de nuestro «paciente»,

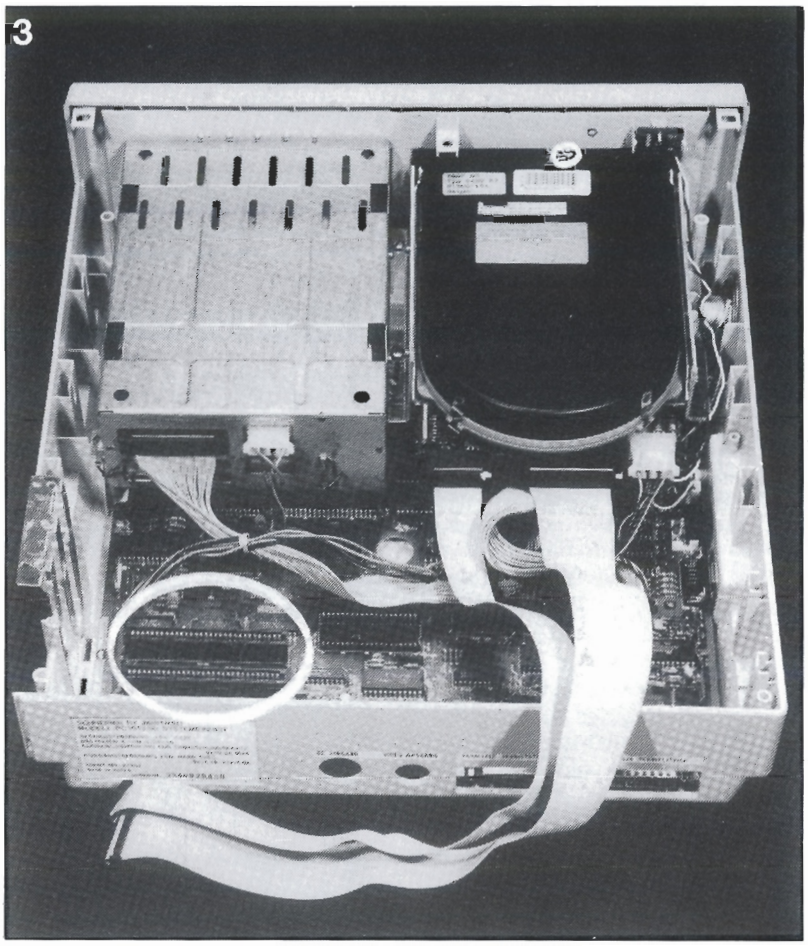


Figura 3. El disco duro acaba de ser acomodado en su sitio. La tarjeta controladora puede ser colocada en cualquiera de los conectores de expansión disponibles.

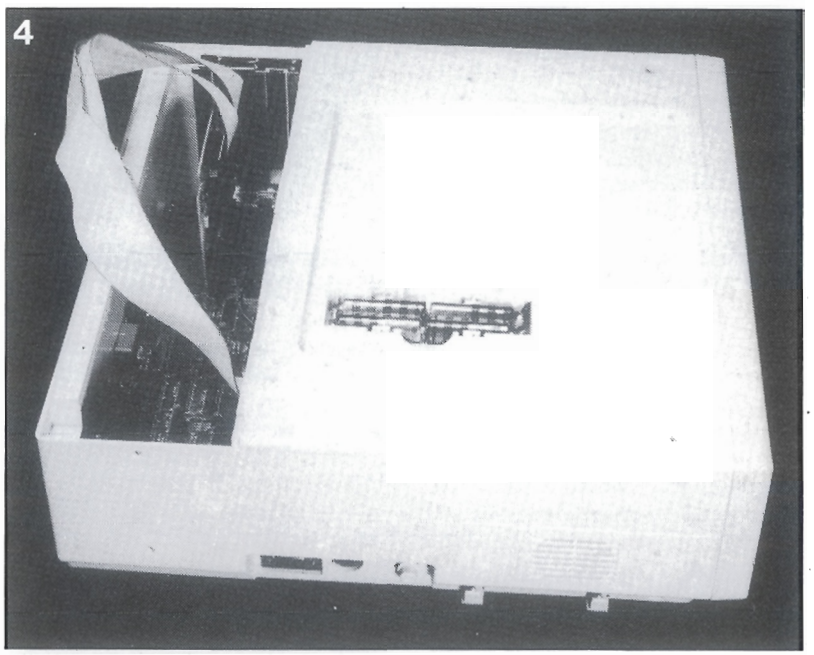


Figura 4. Una vez fijada la tarjeta de control se puede cerrar la tapa del compartimento de expansiones, vigilando que los cables no sean pillados con la tapa.

al levantar la tapa prevista para colocar las expansiones quedaba al descubierto el 8086-2, sin necesidad de retirar la tapa superior del PC 1512. Según los manuales técnicos de Amstrad la UCP está blindada, que es lo que suele ocurrir en la mayoría de los modelos. En estos casos, la chapa de blindaje está sujeta por una decena de tornillos; para retirarla hay que desmontar el PC 1512. No hay ninguna razón para dudar en hacerlo, ya que si desea instalar una segunda unidad de discos deberá hacerlo de todas formas. Si su intención es ésta, espere a disponer de la segunda unidad para rentabilizar el desmontaje del equipo. Una vez al descubierto la UCP, se extraerá el 8086-2 de su zócalo con todas las precauciones habituales, y se colocará en su sitio la V30. Asegúrese de que todas las patillas han entrado correctamente en el zócalo antes de cerrar el ordenador y de ponerlo en marcha para ver si funciona. Si desea ampliar la memoria hasta 640 Kbytes, o implantar la segunda unidad de discos, este es el momento adecuado, antes de cerrar la tapa. La cosa resulta tan sencilla como comprar bien sea el kit de expansión de memoria para Amstrad, o bien 18 memorias de RAM dinámica de 64 K × 1 (4164) con 150 ns de tiempo de acceso. La placa base dispone ya de los zócalos, con lo que sólo habrá que guardar la consabida precaución de insertar las memorias en la dirección adecuada, y con todas las patillas haciendo conexión con el zócalo. El test inicial del BIOS le indicará si han sido correctamente colocadas. Si se borra la pantalla, o no se ha iluminado, antes de haber tenido tiempo de leer el resultado del test de memoria, puede ejecutar el comando CHKDSK A:, que le indicará, además de la ocupación de ficheros en el disco A:, la cantidad de memoria que presenta su ordenador. Si esta memoria es menor de 640 Kbytes ( ), revise la correcta colocación de todos los chips.

Segundo lector de discos

La tienda donde se adquirió el ordenador resulta el mejor sitio para instalar la segunda unidad de disco. Esto tiene la ventaja de dotar al ordenador con ambos discos de idéntico aspecto exterior, blindaje incluido. Esta operación tiene como inconveniente el precio de la misma, ya que la colocación de la segunda unidad es una operación sencilla que está al alcance de (casi) todos los aficionados a la informática. La figura 1 muestra que el ordenador ya lleva incorporado los conectores, en la foto enmarcados con un círculo, y los puntos de fijación, marcados con flechas. La fijación del lector de discos en la caja se realiza mediante dos chapas en L que se atornillan a esta última. La foto 2 muestra la solución adoptada para la colocación de un disco duro; la fijación de un disco flexible se realiza exactamente de la

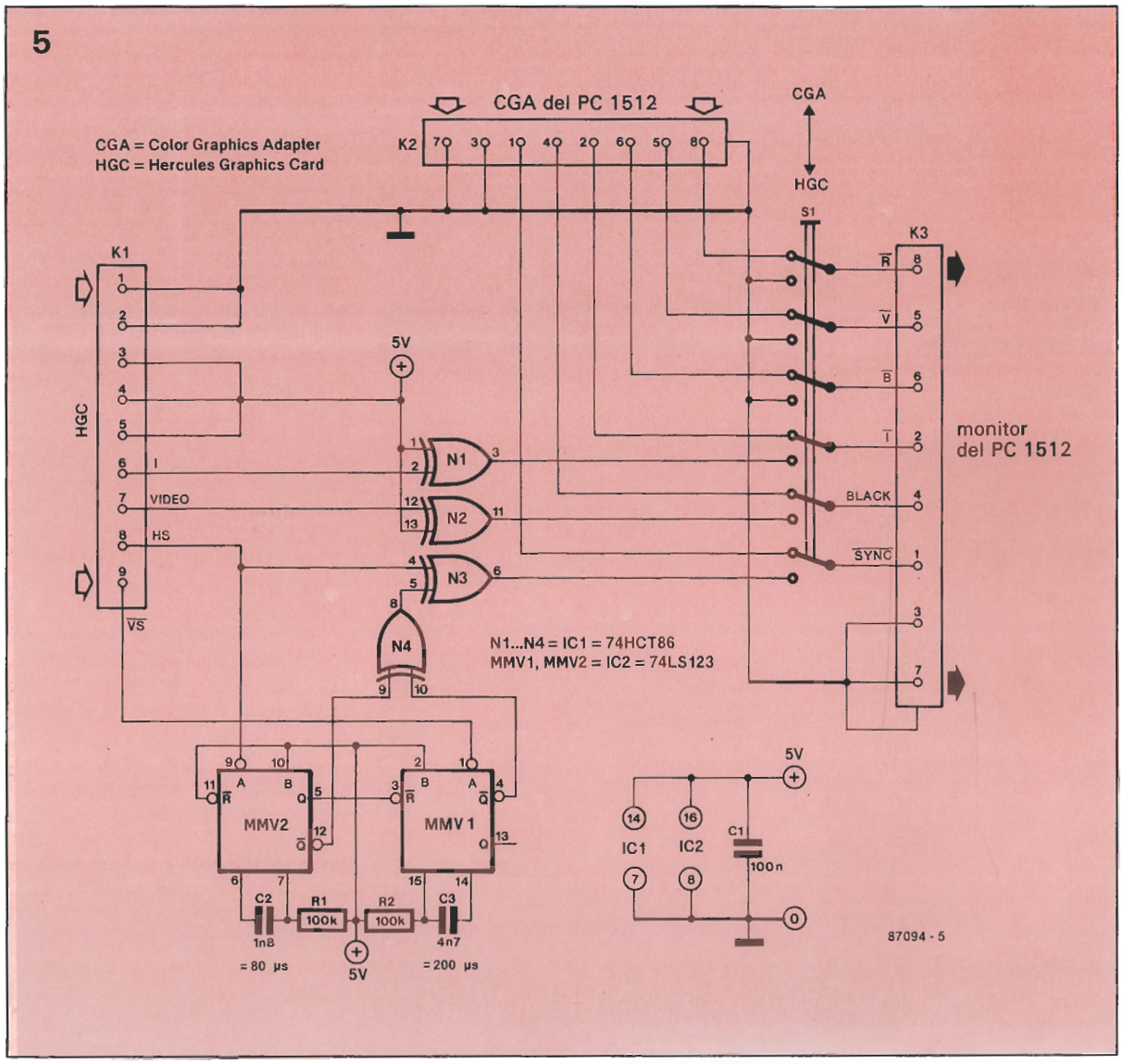


Figura 5. Un poco de electrónica permite adaptar las señales suministradas por la tarjeta Hércules a las exigencias del monitor (modificado) del Amstrad.

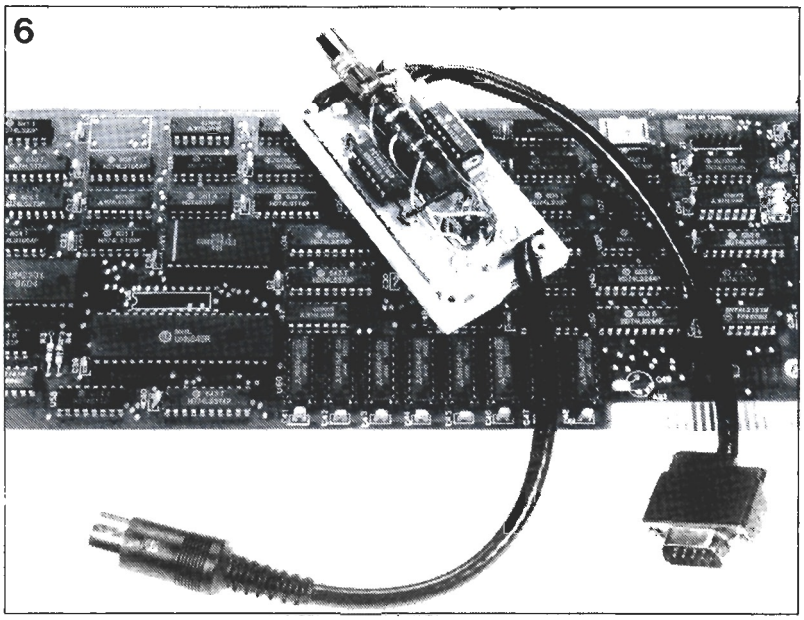


Figura 6. Ejemplo de la realización práctica del circuito de la figura 5. La caja de plástico sobre la que se monta la electrónica añadida se fijará sobre la trasera de la caja del ordenador.

misma manera. Una vez dotado de los perfiles en L, el lector de discos se coloca sobre los puntos marcados en la figura 1. Para abrir la tapa de protección frontal, en el caso de lector de discos flexibles, es suficiente con romper unos pequeños soportes de plástico que mantienen la pieza frontal sujeta.

Disco duro

La utilización de un disco duro aporta una ganancia de rapidez y de comodidad muy apreciable. Actualmente se pueden encontrar en el mercado discos duros con controlador por unas 60.000 pesetas. En este influye tanto la capacidad, 10 MB (que tienden a de-

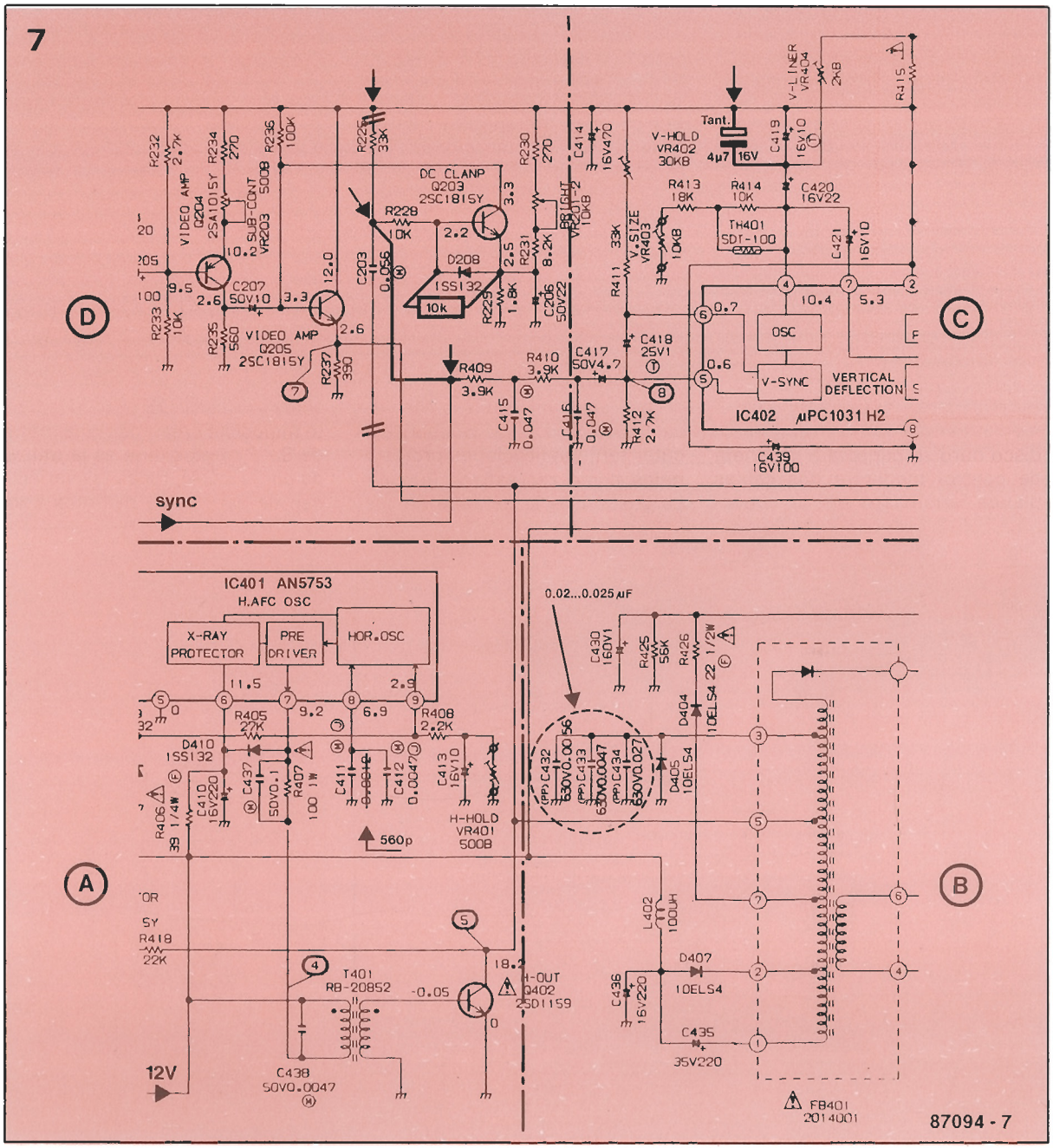


Figura 7. Las modificaciones a realizar sobre la placa del monitor, del cual se muestra el trozo de esquema involucrado. Para mayor detalle, leer el texto correspondiente.

saparecer), 20 MB, 40 MB, como la velocidad de acceso del mismo, 20 ms (o incluso más rápidos) o 40 ms, o las prestaciones de la tarjeta controladora. El proceso de «formateo» de un disco duro «virgen» es radicalmente diferente del disco flexible, y necesita un programa específico, HDFORMAT, para realizarlo. Con la información de la placa controladora normalmente viene detallado el proceso a seguir para el formateo inicial. Léanse detenidamente las instrucciones y solicite los programas adecuados, o pida que le entreguen el disco duro ya preparado en formato MS-DOS. Si el disco duro es de más de 30 MB, por ejemplo 40 MB, además, y previo al formateo (y posterior al preformateo), hay que hacer la «partición» del disco duro, ya que el DOS no maneja unidades «lógicas» mayores de 30 M. Al margen de etos aspectos de programación inicial, la colocación de un disco duro no difiere prácticamente de la de un disco flexible.

Evidentemente, y dado que no hay que acceder físicamente al disco duro, no resulta necesario eliminar la protección frontal de plástico, aunque, ya se sabe, hay gustos para todo. La placa de control del lector o lectores de disco se enchufa en uno de los conectores de expansión disponibles (ver el círculo de la figura 3). La mejor solución consiste en utilizar el conector situado inmediatamente detrás de los lectores. El disco duro se conecta a la tarjeta de control mediante dos cables planos terminados en los conectores adecuados. La alimentación del disco duro se hace con uno de los conectores de cuatro patillas disponibles. La figura 4 muestra cómo quedan las cosas justo antes de cerrar la tapa del compartimento de las exposiciones. Tras la colocación del controlador de disco duro todavía quedan dos conectores libres.

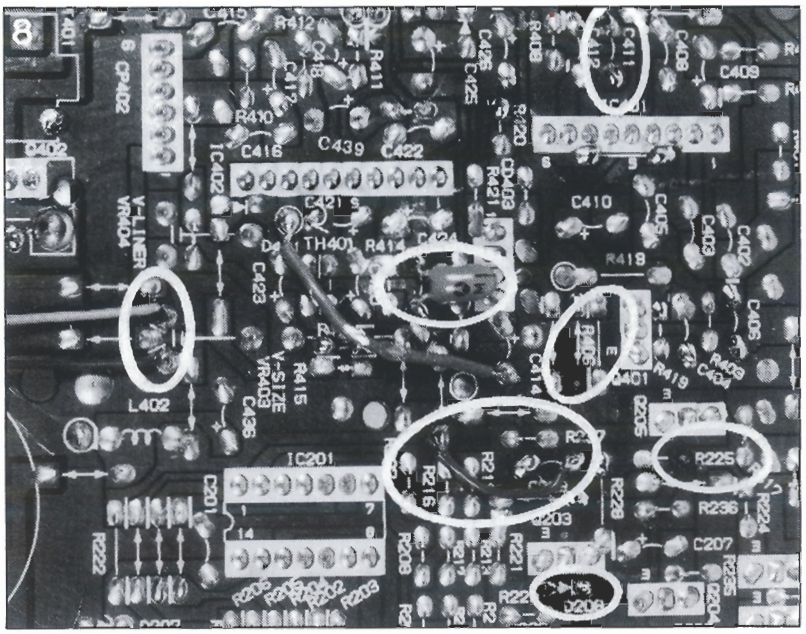


Figura 8. Los círculos indican las zonas donde hay que efectuar las modificaciones sobre la placa del monitor.

La calidad de la imagen

Amstrad ha logrado colocar en el mercado un ordenador universal sobre el cual se pueden ejecutar tanto aplicaciones profesionales como recreativas (juegos). La gestión de la pantalla se realiza mediante el CGA («Color Graphics Adapter», adaptador de gráficos en color); en el caso del PC 1512, no es una tarjeta de expansión, sino un circuito integrado fabricado a medida («custom»), e integrado en la placa, el que se encarga de esta tarea. La tarjeta CGA, si bien presenta la ventaja, para aquellos que hayan optado por el monitor color, de proporcionar color a los gráficos (como su propio nombre indica) posee un gran inconveniente, según la opción generalizada: la calidad de los caracteres de texto no está a la altura de lo que sería de desear, ya que resulta prácticamente imposible crear, con una matriz de 8 × 8 puntos (que es la utilizada por la CGA), todas las variedades de caracteres distintos unos de otros. Esta matriz presenta

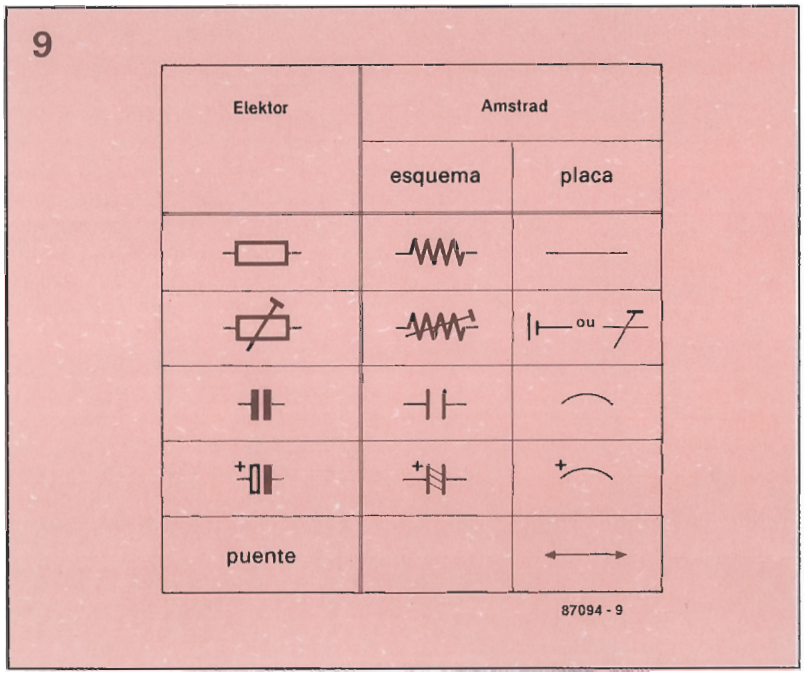


Figura 9. Esta tabla traduce los símbolos empleados por Amstrad en símbolos fácilmente comprensible por los lectores de Elektor.

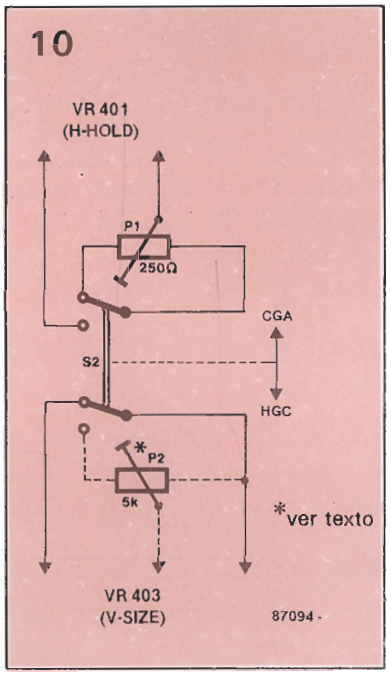


Figura 10. Un simple inversor bipolar permite al monitor (modificado) tratar tanto las señales de la tarjeta EGA como las de la Hércules.

también el inconveniente de generar las líneas de caracteres muy próximas unas de otras, de forma que las letras descendentes (como la g, j, etc.) sólo tiene una línea para el trazo descendente, con que se agolpan sobre los caracteres de la línea inferior. Hay que señalar también que la conexión entre el ordenador y el monitor no respeta el estándar habitual de los (IBM) PC. Esto no es un gran problema para los (conformistas) usuarios del PC 1512, debido a que el monitor es parte indispensable del PC 1512, ya que incorpora en su interior la fuente de alimentación del equipo (y del propio monitor). Así las cosas, cuando se intenta mejorar la calidad de la imagen se encuentra uno con bastantes problemas. No hay que desesperarse ni tirar la toalla, todo tiene solución (menos la muerte); la solución en el próximo apartado.

Mejorar la imagen

Si la aplicación principal de su ordenador PC1512 es el tratamiento de textos (hojas electrónicas de gestión, bases de datos, tratamiento de texto, etc.) es preferible emplear una tarjeta Hércules para generar la imagen visualizada en la pantalla. Con esta tarjeta, cada carácter tiene reservado un lugar de 9 × 14 puntos, matriz en la cual la letra propiamente dicha ocupa una matriz de 7 × 9 puntos. Esta distribución permite garantizar una mejor legibilidad de los caracteres, así como un espacio suficiente entre líneas. Esta mejora de calidad se debe a que la tarjeta Hércules cumple las normas de vídeo definidas por IBM para su tarjeta de visualización de caracteres, que es diferente de las adoptadas para la visualización de gráficos. Estas normas suponen que la frecuencia de líneas es de 18.432 KHz, y una frecuencia de cuadro de 50 Hz. En estas condiciones, la imagen no se compone de 262, sino de 368 líneas, lo que suponen un aumento muy notable de la resolución vertical. En realidad sólo se utilizan 350 líneas, 25 líneas × 14 puntos, de las 368 disponibles, pero de todas maneras continúan siendo bastantes más que las 200 líneas empleadas por la CGA. La tarjeta Hércules también aporta una mejora de la resolución horizontal, empleando 720 puntos, 80 caracteres × 9 puntos, en lugar de los 640 de la CGA. Además de una más que sensible mejora en la calidad de la imagen en modo texto, la utilización de la tarjeta Hércules aporta también una mejor resolución en modo gráfico (720 × 348 pixel). Teniendo en cuenta que la mayor parte del software actual soporta la tarjeta Hércules, estará de acuerdo en que se trata de una modificación (casi) indispensable (excepto que se necesite la visualización en color a cualquier precio).

La implantación de una tarjeta Hércules en el PC 1512 es, casi, un juego de niños. Se abre el compartimento destinado a las tarjetas de expansión, se coloca la placa en uno de los conectores libres, y se cierra la tapa. Y luego..., y ahora es cuando la cosa se complica un poco. En efecto, el monitor del PC 1512 es incapaz de digerir las señales de vídeo suministradas por la tarjeta Hércules. Sustituir el monitor original por uno estándar resulta imposible, ya que, como ya hemos comentado anteriormente, la alimentación del ordenador se encuentra en el monitor. Adquirir un segundo monitor, manteniendo el original, no parece la mejor solución, tanto desde un punto de vista económico como de espacio. Así que no queda más que modificar el monitor original. Afortunadamente la cosa no es tan difícil como pueda parecer a primera vista; una vez realizadas las modificaciones, bastará con un simple inversor para pasar del modo CGA al modo Hércules.

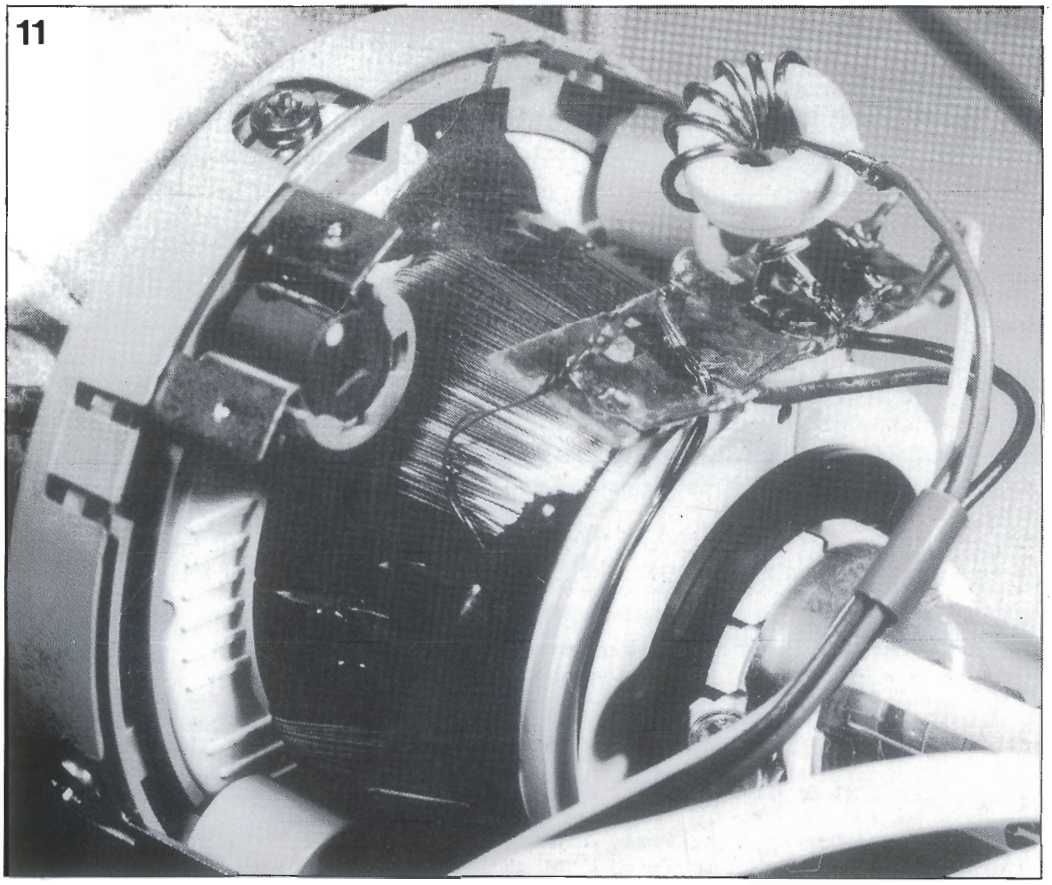


Figura 11. Colocación del choque sobre la bobina deflectora horizontal del monitor del PC 1512.

Adaptación de las señales de la tarjeta Hércules

Como ya hemos indicado anteriormente, las señales suministradas por el ordenador al monitor son algo diferentes de las normas estándar. Sin duda, Amstrad tiene buenas razones para haber tomado esta decisión, pero esto complica la conexión de una tarjeta Hércules sobre el PC 1512. Por una parte hace falta invertir la señal de vídeo y la de intensidad, y por otra parte hay que combinar las señales de sincronización para crear una señal /CSYNC. La figura 5 muestra cómo adaptar e invertir estas señales. Este circuito está alimentado desde la tarjeta Hércules, cuyo conector D ya dispone de conexión de masa. La tensión de +5 voltios se aplica a las patillas 3, 4 y 5, que, normalmente, llevan las señales de RGB («Red Green Blue», Rojo Verde Azul). Como se

trata de una tarjeta monocroma, no hay necesidad, ni de hecho existen, de emplear las señales de color. Después de haber cortado las pistas que llegan a las patillas 3, 4 y 5 del conector en las proximidades de éste, se unen entre sí y se conectan a cualquier punto de la placa donde esté disponible la tensión de alimentación de +5 V. El paso de modo CGA a modo Hércules se realiza mediante un séxtuple inversor, S1. Con este conmutador colocado en la posición ilustrada en el esquema, el monitor está conectado a la tarjeta CGA; cuando se acciona S1 para pasar a modo HGC (Hércules Graphics Card), las líneas /R, /G y /B se llevan a masa. La salida vídeo de la tarjeta Hércules se une a la entrada BLACK del monitor mediante la puerta EXOR N2, montada como inversor. De manera similar, la señal de intensidad, /I, se transmite al monitor a través de la puerta N1.

En lo que respecta a las señales de sincronización, la transformación es algo más compleja. El pulso de sincronización vertical, /VS, suministrado por la tarjeta Hércules es, ligeramente, demasiado ancho para el monitor del PC 1512; en estas condiciones, no ha tenido tiempo de efectuarse la sincronización de línea durante el barrido de la primera línea de texto. Esto explica que, mediante el multivibrador monoestable MMV1, hayamos realizado un recorte de esta señal a unos 200 μs. El monoestable MMV2 bloquea la puerta N3 por la que circula la señal /SYNC hasta que la tarjeta Hércules esté en la frecuencia de línea adecuada, tras su programación. Así, la pantalla permanece oscura, negra, hasta que esta sincronización sea perfecta.

La foto de la figura 6 da un ejemplo de la realización práctica del circuito de la figura 5. El conector DIN del montaje se enchufa en el conector DIN del monitor del PC 1512, y el conector D se coloca en la toma correspondiente de la tarjeta Hércules. La toma que proviene del ordenador se enchufa, mediante un segundo conector DIN, al montaje (ver foto 6). Hemos fijado el montaje sobre la tapa de una caja (con unas dimensiones aproximadas de 100 × 50 × 25 mm); el cuerpo de esta caja lo hemos fijado en un lugar adecuado sobre el ordenador, como, por ejemplo, la etiqueta de identificación.

Como ya tenemos las señales de vídeo adecuadas, sólo nos queda modificar la circuitería dentro del monitor.

Adaptación del monitor

La nueva frecuencia de línea (18.432 Hz) se sitúa fuera del margen de ajuste del sincro horizontal (H-HOLD) VR401. Este margen puede ser desplazado haciendo variar el valor de C411 de 1,2 nF a 560 pF (ver figura 7a).

La reducción de la frecuencia de cuadro de 60 a 50 Hz conlleva un aumento de la altura de la imagen sobre la pantalla (V-SIZE). De nuevo hay que proceder a un desplazamiento del margen de ajuste del potenciómetro correspondiente (VR403). Para ello, basta con poner en paralelo con C419 un condensador de tántalo de 4,7 μF/16 voltios (ver figura 7c y el centro de la figura 8). Si se coloca RV403 en su valor de mínima resistencia, la altura de la imagen corresponde a la norma CGA; si se coloca este ajustable en su posición de máxima resis-



tencia, responde a las exigencias de la tarjeta Hércules. Para evitar todo tipo de errores o equivocaciones durante el estudio del esquema hemos realizado una tabla de «traducción» entre los símbolos empleados habitualmente en Elektor, y por tanto familiares para nuestros lectores, y los empleados por Amstrad, que difieren notablemente de los anteriores. La tabla 9 muestra la equivalencia de los símbolos de los componentes involucrados en la modificación. Hay que observar que la serigrafía de colocación de componentes en la placa del monitor se encuentra por la cara de pistas; en la foto 8 se muestra una fotografía de la zona, por la cara de pistas, donde hay que efectuar las modificaciones, resaltadas por círculos.

Una vez modificados los valores de C411 y C419, se comenzará por verificar que es posible obtener, mediante los ajustables, una imagen estable de la altura adecuada, tanto en modo CGA como Hércules. Si no se consigue esto, habrá que modificar, buscando experimentalmente, los valores convenientes de C411 y/o C419.

Tenga cuidado durante las pruebas y modificaciones en el monitor; recuerde en todo momento que en ciertas partes del mismo están presentes tensiones muy elevadas, y que los condensadores tardan un tiempo en descargarse. No haga ninguna modificación de componentes, particularmente de los condensadores, con el monitor encendido.

Mediante el potenciómetro VR402 habrá que ajustar la sincronización vertical de manera que se obtenga una imagen estable tanto en modo CGA como Hércules. Puede ser necesario para conseguirlo modificar el valor de R411. Una vez ajustado el problema de la altura de la imagen, queda, en modo Hércules, resolver la longitud de la misma, punto en el que nos adentraremos un poco más adelante.

La figura 10 muestra la técnica adoptada para pasar rápidamente de modo CGA a Hércules o viceversa. Este circuito está conectado a los ajustables VR401 y VR403. Si la modificación del valor de C419 no ha aportado el resultado esperado, se puede añadir el ajustable P2. En este caso, en lugar de conectar el contacto central de S2b a VR403, habrá que unir el cursor de P2 a este ajustable (flecha con trazo discontinuo). Queda suficiente sitio cerca del interruptor general, situado en la parte trasera del monitor, para colocar S2. La posición óptima de este inversor doble se encuentra a la derecha, por encima del cable situado más hacia la derecha; si se opta por una posición diferente para este inversor, se corre el (enorme) riesgo de que el inversor haga contacto con el filtro de red, L501, colocado sobre el circuito impreso en las proximidades del interruptor general.

Anchura de la imagen

Aunque la duración de la línea sea más corta (reducida de 64 a 54,25 μs), la anchura de la imagen aumenta; esto es debido al hecho de que la tarjeta Hércules utilizada toda la anchura de la imagen. Para garantizar una visualización correcta de todos los puntos, hay que limitar el barrido horizontal. Hace falta además reducir la duración del retrazado de línea («blanking») so pena de no poder visualizar enteramente las 80 columnas de la línea.

Cerca del transformador de alta tensión, FB401, se descubren los condensadores C432..C434 que en conjunto poseen un valor de 38 nF (ver figura 7b). En el caso de nuestro monitor, el valor realmente colocado era de 33 nF. Este valor determina la anchura del pulso de retrazado de líneas, pulso que también es responsable del «blanking». Para disminuir la anchura de este pulso, hay que reducir a unos 25 nF el valor total de los condensadores C432..C434. ATENCION, estos condensadores deben tener una tensión de trabajo de 630 V. Cuando se acaba de cortar la alimentación del monitor, estos condensadores todavía conservan una tensión peligrosa durante un cierto tiempo antes de que queden descargados.

Todavía no hemos terminado. Para el circuito de «clamping» este impulso es todavía demasiado largo, lo que provoca la desaparición de algunos caracteres al principio de cada línea. Para resolver este problema vamos a atacar el circuito de «clamping» directamente con el pulso de sincronización. El esquema de la figura 7d muestra el procedimiento adoptado. Se necesita eliminar R225 (ver figura 8), y se desconecta C203 mediante la extracción del puente situado justo al lado de R406. La transmisión del pulso de sincronismo se hace a través de la colocación de una unión entre R228 y el puente situado justo debajo de R216 (ver figura 8). Queda por soldar una resistencia de 10 KΩ en paralelo con D208, con lo que se terminan las modificaciones a realizar sobre el circuito impreso.

Nos queda todavía proceder a una limitación del barrido horizontal. Mediante la colocación en serie de la bobina de barrido horizontal, de un pequeño choque se reduce la corriente que circula por la misma, limitando así el barrido. No es posible utilizar una resistencia para efectuar esta reducción de corriente, ya que la misma tendría una influencia nefasta sobre la linealidad. Nuestra bobina de realización casera se ha realizado con ayuda de un choque anti-parásitos (del tipo empleado en los circuitos con triac) y un trozo de hilo de cobre esmaltado de alrededor de 1 mm de sección. En la mayoría de los casos, la bobina de choque mencionada está bobinada sobre un núcleo en forma toroidal recubierto de una capa de plástico; da lo mismo que el choque sea del tipo de 2 A o 5 A. Comience por eliminar el bobinado original, que se sustituye por 10 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1 mm. A continuación se intercala el choque entre la bobina deflectora y el cable de conexión (ver figura 11) soldando uno de los extremos del choque sobre uno de los soportes centrales de la placa presente en la parte superior del bobinado de deflexión; el otro extremo de la bobina se une al cable de conexión que se acaba de desoldar de este contacto.

Si durante las pruebas del correcto funcionamiento resulta que la imagen se ha quedado demasiado estrecha, habrá que disminuir el número de espiras, eliminando una espira cada vez. Como no se efectúa una conmutación de esta bobina cuando se pasa de un modo a otro, hay que evitar reducir excesivamente la anchura de la imagen, so pena de encontrarse con una imagen demasiado estrecha en modo CGA. En nuestro prototipo, un choque con 6 espiras cumplía perfectamente su función.

Una vez efectuadas todas estas modificaciones, y a pesar de que su aspecto exterior no haya cambiado mucho, su PC 1512 ha «crecido» en prestaciones. Ya sólo es cuestión de sacar provecho de ello. ◀

digital s.a.

ELEKTOR'S-KIT

KITS DE ESTE MES

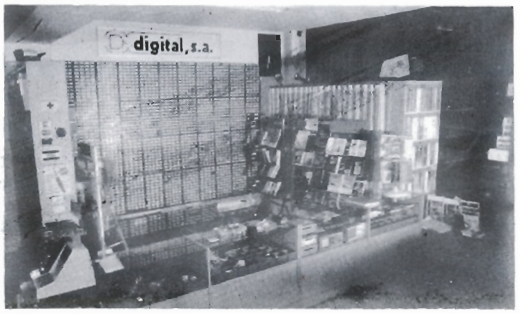
REF.	DESCRIPCION	P.V.P. (SIN IVA)
337	PREAMPLIFICADOR MICROFONICO (SIMETRICO)	4.446
338	PREAMPLIFICADOR MICROFONICO (ASIMETRICO)	2.846
339	DETECTOR INFRARROJOS	9.647
340	LIMITADOR ESTEREO	3.872
341	LINEA DE COMUNICACION	(en preparación)
342	FRECUENCIMETRO (sin frontal)	11.053

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

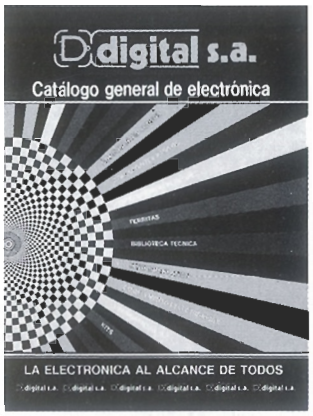
COMUNICA A SUS CLIENTES Y AMIGOS LA NUEVA EDICION DE SU:

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

Los micrófonos, sean del tipo que sean, tienen una característica común: el nivel de señal disponible en la salida es muy débil: por esto, al igual de lo que pasa en el caso de la célula de lectura de un giradiscos, es necesario llevar a cabo una amplificación importante con ayuda de un preamplificador especialmente concebido al efecto. A consecuencia de este proceso, hay un punto que es muy importante no perder de vista: el ruido, el zumbido y otros ruidos parásitos de todo género «se aprovechan» también de esta amplificación.

PREAMPLIFICADOR DE ALTA CALIDAD PARA MICRÓFONO

con bajo nivel de ruidos, en versión simétrica o asimétrica

La mayoría de los micrófonos dinámicos de fabricación europea (Sennheiser, AKG, Beyer, etc.) tienen una impedancia cercana a los 200 Ω, mientras que la de los micrófonos procedentes del Japón y otros países de extremo Oriente se sitúa preferentemente entre los 500 y los 600 ohmios. La impedancia de los micrófonos de ELECTRET cambia de un fabricante a otro y varía, por regla general, entre los 600 y los 1000 ohmios (1 KΩ). El nivel de la señal de salida de este tipo de micrófonos es muy similar al aportado por los micrófonos dinámicos, a saber del orden de 2 a 3 mV/pascal. En lo que respecta al valor de la impedancia terminal (que es la resistencia de entrada del preamplificador o del transformador) los fabricantes recomiendan como valor mínimo el valor de la impedancia del micrófono («adaptación de impedancia» preferente en el caso de un trasnsformador); en el caso de los preamplificadores donde el acoplamiento de los niveles de tensión es más favorable, la impedancia terminal debería tener un valor más elevado (superior a 55 Ω y a 1 KΩ respectivamente según el tipo de micro).

Si el acoplamiento está hecho con ayuda de un transformador para micrófono que tenga un factor de conversión comprendido entre 1:10 y 1:15, los requisitos a poseer por el preamplificador, desde los puntos de vista de la sensibilidad y de la reducción del nivel de ruido, no son particularmente estrictos, ya que el transformador eleva la tensión de salida del micrófono. Debido a la elevada impedancia de entrada del preamplificador, existe un riesgo de sensibilidad al ruido y al zumbido, en particular cuando el transformador se encuentra implantado dentro del micrófono. Los lectores no ignoran sin duda que un transformador para micrófono de buena calidad está lejos de ser una ganga.

En ausencia de un transformador semejante y, por consiguiente, de una conexión directa del

Tabla

Características técnicas:

Tensión de alimentación:	+9...15 V y -9...15 V
Consumo de corriente:	+7,5 y -7,5 mA (asimétrica)
	+15 y -15 mA (simétrica)
Relación Señal/Ruido:	
NE5534	—87 db (asimétrica)
	—81 dB (simétrica)
OP27	—89 dB (asimétrica)
	—82 dB (simétrica)
Nivel de distorsión:	<=0,003% (para las dos versiones)
Ganancia de tensión:	24 Kohm/680 ohm conmutable (asimétrica)
	45 Kohm/660 ohm conmutable (simétrica)
	Otros valores, ver el texto

Condiciones de medida:
R1=4k7; Ue % 1 Vefec=1 kHz, relación S/R medida con entrada en cortocircuito, 0 dB=1 Vefec

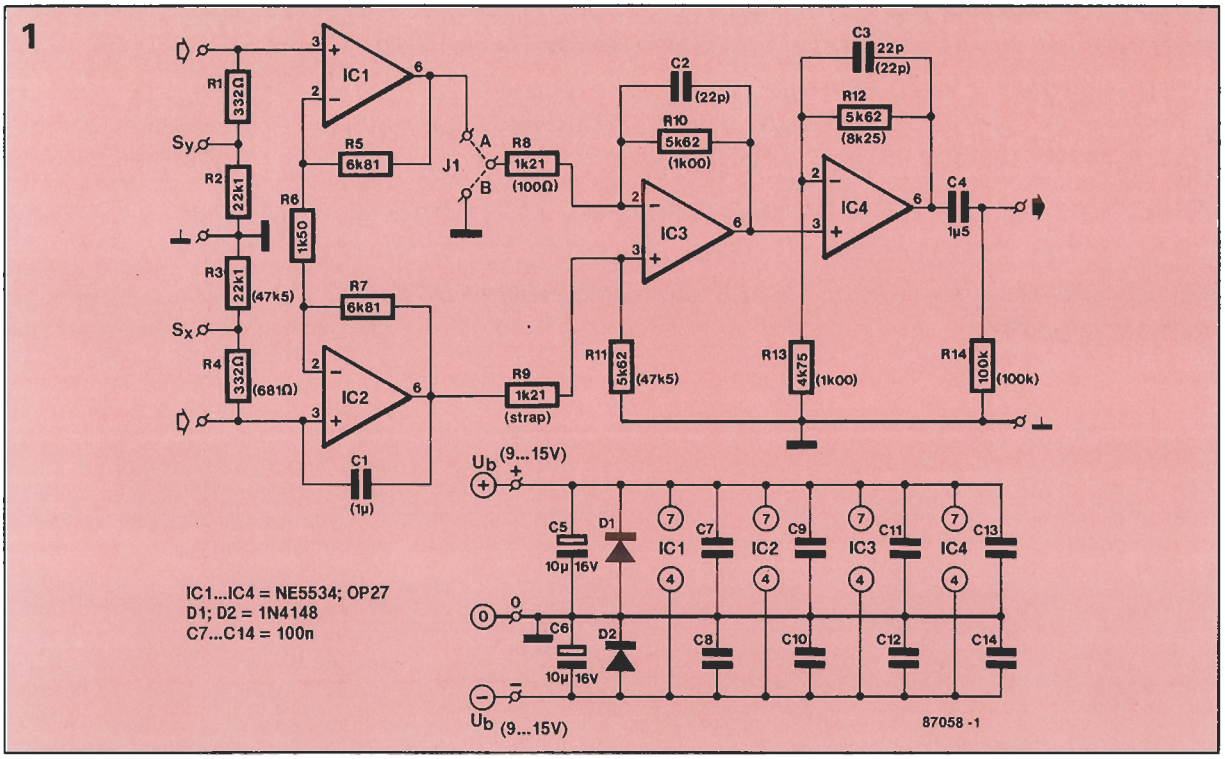


Figura 1. Esquema del preamplificador para micrófono. Los valores entre paréntesis son los de la versión asimétrica.

micrófono a un preamplificador, los requisitos exigidos en las etapas de amplificación de éste son draconianos si se quiere tener una mínima probabilidad de alcanzar una relación Señal/Ruido (S/R) de 70 dB o más. Se adoptará preferentemente una clase de entrada simétrica dotada de una elevada capacidad de rechazo en modo común, de forma que se limiten lo más posible las tensiones parásitas.

Problemas de micrófono

Para la transmisión de la señal suministrada por un micrófono, existen dos métodos posibles, técnicas que hemos combinado sobre el esquema de la «figura 1»: utilizar una entrada bien sea simétrica o bien asimétrica. La segunda versión necesita solamente dos líneas; la primera de ellas está puesta en la masa (por medio de una conexión situada a la izquierda del esquema), la segunda llega a la entrada de señal del amplificador (entrada no inversora de IC2). La versión simétrica comporta tres líneas: una de ellas asegura el blindaje, las otras dos sirven para llevar la señal (van a parar a las entradas no inversoras de IC1 y IC2).

La técnica de conexión simétrica tiene la ventaja de limitar al máximo el ruido y otros zumbidos. Veamos un poco cómo ocurren las cosas: el funcionamiento del circuito se basa en una doble suposición: de una parte, que el micro aporta dos señales útiles de fase opuesta y por otra parte que los impulsos parásitos son inyectados en fase dentro de las líneas de señal. El primer paso consiste en realizar una amplificación de las señales útiles en oposición de fase y de igual fase para las parásitas, por medio de los amplificadores operacionales IC1 e IC2, antes de transmitirlas al amplificador diferencial IC3. Si se quiere que las cosas sucedan así, es necesario evidentemente haber implantado el «puente A». Una de las señales parásitas en fase, la aplicada en la entrada inversora del amplificador operacional en esa circunstancia, experimenta una inversión antes de ser sumada a la otra señal parásita. Como a la salida del amplificador operacional las dos señales parásitas están desfasadas en 180°, se anulan la una a la otra. Estando ya en oposición de fase las dos señales útiles, se invierte una de ellas de forma que, en la salida del circuito integrado, se obtienen señales en fase. A continuación de la operación de adición, nos volvemos a encontrar (teóricamente) con una señal útil de amplitud doble.

Comparado con su homólogo asimétrico, el método que acabamos de describir permite una eliminación óptima de las señales parásitas, pero esta ventaja se paga con una complejidad mayor y por consiguiente un número

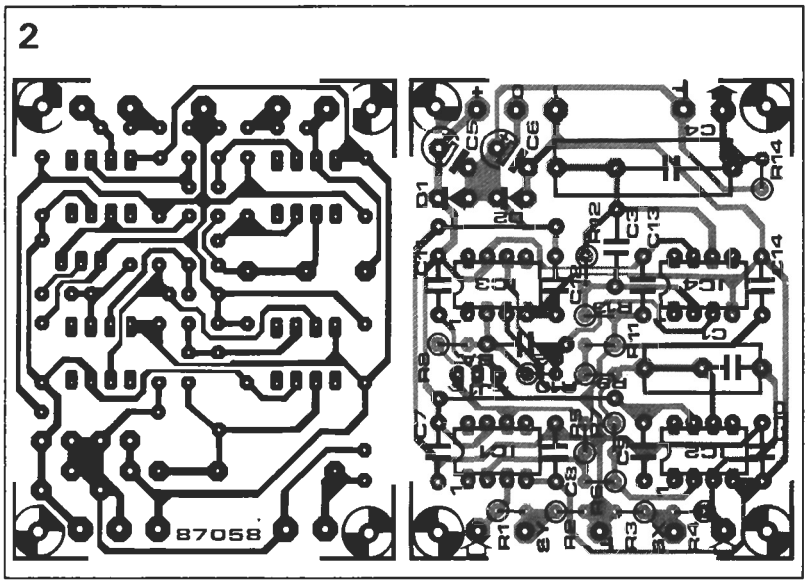


Figura 2. Representación de la serigrafía de la colocación de los componentes en la placa del preamplificador para micrófono.

Lista de componentes

Resistencias:

** Para versión simétrica:*

R_1; R_4 = 332 Ω 1 %
R_2; R_3 = 22 k1 1 %
R_5, R_7 = 6k81 1 %
R_6 = 1k50 1 %
R_8; R_9 = 1k21 1 %
R_{10}...R_{12} = 5k62 1 %
R_{13} = 4k75 1 %
R_{14} = 100 k

** Para versión asimétrica:*

R_1; R_2; R_5...R_7 no son necesarios
R_3; R_{11} = 47k5 1 %
R_4 = 681 Ω 1 %
R_8 = 100 Ω 1 %
R_9 = strap (0 Ω)
R_{10}; R_{13} = 1k00 1 %
R_{12} = 8k25 1 %
R_{14} = 100 k

Condensadores:

** Para la versión simétrica:*

C_1; C_2 no son necesarios.
C_3 = 22 p stiroflex
C_4 = 1µ5 (MKT)
C_5; C_6 = 10 µ/16 V
C_7...C_{14} = 100 n

** Para la versión asimétrica:*

C_1 = 1 µ(MKT)
C_2; C_3 = 22 p stiroflex
C_4 = 1µ5 (MKT)
C_5, C_6 = 10 µ/16 V
C_7...C_{10} no son necesarios
C_{11}...C_{14} = 100 n

más importante de componentes que entrañan una pérdida de 6 ó 7 dB (ver características técnicas) sobre la relación Señal/Ruido (S/R).

En la versión asimétrica se unen una mayor simplicidad de cableado con una mejor relación S/R; tiene sin embargo el inconveniente de una ausencia de la eliminación de las señales parásitas.

Realización

Como no podíamos saber cuál es el método que convendría a cada uno de nuestros lectores, hemos concebido el preamplificador para micrófono de manera que esté en condiciones de tratar toda señal, simétrica o asimétrica. En este último caso (versión asimétrica, valores de las resistencias entre paréntesis), se puede suprimir el trayecto de la señal superior de la figura 1, trayecto que comprende IC1, R1, R2, R5 ... R7 sin olvidar IC2 y los condensadores de desacoplo de estos dos circuitos integrados (C7...C10). Es necesario entonces implantar el «puente B». La señal entrante es aplicada directamente (por medio de C1 = 1 μF y R9 sustituida por un puente de cableado) en la entrada no inversora de IC3 montada en amplificador no inversor de ganancia 11. IC4 constituye un segundo nivel de amplificación; su ganancia es de 8. En la línea de salida de IC4 está conectado un condensador de acoplamiento, C4.

La comprensión del principio de funcionamiento de la versión simétrica casi no debería plantearles problema ahora. El primer nivel de amplificación constituido por IC1 y IC2 respectivamente posee una ganancia de 4.5. IC3 añade su «grano de sal» de 4.6 y IC4 el suyo de 1.2 (estos números están evidentemente en función de los diferentes valores de las resistencias respectivas, ver además de este punto la lista de los componentes). Muchos lectores se estarán preguntando sin duda para qué pueden servir realmente los puntos Sx y Sy; en ellos se puede conectar un conmutador que permita jugar sobre la resistencia de entrada del montaje. Con la versión asimétrica el conmutador pone en contacto los puntos Sx y Sy.

Con los valores de resistencias dados en el esquema, la resistencia de entrada, interruptor abierto, es respectivamente de 45 KΩ (versión simétrica) y de 24 KΩ (versión asimétrica) mientras que con el interruptor cerrado es respectivamente de 660 ohmios (simétrica) y de 680 ohmios (asimétrica).

No hay ni que decir que la aproximación adoptada por este montaje permite al lector modificarlo a voluntad (por adaptación de los valores de las resistencias implicadas, ver su sustitución por un «puente») de forma que responda a sus propias exigencias. La versión simétrica es la más simple de modificar: sustituir R2 y R3 por una «puente» y dar a R1 y R4 el valor deseado (el mismo para mantener la simetría).

El valor de la resistencia de entrada es entonces igual al doble de la de la relación R1/R4. Si se busca una resistencia de entrada de 2 KΩ, valor de resistencia de entrada que conviene perfectamente en el caso de un micrófono de 200 ohmios de impedancia, se tomarán para R1 y R4 dos resistencias de 1 KΩ.

En versión asimétrica, si se busca una resistencia de entrada de 50 KΩ aproximadamente, se podrá simplemente suprimir R3 y R4; la resistencia R11 constituirá entonces la resistencia del terminal de entrada. Para unos valores de resistencia de entrada más fiable, se dará a R4 el valor conveniente, siendo R3 reemplazada por un «puente».

La utilización del circuito impreso ilustrado en la figura 2 garantiza una realización de funcionamiento perfecto. Para que no tenga ningún problema al colocar el montaje en un emplazamiento dentro de un eventual preamplificador, nos hemos cuidado de que quede compacto, lo que explica que decidiéramos colocar todas las resistencias verticalmente. J1 podrá ser un «puente» fijo (elección definitiva de la versión) o una tira de tres contactos sobre la que se pueda fijar un «puente» de cortocircuito (la elección de la versión queda abierta). Para IC1...IC4 hemos previsto dos tipos de amplificadores operacionales, el NE5534 (Raytheon, Valvo/RTC/Signetics) y el OP27 (PMI/Bourns, Raytheon) con características técnicas muy similares. Existe asimismo un tercero, el MA332 (Analog Devices), pero es muy probable que no pudiera echarle la mano encima. Aunque los dos tengan un nivel de ruidos muy bajo, la característica de rechazo en modo común del OP27 es ligeramente superior, de suerte que se le preferirá al NE5534 para la versión simétrica.

En la práctica, desde el punto de vista del rechazo en modo común, la tolerancia de las resistencias utilizadas en las etapas de amplificaciones construidas alrededor de IC1...IC3, toma una importancia decisiva. Hay que hacer notar además que esta tolerancia sobrepasa de todas formas los 60 dB alcanzados como consecuencia de un acoplamiento por transformador y como el riesgo de que la línea no sea siempre simétrica al 100 % es grande... No insistiremos sobre el hecho (evidente) de que es necesario utilizar cable blindado para micrófonos de excelente calidad.

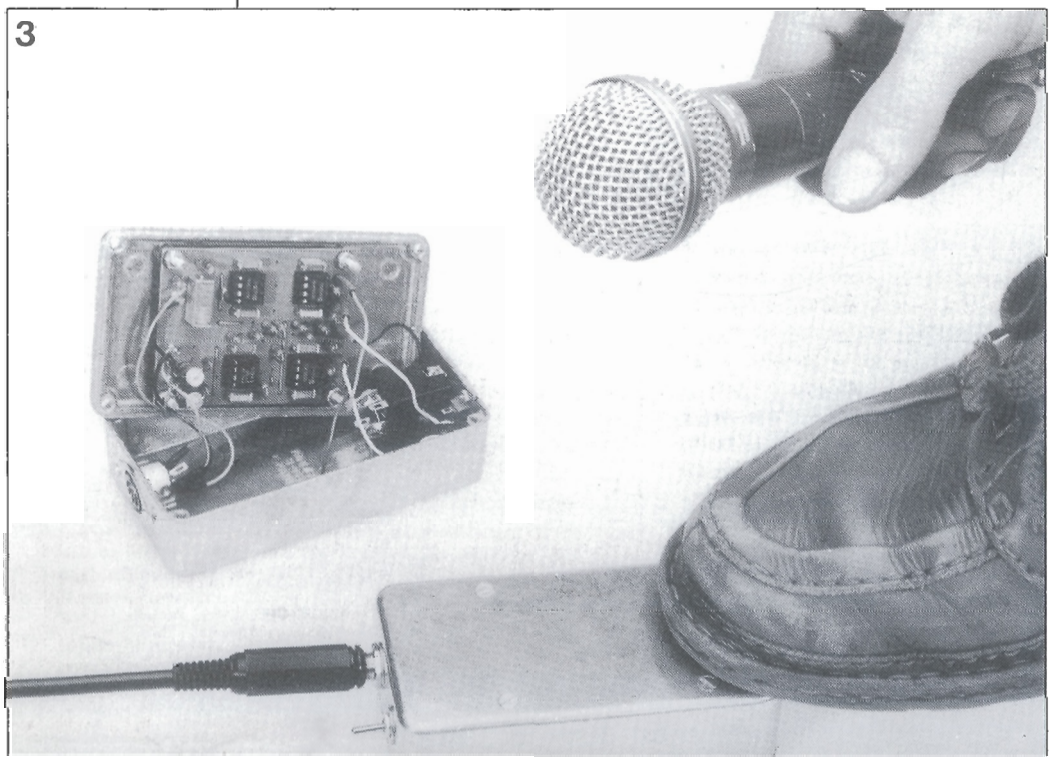


Figura 3. Prototipos de dos versiones del preamplificador para micrófono, versión asimétrica abierta y versión simétrica cerrada.

En este artículo examinaremos los diferentes tipos de ruptura secundaria que ocurren en los transistores de potencia, y analizamos las causas de la misma. Como se concluirá, la ruptura secundaria es una función de la tecnología de los transistores, y no siempre puede ser mejorada sin detrimento de otros parámetros.

RUPTURA SECUNDARIA EN LOS TRANSISTORES DE POTENCIA

Uno de los principales problemas de los fallos en los transistores de potencia es la denominada «ruptura secundaria». Este término incluye varios fenómenos físicos que son completamente diferentes. Estos dependen de la forma de conectar el transistor en el circuito, y tienen en común las inestabilidades térmicas y eléctricas inherentes a los propios transistores.

El comportamiento de la conducción en una unión base-emisor y la ganancia de corriente de un transistor dependen significativamente de la temperatura, y aumentan en función de la misma. Las inestabilidades eléctrica y térmica pueden actuar simultáneamente dentro del dispositivo, dando lugar a un aumento del mecanismo destructivo conocido como segunda ruptura.

La comprensión de este mecanismo es de gran importancia para la aplicación óptima y segura de un transistor de potencia. Hay que hacer una distinción clara entre la ruptura secundaria directa (Is/b), que se distingue por una polarización directa de la corriente de base, Ib (entrante en el caso de un transistor NPN), y la ruptura secundaria inversa (Es/b), en la cual Ib tiene sentido contrario (saliente en el caso de un transistor NPN). Los límites en los que un transistor puede ser empleado sin entrar en la zona Es/b están definidos por el «área de funcionamiento seguro con polarización inversa» («RBSOA, Reverse Bias Safe Operating Area»).

Ruptura secundaria directa

Es importante para el diseñador de circuitos de potencia conocer los puntos precisos de la curva Ic-Vce que definen el paso entre operación estable e inestable de un transistor polarizado en directa; estos puntos definen el área de funcionamiento seguro (fiable) del transistor, denominada, por su acrónimo inglés SOA («Safe Operating Area»). Esta es la zona de la curva logIc-logVce que puede ser usada sin ningún riesgo bajo condiciones de CC o con diferentes anchos de pulsos, a una determinada temperatura. Una curva típica de SOA se muestra en la figura 1. Los límites de esta zona son los siguientes:

1) La sección A-B representa el límite superior de la corriente de colector que puede ser empleada, limitado normalmente por las uniones de hilo entre el chip y las patillas exteriores. El funciona-

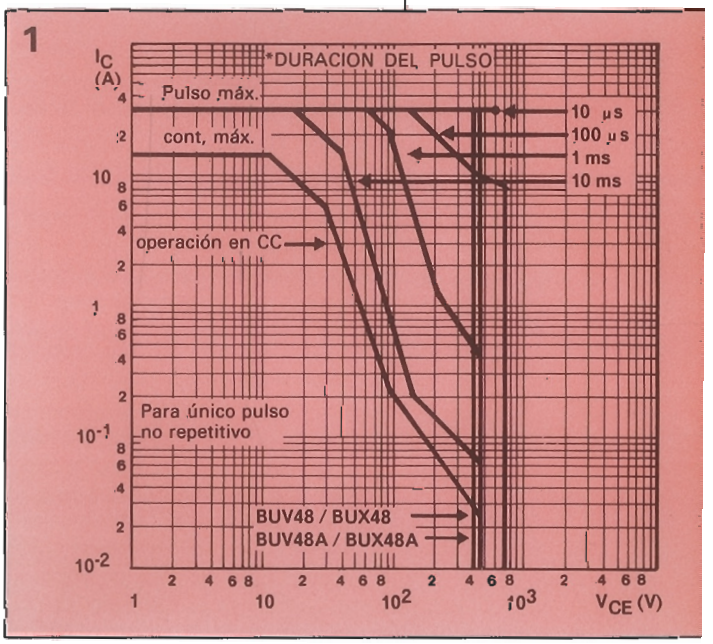
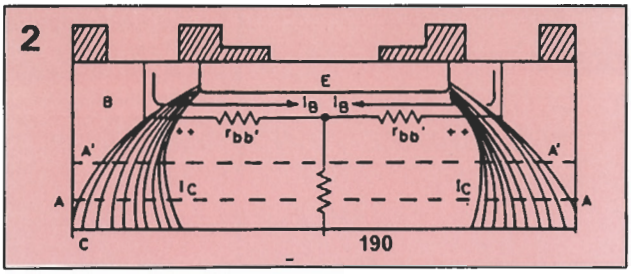


Figura 1. Área de operación fiable (SOA) que puede ser empleada sin ningún riesgo para condiciones de CC o con diferentes anchos de pulso a una determinada temperatura.



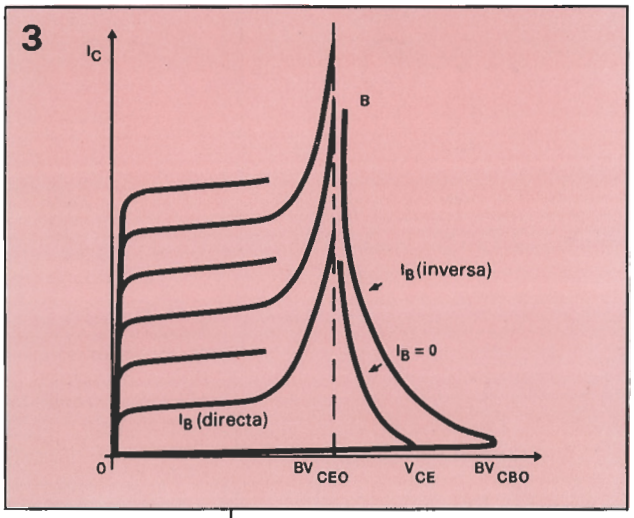


Figura 2. La caída de tensión resultante del flujo de la corriente de base a través de la resistencia parásita rbb' da lugar a una desigualdad de la Vbe en la unión, y por tanto a una no uniformidad de la densidad de corriente Je.

Figura 3. Curvas características de un transistor en emisor común.

miento a corrientes mayores puede causar la rotura, o al menos el deterioro, de estos hilos.

2) La sección B-C es la curva de pendiente -I; esto es, la sección con disipación constante, definida por:

$$VceIc = Pmax = (Tjmax - To)/R\theta \quad [1]$$

Esta sección por tanto indica la potencia máxima disipable por el dispositivo. Tjmax es la máxima temperatura que puede alcanzar la unión colector-base, y a partir de la cual la fiabilidad del dispositivo puede verse comprometida. En los transistores de potencia, Tjmax varía entre 125 y 200 °C, y generalmente depende del proceso de fabricación y del encapsulado empleado. R es la resistencia térmica entre la unión colector-base y la cápsula, incluyendo todo el sistema de encapsulado y colocación del chip de silicio. El incremento de la máxima potencia disipable cuando el ancho de pulso disminuye (ver figura 1) corresponde a la reducción de Z con respecto a R .

3) La zona C-D corresponde al fenómeno de segunda ruptura (o Is/b), y limita la máxima potencia que el transistor puede disipar. Esto puede ocurrir incluso a tensiones Vce relativamente bajas.

4) La zona D-F es el límite debido a la BVceo del transistor.

La segunda ruptura se genera, como ya hemos comentado, por la inestabilidad térmica y eléctrica del transistor. Sus principales causas son:

1) La Vbe de una unión base-emisor directamente polarizada, a corriente constante, decrece linealmente con la temperatura, con una pendiente de entre 2 y 2,5 mV/°C. La corriente de base del transistor, por tanto, puede ser expresada por:

$$Ib = Io\,[\exp(eVbe\hat{}-\theta T/KT)] \quad [2]$$

y, cuando Vbe se hace constante, aumenta con la temperatura.

2) La ganancia, Hfe, a un determinado valor de tensión aumenta en función con la temperatura, siguiendo la fórmula:

$$Hfe = Hfeo\,[\exp(Eg/KT)] \quad [3]$$

donde Eg es una energía de activación, que es una propiedad intrínseca del transistor.

3) La conductividad térmica del silicio disminuye cuando la temperatura crece, causando un empeoramiento de la resistencia térmica del transistor.

Cuando estos factores se toman en consideración, puede ser observado que un pulso de potencia P = Vce Ic genera:

a) Un incremento de la temperatura de la unión, que da lugar a un aumento de Ib y Hfe, y por tanto a un crecimiento de Ic, con el consiguiente incremento de la potencia P, lo cual, a su vez, hace subir la temperatura.

b) Una disipación al ambiente exterior, controlada por la resistencia térmica: $R\theta = dT/dP$ que tiende a estabilizar el dispositivo.

La situación evoluciona hacia la estabilidad cuando:

$$\frac{Ic2}{Ic1} = \frac{\delta I\varepsilon}{\delta T} VceR$$

es menor que 1, o inestable si es mayor que 1.

De esta manera, se puede definir un factor de estabilidad, S, en función de Vce e Ic:

$$\delta = R\theta\, Vce\, \frac{\delta Ic}{\delta T} \quad [4]$$

Cuando $S > 1$, ocurre la denominada «avalancha térmica» («Thermal runaway») y la temperatura de la unión sube sin límite, degradando, y posiblemente dañando, por tanto al transistor. El fallo generalmente ocurre cuando la temperatura de la superficie llega a ser mayor que la temperatura eutéctica entre el silicio y el metal de contacto con el consiguiente ablandamiento de la sujeción entre el metal y el chip de silicio, con la consiguiente pérdida de la capacidad de disipación de calor. Un incremento localizado, puntual, de temperatura también puede dañar el cristal de silicio, o la temperatura interior del dispositivo puede incluso alcanzar valores tan altos que se funda el silicio.

Para comprender el fenómeno Is/b que da lugar a una reducción de la máxima potencia que el transistor puede disipar al aumentar Vce (zona D-E), hay que tener en cuenta que el funcionamiento del dispositivo no es homogéneo sobre toda el área del chip. Hay desigualdades en la densidad de la corriente emisor-base que pueden ser debidas a falta de uniformidad en la unión, a defectos en el cristal, y, principalmente, al fenómeno de concentración en la zona del emisor.

La caída de tensión debida a la corriente de base que fluye sobre la resistencia rbb' da lugar a una Vbe no uniforme en la unión, y por tanto a una desigual densidad de corriente Je (ver figura 2).

Una caída lateral de 26 mV reduce la corriente inyectada por el emisor en un factor de 1/e, donde e es la base de los logaritmos naturales. Por tanto, se genera una concentración de la corriente en la periferia del emisor, de forma que el área activa del silicio se reduce, provocando la creación de zonas calientes, lo que da lugar a un incremento de la resistencia térmica. Como resultado, disminuye la máxima potencia disipable.

Cuando Vce aumenta, el efecto del campo eléctrico base-colector hace que se incremente la concentración de la corriente de base. Hay diferentes técnicas que pueden adoptarse para limitar el fenómeno Is/b. Fundamentalmente consisten en minimizar el mecanismo que provoca las inestabilidades térmica y eléctrica en el transistor. Estas técnicas básicas son:

1) minimización de irregularidades en la estructura cristalina del silicio, impurezas metálicas, y dopaje no uniforme.

2) optimización de la técnica de sujeción entre encapsulado y el chip, para reducir la resistencia térmica, de la cual depende el factor de estabilidad S. La desigualdad en el conexionado (cableado) entre el chip de silicio y la cápsula puede dar lugar a variaciones adversas de R como parámetro macroscópico para el chip en su conjunto, pero también a variaciones significativas entre

diferentes puntos, dando origen a una prematura ruptura secundaria.

3) incremento del grosor de la base para reducir las altas densidades de corriente (debidas al estrechamiento del emisor) que fluyen desde la unión colector-base (donde está localizado el campo eléctrico), de manera que la densidad de la disipación de potencia disminuya. Sin embargo, elevados grosores de la base dan como resultado una menor frecuencia de corte y tiempos de conmutación más lentos.

4) optimización de la geometría horizontal.

5) introducción de resistencias de compensación distribuidas, conectadas en serie con la base, el emisor, o ambos, que tienden a dar una realimentación negativa frente a la avalancha térmica, estabilizando por tanto el dispositivo.

La introducción de resistencias de compensación en serie con la base o el emisor puede reducir de J3 a J2 la densidad de corriente en la zona caliente. La resistencia de compensación en el emisor se obtiene generalmente abriendo contactos de emisor más finos que el hilo de conexión al emisor. De esta manera es posible limitar la densidad de corriente en la zona de unión emisor-base. Estas resistencias tienen el inconveniente de incrementar la tensión de saturación del transistor en una cantidad Vce(sat) = Relc(sat). Por otra parte, la resistencia de compensación de base se obtiene mediante una «bolsa N+» (en el caso de un NPN) sobre la zona de emisor. Esta difusión N+, al no estar polarizada, no puede ser atravesada por la corriente de base, por lo que es obligada a fluir por debajo de la bolsa N+ a través de una pequeña sección y, en el caso de una base difundida (realizada por difusión), encuentra una mayor resistencia en el camino hacia la conexión de emisor. De esta manera es posible mejorar significativamente la Is/b.

Hay que resaltar que los límites de la SOA son dependientes de la temperatura, y que debe aplicarse la adecuada reducción de la máxima potencia disipable.

Ruptura secundaria inversa

El fenómeno de la ruptura secundaria inversa (Es/b) también es debido a las inestabilidades

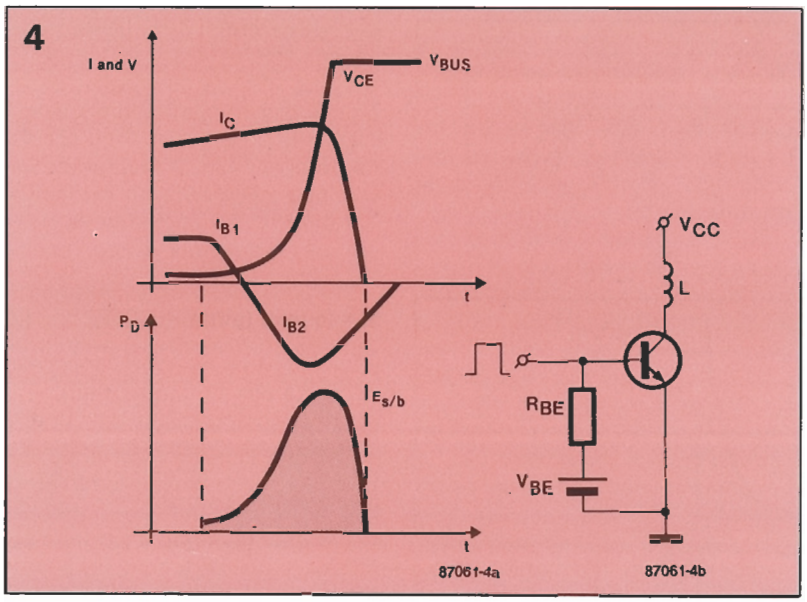


Figura 4. El comportamiento de Ic, Vce, Ib y la potencia disipada por un transistor durante el paso al corte («turn-off»).

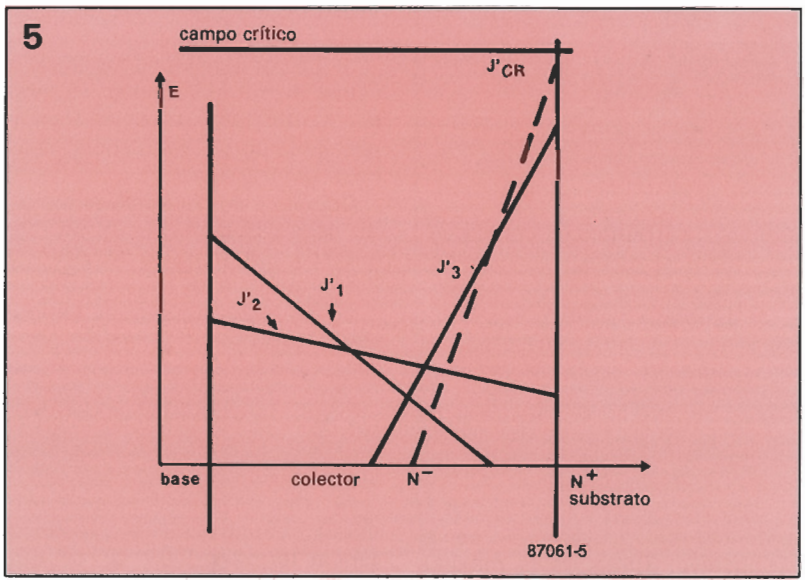


Figura 5. Comportamiento típico del campo eléctrico cuando la corriente de colector se limita a bajos valores.

térmica y eléctrica del transistor. Como ya se ha indicado anteriormente, se distingue de la Is/b por la presencia de una corriente Ib inversa (esto es, de sentido opuesto a la dirección normal de funcionamiento en la zona activa del transistor) y con altos valores de Vce en el transistor. El dispositivo puede entrar en estas condiciones de trabajo durante el paso al corte con una carga inductiva.

En la figura 3 se ilustran las curvas características en emisor común de un transistor. Es fácil comprender el comportamiento de estas curvas cuando se considera la expresión de ganancia en emisor común:

$$Hfe = Af/(1 - Af) \qquad [5]$$

Para altos valores de Vce, Af es sustituida por MAf. Para valores reducidos de Vce, M es un factor insignificante, siendo muy próximo a 1; este factor crece cuando Vce aumenta, de acuerdo con la siguiente expresión:

$$M = 1/[1 - (Vce/BVcbo)^n] \qquad [6]$$

De las expresiones [5] y [6] resulta evidente que Hfe depende de Vce, llegando a infinito cuando MAf = 1/BVcbo.

La zona con pendiente negativa, que es una propiedad de la curva cuando Ib < 0, se debe al hecho de que A decrece con bajos valores de la corriente de emisor.

Durante la desconexión de una carga inductiva, el transistor tiene que funcionar con corriente negativa de base y un alto valor de Ic. A menudo debe alcanzar una zona de funcionamiento cercana a Vceo, permaneciendo en ella todo el tiempo necesario para que la inductancia se descargue. La figura 4 muestra el comportamiento de Ic, Vce, Ib y la potencia

disipada por el transistor durante la puesta en corte. La zona de la potencia disipada corresponde a la energía almacenada por la inductancia, $1/2\ LI^2$, que se descarga en el transistor, y que es denominada energía secundaria de ruptura (Es/b).

De forma similar a Is/b, la caída de tensión debida a la Ib inversa fluyendo a través de la resistencia lateral rbb' hace que el centro del contacto del emisor esté más polarizado que la periferia. De esta manera, se produce una concentración de corriente en la zona central del emisor.

Vamos a analizar el caso de un transistor NPN con base por difusión y colector epitaxial, por ejemplo, con una concentración constante ND de partículas portadoras de dopaje.

La ecuación de Poisson es:

$$\delta E/\delta X = \delta V/\delta X = p(x)/\varepsilon \qquad [7]$$

El eje X es normal a la superficie del chip de silicio, (x) es la carga por unidad de volumen, y E es la constante dieléctrica del silicio. Cuando la corriente de colector está limitada a bajos valores, la expresión [7] se convierte en:

$$\delta E/\delta X = q\ No/\varepsilon \qquad [8]$$

siendo q la carga del electrón; el comportamiento del campo eléctrico es similar al de la figura 5 para Jc = J'1.

La tensión Vcb (= Vce) está dada por el área del gráfico E-X, y es menor que la tensión primaria de ruptura debido a que se alcanza el campo crítico Ecr. En presencia de valores significativos de densidad de corriente, Jc, la expresión [8] se modifica debido a la concentración n de electrones que fluyen a velocidad V a través de la zona de deflexión.

$$\delta E/\delta X = [q(nD-n)]/\varepsilon \qquad [9]$$

donde n = Jc/qV.

Con Vcb constante, el área limitada por E permanece constante. Cuando Jc aumenta, la pendiente E-X varía (J'2) hasta que cambia su signo (J'3) y es alcanzado Ecr (J'cr). En este instante, ocurre una avalancha local de electrones con un crecimiento incontrolado de la corriente, y se forma un punto caliente que da origen a un daño del cristal o a una fusión de silicio.

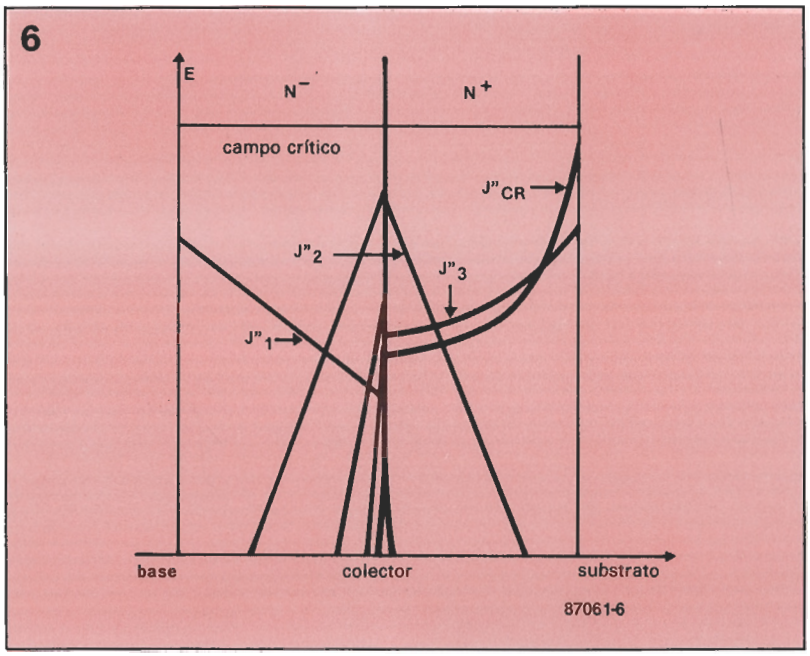


Figura 6. La condición creada por una capa intermedia insertada entre el colector y el substrato para obtener altos valores de Es/b.

Los posibles defectos del cristal, iones metálicos y uniones desiguales acrecientan este fenómeno. La avalancha de electrones es muy rápida y muy localizada, por lo que el dispositivo permanece externamente frío. El comportamiento Es/b no está influenciado por la calidad del conexionado del chip. Elevados valores de Es/b pueden ser obtenidos con un cuidadoso diseño geométrico para limitar el crecimiento de la corriente y, principalmente, insertando una segunda capa N epitaxial de dopaje intermedio entre el colector y el substrato.

La capa intermedia crea la condición ilustrada en la figura 6. Cuando aumenta la densidad de corriente (J'2) el campo eléctrico en la unión N-/N se incrementa. Antes de que el campo crítico Ecr sea alcanzado, la contribución de la capa N resulta significativa, manteniendo la tensión. Un posterior incremento de la densidad (J'3) reduce el campo eléctrico en la capa N-/N y la ruptura no se produce hasta que el campo crítico es alcanzado en dicha capa N-/N.

Para un buen transistor de potencia con Vceo(sus) = 450 V, la densidad de corriente J'cr correspondiente a Ecr es del orden de 20 A/mm², esto es, más de 10 veces superior comparada con la densidad media de corriente determinada por la relación entre la máxima corriente de saturación y el área del emisor.

El comportamiento Es/b está influenciado también por las condiciones exteriores del transistor, Rbe, Vbe, L. Las condiciones de la base son especialmente importantes, ya que regulan el fenómeno de avalancha.

El sistema más empleado habitualmente por los diseñadores de sistemas de potencia para reducir el efecto Es/b durante la desconexión (paso al corte) con cargas inductivas es el limitador (en inglés «clamping» o circuito «snubber»), que recorta la tensión de pico entre colector y emisor. La presencia del circuito limitador permite que sólo una pequeña parte de la energía almacenada en la inductancia se absorbida por el transistor, y Es/b resulta independiente del valor de L, con lo que puede definirse un límite práctico de la RBSOA. La presencia de altas Vce con corrientes negativas de base, Ib, pueden dar lugar para corrientes altas al fenómeno Es/b anteriormente descrito, incluso con la presencia de circuito limitador. El transistor multiepitaxial muestra el mejor comportamiento incluso con circuitos limitadores.

La zona de operación segura con polarización inversa establece la máxima corriente conmutable con cargas inductivas respecto a tensión límite en condiciones de base muy severas que simulan la situación real de la excitación de base en los circuitos. La temperatura no es el mayor factor en la Es/b, por lo que la RBSOA dada puede ser considerada como independiente de la temperatura.

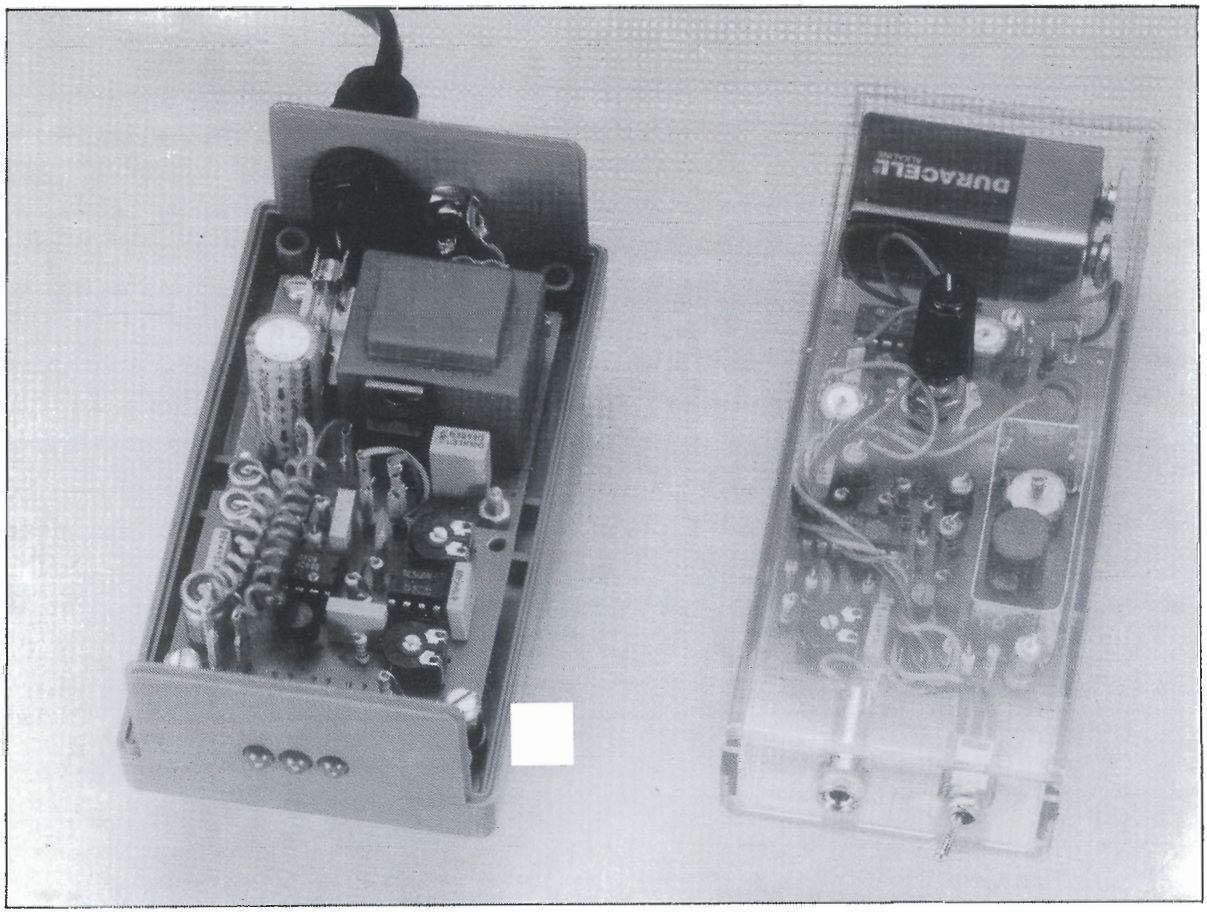
Como conclusión se puede asumir que la ruptura secundaria es función de la tecnología del transistor, y no siempre puede ser mejorada sin detrimento de otros parámetros. Las condiciones de aplicación también tienen un efecto considerable en las capacidades de Is/b y Es/b. ◀

Las ventajas que supone usar auriculares, como por ejemplo el poder escuchar tu música favorita al volumen que te apetezca sin molestar a nadie, tienen generalmente el inconveniente de estar atado al equipo musical por un cable que limita tus movimientos. En este artículo ofrecemos una solución a este inconveniente mediante los infrarrojos.

Circuito impreso incluido en este ejemplar

AURICULARES POR INFRARROJOS

Libertad de movimientos con los auriculares, gracias a los infrarrojos



La transmisión inalámbrica de cualquier información (por ejemplo, la música) puede hacerse de diversas formas: una de las primeras y más conocidas es la transmisión vía radio. Pero este método tiene varios inconvenientes, entre los que destacan el tener que pedir autorización a los organismos competentes, o el interferir con estas emisiones en los aparatos receptores de los vecinos. La modulación de un haz luminoso es una forma muy práctica y segura de conducir una información de forma inalámbrica, sin necesidad de ninguna autorización expresa y que, por otra parte, no interfiere en ningún aparato cercano; este tipo de transmisión es totalmente válida para distancias cortas, como las que suele haber en cualquier casa o local. Diversos ensayos han probado que por su bajísima sensibilidad a todo tipo de parásitos la radiación infrarroja es la idónea para espacios reducidos. Por otra parte, como su frecuencia es notablemente superior a la de la luz visible, es obvio que el I.R. es invisible para el ojo humano.

Nuestro sistema de transmisión (mono) por I.R. se compone de dos subcomjuntos: EMISOR-RECEPTOR.

El emisor

Para poder transmitir por I.R. una señal cualquiera hay que disponer de un emisor que module la señal suministrada por la fuente luminosa de tal forma que el receptor esté en condiciones de extraer del tren que le llega la información que le ha sido sobrepuesta a este último. La técnica más primitiva que se puede utilizar para conseguir este fin es la modulación de amplitud (AM). Sin embargo, como la mayor parte de los parásitos actúan según este mismo principio y sus características lindan con las de la AM, este método primitivo no es el más adecuado. Es preferible optar por una modulación de frecuencia (FM), que es mucho menos sensible a los parásitos de todo tipo. La fuente de radiación luminosa es, en este caso, un LED que emite luz dentro del ancho de banda de los I.R. Este LED genera una luz de longitud de onda constante, lo cual hace imposible una modulación de frecuencia. Para poder sacar provecho de las ventajas de la FM hay que dotar al sistema de un generador de frecuencia adicional de la cual se modulará la señal en frecuencia; la señal que se obtenga de esta forma sirve para modular en amplitud la luz I.R. Lo hasta aquí expuesto se puede ver representado gráficamente en el esquema sinóptico de la figura 1.

Examinemos en detalle el esquema mencionado: la señal de audio de entrada sufre una amplificación diferencial en la cual los agudos son amplificados de forma más notable que los graves... este efecto se puede llamar «preacentuación». Este tratamiento de la señal es indispensable sabiendo que, en detección FM, los armónicos de las frecuencias altas del espectro de ruido destacan más que los armónicos de las frecuencias bajas; esto significa que, en ausencia de «preacentuación», la relación Señal/Ruido (S/R o S/N) se deteriora en el campo de las frecuencias más elevadas. La señal amplificada ataca la entrada de un oscilador cuya frecuencia es función del nivel de la tensión de mando, luego estamos en presencia de un VCO («Voltage Controlled Oscillator» u Oscilador Controlado por Tensión). Siendo la señal de entrada una tensión alterna, la frecuencia del VCO variará en función de esa señal. En ausencia de señal de entrada la frecuencia del VCO será de 150 KHz aproximadamente; esta señal se llama Portadora Auxiliar. La señal rectangular que sale se llama Portadora Auxiliar. La señal rectangular que sale del VCO ataca a un amplificador. Después de la amplificación, la señal manda a un LED de I.R. que parpadea a una frecuencia idéntica a la de la portadora auxiliar modulada.

El receptor

El «Rayo Luminoso», es decir nuestra portadora se desplaza por el espacio y llega al receptor que le tenemos preparado. La «ante-

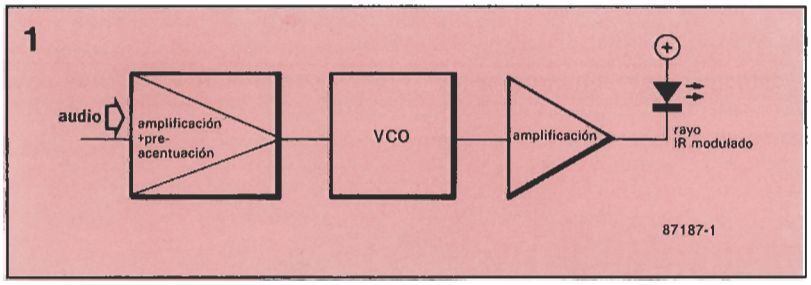


Figura 1. El emisor se compone de 3 subconjuntos que convierten la señal de audio y el haz luminoso modulado.

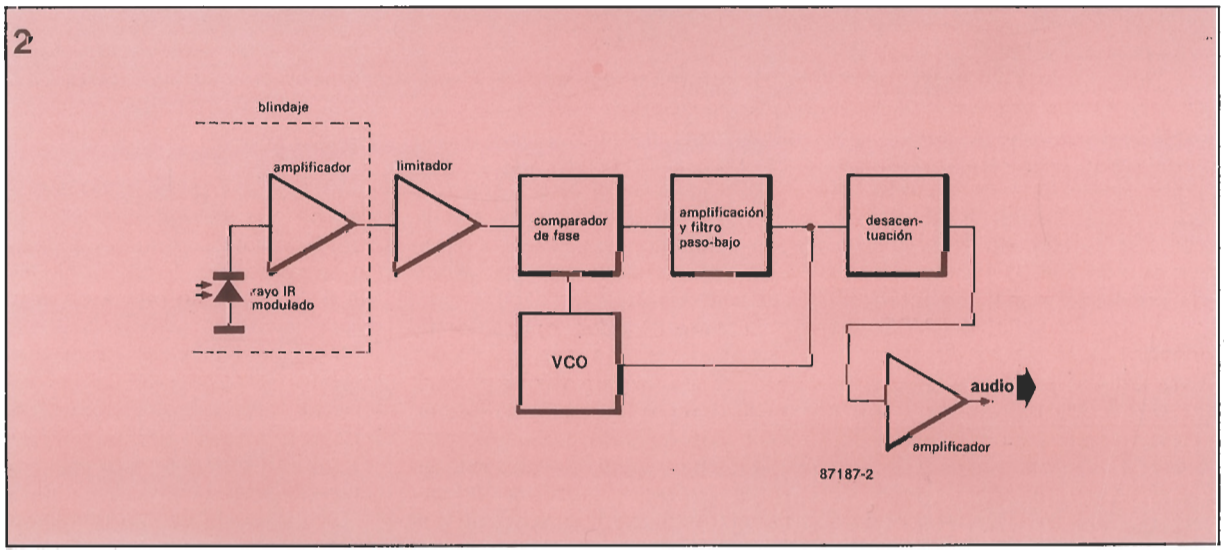


Figura 2. El diagrama de bloques del receptor es algo más complicado ya que comprende al detector que está subdividido en 3 partes: el comparador de fase, el VCD y el filtro pasobajo.

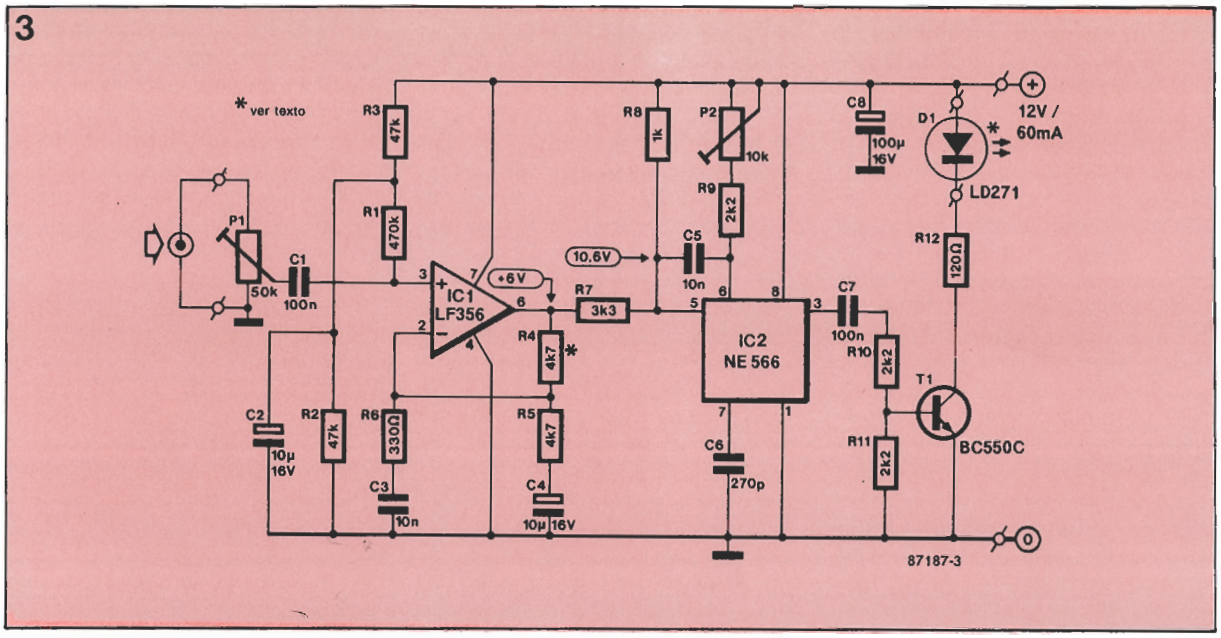


Figura 3. En este esquema se pueden localizar bastante fácilmente los bloques del diagrama sinóptico de la figura 1.

na» del receptor no es ni más ni menos que un foto-diodo que convierte la intensidad luminosa del haz que a él llega en una determinada tensión (ver figura 2). Como el LED I.R. del emisor parpadea a una frecuencia igual a la de la portadora auxiliar modulada, la tensión generada por el foto-diodo será una señal rectangular de la misma frecuencia. Luego se procede a la amplificación de esa señal rectangular y al recorte de sus picos, es decir a limitarla para evitar la saturación del detector. Por mucho que se busque en el esquema en cuestión, no se podrá encontrar ningún elemento bautizado como «detector» y sin embargo existe... En realidad se compone de los bloques «Comparador de Fase», «VCO» y «Filtro Pasa Bajos». Este trío trabaja de la forma siguiente: en el comparador de fase, la señal de entrada es comparada (¿Qué otra cosa iba a hacer un compardor?) con la señal del VCO. En caso de desfase entre estas dos señales, el filtro pasa-bajos genera una tensión de corrección que a su vez hará variar la frecuencia del VCO hasta que consigue que el desfase sea constante; llegados a este punto las dos señales tienen la misma frecuencia. En el caso de que la señal sea de FM, la frecuencia varía constantemente; se intentará pues, que la señal del VCO sea idéntica a la señal de entrada. Esto sólo es posible si se adapta la tensión de mando del VCO, a las variaciones de frecuencia debidas a la modulación. Después de este tratamiento la señal de mando del VCO corresponderá exactamente con la señal de audio que sirvió de portadora al emisor. Aún queda realizar una operación más, y es la de aplicar esta señal a un amplificador para darle un nivel que le permita atacar a unos auriculares.

Como ya se ha indicado anteriormente, para mejorar la relación S/R, hay que recordar que la ganancia de los agudos es mayor que la de los graves. De hecho, en la señal sin modular, los agudos tienen más potencia que los graves, de forma que la señal detectada no será exactamente idéntica a la enviada por el emisor. Esta es la razón por la cual el receptor tiene un filtro (de «desacentuación») encargado de restituir a los agudos su nivel de origen. La frecuencia de corte (3.000 Hz) y la pendiente (6 dB/oct) de este filtro son idénticas a las del circuito de «preacentuación» del emisor.

El esquema

El esquema del emisor (Figura 3) no necesita demasiadas explicaciones, como se puede deducir de su observación. Sus componentes más importantes son dos circuitos integrados que se encargan, prácticamente ellos solos, de todo el proceso de tratamiento de la señal.

El amplificador operacional, asociado a las resistencias R4...R6 y a los condensadores C3 y C4, cumple la misión de amplificar con «preacentuación» cada una de las bandas de frecuencias según un factor prefijado. La ganancia está prácticamente definida por la resistencia R4; el aumento del valor de R4 conlleva un incremento de la ganancia total y en casos en que estemos en presencia de señales de muy bajo nivel, la adaptación del mencionado valor resistivo puede ser fundamental. La señal de salida se aplica a IC2, en cuyo interior tenemos el VCO. Por otra parte, C6, R9, P2 y el valor de la tensión presente en el punto 5 determinan la frecuencia del oscilador. Mediante P2 podremos ajustar el circuito de forma que, en ausencia de señal de entrada, la frecuencia de la señal de salida sea de alrededor de 150 KHz.

La señal rectangular de la salida ataca a T1, provocando alternativamente saturación y bloqueo, lo cual hace que el LED de I.R. (D1) se encienda y se apague siguiendo la frecuencia del VCO. Para no sobrecargar el diseño del esquema de la Figura 3 no hemos representado más que un LED, a pesar de que en realidad el circuito puede cargar hasta con 7 LEDs montados en serie; de esta forma aumentamos la intensidad luminosa del haz que debe incidir sobre el receptor. Si finalmente escogemos la opción de montar varios LEDs emisores, debemos tener en cuenta que para el buen funcionamiento de nuestro circuito es necesario modificar el valor de R12 según se indica en la tabla 1.

A simple vista ya se puede comprobar, por observación del esquema del receptor (Figura 4), que éste es algo más complicado de realizar que el emisor anteriormente descrito.

D1 detecta el haz luminoso que

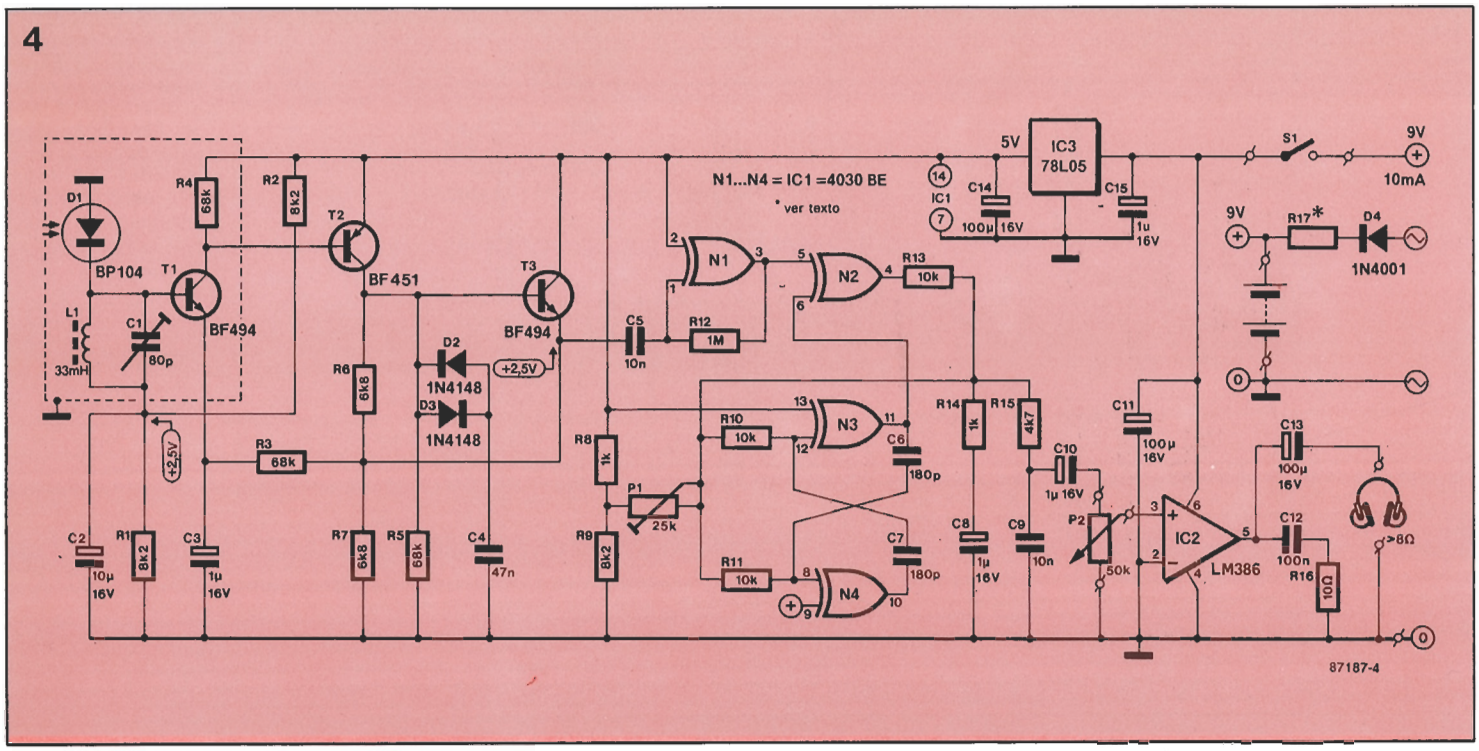


Figura 4. La electrónica del receptor. En caso de alimentación por acumuladores recargables no deberá olvidarse el insertar R17 y D4.

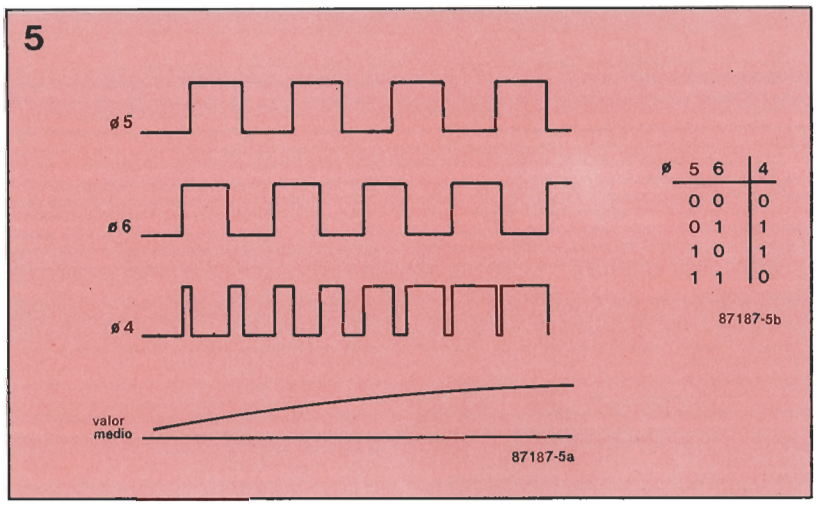


Figura 5. El componente más importante del PLL es una puerta EXOR que hace la función de comparador de fase. El diagrama de tiempos que vemos junto a estas líneas nos muestra cómo se convierten los desfases de las señales de entrada, en una tensión continua de valor proporcional a esas señales.

Tabla 1

Número de Led	R12 ( )
1	120
2	100
3	83
4	68
5	47
6	33
7	22

incide sobre él y se pone a conducir cuando le llega la luz infrarroja. Como la luz I.R. producida por el emisor es pulsante, a la frecuencia de la portadora auxiliar, la base del transistor T1 se va poniendo a nivel de masa a ese mismo ritmo. Para no dejar pasar más que las señales de la frecuencia de la portadora auxiliar, la entrada cuenta con un filtro pasabandas constituído por L1 y C1 en montaje paralelo. Este tipo de montaje LC se caracteriza por tener una baja impedancia salvo a una determinada frecuencia de resonancia que se calcula con la conocida fórmula:

$$F\ res = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Si le echamos de nuevo un vistazo al esquema se puede comprobar que a la frecuencia de resonancia, la tensión aplicada a la base de T1 varía entre 0 y 2,5 V (esto con una intensidad luminosa máxima), ya que a esta frecuencia el tándem paralelo se comporta como una resistencia de elevado valor. A todas las demás frecuencias este montaje LC tiene una impedancia muy baja, de manera que la tensión en base de T1 será de 2,5 V. Para una recepción óptima, es indispensable que la LC esté sintonizada sobre la frecuencia de la portadora, ya que en realidad ésta es precisamente la que nos interesa. Esto explica que debemos liberar de todo parásito a esta frecuencia fundamental. La sintonización del filtro de entrada se realiza accionando sobre el condensador variable C1.

Después de este último filtrado, se amplifica la señal mediante una etapa de tres transistores (T1...T3) antes de aplicarla al limitador (N1) cuya función es la de evitar la saturación del detector. Existe un segundo dispositivo de limitación compuesto por los diodos D2 y D3.

El detector se compone de un comparador de fase (N2), el VCO (N3, N4) y el filtro pasabajos (R13, R14 y C8). Las dos puertas N3 y N4, como puede verse, están montadas en inversor y constituyen un multivibrador astable (MVA), el VCO propiamente dicho, cuya frecuencia viene determinada por la tensión que tengamos en el punto de unión R10-R11. Esta tensión depende de la posición de P1 y de la señal que haya en N2.

Basado en una puerta EXOR cuya tabla de la verdad viene dada en la figura 5b, el comparador de fase es un poema en sí mismo. Si se le aplica a una de las entradas la portadora FM auxiliar y a la otra la señal del VCO, en caso de diferencia de frecuencias se llega a

6

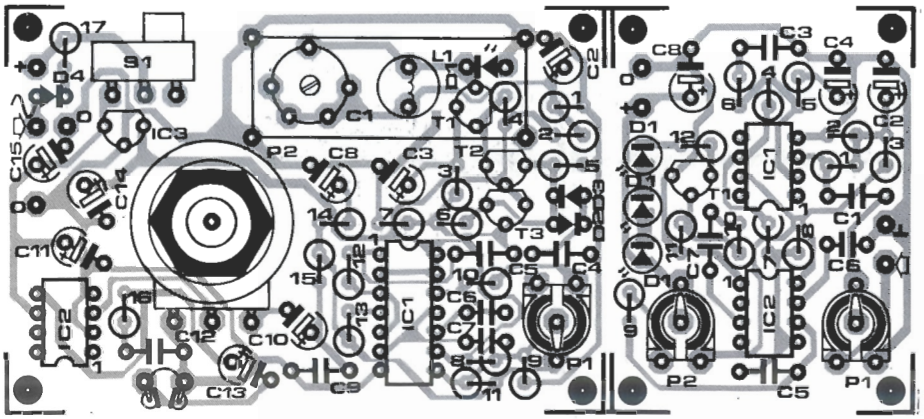


Figura 6. Representación de la serigrafía de la ubicación de los componentes sobre la placa de circuito impreso, que en realidad son dos placas en una, el emisor a la derecha y el receptor a la izquierda.

la situación ilustrada en la figura 5a. La salida de N2 se pone a nivel alto cuando las dos señales son diferentes. Como ésto se produce aproximadamente dos veces por período, estamos en presencia de una señal de frecuencia doble cuya anchura de impulso está en función de la diferencia de fase. Cuanto más importante sea esta diferencia de fase, mayor será la duración del período durante el cual la señal estará a nivel alto. El filtro pasabajo (R13, R14 y C8) integra (toma su valor medio) la señal de salida N2. El proceso de integración nos recuerda el funcionamiento de un condensador de filtrado en una fuente de alimentación. En efecto, mientras la salida de N2 sea de nivel alto (1 lógico), la carga de C8 sigue efectuándose. Cuando la misma salida de N2 pasa a nivel bajo (0 lógico), C8 con su carga acumulada colma el «hueco», por llamarlo de alguna forma.

La tensión media de salida del comparador de fase, es la que manda al VCO (nuestro MVA = MultiVibrador Astable). La frecuencia de éste último variará hasta que consigamos un desfase constante. La tensión de mando, y por consiguiente la frecuencia de VCO será constante. La figura 5 nos permite llegar a la conclusión de que para llegar a un desfase constante, las dos frecuencias han de ser idénticas. Este sistema PLL obliga al VCO a seguir permanentemente las variaciones de frecuencia de la señal de entrada, lo cual no es posible más que a condición de ir adaptando continuamente la tensión de mando. Esta última tensión es pues un testigo de la variación de frecuencia de la señal de entrada y de igual valor a la señal que del lado emisor ha servido para modular la portadora auxiliar.

Queda proceder a realizar la «desacentuación» de la señal, tratamiento que se realiza a través de un filtro pasabajos constituido por R15 y C9; posteriormente se amplifica la señal en cuestión para que sea capaz de atacar a unos auriculares con el suficien-

7

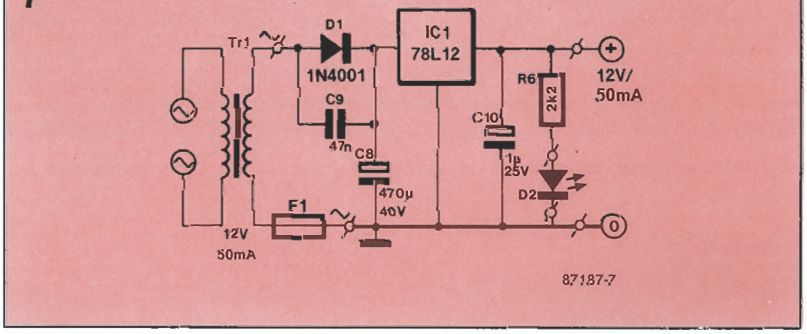


Figura 7. Esquema de una fuente de alimentación de 12 V para el emisor.

Lista de componentes (emisor)

Resistencias:

R_1 = 470 k
R_2; R_3 = 47 k
R_4; R_5 = 4k7
R_6 = 330 Ω
R_7 = 3k3
R_8 = 1 k
R_9...R_{11} = 2k2
R_{12} = 120 Ω/0,5 W (ver texto)
P_1 = ajustable 50 k
P_2 = ajustable 10 k

Condensadores:

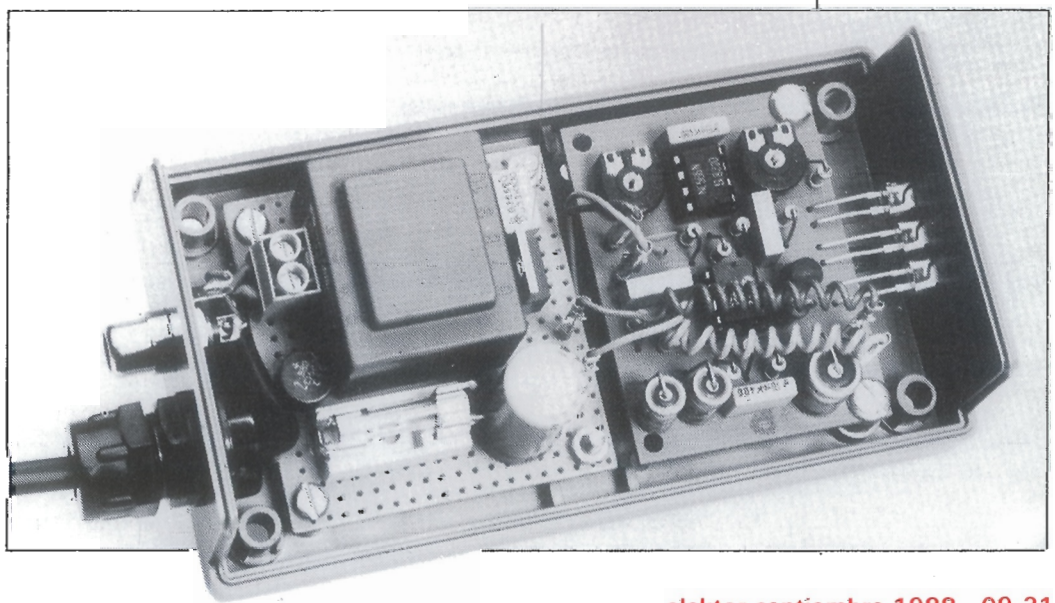
C_1; C_7 = 100 n
C_2; C_4 = 10 µ/16 V
C_3; C_5 = 10 n
C_6 = 270 p
C_8 = 100 µ/16 V

Semiconductores:

D_1 = LD271 (ver texto)
T_1 = BC 550C
IC_1 = LF356
IC_2 = NE566

Varios:

Fuente de alimentación 12 V
caja
conector para señal de entrada



Lista de componentes (receptor)

Resistencias (±5 %):

R_1; R_2; R_9 = 8k2
R_3...R_5 = 68 k
R_6; R_7 = 6k8
R_8; R_{14} = 1 kΩ
R_{10}; R_{11}; R_{13} = 10 k
R_{12} = 1 M
R_{15} = 4k7
R_{16} = 10 Ω
R_{17} = ver texto
P_1 = ajustable 25 k
P_2 = 50 k log.

Condensadores:

C_1 = ajustable 80 p
C_2 = 10 µ/16 V
C_3; C_8; C_{10}; C_{15} = 1 µ/16 V
C_4 = 47 n
C_5; C_9 = 10 n
C_6; C_7 = 180 n
C_{11}; C_{13}; C_{14} = 100 µ/16 V
C_{12} = 100 n

Bobina:

L_1 = 33 mH con capuchón de ferrita

Semiconductores:

D_1 = BP104
D_2; D_3 = 1N4148
D^4 = 1N4001
T_1; T_3 = BF 494
T_2 = BF 451
IC_1 = 4030
IC_2 = LM 386
IC_3 = 78L05

Varios:

S_1 = interruptor
conector chasis para cascos
trozo de chapa de blindaje
caja
conector para pila de 9 V
pila (o acumulador) de 9 V.

te nivel. La amplificación se realiza con IC2, un amplificador de audio integrado al cual se le puede ajustar el nivel de salida, actuando sobre el potenciómetro P2.

Los cascos han de ser totalmente autónomos, pero su circuito receptor de I.R. necesita ser alimentado, y lo haremos con pilas de NiCd. Dadas las características del amplificador de BF a instalar en los auriculares, la pila o acumulador será de 9V. Para evitar que las variaciones de tensión provocadas por una variación de carga en el amplificador repercutan en el resto del circuito (concretamente el sistema PLL es muy sensible a variaciones de este tipo) hemos dotado al montaje de un regulador de tensión integrado, IC3, encargado de vigilar que la tensión de alimentación aplicada al subconjunto antes definido, sea constante. El consumo total del receptor es de aproximadamente 10 mA lo cual deja por supuesto que una pila compacta de 9 V le dará una autonomía muy satisfactoria. Si prevemos que vamos a hacer un uso intensivo del dispositivo, por ejemplo durante las largas noches de verano en que el calor no nos deje dormir y optemos por escuchar música o ver todas las películas del videoclub, nos será mucho más rentable hacernos con un acumulador de NiCd de 9 V. Para mantener la carga de este acumulador o recargarlo de vez en cuando, bastará con disponer de un transformador cuyo secundario suministre un mínimo de 15 V CA y luego ajustar D4 y R17. El valor de esta resistencia se calcula con la siguiente fórmula:

R17 = (U. transfo. – 9,6)/0,1.

El emisor necesita una fuente de alimentación de 12V. Se puede pensar en la poco elegante solución de conectar tres pilas de «petaca» en serie, pero eso no sería digno de un buen aficionado o profesional de la electrónica. Lo que hay que hacer es montarse una fuente de alimentación en condiciones, que además es cosa que os ponemos fácil; no tenéis más que ver lo que hemos preparado para vosotros en la figura 7. El regulador integrado T812 puede solucionaros el problema en gran medida.

Tal como hemos descrito el sistema hasta ahora nos permitirá disponer de un equipo monofónico. Si queremos transmitir una señal estereofónica deberemos añadir un codificador y un decodificador de estéreo. El funcionamiento será entonces próximo al de una estación de radio, pero de utilización extremadamente delicada, razón por la que desaconsejamos formalmente el intento. Para trabajar en estéreo, la solución más sencilla es dotar a cada canal de un emisor y de un receptor propios. Para que los dos emisores no se interfieran mutuamente, debemos darles dos frecuencias portadoras netamente distintas: 150 y 250 kHz por ejemplo. Para conseguir este fin, bastará con darle al condensador C6 de uno de los emisores un valor de 180 pF. Del lado del receptor deberemos sustituir la bobina L1 por otra de un valor de 15 mH; por otra parte, y seguimos hablando del mismo receptor, bajaremos el valor de los condensadores C6 y C7 a 120 pF. De cualquier forma, la modificación aquí descrita, para la obtención del estéreo es un montaje totalmente experimental y que por lo tanto nosotros no podemos garantizar, ya que su éxito depende de factores muy diversos. Pero si te sientes con ánimos de investigador, anímate y a ver qué tal te sale lo del estéreo.

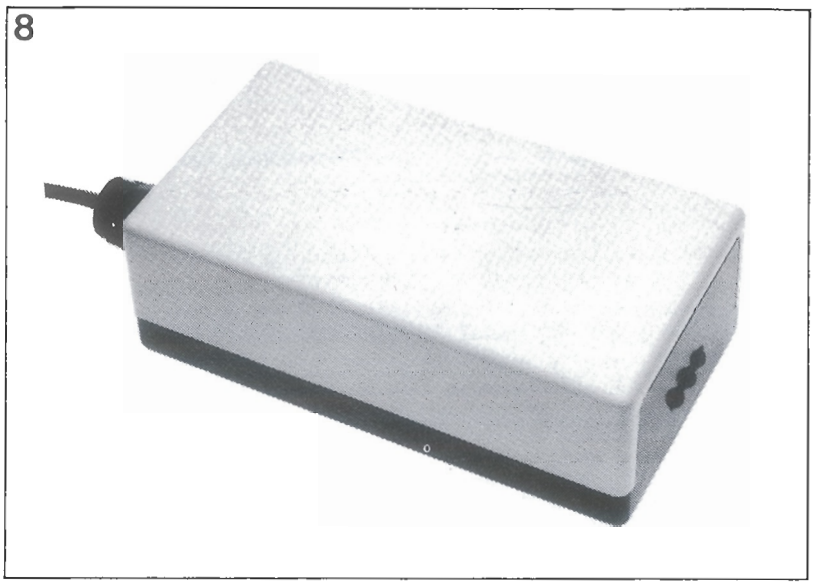


Figura 8. Montaje en su caja. El emisor ocupa muy poco sitio. En esta foto se ven perfectamente los tres LEDs de I.R.

Realización práctica, dos circuitos impresos en uno

La figura 6 nos da la serigrafía de la implantación de los componentes en las placas. A la izquierda de la figura tenemos al Receptor, que dicho sea de paso cuenta con unas dimensiones notablemente más grandes que el Emisor que se puede ver a la derecha de la misma figura. Comenzaremos por la separación mecánica de las dos placas, prestando cuidado para no dañar las placas en la operación (con el circuito impreso flexible incluido en la revista, unas tijeras de cocina servirán perfectamente). Después de esto, podemos proceder a la implantación de los componentes del receptor. Esta operación no necesita más explicaciones, quizá destacaremos que, tal como se puede ver en la fotografía, la mayoría de los componentes se montarán de forma vertical, para ganar espacio de placa. En la misma foto, que es la de cabecera del artículo, se puede ver que hemos montado la alimentación sobre un circuito del tipo de pruebas, ya que no requiere más complicaciones. En cuanto a las placas de impreso del emisor y del receptor, recomendamos fervientemente que se utilicen zócalos, ya que por una parte salvaguardaremos las pistas de posibles roturas a la hora de las posibles sustituciones de circuitos integrados.

Pasemos al receptor. El trazo interrumpido a la izquierda del esquema de la figura 4, indica el blindaje indispensable para evitar interferencias por parte de emisoras muy potentes que pudiesen existir en las cercanías. El blindaje se puede efectuar con hojalata o latón, dándoles una altura de 1,5 cm y una longitud de aproximadamente 10 cm; deberemos cortar esta chapa de forma que luego podamos soldarla por sus cuatro esquinas a la placa de impreso del receptor. Con el mismo fin de blindaje, utilizaremos una bobina (choque) cubierto con su propio encapsulado de ferrita, fácilmente identificable por su co-

lor gris-negro característico. Esta zona de blindaje recibe, entre otras cosas, el fotodiodo D1. De nuevo, para poder ganar espacio, también en este caso montaremos los componentes de forma vertical en su mayoría. Si se va a colocar el circuito en una caja transparente, debemos montar el fotodiodo sobre unos espadines, y no directamente sobre la placa de impreso, para evitar que el blindaje le enmascare. Si por el contrario se opta por una cajita opaca, deberemos perforarla de manera que sobresalga hacia el exterior el fotodiodo y pueda cumplir su función. Como puede comprobarse en la serigrafía, el emisor puede tener hasta tres LEDs de I.R. (en este caso deberemos disminuir el valor de R12 a 82 ohmios). Un mayor número de LEDs supone realizar ciertas adaptaciones mecánicas (ver tabla 1).

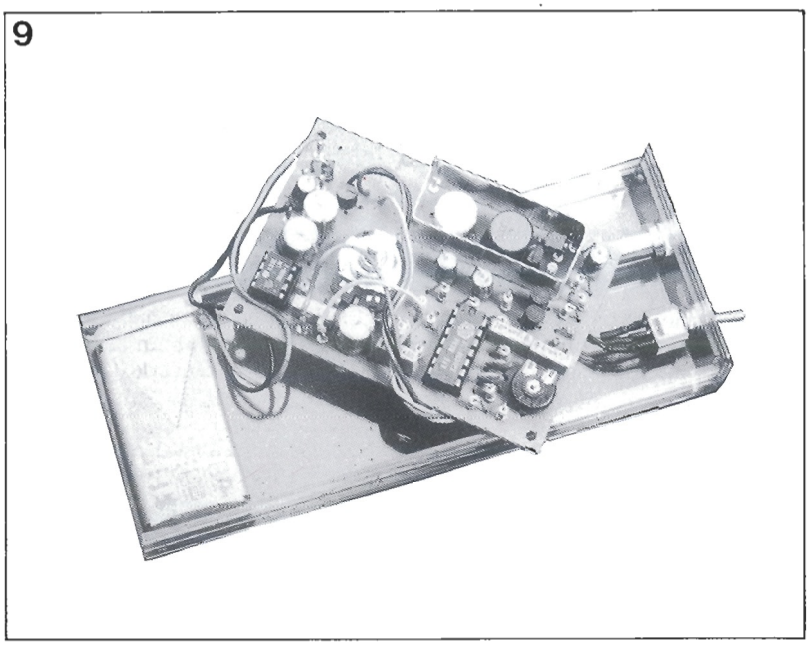
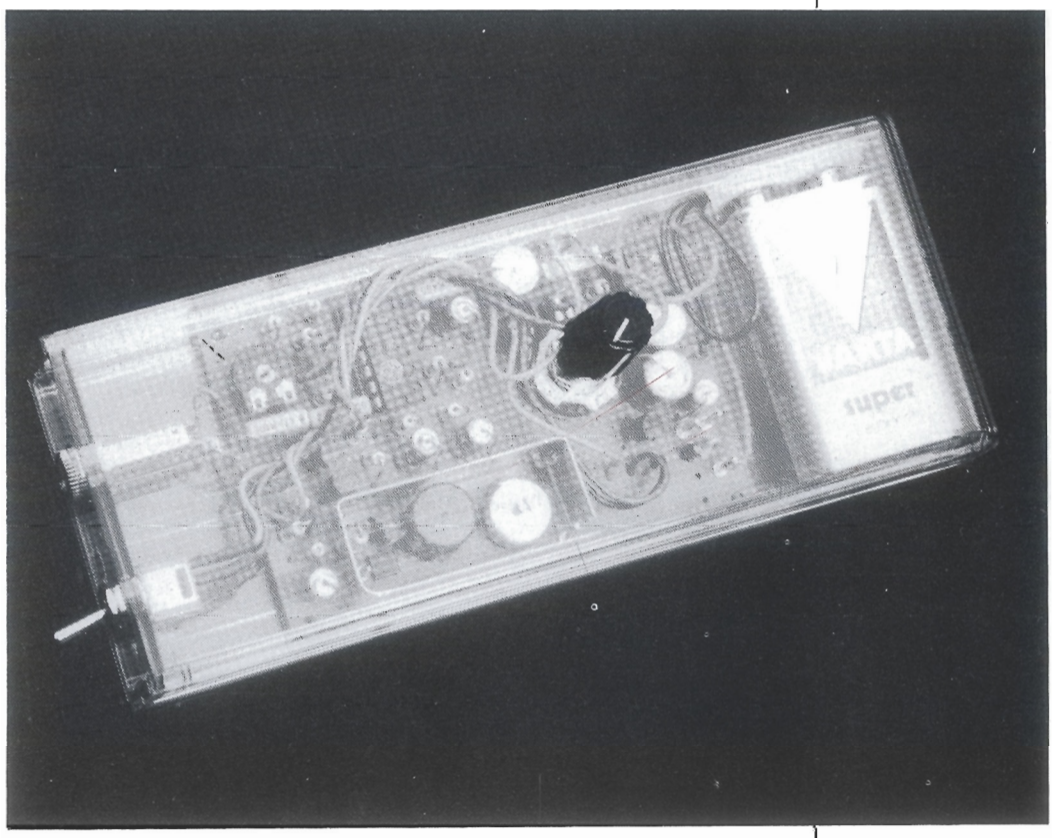


Figura 9. Vista general del receptor ya montado en su caja. Debido a la gran cantidad de componentes y su apiñamiento deberemos tener cuidado de no equivocarnos en el montaje para evitar tener que localizar, posteriormente, errores difíciles de encontrar.



Ajuste

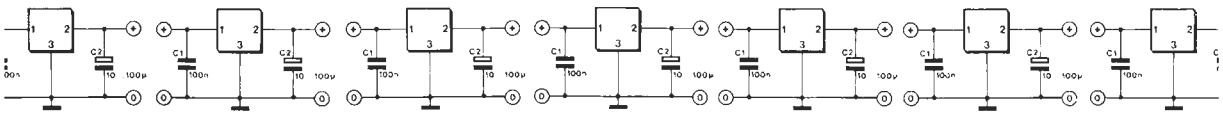
Después de acabar el montaje, lo inmediato es rapasar bien todos los elementos, soldaduras y ubicación de componentes para prevenir cualquier equivocación. Una vez comprobado esto último, pasaremos al ajuste.

Empezaremos midiendo las tensiones previstas en los puntos de prueba que a tal fin se indican en el esquema; los valores de las citadas tensiones son tomados con relación a masa. Si una de las tensiones medidas no es la indicada para ese punto en el esquema (admitiendo siempre una tolerancia del 10 %) estaremos en presencia de un error en el circuito. En tal caso deberemos repasar todas las soldaduras. ver si no se nos han cortocircuitado dos pistas, comprobar que los componentes son los correctos y que no están en lugares equivocados. Pero si todos los valores medidos son los correctos (situación normal), podemos dedicarnos a ajustar la frecuencia del VCO del emisor en 150 KHz. Para este fin necesitamos, o una radio receptora de Onda Larga, lo que sería más adecuado, un osciloscopio conectado a la patilla 3 de IC2. Se sintoniza el receptor en 150 KHz y se procede a variar P2 del VCO, hasta que se oiga señal en la radio de Onda Larga. Luego se coloca P1 en su posición máxima y le aplicamos a la entrada una señal tomada de la salida de línea de un amplificador (un nivel de señal entre 100 y 200 mW). Colocaremos, a continuación, C1 y P1 del receptor en sus respectivas posiciones medias y P2 en su posición máxima. Si el receptor recibe una señal I.R. por parte del emisor, deberemos poder oír una señal de audio. Posteriormente aumentaremos la distancia entre emisor y receptor y jugaremos con P1 y C1 hasta obtener los resultados óptimos. Esta operación de ir alejando los elementos el uno del otro y ajustar cada vez P1 y C1 para oír la señal de audio lo mejor posible, deberemos repetirla varias veces hasta conseguir el radio de acción máximo. Señalemos que nuestros prototipos tuvieron un radio de acción máximo de 20 m. Digámoslo todo, para llegar a esta distancia tuvimos que cortar toda fuente de parásitos, hasta los tubos fluorescentes de iluminación. Si por circunstancias especiales necesitáis cubrir distancias más grandes, deberéis dotar al emisor de una lente de aumento y al receptor de un espejo convexo en el centro del cual colocaréis el fotodiodo. ⏮

Los reguladores de alta eficiencia permiten la alimentación estabilizada de equipos con una caída de tensión en los extremos del regulador muy baja. La configuración interna para conseguir esto da lugar, en ocasiones, a problemas de bloqueo del regulador.

BLOQUEO DE REGULADORES DE ALTA EFICIENCIA

Precauciones en el empleo de los reguladores de alta eficiencia



Aunque tienen tres patillas como los reguladores de la familia 78XX tan habitualmente empleados, los reguladores de baja caída de tensión permiten una mayor eficiencia en la regulación. Presentados y empleados en muchos de nuestros montajes, estos componentes han atraído la atención de numerosos diseñadores por sus excelentes cualidades. Sin embargo, conseguir las características de baja caída de tensión dentro del regulador tiene un precio que hay que pagar. En nuestro laboratorio hemos podido comprobar durante las pruebas que algunos reguladores del tipo 4705, 4785, e incluso 4805, 4885 y 4810 de SGS (ver tabla 1) presentaban un comportamiento que inicialmente nos desconcertó. En ocasiones, la tensión de salida era nula, a pesar de lo cual los reguladores se calentaban considerablemente, lo que indicaba un fuerte consumo de corriente.

No resultará extraño que algunos de nuestros lectores hayan podido encontrarse con este mismo problema durante sus experimentos. La explicación que más pronto acude a nuestra cabeza es sencilla: como se trata de componentes relativamente nuevos, todavía presentan problemas de diseño por parte del fabricante. Explicación demasiado simple, ya que detrás del humo siempre hay fuego.

Tabla 1

	Tensión de salida	Corriente de salida	Tensión mín. de entrada *	Transitores tolerados
L4705	5 V	0,5 A	5,6 V	±80 V
L4785	8,5 V	0,5 A	9,1 V	±80 V
L4710	10 V	0,5 A	10,6 V	±80 V
L4805	5 V	0,4 A	5,4 V	±60 V
L4885	8,5 V	0,4 A	8,9 V	±60 V
L4810	10 V	0,4 A	10,4 V	±60 V
L4812	12 V	0,4 A	12,4 V	±60 V
LM2930-5	5 V	0,15 A	5,32 V	±40 V
LM2930-8	8 V	0,15 A	8,32 V	±40 V
LM2931-5	5 V	0,15 A	5,3 V	+60 V −50 V

* Valor típico para una corriente de salida máxima y una temperatura de 25 °C

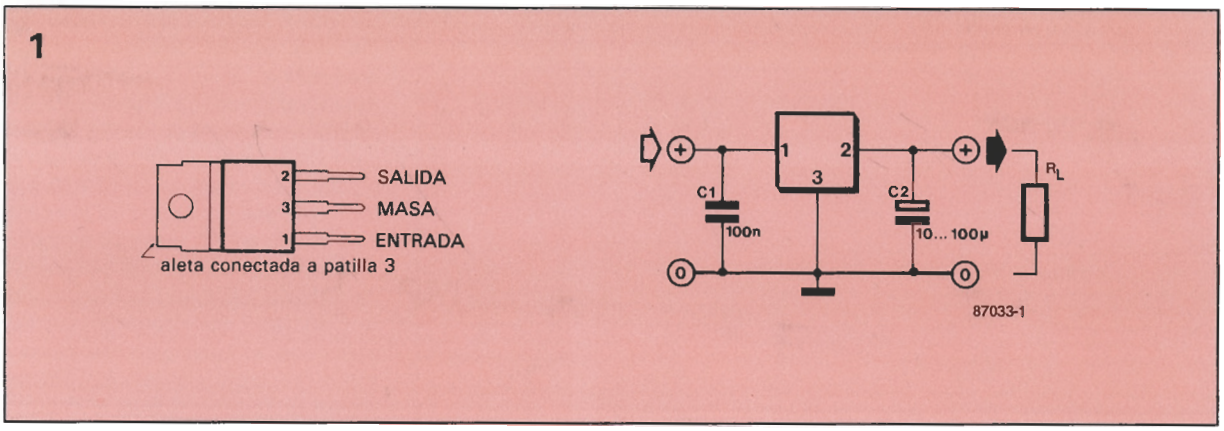


Figura 1. Patillaje y esquema típico de aplicación de los reguladores de alta eficiencia. La aleta metálica del encapsulado está unida internamente a la patilla 3 (masa).

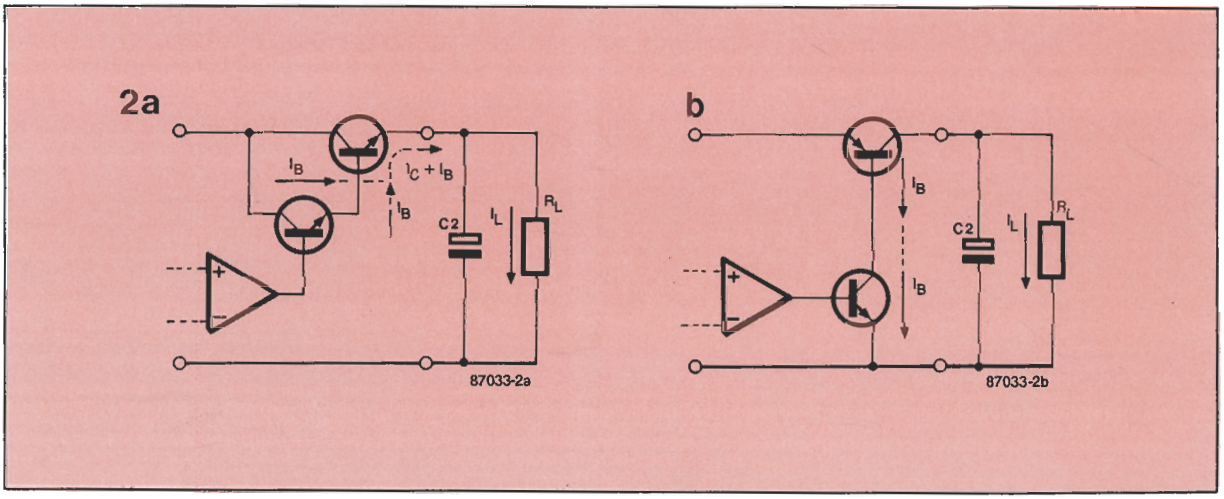


Figura 2. Etapa de potencia de un regulador estándar tipo 78XX (2a), y de regulador de alta eficiencia (2b).

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

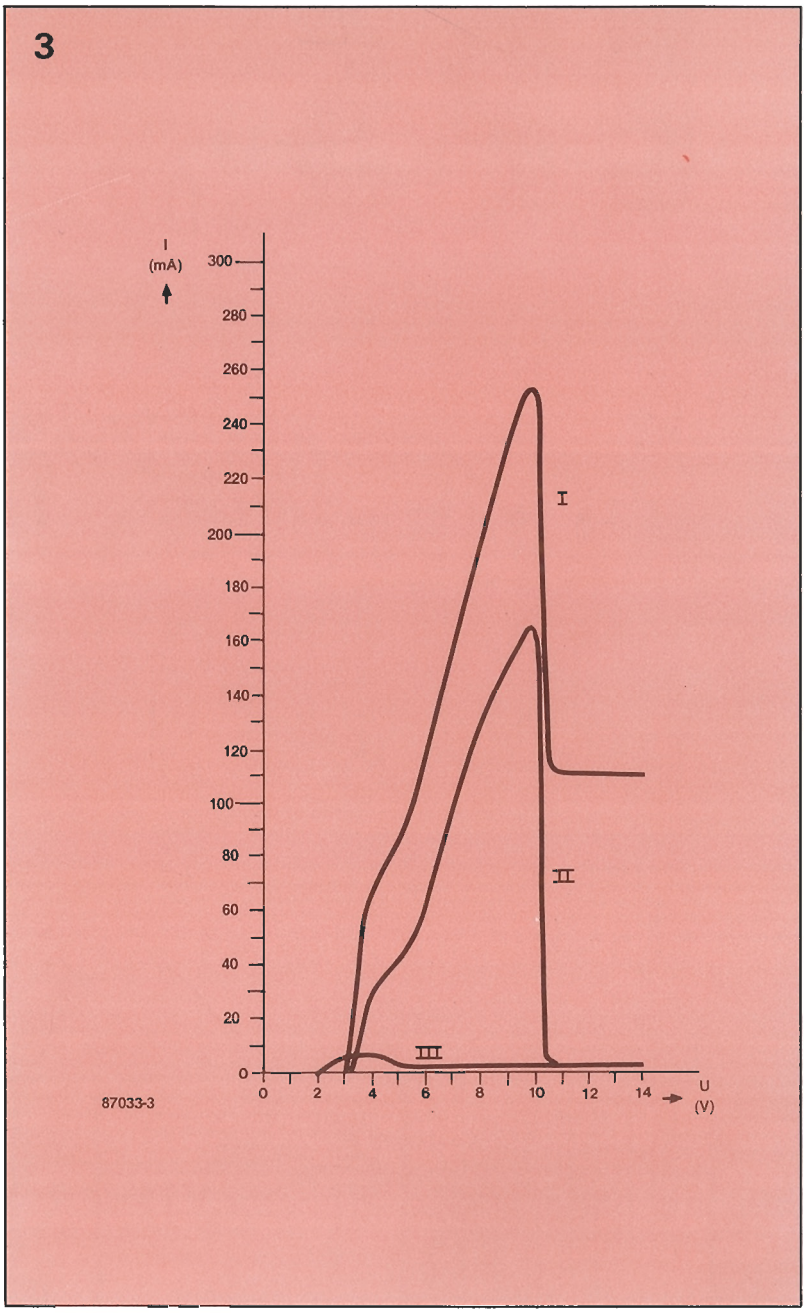


Figura 3. Curvas de consumo de corriente de los reguladores de alta eficiencia en función de la tensión de entrada: 47/48XX con carga (I), sin carga (II), y 2930/2931 (III).

Baja caída de tensión

No hay que irse muy lejos para encontrar las causas que explican el bloqueo de estos reguladores. De hecho, la causa figura con todas sus letras en el artículo que consagramos a estos componentes en nuestra revista Elektor número 78, noviembre 86. En la página 10-36, párrafo central, se puede leer que «la puesta a punto de estas versiones con débil caída de tensión ha sido posible gracias a la sustitución del darlington NPN, generalmente empleado en la etapa del regulador serie de los 78XX, por un único transistor PNP, cuya corriente de base circula hacia masa. Este procedimiento hace aumentar el consumo propio del regulador de una manera importante».

La figura 1 muestra el patillaje, así como el montaje clásico de los reguladores de alta eficiencia. La figura 2a muestra cómo está construida internamente la etapa de potencia de un regulador convencional (78XX), y la figura 2b muestra el dispositivo de regulación de uno de alta eficiencia (47XX/48XX). En un regulador 78XX, la corriente de base del transistor serie circula por el emisor hacia la carga, sumándose a la corriente de colector. En un regulador 48XX, la corriente de base fluye hacia la masa dentro del circuito integrado; lo que da lugar a hechos inesperados.

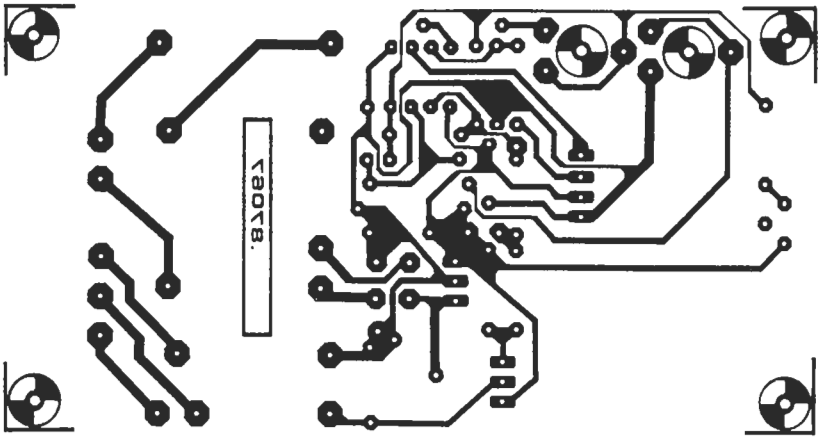
Durante la puesta bajo tensión del circuito de la figura 1, hace falta que el condensador de salida se cargue. Mientras que la tensión de entrada es muy baja, el transistor serie está saturado, y circulan varias decenas de miliamperios de corriente de base hacia la masa. Cuando la resistencia interna de la fuente de tensión de la que se alimenta el regulador es relativamente elevada (por ejemplo una pila) se produce una reacción en cadena: el excesivo consumo hace que la tensión de entrada baje; en esta situación, el transistor del regulador se satura, con el consiguiente consumo elevado de corriente. Esta relación cíclica hace que el regulador se caliente excesivamente, a pesar de que la tensión de salida sea baja, o incluso nula. Por tanto hay que vigilar, cuando se utilizan reguladores de alta eficiencia, que la fuente a partir de la cual se alimentan sea capaz de suministrar, aunque sea brevemente, una corriente de unos centenares de miliamperios.

Con una alimentación de laboratorio, en la cual la corriente de salida se limita deliberadamente a un valor más o menos bajo, el funcionamiento de los reguladores de alta eficiencia dejará mucho que desear. En lo que respecta a las pilas, la elevada corriente de base de estos reguladores hace las delicias de los fabricantes de pilas; cuando la tensión de la pila llega a un nivel inferior a la tensión nominal del circuito integrado, la descarga total y rápida de la misma se produce en un breve instante, debido precisamente al importante consumo de la corriente de base.

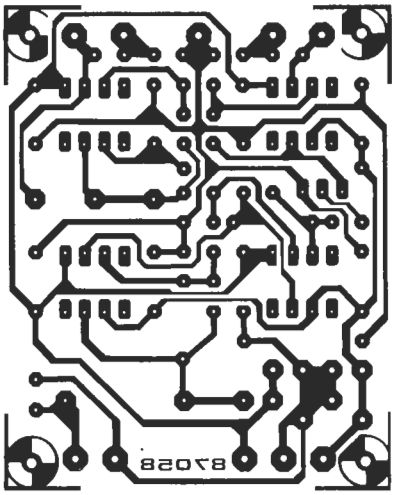
La figura 3 da cuenta de los resultados de nuestras investigaciones; en ella se ve el consumo de corriente del regulador con (I) y sin (II) carga en la salida. La curva III muestra que los reguladores 2930 (-5, -8) y 2931 de National Semiconductor presentan un comportamiento más razonable. Es de esperar que SGS mejore las prestaciones de sus reguladores de alta eficiencia de la familia 48/48XX. Y mientras tanto, desconfíe de la utilización de estos reguladores en las aplicaciones donde la fuente de corriente no sea capaz de responder a las exigencias mencionads anteriormente. En caso de que el problema de bloqueo se presente en un circuito, convendrá colocar un condensador electrolítico en la entrada del regulador en paralelo con C1 de la figura 1. El valor de este condensador deberá ser tal que pueda aportar el tirón de corriente necesario para el arranque del circuito.

EPS

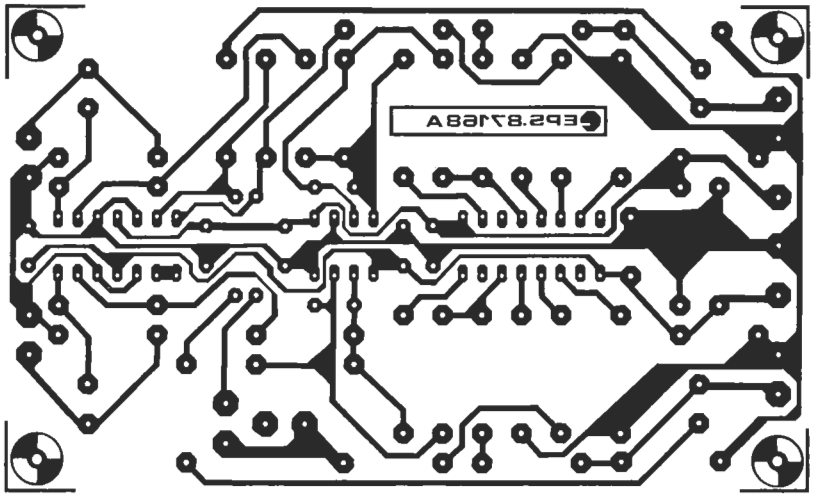
Para la realización de los circuitos impresos de **ELEKTOR** se pueden emplear los productos **INELECK-KF** (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



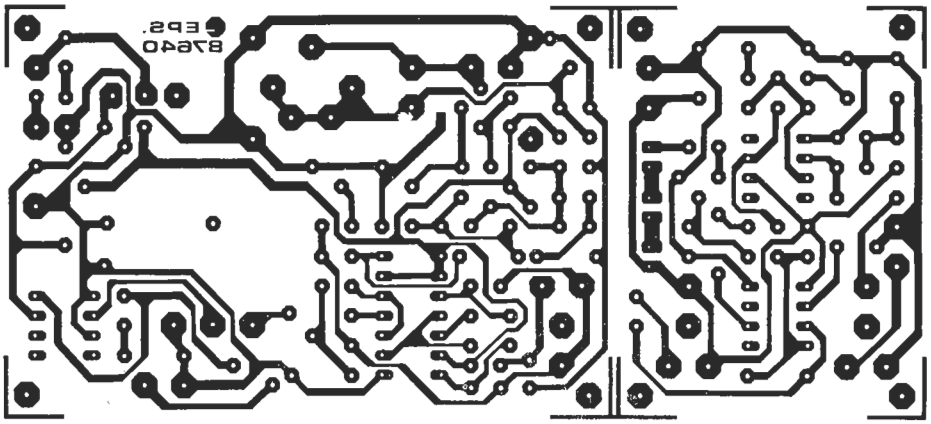
EPS 87067 Detector pasivo de infrarrojos



EPS 87058 Preamplificador de alta calidad para micrófono



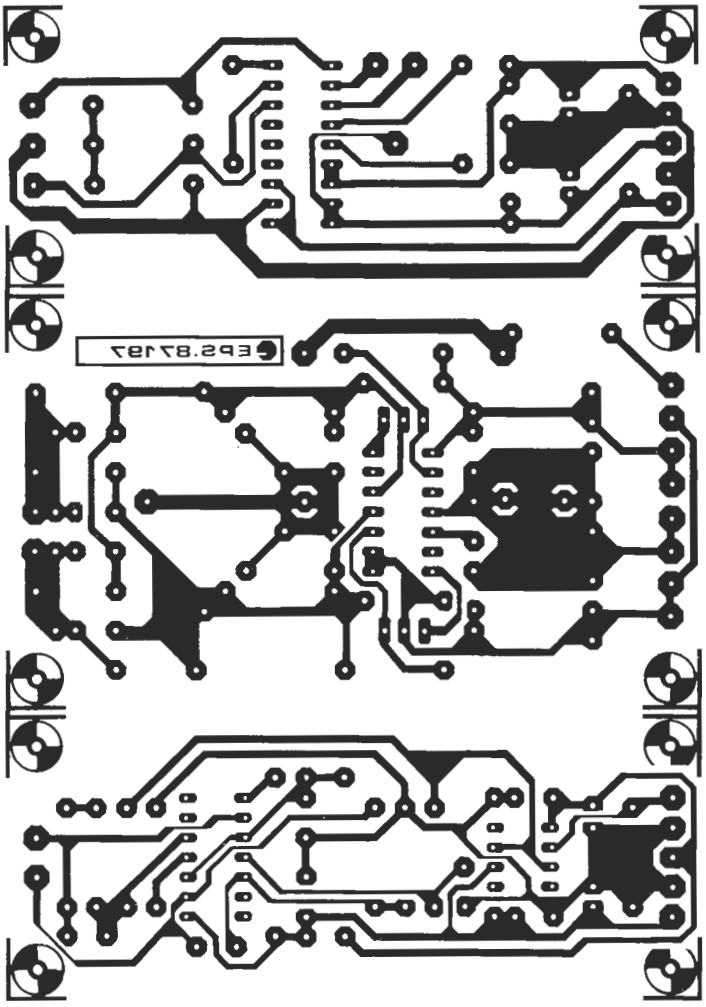
EPS 87168 Limitador estéreo



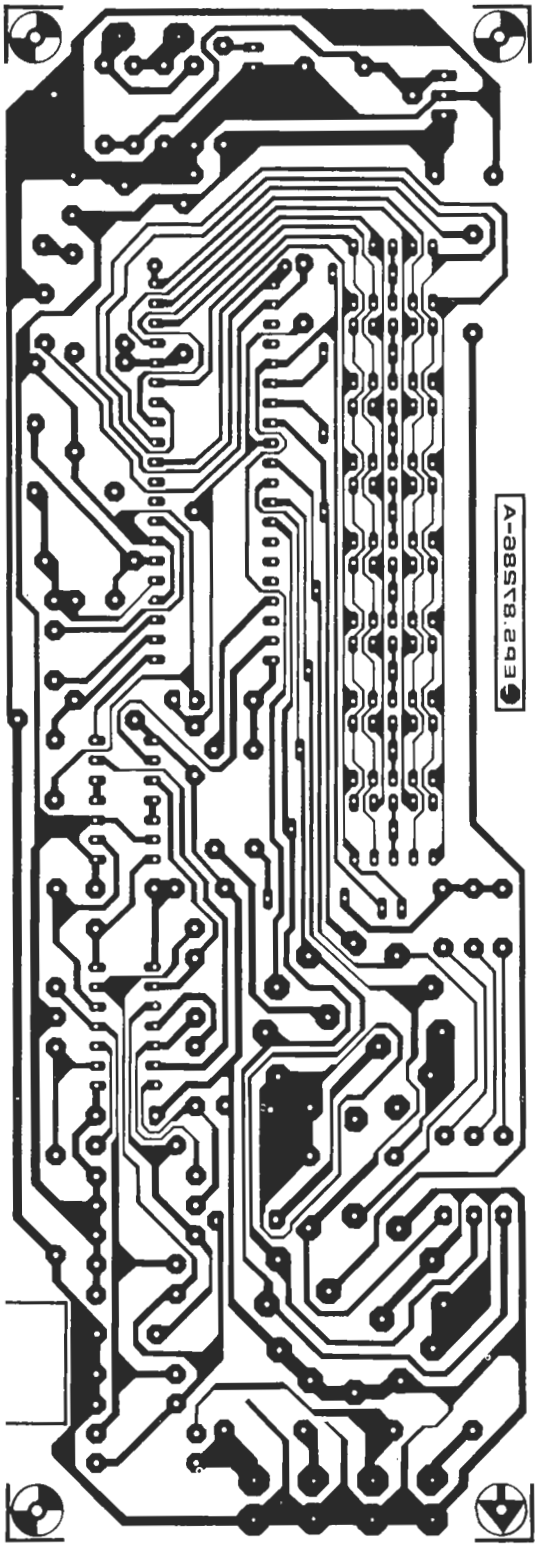
EPS 87640 Auriculares por infrarrojos

EPS

EPS



EPS 87197 Transmisor equilibrado para línea BF



EPS 87286 Frecuencímetro multifunción

EPS

Esta sencilla unidad permite a los operadores de CB llamadas selectivas entre todo el tráfico de un determinado canal saturado de comunicaciones.

LLAMADA SELECTIVA PARA RADIOS CB

Las estaciones de CB equipadas con la unidad que presentamos aquí pueden ser dejadas encendidas durante todo el día sin que se reciban ruidos o incluso comunicaciones entre otros usuarios CB, aunque lleguen con la suficiente potencia para superar el umbral del «squelch»; el amplificador BF del receptor sólo es activado cuando se recibe un tono específico de llamada desde otra estación, tanto fija como móvil. También es posible hacer que el decodificador selectivo de tonos conecte automáticamente el transmisor de la estación base, de forma que indique la recepción adecuada de la llamada (modalidad de auto-respuesta).

El diagrama de bloques del circuito de llamada selectiva aparece en la figura 1. La parte superior del bloque representa el transmisor de tonos, y la parte inferior el receptor, mientras que la parte central y la derecha forman el interface con la radio CB.

Descripción del circuito

La sección del esquema correspondiente a la parte emisora del montaje se muestra en la figura 2. El bloque principal de este circuito es un oscilador basado en una puerta Schmitt trigger, N2, un contador, IC2, y un multivibrador estable construido con dos transistores, T2-T3.

Cuando el sistema de tono de llamada se activa con S1, IC2 recibe un breve pulso de puesta a cero, y, consecuentemente, todas las salidas Qn se ponen a estado bajo. El relé Re1 no está activado, de forma que la radio CB puede recibir cualquier llamada. Cuando se oprime brevemente el pulsador S3, el condensador electrolítico C4 se carga a través de R1, el oscilador se activa, y Re1 se cierra, por lo que la salida del multivibrador T2-T3 se dirige a la entrada de micrófono del transceptor (punto 1), al mismo tiempo que se activa la transmisión, ya que el contacto de PTT («Push To Talk», pulsar para hablar) se pone a masa con un segundo circuito del relé (punto 2).

La salida Q2 del contador decimal IC2 se pone alta en el tercer pulso de reloj que llega de N2. Cada pulso posterior activa la siguiente salida, por lo que la tensión en la unión de R7-R8 crece en 4 escalones, de acuerdo con el nivel seleccionado en los ajustables situados en cada una de las salidas del contador. El multivibrador por tanto produce una secuencia de 4 frecuencias pre-programadas. El séptimo pulso desde N2 hace que Q6 se ponga alta, y el contador es desactivado a través de su entrada /CE. La salida de N4 se pone a estado bajo, por lo que Re1 se abre, con lo que se activa de nuevo la recepción. Inmediatamente después de pulsar S3, R2 va descargando lentamente a C4, hasta que el voltaje cae a una tensión que es detectada como nivel lógico bajo por el trigger-Schmitt, N2. El oscilador es desactivado entre 5 y 7 segundos después de la pulsación de S3, y

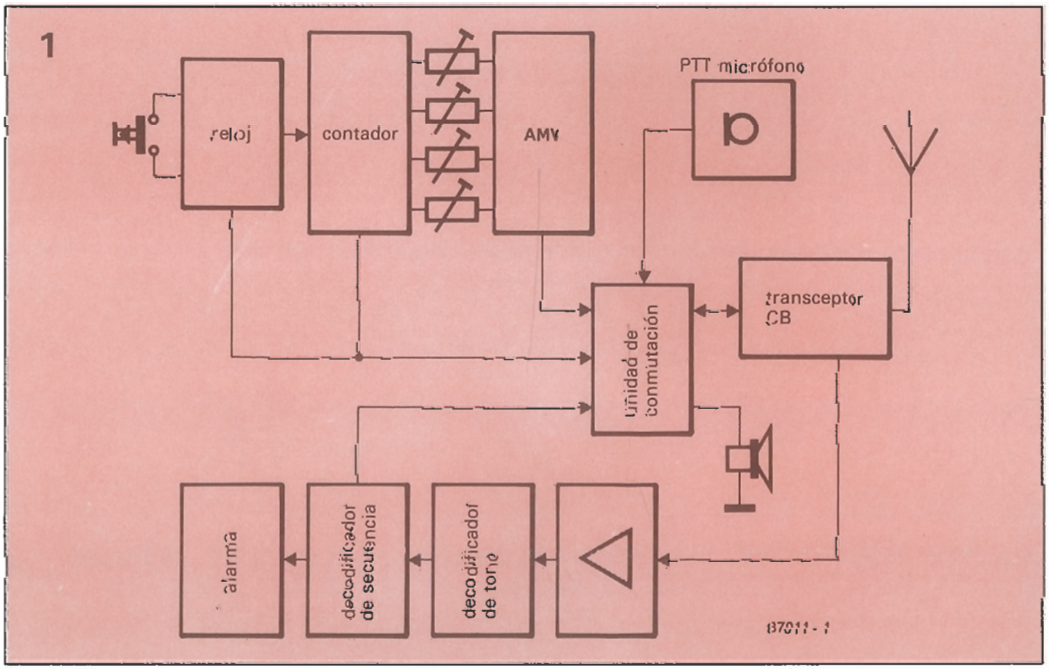


Figura 1. Diagrama de bloques del sistema selectivo de llamadas para CB.

no puede volver a ser activado para emitir una nueva secuencia de tonos antes de que haya transcurrido este intervalo.

El diagrama de la sección correspondiente al receptor de tonos se ve en la figura 3. La señal de BF proveniente del receptor se aplica a IC4, y se lleva a 4 decodificadores de tonos PLL, tipo NE567, idénticos. La secuencia de tonos es evaluada en IC10, y, si es correcta, el relé Re2 activa el circuito de alarma construido alrededor de Re4; mientras que un timbre de tres tonos suena en el altavoz conectado a la salida de IC11. La señal BF del transceptor CB se aplica al circuito decodificador de tonos mediante una patilla, 3, no empleada del conector de micrófono/PTT. Esto supone conectar la señal de BF en la parte de entrada de potenciómetro de volumen del transceptor a la patilla 3 del conector M/PTT, mediante un pequeño trozo de cable blindado. Cuando resulta preferible no realizar esta modificación en el transceptor, la señal de BF puede ser tomada de la conexión de altavoz externo como posible alternativa. Como esta salida normalmente es de baja impedancia, y alta señal, se omitirá IC4, y sus componentes asociados, y se aplicará directamente la señal al punto común de los condensadores C18...C21. No olvide en este caso, que el funcionamiento del decodificador de tonos dependerá del ajuste de volumen en el transceptor; en general, los mejores resultados se obtienen cuando éste se coloca a cerca de 1/3 de su recorrido, con el «squelch» desactivado.

Una segunda modificación en la radio CB tiene que ver con el interruptor PTT situado en el micrófono de mano. Los contactos del interruptor entre el elemento microfónico y el cable del micro (desde la patilla 1 del conector M/PTT) son conectados de forma que el interruptor PTT sólo active el transmisor, mientras que Re3 conmuta entre la señal del micrófono y la del transmisor.

El funcionamiento del transmisor de tonos es bastante sencillo. Cuando la patilla 3 del conector M/PTT se ha conectado como se indicó anteriormente, C13 lleva la señal de BF a IC4, que asegura la relativamente baja impedancia necesaria para excitar los 4 PLL en paralelo. La frecuencia central de cada uno de los decodificadores de tono IC5...IC8 es variable mediante un ajustable asociado a cada uno de ellos. Cuando el PLL detecta un tono entrante adecuado, la patilla 8 cae a nivel bajo, y el led correspondiente se ilumina. Tras un breve retardo, introducido por la red RC (R15-C34...R18-C37) la salida de la puerta AND se pone a nivel alto. Las entradas del integrado detector de códigos IC10 deben pasar a nivel alto en sucesión para que se produzca una señal lógica alta en la patilla 13. El período del pulso de salida es determinado por el valor de C44.

El driver T4 cierra Re2, el transmisor se activa y suena el carillón. Al mismo tiempo, Re3 conecta la señal del carillón a la entrada BF del transmisor, y la señal de «llamada recibida» es (re)transmitida a la estación que ha llamado. Los componentes R20 y C40 impiden que el carillón suene cada vez que se encienda la emisora.

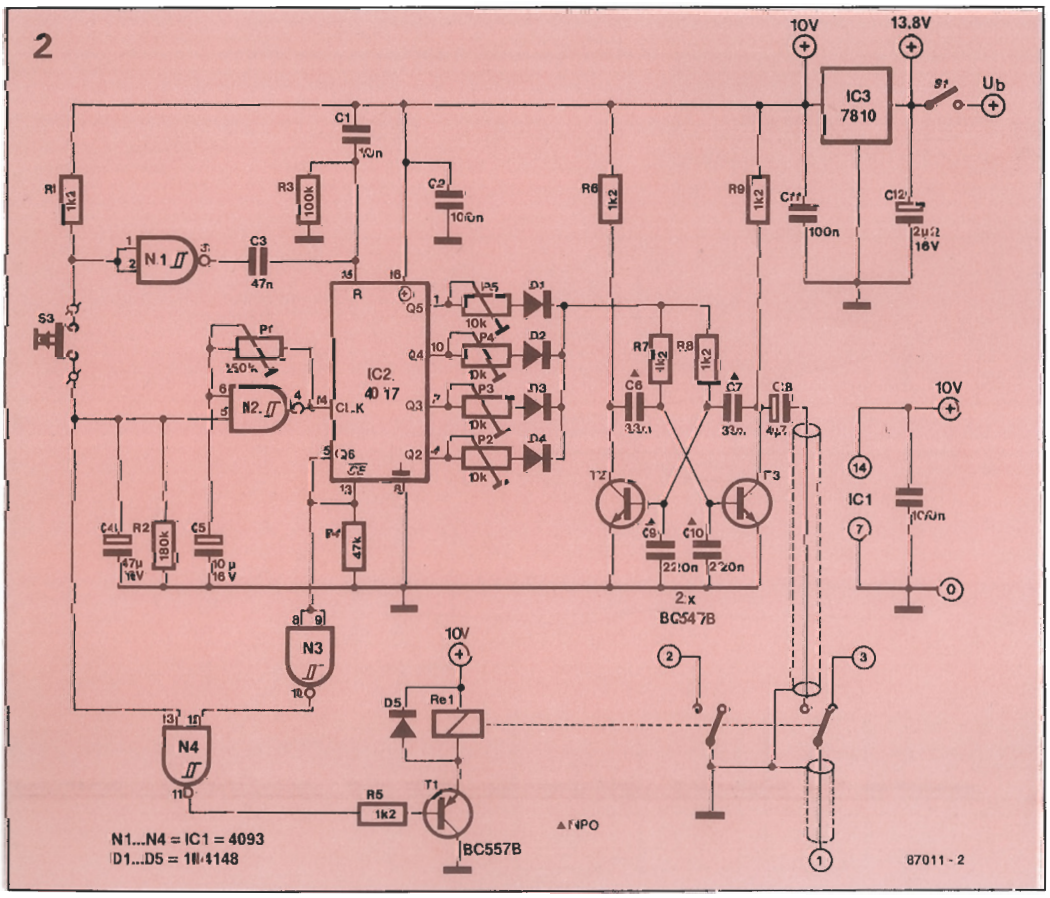


Figura 2. El transmisor de 4 tonos tiene su propia fuente de alimentación.

Estación móvil

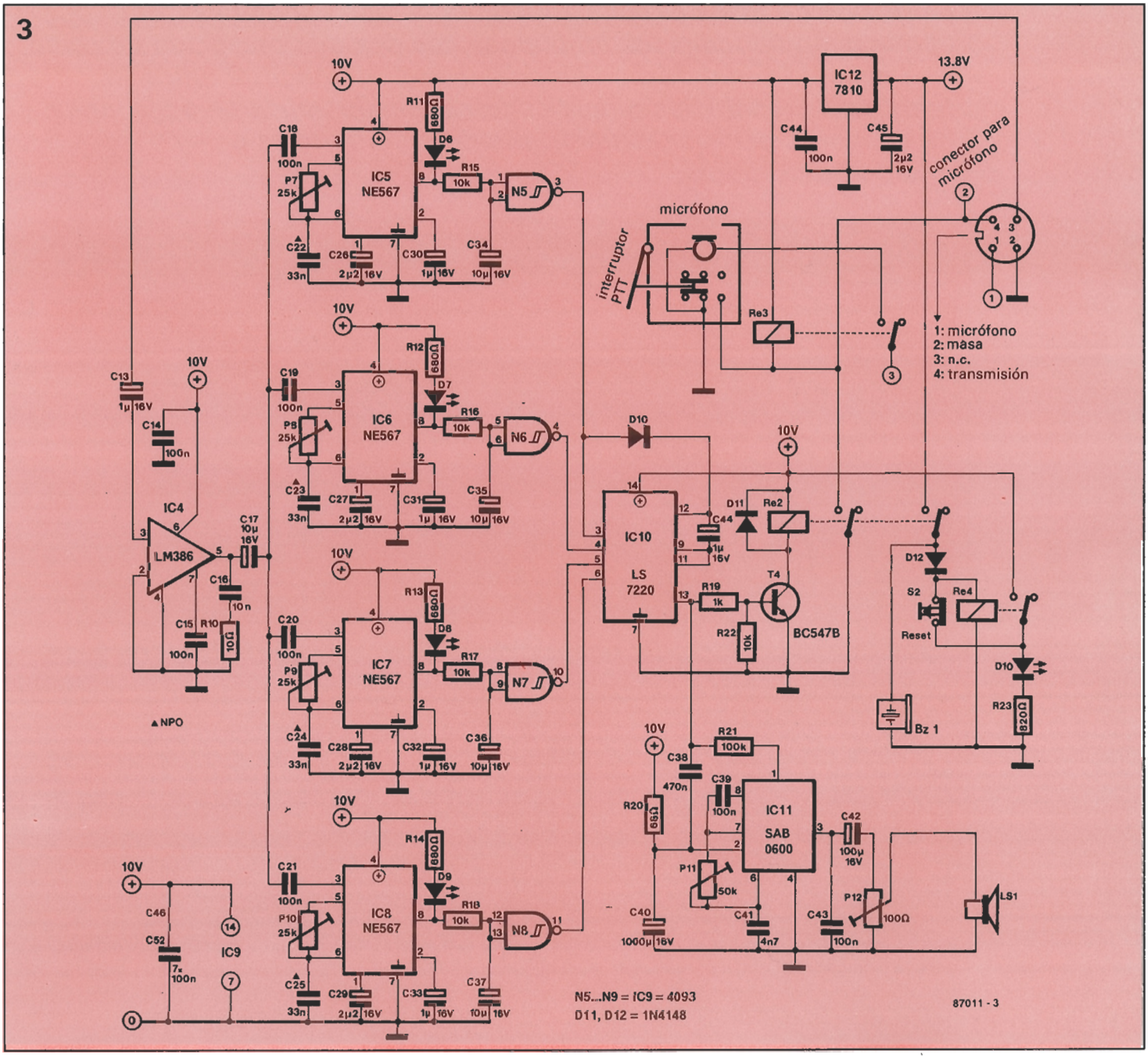
Aunque el carillón de tres tonos es una eficaz llamada de atención en un coche, un zumbador es más efectivo. El zumbador puede ser conectado a un contacto del relé Re2, como se muestra en la figura 3. El circuito alrededor de Re4 también está pensado para operadores móviles de CB. Como Re4 está conectado con un circuito de auto-enclavamiento, el led D10, que debe ser preferiblemente del tipo «led intermitente» (led que llevan internamente la circuitería de intermitencia) se ilumina al recibir un tono válido de llamada, y permanece activado hasta que el operador del coche oprime el pulsador S2. De esta manera, cualquier llamada a la estación móvil es «memorizada» hasta que el operador pueda contestarla.

El sistema de llamada selectiva se alimenta desde la radio CB, ya que el positivo de alimentación de un vehículo contiene generalmente un ruido considerable producido por el sistema de arranque y el alternador.

Puesta en marcha

Conecte bien sea un amplificador de BF o la entrada de un trazador de señal a la salida del transmisor de tonos. Coloque los ajustes P2...P5 de forma que la secuencia de 4 tonos claramente distintos sea audible tras pulsar S3. La velocidad del generador de reloj es variable mediante el ajustable P1, sobre cuyo ajuste volveremos más adelante.

Utilice un ajustable de 50 KΩ



para llevar provisionalmente el tono de llamada a C13 en el receptor de tonos. Coloque una velocidad relativamente baja mediante P1 y ajuste las frecuencias centrales de los PLL (P7...P10) hasta que los led correspondientes se enciendan en secuencia tras pulsar S3. Si el ajuste de P1 para la velocidad mínima es todavía demasiado rápido, elimine provisionalmente R2. Observe que C4 debe ser descargado antes de que se pueda enviar una nueva secuencia de tonos. Cuando el ajuste del decodificador de tonos se ha realizado, la velocidad de transmisión del transmisor, P1, se incrementa hasta que la secuencia de tonos se realice en aproximadamente 1 segundo; no olvide reponer R2, si ha sido necesario levantarla anteriormente.

Cuando se desea equipar más de dos estaciones con este sistema de llamada selectiva, todos los decodificadores deben ajustarse, evidentemente, a las mismas frecuencias. Si se necesita que desde una misma estación se pueda llamar a varias, con diferentes tonos, se colocará un interruptor en la salida de IC2 en el emisor de tonos (punto común de los diodos D1...D4), duplicando los ajustables P2...P5 así como los diodos D1...D5. Para que el decodificador de tonos pueda recibir varias secuencias, la conmutación se realizará en las entradas de IC10, duplicando la sección de los PLL.

El empleo de sendos reguladores de tensión para la alimentación de los circuitos impide las interferencias mutuas en el funcionamiento. Los elementos que determinan la frecuencia, notablemente los condensadores C6, C7, C9, C100 y C22 a C25 deben ser del tipo de bajo coeficiente de temperatura; los del tipo NPO son preferibles para los condensadores antes mencionados, aunque unos buenos condensadores MKT pueden dar también excelentes resultados. La necesidad de componentes de alta estabilidad resulta evidente si tenemos en cuenta el hecho de que los decodificadores de tono son tan selectivos a los cambios de frecuencia que variaciones en las mismas de alrededor de 100 Hz en el transmisor hacen que el receptor no reconozca el tono como válido. ⏮

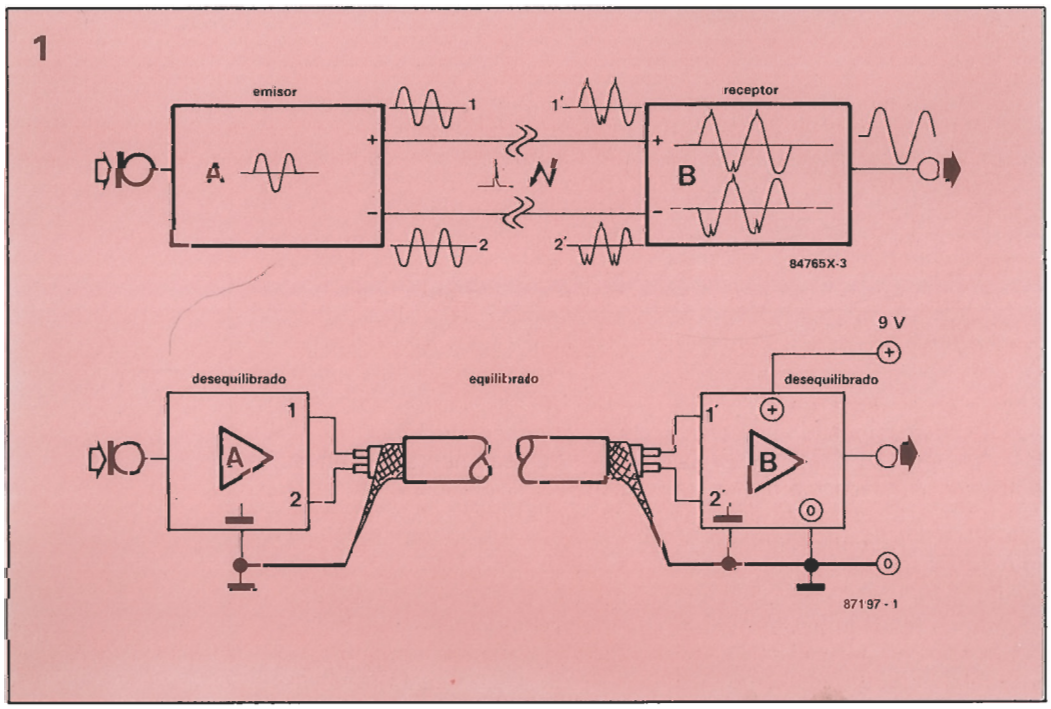
Figura 3. Esquema del receptor de tonos y el interface con el equipo de radio CB.

La misión de estos circuitos de audio de alta calidad es la eliminación de todos los problemas debidos a la recepción de ruido en líneas de señal desequilibradas con gran longitud entre las fuentes de señal y los amplificadores. Puede aplicarse a sistemas de altavoces activos, estudios, pupitres de mezclas e intercomunicadores.

TRANSMISOR EQUILIBRADO PARA LINEA BF

El principio de la transmisión equilibrada de señales de audio es relativamente sencillo, según se muestra en la figura 1. Por ejemplo, la señal desequilibrada de un preamplificador se lleva a un conversor desequilibrado-a-equilibrado, que excita dos líneas de salida. Una de ellas lleva la señal directa, y la otra la señal invertida. El ruido captado por el cable entre el excitador y el receptor lo es por igual en ambas líneas de audio. Las señales de audio con fase complementaria se suman en el receptor para conseguir una señal de salida desequilibrada, que es idéntica a la señal de entrada al excitador de la línea. En este proceso, el ruido es eliminado, ya que su fase es idéntica en ambas líneas del receptor.

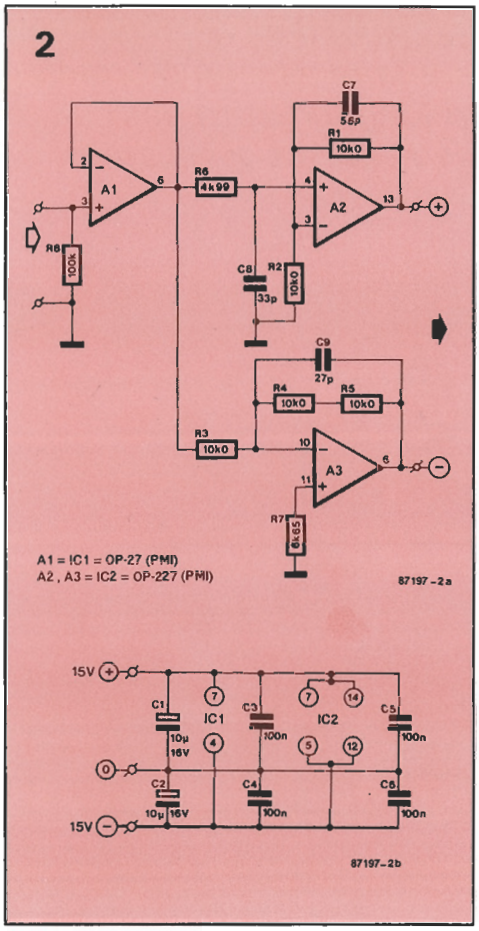
1

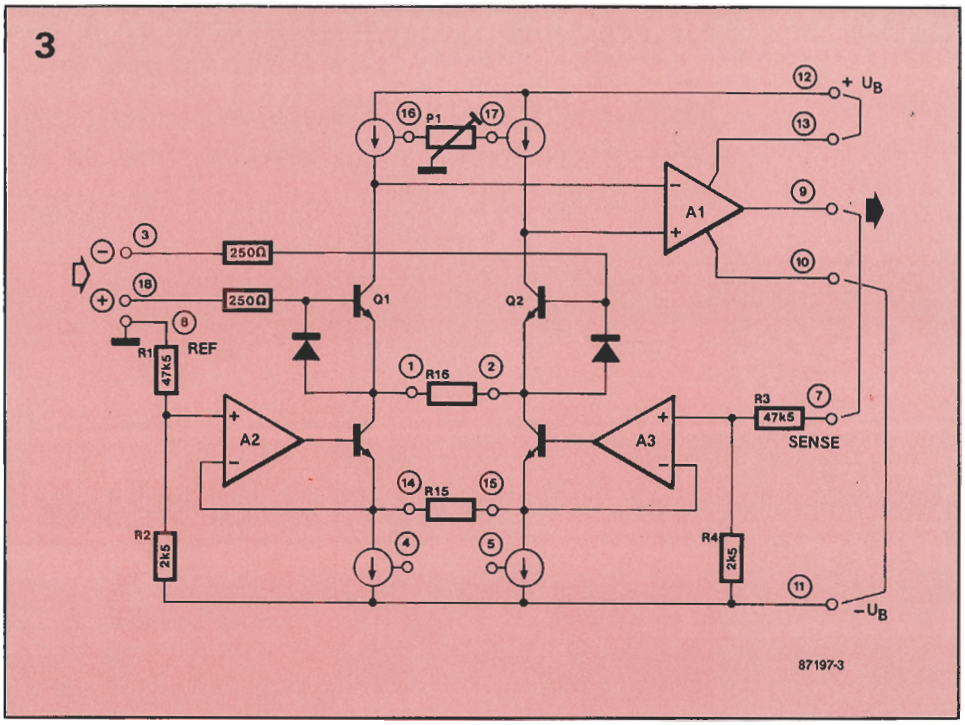


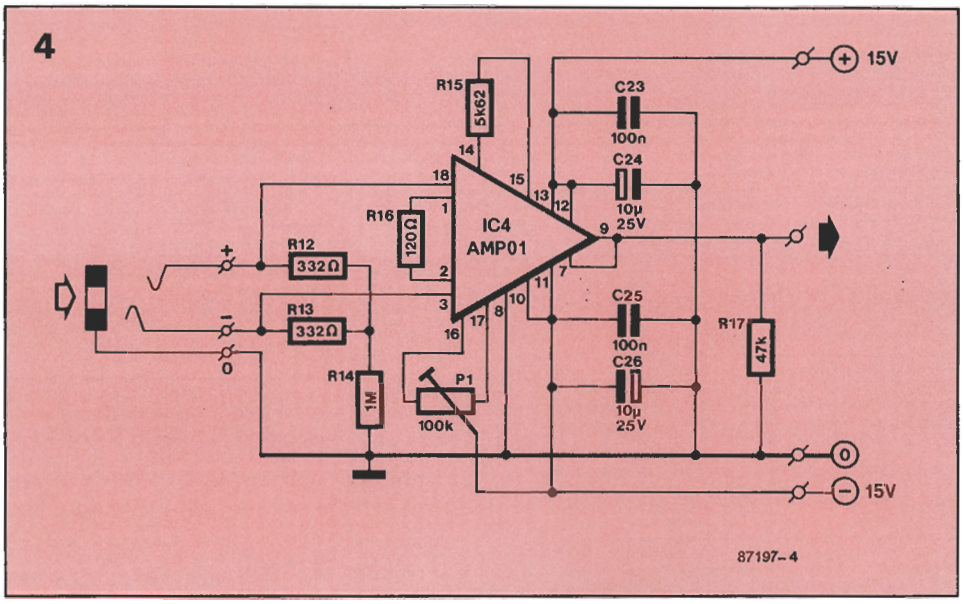
En los estudios generalmente se emplean líneas del tipo equilibrado para la conexión de los equipos. La conversión de equilibrado a desequilibrado y viceversa se realiza generalmente mediante transformadores de alta calidad. Por desgracia, éstos son difíciles de conseguir y relativamente caros, y por este motivo se ofrece aquí una alternativa basada en dispositivos semiconductores.

Excitador de línea

El esquema del circuito del excitador de línea (emisor) se da en la figura 2. La señal de entrada desequilibrada se lleva al separador A1. Este excita un amplificador no-inversor, A2, y otro inversor, A3. Ambos operacionales están configurados para un factor de amplificación de 2. La amplificación es de 1 + (R1/R2) en el caso de A2, y de –[(R4+R5)/R3] en el caso de A3 (nótese que el signo menos indica inversión de la señal, no atenuación). Las resistencias R6 y R7 sirven para corregir el efecto de la corriente de reposo (polarización) de los inversores A1 y A3. Los condensadores C7, C8 y C9 se encargan de asegurar







una distorsión muy baja y una ganancia estable hacia la caída de −3 dB en 350 kHz. Los operacionales del tipo indicado en el esquema dan un nivel de ruido de salida de 20 μVrms. Este rendimiento se puede alcanzar también con operacionales más corrientes, como el NE5534 (en vez del OP-27) y el NE5532 (en vez del OP-227), pero sólo si todas las resistencias del circuito son de ruido ultra-bajo, y con una tolerancia del 0.1 % o mejor, para garantizar las mismas amplitudes en las señales equilibradas de salida.

Receptor de línea: introducción al AMP-01

Debe ponerse una atención especial en el diseño del receptor para mantener baja la distorsión total. Hay sin embargo molestas restricciones que se deben tomar en consideración. Las más importantes de ellas son el rechazo en modo común de operacional empleado, y la capacidad del cable. Es por tanto necesario utilizar un amplificador que esté preparado para compensar, y no amplificar, estas fuentes de distorsión.

El amplificador de instrumentación de precisión AMP-01 de PMI reúne estas características. El AMP-01 contiene 4 operacionales interconectados que amplifican la diferencia de potencial existente en las patillas de entrada, con un factor que puede definirse con precisión. La estructura interna del AMP-01 puede verse en la figura 3. Ya que este dispositivo es fundamentalmente un amplificador de instrumentación, rechaza las señales comunes en ambas entradas. A diferencia de las señales de audio complementarias, el ruido recogido en la línea equilibrada entre el excitador y el receptor posee la misma fase y amplitud en ambas entradas del amplificador. Por tanto, al ser común a ambas entradas del amplificador, se hallará suprimido a la salida del amplificador.

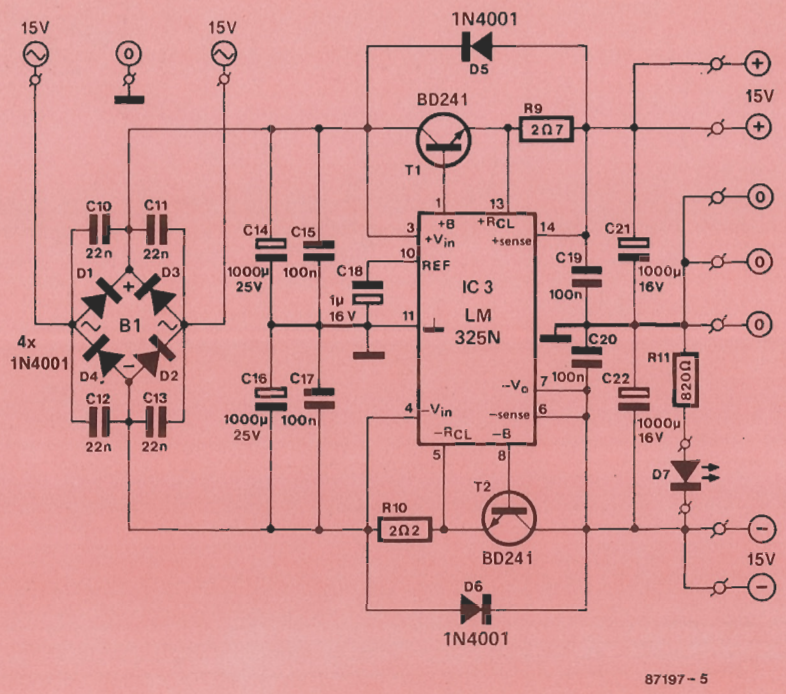
En contraste con los amplificadores operacionales, los de instrumentación necesitan una realimentación interna muy precisa. En el AMP-01 se utiliza realimentación en corriente. Este método tiene importantes ventajas frente a la realimentación resistiva:

— Alto rechazo en modo común (CMR): aprox. 130 dB con una ganancia de 1000.

— La realimentación en bucle cerrado, Avcl, puede determinarse mediante sólo dos resistencias externas, Avcl = 20 × R15 / R16. Esto permite escoger prácticamente cualquier ganancia con una gran precisión y un bajo coeficiente ganancia-temperatura.

— El diseño de la realimenta-

5



Lista de componentes

Resistencias:

R_1...R_5 incl. = 10K 1 %
R_6 = 4K99/1 %
R_7 = 6K55/1 %
R_8 = 100K/1 %
R_9 = 2,7Ω, 5 %
R_{10} = 2,2Ω, 5 %
R_{11} = 820Ω, 5 %
R_{12}; R_{13} = 332Ω, 1 %
R_{14} = 1MΩ/1 %
R_{15} = 5K62/1 %
R_{16} = 120Ω, 1 %
R_{17} = 47K/5 %
P_1 = 100K ajustable horizontal

Condensadores:

C_1; C_2; C_{24}; C_{26} = 10µ; 25 V; radial
C_3...C_6 incl.; C_{15}; C_{17}; C_{19}; C_{20}; C_{23}; C_{25} = 100n
C_7 = 56p
C_8 = 33p
C_9 = 27p
C_{10}...C_{13} incl. = 22n
C_{14}; C_{16} = 1000µ; 25 V; radial
C_{18} = 1µ0; 16 V; radial
C_{21}; C_{22} = 1000µ; 16 V; radial

Semiconductores:

D_1...D_6 incl. = 1N4001
D_7 = LED
T_1; T_2 = BD241
IC_1 = OP-27
IC_2 = OP-227
IC_3 = LM325N
IC_4 = AMP-01

Varios:

EPS 87/97

ción en corriente es inmune al deterioro del CMR cuando se añade una resistencia serie a la entrada de referencia. Como resultado de la adición de una resistencia (p. e. una pista de circuito impreso), se produce un pequeño desplazamiento de tensión («offset»), que es ajustable.

En el sustrato AMP-01 se hallan integradas resistencias de película delgada con baja deriva y características y tolerancias muy similares. De esta forma se minimiza la deriva del desplazamiento de tensión a la salida con la temperatura.

Los transistores de entrada Q1 y Q2 alimentan cargas activas, de aquí que la amplificación de esta etapa sea de 4.000. El amplificador de salida A1 es un circuito de dos etapas que ofrece un factor de amplificación de 50.000 sobre una carga de 100 Ω. La ganancia en bucle abierto del AMP-01 es de 2 × 10^8. La estabilidad y linealidad del dispositivo son muy buenas, incluso para ganancias en bucle abierto relativamente altas.

Se utilizan transistores superbeta con iones implantados en combinación con un circuito patentado de supresión de la corriente de polarización. La corriente de entrada en reposo se mantiene por debajo de los 15 nA en el rango de temperaturas comprendido entre –25 °C y +85 °C. Para los transistores de entrada se ha empleado una geometría nueva, con la que se consigue un ruido de entrada de sólo 5 nV/ Hz para una ganancia de 1.000. Este ruido incluye el proveniente de las resistencias que determinan la ganancia y de las de protección frente a sobrecargas. La etapa de entrada consigue una deriva del desplazamiento de la tensión de entrada de menos de 0.3 µV/°C.

El AMP-01 emplea un circuito especial para la compensación de la capacidad de carga, que elimina cualquier posibilidad de inestabilidad en un amplio rango de ganancias. La alta corriente de salida (90 mA de pico) permite mantener una relación de subida de 4.5 µs con cargas capacitivas tan altas como 15 nF.

El esquema del receptor de línea equilibrado puede verse en la figura 4. Las resistencias R15 y R16 están calculadas para un factor de amplificación de 940. R15 puede aumentarse para reducir la amplificación al valor requerido por alguna aplicación específica. El desplazamiento de la tensión de entrada se anula mediante el potenciómetro P1. Las líneas simétricas de alimentación del AMP-01 están desacopladas con combinaciones paralelas de condensadores electrolíticos y condensadores sin polaridad. La tensión en las entradas diferenciales del integrado se fijan con R12-R13-R14.

El receptor de línea equilibrado tiene un ancho de banda (para 3 dB) de 30 kHz. Con las entradas desconectadas, el nivel de ruido medido a la salida es de 5.3 mVrms, y con las entradas conectadas brevemente a masa, el ruido medido fue de 3.5 mVrms.

Fuente de alimentación

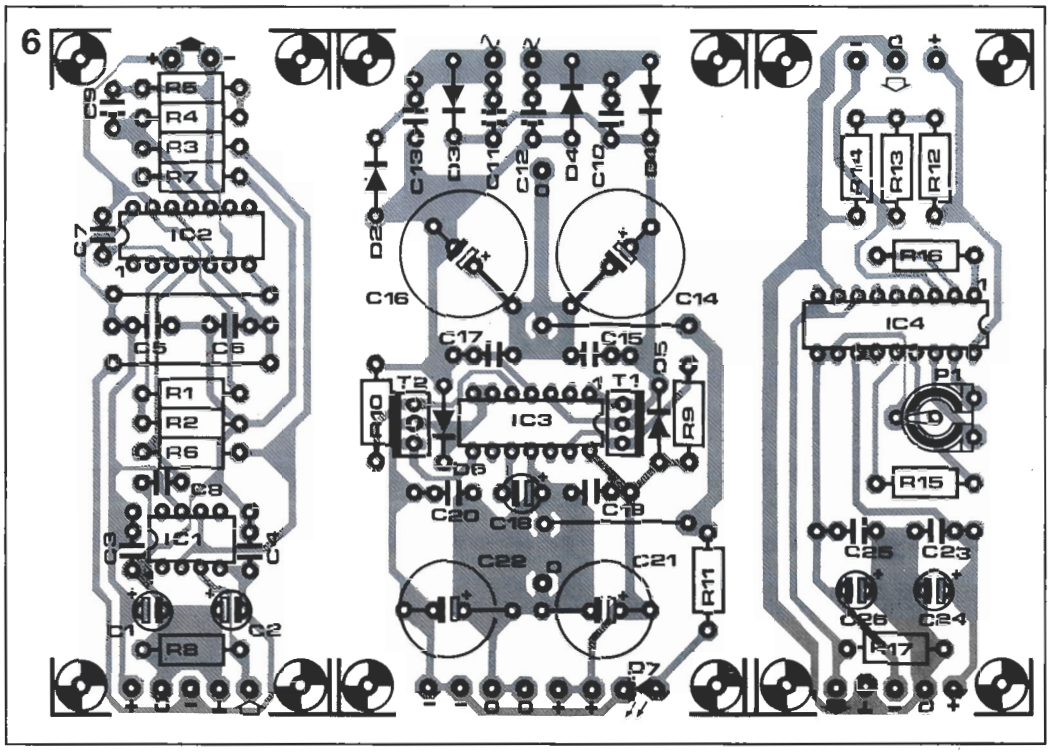
La fuente de alimentación que se muestra en la figura 5 debería ser familiar a los constructores de alguno de los circuitos de audio de alta calidad que han salido ya en esta revista. Algunos lectores indicaron su deseo de emplear el LM325 con esta fuente, por lo que damos a continuación una breve descripción de este dispositivo.

El LM325 puede proporcionar tensiones simétricas de salida, con una precisión en valor absoluto mejor que el 1 %. Sin transistores de regulación externos, el dispositivo consigue una regulación de carga del 0.06 % a la máxima corriente de salida (100 mA). En el integrado están

incluidos un limitador de corriente y un circuito de protección contra sobrecalentamiento. El punto en que comienza a actuar el limitador de corriente se define mediante una resistencia externa. El consumo de corriente en reposo del LM325 es de sólo 3 mA, y la máxima tensión de entrada permitida es ±30 V. Esto permite, en muchos casos, alimentar el regulador directamente de la fuente de alimentación simétrica del amplificador de potencia. El puente de diodos D1...D4 (B1) y los condensadores supresores de ruido C10...C13 pueden omitirse, pero entonces debe prestarse atención a la tensión de trabajo de los condensadores C14 y C16.

Construcción

Los tres circuitos expuestos se hallan incluidos en una sola placa de circuito impreso, cuya disposición de pistas y distribución de componentes se muestra en la figura 6. Dependiendo de la aplicación del excitador y receptor de línea equilibrados, la placa de circuito impreso puede cortarse en dos o tres para permitir la ubicación de los circuitos en las posiciones adecuadas.



El cable, apantallado y equilibrado, entre el excitador de línea y el receptor, está conectado como se muestra en el dibujo inferior de la figura 1. Se recomienda el empleo de cables de alta calidad y conectores XLR (Canon/Neutrik).

La descripción funcional del AMP-01 está basada en la información recogida en Linear and Conversion Products. 1986/1987 Data Book. Precision Monolithics Incorporated.

EN ELECTRONICA:

LA MEJOR REVISTA DEL MERCADO ACTUAL

El medio ideal para conectar con los profesionales del sector.

ELECTRONICA ACTUAL

REVISTA DE ELECTRONICA PROFESIONAL, COMPONENTES, INSTRUMENTACION Y TECNOLOGIA

Este amplificador permite acompañar la presentación de diapositivas con sonido estéreo mediante una pista de sincronización para el proyector y dos pistas de audio para la música en estéreo o para la música en mono y los comentarios.

CONTROL DE PROYECTOR DE DIAPOSITIVAS Y SONIDO ESTÉREO

¡Cambio de la cabeza de lectura!

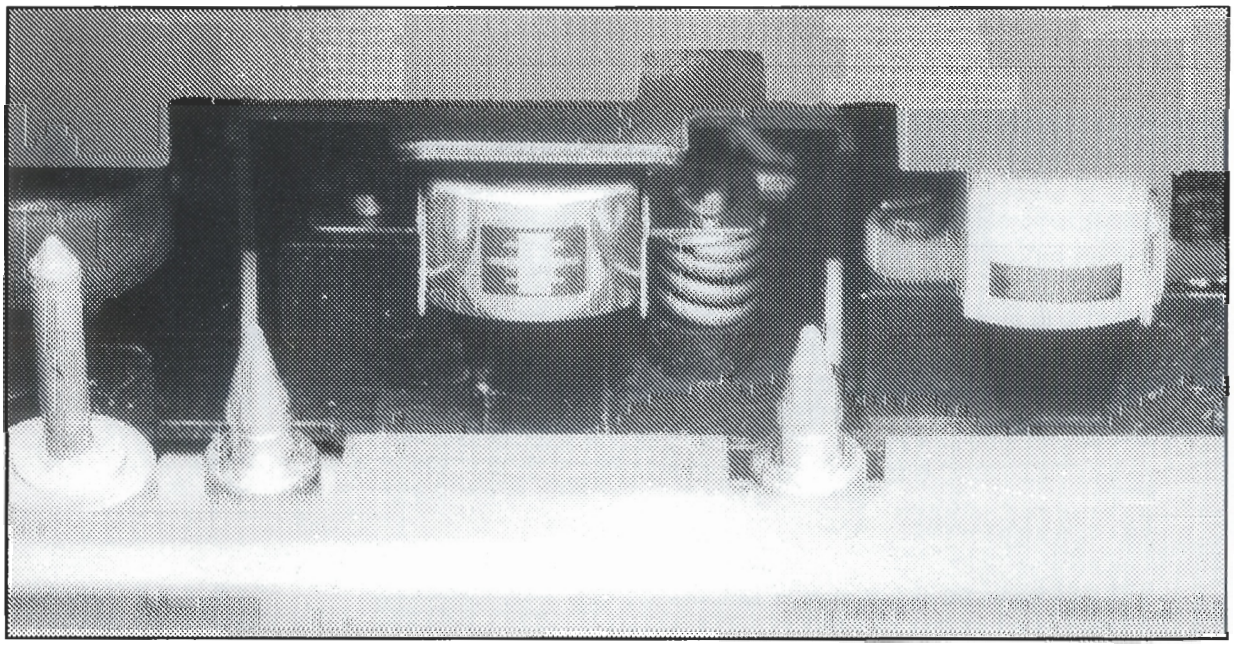
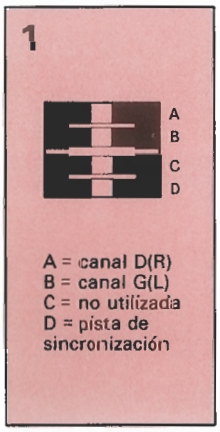


Figura 1. Asignación de pistas recomendada para la cabeza de 4 pistas.



Este sencillo amplificador se construye cambiando la cabeza de dos pistas de un grabador de casetes empleado para presentaciones audiovisuales, por una cabeza de escritura/lectura de cuatro pistas. Una cabeza de cuatro pistas se puede obtener de un desguace o como pieza de repuesto de los reproductores de casetes con «auto-reverse». La asignación de las señales entre las cuatro pistas de la cabeza es la que se indica en la figura 1. La pista que queda sin usar entre las dos pistas asignadas al estéreo y la pista asignada a la señal de control asegura una adecuada protección contra la diafonía que se puede generar entre ambas señales. El programa sonoro (explicación o fondo musical) y el control de diapositivas se pueden grabar por separado. Si fuese necesario, los pulsos de control pueden ser borrados dando la vuelta a la cinta de casete, y grabando en blanco.

Descripción del circuito

El esquema del circuito de la figura 2 muestra cómo está construido el amplificador de grabación/reproducción alrededor de un circuito integrado amplificador TDA1002A de Mullard. Aunque este circuito no es de los de más alta calidad del mercado, sus cualidades técnicas son suficientes para usarlo con la mayoría de los casetes estéreo (semi-transportables). El TDA1002A necesita relativamente pocos componentes externos para configurar un versátil amplificador de grabación/reproducción. Como se muestra en el esquema del circuito, el chip comprende un preamplificador y un amplificador de

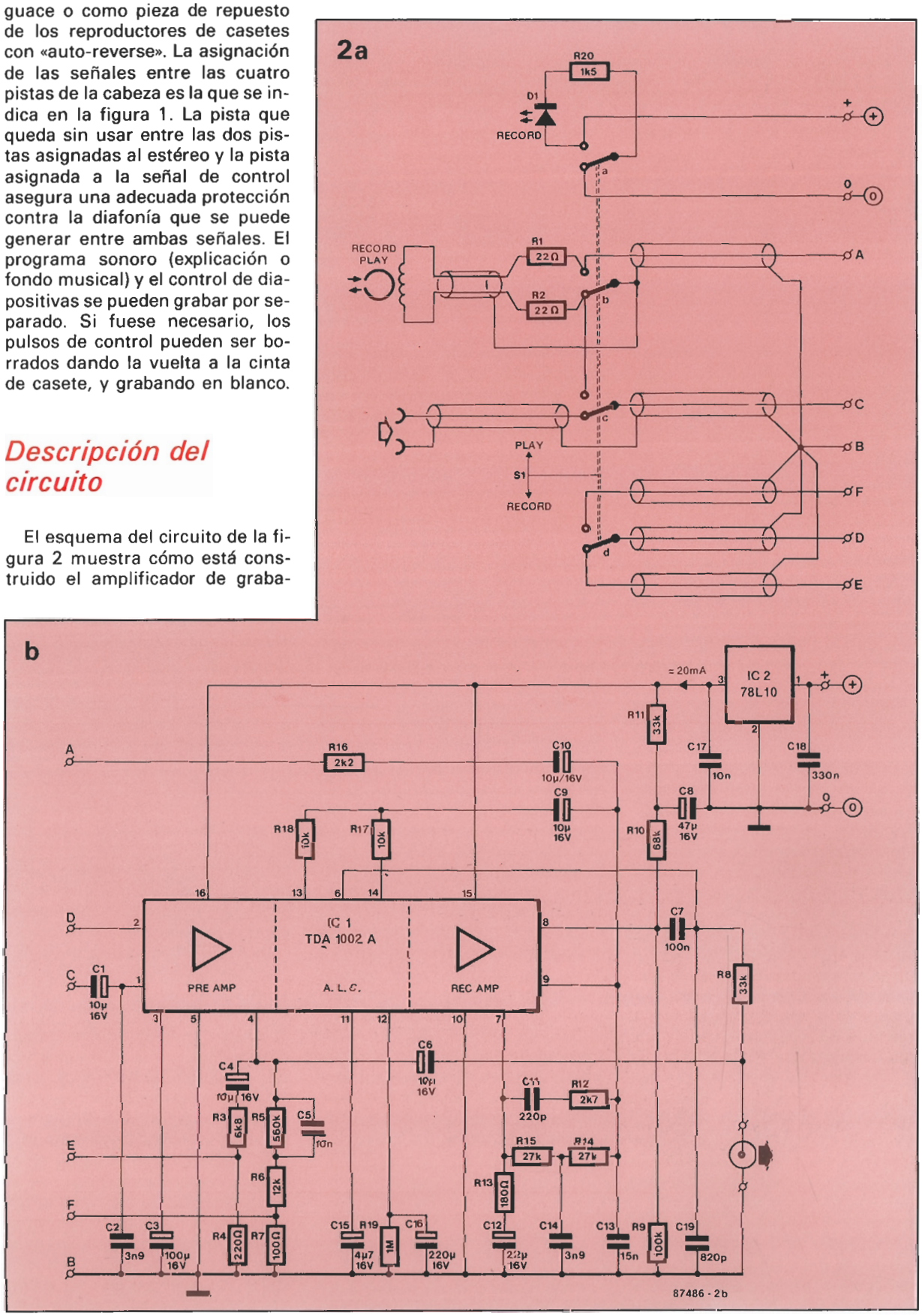


Figura 2. Diagrama del circuito del amplificador de grabación/-reproducción.

3

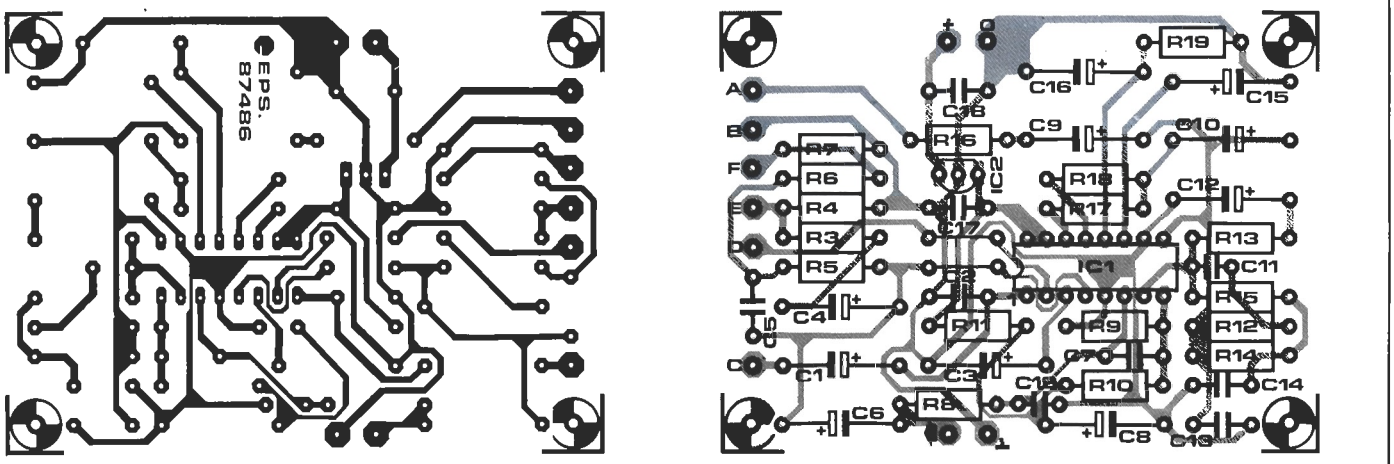


Figura 3. Placa de circuito impreso y serigrafía de componentes del amplificador de grabación/-reproducción.

Lista de componentes

Resistencias (±5 %):

R_1; R_2 = 2Ω
R_3 = 6k8
R_4 = 220Ω
R_5 = 560 k
R_6 = 12 k
R_7 = 100Ω
R_8; R_{11} = 33 k
R_9 = 100 k
R_{10} = 68 k
R_{12} = 2k7
R_{13} = 180 Ω
R_{14}; R_{15} = 27 k
R_{16} = 2k2
R_{17}; R_{18} = 10 k
R_{19} = 1 M
R_{20} = 1k5

Condensadores:

C_1; C_4; C_6; C_9; C_{10} = μ/16 V*
C_2; C_{14} = 3n9
C_3 = 100 μ/16 V*
C_5; C_{17} = 10 n
C_7 = 100 n
C_8 = 47 μ/16 V*
C_{11} = 220 p
C_{12} = 22 μ/16 V
C_{13} = 15 n
C_{15} = 4μ7/16 V*
C_{16} = 220 μ/16 V*
C_{18} = 330 n
C_{19} = 820 p
* = axial

Semiconductores:

D_1 = LED
IC_1 = TDA1002A
IC_2 = 78L10

Varios:

Conmutador 4 miniatura de 4 circuitos
Cabeza de 4 pistas lectura/escritura de 4 pistas

grabación con control automático de nivel (ALC, «Automatic level Control»). El rango de control del circuito ALC está situado en 50 dB ± 2 dB. Cuando el conmutador de cuatro circuitos S1 está en la posición de grabación, como muestra la figura 2a, los pulsos de control de diapositivas son aplicados a la patilla 1 del TDA1002A a través de la sección c del conmutador mediante el terminal C. Al mismo tiempo el LED luce (sección a del conmutador) y uno de los polos de salida simétrica de la cabeza de lectura/escritura es puesto a masa. La sección d del conmutador, establece la conexión entre los puntos D y E, de forma que el amplificador funciona con C4-R3 como circuito de realimentación conectado en serie entre la patilla de salida 4 y la de entrada 2. La señal del amplificador está disponible a la salida del circuito, pero también se aplica a la entrada del amplificador de grabación (patilla 8) a través de R8-C7, y a la entrada del circuito ALC mediante R8. La entrada del amplificador de grabación se sitúa a nivel constante mediante la ayuda del divisor de tensión R11-R10-R9. La red de realimentación negativa entre la patilla 9 de salida y la 7 de entrada está compuesta por las resistencias de la R11 a la R15, ambas inclusive, y del condensador C11 al C14, ambos inclusive. El circuito ALC actúa sobre la salida del amplificador de grabación a través de R17-R18-C9. La base de tiempos del limitador (10 ms típico) queda determinada por el condensador C15, y la constante de tiempo de recuperación (35 s típico como indica el fabricante), queda definida por el condensador C16 y la resistencia R19. La señal amplificada y limitada es aplicada a la cabeza de grabación a través del condensador C10 y la resistencia R16, pasando por el terminal A de la subsección b del conmutador S1 y la resistencia R1.

Cuando S1 se encuentra en la posición PLAY (lectura), el punto A es puesto a masa mediante el contacto «b», el LED D1 se apaga, y la señal de la cabeza de lectura es aplicada a la entrada del circuito TDA1002A. El contacto d del conmutador activa la red de realimentación negativa formada por R5-C5-R6, entre la entrada y salida del preamplificador, de manera que se pueda obtener la ganancia adecuada. Hay que notar que el ALC y el amplificador de grabación no son utilizados para la lectura. La señal de salida puede ser aplicada al circuito de cambio de diapositivas.

El circuito es alimentado mediante una tensión regulada de 10 V suministrada por el regulador integrado IC2. La tensión de alimentación no regulada no debe superar los 15 V. Puede ser necesaria la modificación de la resistencia R10 en función de la tensión de alimentación, regulada o no regulada, de la que disponga nuestro reproductor de casetes.

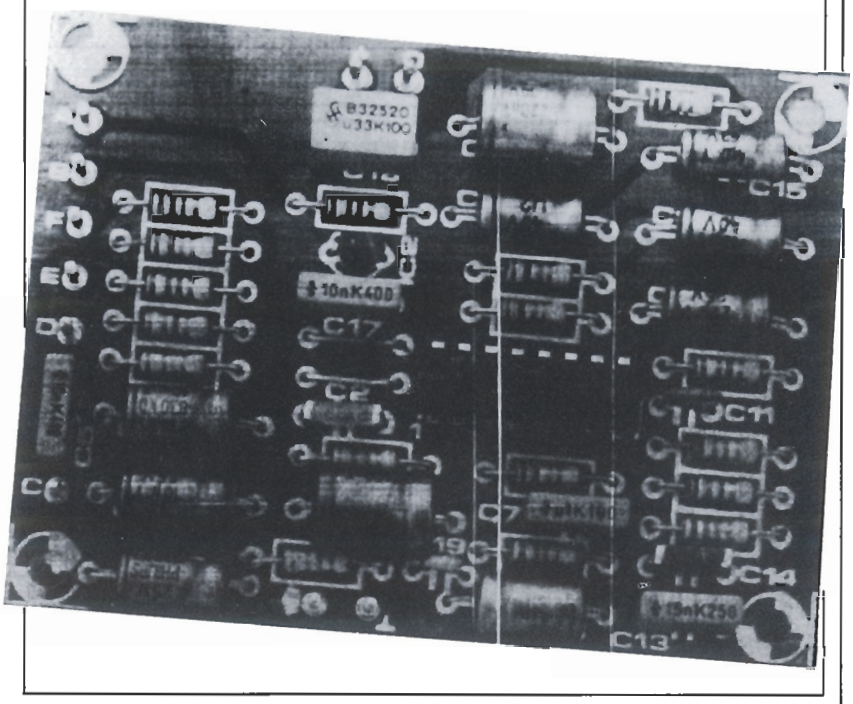
Construcción y ajuste del circuito

El conexionado de la placa de circuito impreso para la construcción del amplificador de grabación/reproducción se muestra en la figura 3. Observe que el circuito no contempla la inclusión de los componentes de la figura 2a (en montaje aéreo). Se recomienda colocar el montaje completo en el interior del aparato de grabación/reproducción de casetes. La mayoría de los modelos actuales, de bajo coste, tienen suficiente espacio dentro para poder albergar la pequeña placa del circuito impreso, y, generalmente, alimentar el circuito a partir de la fuente de alimentación del casete no presentará problemas dada lá veintena de miliamperios que consume el circuito de nuestro amplificador. El conmutador de cuatro circuitos y dos posiciones S1, y el LED D1, se pueden montar en el frontal del aparato para que queden accesibles. En algunos casos, la cabeza de lectura/escritura de 4 pistas, puede necesitar algunas modificaciones para que se pueda montar en el soporte que incorpora nuestro casete, también es posible que sean necesarios algunos ajustes de azimut.

Siguiendo las indicaciones de la figura 1, conectaremos los dos canales de grabación/reproducción de audio al circuito original audio de nuestro casete (para ello es suficiente utillizar los cables originales de la cabeza anterior). La conexión entre el canal de la nueva cabeza encargado de la sincronización de las diapositivas y las resistencias R1 y R2 (montadas fuera del circuito impreso bajo S1) debe ser lo más corta posible y se realizará con cable bifiliar blindado, la malla de este ca-

ble se conectará por uno solo de sus extremos al punto B como indica la figura 2a. Una vez que se han atornillado todas las partes y soldado todos los cables, se debe pasar una cabeza de desmagnetización por todas aquellas partes sensibles a la magnetización. Se debe notar que las características de ecualización del circuito TDA1002A solamente están ajustadas para cintas Fe. La ganancia total del circuito es de cerca de 40 dB con una distorsión media del 0.5 %. El voltaje máximo de entrada y de salida es de 20 mV rms y de 2 V rms respectivamente. La impedancia de entrada es de 16 Kohm. Dependiendo de la sensibilidad de la cabeza usada, se debe variar ligeramente el valor de la resistencia R16 para asegurar la amplitud de la señal de grabación. Los resistores R3 y R4 determinan la ganancia de amplificado. Pueden producirse oscilaciones de baja frecuencia cuando se dimensiona el amplificador para una ganancia relativamente baja.

Compruebe la cabeza de cuatro pistas recientemente instalada mediante una cinta estéreo previamente grabada con música o mejor a través de una cinta de pruebas. Ajuste la posición y el azimut de la cabeza hasta que la señal de reproducción sea aceptable.

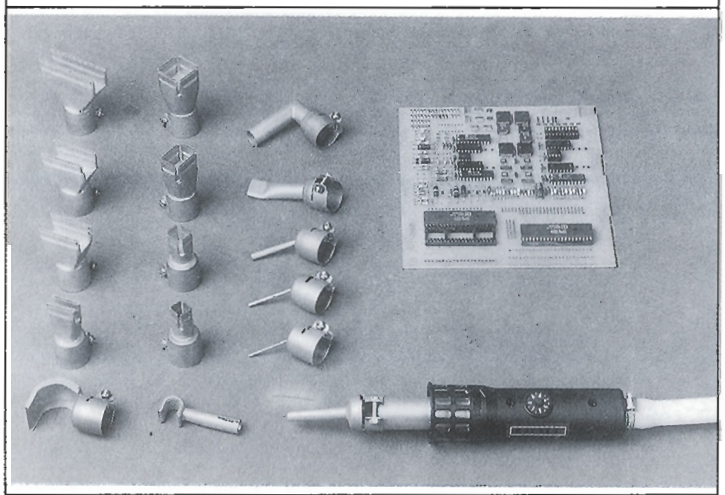


Después vuelva al principio de la cinta y reprodúzcala mientras usa el amplificador de grabación/reproducción para producir las marcas de sincronización en la tercera pista. Para la cinta vuelva al principio y compruebe de nuevo si las señales se reproducen a unos niveles aceptables de distorsión e intermodulación. Las señales de sincronización se pueden grabar con un ancho margen de amplitud sin causar saturación gracias al circuito ALC en el amplificador de grabación-reproducción.

DESESTAÑADO Y ESTAÑADO SIN CONTACTO

con el aparato de aire caliente Leister-Labor «S»

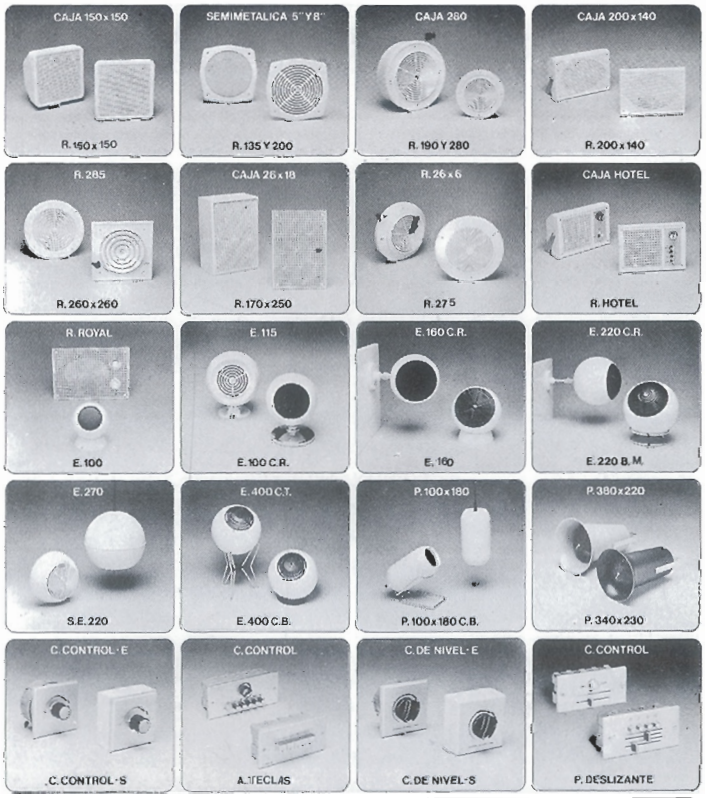
Regulación electrónica de la temperatura desde 20 hasta 600 °C. Regulación electrónica del caudal de aire desde 1 hasta 150 litros por minuto. Para desoldar y soldar sin contacto componentes SMD y DIP en 2-4 segundos.



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

TODO PARA SONORIZACION



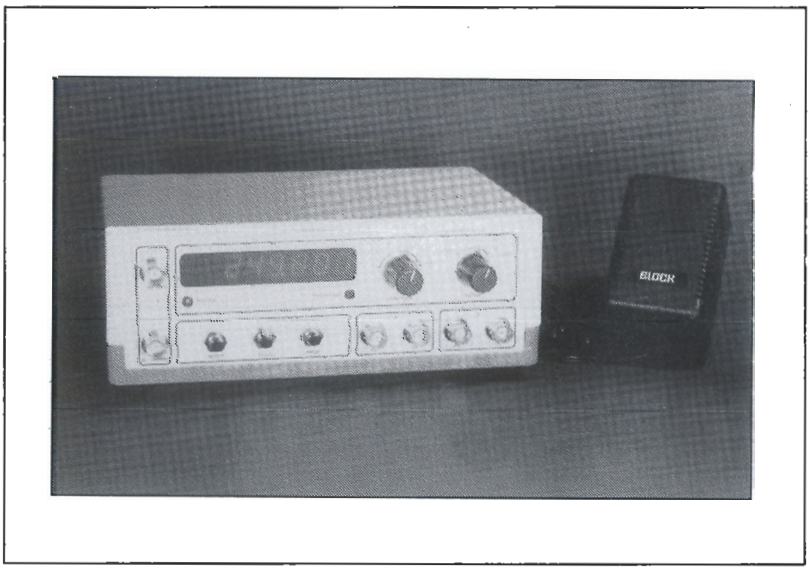
manufacturas radio eléctricas ASTRA

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

Un instrumento de prueba avanzado, versátil y configurable por el usuario, capaz de medir con fiabilidad frecuencias, relación entre frecuencias e intervalos de tiempo. Además de todas estas funciones, también se puede emplear como contador de períodos y eventos.

FRECUENCÍMETRO MULTIFUNCIÓN

El instrumento de prueba multifunción descrito en el presente artículo se basa en el circuito integrado contador/temporizador de 8 dígitos modelo ICM7226B dela firma Intersil (GE/RCA). Este circuito combina todas las funciones necesarias para realizar un buen y versátil contador, requiriendo muy pocos componentes externos. El circuito es capaz de realizar medidas de frecuencia desde 0 Hz (DC) a 10 MHz, medidas de períodos de 0.5 μs a 10 s, contar hasta 10 millones de eventos, medir relaciones entre frecuencias y medir intervalos de tiempos. Las entradas del presente instrumento pueden aceptar un gran margen de tensiones alternas (analógicas) así como pulsos digitales con niveles TTL o CMOS.

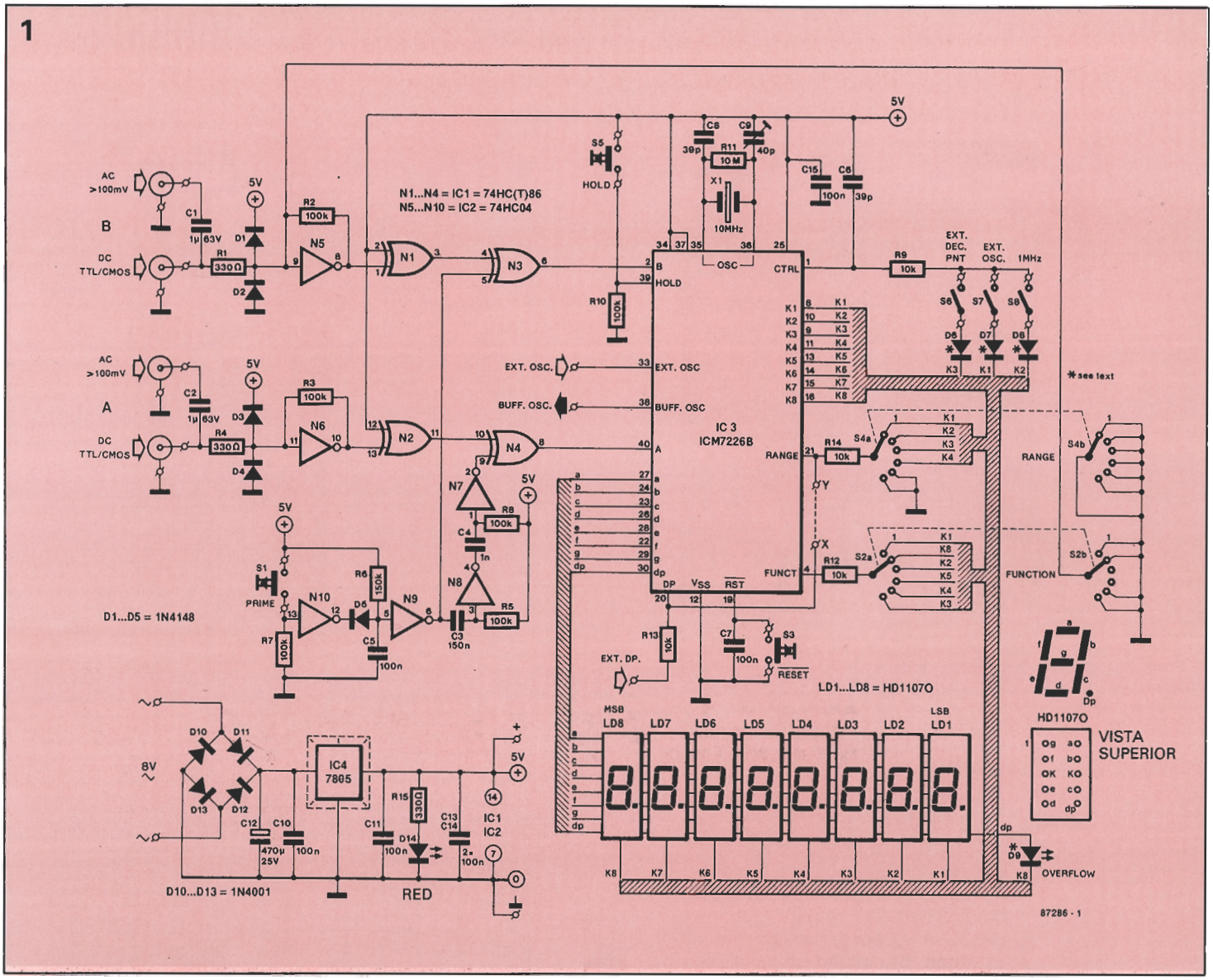


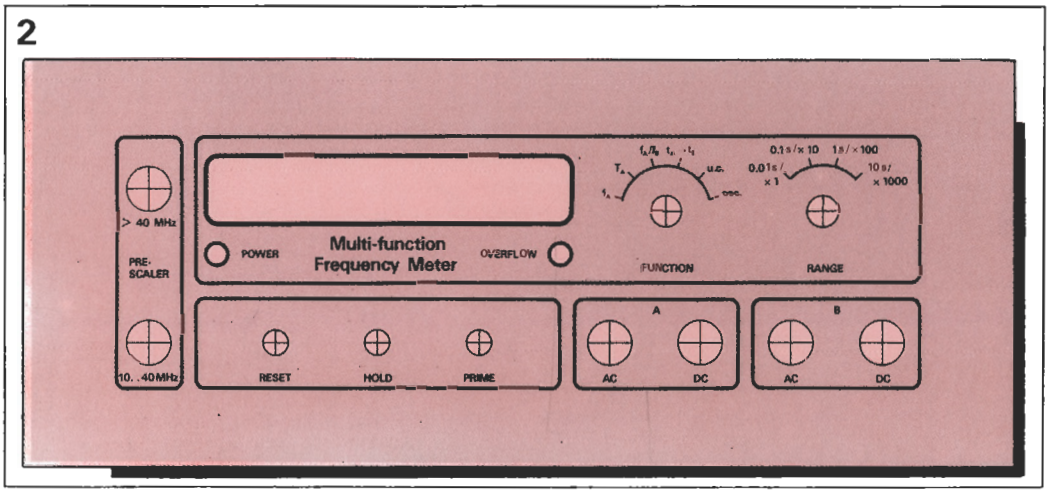
Descripción del circuito

El diagrama del circuito del frecuencímetro se representa en la figura 1. La finalidad de este artículo será dar una descripción detallada de la operación interna del ICM7226B, seguida por una descripción de la circuitería periférica al mismo necesaria para obtener un instrumento completo. Un prescaler o divisor de entrada para extender el margen de frecuencias de entrada a 1.2 GHz se presentará en una próxima edición de la revista.

El ICM7226B tiene internamente un circuito de base de tiempos, decodificadores de display de segmentos y excitadores para los mismos. El panel de visualización está compuesto por 8 displays de LED de cátodo común, multiplexados a 500 Hz con un factor de trabajo de 0.122 por dígito. Los primeros ceros (no significativos) se mantienen apagados cuando el instrumento está situado para medir frecuencias en KHz o períodos de tiempos en μs. El diodo LED D9 indica una condición de desbordamiento («overflow»), esto es, el contador está midiendo por encima de su máximo valor y el panel de presentación nos ofrece todos los dígitos con el valor 9.

El contador IC3 tiene un oscilador para la base de tiempos interna que existe en el propio circuito, la cual trabaja a 10 MHz (X1). Es posible emplear un cristal de cuarzo de 1 MHz si el interruptor S8 se mantiene cerrado. Similarmente, el interruptor S7 hace posible aplicar una señal externa de reloj de 100 KHz o mayor a la patilla 33 del circuito integrado. Cuando el interruptor S6 está ce-





rrado, la posición del punto decimal sobre el panel de presentación se controla externamente a través de su respectiva entrada (patilla 20). El punto decimal puede de esta forma situarse donde se requiera en función del prescaler empleado. Los interruptores S6-S7-S8 y sus diodos asociados, D6-D7-D8, tienen justificada su presencia para realizar las funciones mencionadas anteriormente, y se pueden omitir cuando la función destinada al frecuencímetro no los requiera. Por supuesto, también es posible reemplazar los interruptores con puentes de hilo rígido para poder operar de forma permanente en una aplicación en particular.

La máxima frecuencia de entrada que se puede aplicar a la entrada A del instrumento es 10 MHz en el modo de medir frecuencia o contar, y de 2 MHz en los otros modos. Los modos y funciones que se pueden seleccionar en el contador, con la ayuda del conmutador de margen (RANGE) S4a-b, y con el conmutador de funciones (FUNCTION) S2a-b, se representan en la tabla 1. La posición 6 de S2 se emplea para comprobar si el oscilador interno funciona correctamente, pero no verifica la frecuencia del mismo. Dado que compara como frecuencia de entrada la propia frecuencia del oscilador, la lectura en este modo es siempre de 10000000, independientemente de la escala seleccionada, o de la frecuencia exacta del oscilador. Cabe mencionar que la entrada B sólo se emplea para medir relaciones de frecuencias e intervalos de tiempos. La frecuencia de la señal aplicada a la entrada A

Figura 1. Diagrama del circuito del frecuencímetro multifunción.

Figura 2. Panel frontal autoadhesivo para el frecuencímetro multifunción.

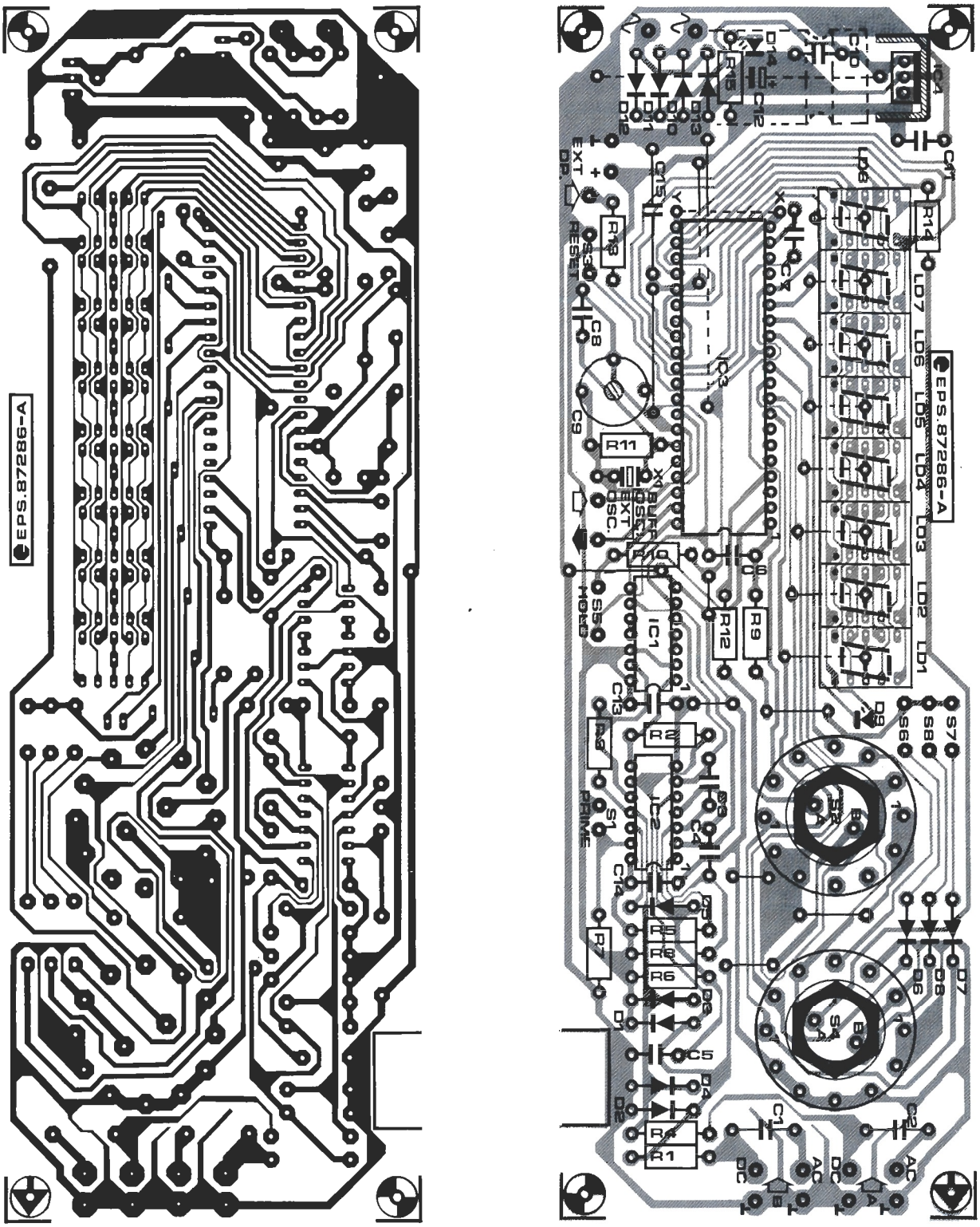


Figura 3. Disposición de pistas y serigrafía de componentes para la realización del frecuencímetro. El condensador C12 se fija POR LA CARA DE SOLDADURAS.

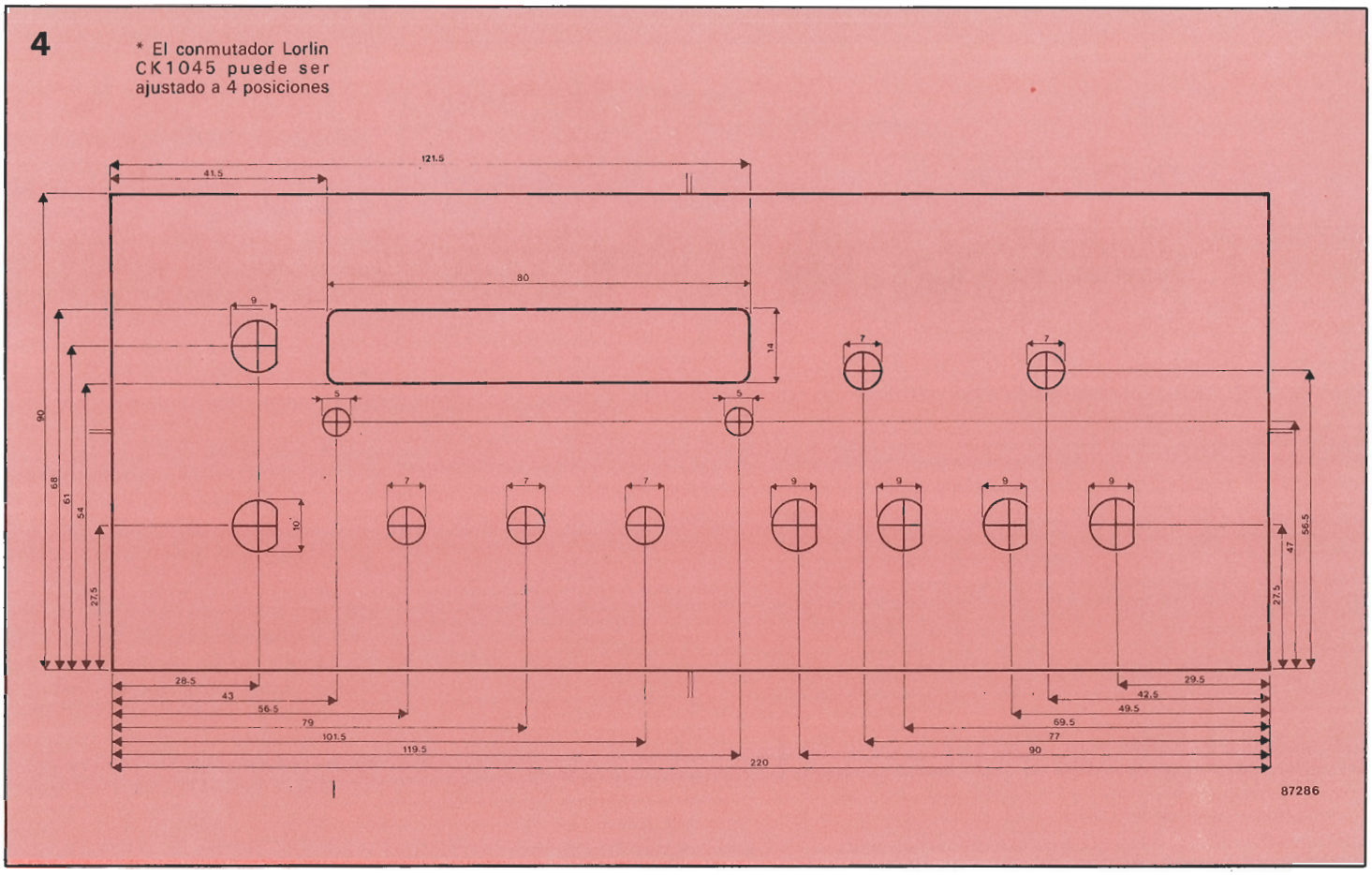


Figura 4. Esquema de mecanizado para el panel frontal.

debe ser más alta que la aplicada a la entrada B. Similarmente, la transición entre pulsos sobre la entrada A debe ocurrir antes que en la entrada B.

Las redes de protección situadas en las entradas de N5 y N6 permiten aplicar tensiones alternas, así como pulsos digitales TTL o CMOS. Para las pequeñas tensiones alternas aplicadas a través de los condensadores C1-C2, los diodos D1-D2 o D3-D4 no tienen un efecto de limitación, por lo que los inversores N5-N6 trabajan como amplificadores. Cuando la amplitud de la señal de entrada tiene un valor superior a unos 2 Vpp, los inversores trabajan como buffer. La limitación de la señal de entrada tiene lugar cuando la señal de entrada en las entradas digitales es menor que -0.6 V o mayor que -5.6 V. Esto significa que las tensiones de entrada acopladas en alterna se recortan a alrededor de 6 Vpp. La sensibilidad de entrada representada en el diagrama del circuito es un valor medio dependiente de la frecuencia. Cuando el circuito integrado modelo 74HCT04 situado en IC2 (N5...N10 inclusives) se sustituye por un 74HCU04 el valor de la sensibilidad de entrada aumenta en un factor de 5 a 10. Para la medida de frecuencias inferiores a 1 KHz se optará preferiblemente para el 74HC(T)14. Las entradas de medida presentan una impedancia relativamente baja, unos 330 Ω, de manera que las fuentes de señal cuya impedancia de salida sea elevada verán ésta última reducida por la carga del frecuencímetro. Cuando esto constituya un problema, se podrán eliminar las resistencias R2 y R3, con lo que la impedancia de entrada pasará a ser de más de 1 MΩ, al precio sin embargo de una pérdida de sensibilidad.

El circuito realizado en torno a N7 ... N10 inclusives y las puertas XOR N3-N4 se emplea para medir intervalos de tiempos, esto es el período que existe entre los flancos positivos de las señales aplicadas a las entradas A y B. Un biestable interno al ICM7226B se pone a nivel alto y bajo respectivamente por la transición del pulso presente en las entradas A y B. Cuando el biestable se pone a nivel lógico 1, los pulsos del oscilador internamente alimentan a la entrada del contador. Evidentemente, cuanto más tiempo esté el biestable a nivel alto, más pulsos se contarán, y la lectura del panel de presentación será mayor. No olvide accionar el pulsador PRIME antes de efectuar la medida de intervalos de tiempo para un único evento. Los inversores N10-N9 generan un pulso estable para aplicarlo a la entrada A del circuito integrado, mientras que los inversores N8-N9 generan un pulso retardado para la entrada B. La lógica interna del ICM7226B se sitúa de esta forma en estado para la medición del intervalo para el evento que va a ocurrir, delimitado por los flancos positivos de las señales que se aplican a las entradas A y B del instrumento. La activación del pulsador PRIME no es necesaria cuando estas entradas reciben una señal periódica, ya que la primera alternancia de la señal origina automáticamente la inicialización del contador del circuito integrado.

La lectura presente en el panel de presentación se puede retener (congelar) durante un período de tiempo largo accionando el pulsador S5 (HOLD). Los circuitos internos al contador y por supuesto la lectura se pueden poner a cero en cualquier momento accionando el pulsador S3 (RESET). El condensador C7 está conectado en paralelo con S3 para evitar el bloqueo del contador cuando se conecta el equipo. Los tres pulsadores se pueden fijar en el panel frontal del instrumento como se sugiere en la figura 2. La fuente de ali-

Lista de componentes

Resistencias (±5 %):

R_1; R_4; R_{15} = 330Ω
R_2; R_3; R_5; R_7; R_8; R_{10} = 100K
R_6 = 150K
R_9; R_{12}; R_{13}; R_{14} = 10K
R_{11} = 10M

Condensadores:

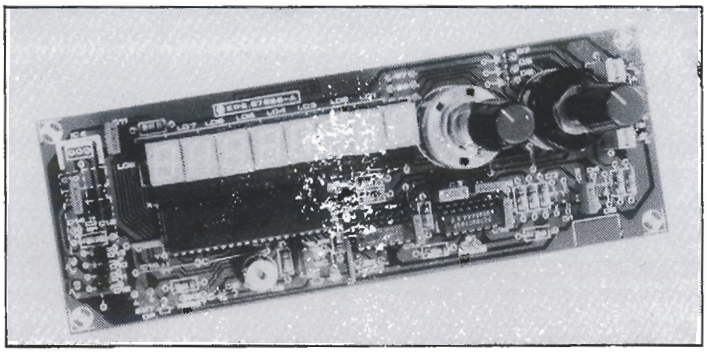
C_1; C_2 = 1µ; 63 V (no electrolítico)
C_3 = 150n
C_4 = 1n0
C_5; C_7; C_{10}; C_{11}; C_{13}; C_{14}; C_{15} = 100n
C_6; C_8 = 39p
C_9 = 40p trimmer
C_{12} = 470µ; 25 V

Semiconductores:

D_1...D_5 incl. = 1N4148
D_6; D_7; D_8 = 1N4148 (ver texto)
D_9 = alta luminosidad LED (rojo)
D_{10}...D_{13} incl. = 1N4001
D_{14} = rojo LED
IC_1 = 74HC86 o 74HCT86
IC_2 = 74HCU04 o 74HCT04
IC_3 = ICM7226BIJL o ICM7226BIPL+
IC_4 = 7805
LD_1...LD_8 incl. = display de cátodo común HD11070

Varios:

S_1; S_3; S_5 = pulsador.
S_2 = conmutador rotativo 2 circuitos 6 posiciones
S_4 = conmutador rotativo 2 circutos 4 ó 6 posiciones para montaje en circuito impreso*
S_6; S_7; S_8 = conmutador miniatura (ver texto)
X_1 = cristal de 10 MHz
Radiador para IC4, tipo T0220
Caja Verobox tipo 4775-1411
EPS 87686
Frontal EPS 87286-F
Transformador de red salida 8 V/),5 A
Conector de entrada de red.
Fusible de 100 mA con portafusibles de chasis.
Mandos para los conmutadores rotativos.
Conectores BNC



Placa de circuito impreso terminado (versión del prototipo)

Tabla 1

Conmutador S2: FUNCION	
Posición	Función
1 (K1)	Frecuencia (*f*A)
2 (K8)	Período (*T*A)
3 (K2)	Relación de frecuenicas (*f*A/*f*B; *f*A > *f*B)
	Intervalo de tiempos (*t*A *t*B)
4 (k5)	Frecuencias contador
5 (K4)	Oscilador de prueba
6 (K3)	
Conmutador S4: MARGEN	
Posición	Tiempo de acumulación/ciclo(s)
1 (K1)	0,01 s / 1 ciclo
2 (K2)	0,1 s / 10 ciclos
3 (K3)	1 s / 100 ciclos
4 (K4)	10 s / 1.000 ciclos

mentación para el frecuencímetro es un diseño convencional y no requiere mayores explicaciones.

Realización práctica

Virtualmente, todas las funciones mostradas en el diagrama del circuito se montan sobre una única placa de circuito impreso, cuya disposición de pistas y situación de componentes se representa en la figura 3. Comenzaremos el montaje realizando todos los puentes de hilo rígido que hay. No olvidar los 8 que existen bajo los displays de presentación. El condensador electrolítico C12 se situará sobre la cara de pistas de la placa. Asegúrese que éste se fija de forma segura y próximo a la placa para evitar que los puntos de soldadura rocen con el material aislante y provoquen cortocircuitos con la parte metálica conectada a masa. Se recomienda emplear zócalos de calidad para todos los circuitos integrados. Los displays también se montarán sobre zócalos de 10 patillas realizados por medio de tira de patillas o a partir de zócalos de 14 patillas. Emplear trozos cortos de hilo resistente para asegurar la correcta posición de los displays sobre la placa. El LED D9 es del tipo de alta luminosidad cuyos terminales deberán situarse a la misma altura que los displays para que esté al mismo nivel. El regulador de tensión IC4 deberá montarse con el refrigerador correspondiente para evitar un sobrecalentamiento del mismo. Los conmutadores de rango (RANGE) y de función (FUNCTION) S4 y S2 se soldarán directamente sobre el circuito impreso, o con terminales muy cortos para minimizar la inductancia y capacidad de los mismos. Esta medida previene de forma efectiva efectos no deseados tales como la iluminación indeterminada de los dígitos (efecto fantasma).

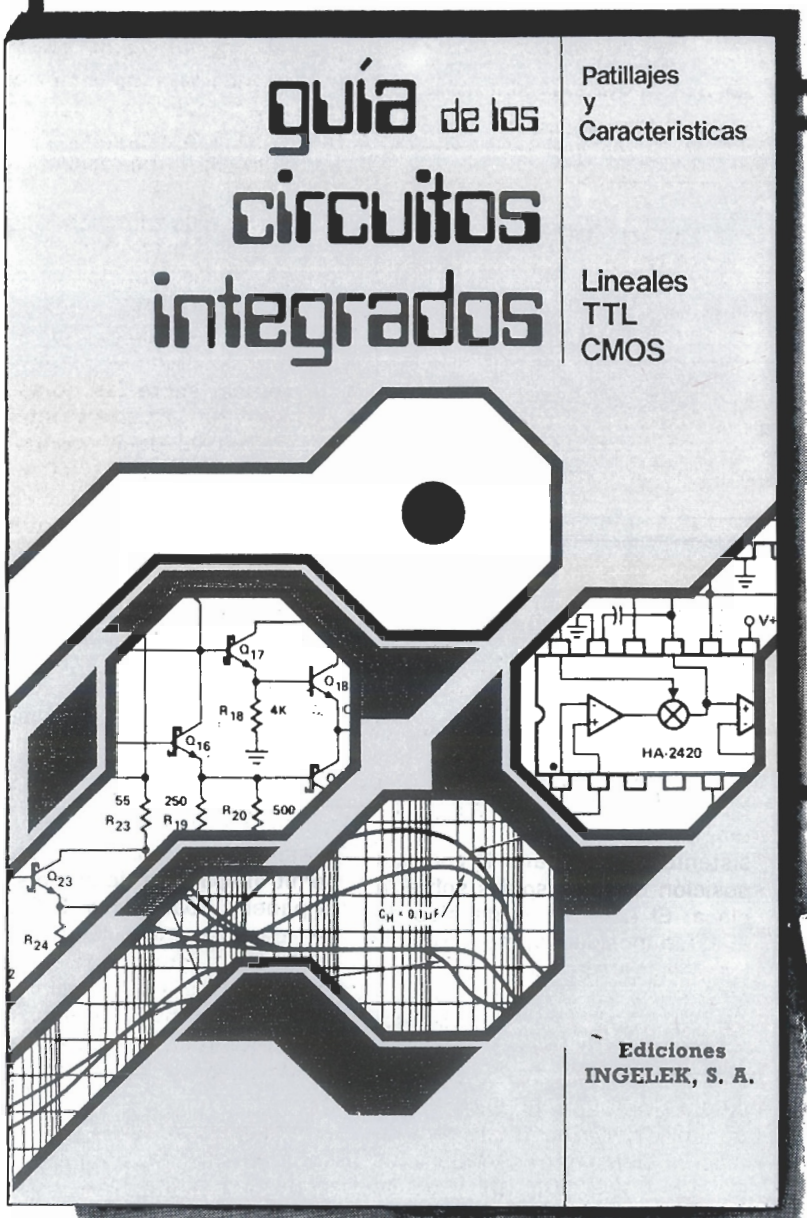
Como se ha comentado anteriormente, los interruptores de función S6-S7-S8 pueden no ser necesarios sobre el panel frontal, en cuyo caso se suprimirán. Las entradas A y B se realizarán por medio de conectores BNC. Dos o más de estos conectores se necesitarán cuando se intente ampliar el frecuencímetro con el futuro prescaler. Las entradas EXT.OSC., EXT.DP. y la salida BUFF.OSC. se pueden realizar con los conectores apropiados en el panel posterior de la caja. La señal presente en la salida BUFF.OSC. se pueden emplear para ajustar la frecuencia del oscilador de forma precisa a 10.000 MHz con la ayuda del condensador variable o trimmer C9. También es posible emplear esta señal para atacar otro circuito, para lo cual se deberá colocar en la salida BUFF OSC una resistencia de 10 K a la línea de 5 V.

La tensión de alimentación para el prescaler está disponible en dos espadines situados cerca de la entrada EXT.DP.

La placa de circuito impreso totalmente montada se sitúa de forma vertical sobre las guías que disponen en la parte frontal las cajas Vero. El panel frontal autoadhesivo diseñado para el frecuencímetro se puede emplear para tomar medidas de los taladros que deberán realizarse sobre el panel metálico frontal de la caja. Se deberán cortar los ejes de los conmutadores rotativos S2 y S3 para permitir incorporar los correspondientes botones de mando. El panel de presentación formado por todos los displays se alojará sobre la ventana rectangular que existe sobre el panel frontal. La visibilidad del panel es bastante alta debido a la lámina semitransparente de que dispone el panel autoadhesivo. El indicador de sobrecarga (OVERFLOW) D9 se fijará inmediatamente bajo el lado derecho del panel de presentación. La posición de los distintos controles e indicadores se puede observar en las figuras 2 y 4.

Por supuesto, se puede emplear un adaptador de red que proporcione una salida de 8 VAC para alimentar el frecuencímetro. En muchos casos, esta medida es más segura y más barata que incorporar un transformador. Cuando se intente incorporar al instrumento su propia fuente de alimentación interna, la entrada de red y el fusible (100 mA) se situarán en posiciones adecuadas del panel posterior de la caja. El transformador deberá ofrecer una salida de 8 V con una corriente de 0.5 A. El consumo de corriente del circuito se fija alrededor de 55 ma con todos los displays apagados y en 175 mA con todos ellos iluminados.

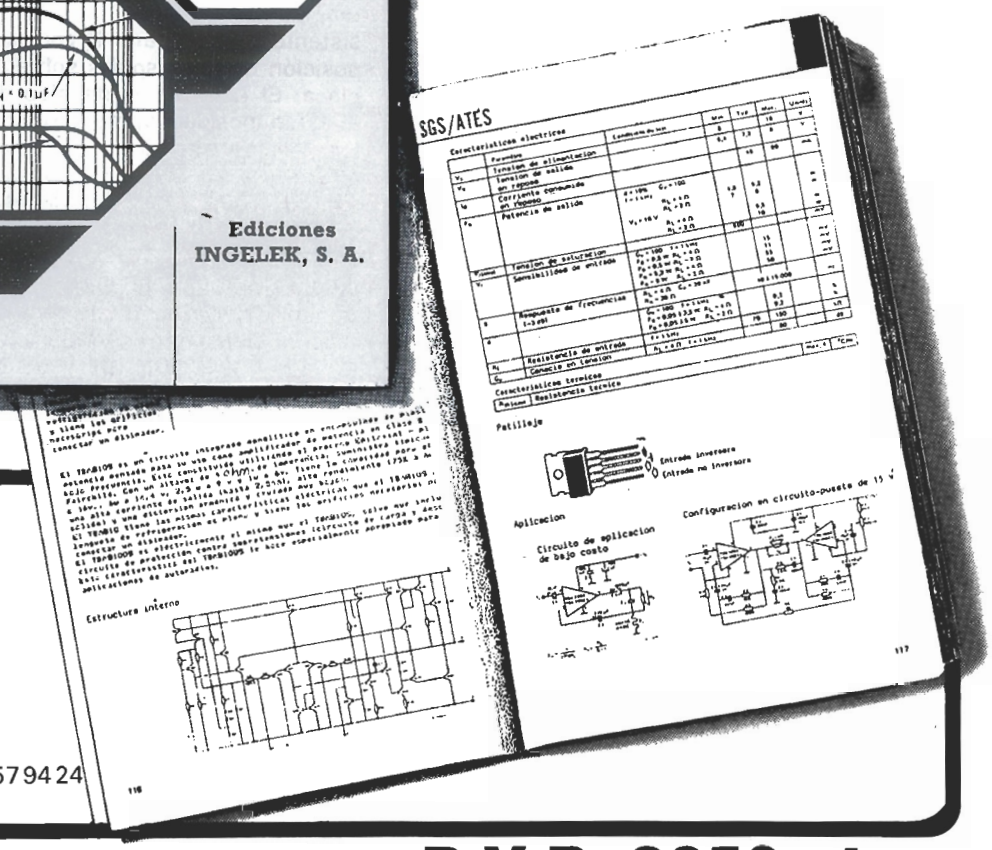
¿Desea tener recopiladas las características y descripciones de los circuitos integrados CMOS, lineales, para audio o especiales?



Si es así Vd. necesita la

Guia de los Circuitos Integrados

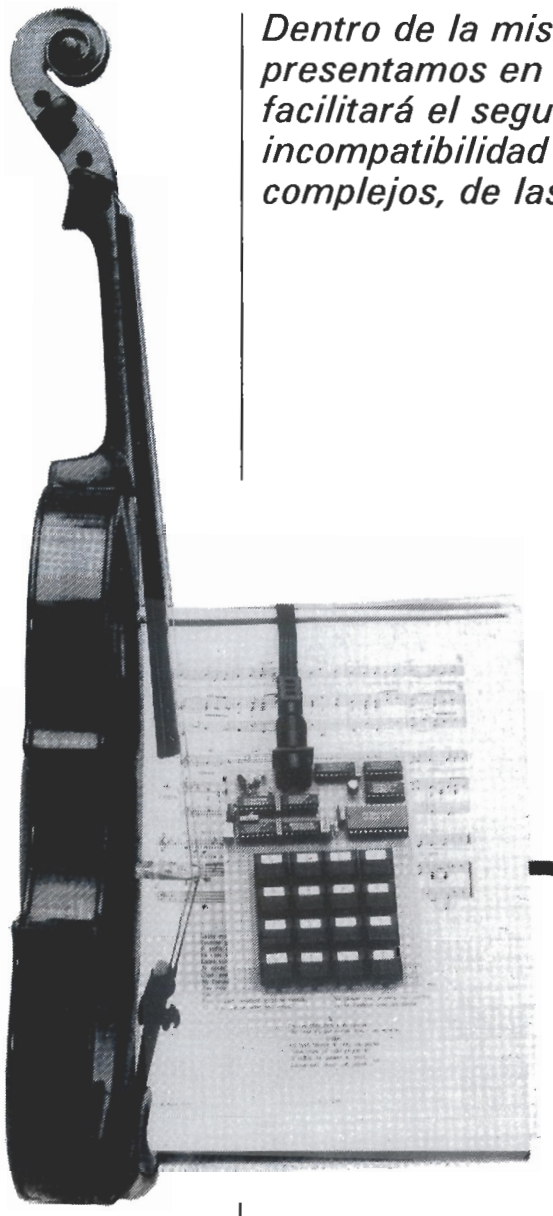
¡EDITADO EN CASTELLANO!



EDICIONES INGELEK

Ediciones INGELEK
Plza. República Ecuador, 2. 1.º
28016 Madrid, teléfono: 4579424

P.V.P. 2650 ptas.



Dentro de la misma línea de artículos de los últimos meses, presentamos en esta ocasión una versátil y barata herramienta que facilitará el seguimiento y resolverá los innumerables problemas de incompatibilidad que se encuentran en los ajustes, relativamente complejos, de las configuraciones de instrumentos MIDI.

GENERADOR DE CODIGOS MIDI

El acrónimo MIDI (Interface digital para instrumentos musicales) actualmente es bien conocido por todos los usuarios de instrumentos electrónicos y sus equipos asociados. Desde su aparición en 1983, el estándar MIDI ha ganado una amplia aceptación, y ha aportado un método de implementación relativamente sencillo gracias al empleo de una línea serie de transmisión normalizada para el intercambio de datos, entre instrumentos compatibles, dentro de una red. Sin embargo, los usuarios experimentados en equipos MIDI, también tienen conocimiento de las limitaciones del sistema. Uno de los mayores problemas asociados con el estándar MIDI radica en que éste se vuelve cada vez más difícil de manejar según aumenta la complejidad de las configuraciones de los equipos: el empleo de más instrumentos implica más códigos de instrumentos que especificar, y un mayor riesgo de direccionamiento de equipos con códigos incorrectos o simplemente no reconocidos.

MIDI, ¿qué es?

Cualquier instrumento electrónico musical que incorpore un interface asíncrono serie compatible con el estándar MIDI (31.25 Kbits/s; ±1 %) dispone de un circuito receptor y/u otro transmisor. La transmisión de la palabra de datos de 8 bits comienza con un bit de arranque, y termina con un bit de stop o final, empleando un tren de pulsos de 10 bits con una duración de 320 μS.

Básicamente, el interface desde el punto de vista eléctrico es del tipo denominado bucle de corriente de 15 mA con la característica de ser optoacoplado. Como es preferible que una salida dada sólo ataque a una entrada de forma independiente, la señal correspondiente a cada entrada MIDI IN se envía a través de una salida MIDI THRU.

El protocolo de comunicación MIDI distingue entre bytes de estado (>127), seguidos por uno o más bytes de datos (<128), mensajes en tiempo real y mensajes propios.

El generador de códigos MIDI propuesto en el presente artículo, es un dispositivo accesorio compatible MIDI que permite enviar cualquier código hexadecimal de 8 bits (0 ... 255 dec. ó 00 ... FF hex.) a un instrumento que incorpore una entrada MIDI. Algún lector se podrá preguntar por qué generar un sencillo comando MIDI a

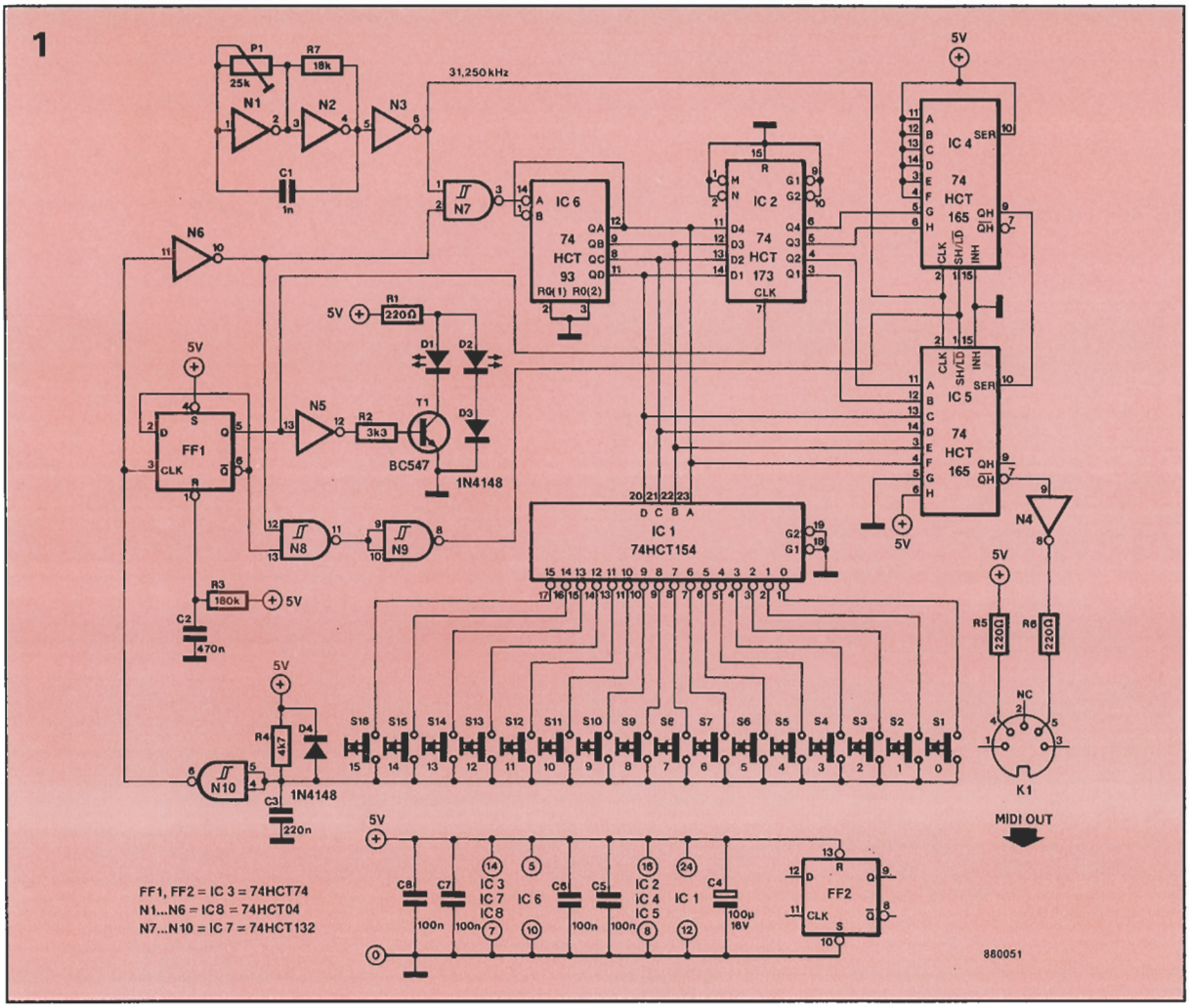


Figura 1. Diagrama del circuito del generador de códigos MIDI.

la velocidad que se puede conseguir desde un teclado cuando el interface MIDI es una comunicación a alta velocidad. La respuesta ya se ha anticipado en la introducción previa. La necesidad de desarrollar un generador de códigos MIDI surgió de las dificultades encontradas al trabajar con instrumentos MIDI incompatibles, bien por ser de diferente tipo bien por estar hechos por distintos fabricantes. A menudo sucede que un ajuste relativamente complejo de instrumentos con otros dispositivos conectados a una red MIDI simplemente no funciona como debiera. La velocidad a la cual los datos circulan entre los instrumentos es tan alta que el análisis de los códigos generados, sin la ayuda de un sofisticado equipo, es virtualmente imposible. Con un equipo de prueba tan sencillo como el aquí presentado, podemos enviar palabras de datos MIDI secuencialmente a instrumentos de forma individual por medio de la pulsación de 2 teclas de un teclado hexadecimal. De esta forma, incluso la secuencia de datos de control MIDI más compleja se puede generar para permitir la comprobación de la respuesta de un instrumento. Este método de prueba se puede comparar al empleo de un generador de audio junto con un oscìloscopio para descubrir un defecto en un amplificador de audiofrecuencia.

La gran mayoría de los instrumentos MIDI se suministran con un manual donde se ofrece, más o menos detalladamente, una tabla conteniendo los códigos MIDI que el instrumento reconoce o transmite. Estos códigos de dos caracteres (en los manuales denominados «MIDI datawords») se pueden generar por el circuito aquí descrito: el código se genera y transmite pulsando secuencialmente las 2 teclas apropiadas sobre un teclado hexadecimal. La transmisión de los dos primeros caracteres de la palabra de datos MIDI se indica por medio de unos LED.

El generador de códigos esencialmente está compuesto por los siguientes bloques funcionales: codificador de teclado, convertidor paralelo-serie, lógica de control y excitadores para los LED de indicación del estado. El circuito funciona de forma autónoma a partir de una fuente de alimentación regulada.

Descripción del circuito

Esencialmente, el circuito generador de códigos MIDI adquiere dos caracteres hexadecimales a partir de un teclado compuesto por 16 teclas, los combina en una única palabra de datos y los transmite en el formato MIDI descrito anteriormente. No existe bit de paridad y el estado de la línea serie en estado no activo corresponde con el nivel lógico «1».

La figura 1 representa el diagrama del circuito generador de códigos MIDI. Este circuito está realizado enteramente por circuitos integrados convencionales de la serie HCMOS, y por tanto es bastante barato de realizar.

El oscilador N1-N2 alimenta la señal de reloj al bloque central a través de N3 y al contador binario IC6 por medio de N7. Los cuatro bits de salida del contador QA ... QD suministran los códigos bina-

Lista de componentes

Resistencias (±5 %):

R_1; R_5; R_6 = 220Ω
R_2 = 3K3
R_3 = 180K
R_4 = 4K7
R_7 = 18K
P_1 = 25K o 22K ajustable

Condensadores:

C_1 = 1n0
C_2 = 470n
C_3 = 220n
C_4 = 100µ; 16 V
C_5...C_8 incl. = 100n

Semiconductores:

D_1; D_2 = LED
D_3 = 1N4148
IC_1 = 74HCT154
IC_2 = 74HCT173
IC_3 = 74HCT74
IC_4; IC_5 = 74HCT165
IC_6 = 74HCT93
IC_7 = 74HCT132
IC_8 = 74HCT04
T_1 = BC547

Varios:

K_1 = conector DIN 5 patillas para montaje de circuito impreso
S_1...S_{16} incl. = teclas (DIGITAST) o pulsadores
Caja adecuada.

MIDI-Códigos más frecuentes

Nota: todos los códigos están en formato hexadecimal

Mensajes del canal sonoro

STATUS	DATA	DATA	
80...8F	00...7F	00...7F	NOTE OFF (+ n.º de canal) + n.º de nota + VELOCITY
90...9F	00...7F	00...7F	NOTE ON (+ n.º de canal) + n.º de nota + VELOCITY
A0...AF	00...7F	00...7F	POLYPHONIC KEY PRESSURE/AFTER TOUCH (+ n.º de canal) + n.º de nota + PRESSURE VALUE
B0...BF	00...79	00...7F	CONTROL CHANGE (+ n.º de canal) + CONTROL + VALUE
C0...CF	00...7F		PROGRAM CHANGE (+ n.º de canal) + PROGRAM
D0...DF	00...7F		CHANNEL PRESSURE/AFTER TOUCH (+ n.º de canal) + VALUE
E0...EF	00...7F	00...7F	PITCH WHEEL CHANGE (+ n.º de canal) + CHANGE LSB + CHANGE MSB

En cada mensaje, los 4 bits menos significativos designan el número del canal (1... 16 inclu.; 0=canal 1; F=canal 16). Ejemplo: 97=NOTE ON para el canal 8. Las palabras de estado que se indican a continuación, siempre van seguidas de uno o dos bytes de datos (<80) cuando se necesiten.

Numero de las notas:

6C (108): DOH alto (88 teclas)
60 (96): DOH alto (61 o 73 teclas)
45 (69): LAH 440 Hz
3C (60): DOH del centro del teclado
24 (36): DOH bajo (61 teclas)
18 (24): DOH bajo (73 teclas)
15 (31): LAH bajo (88 teclas)

Velocidad:

0 : NOTE OFF (no usar el 0 como valor por defecto)
1 : ppp (pianissimo)
40: mpñmf (medio vuerte); valor por defecto
7F fff (fortísimo)

Mensajes del sistema

F0	SYSTEM EXCLUSIVE (consultar la documentación suministrada con el equipo)
F1...F7	SYSTEM COMMON
F1	No definido
F2	POSITION POINTER (+ 2 bytes de datos)
F3	SONG SELECT (+ 1 bytes de datos)
F4...F5	No definido
F5	TUNE REQUEST
F7	EOX (Marca el fin del mensaje SYSTEM EXCLUSIVE)
F8...FF	REAL TIME
F8	TIMING CLOCK
F9	No definido
FA	START
FB	CONTINUE
FC	STOP
FD	No definido
FE	ACTIVE SENSING
FF	SYSTEM RESET

Channel mode messages

B0...BF	7A...7F	0...7F	CHANNEL MODE (+ n.º de canal) + MODE + MODE
B0...BF	7A	0	CHANNEL MODE (+ n.º de canal) + LOCAL CONTROL OFF
B0...BF	7A	7F	CHANNEL MODE (+ n.º de canal) + LOCAL CONTROL ON
B0...BF	7B	0	CHANNEL MODE (+ n.º de canal) + ALL NOTES OFF
B0...BF	7C	0	CHANNEL MODE (+ n.º de canal) + OMNI MODE OFF (ALL NOTES OFF)
B0...BF	7D	0	CHANNEL MODE (+ n.º de canal) + OMNI MODE ON (ALL NOTES OFF)
B0...BF	7E	0...F	CHANNEL MODE (+ n.º de canal) + MONO MODE ON (POLY MODE OFF) ALL NOTES OFF) + NUMBER OF CHANNELS (0=todos los canales del receptor)
B0...BF	7F	0	CHANNEL MODE (+ n.º de canal) + POLY MODE ON (MONO MODE OFF) (ALL NOTES OFF)

rios equivalentes de los números 0 ... 15 inclusives al codificador de teclado IC1, al registro IC2 y al registro de desplazamiento IC5. La señal de reloj para el contador IC6 se inhibe en N7 por la señal de actividad del teclado obtenida a través de la puerta Trigger-Schmitt N10 y el inversor N6.

Cuando se aplica la tensión al circuito, el biestable FF1 se pone a cero (RESET) por medio de la red R3-C2, es decir la salida Q de FF1 toma el nivel lógico bajo por lo que N5 aporta un nivel lógico alto al circuito excitador de LED formado por T1. El diodo está a la espera de recibir el primer (más significativo) carácter hexadecimal (MSnibble).

Suponiendo que ninguna de las teclas se pulsa, N7 deja pasar los pulsos de reloj al contador IC6. El codificador de teclado IC1 es un demultiplexor de 4 a 16 que transforma el código correspondiente a los 4 bits binarios de en-

trada en un pulso de nivel bajo en las correspondientes salidas. Cada salida del demultiplexor se conecta a una tecla S1 ... S16. Si, por ejemplo, se pulsa la tecla S11 (nibble A en hexadecimal) la señal de reloj se inhibe en el instante en que IC1 active su salida 10. Esto significa que el equivalente binario de «10» se guarda en IC2, porque el flanco ascendente del pulso aportado por N10 origina que FF1 bascule y genere un pulso de reloj para IC2 a través de su salida Q.

El registro IC2 envía los cuatro bits correspondientes al código binario del MSnibble de la palabra de datos MIDI a las entradas de carga paralelo de los registros de desplazamientos IC4 (entradas G y H) e IC5 (entradas A y B).

El flanco alto generado en FF1 hace que el inversor N5 suministre un nivel lógico bajo a T1, por lo que D1 se desactiva al mismo tiempo que D2 se enciende para indicar al usuario que puede introducir el LSnibble («Least Significative nibble»), nibble [medio byte] menos significativo, segundo carácter hexadecimal) por medio del teclado.

Al dejar de pulsar la tecla activada, se restablece la señal de reloj de IC6, y se sitúa en condición de reposo la exploración del teclado. Cuando se teclea el segundo carácter, el correspondiente código binario del LSnibble se presenta en las entradas C ... F de IC5. La salida Q de FF1 nuevamente se sitúa a nivel lógico alto, y N9 activa la entrada SHIFT/LOAD de los registros de desplazamiento IC4 e IC5. La activación de esta señal origina que se carguen los 8 bits de la palabra de datos presentes en sus respectivas entradas A ... H, para que a su finalización o desactivación se sitúe en modo desplazamiento (SHIFT) cuando la salida de N9 tome el nivel lógico alto, lo que ocurre cuando la tecla se libera.

La palabra de datos MIDI se convierte en formato serie a través de su desplazamiento en IC4 e IC5, disponiendo de la misma vía el inversor N4 en el conector MIDI OUT. Simultáneamente, el biestable FF1 recibe un nuevo pulso de reloj con lo que la salida Q cambia al estado lógico bajo. El contador se carga de nuevo y la activación del led D1 indica que un nuevo MSnibble se puede introducir a través del teclado.

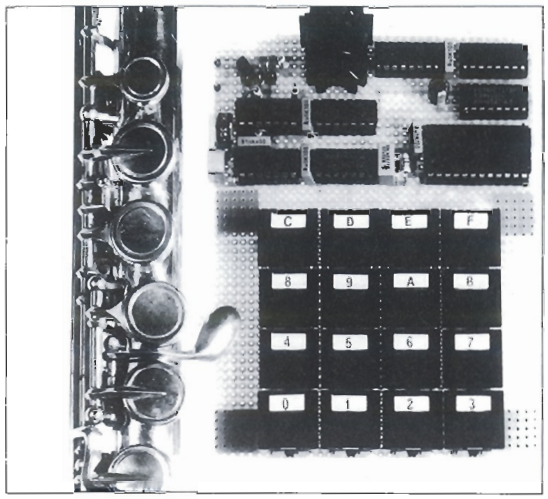
Los bits de arranque y de stop necesarios en la palabra de datos MIDI se obtienen conectando la salida QH de IC4 con la entrada SER de IC5. Observe que la señal SER de IC4 se mantiene de forma permanente al nivel lógico alto, al igual que las entradas A ... F inclusive (estas son los 6 bits no empleados del registro de desplazamiento de 16 bits formado por IC4 e IC5). El desplazamiento de los bits aplicados a la entrada paralelo tiene lugar en función del bit aplicado a la entrada SER, esto es IC4 suministra una serie de pulsos de nivel alto después de cada 4 bits de datos. Después de unos cuantos pulsos de reloj, estos bits también están presentes en la salida serie de IC5. Junto con la entrada del bit H de IC5 (permanentemente a nivel alto), estos bits forman una serie de bits de stop. El bit de arranque se carga en IC1 como nivel lógico bajo aplicado permanentemente a la entrada G. Por lo tanto, el comando MIDI completo está definido por el dato recibido en paralelo a través de las entradas G, F ... A (IC5), G, H, F ... A y SER (IC4) en este mismo orden.

Finalmente la resistencia ajustable P1 permite ajustar de forma precisa la velocidad de transmisión de los datos serie, a través de la línea MIDI OUT, a la velocidad nominal del estándar MIDI fijada en 31.250 Kbit/s.

Realización práctica y utilización

El prototipo del generador de códigos MIDI se realizó sobre un trozo de placa de experimentación (Uniprint, Veroboard o similar) según se puede observar en la fotografía que acompaña a este artículo. El conexionado se realizó por medio de cable de cobre fino colocado a la superficie inferior de la placa. El conector DIN y las 16 teclas empleadas (modelo Digitast de ITT) se montaron directamente sobre la cara de componentes formando una matriz de teclado. El circuito se fijará lo más seguro posible dentro de una caja si se pretende emplearlo de forma portátil. La fuente de alimentación para el circuito se obtiene por medio de una batería de NiCd, o bien del correspondiente adaptador de red.

El único ajuste que precisa el generador de códigos MIDI consiste en obtener la frecuencia de reloj más próxima a la del estándar MIDI de transmisión. Para obtenerla, situar P1 en el centro de su recorrido con lo que el equipo estará preparado para su ajuste dentro de un entorno MIDI. La salida MIDI del generador corresponde con la conexión del estándar MIDI OUT, y puede emplearse así mismo para descubrir códigos no disponibles en ciertos instrumentos. Igualmente, el generador de códigos MIDI se puede emplear junto con un circuito de expansión para realizar funciones MIDI no soportadas por un teclado estándar MIDI.



Emplee un cable estándar MIDI para realizar la conexión entre el generador de códigos a un instrumento que sepamos que responda al comando NOTE ON/NOTE OFF. Programe el instrumento para escuchar el canal MIDI 1, y envíe la siguiente secuencia de códigos:

90 3C 40.

La función de estos tres bytes es la siguiente (consultar también la tabla que adjuntamos de los códigos MIDI más frecuentes):

— 90, selecciona el modo NOTE ON sobre el canal 1.

— 3C, es el número de nota (el DO del centro de un teclado).

— 40, es un código de velocidad comúnmente empleado.

Ajuste cuidadosamente la frecuencia del oscilador del reloj si éste no trabaja correctamente. Si es necesario, emplee un frecuencímetro conectado a la salida de N3 para ajustar el reloj a 31250 H.

Finalice la emisión de la nota tecleando:

80 3C 40.

NOTA.—Algunos artículos útiles sobre MIDI:

— MIDI + sintetizador; Elektor 90, noviembre 87, pág. 61.

— Control MIDI SPLIT; Elektor 93, febrero 88, pág. 64.

— Distribuidor MIDI STAR; Elektor 91, diciembre 87, pág. 12.

Limitador de alta calidad para uso en grabadoras, transmisores, discotecas, etc.

LIMITADOR ESTÉREO

Un limitador es un circuito electrónico de ajuste de volumen en el cual las señales de audio se amplifican hasta un nivel predeterminado de la señal de entrada. Cuando se alcanza este nivel, la ganancia del amplificador se disminuye para asegurar que la señal de salida no sobrepase el nivel máximo, fijado de antemano. En otras palabras, la amplitud de la señal de salida permanece constante independientemente de las variaciones que tenga la entrada, cuando esté por encima del umbral de limitación. A la limitación se denomina a menudo compresión del rango dinámico. La figura 1 muestra la respuesta dinámica (Uo en función de Ui) del limitador propuesto.

El diseño que describimos está basado en dos amplificadores estándar de ganancia controlada, que aseguran una compresión del rango dinámico de alrededor de 46 dB. El umbral de limitación se obtiene con una señal de entrada de 50 mV, siendo entonces la tensión de salida de 670 mV.

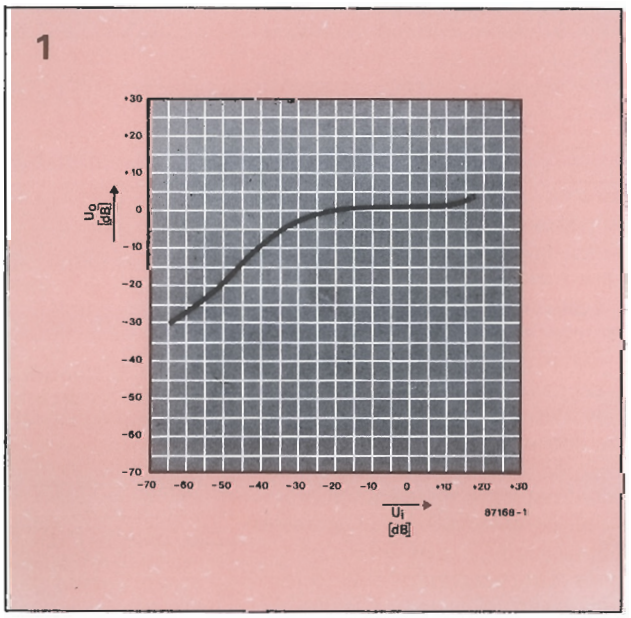


Figura 1. Respuesta dinámica del limitador estéreo.

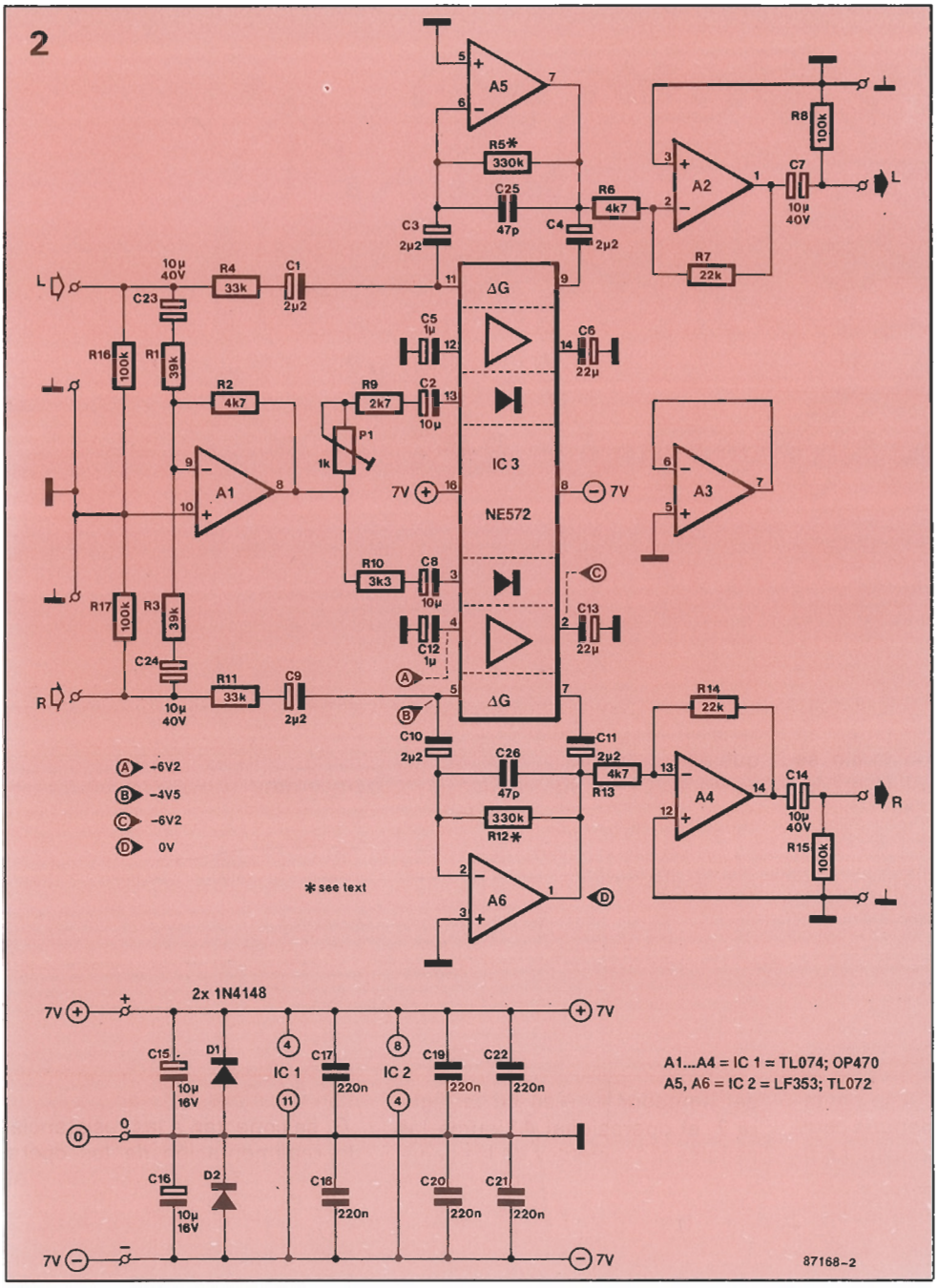
Descripción del circuito

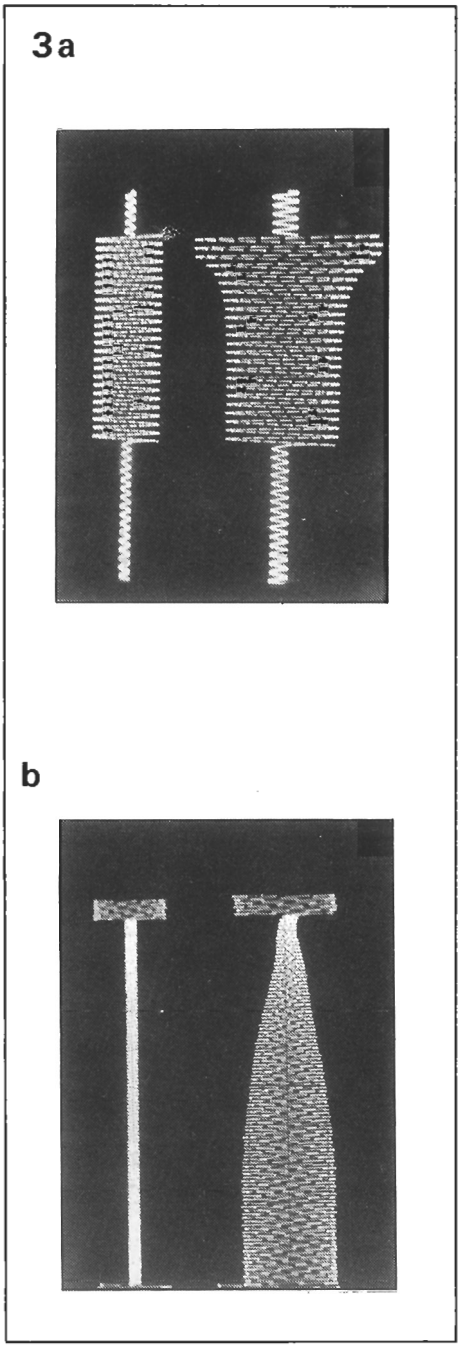
Según el esquema del circuito del limitador estéreo de la Figura 2, el operacional A1 suma las señales provenientes de los canales izquierdo y derecho, proporcionando la señal de control de ganancia para el limitador NE572 (IC3). Aunque resulta económico el tener una señal de control de ganancia común para los dos canales, tiene como inconveniente la posibilidad de reducciones de ganancia mutuas e inadecuadas, en las salidas estéreo.

Afortunadamente, esto no causa problemas en señales con niveles medios o altos, y las diferencias de volumen en los canales es perfectamente admisible a menos de 5 dB.

Ambos canales del NE572, que es un «compansor» (compresor-expansor) doble, analógico y programable, fabricado por Valvo/Muller, incorporan un rectificador de onda completa, un registro («buffer»), y una célula de ganancia linearizada y compensada en temperatura. Todos estos elementos funcionan independientemente de la sección correspondiente al otro canal. El rectificador transforma la señal de audio proveniente de A1 en una corriente continua de control para el registro, que a su vez controla la corriente de salida entregada por la célula de ganancia asociada, denominada _G en el esquema del circuito. Las constantes de ataque y recuperación de los registros controlados en ganancia se determinan mediante los condensadores electrolíticos externos C5-C6 (izquierdo) y C12-C13 (derecho). Las salidas de las células de ganancia controladas en corriente, _G, se conectan a las resistencias de realimentación de los operacionales A5 (izquierdo, R5) y A6 (derecho, R12). Así pues, la corriente de salida proporcionada por las células de ganancia controla la atenuación introducida por A5 y A6. En este circuito, el modo de operación de las células de ganancia es por tanto similar al de un potenciómetro electrónico controlado en corriente. Los operacionales de salida A2 (izquierdo) y A4 (derecho) están dimensionados para un factor de amplificación de 4,7. Las imágenes de osciloscopio de la figura 3 muestran la respuesta dinámica del limitador.

Está claro que las características técnicas del limitador propuesto son un compromiso entre lo que es útil, por un lado, y lo que es práctico para la mayoría de las aplicaciones, por otro. Esto quiere decir que el umbral de entrada, el nivel de salida, el rango dinámico y el seguimiento (distribución de ganancia) de los canales,





están dimensionados de forma que el circuito sea adecuado para una amplia variedad de aplicaciones. En algunos casos, sin embargo, las características técnicas pueden necesitar alguna modificación.

La resistencia R5 (R12) establece el factor de amplificación máximo para una relación señal/ruido óptima en ausencia de señal de entrada. El valor máximo que se puede dar a dicha resistencia es de 680 K. Las células de ganancia trabajan con una tensión de polarización de -5 V, mientras que la entrada + del amplificador operacional asociado (patillas 5 y 3) está puesta a tierra. Esto implica que la máxima excitación posible para A5 (A6) es de 1.4 Vrms. Ambos operacionales controlados en ganancia funcionan como amplificadores de tensión alterna, por lo que no necesitan condensadores de acoplo con el excitador de salida asociado. La constante de ataque se determina con C12 y C5 (derecha e izquierda), y la constante de caída con C13 y C6 (derecha e izquierda).

El punto más importante en el dimensionado del circuito de control es la selección de las tensiones de control de las células de ganancia. En la práctica se ha comprobado que el margen de excitación no puede ser mucho mayor que -25 dB, correspondiente a los ya establecidos 50 mV (o dB 1 mW sobre 600 Ω). La tensión de entrada no debería por tanto sobrepasar los 130 mVrms para evitar la sobreexcitación del limitador, ya que entonces éste volvería a funcionar en modo lineal, amplificando la señal de entrada. Para eliminar la posibilidad de que esto se ocurra, recomendamos incluir sendos ajustables, con un valor de 100 KΩ, en ambas entradas del limitador.

El seguimiento (equilibrio de ganancia) de los canales, se optimiza mediante P1. El ajuste correcto se alcanza tras verificar, anotar y comparar las curvas de respuesta dinámica de los canales izquierdo y derecho con la ayuda de un generador sinusoidal calibrado, un osciloscopio y un medidor de valor eficaz (rms).

Si no se dispone de estos equipos, pueden obtenerse unos resultados aceptables situando P1 en el centro de su recorrido.

Figura 2. Diagrama del circuito del limitador estéreo.

Figura 3. Control de nivel automático conseguido con el limitador. Respuesta de pequeña señal (b), y respuesta de gran señal (a). Canal superior: salida; canal inferior: entrada.

Lista de componentes

Resistencias (±5 %):

R_1; R_3 = 39K
R_2 = 47K
R_4; R_{11} = 33K
R_5; R_{12} = 330K
R_6; R_{13} = 47K
R_7; R_{14} = 22K
R_8; R_{15}; R_{16}; R_{17} = 100K
R_9 = 2K7
R_{10} = 3K3
P_1 = 1K0 ajustable H

Condensadores:

C_1; C_3; C_4; C_9; C_{10}; C_{11} = 2µ2; 25 V
C_2; C_8; C_{15}; C_{16} = 10µ; 16 V
C_5; C_{12} = 1µ; 25 V
C_6; C_{13} = 22µ; 25 V
C_7; C_{14}, C_{23}, C_{24} = 10µ; 40 V; bipolar
C_{17} ... C_{22} incl. = 220n
C_{25}; C_{26} = 47p

Semiconductores:

D_1; D_2 = 1N4148
IC_1 = TL074 o OP-470
IC_2 = LF353 o TL072
IC_3 = NE572* (Valvo/Philips/Mullard)

Varios:

EPS 87168

4

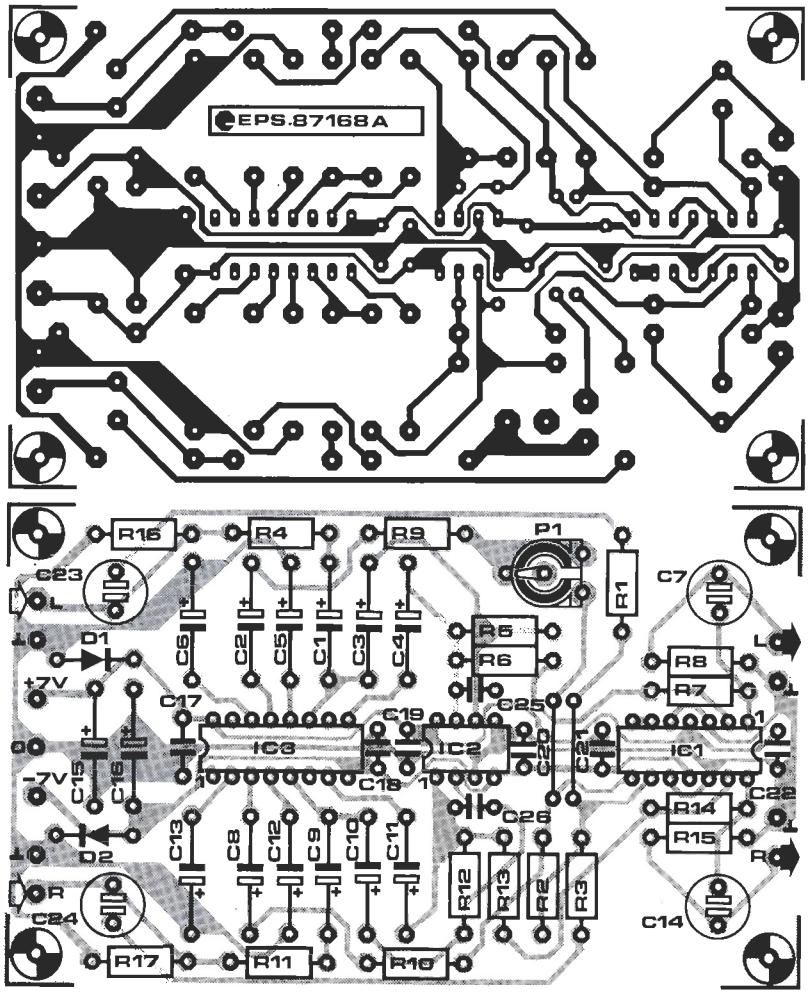


Figura 4. Vista de pistas y plano de montaje de los componentes en la placa de circuito impreso. CONSULTAR EL TEXTO PARA LA CONEXION DE LA PATILLA 5 DE IC2.

Construcción y empleo

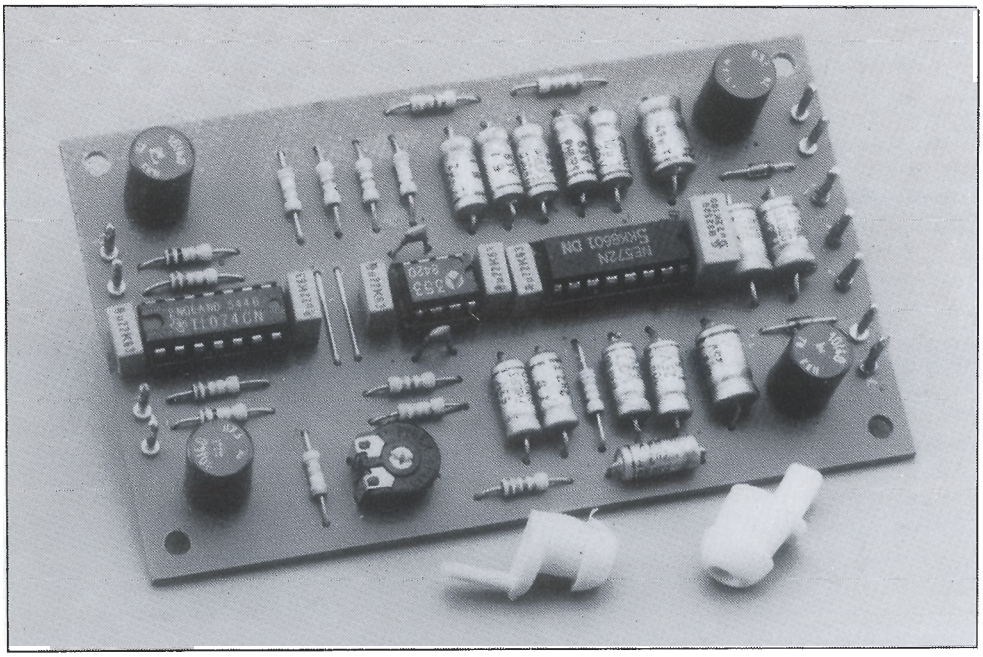
La placa de circuito impreso para el limitador estéreo puede verse en la figura 4. Para su realización deben situarse primero los componentes según se dan en la lista de componentes, en la posición indicada mediante la serigrafía de la placa. A continuación, deben colocarse los integrados en sus zócalos, sin olvidar el cableado existente entre C20 y C21. Los condensadores de las esquinas de la placa, C7 y C14, son bipolares (sin polaridad).

Importante: por error en la fabricación, la patilla 5 de IC2 no está conectada en la placa. Esto se soluciona rápidamente llevando un cablecillo aislado desde la patilla 5 a la conexión a tierra de C20.

Las tensiones de alimentación del limitador pueden obtenerse reduciendo las líneas de ±10, ±12 ó ±15 V disponibles en los equipos en que se vaya a incorporar el limitador estéreo hasta los ±7 necesarios para el circuito.

También se puede proporcionar la tensión de alimentación regulada de ±7 V mediante diodos zener y reguladores discretos.

La mejor forma de conectar el limitador es de forma permanente entre las salidas del excitador o del mezclador, y las entradas del amplificador de potencia. Una vez establecidos los márgenes de excitación del sistema, se sellan los ajustables de los niveles de entrada y salida (si se emplean) para evitar sobreexcitaciones del amplificador de potencia y del limitador, respectivamente.



Matsushita Electric Works Ltd. (MEW) acaba de presentar un nuevo tipo de antena para la recepción de emisiones de televisión por satélite, desarrollada en colaboración con la firma Comsat Corporation. Aunque destacable por su forma cuadrada, ver foto, también lo es por su mínimo espesor de unos 2 cm aproximadamente. Sus características técnicas la hacen apta para la recepción de señales procedentes ya sea de satélites actuales de telecomunicación, como el ECS e Intelsat, ya sea de futuros satélites de teledifusión como el TDF-1 o el TV-SST.

ANTENA PLANA PARA RECEPCIÓN DE TV VÍA SATÉLITE

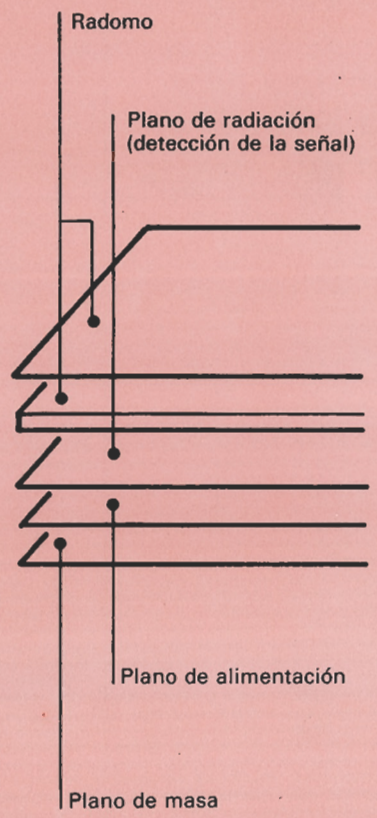


El nuevo producto está disponible en siete versiones, es fácil de instalar, no ocupa apenas espacio y se suministra junto con un convertidor de bajo ruido. Estas características hacen de la nueva antena una atractiva alternativa a las antenas parabólicas convencionales. La ocasión de su primera aparición fue el salón «Cable & Satellite 87» celebrado en Londres durante la primavera de 1987. En opinión de Matsushita, este tipo de antena no debería tardar en hacer su entrada en el mercado (actualmente, ya está a la venta en Inglaterra. ¿Estará pronto en España?)

Problemática de la recepción de TV vía satélite

La lanzadera Ariane ha resuelto por fin sus últimos problemas y ha colocado en órbita con éxito

1



R: Polarización circular destrógira
L: Polarización circular levógira
D: Dual Polarización

Características técnicas provisionales

Características / N.º Modelo	PA33-R PA33-L	PA36-R PA36-L	PA66-R PA66-L	PA66-D
Rango de frecuencias	11,7-12,5 GHz (Europa) 12,2-12,7 GHz (E.E.U.U.) 11,7-12,0 GHz (Japón)			
Ganancia de la antena	31,0dBi	33,5dBi	36,0dBi	33,0dBi Para R and L
Polarización	R o L: polarización circular destrógira			
Característica de cruce polar	25dB dependiendo de la banda de frecuencias			
Angulo de recepción	0 ° ó 12 °			
Frecuencia de salida FI	0,95-1,75 GHz (Europa) 0,95-1,45 GHz (E.E.U.U.) 1,022-1,322 GHz (Japón)			
Ganacia de conversión del LNB	55dB (Europa) 55dB (E.E.UU.) 48dB (Japón)			
Figura de ruido	2,3dB			
Salida FI	Conector tipo			
Tensión de alimentación/consumo	15-24 VDC <150 mA			15-24 VDC <200 mA
Tamaño del panel Peso del panel	□ 354×20 mm unos 1,3 kg	385×720×20mm unos 5 kg	720×720×20mm unos 9 kg	720×720×20mm unos 9 kg
Temperatura de funcionamiento	-30 °-60 °			
Wind Loading	50 m sec.			

Figura 1. La antena plana es una estructura multicapa desarrollada por Comsat Corporation.

el satélite de telecomunicación TV-SAT, acelerando de esta forma la carrera entre la recepción individual de emisiones de televisión por satélite (RDS = Radiodifusión Directa por Satélite) y la recepción de televisión por cable.

Por ejemplo, en Francia la puesta en marcha de esta carrera tiene como resultado de equipamiento de varios millones de hogares con el nuevo sistema, ya que si desde el punto de vista de la densidad de implantación de aparatos de televisión Francia se sitúa en el pelotón de cabeza, comparada con Bélgica o los Países Bajos por ejemplo, no por ello deja de ser un país en vías de desarrollo desde el punto de vista del cable (por no decir en subdesarrollo).

En efecto, en Francia el equipamiento para la recepción de emisiones de televisión por satélite es muy embrionario, a excepción de las regiones parisina y mediterránea que monopolizan el 90 % del material disponible. De esta forma, son numerosos los hogares franceses que no pueden captar más de tres programas como máximo en condiciones aceptables, mientras que en los países citados anteriormente, con la ayuda del cable, los habitantes pueden elegir entre 12, 15 y hasta 20 programas diferentes. En Francia, tales avances están reservados para los forofos.

Para trazar un panorama realista de la situación, hay que reconocer sin embargo que no todo el mundo habita en el corazón de Francia. Los habitantes de las regiones limítrofes, entre ellas España, están más favorecidos; tienen la posibilidad, al menos técnicamente, de captar imágenes procedentes de más allá del Rhin, de Quiévrain o incluso de más allá del Canal de la Mancha, siendo en muchos casos la recepción bastante defectuosa.

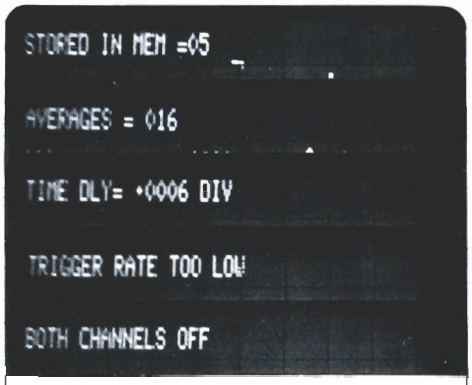
Esta situación de subequipamiento explica que la competencia entre los fabricantes de los equipos de recepción de emisiones de televisión por satélite (antenas parabólicas y desde mañana antenas planas, sintonizadores, demoduladores, etc.) y los fabricantes de repetidores y de material de televisión por cable se haya vuelto más intensa.

El futuro está ahí

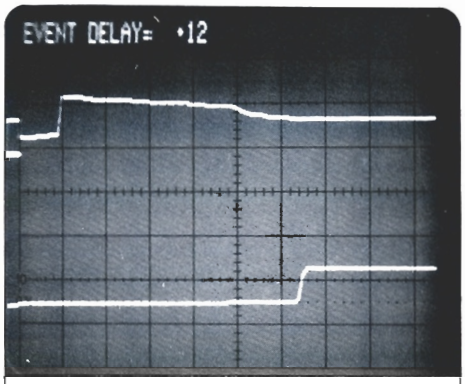
La antena a que nos hemos referido en la introducción nació de un estudio común realizado por la firma americana COMSAT Corporation (Washington, USA) y por Matushita Ltd. (Japón). COMSAT es más conocida en el mundo de las telecomunicaciones por ser la sociedad creadora de las organizaciones INTELSAT e INMARSAT, así que no nos deberá sorprender que haya sido en sus laboratorios donde se haya llegado a imaginar y concebir un nuevo tipo de antenas.

Llegados a este punto, estamos en condiciones de formularnos la siguiente pregunta: ¿Cuáles son las características de este nuevo descubrimiento y qué novedad

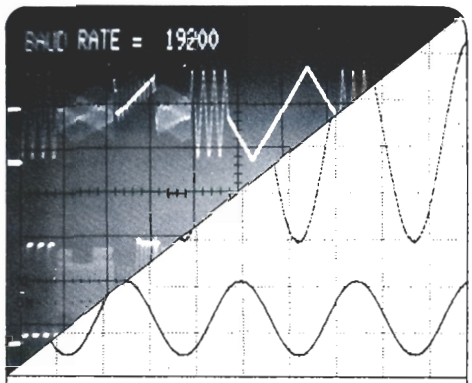
DIGITALIZADOR PARA OSCILOSCOPIO, Thurlby DSA-524



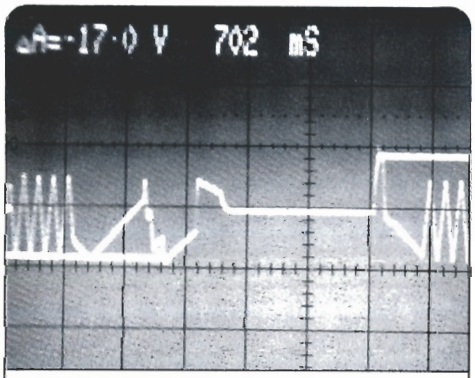
Mensajes en pantalla con información de datos y estado del equipo.



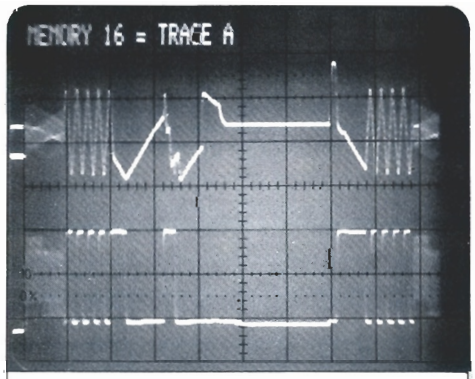
Retardos programables en tiempo y sucesos.



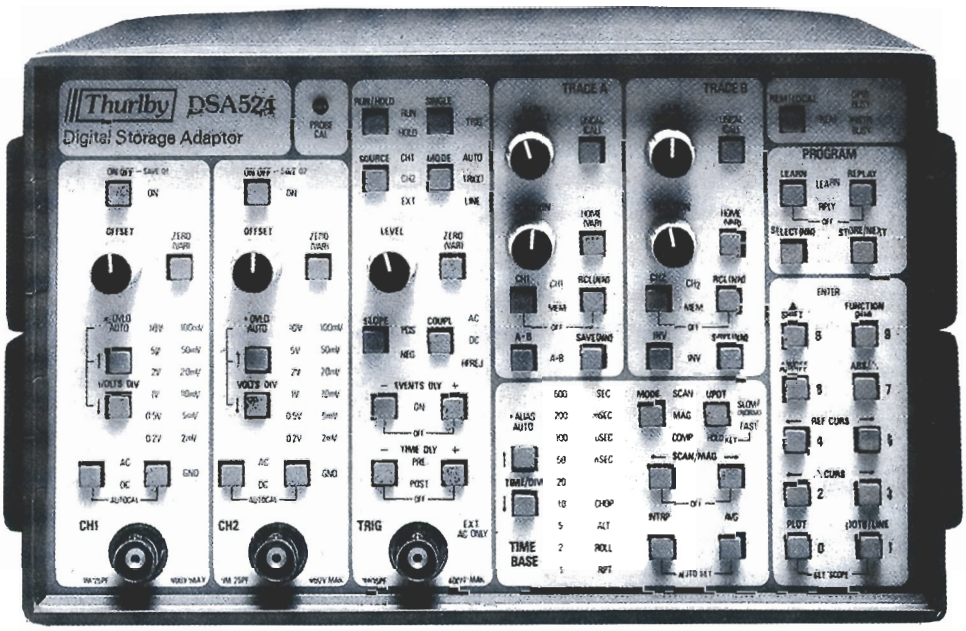
Salida a plotter e impresora a través de RS-232 e IEEE-488



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 (en preparación).**

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

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

aporta al mundo de la recepción de televisión por satélite?

Al contrario de lo que sucede con una antena parabólica corriente, cuyo principio reside en la reflexión de microondas sobre la superficie de la antena y su posterior enfoque o reflexión hacia una cabeza receptora de superficie muy pequeña llamada convertidor de bajo ruido (LNB o LNC), este nuevo tipo de antenas es de recepción directa. Una de las ventajas de este enfoque es la de no exigir un «grado de puntería» al más mínimo detalle, como sucede con una antena parabólica, sino permitir un ángulo más amplio (6 a 8°). En efecto, el principio técnico como tal no es muy reciente, como atestiguan las enormes antenas de radar rectangulares de que están dotados algunos de los navíos de guerra americanos más recientes; lo que es revolucionario es haber conseguido reducir las dimensiones de estas antenas hasta el punto de hacerlas portátiles.

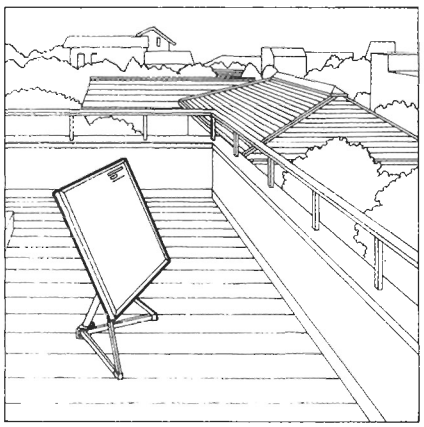
Una antena plana capta todo un conjunto de señales sobre la superficie de la misma y, a continuación, la señal suma de todas las señales recibidas se amplifica. La aportación específica de COMSAT Corporation ha sido concebir una estructura multicapa plana (ver figura 1) que ofrece un rendimiento bastante elevado (60 a 70 %) sobre una banda de frecuencias muy saturada, dotándola además de características comparables a las antenas parabólicas normales. Para protegerla de la intemperie, la antena está dotada de un radomo de plástico que, además de la protección de la antena, asegura también una función de polarización.

Una vez puesta en su sitio, la nueva antena plana solamente permite la recepción de un tipo de señal (polarización circular a derecha o a izquierda). Por el momento, hay que disponer de dos antenas de polarizaciones diferentes para estar en condiciones de captar todas las clases de señales emitidas por los distintos satélites de teledifusión. Queda actualmente por mejorar los desarrollos, dotar a todos los mode-

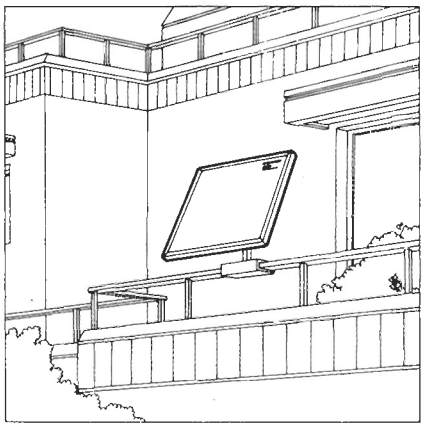


Figura 2. Diversas aplicaciones de la nueva antena plana para recepción de TV por satélite.

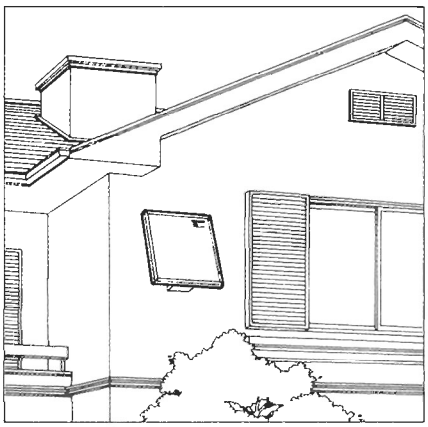
2



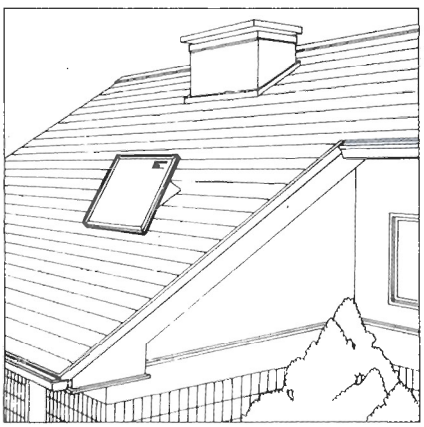
- Montaje simple sobre tejados o en jardines



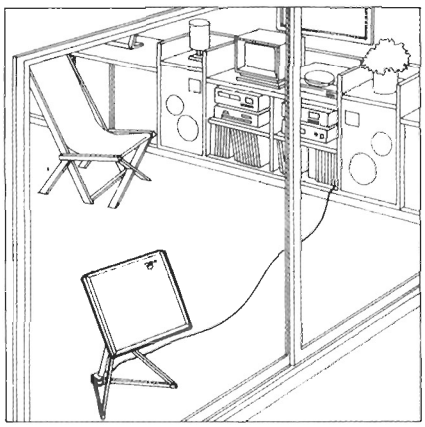
- En barandillas



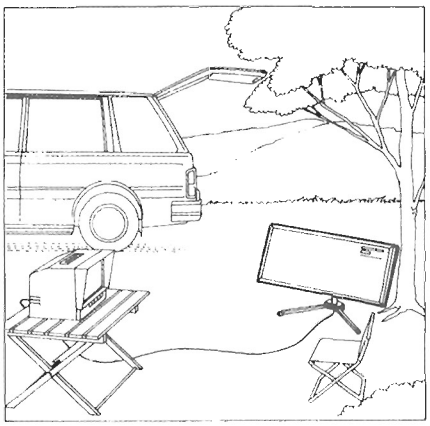
- En paredes



- Sobre tejados



- Para recibir emisiones de música digital (PCM)



- En el camping

los de una capacidad de tratamiento de las señales cualquiera que sea el tipo de polarización, con selección electrónica de una de estas dos funciones (característica ya existente en el modelo más sofisticado de la gama: la PA66-D).

Las dimensiones de las antenas fabricadas y comercializadas por MEW son de 35 × 35 cm para la recepción directa y de 1,3 × 1,3 m para las antenas destinadas a la recepción de satélites de telecomunicación de débil potencia en órbita geoestacionaria.

Por sus pequeñas dimensiones, estas antenas se pueden instalar en cualquier parte y no llaman la atención (ver figura 2); se pueden también adosar sobre una pared, fijar a una chimenea, colocar sobre un tejado, en el jardín, etc., lo cual elimina numerosos problemas tanto estéticos como de otro tipo. Asimismo, se puede también trasladar la antena para desplegarla a continuación, bien en el interior de su caravana en el camping o colocarla sobre el puente de su yate. Resistente a las inclemencias del tiempo, la superficie se puede pintar en los ratos libres o cubrir con motivos de todo tipo, aumentando así las posibilidades de camuflaje.

Para aumentar la ganancia de la antena, nada impide colocar varias, una al lado de otra. Como indican las características técnicas (ver cuadro adjunto) el amplificador y el convertidor de bajo ruido están integrados en la antena. Si bien el peso varía entre los 1,3 kg del modelo más pequeño y los 9 kg de los más grandes, el espesor de los diferentes tipos de antenas es el mismo, tan sólo 20 mm.

Ante estas prestaciones, los técnicos franceses tienen algo que decir sobre el tema, hasta el punto de que el CCETT de Rennes ha realizado varios prototipos de antenas; el más avanzado lleva 1024 (32 × 32) pastillas de detección. De dimensiones más importantes que el modelo presentado por MEW, la antena plana de CCETT exige una precisión de orientación más importante (2° en lugar de 8° en el caso de la antena plana de MEW).

Ante la presentación de la nueva antena receptora de televisión por satélite, podemos hacernos la siguiente pregunta: ¿Cuáles son los progresos de los otros componentes de la cadena de recepción de emisiones radioeléctricas por satélite? Como se indicaba al comienzo, aparte de su utilización en una antena plana, el convertidor LNB pierde su razón de ser. En cuanto a demoduladores, las cosas evolucionan también muy rápidamente. Poco a poco aparecen en el mercado sintonizadores convertidores multiestándar con memoria, capaces de almacenar las características de cada satélite del que captan sus emisiones. Considerando el escaso peso y las pequeñas dimensiones de estas nuevas antenas planas, nada impide intentar efectuar la orientación con la ayuda de dos pequeños motores paso a paso gobernados por un micro-controlador rudimentario en cuya memoria se habrían almacenado las posiciones de cada satélite. Los más aficionados a la fabricación casera de equipos electrónicos pronto habrán visto que se les abre un nuevo campo en sus experimentaciones a la vista de la posibilidad de realizar estupendos montajes.

Además de la transmisión de emisiones de televisión, una de las funciones reconocidas a los satélites de teledifusión (TDF-1 y TV-SAT) es la de alternar programas de radio cuya pureza de sonido será la del compact-disc; una razón de más para esperar que los reproductores de cintas de audio digital (DAT) sobrevivan a los ataques de que son objeto, al no verse dotado de demasiados (esperemos que así ocurra) sistemas de protección o codificación.

Vista la evolución extremadamente rápida de la tecnología de los componentes, de los aparatos de recepción y de las antenas, el día de la instalación de un sistema completo de recepción de televisión por satélite por menos de 126.000 pesetas no está muy lejos. Es de esperar que los fabricantes de antenas no se estén quietos y que, gracias a la competencia, los precios de estas pequeñas joyas de tecnología electrónica bajen a un nivel atractivo, tanto para fabricantes como para usuarios. Los rumores hablan de precios bastante competitivos.

De todas formas, esta espera debe ser asumida hasta que se haga realidad el hecho, dadas las dimensiones de estos trámites y la existencia aún de las barreras aduaneras. Debemos pensar que forzosamente será necesaria una nivelación de los precios (el transporte de una antena de 0,0032 m^3 (3,2 litros) plantea muchos menos problemas que el de una antena parabólica de 1,5 m de diámetro).

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

MERCADO

Gama Eurocard de chasis soporte y bastidores

A la vista de la creciente demanda por parte de sus clintes, a partir de la fecha MOTEK considera como estándar el acabado pasivado (conductor) para las partes de aluminio de la gama Eurocard.

La gama Eurocard, realizada según normas DIN 414194, 41612, 41613 y 41617, consta de varias series de tarjetas modulares destinadas a alojar un número de tarjetas o de chasis submodulares (serie SE). Existen chasis modulares capaces de albergar tarjetas de ancho sencillo (tarjeta «Europea») en uno (serie CEC) o dos pisos, otros (srie CEC 6U) están destinados a tarjetas de ancho doble (tarjeta «Doble Europa»), y una tercera configuración admite tarjetas de ambos anchos (serie CEC DI). Estos chasis modulares se suministran en bastidor de 19'' y también en versión de caja cerrada de sobremesa (serie INE), con tapas negras.

MOTEK suministra además todos los accesorios necesarios para estos montajes, como tiradores, guías de tarjeta, conectores, tornillería, etc.

MOTEK, S. A.
Avda. del Roser, 13
08785 Vallbona d'Anoia (Barcelona)
Teléf. ( ) 771 80 06

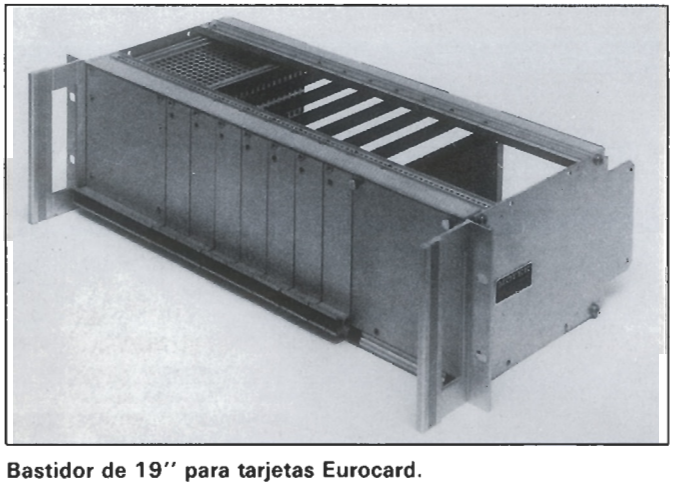
Memoria RAM de alta velocidad

Hitachi anuncia la comercialización de la memoria RAM en tecnología HiBiCMOS de 1,3 micras, con 64 Kbits de capacidad y una velocidad de 15 nanosegundos, lo que se considera actualmente la más rápida del mundo. El consumo de la memoria es de unos 280 mW, incluso en altas velocidades.

Las memorias RAM de alta velocidad están ya siendo empleadas en memorias intermedias de datos y aplicaciones similares. Inicialmente se plantearon algunos problemas al no permitir las memorias de 25 ns obtener el máximo provecho de los ciclos rápidos de las UCP. Desde hace tiempo, Hitachi ha investigado en esta parcela para intentar encontrar soluciones a dichos problemas. Como resultado de dicha investigación, se han conseguido mejorar las técnicas de fabricación, obteniéndose memorias de 1,3 micras con velocidades de 15/20 ns, siendo además su consumo de potencia, incluso en altas velocidades, de 280 mW, similar a productos anteriores.

Hasta el momento se han desarrollado tes productos: el HM6787HP, con configuración de 64 K × 1 y velocidad de 15/20 ns; el HM6788HP, con configuración de 16 K × 4 y velocidad de 15/20 ns y encapsulado de 0,3 mil entre patillas dual-in-line; y el HM6789HJP con configuración de 16 K × 4 en encapsulado de 0,3 mil.

AMITRON, S. A.
Avda. de Valladolid, 47A
28008 Madrid
Teléf. (91) 241 54 02.
Violante de Hungría, 111, B, pral. 3
080208 Barcelona
Teléf. (93) 330 29 08



Bastidor de 19'' para tarjetas Eurocard.

Circuito integrado para interface entre lógica TTL/CMOS y FETs de alta tensión

Se encuentra disponible un nuevo circuito integrado monolítico de potencia diseñado como driver doble de alta tensión y alta velocidad para atacar puertas de un par de transistores MOSFET de potencia de canal N o transistores bipolares de puerta aislada (IGBTS).

Presentado por International Rectifier como el IR2110, este driver de doble canal de alta tensión en semipuente, presenta una salida flotante en el lado de alta, con una tensión de fuente (emisor) de hasta 500 V sobre tierra, y una salida referenciada a tierra en el lado de baja. Los dos conales de entrada son compatibles con TTL (con resistencias de pull-up de 10 KΩ) o lógica CMOS.

El nuevo dispositivo puede operar a frecuencias superiores a 1 MHz, con tiempos de subida en la salida inferiores a 20 ns, con una carga capacitiva de 500 pF. Utilizando etapas de salida en totem-pole de baja resistencia y una capacidad de 1 A en fuente y 2 A en drenador, un único integrador IR2110 puede atacar a un par de HEXFETs IR450 (13 A/500 V) en paralelo en los lados alto y bajo de una configuración en puente o directo dual, en menos de 100 ns. También puede atacar a 3 de dichos HEXFETs en paralelo en las secciones alta y baja del circuito a una frecuencia de hasta 30 KHz.

El IR2110, con encapsulado estándar DIL de plástico 14 patillas de 700 mW, puede atacar un convertidor en semi-puente con tensiones de alimentación de hasta 500 V y puede operar con tensiones de alimentación de salida de 10 a 18 V. La alimentación flotante se obtiene de un circuito bootstrap y puede flotar hasta 500 V; también puede oscilar con una dv/dt máxima de hasta 5 KV/μs.

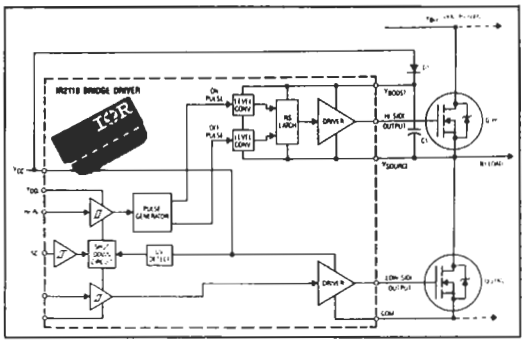
DIODE, S. A.
Avda. de Brasil, 5
28020 Madrid
Teléf. (91) 455 36 86
Avda. Diagonal, 601, 4.ª
08012 Barcelona
Teléf. (93) 322 12 51

Circuitos para Modem V.22-bis de Sierra Semiconductor

El circuito SC11006 de Sierra Semiconductor es un modem completo, que cumple las especificaciones V.22-bis, y compatible con las normas CCITT V.22-bis, V.22, V.21, BELL 212A y 103.

El SC contiene todas las funciones de modem; así pues, integra en el chip el generador de tono de espera y DMTF, monitor de progreso de llamada, bucle de realimentación interna («Loop-back») analógico, digital y digital remoto, puerto de audio programable, etc.

El circuito está diseñado en tecnología CMOS de 3 micras, y está disponible en encapsulados DIP-28, PLCC o SOIC. El SC11006 se utiliza en conjunción con un controlador externo, como, por ejemplo, el Sierra SC11011, que permite implementar el juego de comandos Hayes AT, CCITT V.25-bis o cualquier otro en firmware, integrando una UART e interface directo con el bus del IBM PC para cubrir cualquier aplicación. El controlador ejecuta todas las funciones de control y proceso digital de señal.



IR2110 excitador para MOSFET de potencia en configuración puente.

Los dos chips se suministran como kit, permitiendo la construcción de un módem inteligente V.22-bis con sólo dos integrados, minimizando el número de componentes.

Como ayudas para el diseño, están disponibles tanto el software completo para el controlador como una placa de circuito impreso para la realización de prototipos.

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

Tarjeta de E/S analógica, compatible PC para aplicaciones de proceso digital de señal

Burr-Brown y ATT han anunciado una nueva tarjeta de E/S analógica compatible PC que sirve como sistema «front-end» a la tarjeta de proceso de señal digital ZPB32 DSPeed de Burr-Brown. La nueva tarjeta, denominada ZPB100, fabricada por Burr-Brown, está basada en el circuito CODEC T7520A de ATT que incorpora filtros antialiasing y smoothing. La información de entrada analógica es muestreada a 8 KHz, con 16 bits de muestreo, con una resolución de 15 bits y una linealidad de 10 bits. La tarjeta está especialmente diseñada para aplicaciones de procesamiento de palabra, telecomunicaciones, y supervisión de maquinaria.

El filtro pasobanda tiene un ancho de banda de 300 Hz a 3 KHz, y el filtro pasobajo de salida tiene un paso de banda de 0 Hz a 3 KHz. La tarjeta tiene un amplificador de entrada con una ganancia variable entre 0 y 5, y puede atacar directamente a altavoces o cascos estándar de 8 Ω. Ambos amplificadores pueden no emplearse en aplicaciones de entrada salida. La ZPB100 se suministra con micrófono, cascos, cables de interface, así como manual del usuario con un disco con programas de ejemplo que pueden utilizarse con las tarjetas ZPB100 y ZPB32.

La ZPB32 DSPeeD tiene 64 Kbytes de RAM de alta velocidad y un interface paralelo al bus del PC. Con la tarjeta se suministra un programa de depuración y una librería de utilidades para facilitar el interface entre la tarjeta y el PC. Con su arquitectura de punto flotante de 23 bits, la tarjeta puede manipular una amplia variedad de aplicaciones DSP incluyendo telecomunicaciones gráficos e imagen. El soporte de software incluye un ensamblador/depurador, un simulador y un compilador C que trabaja bajo el sistema operativo MS-DOS. El ensamblador es similar al lenguaje C y utiliza un preprocesador que permite símbolos, niveles, macrolibrerías y ensamblado condicional.

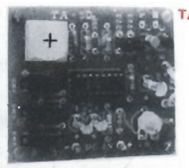
UNITRONICS, S. A.
Pza. de España, 18, Pl. 19
28013 Madrid
Teléf. (91) 242 52 04
Infanta Carlota, 80-82
08029 Barcelona
Teléf. (93) 239 27 68

ADO ELECTRONIC ESPAÑA, S.A.
GENERAL PERON, 32. 20º O. TEL. (91) 5932881
28020 MADRID TELEX 46284 ADOSA

KITS ELECTRONICOS



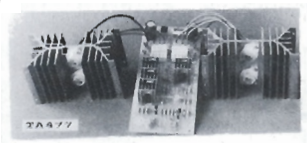
TY45 VU-METRO estéreo de 40 LEDs y 3 C.I. con programa de Barra y Punto.....5.500 Ptas.



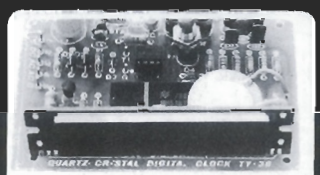
TA50 A/C Timbre musical de 8 a 10 melodías, 8 mel. 2.200 ptas. 10 mel. 2.350 ptas. *Sólo cambiando el C.I. puede obtener 44 melodías.



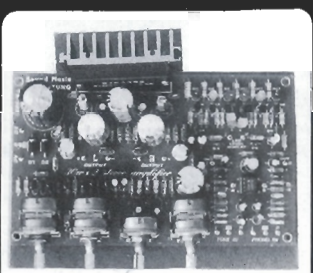
TY41 Mando por infrarrojos, 10 metros. EMISOR con caja.....2.600 Ptas. RECEPTOR con RELE.....2.800 Ptas.



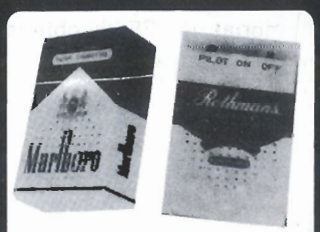
TA477 MOS-FET Etapa de 240W/4 Ohm. 120W. RMS/8 Ohm con 13 transistores y dos radiadores grandes.....10.700 Ptas.



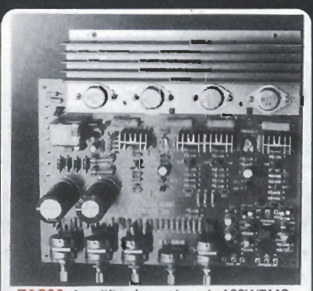
TY36 AC/DC Reloj despertador con LEDs de 18 mm. y osc. cuarzo.....2.950 Ptas.



TA322 Amplificador este con HYBRIDO SANYO incluye: Etapa 2×30W-Previo de tonalidad y RIAA-VU METRO de 6 LEDs y fuente alimentación.....7.900 Ptas.



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



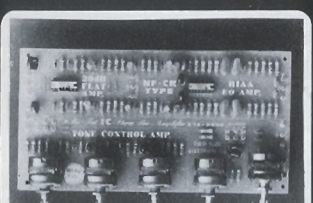
TA800 Amplificador estéreo de 160WRMS de alta calidad, incluye: Etapa 2×80W. Controles de GRAVES, MEDIOS, AGUDOS. Previo P.U. RIAA. Protector de altavoces y fuente de alim. (TODOS EN UNA PLACA).....13.900 Ptas.



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



TY13 VU-METRO estéreo de 20 LEDs en «ARCO» (Escala: -30dB a +5dB) 2.900 Ptas.



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

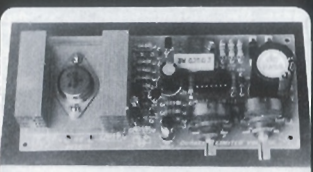
TY101 ECO ELECTRONICO 20 a 200 Mseg. con 4 C.I. JAPONESES 7.700 Ptas.
TY25 Protector de altavoces (estéreo) con relé.....1.950 Ptas.
TY1A Convertidor CC/CA para alimentar tubos fluorescentes (8-40W) con BAT. de 12V.....1.150 Ptas.
TA10 Previo estéro P.U.-RIAA para plato y micrófono magnético.....1.150 Ptas.
TY47 Ruleta electrónica, 36 LEDs y 3 C.I. y una pantalla serig.....3.950 Ptas.
TA06 IC Amplificador de 6W 1.150 Ptas.
TA07 WALKMAN amplificador estéreo de 12W.RMS-(alim. 4-16Vdc).....2.300 Ptas.
TY42 VU-METRO ESTEREO con 20 LEDs y dos C.I. y dos programas.....3.950 Ptas.

C.I. MUSICALES Y ECO

UM 3481, 3482	310 Ptas.
UM 3483	390 Ptas.
UM 3484	490 Ptas.
UM 34811	490 Ptas.
UM 66T	190 Ptas.
UM 3561 (SIRENA)	190 Ptas.
MN 3005 (ECO)	4.350 Ptas.
MN 3101 para ECO	290 Ptas.
AN 6551 para ECO	145 Ptas.

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

SOLICITE CATALOGO



TR503 Fuente estabilizada regulada 0 a 50V. 0,5 a 3 Amp. con desconexión automática ante cortocircuitos.....3.400 Ptas.

DISTRIBUIDOR OFICIAL:
Molgar Electrónica
NIERENBERG 29 TEL.: 413 80 24
28002 MADRID TELEX 49478 GMGM

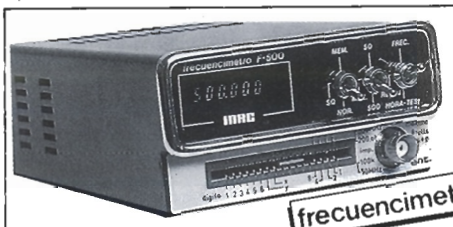
GUIA DE COMPRAS

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

SOLDADOR DE BOLSILLO
«PORTASOL»



Soldador a gas enteramente portátil
Sin cables sin pilas ni botellas de gas
Uso intensivo temperatura en tobera hasta 400 °C
Potencia graduable equivalente a 10-60 watios
Acciondo por gas corriente para encendedores
DISTRIBUYE EN EXCLUSIVA
EGAR, S. L.
Sánchez Pacheco, 19
Tel. 416 12 35 - 28002 MADRID
DELEGACION NORTE
MAHEGAR
José M.ª Ugarteburu, 22
Tel. 446 40 08 - 48007 BILBAO

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

REMSHOP
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.
210	Ado Electronic	91
263	Circuitrónica	93
208	Digital	19
211	Digitron	93
236	Egar	92
212	Elecson	92
258	Electrónica Puente	93
215	Electroson Madrid	92
261	Fimed	95
271	Goto 55	92
201	Hameg	7
264	Inac	92
244	Info-com Europa	93
267	La casa de los altavoces	93
243	Lam informática	17
238	Leister	71
217	Mailing electrónica	35
262	Microgayma	89
237	Molher	87
225	M.R.E. Astra	71
250	Palco	93
218	Radio Electra	93
242	Tempel	2
268	Tron Electronic	93
229	D.S.E.	94

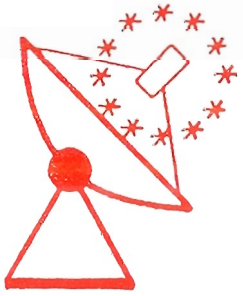
GUIA DE COMPRAS

ELECTRONICA

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-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-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

HERRAMIENTAS INDUSTRIALES

- CIRCUITOS IMPRESOS
- PASIVOS.
- KITS DE MONTAJES

C/ PILAR DE ZARAGOZA, 45
28028 MADRID
TLFS.: 246 49 90 Y 246 56 63

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.

COMPRO vídeo portátil de bandolera VHS-C, vídeo 8 o beta.
Jesús M.ª Rioja Briñas. C/ Alfonso XI nº 1, 7º izq. 01011 Vitoria (Alava). Tel. (945) 27 91 87.

VENDO revista ELEKTOR año 1980, nº 1 al 7 por 1.000 pesetas. Año 1981, nº 8 al 19, por 2.000 pesetas. Año 1982, nº 20 al 31 por 2.200 pesetas. Año 1983, n 32 al 43 por 2.700 pesetas. Año 1984, nº 44 al 55, por 3.000 pesetas.
José Jorge Calatayud Francés. Na Saurina d'Entença, 26, 2º. Alcoy (Alicante). Tel. 33 21 50.

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

VENDO portable Casio FP200 manuales en castellano 25.000 ptas. o cambio por New Brain con display.
Zigor Burgoa Palacios. Iñaki Deuna, 55, 3B. Ondárroa (Vizcaya). Tel.: (94) 683 20 76.

VENDO Ordenador SONY HB 75 P totalmente nuevo con instrucciones y documentación, grabadora de programas, adaptadores, cables y material de programación por 40.000 pesetas.
José Esparter García. Nueva, 30. Torre Endomenech (Castellón). Tel. (964) 33 93 16.

MSX2-1. AMIGA ATARI-ST. Ultimas novedades. Seriedad.
Luis Sanz. Latassa, 22. Zaragoza.

SIN tocar TV conviértalo en osciloscopio. Envío fotocopias del circuito para ello. Enviar billete 200 pesetas al Apdo. 254. Alcalá de Henares (Madrid).

VENDO dial digital montado y ajustado. Bandas de FM-OM-OL-OC. Precio: 3.500 pesetas.
Antonio Navarro Cebrián. C/ Jorge Juan nº 10, 2º D. 02006 Albacete. Tel. 22 29 59.

IMPRESORA Panasonic KX-P1080 IBM Comp., 80 columnas, Pica, Elite, NLQ. Regalo cable y cinta nueva. 30.000 pesetas.
Pere Butjosa Estrada. Rector Alemany, 19. 08140. Caldes de Montbui (Barcelona). Tel. 856 17 74.

VENDO 23 memorias Eprom 27128 a la mitad de su precio. «Comprobadas».
Gonzalo García Herraiz. C/ Pérez Galdós nº 3, 2º. 41004 Sevilla. Tel. 22 03 09.

VENDO revistas Circuito Impreso nº26 al 57 por 3.500 pesetas (mitad de su precio).
Gonzalo García Herraiz. C/ Pérez Galdós nº 3, 2º izq. 41004 Sevilla. Tel. 22 03 09.

INTERESADOS en cambiar programas MSX I y II en disco, dirigir lista a: Juan Francisco Ferré. c/ Sta. Teresa nº 14. 43550 Ulldecona (Tarragona).

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: _____

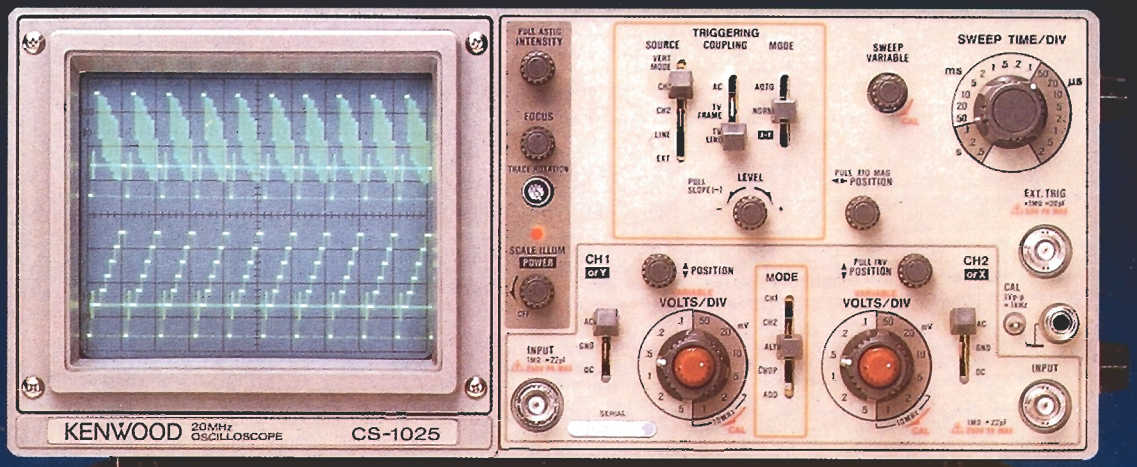
_____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

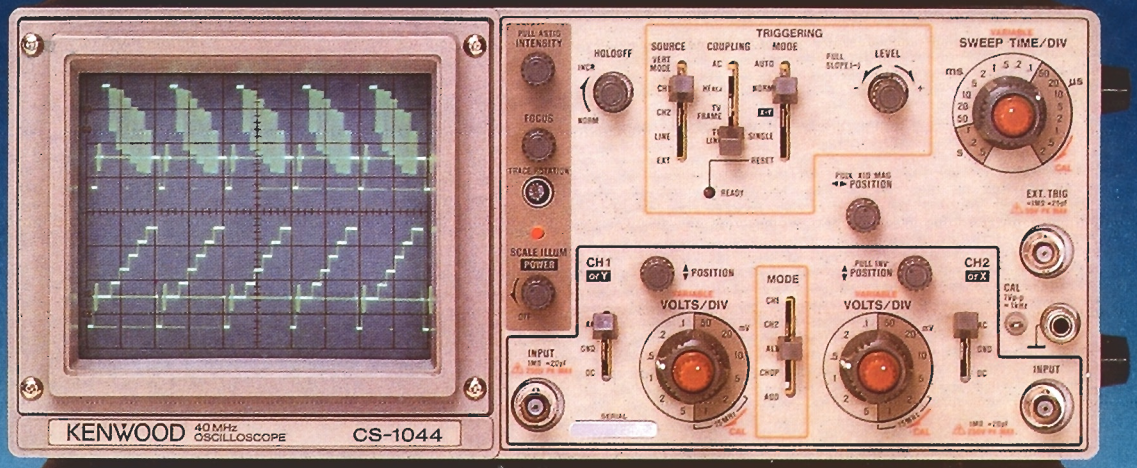
ELEKTOR
Plaza República del Ecuador, 2-1.º
28016 MADRID
* Por favor, ponga en el sobre las siglas AB.

Precisamente...

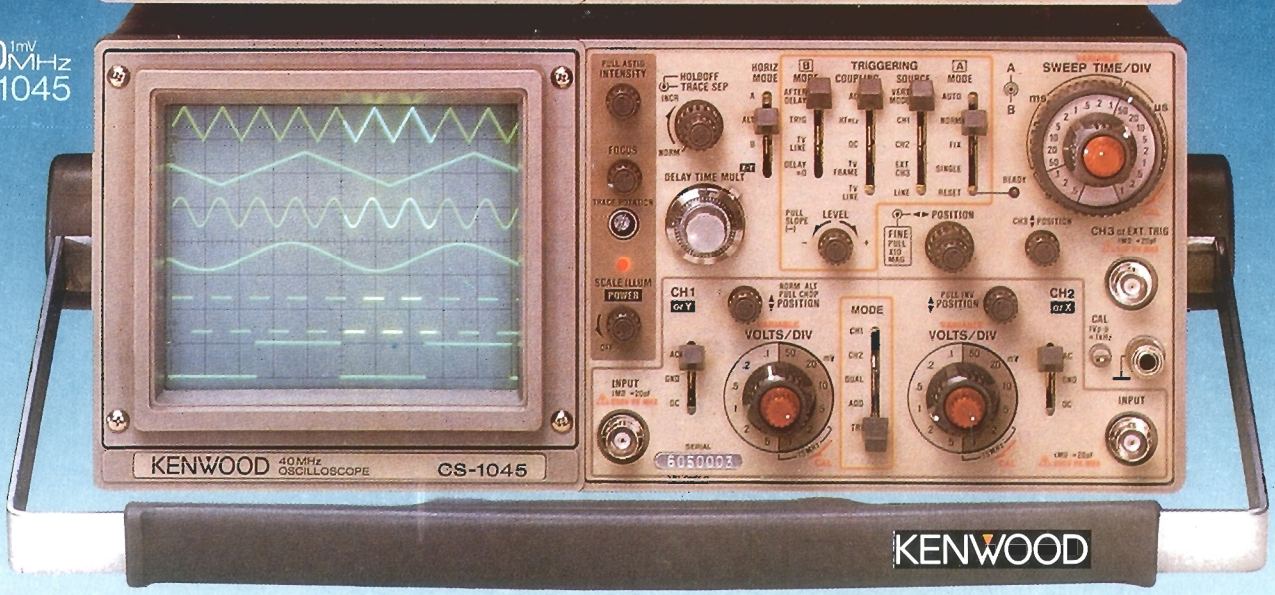
20 1mV MHz
CS-1025



40 1mV MHz
CS-1044



40 1mV MHz
CS-1045



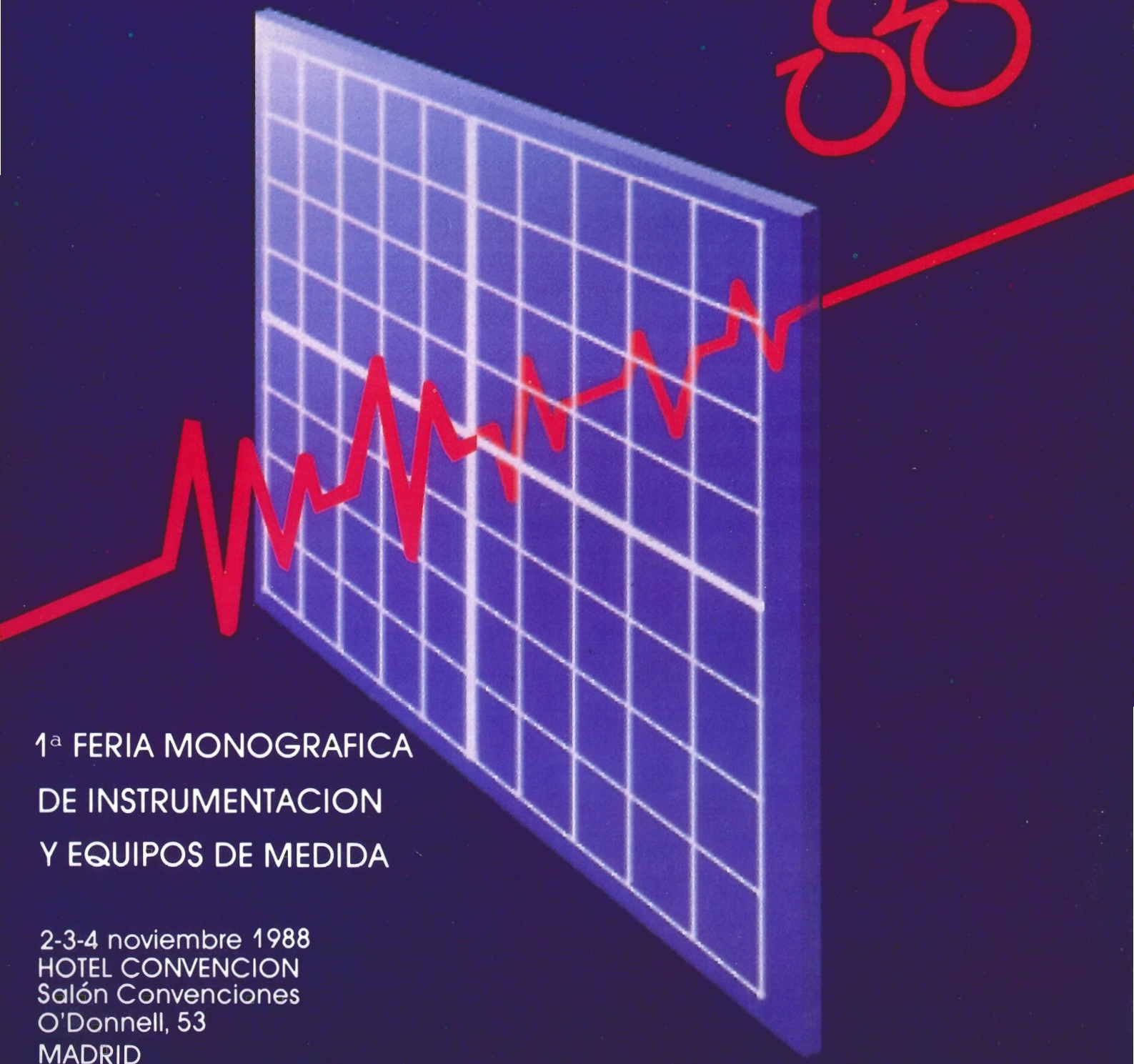
DSE S.A.

DISTRIBUIDORA DE SISTEMAS ELECTRONICOS, S.A.

● ANT. CARRETERA DEL PRAT/PJE DOLORES
TEL. (93) 336 33 62
L'HOSPITALET DE LLOBREGAT (BARCELONA)

● INFANTA MERCEDES, 83
TELS. (91) 279 11 23 / 279 36 38
28020 MADRID

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

E2 DISEÑO