elektor

N.º 95
1988

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

electrónica: técnica y ocio

Decodificador de señales TV satélite



DAT: casete de audio digital

Receptor BLU para 20 y 80 m

DAT

Emulador universal de EPROM

EDICIONES INGELEK

COMPONENTES ELECTRONICOS

Miniwatt

CONSULTENOS SOBRE LA GAMA MAS AMPLIA Y EXTENDIDA DE

MICROCONTROLADORES

Y PERIFERICOS FABRICADOS EN EUROPA. LE INTERESA.

Familias 8048
8051
8400
CLIPS



NMOS/CMOS
-40°/110 °C
6/11/12/15 MHz
DIL/VSO/PLCC
PARALELO/I^2C/D^2B

SOLICITE INFORMACION

COPRESA S.A.
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS

08007-**Barcelona** Balmes, 22 telf. 301 63 12
télex 51293 esb/bamc - 59292 esb/bamc
28004-**Madrid** Sagasta, 18 telf. 446 40 00
télex 22983 esm/mamw - 27710 esm/mamw

DISTRIBUIDORES:

GOCAR
Clara del Rey, 10. Tels. (91) 413 16 11 - 413 17 45 Télex 48716 E. 28002 MADRID

SANTOS DEL VALLE, S.A.
Galileo, 56. Tels. (91) 446 81 41 - 446 81 44 Télex 42615 LUSA E. 28015 MADRID

SEMICONDUCTORES, S.A.
Rda. General Mitre, 240. Tel. (93) 217 23 40 Télex 97787 SMCD E. 08006 BARCELONA

SUMARIO

ARTICULOS

Doble trazo para el módulo de memorización para osciloscopio 04-10

Con un sencillo circuito que emplea un integrado, 4 resistencias y un condensador, se puede «duplicar» la capacidad del módulo de memorización para osciloscopio.

DAT: casete de audio digital 04-14

Aunque la norma todavía no es definitiva, aquí mostramos algunas de las características básicas de este nuevo sistema, que, con el tiempo, sustituirá a los casetes analógicos.

Receptor de BLU para 20 y 80 metros 04-20

Un circuito para los amantes de la comunicación a larga distancia.

Prácticas con láser (y 2) 04-26

Descripción del receptor, y prácticas basadas en el empleo de un láser de baja potencia y algunos materiales complementarios.

Decodificador de TV vía satélite 04-42

Algunas de las señales transmitidas por los satélites están codificadas, y para su correcta recepción se necesita el adecuado decodificador.

Emulador universal de EPROM 04-48

Un circuito autónomo que permite sustituir a una EPROM durante las pruebas de los programas, facilitando su modificación y agilizando la tarea de depurar errores.

Teclado MIDI 04-57

Dentro de la serie de artículos dedicados a este interesante estándar electrónico-musical, presentamos aquí la descripción de un potente equipo de la marca Böhm.

Verificador del potencial de ionización ambiental 04-61

SECCIONES

Teletipo 04-08
Las placas de circuito impreso 04-39
Mercado 04-66
Anuncios breves 04-68

En nuestro próximo número, entre otros:

- Polímetro digital auto-rango.
- Láser excimer.
- Bomba automática.
- Cargador ideal para NiCd.

EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 95 ABRIL 1988

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

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

Redactor jefe edición española:
JAVIER SAN JUAN

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

Colaboradores:
IGNACIO GARRIDO, JOSE EDREIRA, RUFINO GONZALEZ ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANGEL SEGADO.

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







Estimado lector:



El avance de las técnicas digitales aplicado al sonido ha llevado a la aparición de nuevas formas de grabación y reproducción en los equipos musicales. Tras la consolidación cada vez mayor de los equipos de Compact Disk, en sustitución de los discos tradicionales, comienza la aparición del sistema que, con el tiempo, sustituirá a los casetes actuales. Aunque está basado en técnicas que se han depurado en los Compact Disk, el soporte es de cinta magnética, y el tipo de mecánica utilizado le aproxima a los sistemas de vídeo grabación/reproducción. El nuevo estándar recoge las técnicas y experiencias más avanzadas de ambos sistemas.

El DAT (Digital Audio Taperecorder), ha dejado de ser una norma sobre el papel para convertirse en una realidad que comienza a verse en el mercado. Sus prestaciones técnicas superan tan ampliamente a su predecesor, que el único freno a su expansión es, como todo nuevo sistema, el elevado precio y la escasez de material grabado para el mismo. Como ya es habitual, el tiempo solucionará ambos problemas.

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

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

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

E10: MARZO 1981

Top Amp	80023	515

E34: MARZO 1983

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

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695

E36: MAYO 1983

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

E37: JUNIO 1983

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

E40: SEPTIEMBRE 1983

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

E41: OCTUBRE 1983

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

E42: NOVIEMBRE 1983

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

E43: DICIEMBRE 1983

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

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565

E46: MARZO 1984

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

E48: MAYO 1984

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

E49: JUNIO 1984

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

E52: SEPTIEMBRE 1984

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

E53: OCTUBRE 1984

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

E54: NOVIEMBRE 1984

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

E55: DICIEMBRE 1984

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

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220

E57: FEBRERO 1985

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

E58: MARZO 1985

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

E59: ABRIL 1985

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

E60: MAYO 1985

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

E61: JUNIO 1985

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

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

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

E64: SEPTIEMBRE 1985

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

E65: OCTUBRE 1985

Metrónomo electrónico:		
Placa principal	83107-1	1.110
Alimentación	83107-2	625
Reloj en tiempo real	84094	2.175
Interruptor crepuscular	85021	850
Radio solar	85042	905
Fuente de alimentación de 10 amperios	85044	2.070

E66: NOVIEMBRE 1985

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

E67: DICIEMBRE 1985

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

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

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

E70: MARZO 1986

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

E71: ABRIL 1986

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

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

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

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

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

E76: SEPTIEMBRE 1986

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

EPS

E78: NOVIEMBRE 1986

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

E79: DICIEMBRE 1986

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

E80: ENERO 1987

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

E81: FEBRERO 1987

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

E82: MARZO 1987

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

E83: ABRIL 1987

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

E84: MAYO 1987

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

E85: JUNIO 1987

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

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

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

E88: SEPTIEMBRE 1987

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

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para osciloscopio	86135	1.430
Programador EPROM para MSX	87002	2.695
Vúmetro estéreo	87002	493
Ecualizador para guitarra	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	
Generador senoidal digital (oscilador)	87036-1	
Generador senoidal digital (filtro)	87036-2	
16 K RAM CMOS para C64	87082	805
Filtros de Linkwitz	84071	
Barómetro/Altimetro	86110	1365

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	

junior computer

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

software

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

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

Cambio ESS531 ESS 536: giro postal de 250 ptas.

formant

FORMANT sintetizador musical

Circuitos impresos		
Interface	9721-1	805
Receptor de interface	9721-2	375
Fuente de alimentación	9721-3	1.215
Teclado (una octava)	9721-4	305
VCO	9723-1	2.445
VCF 12 dB	9724-1	1.070
VCF 24 dB	9953-1	1.060
RMF	9951-1	1.150
ADSR	9725-1	1.075
DUAL/VCA	9726-1	1.115
LFO	9727-1	1.170
NOISE	9728-1	1.025
COM	9729-1	1.035
Carátulas:		
Interface	9721-F	
VCO	9723-F	
VCF 12 dB	9724-F	
VCF 24 dB	9953-F	
RFM	9951-F	
ADSR	9725-F	
DUAL VCA	9726-F	
LFO	9727-F	
NOISE	9728-F	
COM	9729-F	

Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

Este mes...

Elektor núm. 95, Abril 1988

	Referencia	P.V.P.
Receptor para BLU en 20 y 80 m	EPS 87051	3.965
Emulador universal de EPROM	EPS 87136	4.655

OFERTA: AHORA 20% MENOS, STOCK LIMITADO

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

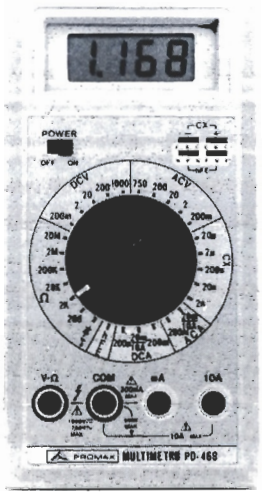
MULTIMETROS Y CAPACIMETRO DIGITALES

PROMAX

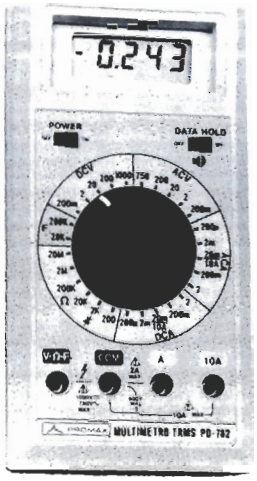
PROFESIONALES



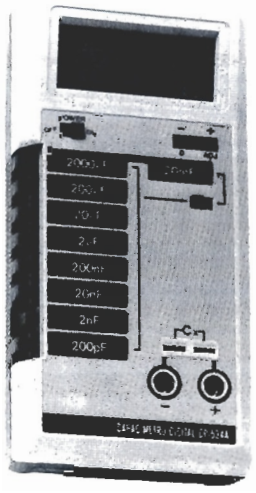
PD - 290



PD - 469



PD - 782



CP - 534 A

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

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

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

GARANTIA DE SERVICIO

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

PROMAX

INSTRUMENTACION ELECTRONICA PROMAX, S.A.

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

Solicite más información

Nuevo osciloscopio multi-función de Hameg

El nuevo osciloscopio multifunción HM806, de dos bases de tiempo, tres canales Y y un ancho de banda de 80 MHz, combina las altas prestaciones con un precio moderado.

Sus dos bases de tiempos y sincronismo independientes permiten visualizar imágenes estables de señales moduladas en frecuencia e impulsos con tiempos de subida inestables. La base de tiempos A, de alta resolución, puede presentar señales de muy baja frecuencia.

Dos modos de barrido son presentados en combinación con la base de tiempos B; en el modo alternado, se presentan dos trazas: una con el barrido de la base de tiempos A, y una porción intensificada sobrepuesta de magnitud determinada por la base de tiempos B, cuyo inicio está a su vez determinado por el control variable de retardo, y otra traza de la señal intensificada de A expandida por el barrido de la base de tiempos B; son posibles ampliaciones de 1.000 veces.

Con sus tres entradas Y utilizadas simultáneamente, pueden ser presentadas 6 trazas (siempre en parejas): la señal normal A y la expandida por B. Esto permite al usuario combinar tres señales de entrada en dos diferentes modos de presentación.

El disparo independiente de la base B y los controles de nivel de disparo y pendiente +/–, lo hacen muy efectivo cuando trabaja con las dos bases de tiempos y barrido retardado, en análisis de señales periódicas inestables y de salvas; estas serán presentadas en pantalla sin deriva «gitter».

Otras de las funciones incluidas son: filtro activo TV-Sync-Separator (para señales de vídeo) con selección de sincronismo de cuadro y línea en flanco positivo o negativo; mantenimiento de las características de sincronismo en todos los modos de operación hasta 100 MHz (a partir de 5 mm de amplitud en pantalla); salidas rectangulares de calibración (0,2 V y 2 V) con frecuencia seleccionable (1 KHz y 1 MHz).

Están también incluidas las funciones de «HOLD-OFF», «SINGLE», «X-Y», y dos intensidades de iluminación de la pantalla, así como la función X 10 que permite expandir el barrido hasta 5 ns/div. La selección de un tubo TRC de alto brillo, con punto bien focalizado y un potencial de aceleración de 14 KV, permiten el análisis de la parte más pequeña de la señal con el máximo detalle.

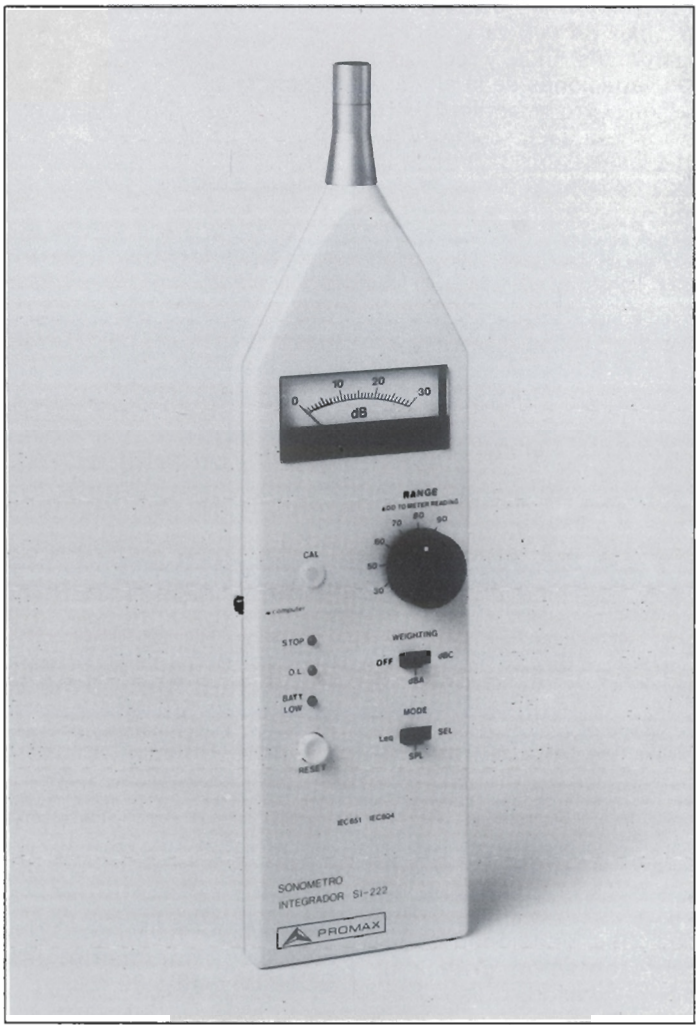
La configuración del HM806 y sus diferentes posibilidades de sincronismo, ampliaciones verticales y funciones de barrido, unido a la facilidad de su manejo, lo hacen el más directo candidato para ser usado en laboratorios y en aplicaciones de servicio profesional.

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

Sonómetro integrador de PROMAX

Instrumentación Electrónica PROMAX, S. A., presenta un nuevo modelo de sonómetro integrador, SI-222, con capacidad de integración, para la medida de la presión sonora de acuerdo a las normas IEC 804, IEC 651 grado de precisión 2, y además cumple la norma UNE 21-314.

Como unidad autónoma permite la clásica medida del Nivel de Presión Sonora (SPL), las medidas de Nivel Sonoro Continuo Equivalente (LEQ), y del Nivel de Exposición al Sonido (SEL).



Sonómetro integrador SI-222 de Promax.

Sus características más relevantes son:

— Gama de medida: 30 dB (A) a 130 dB (A); 40 dB (C) a 130 dB (C).
— Indicador de medida: analógico de 0 a 30 dB con indicación lineal.
— Margen dinámico de integración: 60 dB.
— Ponderación: dB (A) y dB (C).
— Respuesta: lenta.
— Método de medida de LEQ: integración de energía RMS.
— Tiempo de integración LEQ: 9 horas máximo.
— Dimensiones: 23 × 78 × 296 mm.
— Peso: 380 gramos, con pilas y micrófono.

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

Osciladores de 40 a 150 MHz compatibles ECL

Motorola ofrece la serie K 1149 de osciladores para relojes controlados por tensión. Esta serie opera desde los 40 a 150 MHz, y utiliza elementos de la familia MECL 10 KH, por lo que pre-

senta una mejora en los tiempos de subida y bajada, margen de ruido, y rechazo a las variaciones de la alimentación sobre la familia 10 KH, manteniendo la compatibilidad. La serie K 1149 está dotada de una salida en emisor abierto, lo que permite al usuario seleccionar la terminación apropiada para optimizar el comportamiento del oscilador. Existen otros modelos que disponen de salidas complementarias.

Los osciladores K 1149 se suministran en encapsulado totalmente metálico, soldado y hermético que protege al circuito de condiciones extremas de temperatura y humedad, además de permitir el montaje por soldadura con métodos industriales. La conexión de la cápsula a masa protege el oscilador frente a interferencias. Dicha cápsula se puede montar en zócalo formato DIP, y sólo necesita un volumen de 20,8 × 13,2 de superficie y 6,22 de altura (8,76 para los modelos de 125 a 150 MHz).

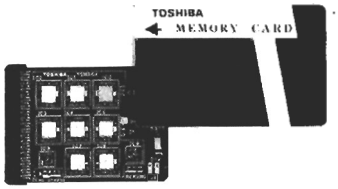
Los osciladores de la serie K 1149 resultan especialmente apropiados para aplicaciones relacionadas con representación gráfica de alta resolución.

AMITRON, S. A.
Avda. de Valladolid, 47A
28008 Madrid
Teléf.: (91) 542 44 55

Tarjeta memoria de Toshiba

Toshiba presenta la Memory Card, una tarjeta que puede contener memorias RAM/ROM/OPT/EPROM/E2PROM en tecnología CMOS.

Este dispositivo tiene la forma de una tarjeta de crédito con un espesor de 3,2 mm. Incluye en su interior una batería para la tarjeta RAM con un tiempo de vida de unos 3 años. La entrada/salida de datos se realiza mediante 38 patillas en transmisión paralela.



Tarjeta de memoria con formato tarjeta de crédito.

Las Memory Card pueden ser insertadas más de 5.000 veces, estando encapsuladas en acero inoxidable que las protege de la inducción electromagnética, así como de la electricidad estática.

Estas tarjetas pueden ser empleadas para propósitos de aplicación general: programación/datos en una oficina, control de la línea de producción en la fábrica, información en ventas, etc. La tarjeta es seleccionada en base a la cantidad de datos a manejar.

Las capacidades de las SRAM van de 8 hasta 256 K, las ROM de 32 K a 1 M, las EPROM y PROM de 32 a 512 K, y, finalmente, las E2PROM de 8 a 32 K.

LOBER S. A.
Monte Esquinza, 28
28010 Madrid
Teléf.: (91) 410 69 68

Controlador para alta temperatura

El nuevo controlador SAB8052A puede operar ahora con seguridad hasta la temperatura de ebullición del agua.

Hace 3 años que Siemens incluyó en su programa, como primer fabricante europeo, este componente para suministrarlo a los sectores de aparatos recreativos, así como de telecomunicaciones y de informática. A petición especial de los constructores de automóviles, el nivel superior del margen de temperatura admisible de 85 °C se ha elevado ahora a 100 °C, para que pueda operar debajo del capó del motor en todos los grados de latitud. El límite inferior sigue siendo de –40 °C. Las dos versiones de 85/100 °C tienen plena compatibilidad ascendente con el SAB 8051, y son apropiadas para su sustitución en caso de aplicaciones muy exigentes: memoria de programas de 8 K × 8 (ROM), memoria de escritura/lectura de 256 × 8 bits (RAM), 32 líneas de entrada/salida, 3 temporizadores (16 bits). Una versión sin memoria ROM se ofrece como SAB 8032A.

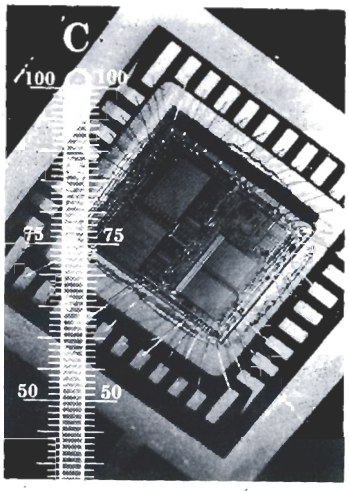
SIEMENS, S. A.
Orense, 2
28020 Madrid
Teléf.: (91) 455 25 00

Desoldador portátil

La empresa BIELEC, de Barcelona, introduce en el mercado el nuevo desoldador automático portátil BPM, que abre un capítulo inédito en la técnica de desoldar con menor costo, mayor rapidez, total fiabilidad y resulta compatible con cualquier desoldadura.

El desoldador BPM es una herramienta económica completamente nueva, síntesis entre los actuales sistemas de estaciones fijas, pesadas e intransportables, y los sencillos aparatos desoldadores portátiles pero no muy eficaces.

La aspiración se efectúa por medio de una electroválvula en un corto recorrido totalmente recto, sin recodos donde se acumule el estaño y sin engorrosos tubos de conducción de aire. El estaño desoldado es conducido a un depósito interior cuya limpieza precisa tan sólo unos segundos. Un eficaz sistema de filtros, de fácil y económica



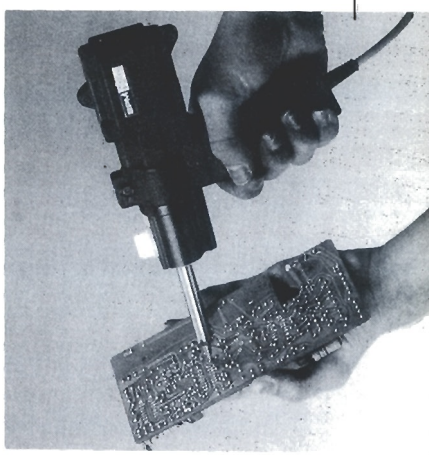
SAB 8052A controlador que funciona hasta los 100 °C.

sustitución, y sus puntas de larga duración, le garantizan prolongados períodos sin necesidad de mantenimiento.

Su reducido peso y tamaño le hacen particularmente interesante para los servicios de mantenimiento y asistencia técnica.

Fabricado de acuerdo a las más extrictas normas de seguridad, el desoldador BPM está disponible en los mejores establecimientos de componentes electrónicos.

BIELEC
Valencia, 40
08015 Barcelona
Teléf.: (93) 421 61 88



Desoldador portátil de altas prestaciones.

Durante el diseño del módulo de memorización para osciloscopio, fuimos conscientes de que se trataba de un equipo de gran utilidad. Sin embargo, como nadie es perfecto, pronto se ha revelado que el montaje podía ser mejorado y ampliado. El presente esquema muestra cómo realizar una ampliación a dos canales del circuito.

DOBLE TRAZO PARA EL MÓDULO DE MEMORIZACIÓN PARA OSCILOSCOPIO

El diseñador del montaje original había ya pensado en la posibilidad de dotar al circuito de esta función de «doble canal»; sin embargo, dos razones le impulsaron a abandonar la idea: primero, pensaba que el circuito ya era suficientemente complejo sin añadir la modificación; por otra parte, temía que aparecieran destellos en la pantalla, al mostrar la señal. Posteriores ensayos, basados en una sugerencia realizada por un lector, demostraron que ambos supuestos no eran ciertos.

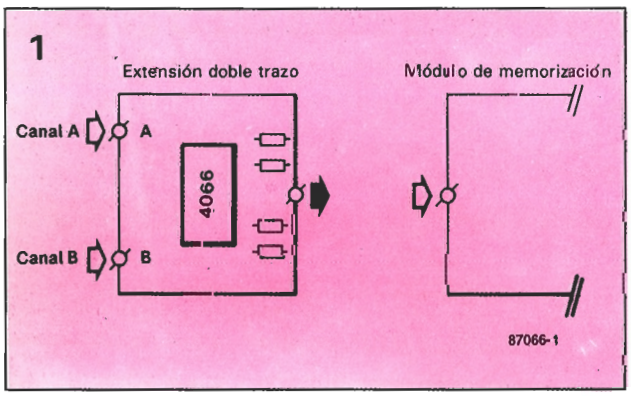


Figura 1. Esquema sinóptico de la implantación de la extensión de doble trazo para el módulo de memorización para osciloscopio.

Aprovechar la memoria

Por razones de precio y disponibilidad, en el montaje original se empleaba ya una memoria RAM de 2048 × 8, de la cual sólo se empleaba 256 × 8; el resto de la memoria se inhibía mediante la puesta a masa de las direcciones A8...A10. Además, incluso en el barrido más lento (5 segundos), queda disponible un ciclo de visualización-conversión: la escritura en la RAM se realiza un ciclo de cada dos. Por tanto, se puede mantener la línea A8 a cero durante un ciclo y trabajar sobre la zona baja de memoria, como se realizaba en el montaje original, y a continuación poner la línea A8 a uno, y acceder por tanto a los 256 bytes siguientes. Simultáneamente, mediante conmutadores electrónicos (integrados en un 4066), se aplicará a la entrada del amplificador diferencial la señal A durante el primer ciclo, y la señal B durante el segundo ciclo.

La figura 1 da el diagrama simplificado de la implantación de un pequeño circuito impreso adicional que se podrá, si se dispone de suficiente espacio, colocar sobre la placa original.

Realización práctica

En la figura 2 se muestra el esquema electrónico de la modificación a efectuar. En la parte izquierda se muestra la extensión propiamente dicha, mientras que en la parte derecha aparece el circuito original.

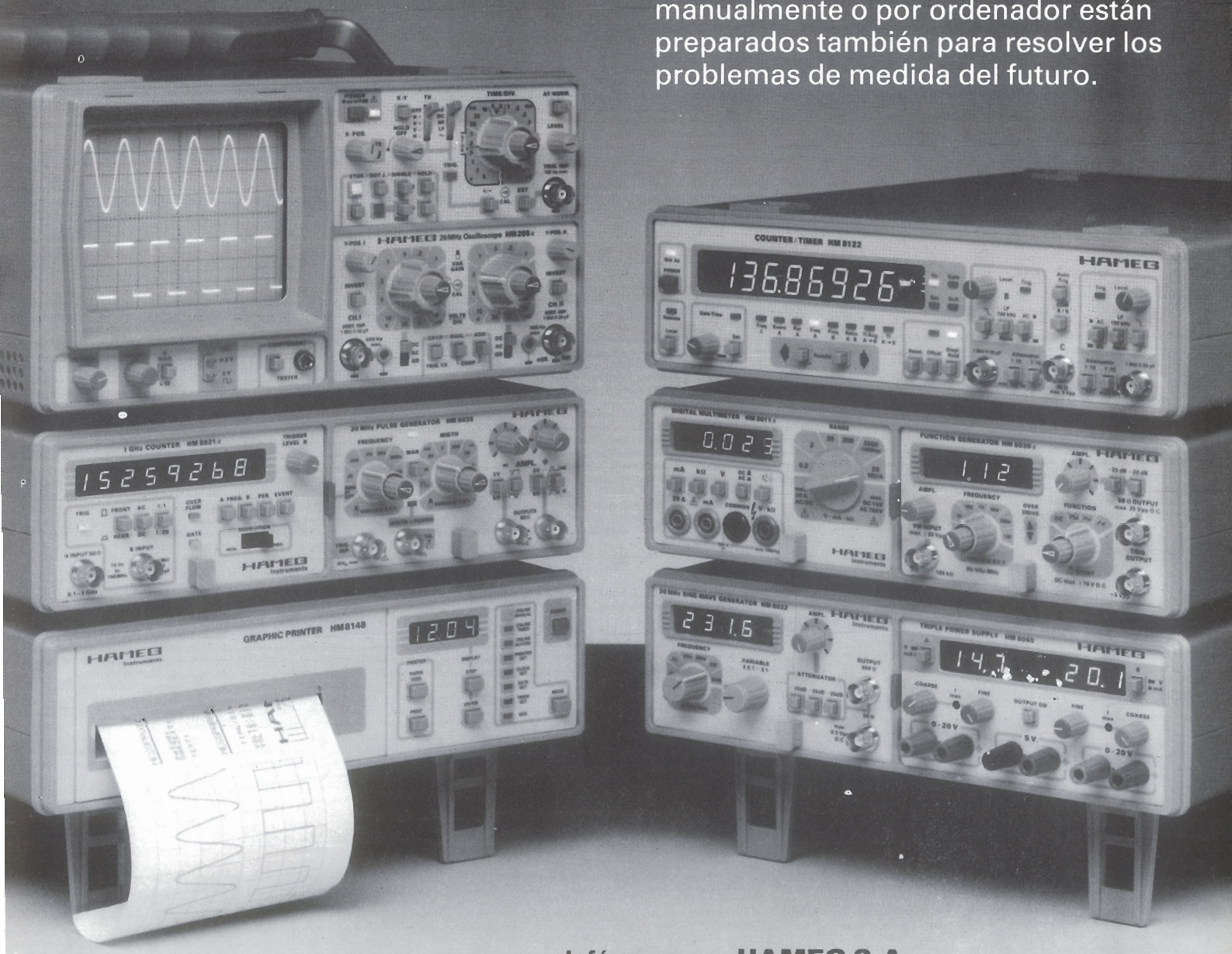
La modificación sobre el circuito impreso original no supone más que cortar la unión entre la patilla 23 de IC2 (línea de dirección A8) y la masa a la que está unido. Esta modificación admite dos soluciones: realizar el corte en la cara de cobre, o en la cara de componentes. En el primer caso, se aislará, con ayuda de un instrumento cortante, la pista entre las patillas 22 y 23 de IC2

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

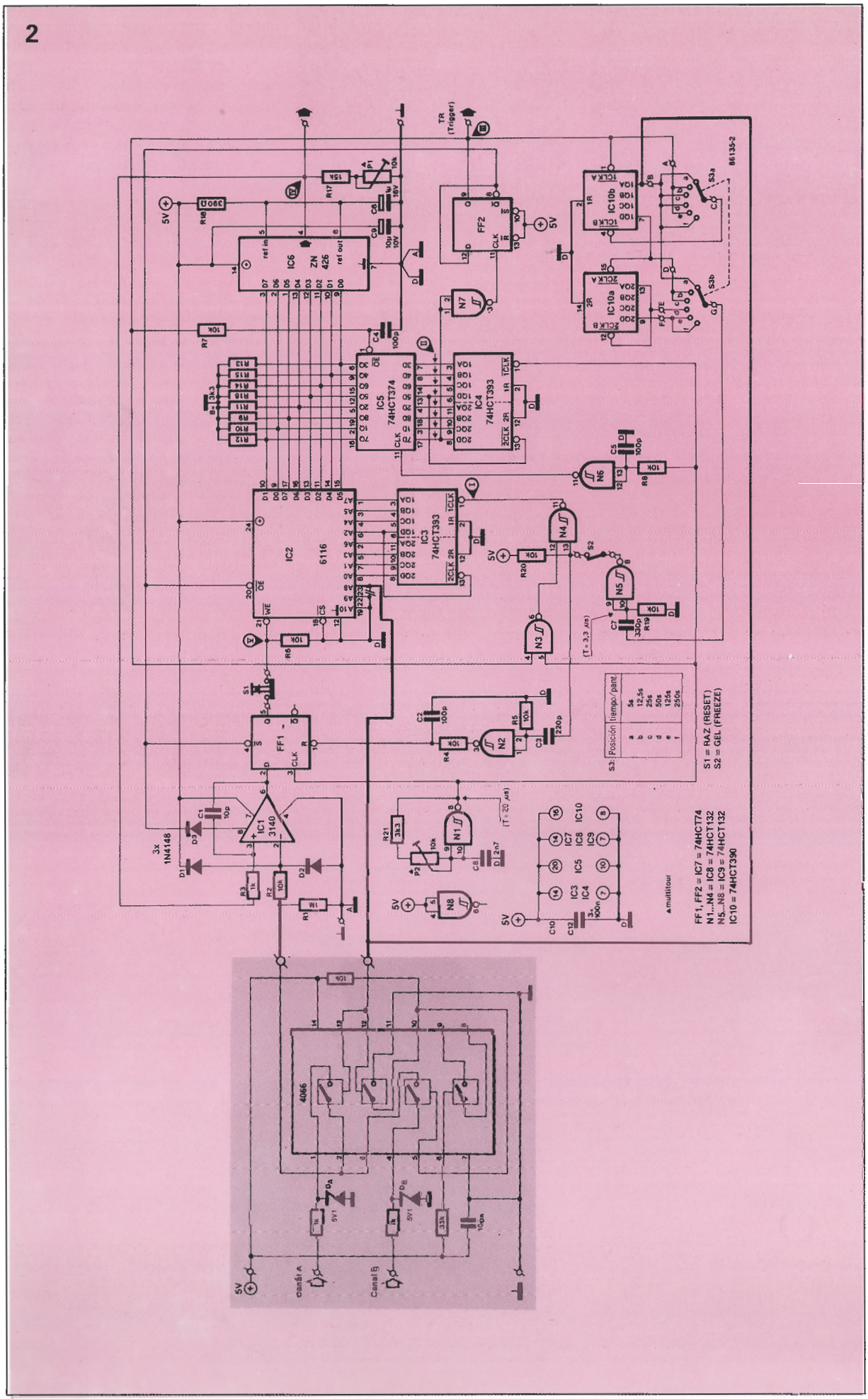
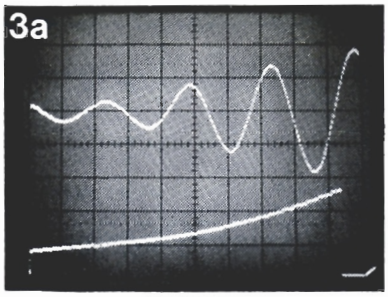


Figura 2. Esquema completo del circuito original más la extensión. En trazo grueso se representan las modificaciones a realizar en el circuito original.



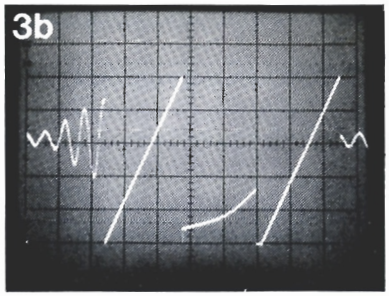


Figura 3. Formas de onda de la extensión utilizando incorrecto (a) o correcto (a) ajuste del trigger en el osciloscopio.

(compruebe con un polímetro, extrayendo previamente el integrado, que ambas patillas han quedado aisladas). En el segundo caso, basta con extraer IC2 del zócalo, y doblar la patilla 23 para que, al insertarlo de nuevo, la patilla quede al aire. Por razones tanto estéticas como de evitar el riesgo de daño sobre el circuito CMOS, nosotros preferimos la primera solución. La patilla 23, una vez aislada, se une, mediante un cable, a la patilla 3 de IC10b (1QA). De este mismo punto se lleva un cable a las entradas de control de dos de los conmutadores electrónicos contenidos en un 4066. El primero de ellos controla la transferencia del canal A a la entrada del módulo de memorización, mientras que el segundo actúa como inversor. Este inversor controla la entrada B del montaje. Cada vez que la señal enviada por 1QA cambia de estado, los interruptores basculan, llevando, sucesivamente, la entrada A o la B al módulo de memorización.

En el 4066 queda un cuarto conmutador, de momento sin usar, que se podría emplear, por ejemplo, para controlar S2 por medio de un relé, para un control automático del proceso.

Los diodos zener DA y DB sirven para proteger las entradas del circuito adicional frente a niveles de tensión excesivamente elevados. Una observación importante: la señal aplicada a la entrada B no debe ser negativa en ningún momento, so pena de producir una distorsión en la imagen visualizada en la pantalla.

Como se aprecia, esta modificación, extremadamente simple, abre nuevas perspectivas al montaje original, ya de por sí bastante útil. Las dos fotografías de la pantalla del osciloscopio (3a y 3b) muestran, respectivamente, dos entradas aplicadas al módulo expandido, con tiempos de barrido correctos e incorrectos respectivamente.

Finalmente nos queda señalar un problema que se ha presentado a algunos lectores. Con S3 en la posición B (12,5 segundos) han constatado la ausencia de impulsos sobre la patilla 7 de IC10, y por tanto la imposibilidad de obtener la función de congelación (Freeze). Este efecto se debe probablemente a una capacidad parásita que puede bloquear el contador decimal. Para evitar este efecto, se puede colocar una resistencia de 33 KΩ en serie con la salida Trigger hacia el osciloscopio. Esta resistencia presenta además la ventaja de servir como protección contra cortocircuitos en esta salida.

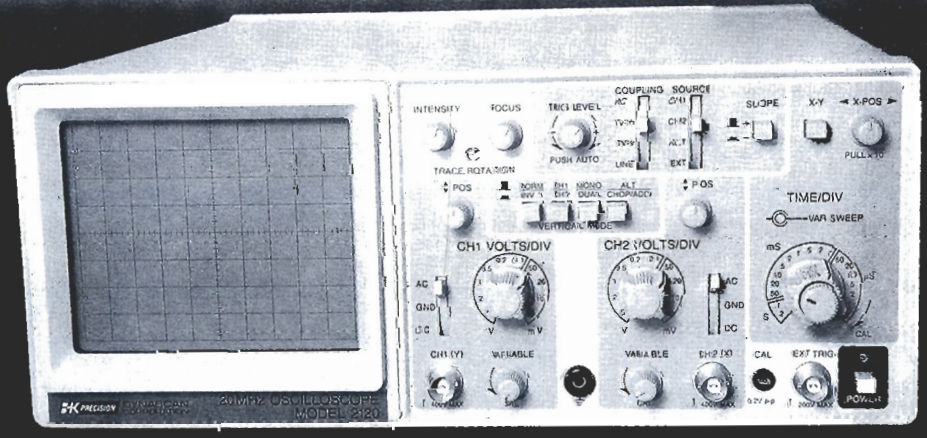
Bibliografía: Módulo de memorización para osciloscopio, Elektor 89, octubre 1987.

B&K-PRECISION TEST INSTRUMENTS

OSCILOSCOPIO 20 MHz DOBLE CANAL

Modelo 2120

PRECIO 69.990 ptas. (Sin IVA)



- ☐ 1mV/div de sensibilidad.
- ☐ 20 MHz de respuesta, verdadera a - 3 dB.
- ☐ Base de tiempos de 18 pasos con aumentador (×10).
- ☐ Operación XY.
- ☐ CRT con fósforo P 31.
- ☐ Control de rotación en panel frontal.
- ☐ Operación de barrido disparado auto/ con AC, TVH, TVV, y enganche y linea.
- ☐ Pendiente +/- seleccionable.
- ☐ Fuente de calibración incorporada.
- ☐ Diseño compacto de bajo-perfil.
- ☐ Incluye: 2 sondas ×10 con accesorios, manual operación y aplicaciones, cable de red.

- ☐ Entrega inmediata.
- ☐ Envíos a toda España.
- ☐ Garantía: 1 año.

micro-p

Agente exclusivo:
MICRO-P, S.A.
Maestro Alonso, 22, 2B
Tels. 255 26 84 - 245 44 08
28028 MADRID

- ☐ OSCILOSCOPIOS ANALOGICOS / DIGITALES
- ☐ MULTIMETROS, Y POLIMETROS
- ☐ GENERADORES Y FRECUENCIMETROS
- ☐ COMPROBADORES CIRCUITOS TTL/CMOS
- ☐ FUENTES DE ALIMENTACION
- ☐ MEDIDORES LCR Y DE COMPONENTES

CUPON DE RESPUESTA E-95

☐ EMPRESA .....
☐ NOMBRE .....
☐ DPTO .....
☐ DIRECCION .....
..... C.P. .....

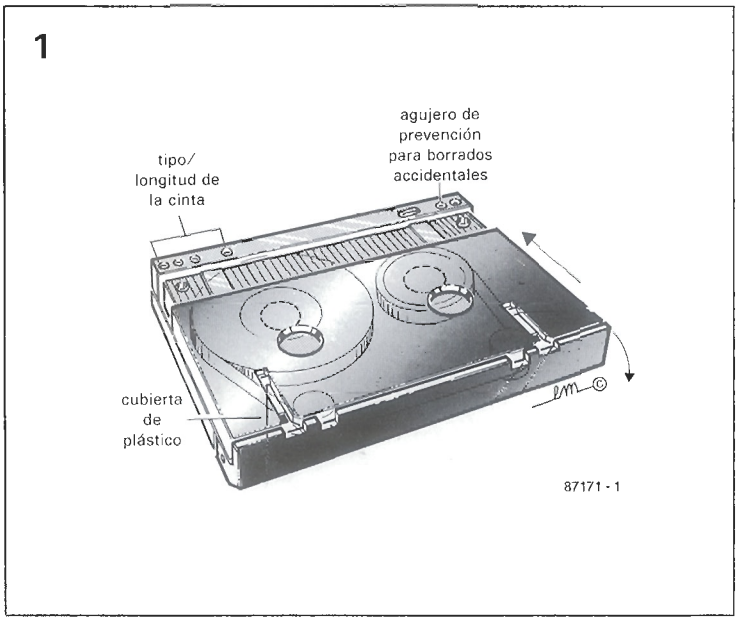
Al comienzo del año pasado, un conjunto de fabricantes japoneses han presentado un nuevo sistema particular de cintas de grabación, designadas desde entonces como cintas de audio digital (Digital Audio Taperecorder, D.A.T.). Aunque este sistema ha traído problemas desde el momento de su aparición con la gran mayoría de fabricantes de discos del mundo occidental, con los compositores y organizaciones de escritores de música (problemas que aún no se han resuelto en el momento de redactar este artículo) parece ser que el nuevo sistema tiene la intención de permanecer con nosotros.

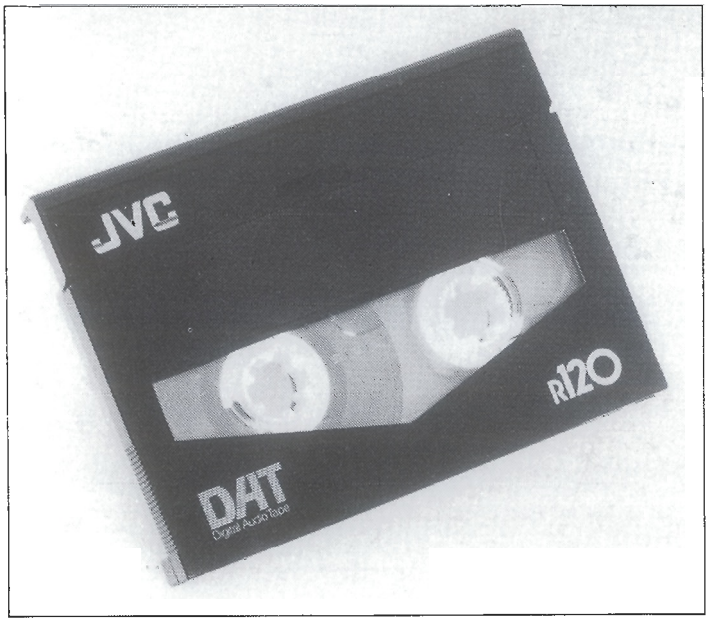
DAT: CASETE DE AUDIO DIGITAL

La espectacular introducción de la cinta de audio digital ha revolucionado al pequeño consumidor, y ha establecido nuevos listones en el nivel y calidad del sonido. Si el disco compacto todavía se considera como objeto de lujo, se puede pensar que no se debe tanto a la complejidad o novedad de la técnica empleada como a hábitos económicos y comerciales inspirados en el elitismo (vender lo más posible a un precio elevado antes que vender mucho más pero a un precio más barato).

Con el nacimiento del disco compacto, ha aparecido el problema de la grabación digital para el gran público, ya que la calidad de una casete normal de audio no da la talla. Desde que en 1983 se emprendiera la elaboración de una norma para una nueva generación de grabadores digitales de audio, en 1985 ha surgido el sistema R-DAT: lector de cintas de audio digital con cabeza rotativa.

Figura 1. La casete de audio digital es algo más pequeña que la casete de audio normal.





Entre esta nueva cinta de audio y la antigua sólo hay un punto común: la anchura de la cinta magnética (3,81 mm).

La casete

La información se graba en una cinta magnética de 3,81 mm de ancho, enrrollada en unos ejes sin realces instalados dentro de una casete con una tapa para proteger a la cinta de daños accidentales. La cinta es del tipo denominado metal o equivalente, aunque los equipos de algunos fabricantes, por ejemplo JVC, admiten cinta normal de hierro.

El método de grabación consiste en grabar pistas oblicuas por medio de cabezas magnéticas que exploran la cinta de forma helicoidal, pudiéndose borrar la cinta volviendo a grabar encima. El proceso de lectura de la información se realiza por medio de cabezas magnéticas que exploran las pistas con la ayuda del método automático de seguimiento (ATF).

Las dimensiones externas de la casete son 73×54×10,5 mm, es decir algo más pequeña que las casetes de audio actuales.

Mecanismo de grabación

El mecanismo del grabador se asemeja al de un grabador de vídeo (VCR) pero es algo más pequeño (exactamente el mismo tamaño del mecanismo de una cámara de Vídeo-8).

El tambor de rotación de la cabeza tiene un diámetro de 30 mm y gira a una velocidad de 2.000 rev/min. El ángulo sobre el que la cinta pasa alrededor del tambor es de 90 grados. La velocidad normal de la cinta es baja, tan solo 8,150 mm/seg, aunque la velocidad relativa resultante es sin embargo de 3,130 m/seg (la velocidad de la cinta en un grabador VHS es de 4.85 m/seg). Otras velocidades de la cinta son: 4,075 mm/sec (velocidad media) y 12,225 mm/sec (pista ancha).

El paso de la pista es de 13,591 µm en el modo de pista normal y 20,410 µm en el modo de pista ancha. La longitud de la pista es de 23,501 mm (modo normal) y 23,471 mm (pista ancha).

El ángulo de pista (velocidad de la cinta) es 6° 22' 59,5" en el modo normal y 6° 23' 29,4" en el modo de pista ancha. El ángulo de azimut de las dos cabezas es ±20° ±15' (ver figura 3).

Todas las características mencionadas anteriormente y otras más se encuentran resumidas en la tabla 1.

Dado que tan solo hay dos cabezas y que la cinta corre a lo largo sólo de un cuarto del diámetro del tambor (ver figura 3), las cabezas exploran la cinta durante la mitad del tiempo útil disponible. Esto significa que los datos tienen que grabarse sobre la cinta con algún tipo de compresión en el tiempo, y por tanto durante la lectura de la cinta deberá realizarse un proceso de expansión de la in-

Tabla 1 Especificaciones de la cinta (modo normal)

Ancho de la cinta:	3,810 mm
Ancho de grabación:	2,613 mm
Centro de la pista:	1,905 mm
Velocidad de la cinta	
(normal):	8,150 mm/s
(velocidad media):	4,075 mm/s
(pista ancha):	12,225 mm/s
Longitud de la pista:	23,501 mm
Pitch de la pista (normal):	13,591 µm
(pista ancha):	20,410 µm
Ángulo de pista (normal):	6° 22' 59,5"
(pista ancha):	6° 23' 29,4"
Azimut de la cabeza:	±20° ±15'
Pista opcional 1:	0,5 mm
Pista opcional 2:	0,5 mm

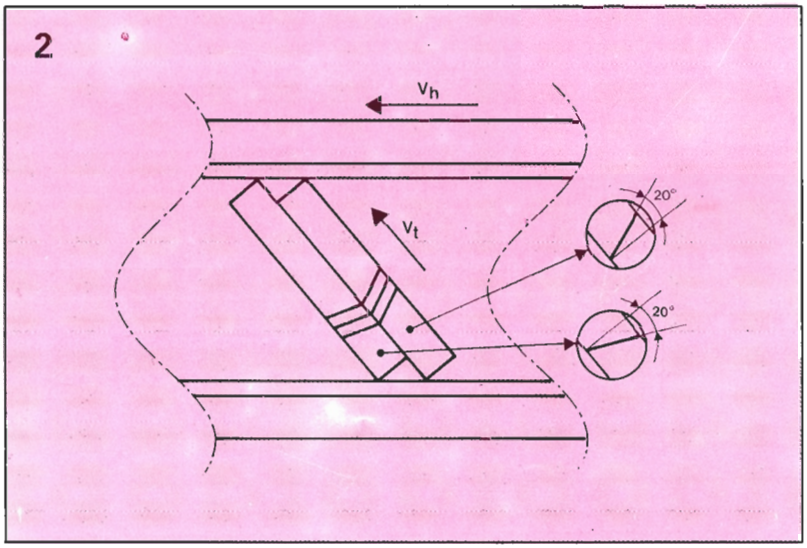


Figura 2. Disposición de las pistas sobre la cinta.

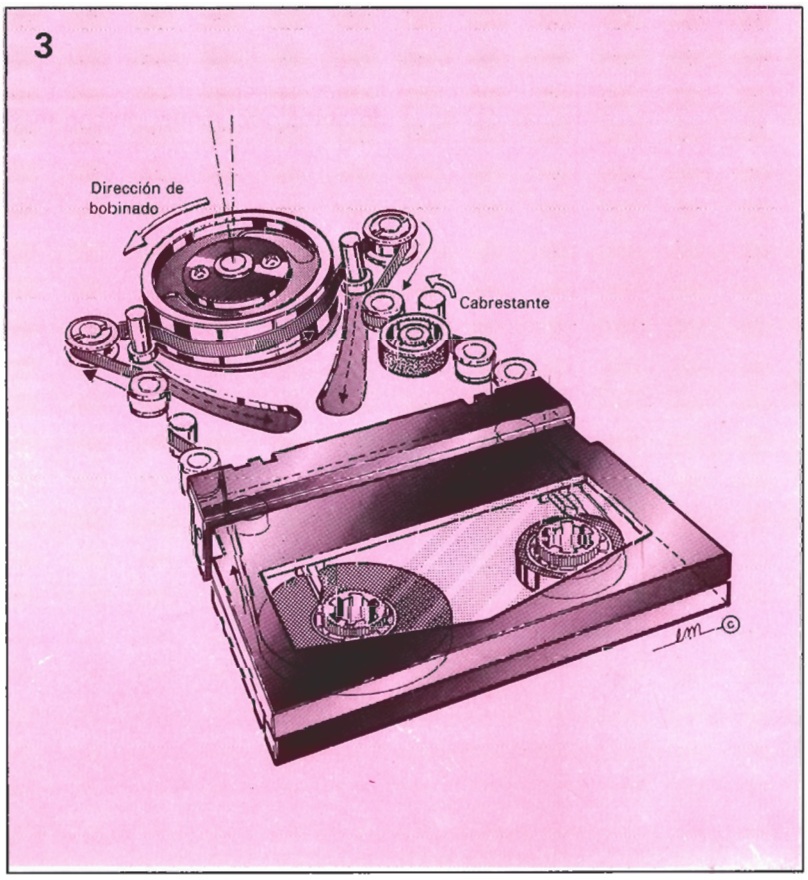


Figura 3. Vista global de una cinta de audio digital.

Tabla 2 Parámetros técnicos del sistema D.A.T.

Número de canales:	2 (4 opcionales)
Frecuencias de muestreo:	48 KHz; 44,1 KHz; 32 KHz
Cuantificación:	16 bits en línea (opcionalmente 12 no lineales)
Codificación:	Complemento a 2
Corrección de errores:	Código doble Reed-Solomon
Subcódigo:	273,1 Kbit/s
Capacidad PCM (cada pista):	4 Kbit
Códigos ID:	68,3 Kbit/s
Capacidad ID (cada pista):	1 Kbit
Velocidad de transferencia:	2,46 Mbit/s
Densidad de información:	114 Mbit/in²

tiene la sincronización y las zonas reservadas para la técnica de seguimiento automático ATF. Estas zonas permiten que las cabezas recorran las pistas de forma automática.

Los bloques de funciones individuales están separados por huecos interbloques (Inter Block Gaps, IBG). Esta separación es necesaria para permitir escribir en la subárea de datos sin afectar la modulación de los datos. En principio, sólo las zonas de datos principal y secundaria (subárea) tienen importancia para el usuario dado que son las zonas audibles por él.

Figura 4. La señal presente en las cabezas consiste en una serie de salvas.

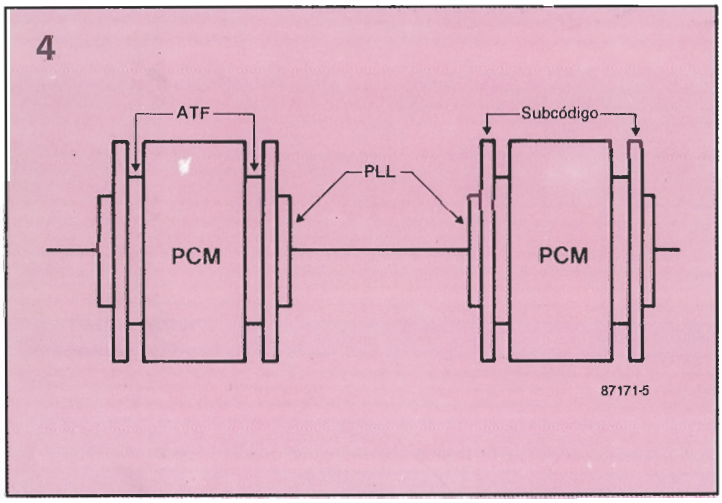
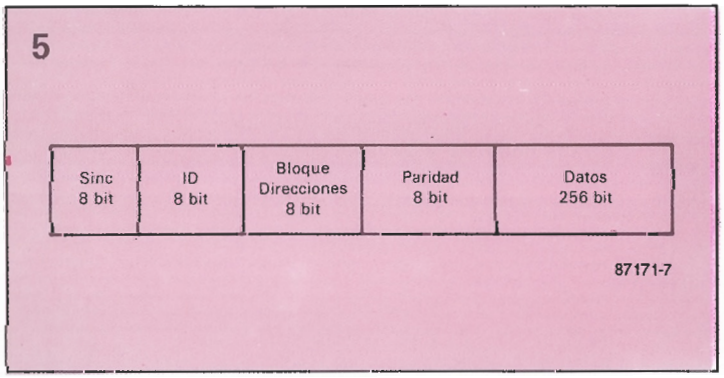
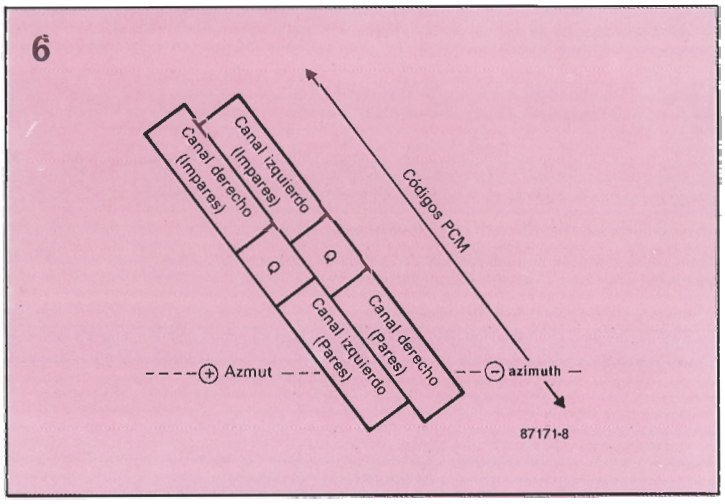


Figura 5. La composición de la zona de datos principal se representa en la tabla 3.





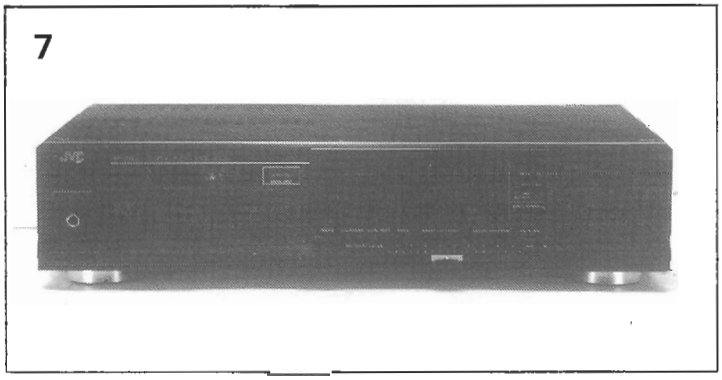


Figura 6. Ilustración del entrelazado cruzado de los canales en la zona de modulación. Las áreas Q son zonas de separación entre las áreas de datos.

Figura 7. Grabador/ reproductor de cintas digitales de audio de JVC.

formación grabada. La señal de salida presente en las cabezas se representa en la figura 4.

El pequeño ángulo existente entre la cinta y el tambor de cabezas proporciona la ventaja de disponer de una presión pequeña sobre la cinta por lo que incluso durante el avance rápido o el rebobinado, la cinta puede permanecer en contacto con el tambor. Esto es así esencialmente para facilitar la búsqueda de un pasaje específico de la cinta en forma rápida (a unas 200 veces la velocidad normal). La presión sobre la cinta es aproximadamente igual a la soportada por una cinta de vídeo normal.

Parámetros de grabación

Los parámetros de grabación se resumen en la tabla 2. La información se graba sobre un área de datos principal así como en una subárea de datos, exactamente igual que en los discos compactos (CD). Sin embargo, la subárea de datos es 4,5 veces más grande que la de un disco compacto.

La composición de una pista en particular se representa en la tabla 3. Se aprecia que la parte mayor del espacio disponible se ocupa por la modulación y los subcódigos, pero la pista también con-

Formato de los datos

Según se puede ver en la tabla 2, la frecuencia de muestreo en la grabación normal o en la reproducción es de 48 KHz (la otra frecuencia de muestreo se verá más adelante). La resolución del proceso de muestreo es de 16 bits, es decir cada 21 μs una parte de la señal analógica de entrada se convierte en un código de 16 bits. Esto sucede de forma simultánea para los canales derecho e izquierdo.

Seguidamente, los datos digitales se procesan en serie, por lo que el conjunto de datos consta de $48 \times 10^3 \times 16 \times 2 = 1,536$ Mbit/s.

Codificación de los datos

Los datos digitales (PCM) se codifican de acuerdo a un código Reed-Solomon de forma análoga a como se hace en la tecnología de los discos compactos. Sin embargo, en contraste con el proceso en un CD, el método empleado en las casetes digitales consta del producto de dos códigos Reed-Solomon, obteniéndose un código interno y otro externo. El código interno contiene los bits de datos y de paridad correspondientes obtenidos de acuerdo a un cierto patrón. Este bloque codificado a su vez es tratado por otro código, el cual aporta sus propios bits de paridad según los datos contenidos en el código interno. Después de esto, los datos se entrelazan, es decir se desplazan en el tiempo, para permitir la reconstrucción de un posible bit de datos perdido.

Del código Reed-Solomon y del entrelazado resultan unos datos con una redundancia del 37%, con lo que la velocidad del flujo de datos se incrementa a unos 2,45 Mbit/s. Si añadimos a esta zona la información del subárea de datos, como por ejemplo la frecuencia de muestreo, el número de canales, la protección contra copia, etc. obtenemos finalmente una velocidad del flujo de datos de 2,77 Mbits/s.

Con el conjunto de datos así formados se efectúa una división de los mismos en bloques de 288 bits. La zona de modulación de la pista puede contener 128 de estos bloques, cada uno de 32 bytes, resultando un total de 4096 bytes. Cabe destacar que de estos 4096 bytes tan solo 2912 son datos reales y el resto sirven para la corrección de errores.

Para aumentar la fiabilidad incluso más, los datos se dividen en bloques cada uno de los cuales contiene las muestras pares de un canal y las impares del otro canal. Estos bloques se entrelazan de forma cruzada en azimut sobre las pistas tal como se representa en la figura 6. De esta forma, incluso cuando se pierde una pista completa o la cabeza funciona mal, se puede recuperar la información por medio de una interpolación de la pista adyacente.

Dado que las cabezas están en contacto con la cinta tan solo durante el 50% del tiempo, los datos no se pueden leer y escribir en tiempo real. Para solventar este problema, los datos digitales (PCM) se almacenan en una memoria auxiliar de 2×64 Kbit al ritmo de la frecuencia de muestreo, pudiéndose leer de esta forma a una frecuencia de reloj más alta, y consecuentemente escritos sobre la cinta. Gracias al empleo de este método, la velocidad original del flujo de datos de 2,45 Mbits/s se incrementa a 7,5 Mbit/s.

Tabla 3

Areas	Contenido	Nº de bloques
Area marginal	**Margen 1**	**11**
Sub área 1	Zona Previa 1	2
	Sub área de datos 1	8
	Zona posterior 1	1
Area ATF 1	IBG 1	3 (2)
	ATF 1	5 (7,5)
	IBG 2	3 (1,5)
Area principal	Zona previa 2	2
	Area de datos principal	128
Area ATF 2	IBG 3	3 (2)
	ATF 2	5 (7,5)
	IBG 4	3 (1,5)
Sub área 2	Zona previa 3	2
	Sub área de datos 2	8
	Zona posterior 2	1
Area marginal	**Margen 2**	**11**

Nota: El Número entre paréntesis corresponde al modo de pista ancha.

Tabla 3. El formato de una pista (ubicación de la señal) sigue la información contenida en esta tabla.

Modulación de datos

Cuando se escriben los datos sobre la cinta no se modulan realmente sino que se efectúa una conversión de 8 a 10 bits. Debido al método de codificación de no retorno a cero (NRZ) sólo se generará un flanco de señal si el bit está a nivel 1. De esta forma, el espectro de frecuencias sobre la cinta se reduce, lo cual es necesario debido a ciertas propiedades de las cabezas y de la cinta.

Reproducción

Durante el proceso de reproducción de la cinta, las operaciones involucradas en el proceso de grabado se efectúan en orden inverso. Primeramente, se extrae la frecuencia del reloj de la señal RF ofrecida por las cabezas, después

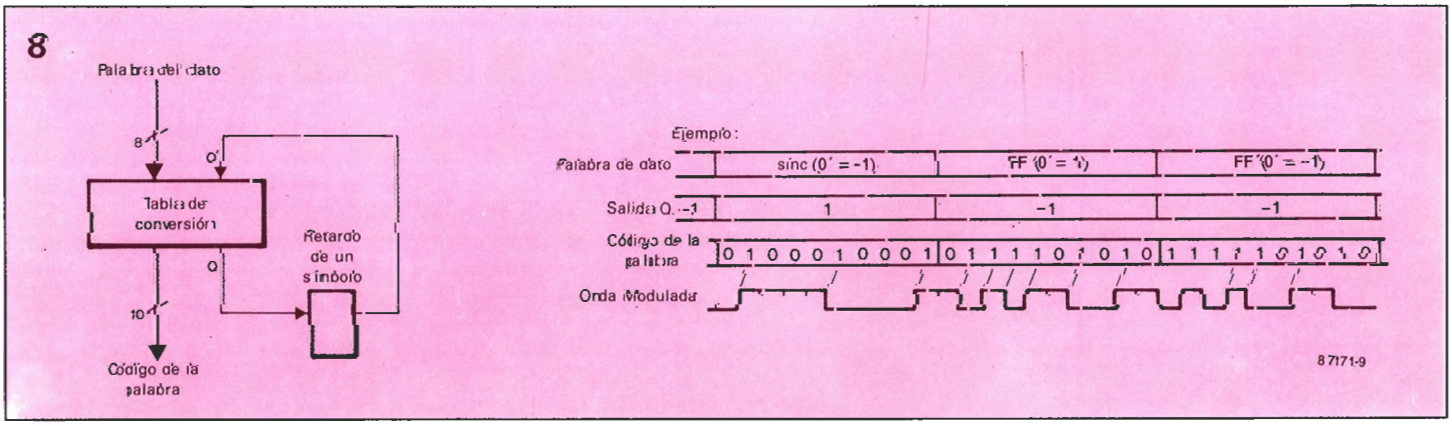


Figura 8. En un sistema NRZ se genera un flanco de señal por cada bit en estado lógico alto.

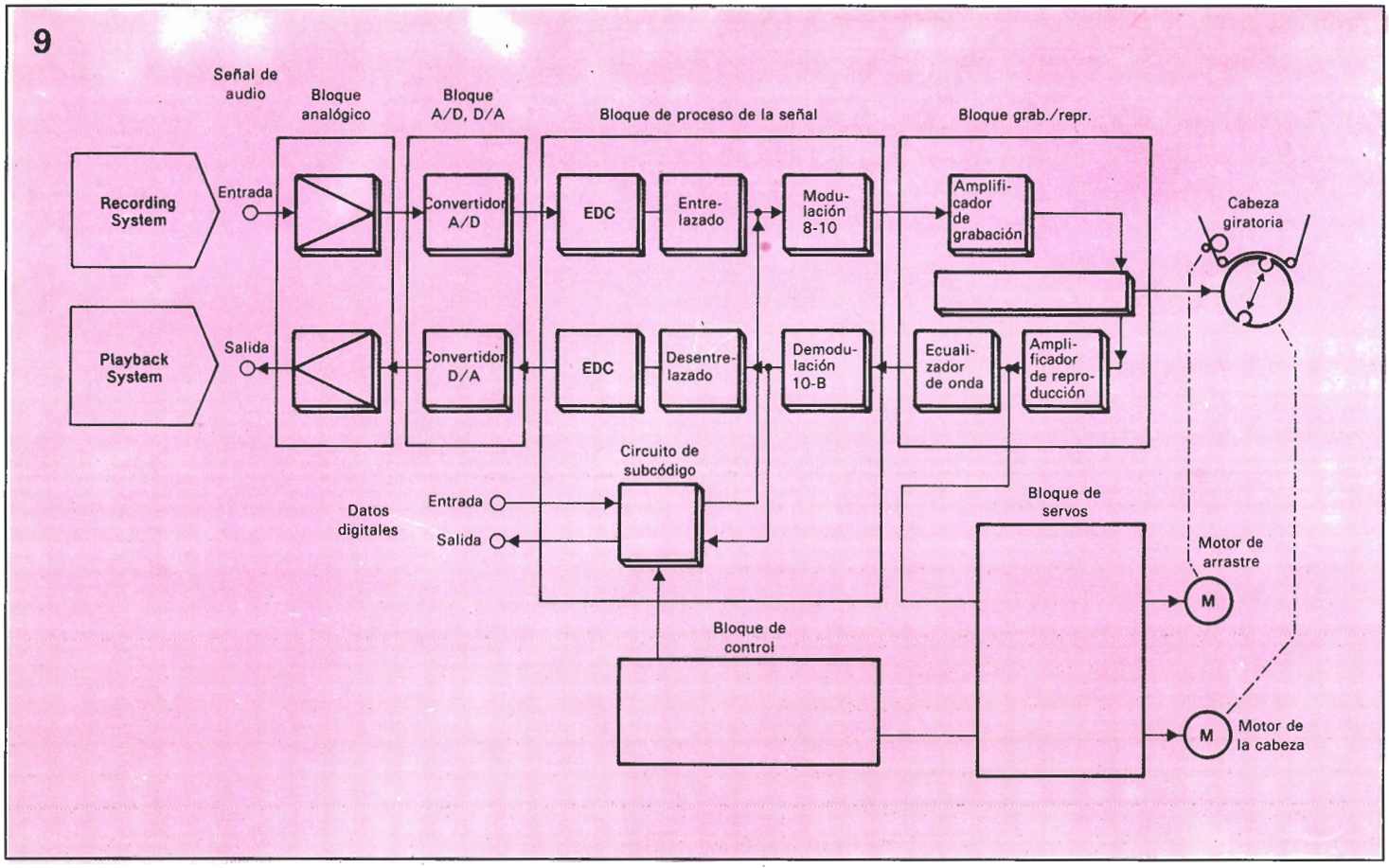
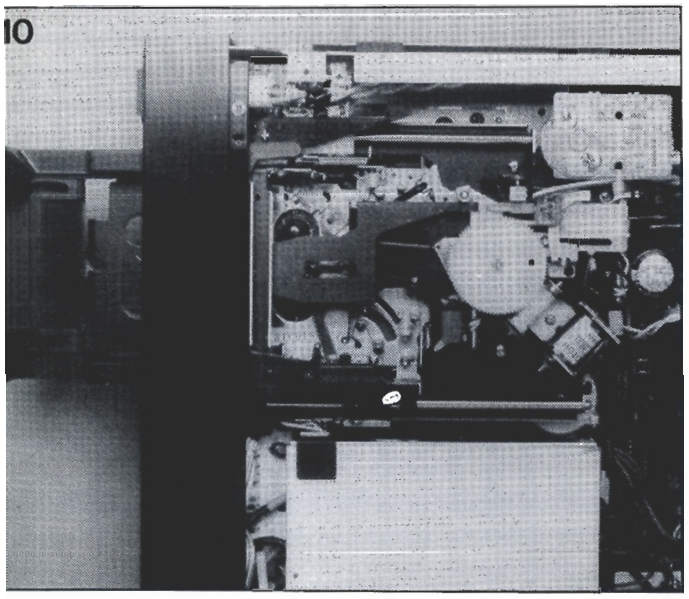


Figura 9. Diagrama de bloques de un típico grabador/reproductor de cintas de audio digital.

de lo cual la señal se reconvierte de 10 a 8 bits. Seguidamente, se tiene que deshacer el entrelazado cruzado de los datos, para lo cual se emplea la misma memoria de 2×64 Kbit auxiliar. En este proceso, los datos primero se escriben y luego se leen de nuevo en el orden correcto.

La subárea de datos se separa de la zona principal de información y se aplica a los circuitos de control del sistema. Seguidamente, se efectúa una corrección de errores con la ayuda del doble código Reed-Solomon. Después de esto, se dispone ya de los datos digitales del sonido los cuales se pueden procesar de forma análoga a como se hace en un reproductor de discos compactos.

Estos datos se controlan por medio de un convertidor digital analógico, el cual trabaja a dos o cuatro veces por encima de la frecuencia de muestreo para evitar la necesidad de emplear filtros analógicos de recorte abruptos.



Frecuencias de muestreo

Hasta ahora se ha asumido que la señal de entrada es analógica y que la frecuencia de muestreo es de 48 KHz. Esta frecuencia también se emplea para la copia de otras cintas digitales (pero no por las casas de grabación).

Para la grabación de cuatro canales de entradas analógicas se emplea sin embargo una frecuencia de muestreo de 32 KHz. Se pretende que esta frecuencia se emplee en el futuro para la grabación de los canales digitales de los satélites. Con esta frecuencia de muestreo tan baja, el margen de frecuencias hábiles se limita a 15 KHz.

La frecuencia de muestreo de 44,1 KHz (la misma que se emplea en los discos compactos) se reserva para la reproducción de las cintas pregrabadas por los propietarios de la misma. Esta característica hace posible que los fabricantes de estas cintas digitales y de los discos compactos empleen la misma cinta patrón en el proceso de fabricación.

Las cintas de audio digital tienen incorporadas un circuito de protección para evitar que se puedan grabar a partir de la información ofrecida por un disco compacto. Esto se ha hecho así ante la insistencia de la industria del disco del mundo occidental, apoyados por sus respectivos gobiernos. En vista del lamentable fracaso por parte de los gobiernos para protejer esta industria contra las copias piratas de los discos grabados, esta decisión debería ser bienvenida por cualquier persona razonable.

No obstante, ya existen rumores de que algunos fabricantes de equipos DAT amenazan con vender sistemas sin ninguna protección contra la copia. Afortunadamente, muchos gobiernos ya han contado con esto, prohibiendo la fabricación o importación de estos nuevos equipos grabadores en sus respectivos países. Es de esperar que todos los países del mundo occidental se unan en esta decisión.

CIMEX
ELECTRONICA

DISTRIBUIDOR OFICIAL
commodore COMPUTER

TODA LA GAMA DE ORDENADORES
Y PERIFERICOS COMMODORE

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

DISKETTES Y ARCHIVADORES

COMPONENTES PARA COMMODORE Y P.C.
SOFT DE GESTION Y UTILIDADES

SERVICIO TECNICO DE REPARACIONES

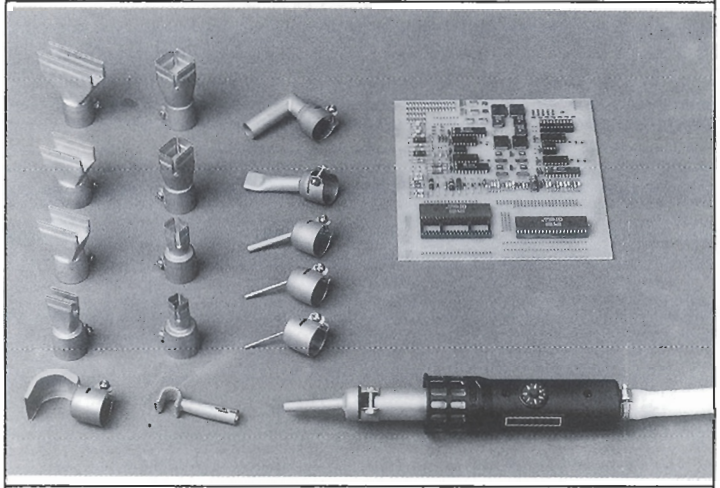
CONDICIONES ESPECIALES PARA DISTRIBUIDORES

SOLICITE NUESTRO CATALOGO
ENVIOS CONTRA REEMBOLSO

CALABRIA, 23 ENT. 4.°
08015 BARCELONA T. 93-424 34 22

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

ANUNCIESE POR MODULOS

INFORMESE EN NUESTRO DEPARTAMENTO DE PUBLICIDAD
TFNO. (91) 4576923

COMPONENTES ELECTRONICOS



manufacturas radio eléctricas ASTRA
Calle Sugranes N-28-08028 BARCELONA-Tel 422 01 04

Los lectores experimentados en efectuar comunicaciones a grandes distancias (DX) así como los aficionados a escuchar la onda corta apreciarán este compacto, sensible y relativamente sencillo de construir, receptor BLU para la popular banda de 20 y 80 metros.

RECEPTOR BLU PARA 20 Y 80 METROS

La banda de 80 se extiende aproximadamente desde 3,5 MHz a 4,0 MHz y sus características de propagación permiten efectuar comunicaciones locales sobre distancias de hasta 1.000 Km. La banda de 20 metros (14 a 14,5 MHz) es ideal para comunicaciones en general suponiendo que los caminos adecuados, es decir los modos de propagación troposféricos, están disponibles y, según el argot radioficionado, abiertos. Con estas bandas se pueden cubrir grandes distancias empleando transmisores de baja potencia, pero se necesita conocer la frecuencia máxima utilizable (MUF) en la dirección de recepción para una zona local dada.

Una parte del espectro de las bandas de 20 y 80 metros están asignados a los radioaficionados, pero los límites exactos de la banda no son los mismos en todos los países del mundo.

Actualmente, escuchar a los radioaficionados en estas bandas es sin duda el mejor camino para aprender sus peculiaridades sobre las condiciones óptimas de propagación para las diferentes regiones del mundo.

El receptor descrito en este artículo es un diseño modular, con control manual.



Diagrama de bloques

Cuando el selector de banda se posiciona en la situación representada en el diagrama de bloques de la figura 1, la señal de antena se aplica a un filtro paso banda diseñado para que permita el paso de las frecuencias comprendidas entre 14 y 14,5 MHz. Para prevenir que señales de 9 MHz produzcan interferencias o intermodulación en la sección de frecuencia intermedia (IF) del receptor, se ha incorporado una trampa de onda o filtro de banda eliminada de esta frecuencia a la entrada.

La salida del oscilador controlado por tensión (VCO), con un margen de sintonía de 5 a 5,5 MHz, se amplifica y se aplica a las entradas del oscilador local (LO) perteneciente al mezclador activo que sigue a las secciones de entrada para 20 y 80 metros.

La señal de frecuencia intermedia alimenta un oscilador contro-

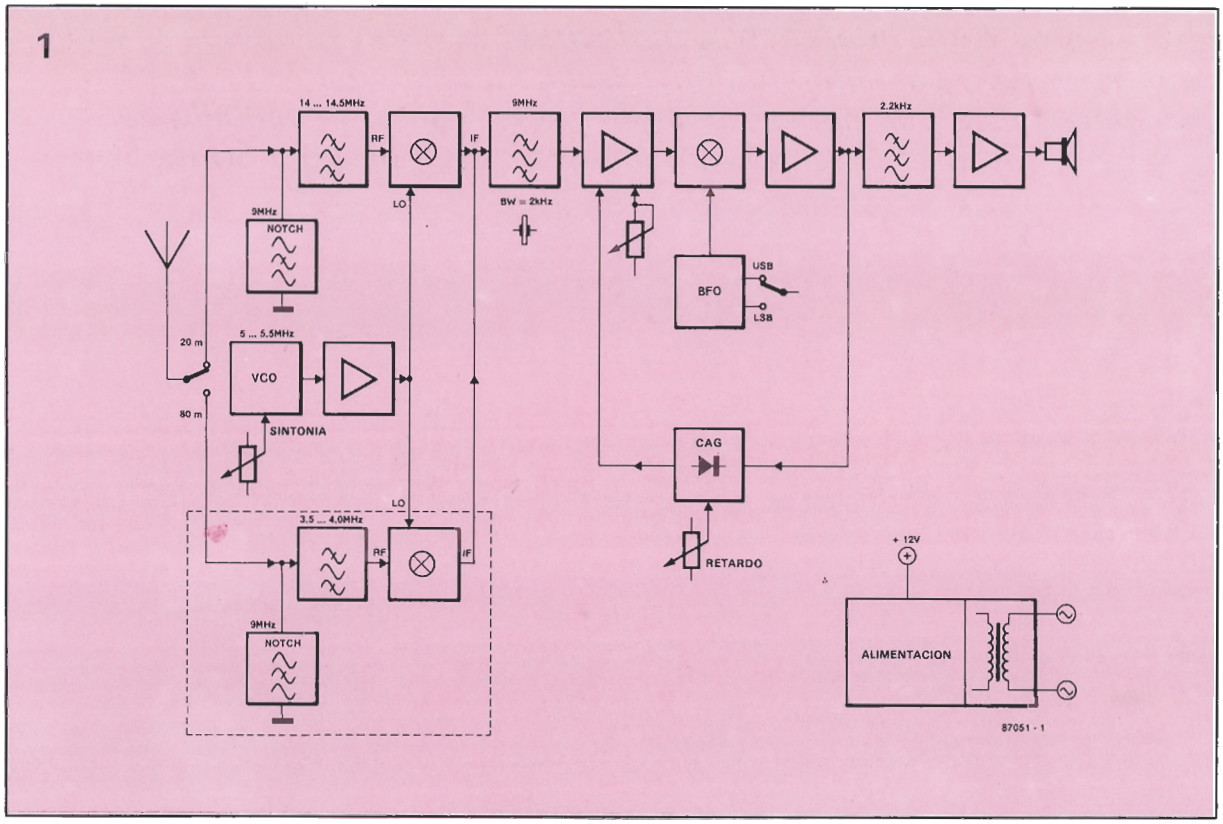


Figura 1. Diagrama de bloques del receptor BLU para 20 y 80 metros.

lado por cristal de 9 MHz, el cual asegura un ancho de banda de unos 2 KHz. Después del paso amplificador de frecuencia intermedia viene el detector de producto para la demodulación de las señales BLU.

El oscilador de batido (BFO) permite la detección de la banda superior (USB) o inferior (LSB). La señal de salida del detector se filtra y se aplica al amplificador de potencia de audio. Esta señal también se emplea para controlar el circuito de control automático de ganacia (CAG), que incorpora un retardo ajustable. El circuito CAG controla la ganacia del amplificador de frecuencia intermedia.

Descripción del circuito

El diagrama del circuito del receptor se representa en la figura 2. Como puede observarse, un simple conmutador de dos posiciones/dos circuitos (S1) selecciona la recepción de la banda de 20 ó 80 metros. El circuito resonante encargado de realizar la trampa de onda para 9 MHz está formado por L4-C6-C7 (80 m) y L1-C2-C1 (20 m).

La señal de antena se aplica a un filtro paso banda, realizado físicamente por el filtro en T (L5-L6-C8) y el circuito resonante paralelo L7-C10-R5. Como se observa, las puertas G2 de los MOSFET T1 y T2 están conectadas en paralelo para permitir, a través de un acoplamiento en continua, un control óptimo por parte del excitador T6 del VCO.

Así mismo, los drenadores de T1 y T2 también están unidos para alimentar los mezcladores a través del devado primario L8 del transformador de frecuencia intermedia.

La sección b del conmutador S1 (S1b) sitúa el terminal fuente del correspondiente mezclador activo a masa. El MOSFET que no se emplea tiene su terminal de fuente fijado a +12 V a través de una resistencia de 100 K, que presenta una gran impedancia al terminal drenador. El condensador variable (trimmer) C13 se emplea para sintonizar L8 a 9 MHz.

El filtro paso banda para 20 metros es una combinación serie paralelo con dos condensadores trimmer, C3-C4, para ajustar correctamente la respuesta en frecuencia.

El VCO está formado por el oscilador T7 y el excitador T6 acoplado en continua. El margen de la frecuencia de salida se puede ajustar entre 5 y 5,5 MHz por medio de C24, mientras que la sintonía se efectúa con la ayuda de la tensión continua procedente de P1 y aplicada al doble varicap D2.

La alta impedancia existente en el terminal puerta G1 del MOSFET T7 garantiza una carga mínima al circuito paralelo sintonizado que determina la frecuencia de oscilación. Para crear una realimentación positiva en el oscilador se conecta el terminal fuente de T7 a masa a través de la bobina L11. El punto de prueba TP2 situado en la salida de la etapa excitadora es muy útil para conectar un frecuencímetro, el cual también puede encargarse de la función de lectura digital de la frecuencia.

La mezcla es aditiva para la banda de 80 metros (3,5+5,5=9 MHz) y sustractiva para la banda de 20 metros (14-5=9 MHz). A partir de esto, se puede deducir que la dirección de sintonía es inversa sobre la banda de 80 metros, es decir, cuanto mayor sea la frecuencia del VCO se consigue la sintonía de una frecuencia de entrada menor.

El filtro de banda de la frecuencia intermedia se realiza con la ayuda de 3 cristales de cuarzo de 27,005 MHz. Cada uno de estos circuitos resonantes tiene una muy pequeña desviación respecto a su frecuencia fundamental, la cual viene determinada por el particular conjunto de condensadores asociados a cada uno. Cada uno de estos cristales forman un circuito sintonizado serie con un factor de calidad, o factor Q, muy alto. Junto con los condensadores y bobinas asociados a esta etapa, los cristales forman un filtro de

Figura 2. Diagrama eléctrico del receptor BLU. Las líneas discontinuas representan blindajes metálicos sobre la tarjeta.

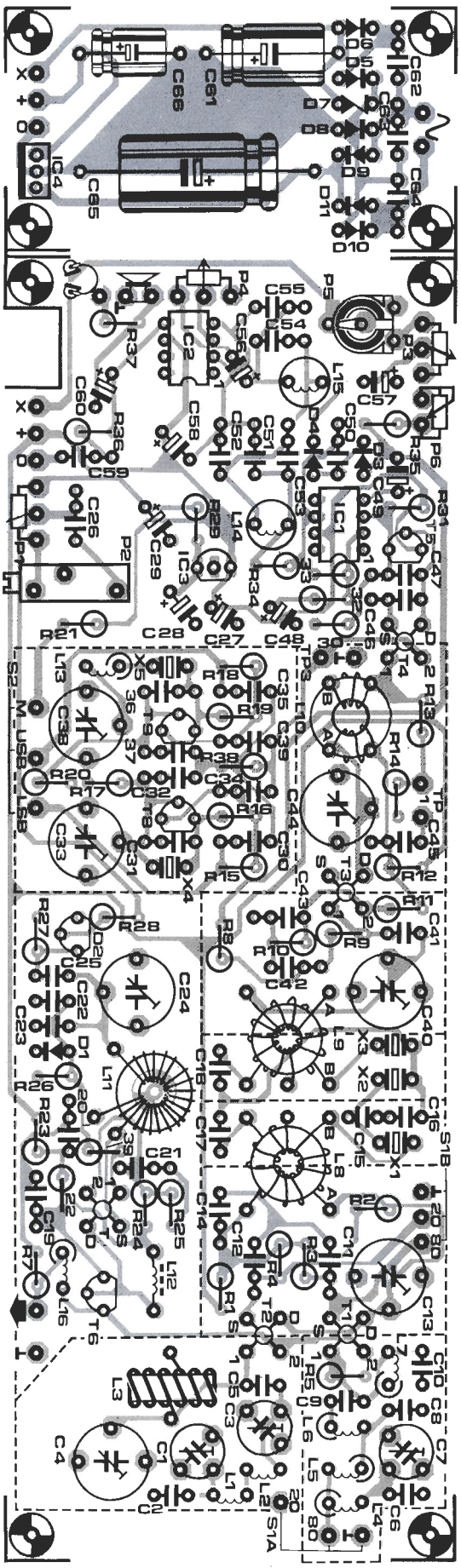
Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R1; R12; R21; R23; R32=100Ω
R2; R9; R22; R38=4K7
R3; R4; R10; R11; R24; R25; R26=100K
R5=1K2
R6; R15; R18; R29; R33; R39=1K
R7=68R
R8=10K
R13=560Ω
R14=56Ω
R16; R19=68K
R17; R20=470Ω
R27; R28=220K
R30; R31=4M7
R34=2K2
R35=1M
R36=12Ω
R37=47Ω
P1=100K potenciómetro multivuelta
P2=250K ajustable multivuelta
P3=100K potenciómetro lineal
P4=2K2 potenciómetro logarítmico
P5=500K
P6=10M potenciómetro lineal

Condensadores:
C1; C7=20p trimmer (verde)
C2=39p
C3=10p trimmer (amarillo)
C4; C13; C33; C38; C40; C44;=80p trimmer (violeta)
C5=1p2
C6=56p
C8; C10=390p
C9=18p
C11; C12; C14; C19; C20; C21; C30; C35; C42; C43; C45; C47; C63; C64=100n
C15; C16=270p
C17=4p7
C18=22p
C22=470p
C23; C41=100p
C24=40p trimmer (rojo)
C25=180p
C26; C52; C59; C62=220n
C27=47µ; 16 V
C28; C29; C60=100µ; 16 V
C31; C32; C34; C36; C37; C39; C46; C50=1n0
C48=47µ; 10 V
C49; C56; C66=1µ0; 16 V
C51; C55=180n
C53; C54=10n
C57=10µ; 16 V
C61=100µ; 6 V

Figura 3. Distribución de componentes del receptor BLU.

3



ADO

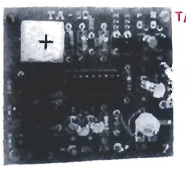
ADO ELECTRONIC ESPAÑA, S.A.

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

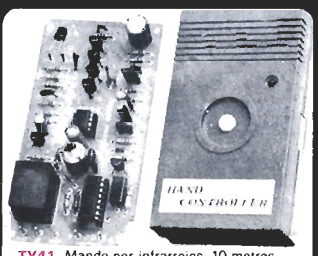
KITS ELECTRONICOS



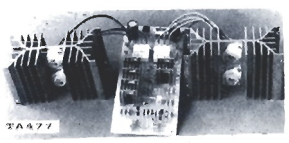
TY45 VU-METRO estéreo de 40 LEDs y 3 C.I. con programa de Barra y Punto.....**5.500 Ptas.**



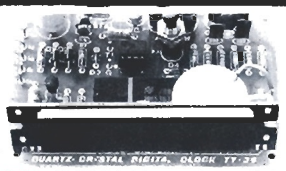
TA50 A/C Timbre musical de 8 a 10 melodías, 8 mel. **2.200 ptas.** 10 mel. **2.350 ptas.** *Sólo cambiando el C.I. puede obtener 44 melodías.



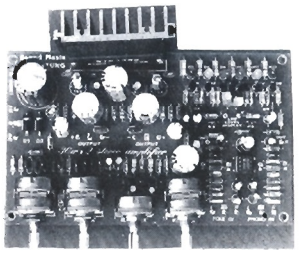
TY41 Mando por infrarrojos, 10 metros. EMISOR con caja.....**2.600 Ptas.** RECEPTOR con RELE .....**2.800 Ptas.**



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



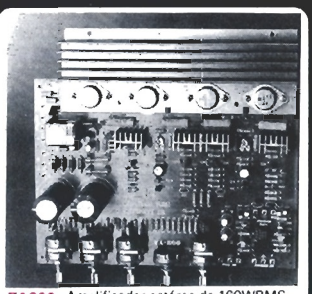
TY36 AC/DC Reloj despertador con LEDs de 18 mm. y osc. cuarzo.....**2.950 Ptas.**



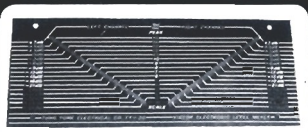
TA322 Amplificador este con HYBRIDO SANYO incluye: Etapa 2×30W-Previo de tonalidad y RIAA-VU METRO de 6 LEDs y fuente alimentación .....**7.900 Ptas.**



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



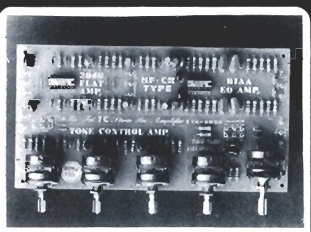
TA800 Amplificador estéreo de 160WRMS de alta calidad, incluye: Etapa 2×80W. Controles de GRAVES, MEDIOS, AGUDOS. Previo P.U. RIAA. Protector de altavoces y fuente de alim. (TODOS EN UNA PLACA).....**13.900 Ptas.**



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

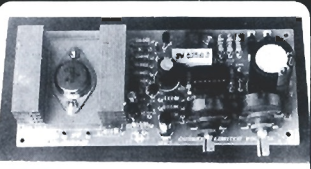


TY13 VU-METRO estéreo de 20 LEDs en «ARCO» (Escala: -30dB a +5dB)**2.900 Ptas.**



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.**



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

C.I. MUSICALES Y ECO

UM 3481, 3482.....**310 Ptas.**
UM 3483.....**390 Ptas.**
UM 3484.....**490 Ptas.**
UM 3481I.....**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

DISTRIBUIDOR OFICIAL:

Molgar. *Electrónica*

NIERENBERG, 29 TEL. 413 80 24
28002 MADRID TELEX 49478 GMGM

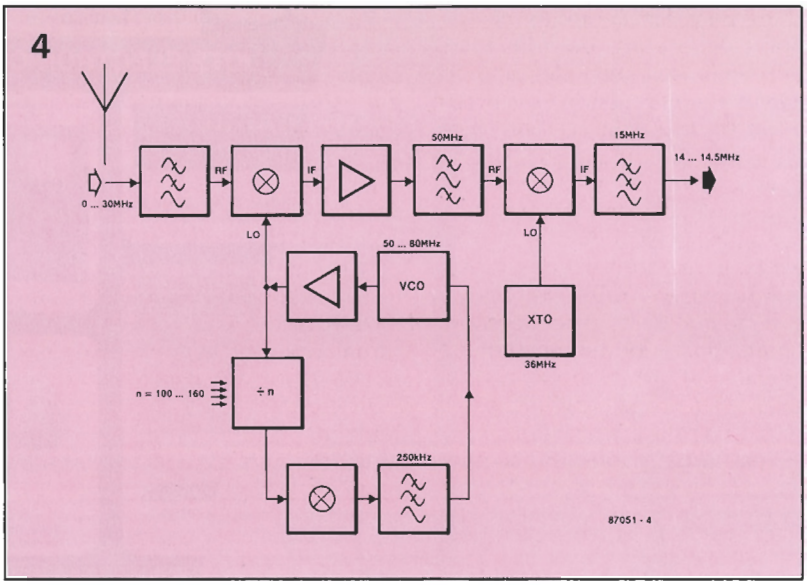


Figura 4. Diagrama de bloques sugerido para un convertidor de 0 a 30 MHz.

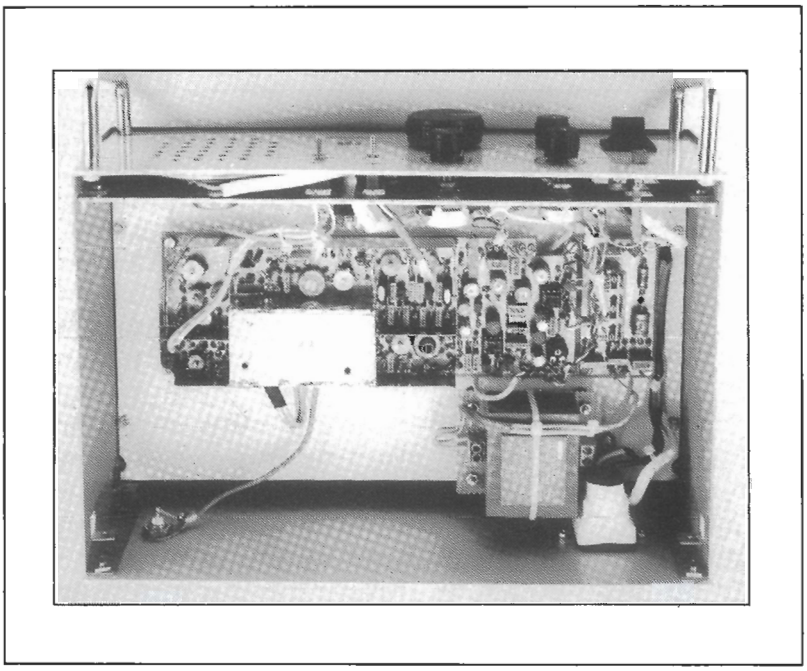


Foto. Vista interior del prototipo del receptor.

C65=1000µ; 40 V
C67; C68=1n0 condensador CHS

Simiconductores:
D1; D3...D6 incl.=1N4148
D2=BB212
D7=diodo zener 4V7; 400 mW
D8...D11 incl.=1N4001
T1; T2; T3; T7=BF982
T4=BF981
T5=BF256B
T6=BF451
T8; T9=BF494
IC1=LF356
IC2=LM386
IC3=78L08
IC4=7812

Bobinas:
L1; L4; L5; L7=4µH7
L2; L13=10µH
L3=24 espiras Ø0,3 mm (SWG30) hilo esmaltado toroidal sobre núcleo T25-6.
L6=82µH
L8A; L9A; L10A=25 espiras Ø0,3 mm (SWG30) hilo esmaltado toroidal sobre núcleo T50-6.
L8B; L9B=5+5 espiras Ø0,3 (SWG30) hilo esmaltado toroidal.
L10B=8 espiras Ø0,2 mm (SWG30) hilo esmaltado toroidal.
L11=42 espiras Ø0,2 mm (SWG30) hilo esmaltado toroidal sobre núcleo T50-6. Toma a 4 espiras desde masa.
L12=10 espiras Ø0,2 mm (SWG30) hilo esmaltado toroidal sobre perla de ferrita.
L14; L15=47mH
L16=100µH

Varios:
S1=interruptor miniatura dos posiciones/dos circuitos.
S2=interruptor miniatura dos posiciones/un circuito.
S3=interruptor de red.
F1=fusible 100 mA+portafusibles.
X1...X5 incl.=cristal de cuarzo 27,005 MHz (tecer armónico).
Tr1=transformador de red 15 V/250 mA.
LS=altavoz 8Ω/1W.
EPS 87051

frecuencia intermedia de 9 MHz con un ancho de banda de unos 2 KHz. El MOSFET T3 constituye el amplificador de frecuencia intermedia cuya ganancia viene controlada por el circuito CAG, a su vez ajustable por medio del potenciómetro P6. El amplificador de la señal de frecuencia intermedia se acopla de forma inductiva por medio de L10.

En el punto de prueba TP1 podemos observar la señal de frecuencia intermedia filtrada y puede ser útil para fines de alineamiento de frecuencias.

El detector de producto para la demodulación de la señal BLU está formado por T4, que se alimenta de la fuente de corriente T5. Los osciladores de cada banda lateral (USB/LSB) son virtualmente idénticos. Los cristales oscilan a su frecuencia fundamental de 9 MHz con una desviación muy pequeña. La señal de salida del oscilador de una banda lateral forma una referencia sobre la señal BLU que se esta demodulando.

La selección de una de las bandas laterales se efectúa con ayuda de S2. Los condensadores trimmer C33 y C38 permiten el ajuste de la frecuencia de salida de cada oscilador respectivo. Las frecuencias que se obtienen del oscilador se pueden comprobar por medio de un frecuencímetro conectado en TP3.

La señal de audio sin filtrar se amplifica en el circuito integrado IC1. Los diodos D3 y D4 rectifican la señal de audio para obtener la tensión continua de control del circuito CAG. La tensión negativa de polarización sobre C57 se puede ajustar con el potenciómetro «Retardo CAG», P3. La tensión de polarización sobre C57 se obtiene de la tensión estabilizada de -4,7 V presente en torno al diodo zener D7.

El circuito CAG trabaja en unión con el circuito de control de la ganancia de frecuencia intermedia, por lo que la tensión negativa controla efectivamente la ganancia de amplificación de T3 al poner la tensión del terminal G1 por debajo de la tensión del terminal fuente.

El filtro paso bajo de 2,2 KHz presentado en la sección de diagrama de bloques es del tipo doble pi, y está situado entre la salida del amplificador IC1 y el amplificador de potencia de audio IC2.

La tensión de alimentación para el receptor está realizada en torno a los bien conocidos reguladores de tensión integrados de la serie 78. La tensión de 12 V presente en la salida del regulador IC4 se reduce a 8 V en IC3 para obtener el margen necesario de tensión de sintonía en el cursor de P1. La mínima tensión de sintonía se puede fijar con la ayuda de P2.

Realización práctica

La tarjeta de circuito impreso para el receptor es de doble cara pero no de taladros metalizados, y tiene una disposición de componentes como la que se ofrece en la figura 3. La cara de componentes de la tarjeta sirve como un blindaje a masa de toda la placa. La sección de alimentación se puede cortar para montarla de forma aislada dentro de la caja que albergará al receptor.

Comenzaremos la construcción del receptor realizando las bobinas de hilo L3, L9, L10 y L11 según las indicaciones que se ofrecen en la lista de componentes. Una vez finalizadas estas bobinas, aseguraremos el hilo sobre sus núcleos por medio de algún pegamento, por ejemplo Araldit o cera, y luego las situaremos en la placa con sus puntos de orientación, observando la correcta posición de los devanados primario y secundario.

Efectuado este paso, procederemos con la fijación de los espadines, resistencias, bobinas ya fabricadas, diodos, cristales, y todos los condensadores, exceptuando los del tipo CMS C67 y C68. Observe que algunas veces hay que soldar también por la cara de componentes. Ponga especial

atención a la polaridad de los condensadores electrolíticos.

El siguiente paso será situar los transistores y circuitos integrados. Asegúrese de la identificación de los terminales de los MOSFET T1 a T4 y T7 antes de soldarlos. Conviene situar los terminales de estos transistores sobre sus respectivos agujeros y empujar a fondo antes de soldarlos. La conexión de los terminales de fuente de T3 y T4 también se realizará por la cara de componentes.

En este momento, se soldarán los condensadores CMS C67 y C68 directamente sobre los terminales fuente y G2 del correspondiente MOSFET.

A continuación se fijarán los potenciómetros ajustables P2 y P5 seguidos por los condensadores trimmer. Tenga cuidado de no deformar el material de los trimmer cuando se suelden las dos patillas de masa a la superficie de cobre sobre la cara de componentes.

Es absolutamente necesario realizar una pantalla de blindaje de 20 mm de altura, situada sobre las líneas de puntos que incorpora la placa de circuito impreso. Para llevar a cabo este blindaje, corte de una superficie metálica de cobre o acero estas pantallas y luego suéldelas verticalmente sobre la tarjeta, teniendo cuidado de no dañar los componentes cercanos. Realice una ventana en aquellas pantallas por las que debe cruzar una conexión entre bobinas o MOSFET con los correspondientes componentes. La sección de frecuencia intermedia deberá estar totalmente blindada, para lo cual también se deberá realizar una tapa para la zona blindada correspondiente. Esta tapa se instalará una vez efectuado el ajuste del receptor.

El transformador, el fusible principal, la entrada de red y, si procede, la placa de alimentación separada se situarán dentro de la caja en un lugar cómodo y seguro.

Respecto a la serigrafía del panel frontal es un asunto de gusto personal aunque no obstante nos permitimos sugerir la representada en la fotografía de la introducción de este artículo.

Para la conexión de los conmutadores de selección de banda lateral (USB/LSB) o banda de operaciones (20/80 m), situados en el panel frontal, a los respectivos puntos de conexión en la placa de circuito impreso se deberá emplear cable blindado. Trence los cables para los controles de ganancia de la etapa de frecuencia intermedia, ganancia del amplificador de audio, ganancia del circuito CAG y del potenciómetro de sintonía. Observe que éste último es del tipo multivuelta con el correspondiente botón y dial.

La entrada de señal de antena se efectuará a través de un conector Amphenol SO239 (tipo UHF) o un conector BNC montado sobre el panel posterior del receptor. La conexión al correspondiente espadín del circuito se efectuará también con cable coaxial.

El punto de prueba TP2 se puede conectar a un conector BNC situado en el panel posterior por medio de un cable coaxial fino de pequeña longitud, por ejemplo RG174. Recuerde que este punto está acoplado en continua y es una salida de baja impedancia.

Ajuste del receptor

Antes de comenzar el ajuste de receptor compruebe que la fuente de alimentación funciona correctamente.

Efectuado este paso previo, comenzaremos situando todos los potenciómetros y condensadores trimmer en el punto central de su recorrido. Seguidamente, conectaremos un frecuencímetro en TP2 y ajustaremos C24 y P2 hasta que el margen de sintonía de P1 corresponda con las frecuencias de 5,0 a 5,5 MHz. Sitúe el selector de banda en la posición de 80 m y conecte la antena, con lo que empezaremos a oir algún tipo de ruido.

Incialmente, C13, C40 y C44 se ajustan para obtener un ruido de salida máximo. Estos ajustes son francamente críticos.

Observe que el nivel de ruido varía ligeramente cuando se opera el control de ganancia de la etapa de frecuencia intermedia. Emplee el punto de prueba TP3 para medir la frecuencia de salida de los osciladores de las bandas laterales. Seleccione la banda lateral inferior (LSB) y ajuste C33 para obtener 8,9985 MHz. Repetir el mismo proceso para la banda lateral superior (USB) y ajustar C38 hasta obtener 9,0015 MHz.

Sintonice a lo largo de la banda para obtener una transmisión potente de SSB o RTTY. Optimice el ajuste de todos los trimmer mientras reducimos de forma apropiada la ganancia de la etapa de frecuencia intermedia.

Para comprobar el funcionamiento de la etapa CAG, sintonice una señal débil. El ajuste de P5 se realiza según las preferencias del operador en función de la respuesta del circuito CAG.

Finalizados estos pasos, conviene reajustar todos los pasos para optimizar la recepción a lo largo de toda la banda de 80 metros.

Seguidamente, seleccionaremos la banda de 20 metros y ajustaremos la entrada al filtro paso banda para obtener una recepción óptima. Los filtros de banda eliminada o trampas de onda están ajustados para obtener la máxima atenuación a 9 MHz. Uno de los osciladores de 9 MHz se puede usar temporalmente como generador de señal de radiofrecuencia. Atenuando la señal presente en TP3 por medio de la adecuada red resistiva, se conectará a la entrada de señal del receptor. Conecte una sonda de osciloscopio (10 Mohm, 5 pF.) al terminal de radiofrecuencia de C4. Retoque C1 para obtener el máximo rechazo a la señal de 9 MHz. Sitúe el selector de banda en la posición de 80 m, coloque la punta del osciloscopio en el extremo de radiofrecuencia de L7 y ajuste C7 de forma similar.

Receptor de cobertura general

La unidad descrita puede ser la sección de frecuencia intermedia sintonizable de un receptor que cubra la banda 0-30 MHz. La figura 4 representa un diagrama de bloques general, mientras que el circuito práctico del sintetizador se podrá encontrar en el artículo «Sintetizador para receptor de onda corta» que se publicará en la revista 98/99, Julio/Agosto 88; en este número también se describirán una serie de circuitos para mezcladores, amplificador de entrada RF, filtros para Morse, y un interface para ordenador.

La salida del convertidor se conecta a la entrada de 20 m del presente receptor, cuya sección de 80 m se puede suprimir. El control del receptor por un ordenador se puede efectuar de forma relativamente fácil dado que todos los ajustes se efectúan con tensiones continuas que se pueden generar por medio de un convertidor digital analógico.

Así mismo, el ordenador empleado se puede utilizar para decodificar transmisiones de barrido lento, RTTY, Morse o FAX. ⏮

El complemento ideal para un láser es un receptor que sea capaz de captar la radiación emitida por el tubo. Aunque el haz láser es visible, bajo ciertas condiciones ambientales, los efectos de polarización, difracción, etc., no son fácilmente apreciables a simple vista.

PRÁCTICAS CON LÁSER (y 2)

El receptor de láser que describimos a continuación, ETA-4200 de Heathkit, permite disponer de una indicación de medida (galvanómetro) así como auditiva (altavoz) de la señal del láser recibida en un determinado punto. Las medidas son relativas, no hay una escala absoluta, pero permiten comprobar, por ejemplo, los efectos del rayo láser al atravesar diferentes medios ópticos (espejos, lentes, filtros, aire, agua, etc.), tomando uno de ellos como referencia.

El circuito del detector de láser, ver figura 1, no presenta ninguna complicación. Su sencillez, así como su eficacia, es realmente asombrosa, pero cumple el cometido deseado: proporcionar una medida de la magnitud del haz láser recibida por el detector.

El circuito

El detector de láser, ETA-4200, está diseñado alrededor de tres amplificadores operacionales que amplifican y demodulan la salida del sensor de luz A1. El sensor, como se puede apreciar por su representación en el esquema, es una célula fotovoltáica de silicio, que presenta su máxima sensibilidad a la luz roja e infra-roja. Su tensión de salida varía desde 0 voltios, para oscuridad casi total, a unos 0,4 V cuando el haz láser apunta a su superficie. La salida del sensor no es lineal con la iluminación, aunque tiene una zona de funcionamiento, entre 0 y 0,3 voltios, bastante lineal, ver figura 2.

El amplificador operacional U1A, la mitad de un integrado tipo MC 1458 (equivalente al LM 358) montado como amplificador no inversor, realiza una amplificación por 10, antes de enviar la señal a los circuitos de audio y de medida. Las resistencias R3/R4 determinan la ganancia, mientras que R1 y R2 polarizan la etapa de entrada. El ajustable P1 permite llevar la lectura del medidor a cero para compensar el nivel de iluminación ambiental.

El amplificador U1B excita directamente el medidor, y su ganancia se puede ajustar mediante R6, sensibilidad, para que el instrumento proporcione una lectura a fondo de escala cuando el haz del rayo láser apunta al sensor desde una distancia de un pie (unos 0,33 metros). La ganancia de esta etapa es, generalmente, la unidad. Como ya hemos comentado antes, la indicación del medidor proporciona una magnitud relativa únicamente; esto es debido tanto a la no linealidad del sensor, como a la dificultad de conseguir un «patrón» de calibración.

Si la salida del entrenador láser ET-4200 se modula en amplitud, a través de una señal de audio por ejemplo, el condensador C3 deja pasar la componente alterna de la señal, a través de R8, hasta el operacional U2. Se trata del conocido amplificador de BF tipo LM 386, con una ganancia de, aproximadamente, 20. La salida de este amplificador excita directamente, a través de C6, un altavoz de 8 Ω, donde será audible la señal de BF modulada en el haz láser.

La alimentación del equipo se realiza mediante dos pilas de 9

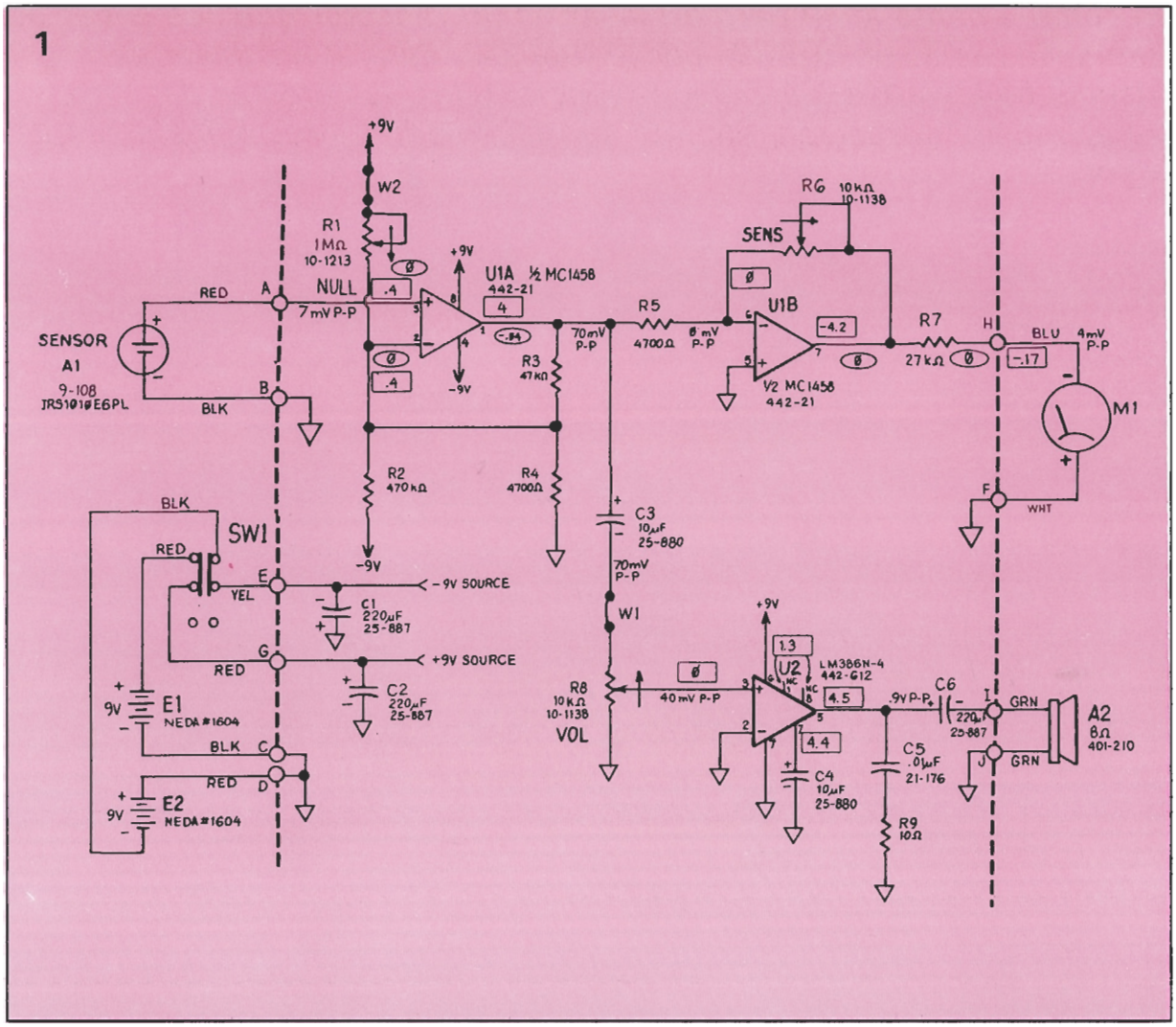


Figura 1. Circuito del detector de láser.

voltios, lo que confiere al montaje una gran libertad de movimiento así como un reducido peso.

Montaje

El montaje de un equipo tan sencillo no presenta ninguna dificultad. La placa está serigrafiada de la manera habitual, esto es, con los componentes marcados por su referencia (por ejemplo, C5). Sin embargo, volviendo a nuestro artículo anterior sobre el entrenador láser, *Elektor núm. 94, marzo 88,* debemos hacer una puntualización importante. El circuito impreso del entrenador viene serigrafiado con los valores de los componentes, en lugar de por su referencia. Así mismo hay que hacer notar que algunas resistencias previstas en el circuito impreso no se colocan, debido a posteriores modificaciones, y otras han cambiado de valor respecto al indicado en la serigrafía. Sin embargo, el montaje se realiza de manera fácil si se siguen las siguientes indicaciones:

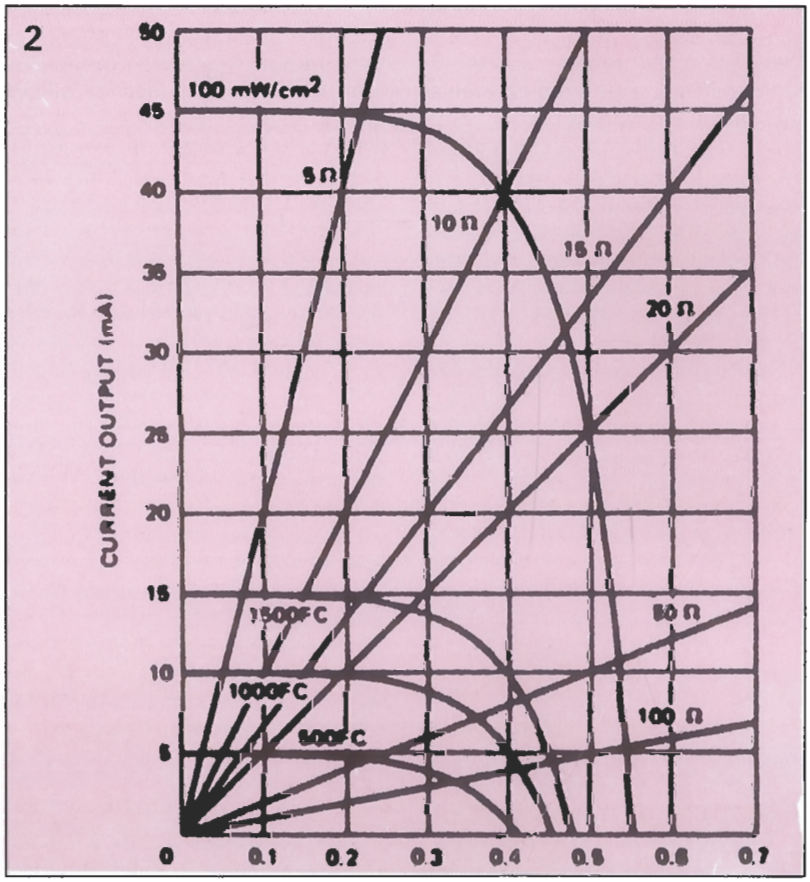


Figura 2. Sensibilidad del sensor empleado por el detector de láser.

Figura 3. La placa del receptor; sencillez y eficacia en el diseño.



— No saque el material de las bolsas hasta que no necesite emplearlo. En las instrucciones de montaje paso a paso figura la referencia de la bolsa que contiene el material adecuado. Esto es importante, ya que el marcaje de algunos condensadores se presta a confusión.

— Las resistencias y diodos, excepto los de gran tamaño, vienen en una única tira situados en el orden de montaje recomendado; la selección del componente resulta inmediata por tanto, y sólo hay que prestar atención a su situación en la placa.

— Siga las instrucciones del manual respecto al montaje paso a paso. En las hojas desplegables viene una indicación, mediante la referencia del componente, de los elementos que se colocan en cada fase. En el manual viene la indicación del valor (y eventualmente colores de las resistencias) de los componentes a instalar. Utilizando ambas indicaciones el montaje se convierte en una tarea muy sencilla.

Como se aprecia, la prestigiosa marca americana cuida los detalles para garantizar al máximo la puesta a punto de sus montajes.

Una nota final, también referida al entrenador láser. En nuestro artículo anterior indicábamos que, para adaptar la red de 220 V a la entrada 125 V del aparato, el distribuidor suministraba un autotransformador; según nuestras últimas informaciones, la adaptación de tensiones se realiza mediante un condensador de 2,2 μF/400 V colocado en serie con la tensión de red. Como el consumo del equipo es, aproximadamente, constante, la impedancia del condensador hace que sólo lleguen 125 V a la fuente del entrenador. Resulta aconsejable colocar una resistencia de valor elevado, por ejemplo 1 ó 2,2 MΩ, en paralelo con el condensador, de forma que éste pueda ser descargado al apagar la fuente, eliminando el peligro de eventuales descargas al operador.

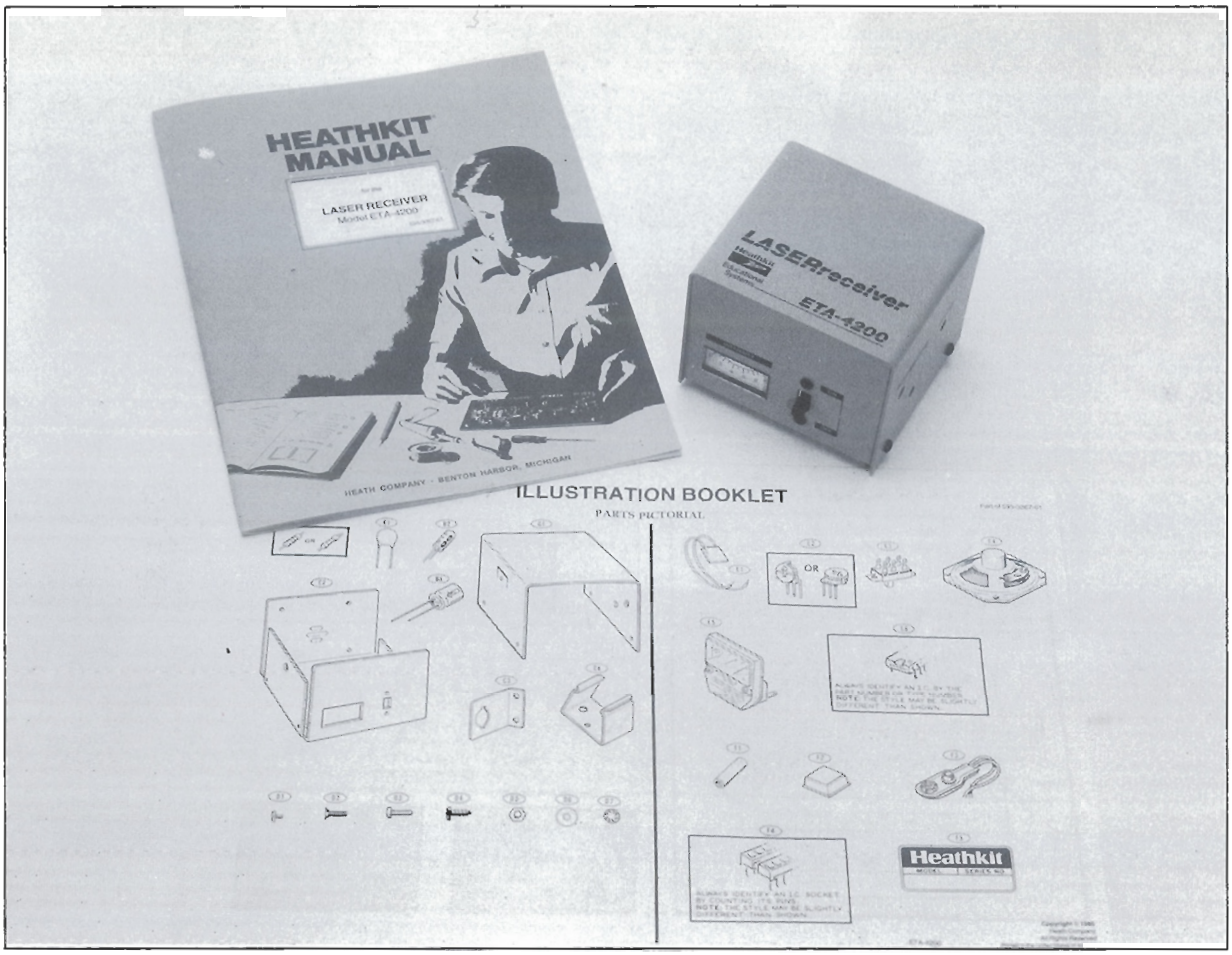
La parte mecánica del montaje tampoco presenta especiales cuidados, ya que se dispone tanto de instrucciones y diagramas precisos, como de todo el material necesario (tornillos, tuercas, arandelas, separadores, patas de goma) para colocar los elementos en la caja ya mecanizada.

Ajuste

Una vez ambos equipos montados, se conectará el cable de red del entrenador, y se dará tensión a los dos equipos. Apunte el haz láser para que incida sobre el sensor del detector láser. Deje que el equipo funcione durante unos 5 minutos antes de proceder al ajuste.

Realice un cable para conectar un casete o radio a la entrada AUX del entrenador. Ajuste la amplitud de salida sobre 1 Vpp. Ajuste R110 del entrenador hasta conseguir la mejor calidad de sonido posible. Con esto se completa el ajuste el emisor, cuya caja ya puede ser atornillada.

El ajuste del receptor es igualmente sencillo. Con el sensor recibiendo el haz del entrenador, sin necesidad de fuente de modulación, coloque inicialmente los ajustes de desplazamiento, NULL, y sensibilidad, SENS, a mitad de recorrido. Cierre la ventana del emisor, y ajuste el mando de NULL del receptor hasta que el medidor presente una lectura de cero (compensación de iluminación ambiente). Abra la ventana del emisor y ajuste la sensibilidad para conseguir una indicación a fondo de escala, 10, del galvanómetro. Conecte de nuevo la fuente de modulación (casete o radio), o un generador de frecuencias con una señal de unos 1.000 Hz;



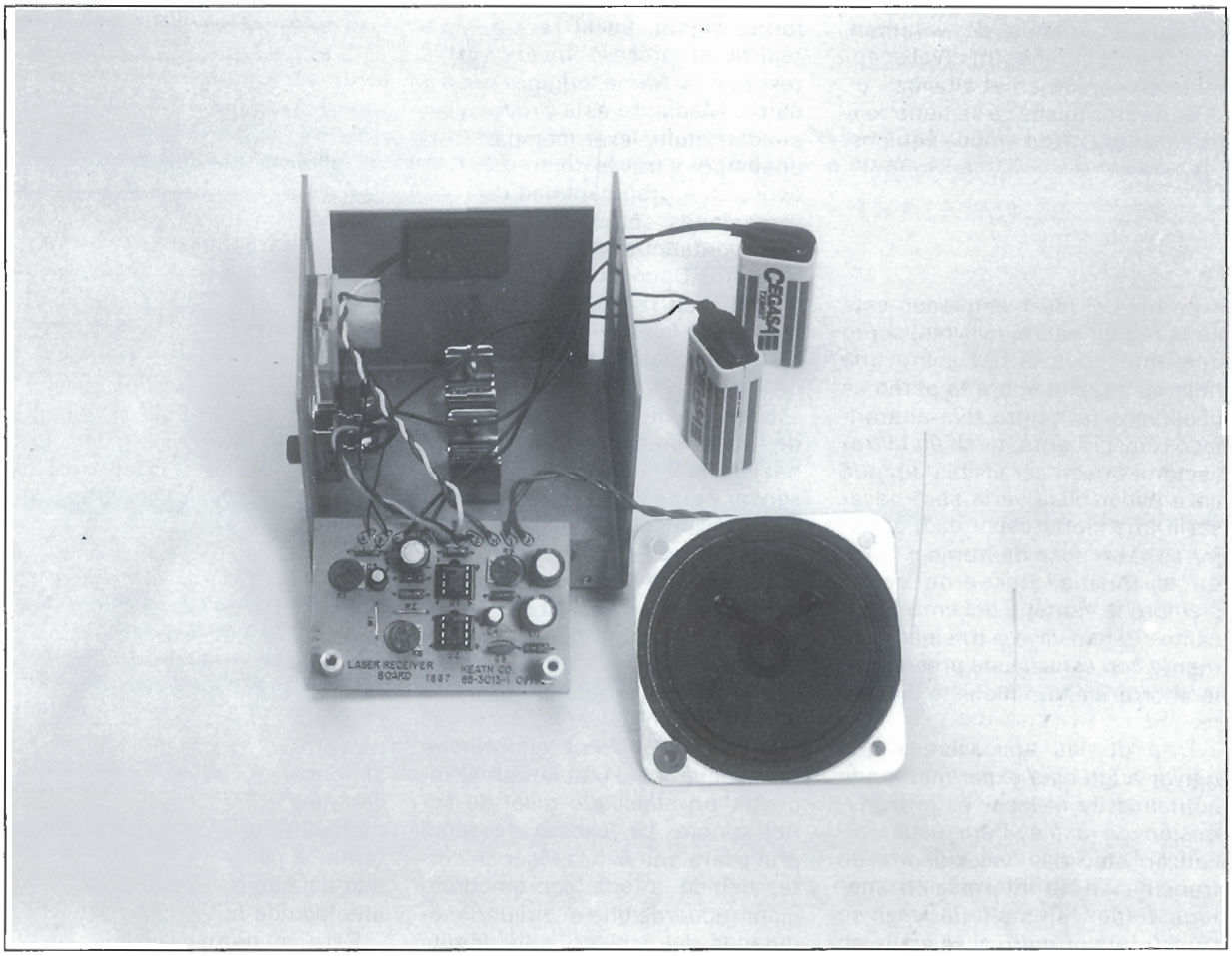


Figura 4. Los dos equipos trabajando en conjunto. El recorrido del haz láser puede hacerse visible con un poco de humo; el punto donde enfoca el haz, sobre una pared por ejemplo, es visible a simple vista como un punto de color rojo.

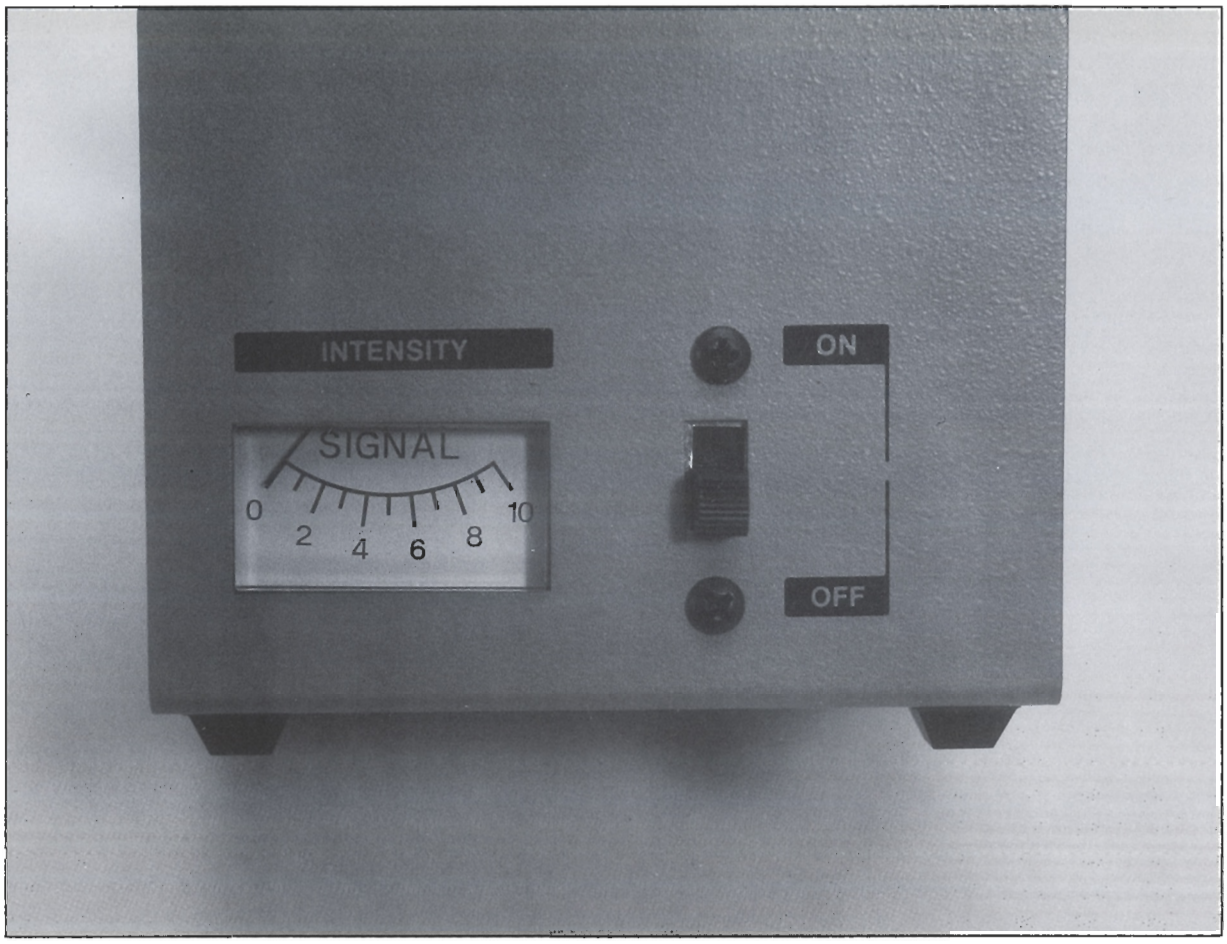


Figura 5. Transmisión analógica de datos a través del láser. De forma directa (a), a través de un filtro (b), con onda directa y onda reflejada (c).

retoque el mando de volumen, VOL, hasta obtener un nivel aceptable de sonido en el altavoz.

Con estos pasos ya se tiene realizado el ajuste de ambos equipos.

Prácticas con el láser

La luz del láser empleado está en la región del rojo visible, por lo que enfocando el haz sobre una hoja de papel o sobre la pared se observará un punto rojo-anaranjado muy brillante; también la trayectoria puede ser visible aunque para poder observarla será necesaria una cierta oscuridad, o mejor aún, un poco de humo o polvo en la misma. Recuerde cerrar siempre la ventana del emisor excepto cuando vaya a trabajar realmente con el haz. Esta precaución le ahorrará algún molesto disgusto.

Una de las aplicaciones que mayor auge está experimentando actualmente el láser es la transmisión de datos. Para poder alcanzar elevadas velocidades de transmisión, la información analógica (por ejemplo la voz) se transforma primero, y se envía en forma digital. En el receptor, se realiza el proceso inverso para restituir la forma original de los datos. Mediante este proceso, se pueden multiplexar (compartir en el tiempo) a través de un solo hilo óptico una gran cantidad de conversaciones, aprovechando que el flujo de datos original es bastante lento. Dado que este tipo de transmisión requiere de circuitos muy complejos, nos contentaremos con realizar la transmisión de datos en forma analógica.

La forma de transmitir los datos de forma directa resulta obvia. El haz láser del emisor se apunta al sensor del receptor, a una distancia aproximada de medio metro. En la entrada del emisor se coloca una fuente de sonido, que puede ser tanto un micrófono, entrada MIC, como una radio o casete, entrada AUX.

Una vez preparada la fuente de sonido, abrimos la ventana del emisor, y regulamos el volumen del casete hasta obtener en el receptor un adecuado nivel de señal sonora. Un exceso de señal provocará que el haz láser se corte, debido a una sobremodulación; recuerde que el circuito modulador del emisor sólo admite una modulación del orden de un 10%, a fin de que el láser trabaje en la zona lineal de su curva de funcionamiento.

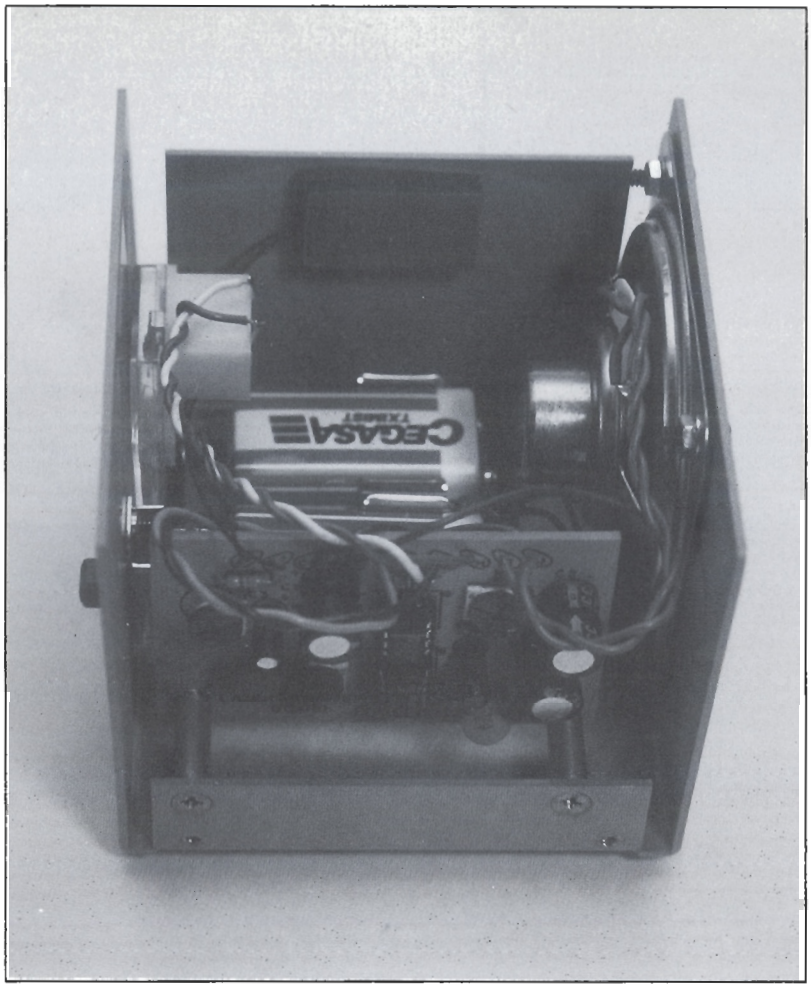
Como siguiente paso, intercalaremos en el haz uno de los filtros que acompañan al curso EE-110, colocado en un ángulo de unos 45°, como se observa en la figura 5b. Se aprecia que la calidad de sonido no se modifica apreciablemente.

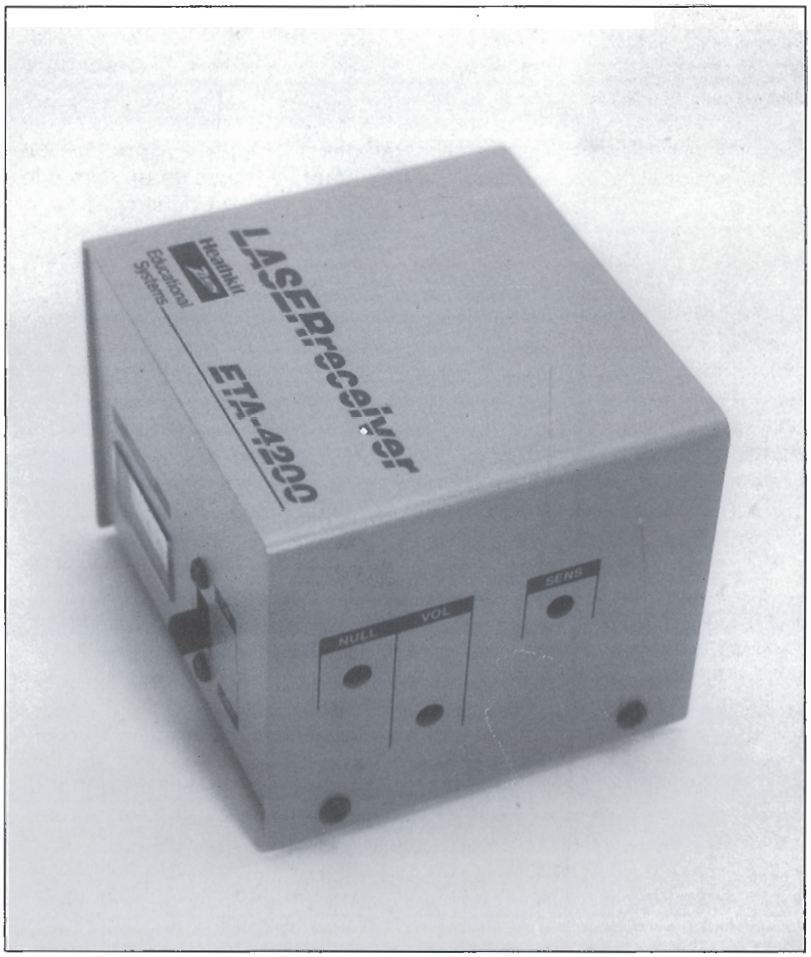
A continuación colocamos un espejo plano de forma que refleje hacia el sensor parte del haz que atraviesa el filtro, como se muestra en la figura 5c. De nuevo se observará que la calidad de sonido no se ve afectada de forma apreciable. Esto es debido a que la cantidad de luz reflejada a través del espejo es mucho menor que el rayo directo que llega al sensor. Podemos ahora interceptar, mediante un objeto sólido, el rayo principal, entre el filtro y el receptor, de forma que sólo llegue al sensor el haz reflejado. Observaremos entonces que el volumen sufre una atenuación importante, a pesar de lo cual la calidad del sonido percibido no se ve afectada de forma adversa.

Para aumentar de forma más

drástica el efecto del medio de transmisión, colocaremos a continuación un recipiente con agua en la trayectoria del haz. De nuevo se apreciará que la calidad del sonido no sufre una merma importante. Comprobando la calidad del sonido recibido, así como su potencia, iremos añadiendo impurezas al agua (por ejemplo leche); la adición de impurezas al agua hace que se reduzca el coeficiente de transmisión de la misma, y que, por tanto, vaya bajando la cantidad de señal que alcanza al receptor. Si se añade un cierto grado de impurezas, el haz láser queda tan difuso al atravesar el líquido que la transmisión llega a detenerse totalmente. Este es uno de los inconvenientes de utilizar el aire como medio de transmisión; el humo, la lluvia, o el polvo, interfieren la transmisión del haz, llegando incluso a anular totalmente la posibilidad de comunicación. El hecho de que estas impurezas creen una atenuación del haz puede servir como base de un «medidor» de impurezas, mediante una adecuada tabla de concentraciones/intensidad del haz, en función de diversas materias. Este experimento puede servir tanto para efectuar un medidor de, por ejemplo, humos, como para averiguar el alcance real, en las peores condiciones atmosféricas posibles, de un haz láser empleado como detector de paso en un sistema de alarma al aire libre.

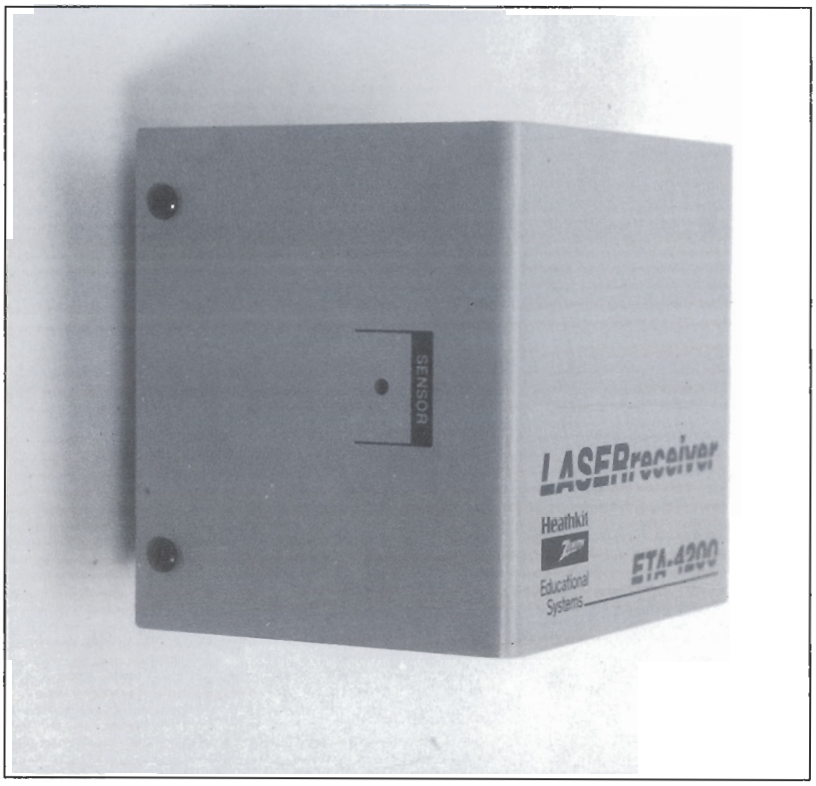
Con un trozo de fibra óptica, también suministrado en el EE-110, se consigue que la transmisión de la señal no se vea afectada por perturbaciones del medio ambiente. Al mismo tiempo, la fibra óptica constituye un medio de transmisión estable, y que actúa como conductor de la luz, permitiendo que el enlace de la señal no necesite un camino recto entre el emisor y el receptor. Otra ventaja adicional consiste en que el haz láser viaja encerrado en la fibra óptica, con lo que se evita el peligro ocasional sobre el ojo humano, lo que permite aumentar la potencia del láser empleado para la transmisión de señal. Con la fibra óptica empleada se observa un cierto grado de atenuación de la señal. Esto es debido principalmente al enlace entre el láser y la fibra óptica (uno de los aspectos críticos en la transmisión por fibra óptica). En los sistemas prácticos de transmisión de datos, los acomplamientos entre los emisores y los detectores se realizan de forma muy cuidadosa, de manera

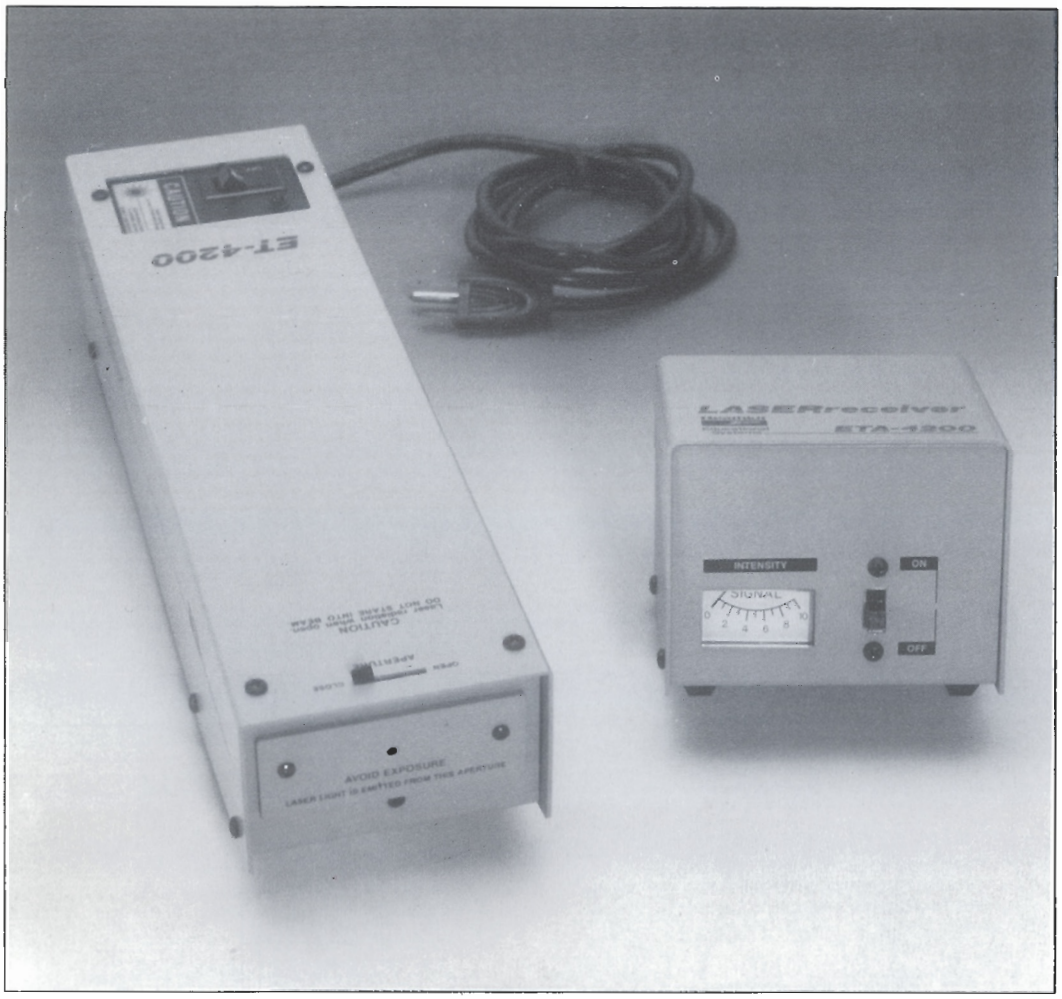




que la atenuación sufrida sea mínima.

Otro experimento curioso, que está basado en la cantidad de luz que atraviesa un filtro, nos permitirá crear un interferómetro. Para ello basta con intercalar un filtro amarillo en la trayectoria del haz. En este caso, el sensor del detector se coloca de forma que reciba sólo una pequeña parte del haz, de forma que la aguja del medidor señale una desviación media. Al mismo tiempo se colocará el mando de volumen en el receptor al máximo. Una vez conseguido esto se apreciará que cualquier ligero golpe sobre la mesa que soporta el equipo nos da una variación de la luz recibida en el detector, además de provocar curiosos sonidos que pueden ir desde un suave murmullo a un chillido que decrece en tono y volumen. Este efecto se debe principalmente al movimiento del filtro, y, en un grado mucho menor, a la vibración del detector y receptor. Como resultado del movimiento del filtro, se produce un cambio de la distancia desde la cavidad del tubo láser y el receptor. Este cambio, a su vez, provoca una variación entre las relaciones de fase de las ondas incidentes y reflejadas por el filtro, y por tanto altera el patrón de interferencias recibido por el receptor. Este efecto de cambio del sonido recibido se produce también con aplicar presión en un punto situado entre el láser y el filtro. Con el suficiente cuidado y un poco de paciencia, se puede obtener estas variaciones con cualquier pareja emisor/receptor (más filtro). No se desanime si no logra este efecto a la primera.





Para finalizar, emplearemos los filtros polarizados que acompañan al EE-110. A pesar de lo que muchos pueden creer, la luz del láser (de cualquier láser) no está polarizada, sino que vibra en todas las direcciones (aunque las ondas luminosas, en cada dirección, avanzan al unísono). Intercalando un filtro polarizado en la trayectoria del haz se apreciará una reducción de la señal recibida por el sensor. Colocando además el segundo filtro se podrá comprobar uno de estos dos efectos: la cantidad de luz no sufre variación al colocar el segundo filtro polarizado (es decir, los dos filtros polarizan en el mismo sentido, esto es, sus planos de polarización están paralelos), o bien la luz recibida en el sensor desaparece casi por completo (cuando los dos filtros tienen sus planos de polarización perpendiculares). En este segundo caso no debe olvidar que los filtros no son perfectos, por lo que siempre habrá un residuo de luz. Observe siempre los fenómenos del láser de forma indirecta, bien mirando las indicaciones del galvanómetro del receptor, o bien observando el haz creado sobre una hoja de papel o una pared.

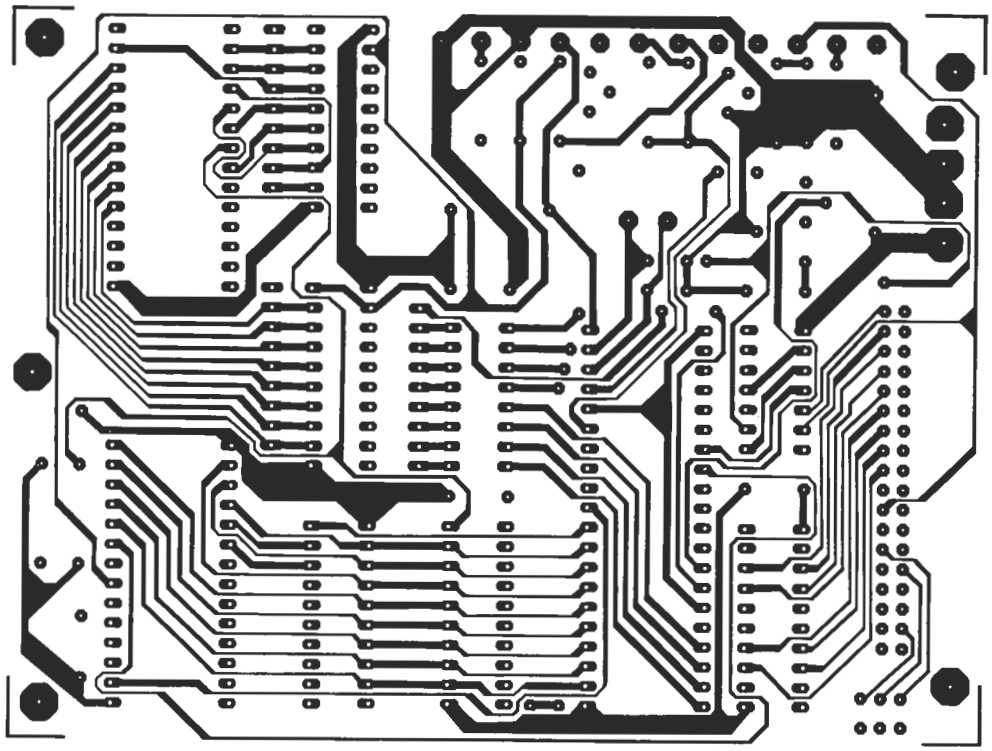
EPS



EPS 87051 Receptor para BLU en 20 y 80 m

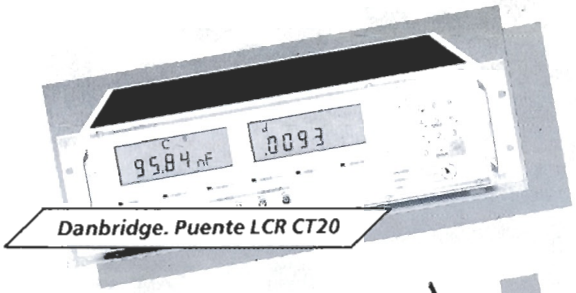
EPS

EPS



EPS 87136 Emulador universal de EPROM

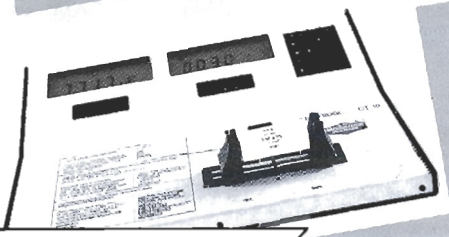
EPS



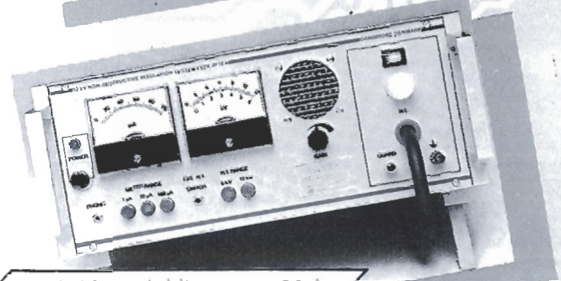
Danbridge. Puente LCR CT20



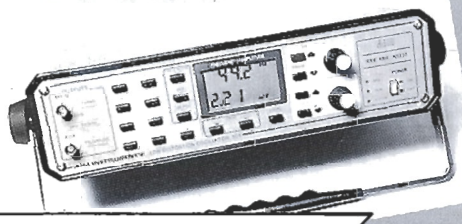
Danbridge. Cajas décadas L, C y R



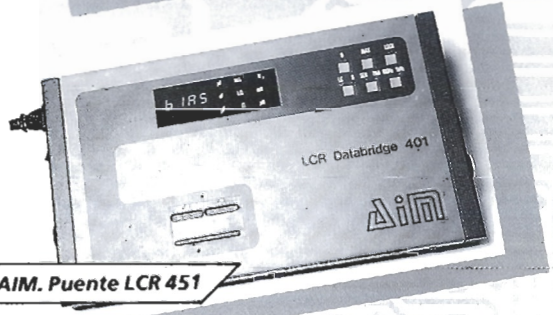
Danbridge. Puente LCR CT-10



Danbridge. Rigidimetro JP 30 A



AIM. Oscilador baja distorsión 501



AIM. Puente LCR 451



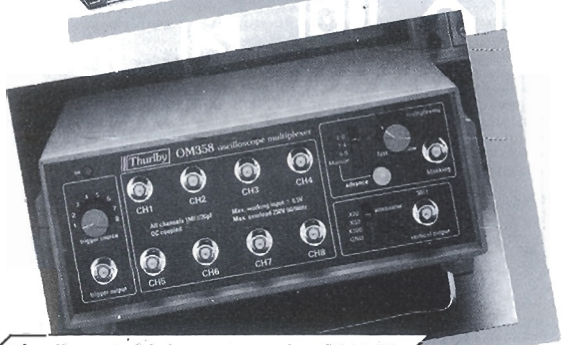
Thurlby. Analizador lógico 16/32 canales LA 160



Thurlby. Multimetro 1504 de 4½ digitos



Thurlby. Multimetro inteligente 1905a de 5½ digitos



Thurlby. Multiplexor 8 canales OM 358

INSTRUMENTACION A SU MEDIDA

MOLHER electrónica s.a.

Parque Eugenia de Montijo, 94 - 104
28047 MADRID (España)
Teléfs. (91) 462 25 62 - (91) 462 78 42
Fax. (91) 465 53 82

Envienme información sobre: .....
Nombre .....
Empresa .....
Dirección .....
Población ..... C.P. ..... Teléfono .....

Desentrañar los misterios de los canales de televisión codificados en el ECS-1 requiere un osciloscopio, algunos conocimientos sobre la señal de vídeo, y unos cuantos componentes nada especiales.

DECODIFICADOR PARA TV VÍA SATÉLITE

De forma general, las transmisiones de algunos canales de televisión vía satélite están codificados para asegurar su recepción sólo por los abonados a dicho canal. Idealmente, la decodificación de estas señales es tan intrincada y compleja, que obliga al empleo de un decodificador especial que los usuarios deben comprar o alquilar a la empresa propietaria del canal de televisión. De esta forma, la empresa que gestiona el canal puede saber el número de espectadores de su servicio vía satélite, y puede pasarles la factura correspondiente para permitir que reciban los programas de forma autorizada.

En el caso del Sky Channel, el primer servicio comercial (y privado) europeo de televisión vía satélite que entró en funcionamiento, las razones principales para codificar su popular programa fueron de distinta índole. Dado que el Eutelsat 1-F1 (ECS-1, OP 13° E) era (y sigue siendo) un «satélite de comunicaciones», las regulaciones internacionales prohibían inicialmente la transmisión de un servicio de televisión estándar, es decir PAL, a través del satélite. Para ello se llegó a un compromiso, de forma que la señal descendente del Sky Channel tuviera una forma codificada, de manera que no pudiera ser considerada como una señal compatible con el formato PAL, y se convirtiera en una señal de comunicación, en lugar de una señal de televisión. El sistema de codificación fue suministrado por OAK-ORION, y está en servicio desde las primeras emisiones de prueba.

El propósito del presente artículo es mostrar cómo las señales de TV vía satélite codificadas pueden ser restauradas para poder lograr su visión normal. Como ejemplo práctico de lo que hay que hacer al respecto, se comentará cómo se diseñó un decodificador experimental para el Sky Channel, a partir del análisis de la señal codificada, con ayuda de un osciloscopio, y cómo se realizó un sencillo circuito que elimina casi totalmente los efectos del procedimiento de codificación. Debemos resaltar que el análisis de la señal del Sky Channel se refiere a

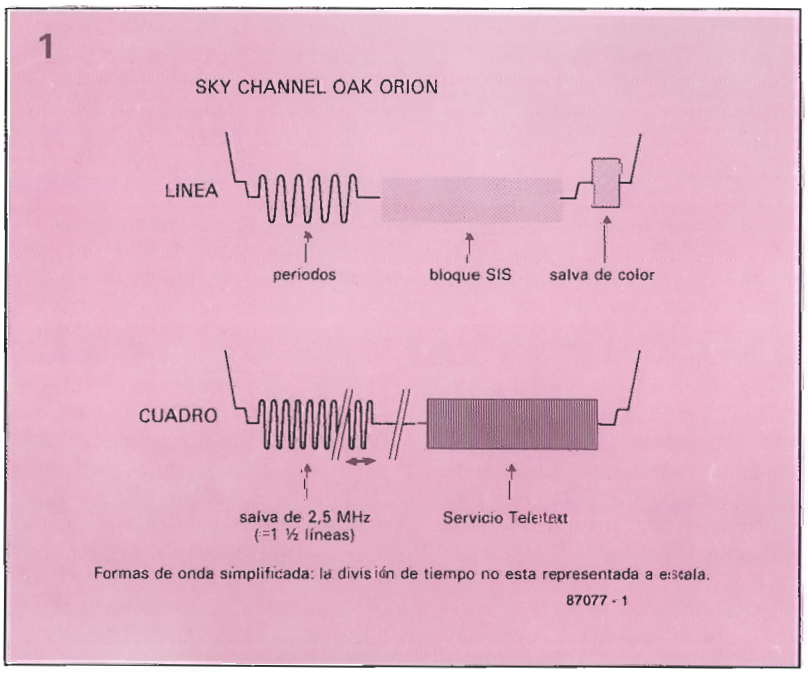
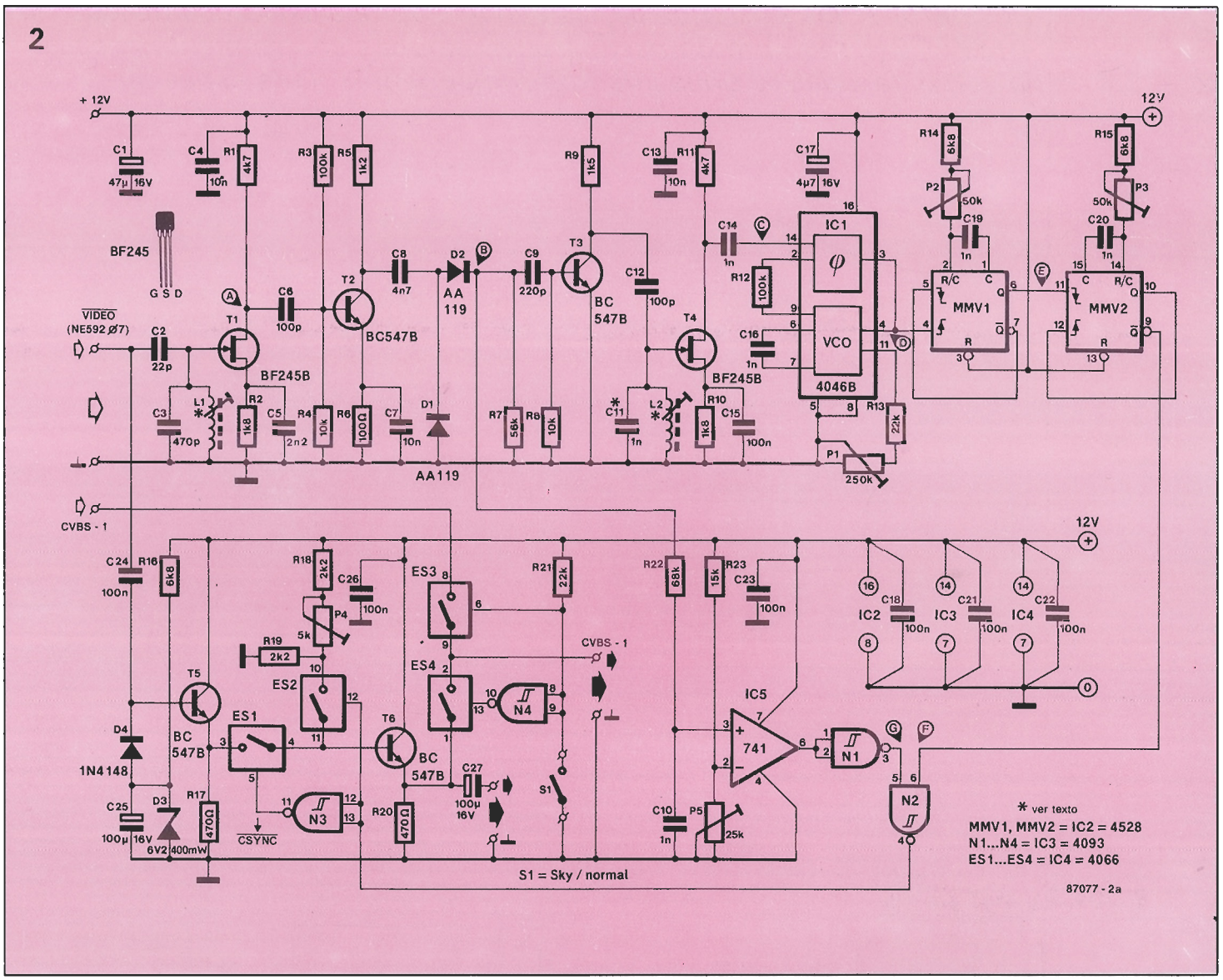


Figura 1. Características esenciales del método de codificación OAK-ORION de la imagen.



la que emite el ECS-1, a través del transponder GWH. Esta señal no es necesariamente la misma que se encuentra disponible en un sistema de televisión por cable, ya que en esta última pueden aparecer superpuestas otras señales originadas en la estación receptora (equipo de tierra) antes de la transmisión al cable.

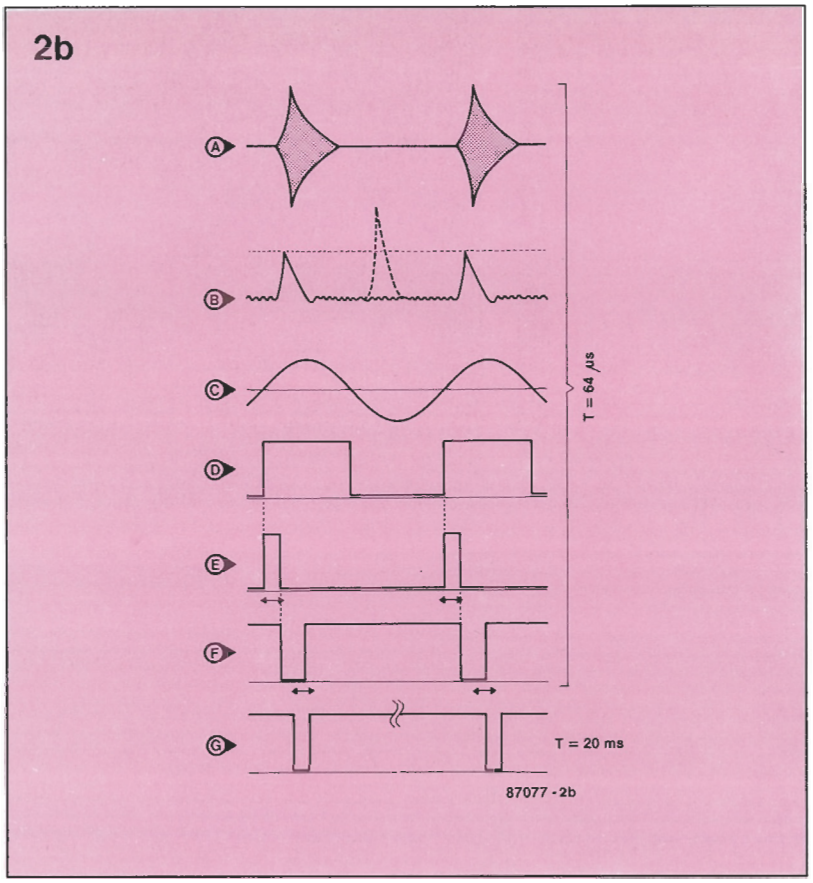
Análisis del Sky Channel

Los constructores de la unidad interior de TV vía satélite de Elektor habrán podido comprobar que la señal del Sky Channel se ve en el televisor con una gran dificultad. En muchos casos, la pantalla muestra unas áreas en blanco y negro, y el televisor no consigue sincronizar. En ocasiones, se consigue captar en color, luego pasa a blanco y negro y así sucesivamente de forma aleatoria. Lo único que se puede sacar en claro es que la imagen está invertida y que el canal principal de sonido se ha dejado, afortunadamente, sin codificar.

Inicialmente, la unidad interior se sintonizó para conseguir la mayor deflexión posible del medidor de campo, y entonces se conectó un osciloscopio para observar la señal en la salida CVBS. Las conclusiones esenciales de las medidas obtenidas se muestran en la figura 1. Como cabía esperar de la casi imposibilidad del televisor para sincronizar la imagen, los intervalos de línea y cuadro de la señal presentan un peculiar contenido. No existe un impulso adecuado de sincronismo durante el retrazado (blanking) de línea, apareciendo en su lugar una salva de 6 períodos a 2.5 MHz (0,4 μs), seguida por un bloque SIS («Sound In Sync», sonido en el sincronismo). En algunas televisiones, esta señal es visible en la parte derecha de la pantalla como un conjunto de 6 líneas blancas verticales, seguidas por una barra adyacente que se asemeja al ruido producido por una señal de AM. Volviendo a la representación superior de la figura 1, se aprecia que la salva de color (burst) se ha dejado sin codificar, y de acuerdo a las normas de estándar PAL. En el retrazado de cuadro existe un bloque mayor de salva de 2.5 MHz, seguido por las líneas usuales de VIT, y el servicio Teletexto. Debemos recalcar que la ilustración de la figura 1 ha sido simplificada para mayor claridad. Por ejemplo, no se muestra la longitud variable de la salva de sincronismo de cuadro y el efecto del entrelazado en el período de retrazado de línea. Hay muchos otros detalles secundarios en la composición de la señal OAK-ORION, pero su descripción en profundidad va más allá del propósito de este artículo. Las anteriores observaciones definen los

Figura 2. Esquema del decodificador experimental del Sky Channel para la unidad interior de TV vía satélite de Elektor.

Figura 2b. Formas de onda en el circuito del decodificador experimental.



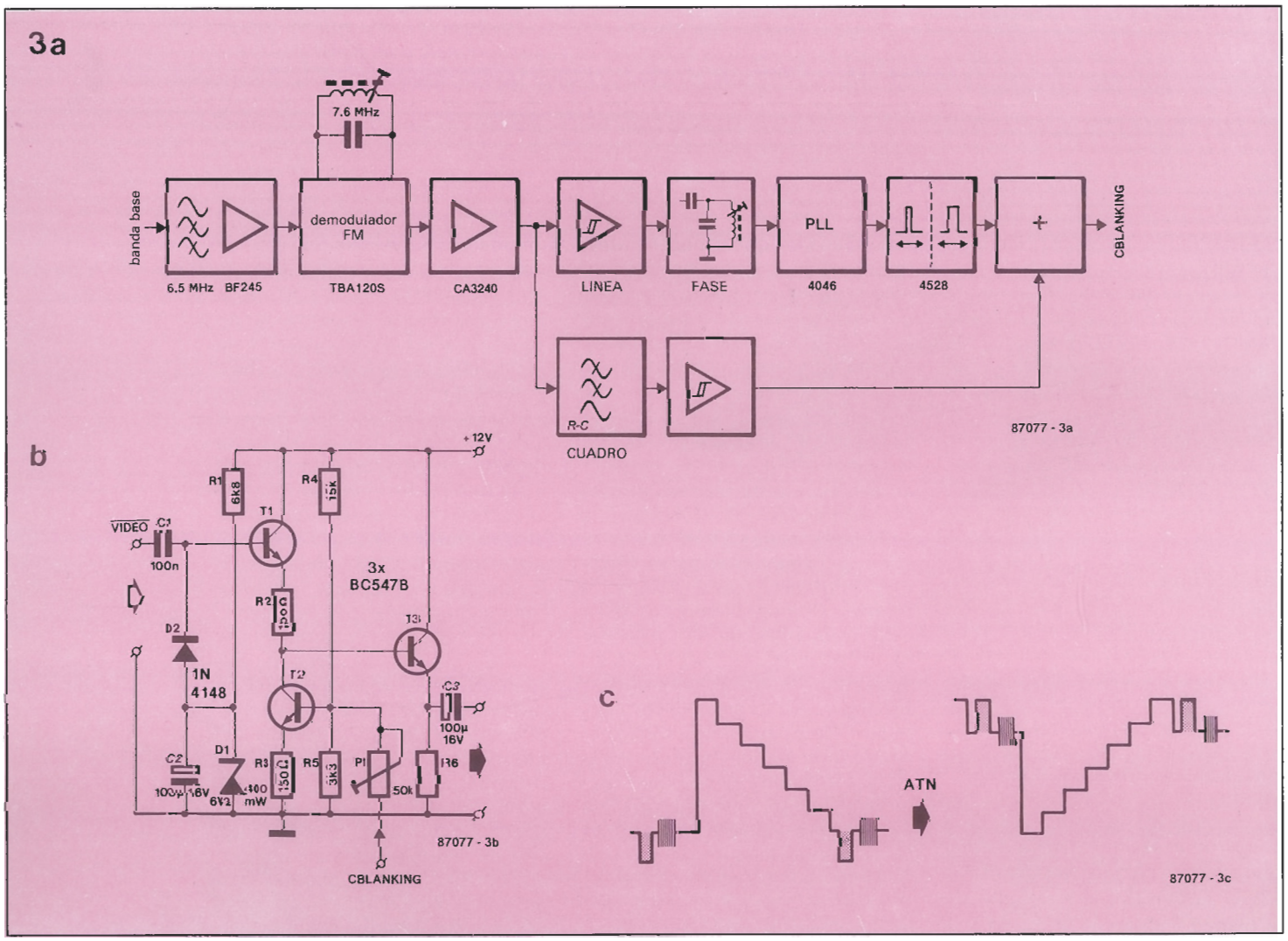
parámetros del diseño del decodificador como sigue: la salva de 2.5 MHz debe ser detectada y empleada para controlar el circuito que conviene para la generación de los períodos de retrazado de línea y cuadro del estándar PAL, completado con pulsos de sincronismo estables.

Circuito práctico

El propuesto decodificador experimental está realizado a base de componentes normales únicamente, tal como se aprecia observando el esquema de la figura 2.

La señal de vídeo compuesto invertida (señalada como VIDEO*) del Sky Channel se toma del amplificador diferencia NE592 situado en la placa de visión/sonido de la unidad interior de TV vía satélite. La componente de 2.5 MHz se extrae de esta señal con ayuda de un circuito sintonizado, L1-C3, y es posteriormente amplificada por el FET T1, cuya alta impedancia de puerta asegura un elevado factor Q del filtro, y por tanto la

Figura 3. Diagrama de bloques para un decodificador para el canal ATN Filmnet.



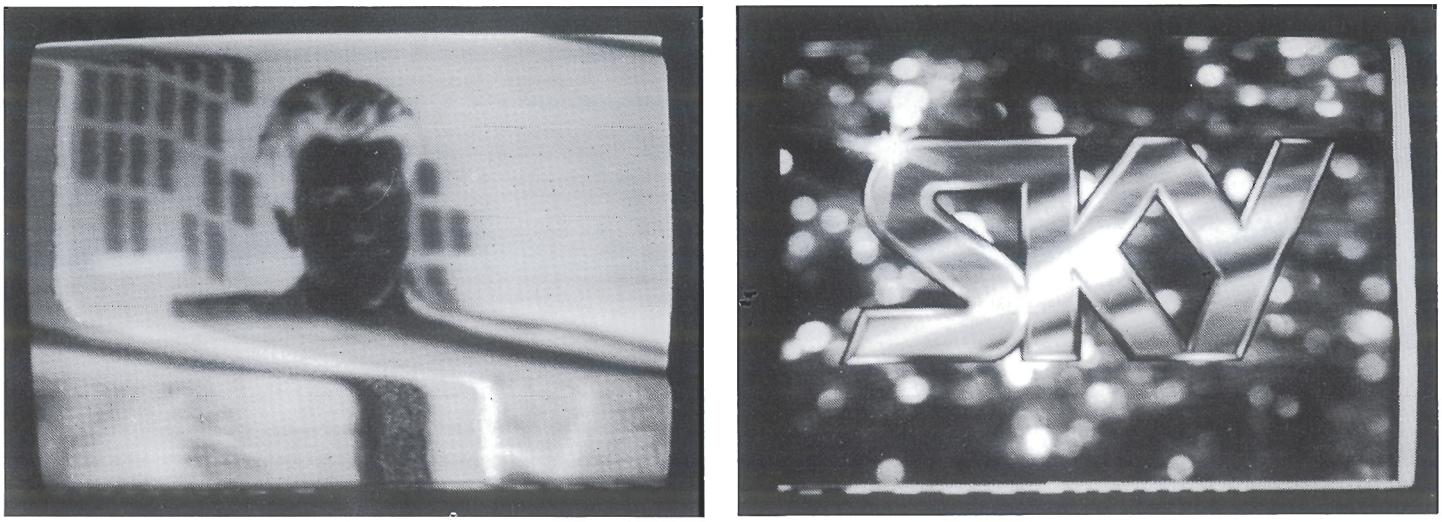


Foto 1. La imagen recibida del Sky Channel antes (a la izquierda) y después (derecha) de la decodificación con el circuito descrito.

selectividad del mismo. La señal, todavía relativamente débil, se amplifica a continuación con T2, siendo filtrada después por D1-D2 y la capacidad parásita de la base de T3 y su red RC de entrada. Observando el diagrama de las formas de onda en la figura 2b, se ve que el pulso resultante de la rectificación, B, representa los impulsos de línea y cuadro, todavía sin elaborar. Los impulsos de cuadro se obtienen fácilmente integrando los impulsos de línea en un filtro paso-bajo, R22-C10, y conformándolos con un comparador, IC5, para asegurar que tanto el ruido como los eventuales pulsos espúreos de baja frecuencia son adecuadamente suprimidos. La puerta Schmitt-trigger, N1, invierte los pulsos de cuadro, y los lleva al combinador de sincronismo N2.

La generación de impulsos de línea adecuados, a partir de los 6 ciclos de la salva de 2.5 MHz, requiere un circuito más elaborado que el de los impulsos de cuadro. Los pulsos negativos en el colector de T3 se acoplan capacitivamente al circuito sintonizado de control de fase, L2-C11, que está diseñado para una resonancia a 15.625 Hz exactamente. Dado que las bobinas necesarias para esta frecuencia son muy voluminosas para ser realizadas con núcleos de pot-core, y a la elevada longitud de hilo esmaltado necesario, se ha considerado conveniente el empleo de una combinación LC recuperada del oscilador de línea de un televisor en desuso. La señal de frecuencia de línea en el drenador de T4 es una onda claramente senoidal con la suficiente amplitud para excitar el bucle de acoplo de fase (PLL) IC1, cuya frecuencia central está determinada por C16 y R13-P1. El PLL actúa como un volante de inercia, estabilizando la frecuencia y fase de los impulsos de sincronismo de línea. Su señal de salida de 15.625 Hz en las patillas 3 y 4 es una onda cuadrada, con un factor de trabajo del 50%. La posición y el ancho de los pulsos de sincronismo de línea se ajustan con P2 y P3 respectivamente. El monoestable MMV1 se dispara en el flanco ascendente de la señal de entrada, y proporciona un retardo fijado mediante P2-C19; su salida Q dispara a su vez al monoestable MMV2. Como MMV2 está conectado para dispararse en los flancos descendentes de la salida de MMV1, el potenciómetro P3 puede ser ajustado para proporcionar la duración correcta del impulso de sincronismo. Observe que ambos multivibradores monoestables, contenidos en un 4528, están dispuestos en modo no redisparable. La puerta NAND, N2, combina las señales de sincronismo de línea y de cuadro en una señal de sincronismo compuesto, CSYNC, mientras que el inversor N3 suministra la señal /CSYNC.

Como ya se ha mencionado anteriormente, el Sky Channel transmite la señal de vídeo invertida. Esto se remedia fácilmente tomando la salida /VIDEO del NE592, como se observa en el esquema. El circuito alrededor de T5 y D3 es un buffer de recorte y antidispersión, cuyo funcionamiento se describió en la explicación de la unidad interior de TV vía satélite. Como se puede comprender fácilmente, los impulsos de sincronismo obtenidos en el decodificador deben reemplazar a la señal codificada mostrada en la figura 1. Esto se realiza con ayuda de dos conmutadores, controlados en oposición (esto es cuando uno trabaja el otro está desactivado, y viceversa) y la red de polarización R18-P4-R19. Cuando, por ejemplo, la señal /CSYNC es inactiva, la salida de N3 queda a estado lógico alto, ES1 se cierra y ES2, consecuentemente, se abre, de forma que la señal de vídeo de T5 pasa al transistor en emisor común, T6, cuya salida llega a C27 y ES4. Mientras /CSYNC es activa, ES1 está abierto y ES2 cerrado, de forma que la base de T6 se polariza con la tensión presente en la unión de P4-R19. El ajustable P4, por tanto, determina el nivel inferior de la tensión del pulso de sincronismo. Observe que los niveles de retrazado (blanking) de la señal permanecen inalterados; el pulso de sincronismo decodificado simplemente sustituye a la salva de 25 MHz y a cierta porción del bloque SIS. Se ha previsto que el programa decodificado del Sky Channel se pueda llevar directamente al modulador contenido en la unidad interior de TV vía satélite. Esto se realiza con ayuda de ES3, ES4, el inversor N4 y el interruptor S1. La función de este circuito es tan simple que no merece mayores comentarios.

Construcción y puesta a punto

Los constructores experimentados no tendrán ninguna dificultad en realizar el circuito propuesto en una placa de prototipo. Las conexiones /VIDEO y CVBS1-1 desde y hacia el decodificador se realizarán, preferentemente, con cable coaxial de 50-75 Ω, y los diversos condensadores de desacoplo, distribuidos por el esquema, no deben ser omitidos si se desea



que el circuito funcione óptimamente. No se arriesgue empleando una bobina ya construida y un condensador trimmer para el circuito sintonizado de 2.5 MHz, ya que este debe tener el mayor factor Q posible para evitar un funcionamiento erróneo del circuito debido a la detección de la salva de color y/o otros componentes de alta frecuencia en la señal de vídeo compuesto. Si dispone de un puente de Wheatstone o un medidor de bobinas (GDO) no debe resultar difícil realizar una combinación LC que proporcione una buena resonancia a 2.5 MHz. Para el prototipo del decodificador se bobinaron 50 espiras de hilo esmaltado SWG30 en dos capas sobre un soporte tipo Neosid 10K1.

Antes de colocar el circuito sintonizado para la frecuencia de línea, asegúrese totalmente de que está sintonizado a 15.625 Hz. Incluso si emplea una red LC extraída de un televisor, resulta necesario encontrar su frecuencia óptima de resonancia, mediante un generador de funciones y un osciloscopio. La experiencia ha demostrado que muchos conjuntos de oscilador de línea tienen una inductancia tan elevada que necesitan un condensador para obtener un margen limitado de resonancia a la frecuencia de línea. No se preocupe, cuando este sea el caso; un condensador de 1 K o de 1K2, de baja tolerancia, pueden producir la resonancia con el núcleo de L2 situado a mitad de recorrido. En estos casos, el valor exacto del condensador se hallará mediante prueba y medida, conectando un pequeño condensador en paralelo con el de 1 KpF. La frecuencia de resonancia del conjunto LC sólo puede ser lograda si la señal del generador se aplica a través de un pequeño (unos 47 pF) condensador, y con la punta del osciloscopio en posición de atenuación 1:10.

Para el ajuste completo del montaje resulta, casi, imprescindible un osciloscopio. Los diagramas de las formas de onda mostradas en la figura 2b ayudarán a la localización de errores de construcción y/o desajustes del circuito. Inicialmente todos los ajustes se situarán a mitad de recorrido. Comience por buscar el pico máximo de L1 a 2.5 MHz. Esto se realiza fácilmente ajustando el núcleo para que proporcione el máximo pico posible de la salva que aparece en la figura 2b punto A. Reduzca cuidadosamente la amplitud de la señal /VIDEO (P1 en la unidad interior) si permanecen visibles señales espúreas en A a pesar de que el factor Q del filtro L1-C3 sea suficientemente alto. Ajuste P5 de forma que en la salida de IC5 se obtengan únicamente pulsos de sincronismo de cuadro (sincronismo vertical). En muchos casos, se alcanza un ajuste satisfactorio cuando la tensión de la patilla 2 es alrededor de la mitad del pico de tensión existente en el punto B. Tras un correcto ajuste, en la salida N1 deben aparecer unos impulsos de sincronismo de cuadro totalmente limpios.

Sintonice L2 para que resuene, esto es, entregue la máxima amplitud de la onda senoidal de salida en el punto C. Conecte un voltímetro de alta impedancia en la patilla 9 de IC1 que será desacoplada provisionalmente con un condensador de 1 KpF a masa. Ajuste P1 hasta que esta patilla tenga la mitad de la tensión de alimentación.

Observe el flanco negativo de la señal en el punto F para ver cómo P3 puede ser empleado para ajustar el ancho del pulso. Es el momento de comprobar la salida de vídeo compuesto, y comprobar que el pulso de sincronismo de línea generado ocurre en el mismo instante en que comienza el período de retrazado (blanking). Retoque el ajuste de P2 (posición de sincronismo) y P3 (anchura del pulso de sincronismo) hasta que la televisión suministre una imagen sincronizada. El procedimiento de ajuste concluye con calibrado de control de fase, L2, que permite desplazar la imagen horizontalmente hasta que el bloque SIS ya no sea visible en la parte derecha de la pantalla.

Debemos recalcar que el decodificador propuesto para Sky Channel es un diseño experimental pensado para los aficionados electrónicos que están dispuestos a examinar la operación de los diferentes bloques con mayor detalle, con la idea de encontrar variantes más sofisticadas para una decodificación más perfecta de la señal OAK-ORION.

Como resulta obvio del análisis del circuito, este no puede proporcionar una imagen estable en ausencia de una señal suficientemente fuerte del satélite; el funcionamiento del PLL mejora obviamente cuando se aumenta la relación S/N obtenida desde la unidad exterior.

La ligera inestabilidad de la imagen obtenida con este decodificador se debe probablemente al cambio de fase del pulso del sincronismo de línea tras las primeras 312.5 líneas en la imagen entrelazada. El PLL pierde brevemente el ajuste de fase y su VCO oscila libremente, lo que puede provocar una ligera inestabilidad del sincronismo de línea. Contrarrestar este efecto requiere el empleo de un procesador externo de pulsos de TV, como, por ejemplo, el S178 de Siemens.

El canal ATN Filmnet

ATN Filmnet es un canal de pago que emite desde el transponder 9VW del ECS-1. Desde hace aproximadamente año y me-

dio, esta estación transmite en forma codificada; ATN Filmnet presenta el interés de transmitir películas en inglés, subtituladas frecuentemente en holandés. Los abonados a este canal tienen la opción de tres niveles de programa, cada uno con su tarifa correspondiente. Los decodificadores de este canal están «telecontrolados», esto es, son activados o desactivados de acuerdo con el particular nivel del abonado. Esto se realiza mediante una señal digital contenida en la parte superior del espectro de frecuencias del transponder. A diferencia del Sky Channel, el ATN Filmnet contiene los pulsos correctos de sincronismo, que tienen lugar en el instante del período de retrazado. La señal está codificada, sin embargo, ya que tanto la parte de vídeo como los impulsos de sincronismo están invertidos (ver la ilustración de la figura 3c). Con este método, la televisión es incapaz de distinguir los períodos apropiados de retrazado. El sonido del ATN, a unos 6.5 MHz en la banda base, se ha dejado sin codificar. Debido a que el nivel de retrazado es el mismo que el de algunas partes de la señal de vídeo, resulta imposible realizar un decodificador que trabaje simplemente con la detección de los niveles.

La solución para el misterioso decodificador del ATN Filmnet está en la versatilidad de la unidad interior de Elektor, que permite una recepción de sonido con sintonía continua. Además de la portadora principal de sonido, la señal comprimida de estéreo, y los datos de control de los abonados, el ATN también transmite la señal de sincronismo compuesto en una frecuencia de unos 7.6 MHz. Esta señal es claramente audible como un fuerte traqueteo cuando el receptor de sonido se sintoniza a esta frecuencia. La figura 3a muestra el diagrama de bloques del decodificador propuesto para el canal ATN, a base de bloques ya comentados en este artículo y en los de la unidad interior de Elektor. La banda pasante de la señal de entrada debe limitarse a unos 100 KHz más o menos, así como asegurarse de que el condensador de de-énfasis del TBA120S (demodulador FM) tiene un valor relativamente pequeño para permitir la supresión de los pulsos de sincronismo de línea. Como el desplazamiento del nivel de retrazado es, probablemente, el punto crucial en el experimento, esta sección del circuito se detalla en la figura 3b. Durante los períodos de CBLANKING, T2 actúa como una fuente de corriente en la línea del emisor de T2, y por tanto reduce la tensión de base de T3 durante este período. Este sencillo circuito permite una imagen con una considerable calidad, sobre todo teniendo en cuenta la sencillez del circuito propuesto.

Como los decodificadores para el Sky Channel y el ATN Filmnet tienen ciertas secciones comunes, la construcción de un decodificador para los dos sistemas es relativamente sencilla. Simplemente hay que emplear y combinar los circuitos previamente comentados: el demodulador de FM para el decodificador del ATN, por ejemplo, puede ser una copia del empleado en la placa de visión/sonido de la unidad interior (cambiando el detector de cuadratura de 10.7 MHz por otro de 7.6 MHz, L17, y utilizando un condensador de 2K2 para C67).

Codificación digital

Los dos sistemas comentados previamente trabajan sobre la base de la sustitución del sincronismo y/o los pulsos de retrazado por señales o niveles que trastocan e impiden el correcto funcionamiento de los circuitos de separación de sincronismos del televisor, y, por tanto, hacen imposible obtener una imagen estable en ausencia del decodificador. Estos métodos de codificación se denominan generalmente como analógicos, y no se pueden hacer excesivamente complejos en función de la limitación en la banda pasante disponible en el canal correspondiente. La codificación digital ofrece un nivel de seguridad mucho más alto para las emisiones vía satélite, pero los sistemas adecuados resultan más complejos y caros. Algunos programas en Norteamérica (en la banda de 4 GHz) transmiten una señal tan compleja que resulta virtualmente imposible descubrir el algoritmo que determina el orden en que son transmitidas las líneas de televisión; en otros sistemas no se puede ver la imagen en color, ya que la salva de 3.58 MHz (sistema NTSC) es desplazada de una manera peculiar. Pero la tarea más ardua, incluso para los más hábiles «piratas» de emisiones vía satélites, está por llegar. El sistema MAC (Multiplexed Analogue Components, componentes analógicos multiplexados) que será empleado en los futuros servicios de DBS (Direct Broadcast System, sistema de televisión directa) está previsto para un sistema altamente seguro (totalmente digital) de codificación de la imagen que resulta mucho más complejo de decodificar que cualquier otro sistema actualmente existente en los satélites europeos o americanos.

En la señal D2-MAC, la secuencia de cifra se realiza mediante un generador de secuencia binaria seudo-aleatoria (PRBS, Pseudo Random Binary Secuence), que trabaja a una velocidad de reloj de 10.125 MHz. Un bloque de 61,677 bits se codifica por la suma, en módulo 2, de la secuencia PRBS. El generador PRBS se inicializa cada 625 líneas, de forma que el primer bit de la secuencia se añade al bit 7 de línea 1. El último bit codificado es el número 105 de la línea 623 del mismo cuadro.

Esto no quiere decir que la introducción del D2-MAC signifique el fin de la recepción privada de programas emitidos por satélite, ya que esta implicación está en contradicción con el deseo de las emisoras de alcanzar el mayor número posible de audiencia con las mejores técnicas disponibles para una recepción de alta calidad. Los primeros servicios de TV vía satélite que emplearán el nuevo estándar D2-MAC son, previsiblemente, los proyectos francés y alemán; las emisiones de estos nuevos canales no estarán codificadas, muy probablemente, ya que esto impediría beneficiarse a los propietarios individuales de sistemas de recepción de la disponibilidad de interesantes programas.

En un próximo número de nuestra revista trataremos diversos aspectos técnicos y de funcionamiento del estándar de vídeo MAC. ◀

Bibliografía:

«Unidad interior de TV vía satélite», *Elektor,* núms. 82, marzo 1988; 83, abril 1988; 84, mayo 1988.

Cualquier EPROM puede ser simulada por una RAM con doble acceso: uno para lectura, otro para escritura. El circuito presentado en este artículo se intercala entre un ordenador central y el sistema bajo prueba, cuyo software residente en EPROM necesita una edición rápida y eficiente, esto es, sin necesidad de usar una lámpara ultravioleta y un programador de EPROMs para verificar el efecto de cualquier modificación, por muy pequeña que ésta sea.

EMULADOR UNIVERSAL DE EPROM

Un emulador de EPROMs puede suponer un sistema de ahorrar mucho tiempo para los programadores que se dedican a escribir o depurar software residente en EPROM. Prácticamente cualquier operador de ordenador sabe que el equivocarse en tan sólo un bit de la programación de una EPROM requiere extraer el dispositivo del zócalo, borrarlo completamente con luz ultravioleta y reprogramarlo por completo. Esto conlleva una enorme cantidad de tiempo, que además puede acabar en que alguna de las patillas de la EPROM se partan. El emulador de EPROM presentado aquí permite modificar el contenido de la EPROM mientras está siendo usado en el sistema bajo prueba. Es necesario un ordenador aparte que realice las tareas de edición y llenado del contenido, y además para volcar el contenido en el sistema bajo prueba hasta que su funcionamiento sea del todo satisfactorio.

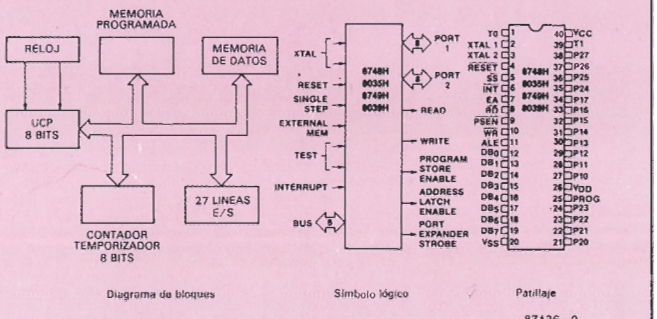
Familia de microcontroladores de Intel 8748H, 8035H, 8749H y 8039H
Características técnicas del emulador de EPROM universal:

- Emula las EPROMs tipo 2708, 2716, 2732, 2764, 27128 y 27256.
- Conexión directa al sistema a depurar mediante un cabezal insertado en el zócalo de la EPROM.
- Interface serie y parlelo (RS232 y Centronics) para volcar los datos de la EPROM desde un ordenador.
- Formato de datos del puerto serie: 1 bit de inicio, 8 bits de datos, 1 o más bits de parada, 4 velocidades de transferencia seleccionables mediante microinterruptores: 1.200, 2.400, 4.800 y 9.600 baudios.
- Soporta 3 formatos de transferencia de ficheros con «checksum»:
  — Intel
  — Tektronix
  — Motorola
  Transferencia binaria sin «checksum».
- Indicación visual de las líneas DATA y READY (transferencia finalizada).
- Señal audible para aviso de errores.
- Sistema rápido, económico y de fácil uso.

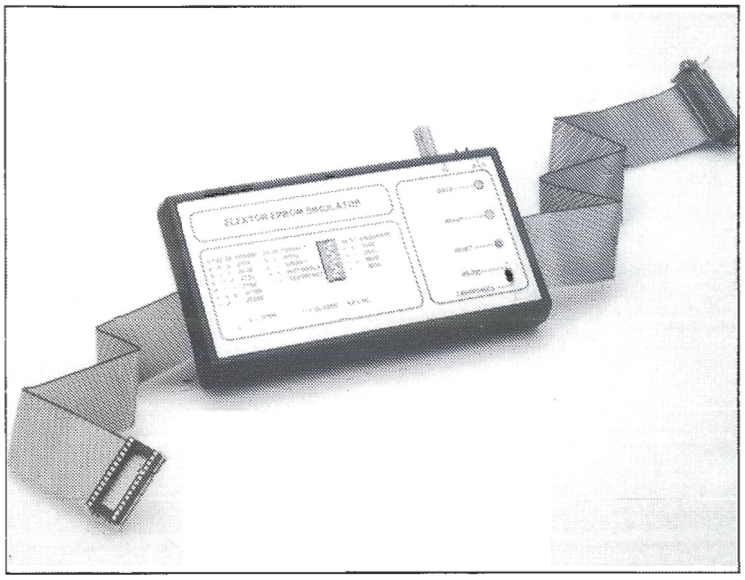
RAM para EPROM

Un emulador de EPROM es, esencialmente, un bloque autónomo de memoria RAM que puede ser accedido por dos lados simultáneamente. Para el host, es decir, el ordenador exterior cuya misión es la de editar y volcar el programa, la RAM debe aparecer como un bloque de lectura y escritura. El sistema bajo prueba, en cambio, sólo debe tener permiso de lectura. El emulador de EPROM supone, por lo tanto, un bloque de memoria RAM cuya línea de escritura está bloqueada para simular, así, el funcionamiento de una ROM, insertada en el lugar de la EPROM cuyo contenido requiere corrección o modificación. La EPROM emulada de esta forma contiene uno o varios programas o bloques de datos (tablas de doble entrada y demás) que son esenciales para el funcionamiento del sistema bajo prueba. La escritura y/o la corrección del contenido de la EPROM se hace mediante el ordenador exterior, que controla el emulador por

Dispositivo	Memoria interna	
8039H	ninguna	128 x 8 RAM
8035H	ninguna	64 x 8 RAM
8749H	2K x 8 EPROM	128 x 8 RAM
8748H	1K x 8 EPROM	64 x 8 RAM



87136 - 0



medio de un puerto serie estándar RS-232 o paralelo tipo CENTRONICS. El sistema bajo prueba puede ser cualquiera con un microprocesador con estructura de 8 bits o incluso otro ordenador. Incluso es posible que el host y el ordenador en fase de desarrollo sean el mismo, que puede estar modificando parte de programas contenidos en EPROM o ROM a través de su puerto paralelo o serie. Pueden configurarse dos emuladores en paralelo para poder trabajar en sistemas con estructura de 16 bits. En este último caso, si el ordenador de edición sólo dispone de un puerto serie o paralelo puede conectarse el emulador de forma que edite, rellene o vuelque el byte más significativo o el menos significativo.

Acceso desde dos lados

El funcionamiento básico del emulador de EPROM está mostrado de forma esquemática en la figura 1. La EPROM, cuyo contenido requiere modificaciones, se extrae de su zócalo y en su lugar se inserta, con cable plano, el conector de salida del emulador, previsto para esto, y que lleva las líneas de datos, direcciones y de control, disponibles en el sistema en fase de desarrollo, al emulador. En éste, las líneas de direcciones van conectadas a un buffer que está controlado exclusivamente por el emulador, mientras que las líneas de datos están conectadas a otro buffer cuyo control lo lleva a cabo exclusivamente el sistema bajo prueba. El otro lado de los buffers está conectado a una memoria RAM de 32 Kb, en la cual la CPU del emulador (una del tipo 8748H en este caso) escribe las palabras de datos recibidas del ordenador central. Para que no existan confusiones es particularmente necesario separar claramente las funciones y campos de actuación del sistema bajo prueba, el emulador de EPROMs y el ordenador central. Cuando la CPU del emulador ha recibido un bloque completo de datos, ésta se encarga de activar el buffer de direcciones, existente entre los 32 Kb de RAM y el sistema bajo prueba, a la vez que desconecta sus propios buses de datos y direcciones de la memoria RAM. Además, desactiva la línea de pemiso de escritura (WE*) de la RAM, mientras que la línea de selección de integrado (CE*) la mantiene activa. A partir de este momento, la parte relevante de los 32 Kb de la memoria RAM actúa como un bloque de sólo lectura del sistema bajo prueba, el cual puede tomar el control del contenido de la «EPROM» mediante las líneas OE* (output enable) y CE* (chip select) a través del cable plano de 28 líneas.

Control del sistema: el 8748H

Resumiendo bevemente lo expuesto hasta el momento, puede considerarse al emulador de EPROM como una EPROM semiinteligente, la cual, aparte de sus buses de datos y de direcciones posee un puerto serie o paralelo para su programación sencilla y rápida desde fuera.

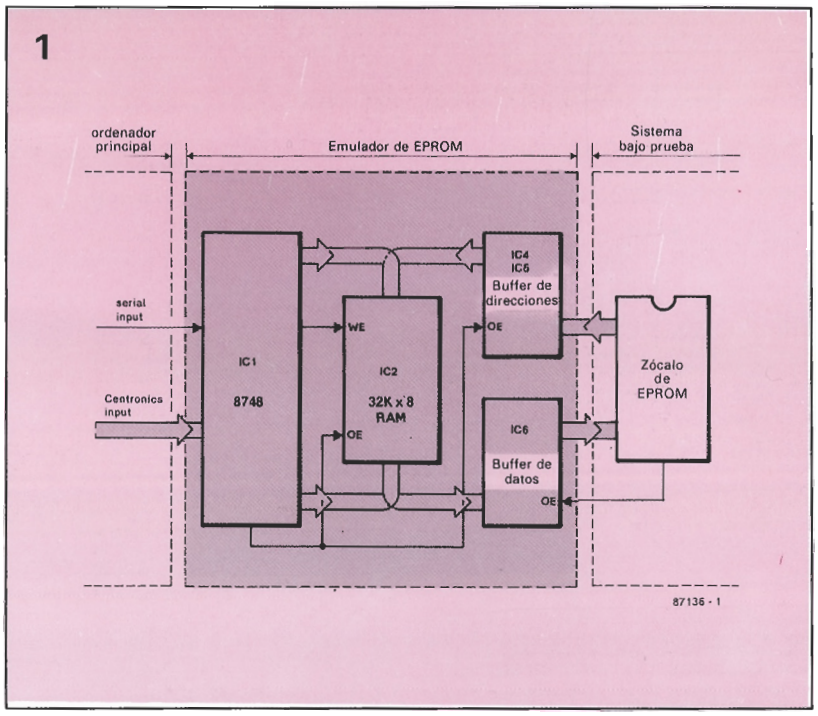
El esquema eléctrico de la herramienta de programación aparece en la figura 2. El corazón del

Introducción al microcontrolador 8748H

Debido a su naturaleza especializada, el microcontrolador 8748H de Intel no ha sido objeto de ningún artículo en Elektor, hasta el mes pasado, a pesar de existir en el mercado ya desde hace algunos años. El 8748H y la serie de microcontroladores de Intel más reciente, MCS-51, que se describen en el artículo «Micros 8051/8052» en la revista número 94 de Elektor, son bien conocidos por los profesionales que trabajan en el campo electrónico y formarán la base de una serie de artículos en revistas sucesivas de Elektor. El 8748H permite adquirir una buena experiencia introductoria en estos microcontroladores fácilmente programables. Es un microcontrolador menos complejo y menos costoso que, digamos el 8051, pero es, sin embargo, muy adecuado para un gran número de aplicaciones sencillas, tales como el emulador de EPROMs descrito aquí.

El 8748H es la versión con EPROM del 8048 (con ROM programable por máscara, es decir, en el momento de su fabricación), que ha encontrado un gran número de aplicaciones en teclados de ordenadores y sistemas de control industrial. Ni el 8748H ni la nueva serie MCS51 puede programarse con un grabador de EPROM normal, pero puede comprarse ya programado a través de Elektor o sus distribuidores. Estos dispositivos marcan, por tanto, el final de las publicaciones de los listados en código hexadecimal, listados fuentes y cualquier otro tipo de información referente al programa de control.

Figura 1. Diagrama de bloques funcionamiento básico del emulador de EPROMs.



diseño es un microcontrolador del tipo 8748H (IC1). Cuando se pulsa la llave de RESET, S10, la CPU lee la posición de S9 para seleccionar entre interface serie o paralelo. El modo de transferencia de ficheros, el tipo de EPROM y la velocidad en baudios del puerto serie se lee a continuación de los microinterruptores tipo DIL S1-S8 según la tabla 1. El puerto paralelo, del tipo compatible CENTRONICS, está provisto de 8 líneas de datos y las correspondientes líneas de strobe: STRB* y de control: ACK* y BUSY para interfaces que actúan por el flanco de bajada o de subida, respectivamente. Las líneas de salida no utilizadas: PE (no hay papel), INPUT PRIME RET* y FAULT* se mantienen en el nivel lógico inactivo de forma que prácticamente cualquier ordenador pueda comunicarse con el simulador de EPROM como si se tratase de una impresora estándar. Debe observarse que K1 es un conector de 36 líneas soldado directamente a la placa de circuito impreso que permite realizar la conexión directamente a un puerto CENTRONICS a través de un cable plano, con el cual se obtiene de forma directa el patillaje correcto del puerto paralelo. Esta es la razón de que la distribución de patillas del conector montado sobre la placa de circuito impreso no sea idéntico al del puerto CENTRONICS.

Como el procesador no es lo suficientemente rápido para leer los datos que memoriza el dato mediante el pulso STRB*, mientras que los biestables contenidos en IC8 generan la señal de ACK* cuando la salida de P1.7 de la CPU se pone a estado alto, señalando que está lista para recibir un nuevo dato. La presencia de un nuevo dato en el latch IC7 se le indica al procesador mediante el flanco de baja de la señal invertida BUSY, que está conectada a la entrada INT*. Además, esta señal activa el LED D2, con lo cual el usuario puede verificar la recepción de datos por el puerto serie o el paralelo. La entrada T0 de la CPU está llevada a masa mediante S9b, cuando se selecciona el modo paralelo. En el modo de transmisión serie, T1 y D1 se encargan de convertir los niveles RS232 de la línea R×D en pulsos de 5 V para actuar sobre la entrada INT de la CPU. Debe recordarse que al no utilizarse protocolo de comunicación alguno en la entrada serie es necesario puentear entre sí algunas de las líneas del conector de salida del ordenador, para configurar una entrada «modem nulo» («zero modem»). Las líneas de protocolo se han omitido para hacer la conexión serie lo más sencilla posible sin mermar la velocidad de transferencia, que puede llegar hasta 9.600 baudios.

El procesador activa el buffer BZ1 mediante la salida P1.1, a través del MOSFET T2, cuando ocurre algún error. El led «READY» (dispuesto) se ilumina mediante T3, cuando el procesador activa la línea P1.2. Una sola memoria RAM de 32 Kb es lo suficientemente grande como para poderse encargar de almacenar todos los datos a programar en cualquier EPROM de la serie 27XXX sin tenerse que preocupar de la configuración de direcciones.

El circuito se ha provisto de tres buffers, IC4 e IC5 para el bus de direcciones e IC6 para el de datos, a fin de aceptar las señales de los buses del sistema bajo prueba. Las salidas de estos buffers pueden ponerse en estado de alta impedancia poniendo las entradas E1* o E2* a nivel lógico alto. IC3 tiene como misión demultiplexar los buses de datos y de direcciones, que comparte las líneas 12 a 19 inclusive del microcontrolador 8748H: mediante la señal aplicada a la patilla 11, ALE «Adress Latch Enable», validación del registro de direcciones) se obtienen las 8 líneas menos significativas del bus de direcciones.

El sistema bajo prueba sólo puede leer el contenido de la EPROM ficticia cuando IC4 e IC5 están activos mediante un nivel lógico alto en la salida P1.2 del microcontrolador. En este instante la memoria RAM puede poner sus datos en el bus de datos, ya que OE*, E1* y E2* de los buffers están en estado bajo y el demultiplexor IC3 está en estado de alta impedancia. El sistema bajo prueba puede activar IC6, con lo cual accederá a la memoria RAM llevando las líneas OE* y CE* del zócalo de EPROM a nivel lógico bajo.

La frecuencia de reloj poco usual de 9.216 MHz (X1) es necesaria para la temporización del interface serie, ya que el microcontrolador 8748H no dispone de un puerto de comunicación asíncrono basado en una ACIA. Sin embargo, se ha utilizado una línea de interrupción del procesador para leer los caracteres provenientes de la línea serie. La recepción de un dato serie comienza con una interrupción generada por el flanco de bajada del pulso del bit de inicio. Una vez que ha transcurrido la mitad del pulso de este bit, el 8748H activa un contador que introduce un retardo correspondiente al período del bit de inicio. Este período depende de la velocidad de comunicación, en baudios, seleccionada mediante S6-S7. Una vez transcurrido el retardo se vuelve a generar una interrupción cuando el contador llega a cero.

Esto ocurre cuando ha pasado la mitad del período del segundo bit. La CPU lee entonces el estado lógico de la línea R×D a través

Figura 2. Esquema eléctrico completo del emulador de EPROMs.

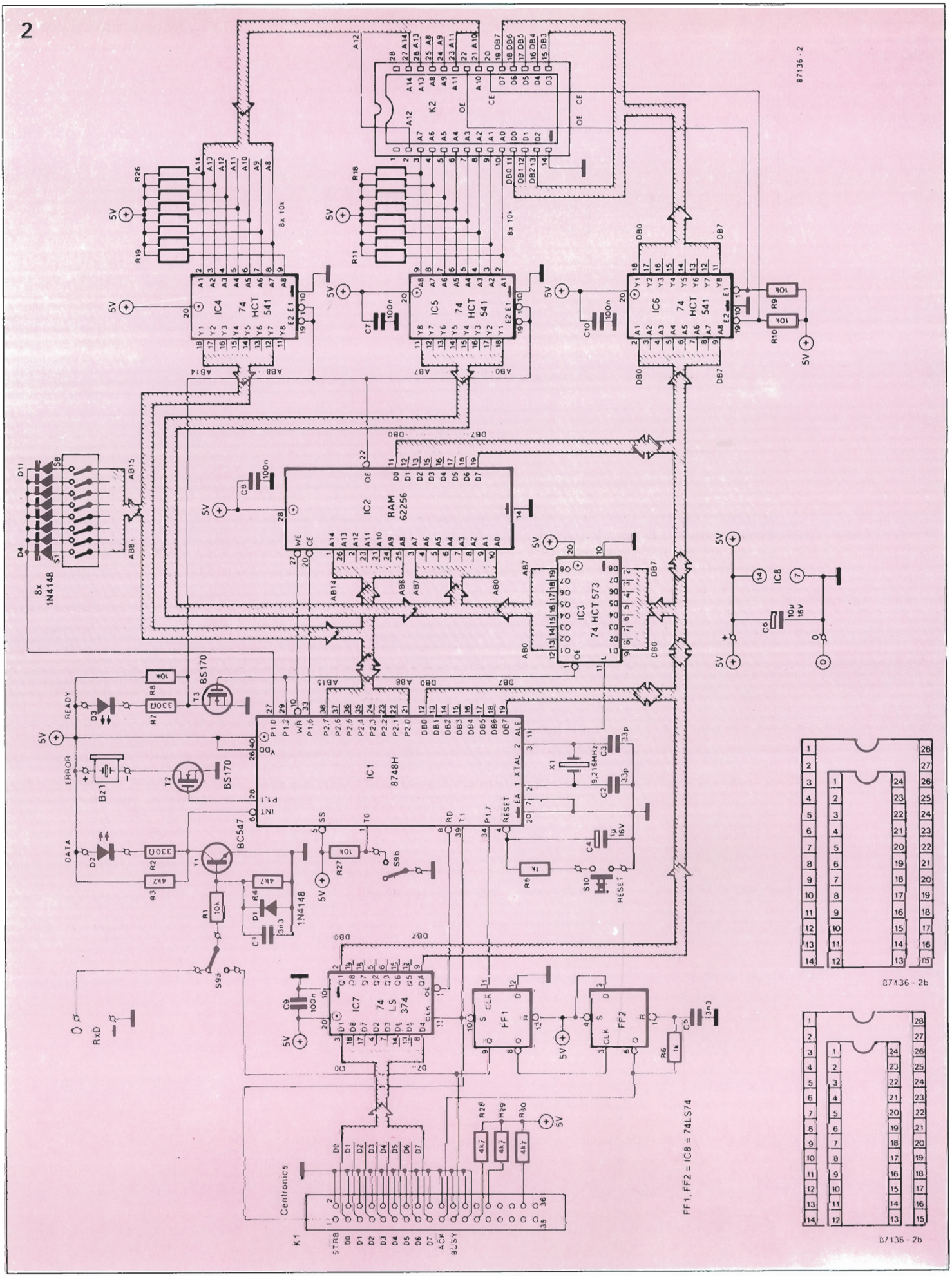

2
87136 - 2
IC1 8748H
IC2 RAM 62256
IC3 74 HCT 573
IC4 74 HCT 541
IC5 74 HCT 541
IC6 74 HCT 541
IC7 74 LS 374
IC8
K1 Centronics
FF1, FF2 = IC8 = 74LS74
87136 - 2b
87136 - 2b

Figura 3. Mapa de memoria de los distintos tipos de EPROMs que pueden emularse.

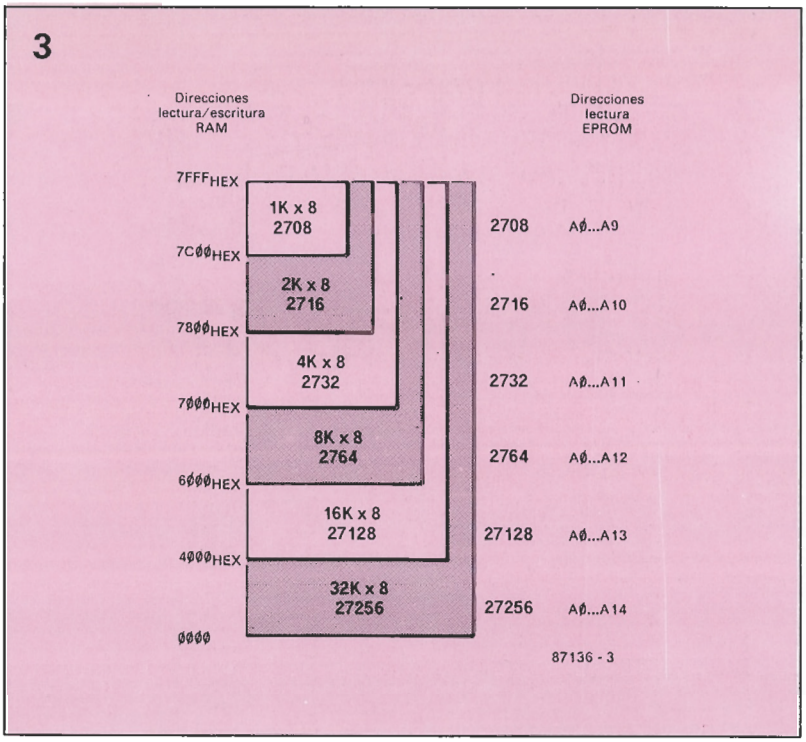


Figura 4. Ejemplo de los distintos formatos de transferencia de ficheros que soporta el emulador de EPROMs. Observe que ni el tamaño del bloque de 16 bytes ni el sistema secuencial de direccionamiento de los bloques es imperativo.

de T1 y reinicializa el contador para otro retardo de un período, asegurando, así, el suficiente tiempo para que el procesador pueda tratar la señal recibida y componerla hasta formar el valor hexadecimal resultante. Esto ocurre hasta que se ha leído el último bit del último dato. La máxima velocidad de transferencia posible es de 9.600 baudios sin necesidad de señales de handshake.

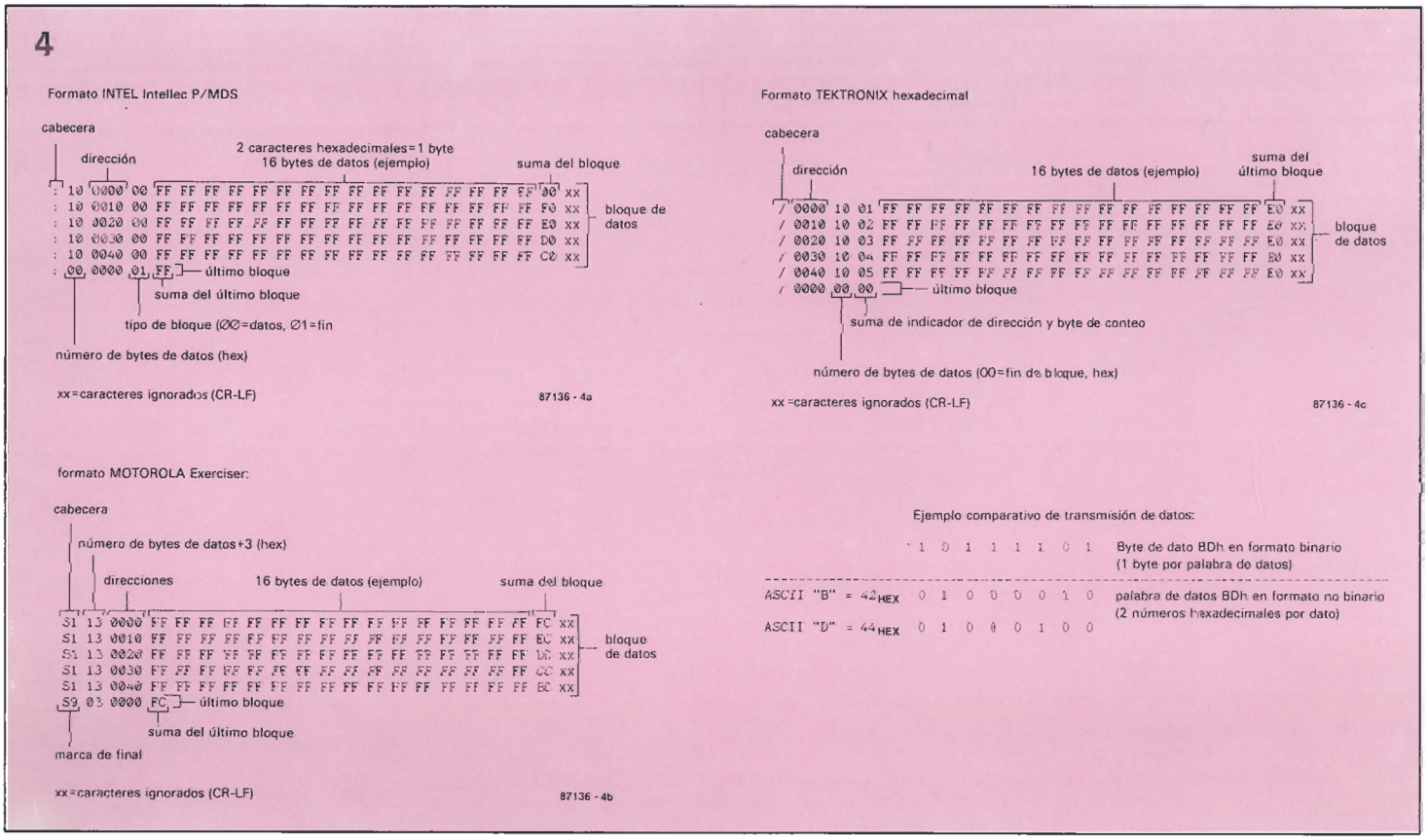
La frecuencia de reloj de la CPU se determina por el período de un bit de comunicación y por el factor de división del reloj del 8748H, que puede ser 15 ó 32.

El emulador de EPROM absorbe menos de 200 mA de la fuente de alimentación externa de 5 V. Esta tensión puede obtenerse del ordenador central o del sistema bajo prueba en la mayoría de los casos. También es posible construir una sencilla fuente de alimentación para el emulador basada en el 7805.

Direccionamiento

La figura indica que la sustitución de la memoria EPROM del sistema bajo prueba por un bloque de memoria RAM requiere una pequeña consideración de la implicación de esto en el nivel de decodificación de direcciones. Esto se explica en los cuatro puntos siguientes:

1) Si la EPROM emulada tiene una capacidad inferior a 32 Kbytes el área correspondiente de memoria RAM en el emulador está siempre localizada inmediatamente por debajo de la parte alta del bloque de memoria de 32 Kbytes comprendido entre las posiciones hexadecimales 0000 y 7FFF. Por ejemplo, una EPROM de 8 Kbytes, la 2764, se emula mediante el área de memoria comprendido entre las posiciones hexadecimales 6000 (dirección más baja de la EPROM) y 7FFF (dirección más alta de la EPROM). Por ello, la figura 3 distingue entre el área de direcciones de la RAM de lectura/escritura y el área de direcciones de solo lectura de la RAM considerada como EPROM por el sistema bajo prueba. Todas estas operaciones se



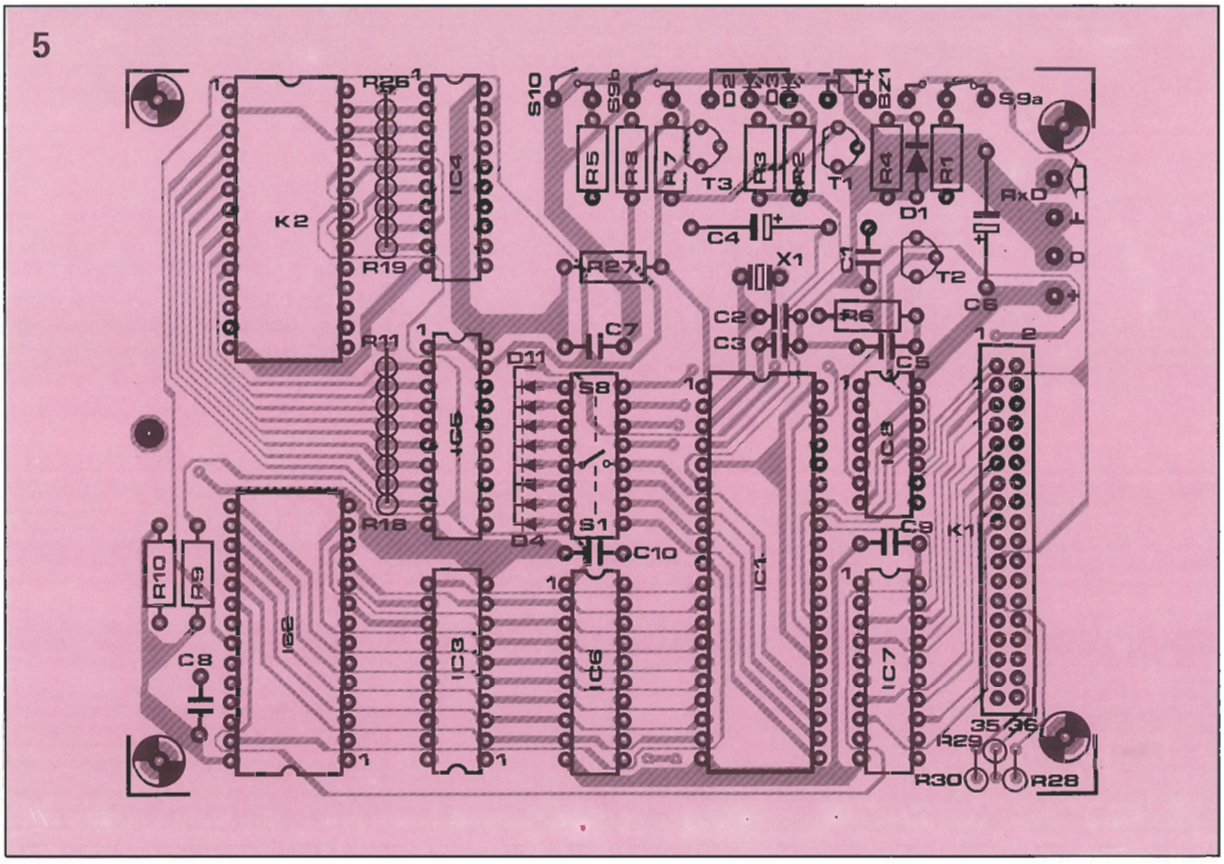


Figura 5. Circuito impreso para el emulador de EPROM.

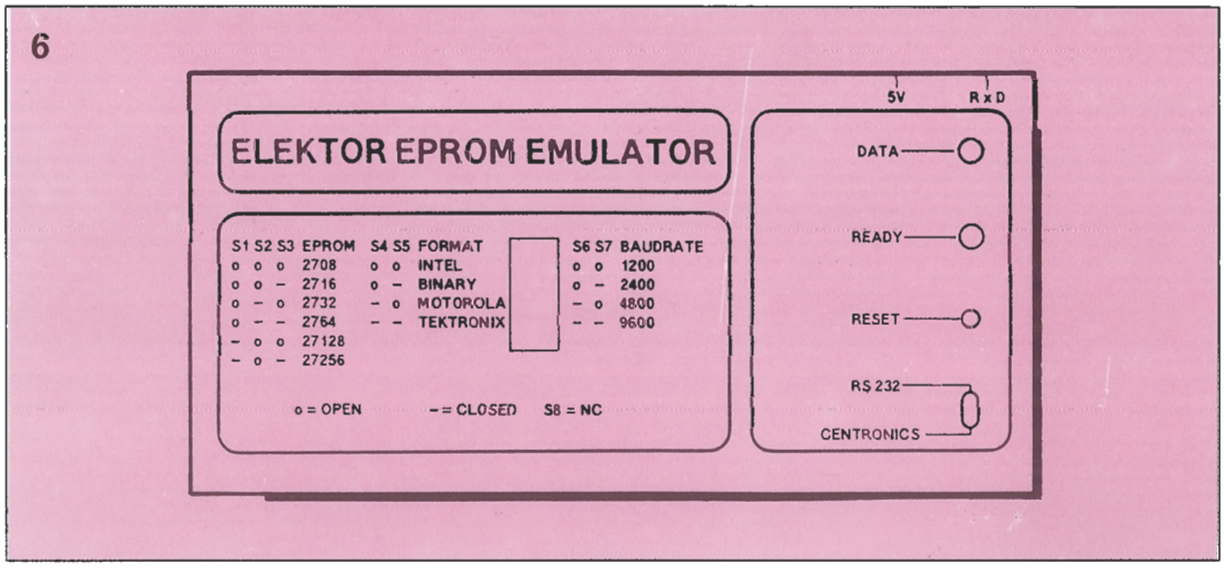


Figura 6. Sugerencia para el panel frontal del emulador de EPROMs. El tamaño real es de 17 mm. Este panel NO está disponible a través del servicio de EPS.

realizan de forma automática por el 8746H y son invisibles al usuario.

2) El tamaño del área de memoria tiene que corresponder al de la EPROM emulada. En la práctica, esto significa que una EPROM tipo 27128, por ejemplo, no debe ser emulada con la configuración del tipo 2732 o viceversa. El contenido de la EPROM sólo se verifica cuando se satisfacen una serie de condiciones relacionadas con la transferencia de datos. Esto se verá más adelante.

3) Todas las líneas de direcciones no utilizadas deberán dejarse sin conectar o forzadas a nivel lógico alto en el sistema bajo prueba. Cuando se emula una 2764, por ejemplo, las líneas de direcciones utilizadas son A0 a A12 inclusive (ver figura 3). Las patillas del zócalo correspondientes a las líneas A13 y A14 deben ponerse a nivel lógico alto o dejarlas sin conectar.

4) Además de la alimentación de +5 V, las ya obsoletas 2708 requieren alimentación de +12 V y –5 V. Estas líneas no deben conectarse a las patillas 21 y 19 del conector macho «(header)» del emulador. Cuando finalice la emulación, las líneas correspondientes deben ser colocadas de nuevo antes de insertar la memoria EPROM 2708 una vez que haya sido reprogramada.

Formatos de fichero

El contenido de la EPROM emulada se transfiere a través del puerto serie o paralelo. La velocidad de transferencia, el tipo de EPROM y el formato del fichero se selecciona mediante los microinterruptores S1-S8, como se indica en la figura 6.

Este emulador de EPROMs per-

Lista de componentes

Resistencias (±):
277=10K
R2; R7=330
R3; R4; R28; R29; R30=4K7
R5; R6=1K
R11...R18 incl.; R19...R26 incl.=10K red de resistencias SIL con 8 resistencias

Condensadores:
C1; C5=3n3
C2; C3=33p
C4=1µ; 16 V; axial
C6=10µ; 16 V; axial
C7...C10 incl.=100n

Semiconductores:
D1; D4...D11=1N4148
D2=LED rojo
D3=LED verde
T1=BC547B
T2; T3=BS170*
IC1=8748 disponible a través del servicio EPS
IC2=62256 ó 43256 (32K×8 RAM estática CMOS)
IC3=74HCT573 ó 74LS573
IC4; IC5; IC6=74HCT541 ó 74LS541
IC7=74LS374
IC8=74LS74

Varios:
X1=9.216 MHz
S1...S4 incl.=bloque de interruptores DIP
S9=interruptor miniatura
S10=pulsador miniatura
Bz1=zumbador 5 V
K1=conector 2×18 macho acabado para circuito impreso
Conector hembra para K1
Conector Centronics 36 patillas
K2=zócalo 28 patillas
2 conectores 28 patillas para cable plano
Eps 87136
Caja de plástico
Conector para alimentación externa de 5 V

Figura 7. Construya este oscilador de reloj alternativo si no localiza el cristal de 9.216 MHz.

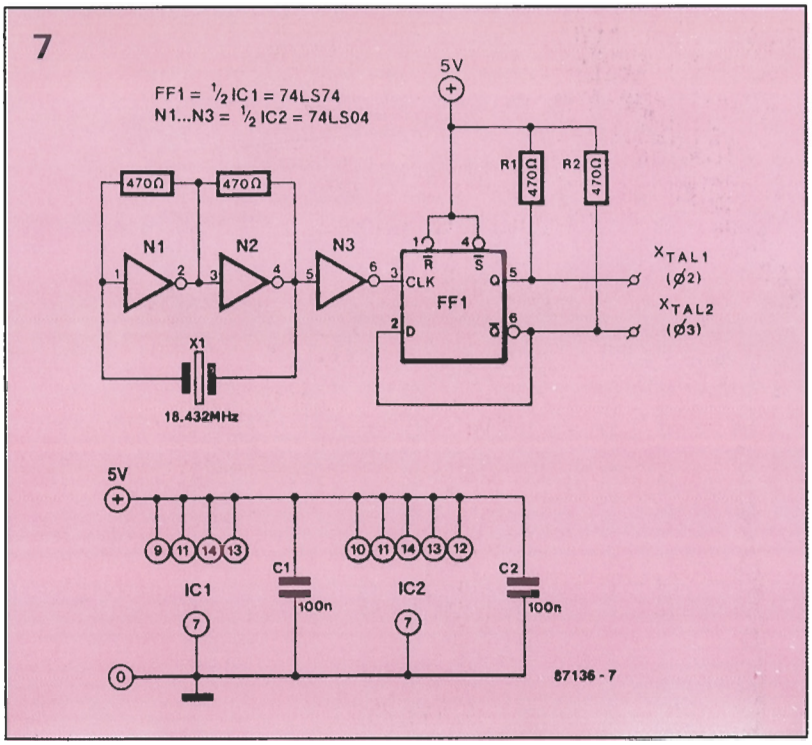


Tabla 1.

C	K1	señal	C	K1	señal
1	1	DATA STROBE	19	2	
2	3	DATA 1	20	4	
3	5	DATA 2	21	6	
3	7	DATA 3	22	8	
4	9	DATA 4	23	10	
5	11	DATA 5	24	12	GND
6	13	DATA6	25	14	
7	15	DATA7	26	16	
8	17	DATA 8	27	18	
9	19	ACKLNLG	28	20	
10	21	BUSY	29	22	
11	23	PE="0"	30	24	INPUT PRIME RET="0"
12	25	"1"	31	26	NC
13	27	NC	32	28	FAULT="0"
14	29	NC	33	30	NC
15	31	NC	34	32	NC
16	33	NC	35	34	"1"
17	35	NC	36	36	NC
18					

Nota: C=Conector Centronics.
NC=Sin conexión.

mite cuatro formatos de transferencia distintos: binario, Intel, Motorola y Tektronix. Entre éstos, el menos complejo es el formato binario, en el cual los bytes para la EPROM emulada se transfieren de forma secuencial, empezando con el más bajo y acabando por el más alto.

El sistema operativo del emulador de EPROMs espera hasta recibir el último byte del bloque de datos compuesto por 1, 2, 4, 8, 16 ó 32 Kbytes antes de que el sistema bajo prueba pueda acceder a la memoria RAM. El LED de «dispuesto» (READY) se ilumina cuando se ha finalizado la recepción. El formato de transferencia binario no tiene ningún método de verificación, pero es más rápido que cualquiera de los otros tres formatos a la hora de actualizar o cargar todo o parte del contenido de la EPROM emulada. El zumbador BZ1 sonará brevemente para indicar que se ha intentado introducir más datos que los que realmente permite la EPROM seleccionada, no teniéndose en cuenta el número de bytes que se han introducido de más. El emulador de EPROM debe ser puesto a cero antes de cargar otro fichero. Al contrario de los otros tipos de formatos, el binario no requiere traducir los datos a caracteres hexadecimales.

Si se configura el emulador de EPROMs para los formatos de transferencia de ficheros adoptados por Intel, Motorola o Tektronix el sistema bajo prueba sólo puede acceder a la RAM cuando el 8748H ha recibido y reconocido la marca de final de registro de fichero, que no tiene que corresponder necesariamente al final del contenido de la EPROM. Gracias a estos formatos es posible modificar únicamente parte del contenido de la memoria (una serie de direcciones de la EPROM) que puede ser especificado por el protocolo. Esto disminuye efectivamente el tiempo de carga, ya que sólo es necesario involucrar las partes de la memoria que deben de ser modificadas. Otra ventaja de este tipo de formatos es que utilizan un sistema de suma de comprobación o «checksum» que permite verificar la correcta recepción de los datos. El zumbador, BZ1, sonará de forma intermitente cuando se detecte una discrepancia. Después de la recepción de la marca de final del bloque del fichero, el emulador de EPROMs verificará el contenido de la «EPROM», pero el zumbador seguirá sonando hasta que se accione el pulsador de RESET. Los mensajes de discrepancia entre los datos de la EPROM del ordenador central y los existentes en la memoria RAM de emulación se deben a dos motivos: por errores en la transmisión, o, menos probable, por un error de «checksum» en el fichero original. En el primer caso puede resolverse el error transmitiendo de nuevo el bloque de datos relevante al emulador, mientras que en el segundo caso es necesario indagar en el sistema de generación del «checksum» en el ordenador central, ya que el error persistirá independientemente del número de veces que se intente retransmitir el bloque.

En la figura 4 se muestran ejemplos de los tres formatos no binarios. Cada uno de los bytes se transmite como dos números hexadecimales, es decir, caracteres ASCII. Por ejemplo, la palabra BD(h) se transmite como 42(h) seguido de 44(h), que corresponden a los códigos ASCII de B y D respectivamente. Los datos se organizan en registros constituidos por 16 bytes, de acuerdo con la

norma de conversión de cada palabra en dos caracteres hexadecimales. Si el ordenador central no dispone de un programa que soporte estos formatos será necesario preparar las rutinas de formateo, para lo cual puede servirle de ayuda las indicaciones dadas en la figura 4. La dirección que se transmite delante de cada bloque es la correspondiente al primer byte. La cabecera (carácter de comienzo) no es igual para los tres formatos. En los formatos de Intel y Tektronix el byte de conteo indica el número de bytes contenidos en el bloque, por lo cual es 00(h) en el último bloque enviado. En el formato Motorola, sin embargo, el byte de conteo es el número de bytes del bloque más tres. El «checksum» en el formato Intel es el complemento a dos de la suma de los bytes anteriores, incluido el byte de conteo, dirección y datos. En el de Tektronix se envían dos «checksum» por bloque y corrresponden a un valor de 8 bits que se calcula como la suma de los caracteres hexadecimales de 4 bits módulo 256. Motorola, por el contrario, utiliza otro sistema de verificación: en este caso el «checksum» es el complemento a 1 de la suma binaria del byte de conteo, los bytes de dirección y los datos. La marca de final de bloque es 01(h) [en lugar de 00(h)] en el formato Intel y S9(h) [en lugar de S1(h)] en el Motorola. Los caracteres que se reciban después del «checksum» y antes de la cabecera de principio de bloque se ignoran simplemente, por lo cual no pueden perturbar una transmisión.

En el ejemplo que viene vamos a suponer que utilizamos el formato Intel. Cada línea de 16 bytes de datos resulta en 43 caracteres ASCII seguidos de un CR/LF (retorno de carro y cambio de línea), por lo cual el total son 45 bytes por bloque. El tiempo requerido para transferir una zona de memoria de *n* bytes a una velocidad en baudios *B* puede calcularse a partir de:

$(n/16)\times45\times(10/B)$

Usando el formato Intel puede transmitirse un fichero de 4.096 bytes en 12 segundos si la velocidad de transferencia es de 9.600 baudios. En el caso de una transmisión binaria el tiempo necesario es simplemente la capacidad de la EPROM multiplicado por $10/n$, es decir, 4 segundos para 4 Kbytes a 9.600 baudios.

8

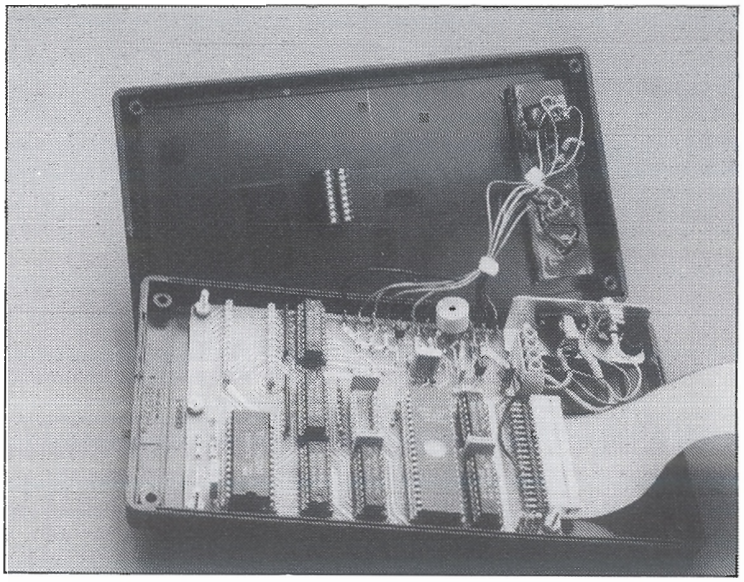


Figura 8. Vista del interior de la caja de nuestro emulador de EPROMs.

Montaje y uso práctico

En la figura 5 puede verse la placa de circuito impreso de doble cara con taladro metalizado, así como la disposición de componentes. Como ya se ha indicado, el patillaje del conector K1 permite efectuar la conexión directa a un conector tipo Centronics a través de un cable plano de 36 líneas (véase la tabla 1). El cable Centronics o RS232 que conecta el emulador con el ordenador central no debe de tener una longitud superior a 1 m. La conexión entre el emulador (K2) y el zócalo de la EPROM que va a sustituir se hará mediante un cable plano de 20 ó 30 cm terminado en ambos lados en un conector de 28 patillas tipo DIP de muy alta calidad. Es posible omitir el conector K2 y soldar directamente las patillas del cabezal del cable a la placa de circuito impreso. Es recomenda-

9

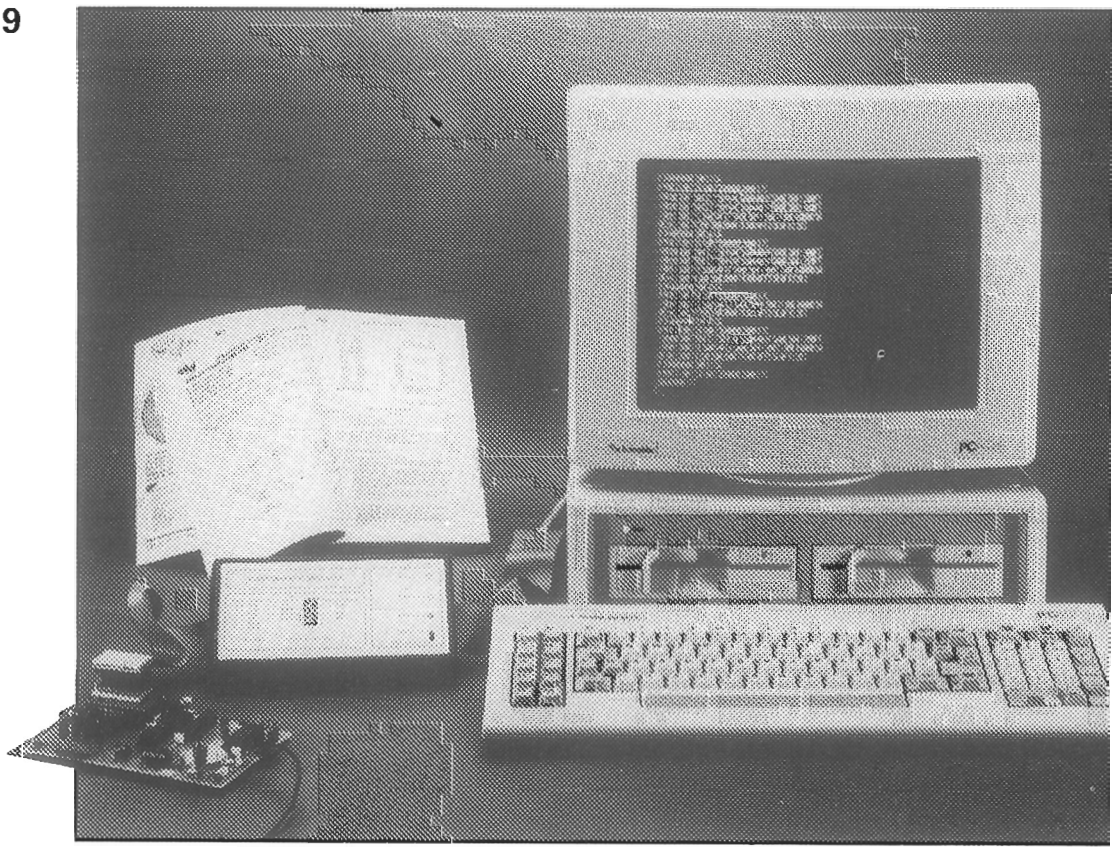


Figura 9. El prototipo del emulador de EPROMs usado con un Amstrand PC1512 como ordenador central.

ble verificar la correcta conexión entre los sistemas y marcar la patilla 1 del cabezal que irá conectado al zócalo de la EPROM con un punto blanco para eliminar cualquier posibilidad de equivocación.

Todos los componentes se montan sobre la placa de circuito impreso, excepto los dos LEDs, S9, S10 y el zumbador autooscilante. Los diodos D4...D11 inclusive se montan en posición vertical con los cátodos mirando hacia arriba y unidos por un cable horizontal soldado a cada uno de ellos. El mismo método de montaje debe aplicarse para las resistencias R28, R29 y R30, así como para R19...R26 inclusive y R11...R18 inclusive si no se encuentran redes de resistencias tipo SIL. Los integrados IC7 e IC8 deben de ser de tipo LS (Schotty de baja potencia) en vista de que sus patillas de entrada pueden quedar desconectadas. Estos dos circuitos integrados pueden omitirse si no se piensa utilizar la entrada paralela del emulador de EPROM. Todos los demás circuitos integrados pueden ser de tipo LS o HCT. Asegúrese de que tanto IC3 como la RAM IC2 se conectan con la correcta orientación en la placa de circuito impreso. Con respecto a la caja del emulador las fotografías de este artículo pueden servir para dar ideas de la realización práctica. Tanto si se monta en una caja como si no es importante montar los LEDs de DATA y ERROR de forma que sean bien visibles y que el interruptor S10 sea accesible fácilmente. Es aconsejable disponer en el frontal de la caja de un sistema de microinterruptores tipo DIPSWITCH para poder hacer rápidamente cambios en la configuración. La figura 6 muestra una posible disposición del panel frontal.

Ya hemos indicado que el cristal de cuarzo de 9.216 MHz puede ser de difícil localización. La figura 7 muestra una variación en el esquema para poder implementar un cristal de 18.432 MHz. Debemos indicar, sin embargo, que esta modificación no está diseñada en la placa de circuito impreso, por lo cual deberá montarse por separado en un trozo de placa de circuito impreso para prototipos. Es importante recordar que tanto el emulador como el sistema bajo prueba deben estar alimentados antes de realizar la conexión o desconexión entre ellos.

Como ya mencionamos, la conexión RS232 para la transferencia de datos al emulador se hace sin protocolo hardware (no hay handshaking), por lo cual la línea de salida RTS (Request To Send, patilla 4) se conecta directamente a la entrada CTS (Clear To Send, patilla 5), la línea de salida DTR (Data Terminal Ready, patilla 20) se conecta a la entrada DCD (Data Carrier Detect, patilla 8). Si es necesario, se conectarán también las líneas DSR (Data Set Ready, patilla 6) con DTR-DCD. Con estas conexiones el interface RS232 funcionará como si en realidad existieran señales de handshake. Cualquier ordenador o sistema basado en microprocesador que se utilice deberá alimentarse antes de conectarse al emulador de EPROMs, el cual también deberá estar alimentado. Cada vez que se va a transferir un nuevo bloque de datos o un fichero completo inicialice el pulsador de RESET. La inicialización no afecta a la RAM pero informa al 8748H de que se va a transferir un nuevo bloque de datos; tampoco olvide pulsar el RESET si se modifica alguno de los microinterruptores tipo DIP SWITCH.

Próximamente se describirá un programador de EPROM basado en el 8748.

MULTÍMETRO BRI-5010



3½ dígitos
100 μV
750 V c.a.
1.000 V c.c.
1 μA
10 A
0,1 Ω
20 MΩ
Trans. PNP, NPN
Termopar K
−50°C - −750°C

14.700 ptas.

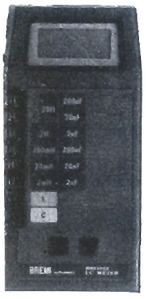
MULTÍMETRO BRI-5015



3½ dígitos
100 μV
750 V c.a.
1.000 V c.c.
100 μA
20 A
0,01 Ω
20 MΩ
Trans. PNP, NPN

12.600 ptas.

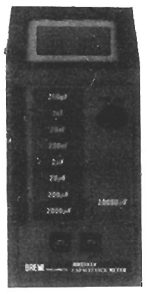
INDUCTANCÍMETRO-CAPACÍMETRO BRI-5030



3½ dígitos
1 μH - 20 H
1 pF - 200 μF

20.000 ptas.

CAPACÍMETRO BRI-5020



3½ dígitos
0,1 pF
20.000 μF
Protección con fusible

14.700 ptas.



PINZA AMPERIMÉTRICA BRI-5025

3½ dígitos
0,1 A - 500 A
100 Ω - 200 KΩ
1 V - 750 V c.a.
Termopar
−40°C - −750°C
Memorización de medida

16.800 ptas.

© BREMI © Instruments

PACISA INSTRUMENT. ELECTRONICA

C/. Ayala, 83
Teléf. (91) 4027060* (8 líneas)
Telex: 23014 - Tele-Fax: 4028938
28006 MADRID

PRECIOS SIN IVA



VATÍMETRO BRI-5040

1 W - 6.000 W
0,1 V - 100 V
100 μA - 10 A

21.000 ptas.

Los sintetizadores musicales han avanzado a la par de la técnica. Hoy parecen estar cediendo terreno a un nuevo concepto: los MIDI.

TECLADO MIDI

El nombre, como tantos otros en informática, corresponde al acrónimo de «Musical Instrument Digital Interfase», que significa ni más ni menos que un interface que convierte en datos digitalizados (ceros y unos, sin ir más lejos) lo que podamos tocar en un teclado similar a un piano. Está constituido por un microprocesador rodeado de distintos circuitos digitales y analógicos con algunos mecanismos mecánicos, tales como las teclas.

El teclado MIDI que hoy nos ocupa es una unidad de control de las conocidas como «Teclado Master MIDI» en la jerga de los músicos. Su función no es la de producir sonidos directamente, sino datos que pueda manejar el sintetizador al que estén conectados. No debe confundirse, por tanto, con los minisintetizadores con teclado (tipo casiotones), aunque los más modernos ya incorporan un interface MIDI.



Foto 1. Vista completa del teclado MIDI Böhm una vez terminado.

Hay razones para pensar que los parámetros MIDI estándar no van a perdurar mucho tiempo más, ante los embates del progreso diario de la tecnología. En los años sesenta se estableció un estándar de 1 V/octava que fue ampliamente aceptado. Correspondía al voltaje de salida del teclado (KOV=Keyboard Output Voltage) y estaba fundamentalmente diseñado pensando en los teclados analógicos monofónicos de la época.

Sin desmerecer sus logros, el estándar KOV dejaba bastante que desear cuando se intentaba aplicar a teclados polifónicos. La proliferación de microprocesadores en sus circuitos no sirvió para resolver los problemas. Más bien al contrario, se consiguió multiplicar los inconvenientes tanto como se sumaban los circuitos de difícil calibración. Lo que ocurría en realidad es que un circuito KOV mono se repetía tantas veces como voces podía reproducir el teclado. Las dificultades que se presentaban en los teclados mono a la hora de calibrar los circuitos analógicos, se reproducían en proporción directa con la cantidad de circuitos empleados. Es decir, que no se mejoraba el sistema, sino que se encadenaban múltiples circuitos idénticos. En lugar de calibrar un voltaje, en un teclado con *n*-voces había que ha-

cerlo con *n*-voltajes, estabilizarlos, multiplexarlos..., toda una odisea que sólo podía traer problemas a la hora de instalar nuestro propio equipo y ponerlo a trabajar. Y mejor no hablar de incompatibilidades...

Los progresos de la electrónica digital no sólo han acabado con estos problemas, sino que abren un horizonte insospechado de nuevas posibilidades desconocidas hasta hoy en el mundo de la música electrónica.

Al ritmo de los progresos tecnológicos, es de esperar, en un futuro nada lejano, un cambio radical en los sistemas de control de los sintetizadores, si es que aún se llaman así. Uno de estos cambios afectará al estándar MIDI irremisiblemente, aunque no ha dejado de estar sujeto a constantes modificaciones y mejoras ante las exigencias crecientes de programadores y usuarios.

Teclados mágicos

Antes de empezar a hablar del teclado que nos ocupa, daremos un repaso a las características principales del estándar MIDI, ya que son comunes a todos los teclados en general. Recordamos una vez más que la función del teclado no es la de producir sonidos, sino información sobre:

- Si una tecla está oprimida o no (activada/desactivada, on/off).
- El número de esa tecla.
- La velocidad a la que se oprime o suelta esa tecla.

El primer código, que indica el estado de la tecla, incluye también el número de canal MIDI asignado. Como hay 16 canales MIDI disponibles, esta información suplementaria permite que una tecla controle uno o varios canales simultáneamente, así como un grupo de teclas pueden asignarse a uno o más canales. La doble información, número de tecla y de canal, forma el octeto o byte de STATUS que va seguido de dos o más octetos denominados DATA. Son éstos los que contienen la información de los parámetros dinámicos del sonido (volumen, duración, etc.).

Hasta aquí hemos resumido los requisitos mínimos que debería reunir todo teclado MIDI. Sin embargo, hay que tener en cuenta que algunos de los teclados MIDI que se encuentran en el mercado, no miden la velocidad a la que se pulsa la tecla (ni tampoco al soltarla). La falta de circuitos adecuados hace que esta velocidad sea siempre la misma, impuesta de fábrica.

El estándar MIDI también define diversas funciones auxiliares del teclado, que pueden interesar a los poseedores de sintetizadores más sofisticados. Éstas van desde controles de afinación, pedales de retención, hasta el control de respuesta de las teclas tanto al pulsar como al soltar (after touch) definible para uno o varios canales, por no citar mas que algunos.

Pero no basta con que el teclado MIDI se ajuste a las especificaciones estándar, sino que debe sacar el máximo provecho de los bits que procesa. Una vez que el microprocesador ha recibido la información de la tecla, el canal, y los demás parámetros, parece obvio que se le puede pedir algún tratamiento más exhaustivo de esa información que simplemente mandarla tal cual por el canal indicado. Un buen teclado MIDI debe permitir al usuario la posibilidad de manipular musicalmente esa información, como transportar parte o todo el teclado, subir o bajar octavas, repetición automática (efecto banjo o mandolina), programar los parámetros dinámicos (afinación, vibrato, sordina), la selección de los canales MIDI, lo que permite la partición del teclado en varios subteclados y con-

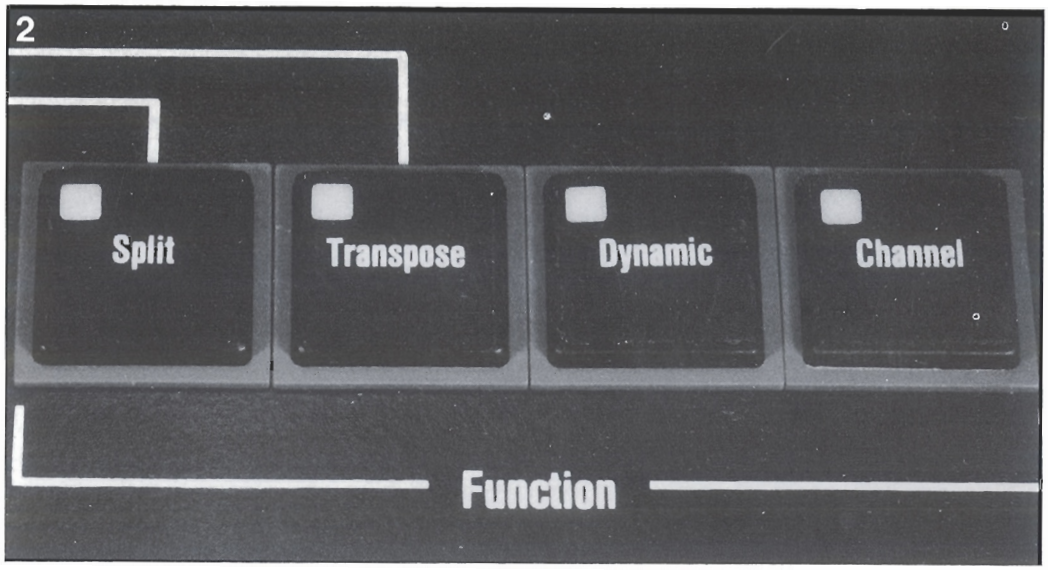


Foto 2. Detalle de las cuatro teclas de función esenciales, con sus LED correspondientes.



Foto 3. En el costado izquierdo del teclado podemos observar los mandos de afinación y vibrato.

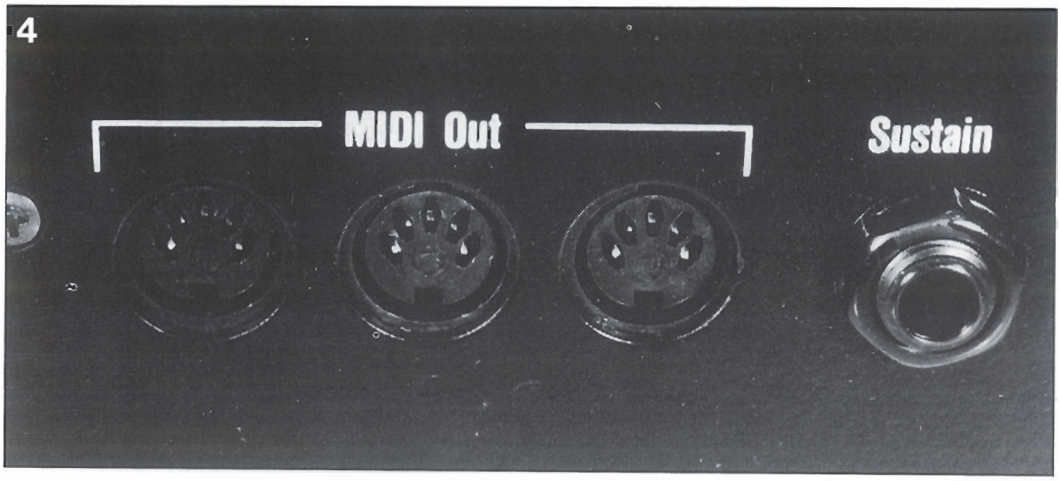


Foto 4. Las conexiones hembra en la parte posterior. Los tres conectores DIN corresponden a los canales MIDI y la cuarta es la conexión para el pedal («sustain»).

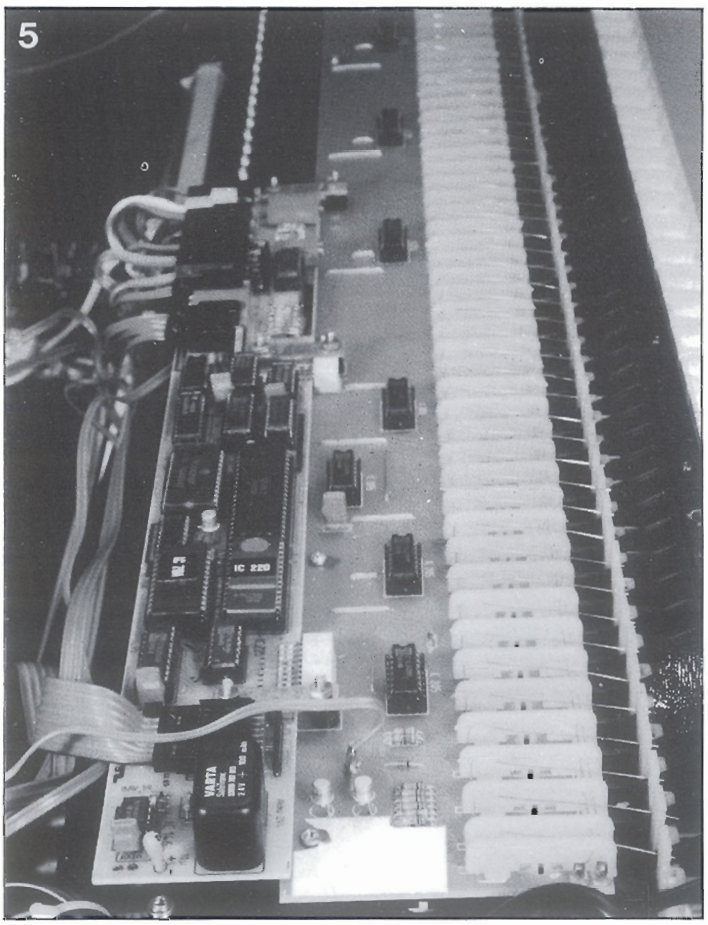


Foto 5. Vista completa del interior del teclado. Obsérvese en la parte inferior, al centro, la placa metálica reflectante que recoge por infrarrojos la recuperación de las teclas (after touch).

trolar varios sintetizadores a la vez.

La lista podría se interminable mientras la unidad central de proceso (CPU) admita las instrucciones y trabaje a velocidad suficiente como para ejecutarlas. Los componentes de hardware requeridos no son necesariamente muy especiales, ya que la mayoría de las tareas pueden asignarse al MIDI por programa. Desgraciadamente, un teclado que incluya todas las posibilidades enumeradas suele quedar fuera del alcance de la mayoría por su precio.

Por último, alertarles sobre la dudosa eficacia de algunos teclados con teclas de madera: el intento de los fabricantes de «hacer creer» que se está tocando el piano, se reduce a una burda imitación a precios desorbitados.

El teclado MIDI de Böhm

Ya hemos mencionado los altos precios que suelen tener los teclados MIDI. Una excepción a la regla es el de Böhm, presentado como kit para armar. Aunque sus características principales han sido enumeradas (ver recuadro), volveremos sobre ellas para aclarar algunas nociones referentes a la música electrónica.

Debemos admitir que cinco octavas no son suficientes para tocar una sonata de Beethoven, pero en cambio, el teclado es ligero y transportable. Las teclas tienen una sensibilidad equivalente a la de un buen sintetizador. Hay que resaltar la calidad mecánica del teclado, que es francamente excepcional. No sólo responden al tacto según la velocidad y fuerza con que las teclas se pulsen, sino que se puede programar el tipo de respuesta deseado. Se puede pasar de un «pianísimo» extremadamente suave a un «fortísimo staccato» con una facilidad inusual en los teclados de plástico. El efecto inverso, en cambio, al soltar la tecla, no es programable (after touch) y sólo funciona con el vibrato. Esta actitud conservadora de Böhm es común a otros fabricantes, que temen ahuyentar al comprador si presentan un producto que parezca demasiado complicado de tocar. Como ya dijimos, estas y otras posibilidades que pueden resultar muy útiles a algunos usuarios no tienen necesariamente que aumentar la complejidad o el precio.

El funcionamiento de los mandos del pedal de «sustain» es adecuado. Se podría echar en falta la conexión de un segundo pedal para bloquear la retención; así se podrían soltar las teclas para hacer modificaciones en el programa mientras sigue sonando el último acorde que se ha tocado. Tampoco cuenta con conexión que permita cambiar de programa por medio de un pedal.

Un teclado por partida triple

El usuario puede dividir el teclado en hasta tres grupos, lo que coloca a este equipo de Böhm entre los más sofisticados del mercado.

Cada uno de estos grupos puede direccionar (controlar) un canal MIDI. Ignoramos por qué no se ha incluido la posibilidad de utilizar más de un canal. Lo que sí es muy interesante es la posibilidad de transportar (en saltos de un semitono) un grupo, independientemente de los demás.

A cada grupo de teclas (asignado a un canal MIDI) se le puede asignar cualquiera de los 128 programas (instrumentos) que están en memoria. Se consigue combinando 16 teclas numeradas y 8 pulsadores (8×16=128 instrumentos distintos). Se echa en falta un indicador del programa (instrumento) que se está eecutando, en un par de display de 7 dígitos, como el que trae la expansión MIDI.

Pero aquí comienzan los sinsabores. Si bien la combinación tecla/botón es un código arbitrario como otro cualquiera, plantea una dificultad práctica bastante considerable. El ejecutante, como es natural, piensa en función de los instrumentos que desea elegir de una lista de 128; pero es muy difícil recordar si el que hace el número 32, por ejemplo, es el D-14 o el C-9. El carácter no mnemónico de estos códigos condena a tener siempre a la vista la larga tabla de correspondencias instrumento-código, o limitarse a unos pocos que se consigan memorizar.

El teclado MIDI contiene una RAM no volátil capaz de almacenar hasta 16 combinaciones de botón/tecla (en definitiva, 16 instrumentos distintos), con o sin transporte del número de canal y el total de los códigos programados. Pero al no contar con una conexión para memoria externa (un input MIDI, casete, cartucho, etc.) el compositor prolífico pronto habrá agotado la memoria. No es comprensible por qué el fabricante no ha agregado algunos Kb de RAM más, alimentada a pilas, que por otro lado no es costoso.

El teclado MIDI de Böhm es un producto de gran calidad y muy buenas prestaciones; nuestras críticas apuntan a informar al posible comprador antes que a desalentarlo. Es más, difícilmente encontrará en el mercado un teclado de una relación calidad/precio semejante.

El kit Böhm

La construcción de un equipo electrónico de cierta complejidad, como es el caso de este teclado MIDI, entraña algunas dificultades pero de ninguna manera son insalvables. El manual, en inglés («of course»), es extenso y muy detallado y es difícil que algo no funcione si se siguen las instrucciones al pie de la letra. Sólo hacen falta una buena dosis de paciencia, un poco de habilidad con el soldador y algunas herramientas sencillas. Tal vez lo más importante sea que el aficionado no caiga en la tentación de hacer modificaciones por su cuenta.

La parte electromecánica del teclado está sobre una placa de circuito impreso de 800 mm de largo. Contiene los 162 contactos de las teclas, los circuitos decodificadores y los circuitos de exploración del teclado. Estos «leen» un par de bits por cada tecla, e informan a la unidad central (CPU) de su estado (oprimida/no oprimida). Un diseño que resulta tan simple como efectivo.

Un segundo circuito impreso que va montado sobre el anterior, contiene un microprocesador 6809 (que funciona a 2 MHz), una EPROM 2764 (Kb), una configuración RAM de 2Kb (capaz de almacenar 16 programas), un 6850 que actúa como interface del MIDI, un convertidor analógico/digital que traduce la señal de los mandos de control y, finalmente, los circuitos que direccionan, relacionan, multiplexan y por último codifican los datos.

Los tres conectores DIN de salida de los tres canales MIDI van montados en una tercera placa, que incluye además el conector para el pedal, la fuente de alimentación y cuatro placas más que alojan las teclas de función con sus LED correspondientes. Obsérvese que el Kit no incluye el pedal. De todas maneras, no hace falta más que un mecanismo interruptor (que abra el circuito al pisarlo) y un circuito simple para evitar el rebote.

El teclado, enganchado con bisagras al resto del conjunto, puede levantarse para acceder fácilmente a los circuitos. Podemos asegurar que este teclado es lo bastante sólido como para resistir los golpes que pueda sufrir al transportarlo. La parte superior es de chapa esmaltada, donde resaltan claramente las leyendas en blanco. Los circuitos analógicos, aunque aquí son escasos, exigen siempre una sencilla calibración pero no son tan críticos como para que se tenga dificultad en hacer funcionar el conjunto.

Al principio es posible que las teclas resulten un poco duras, lo que dificulta la ejecución. Téngase en cuenta que las teclas están asentadas sobre trozos de goma espuma, que se irán ablandando con el uso. En el peor de los casos, se pueden cambiar por otros más blandos. ◀

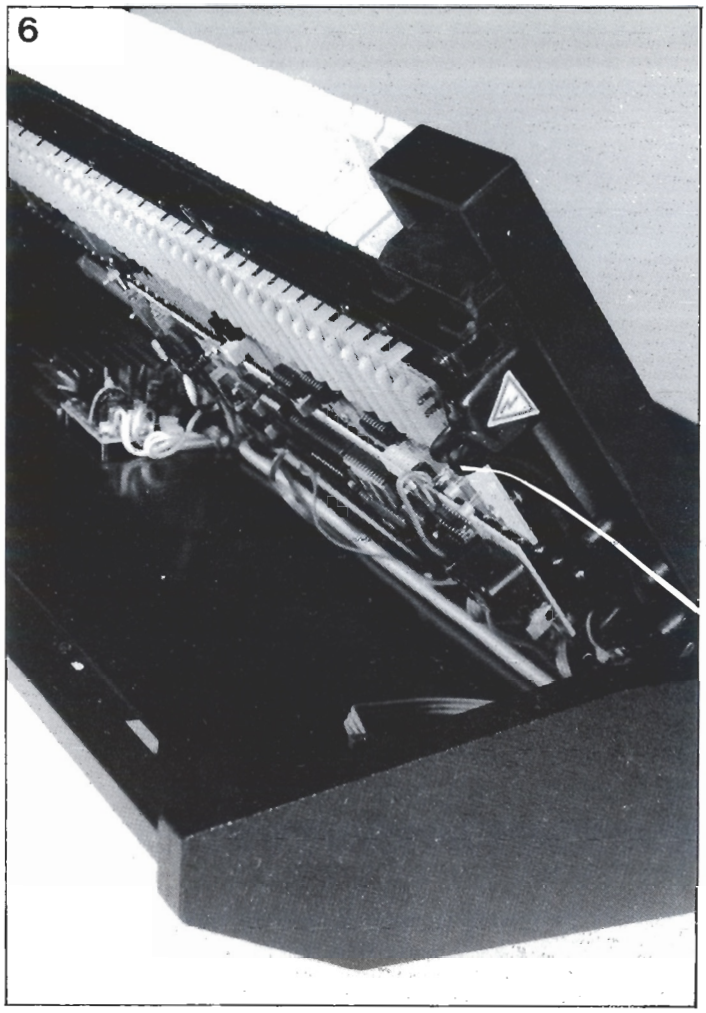


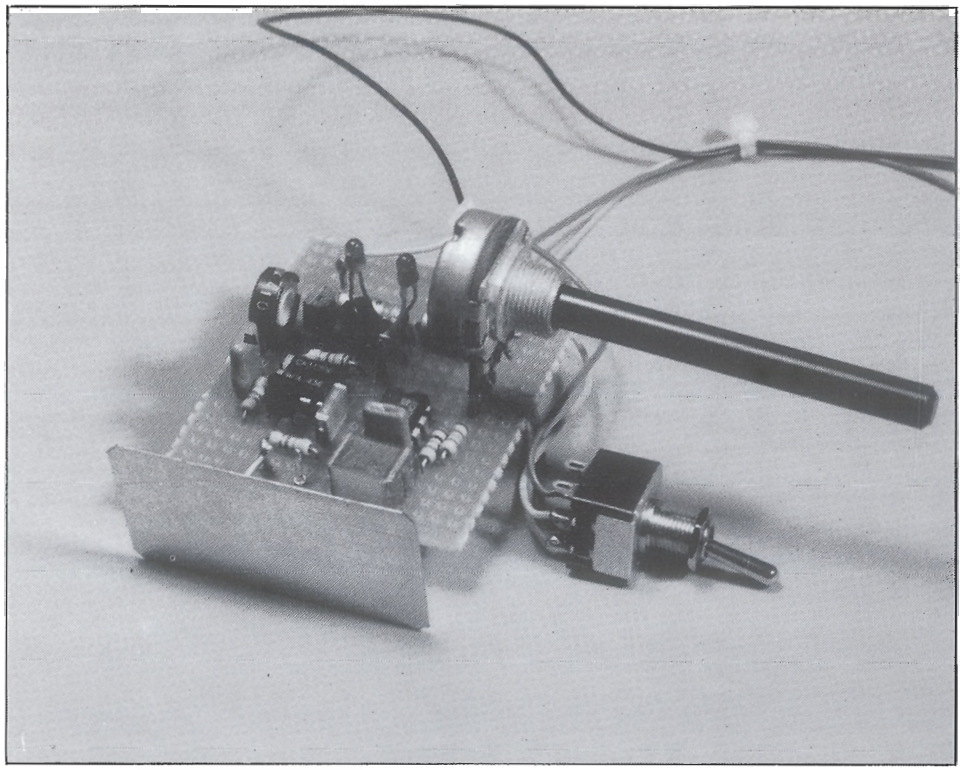
Foto 6. La parte superior, levantada, deja al descubierto todo el interior y asegura un fácil acceso a los componentes.

Ficha técnica

- 5 octavas más una nota (62 teclas de Do a Do).
- Respuesta de teclas programable.
- 16 programas (instrumentos) alterables a elección.
- Control de afinación (pitch whel).
- Control de vibrato (modulation whel).
- Pedal de «sustain».
- Partición del teclado en hasta tres grupos de teclas.
- Transporte (de un semitono) desde –2 a +3 octavas.
- Elección de canal para cada grupo de teclas predefinido.
- Posibilidad de seleccionar entre 128 programas (instrumentos).
- Todos los parámetros se almacenan en RAM permanente.

Es difícil saber la influencia de la ionización ambiental sobre nuestra salud y sobre nuestro bienestar. Sin embargo, parece demostrado que es nociva la existencia de una gran proporción de iones positivos, pero ¿cómo saber el potencial ambiental? ¡Los iones son invisibles, inodoros e insípidos! Elektor le presenta aquí un verificador que lo puede construir uno mismo. Dos LED indican si donde vive es sano o no.

VERIFICADOR DEL POTENCIAL DE IONIZACIÓN AMBIENTAL



Una contribución de Elektor a su bienestar

Siempre hay iones en el aire, tanto positivos como negativos; está demostrado que una atmósfera sin iones sería poco propicia tanto para la vida vegetal como para la animal. Según las condiciones atmosféricas un «aire bueno» lleva unos 2.000 iones por cm^3; una concentración de unos 50 iones por cm^3 es el patrimonio de los altos edificios de nuestras grandes ciudades.

Hay que tener en cuenta también la relación entre la cantidad de portadores de carga negativa y la de portadores de carga positiva. Al aire libre, en un centro no contaminado (por lo menos directamente), las dos cantidades están equilibradas y en dichas circunstancias nos sentimos bien, pero cuando los iones positivos aumentan respecto a los negativos nos sentimos oprimidos y sin vigor. Está demostrado una hipersecreción de serotonina, una sustancia amina elaborada por ciertas células del intestino y del tejido cerebral, transportada hacia

los tejidos por las plaquetas sanguíneas y que jugando un papel psicológico importante como vasoconstrictor, regulador de la motilidad intestinal y mediador de la actividad del sistema nervioso central. Y al revés, la producción de serotonina se estabiliza cuando el equilibrio se restablece entre la carga positiva y negativa. Una concentración de iones positivos más fuerte de lo normal puede ser comprobada en los cambios de tiempo, pero también en los locales con humo o mal ventilados, en los cuales se encuentra un gran número de materias plásticas; en la proximidad de los tubos catódicos, de los tubos luminiscentes («tubos de neón»), etc.

Se puede intervenir de forma curativa suprimiendo las causas del desequilibrio en detrimento de la carga negativa, pero se puede intervenir de forma preventiva aumentando la concentración de iones negativos; obteniéndose esto con una o varias bujías encendidas, o con agua corriente (ducha, etc.) o con la ayuda de un ionizador (ver la bibliografía que figura al final de este artículo).

Somos partidarios de presentaros un verificador de potencial de ionización. Aquí lo tiene...

El circuito de medida

Muchas veces en cuestión de medida, la dificultad nace de la ausencia de una referencia absoluta, y esto es especialmente cierto en lo que respecta al potencial de ionización. Es por lo que nosotros nos conformamos con un verificador , es decir, un aparato que indica la tendencia: la concentración de iones negativos es más importante que la de iones positivos, o viceversa. La figura 1 muestra que ese circuito no es muy complejo. IC1 es el componente más importante; está montado como comparador y presenta una muy alta impedancia de entrada. Según la polaridad de los iones cuya concentración es más fuerte alrededor de la placa de detección, ésta presenta una carga de la misma polaridad. Cuando es positiva, la salida del comparador es alta: T2 conduce y el Led rojo D1 se enciende. Cuando es negativa, el potencial de salida del comparador está casi a masa y es T3 el que conduce: el LED D2 verde se enciende mientras que el otro permanece apagado.

IC2 y los componentes asociados forman un generador de señales cuadradas cuya frecuencia es ajustable entre 2 y 10 Hz. En cada tramo ascendente de esta señal, T1 se vuelve conductor durante un instante, descargando así la placa de detección. Para evitar que esta parte del circuito se «atasque» hay que tomar medidas; es indispensable que la carga de la placa de detección sea evacuada a través de T1 hacia una masa verdadera, es decir, a tierra (conducción de agua o calefacción central). Esta puesta a tierra no es, sin embargo, indispensable cuando el verificador se utiliza en una habitación o en un lugar de ionización activa. En todo caso, la descarga periódica de la placa impide la integración permanente de la carga. A medida que el intervalo entre las descargas sucesivas se alarga, el tiempo disponible para la carga aumenta, de forma que la sensibilidad del verificador aumenta; lo que es normal, ya que una concentración excesiva en un sentido o en otro hace bascular el comparador.

Aquí está el circuito, ahora hay que construirlo y ajustarlo.

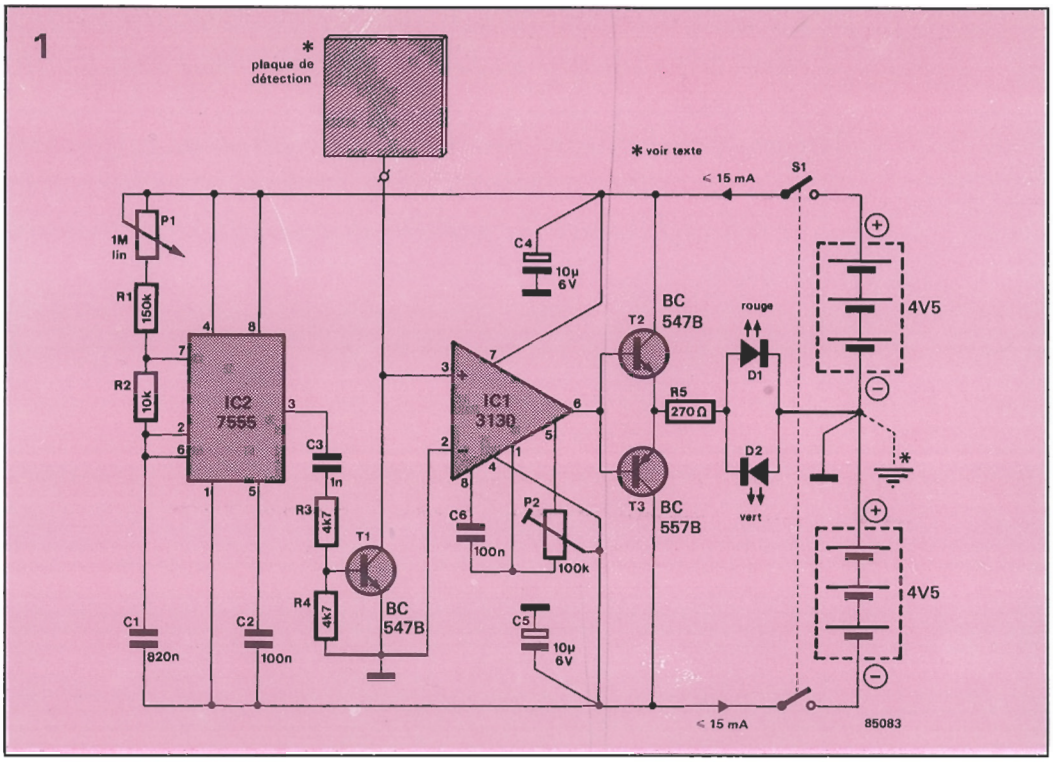


Figura 1. Es suficiente una simple placa de palastro metálica para estimar el potencial de ionización ambiental. El comparador IC1 da las indicaciones «bueno o malo» mientras que T1 controlado por IC2 asegura una descarga periódica de la placa. En algunos casos conviene unir la masa del circuito a tierra.

Control a los iones

Para un circuito tan simple, no es necesario el diseño del esquema del circuito impreso. Lo hemos construido en un trozo del circuito impreso de experimentación. Para la placa de detección, un trozo de chapa de 2×5 cm será lo adecuado. Lo importante es la unión entre la placa y el comparador que debe ser lo más corta posible. El aislamiento de esta unión debe ser perfecto con el fin de que no haya ninguna fuga de la carga hacia la masa. La alimentación será de dos pilas de 4,5 V.

Para la puesta a punto basta con suprimir la tensión de offset en la salida del comparador con la ayuda de P2. Para ello, se cortocircuita momentáneamente la placa de detección (pinza de cocodrilo unida a masa, por ejemplo) y se intenta encontrar en P2 el punto a partir del cual el verificador bascula de rojo a verde o de verde a rojo.

A partir de este momento, el verificador está listo. Cuando el cursor de P1 está en posición de resistencia máxima, la sensibilidad del verificador es también máxima.

En las cercanías de los potenciales de ionización equilibrados, los dos LED deben encenderse a la vez, sin que se note preponderancia de uno o de otro. Cuanto más se acentúe el desequilibrio, más debe iluminarse un LED respecto al otro. Como siempre, es la experiencia la que, con el uso, permite interpretar con mayor precisión las indicaciones dadas por el verificador.

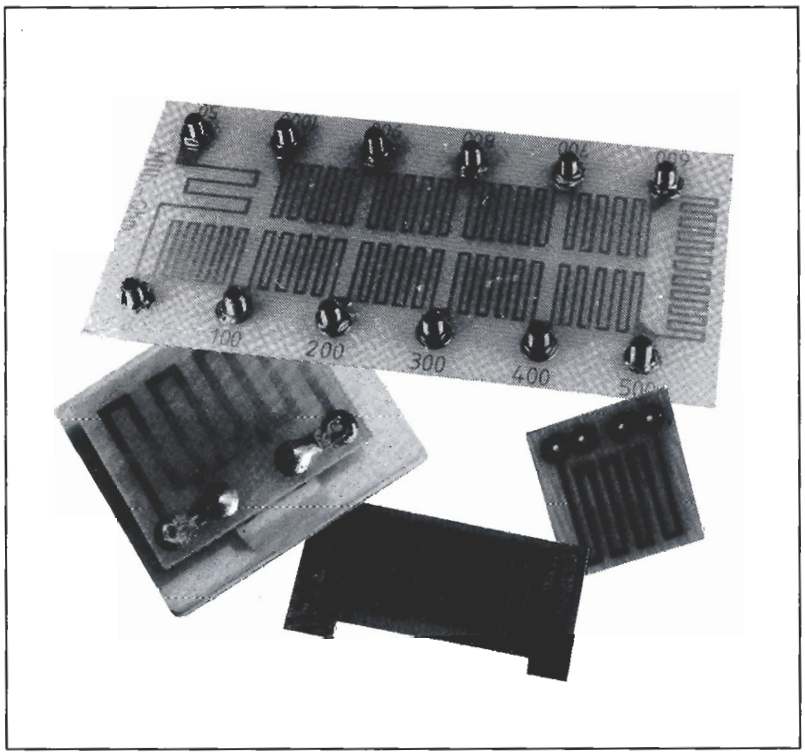
Es interesante leer o releer:

Elektor, núm. 23, abril 1982, «Ionizador».

Elektor, núm. 35, abril 1983, «Ionizador para automóvil». ◀

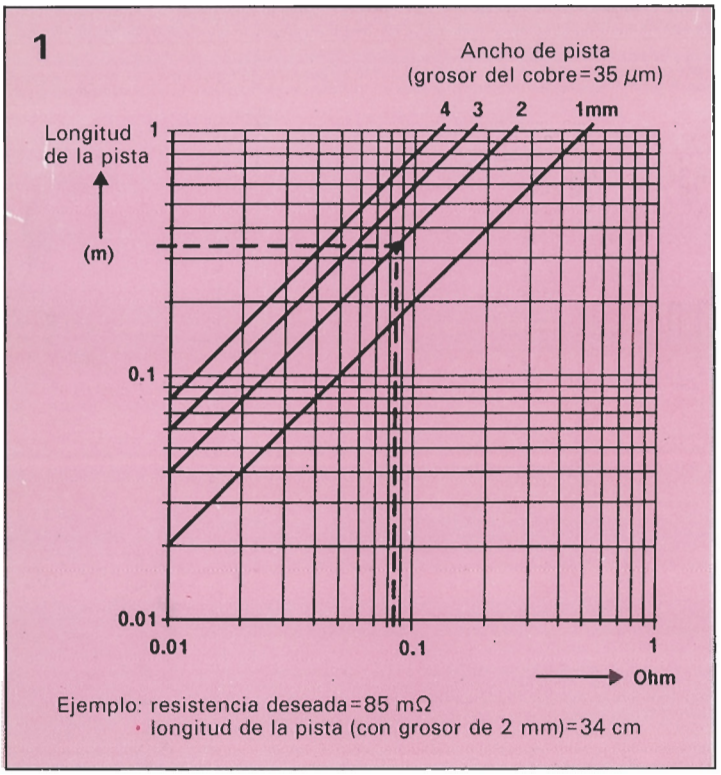
Una alternativa eficaz para aquellos que necesitan resistencias de bajo valor óhmico y alta disipación para medidas, diseño o prueba de equipos.

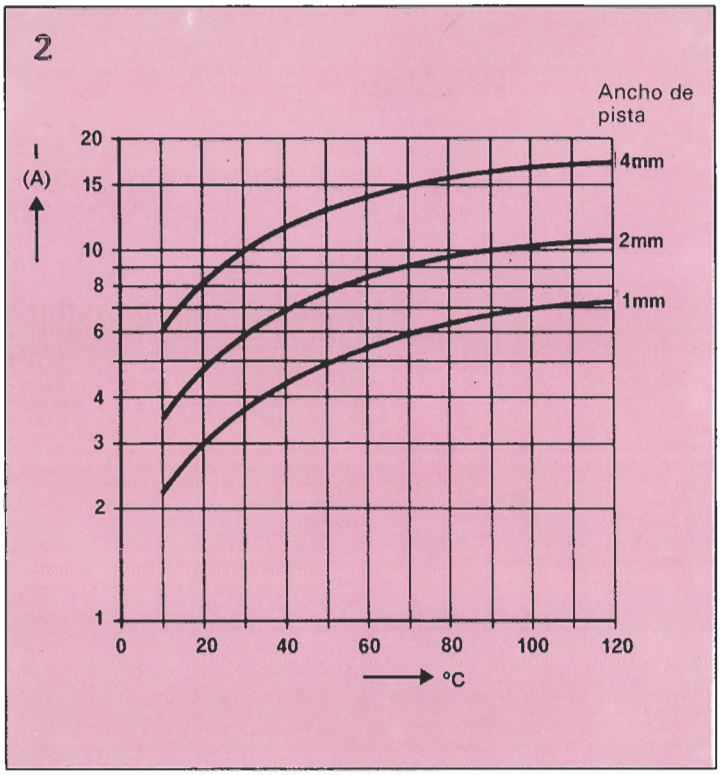
RESISTENCIAS IMPRESAS



En muchas ocasiones, no es fácil encontrar la resistencia de, por ejemplo, 0.5 Ω que se necesita para un equipo, por ejemplo una fuente de alimentación o como carga de una etapa de potencia de audio. El empleo de este tipo de valores, o incluso inferiores, no es excesivamente raro en electrónica: normalmente se trata de resistencias de potencia utilizadas como sensores de corriente, como resistencias de carga, como «shunt» o como resistencias de limitación de corriente. Si se necesita un bajo valor resistivo con una tolerancia baja, la cosa se complica aún más; los polímetros normales no tienen suficiente resolución en la escala más baja. Para encontrar el valor adecuado se debe recurrir a circuitos de medida especiales (por ejemplo el tradicional puente de Wheatstone), para poder medir estos valores. Incluso una vez que está disponible el medidor, el sistema de lograr el valor preciso consiste en colocar una combinación de varias resistencias en serie/paralelo, a partir de una resistencia de bajo valor y alta potencia. Este sistema resuelve el problema a costa, normalmente, de una «resistencia» voluminosa y compleja. Y no hablemos ya de si se necesitan varias resistencias de igual valor, ya que el trabajo se multiplica.

Como solución alternativa a este problema, les proponemos un método altamente fiable y relativamente sencillo que permite fabricar con gran precisión resistencias de bajo valor y elevada potencia: estrechas pistas de cobre sobre una placa de circuito impreso. La mayor parte de los fabricantes de material de circuito impreso dan a sus placas un espesor de cobre de 35 μm. Con un espesor dado, y constante, en toda la placa, la resistencia de una pista puede ser calculada a partir de la resistividad del cobre electrolítico, que es de 0.0178 Ω mm²/m. La disipación de potencias elevadas no supone ningún problema; a pesar de que el cobre es un buen conductor, y por tanto permite la fabricación de resistencias con una sección relativamente pequeña, la disipación de potencia es muy alta: la superficie total de la pista es muy grande en relación con la sección de la misma, incluso para el caso de una pista muy estrecha. Además, el soporte del cobre, baquelita o fibra de vidrio, proporciona una burna convección del calor gene-





rado. La excelente conductividad del cobbre obliga a longitudes relativamente importantes para conseguir la resistencia deseada. Sin embargo, y dado que nada obliga a que la pista sea recta, este problema se puede soslayar mediante el trazado de las pistas en ------; este sistema permite, además, ahorra una buena cantidad de placa, y un tamaño reducido.

El ábaco de la tabla 1, que relacionan la resistencia en función de la longitud para 4 anchos de pista, permite un cálculo sencillo y rápido de la longitud de pista necesaria para una resistencia dada. Para cálculos más exactos se puede emplear la fórmula:

R=L/A

o, lo que es lo mismo:

L=R A/

en las que:

R=resistencia en ohmios.

L=longitud de la pista en metros.

A=área de la sección de pista empleada.

=reistivad del cobre electrolítico: 0.0178 Ω m/mm².

Resulta recomendable no utilizar pistas de más de 1 m de longitud, a fin de evitar los problemas ocasionados por las eventuales irregularidades del espesor de la capa de cobre debidas al proceso de ataque químico. Una placa de tamaño reducido se ataca de manera más uniforme que una placa grande, al menos con los sistemas caseros de fabricación. Para una adecuada disipación el

Figura 1. Relación entre la resistencia y la longitud de la pista con 4 anchos de pista como parámetro.

Figura 2. El incremento en la temperatura de la pista en función de la corriente, para 3 anchos de pista.

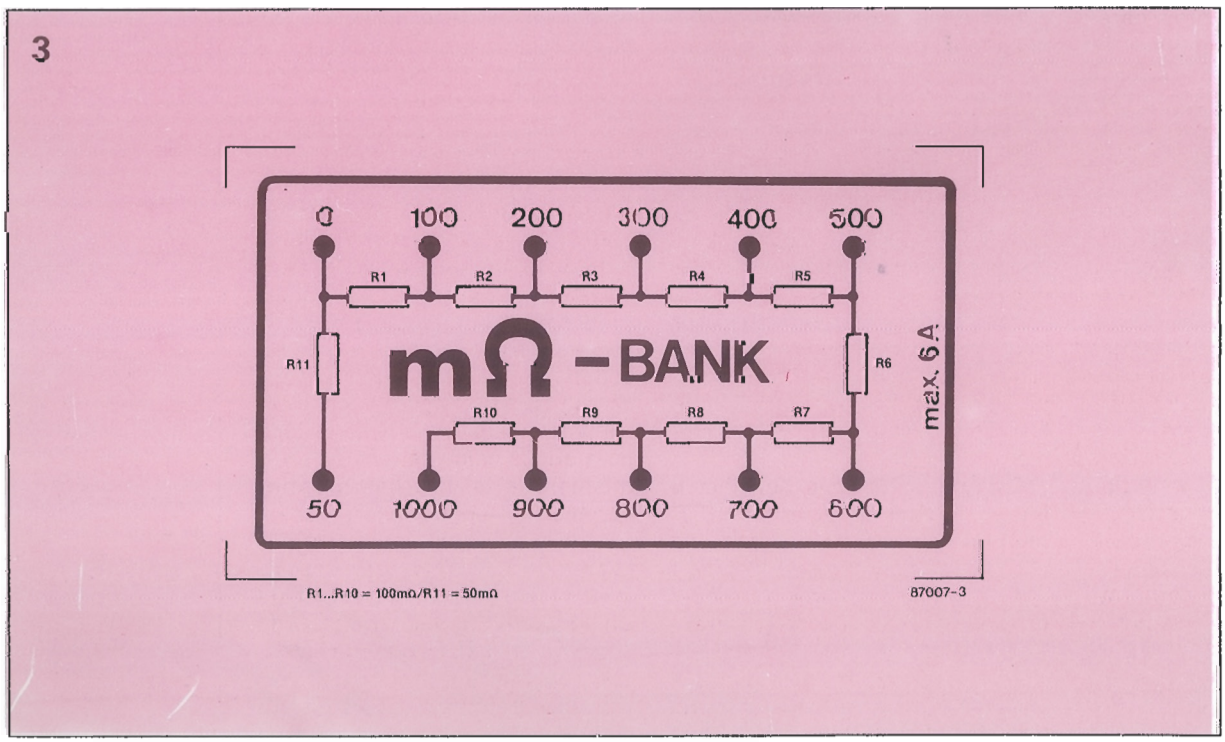


Figura 3. Sugerencia para el panel frontal, o la serigrafía de la placa, de la caja de resistencias.

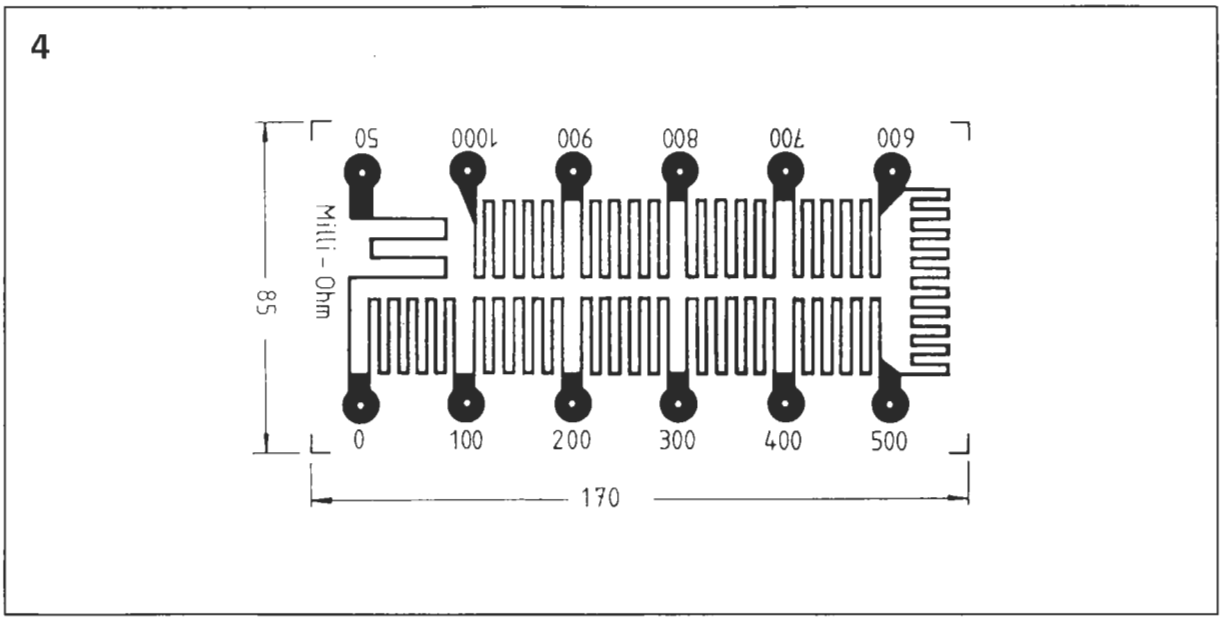


Figura 4. Cara de pistas del circuito impreso para realizar una caja de resistencias.

calor, el espacio entre pistas se hará de al menos el mismo grosor que las pistas.

Cuando el trazado se realiza en forma de meandros, se introduce un error debido al trazado de los ángulos rectos. Resulta muy difícil de establecer la resistencia efectiva en estas zonas; sin embargo, este error, dentro de una aproximación razonable, permanece dentro de los límites aceptables en la mayor parte de las aplicaciones.

Las curvas de la figura 2 resultan impresionantes. En ellas se muestra la relación entre la corriente que atraviesa la pista, y el aumento de temperatura. La elección entre un ancho de pista de 1, 2 ó 4 mm se realizará una vez determinados los siguientes parámetros: máximo incremento de temperatura admisible, máxima temperatura ambiente de trabajo, naturaleza de la corriente (continua o pulsante). La temperatura «media» de las pistas no debe superar los 80-100 °C, ya que a partir de esta temperatura el cobre puede «despegarse» de la placa. Además, las resistencias impresas pueden ser sometidas ocasionalmente a fuertes sobrecargas de corriente, que en ningún caso deben alcanzar tal magnitud como para quemar la pista. Afortunadamente, el pico admisible de corriente a través de este tipo de resistencias es de unas 10 veces el valor de la máxima corriente continua. Si las resistencias impresas son utilizadas dentro de un contexto de medidas de precisión, hace falta restringir la disipación, ya que la resistencia aumenta a razón de 0.4% por °C. Por ejemplo, si la corriente es de 8 A sobre una pista de 2 mm de ancho, el aumento de la temperatura es de 50 °C, lo que significa una variación (aumento) del 20% en el valor de la resistencia.

Algunos taladros miniatura para perforar circuitos impresos disponen entre sus accesorios de pequeñas hojas de corte circulares o de muelas. Con estos útiles, o en caso extremo con una cuchilla de afeitar u otro objeto cortante, se puede reducir el ancho de la pista para conseguir un ajuste preciso del aumento del valor. Fuera de nuestro alcance está la utilización de tecnología láser, ya que se necesita algo más potente que un pequeño tubo láser, para hacer el corte de ajuste que se emplea en la fabricación de circuitos integrados híbridos o monolíticos. Por otra parte, la técnica de reducir sección crea una variación de la máxima potencia disipable en la zona alterada, una corriente admisible menor, y un factor de variación con la temperatura diferente, lo cual puede alterar las, esperadas, buenas cualidades de la resistencia de precisión.

Para reducir la resistencia, se puede emplear un trozo de hilo grueso, con el cual se cortocircuitará un pequeño trozo en una de las vueltas de la pista. Este sistema.

Como resulta más sencillo, y fiable, reducir el valor que aumentarlo, se recomienda sobredimensionar ligeramente la longitud calculada de pista para proceder posteriormente al ajuste exacto del valor.

Como aplicación práctica, les proponemos la construcción de una década de resistencias que cubre la gama de 50 mΩ a 1 Ω en incrementos de 50 mΩ. La figura 4 proporciona la distribución de pistas, mientras la figura 3 proporciona una sugerencia para la carátula del montaje, que también puede ser dibujado como serigrafía por el lado de componentes (en este caso es un decir) de la placa. El circuito consiste en 10 resistencias de 100 mΩ más una de 50 mΩ montadas en serie. En la unión entre cada dos resistencias hay una borna de conexión, de forma que se puede obtener cualquier valor intermedio (por ejemplo 150, 250, etc.)

Para la construcción se recomienda emplear bornas hembra de 4 mm, colocadas directamente, tras el correspondiente taladrado, en la placa. Debido a las bajas resistencias en juego, así como a la elevada corriente admisible, no es posible utilizar un conmutador, ya que introduciría eventuales errores debidos a su resistencia de contacto. Una vez introducidas las bornas, y atornilladas, (resulta recomendable el empleo de un ojete de conexión y arandela «grover» para garantizar un contacto óptimo) se soldará la borna para conseguir la menor resistencia posible en el contacto. En las bornas macho se colocará un cable del suficiente grosor para que la caida de tensión en el mismo sea lo más baja posible. También se puede incorporar un fusible rápido como protección de la cara de resistencias. En caso de medidas de precisión, se colocará un ventilador que favorezca la disipación del calor en las resistencias, de forma que su valor permanezca prácticamente constante.

MERCADO

Decodificador de Teletexto español

COPRESA ofrece al mercado un módulo de Teletexto que responde a la totalidad de las normas del sistema español de teletexto, y que está compuesto por los siguientes elementos:

— Memoria de 4 páginas (multipágina).
— Computador de texto (CCT).
— Procesador de vídeo (VIP).
— Circuitos de adaptación.
— Microcontrolador.

Entre las principales características del módulo, cabe resaltar:

— Procesa el paquete X/26, es decir, maneja 128 caracteres simultáneos. En una misma página pueden escribirse correctamente frases en los cuatro idiomas oficiales españoles.
— Responde a los indicadores coloreados (rojo, azul, amarillo y cián) para facilitar la selección de páginas por el usuario, siempre que la emisora envíe la información adecuada para este fin (paquetes X/24 y X/27).
— Está diseñado de manera que se acomoda fácilmente a tipos de control remoto muy diferente y a los distintos requerimientos exigidos por la circuitería de un televisor.

Reloj en tiempo real de Toshiba

TOSHIBA, representado en España por LOBER, S. A., ha introducido en el mercado de los ordenadores personales un nuevo periférico: se trata del reloj en tiempo real TC8250AP.

Este integrado de 16 patillas tiene un consumo muy bajo de potencia. La oscilación del cristal de cuarzo es de 32.768 Hz. El integrado lleva el control de horas, minutos, días, día de la semana, mes y año. La función calendario es automática, calculándose cada fin de mes y salto de año.

Además, posee control de batería por sensor de fallo de la fuente de alimentación principal. Para comunicarse con el ordenador incorpora el interface MPX, bus de 4 bits.

Las principales aplicaciones de este dispositivo están en la cuenta de tiempo en ordenadores personales y la función de programación para equipos de consumo.

Cambio de teléfonos de ANATRONIC

ANATRONIC, S. A. anuncia que desde el día 24 de marzo sus números de teléfono en Madrid pasan a ser los siguientes:

(91) 542 44 55
(91) 542 55 66
(91) 248 69 97

La dirección continúa siendo:

Avda. de Valladolid, 27.
28008 Madrid.

Acuerdo Philips-ES2

Philips Components y European Silicon Structures (ES2) anuncian un acuerdo que asegura prototipos rápidos y grandes volúmenes de ASICs realizados en proceso CMOS estándar de 1,5 micras con doble capa metálica (seguido próximamente por proceso de 1,2 micras). ES2 aplicará estos procesos a su propia tecnología de escritura directa con «e-beam», para prototipos rápidos y bajos volúmenes, en su factoría, abierta recientemente, en Aix-en-Provence, Francia. Philips suministrará la producción en gran cantidad desde cinco factorías situadas en Europa, USA y el Lejano Oriente.

El uso de idéntico proceso tecnológico, permite al usuario pasar fácilmente de los prototipos de ES2 a la producción en gran cantidad de Philips. Así mismo, la tecnología «e-beam» de ES2 estará disponible para Philips.

Con este acuerdo, se da soporte adicional al proceso de Philips como estándar industrial en el campo de los ASIC, al tiempo que se garantiza a los clientes de ES2 la estabilidad a largo plazo de la fuente de suministro de gran volumen y tecnología del mayor vendedor de silicio europeo.

Circuito integrado programable

SGS-Thompson, distribuido en España por VENCO Electrónica, presenta un nuevo circuito programable: el GAL 16V8 E2CMOS. Este integrado combina las altas prestaciones de la tecnología CMOS con la tecnología de las puertas borrables eléctricamente.

Las GAL («Generic Array Logic», matriz lógica genérica) utilizan la tecnología de las memorias programables eléctricamente, aplicándolas a los Array Lógicos, de lo que resulta las prestaciones de un array lógico bipolar reconfigurable y las ventajas de bajo consumo e inmunidad al ruido de la tecnología CMOS.

La GAL 16V8 dispone de 8 células programables de salida OLMC (Output Logic MacroCells) que permiten ser configuradas por el usuario. Además, son capaces de emular otros dispositivos, como elemento compatible con todas las PAL de 20 patillas.

La programación de estos nuevos dispositivos se realiza con las herramientas habituales para programar PLDs o EPLDs, es decir, en cuanto al software se puede partir del fichero que entrega el mismo software empleado para las PAL, siempre y cuando sea en formato JEDEC. Esto presenta la gran ventaja de poder sustituir las PAL con el nuevo dispositivo, empleando los ficheros de programación ya existentes y realizados a través del software estándar de captura de esquemas.

SGS-Thompson garantiza un mínimo de 100 ciclos de lectura-escritura, así como retención de datos para al menos 200 años.

El integrado dispone de un circuito de seguridad para proteger la memoria de posibles copias no autorizadas, y de un registro de identificación dónde reconocer, dentro de la propia GAL, la fecha de grabación, el código de programa, y la identidad del fabricante.

Marcador telefónico con 10 memorias

United Microelectronics Corp. (UMC), representada en España por VENCO Electrónica, S. A., presenta un nuevo circuito monolítico en tecnología CMOS, el UM 91611, marcador telefónico, que convierte el número marcado en una serie de pulsos adecuados para la composición del número en la red telefónica. El UM 91611 es compatible, patilla a patilla, con el T25610.

El UM 91611 es una versión mejorada del popular UM 9151, al que se han añadido algunas prestaciones más, como, por ejemplo, una memoria capaz de almacenar diez números de 18 dígitos, además de un registro de 22 dígitos de capacidad que permite guardar los últimos números marcados y recuperarlos marcando a partir de la pulsación de una sola tecla.
Al estar realizado en tecnología CMOS, el dispositivo presenta un bajo consumo, alta inmunidad al ruido, y fácil interconexión a la gran variedad de teléfonos, necesi-

tando muy pocos componentes externos.

Algunas de las características más significativas son:

— Diez memorias de 18 dígitos, más el último de 22 dígitos, en el propio integrado.

— Tecnología CMOS, que permite operar directamente con las líneas telefónicas.

— Oscilador de bajo coste RC de gran estabilidad.

— Selección independiente de entradas para variar la velocidad de marcaje (100 PPS/200 PPS), make/break (33,1/2:66,2/3 40:60), pausa entre dígitos (400 ms/800 ms).

— Utiliza un teclado de matriz de bajo coste, o un teclado estándar de 2×7 con dispositivo común.

— «Mute» y «pulse drivers» en el propio integrado.

— Desconexión de llamadas, pulsando * y # simultáneamente.

Telefónica participa en un nuevo cable submarino de fibra óptica

La Compañía Telefónica es una de las promotoras del nuevo cable submarino de fibra óptica, EMOS-1 (Eastern Mediterranean Optical System), que entrará en servicio en julio de 1990 y enlazará Italia con Grecia, Turquía e Israel.

El EMOS-1, con una longitud total de 2.800 Km, enlazará la cuenca oriental del Mediterráneo y contará con cuatro puntos de enganche situados en Palermo (Italia), Lechaina (Grecia), Marmaria (Turquía) y Tel Aviv (Israel). Este nuevo cable óptico formará parte junto con el TAT-9 y el MAT-2 (cables de fibra óptica en los que también participa Telefónica) de lo que se denomina la «autopista óptica mediterráneo-atlántica».

La capacidad del cable submarino será de 11.250 circuitos digitales de 64 Kbits/seg, con posibilidad de multiplicarse por cinco gracias al uso de modernos equipos multiplicadores de cuircuitos. La tecnología utilizada en su construcción será la más moderna que existe actualmente, al contar con la transmisión digital por fibras ópticas monomodo a una velocidad de transmisión en línea de 280 Mbit/s. La longitud de onda empleada permitirá una separación entre repetidores de 75 km, frente a los 5 km de los sistemas submarinos coaxiales actualmente en servicio. El cable incluye dos cajas de distribución sumergidas («BU-Branching Unit») que permiten separar las distintas fibras ópticas incluidas dentro del cable hacia destinos diferentes, con lo que se consigue una red mucho más flexible que la de los cables coaxiales actuales, que tan sólo permiten enlazar punto a punto.

Mayor facilidad para la homologación exterior

La Asociación Española de Exportadores de Electrónica e Informática (SECARTYS), que este año cumple su veinte aniversario de servicio al sector electrónico español, ha firmado un convenio de colaboración con el Institut Catalá de Tecnología (ICT).

A través de este convenio, el ICT ofrecerá a las empresas asociadas a SECARTYS información sobre normas técnicas y legislativas para la homologación exterior de los productos nacionales. Así mismo, colaborará con SECARTYS en la promoción del Sector en el ámbito tecnológico a nivel internacional y realizará estudios orientados a la exportación.

Con este acuerdo y el firmado hace unos meses con el Laboratorio General de Ensayos e Investigación de la Generalitat de Catalunya, SECARTYS ofrece un completo servicio de gestión, preparación y obtención de las homologaciones en el extranjero.

Expo/Óptica 88

Entre los días 22 y 25 de abril se celebrará, en el Pabellón de Exposiciones de Ifema, situado en el Paseo de la Castellana, 257, de Madrid, con horario ininterrumpido de 10 a 20 horas, la séptima edición de Expo/Óptica, Salón Internacional de Óptica, Acústica y Optrónica, en el que se presentarán las últimas novedades en estos campos.

Por segunda vez, el Certamen convoca dos importantes concursos: el denominado *Trabajos de Investigación,* dotado con un premio de 500.000 pesetas para cada una de las especialidades (Óptica, Acústica y Optrónica), y el *Nacional de Diseño Joven de Gafas,* dotado con un primer premio de 250.000 pesetas.

En la sede de Expo/Óptica 88, se llevarán a cabo, los días 22 y 23 de abril, las III Jornadas de Comunicaciones Ópticas, organizadas por Ifema en colaboración con las E.T.S.I.C. de Barcelona y Madrid y la Compañía Telefónica Nacional de España. En estas Jornadas se pretende ofrecer una panorámica de los trabajos realizados en nuestro país en el campo de las Comunicaciones Ópticas, en su más amplio sentido, incluyendo el espectro comprendido entre las ondas submilimétricas y el campo visible.

Igualmente, y en coincidencia parcial de fechas con el Salón Internacional Expo/Óptica 88, el Comité de Técnicas de la Imagen, el Comité de Color de la Sociedad Española de Óptica y el Instituto de Óptica del C.S.I.C. organizarán, en la sede del Instituto (Serrano, 121) la Reunión Nacional de Óptica, en donde serán tratados asuntos relacionados con las diversas ramas de la Óptica, incluyendo aquellas que constituyen las nuevas tecnologías: Óptica Instrumental, Óptica Física, Procesado Óptico y Digital de Imágenes, Visión, Color, Radiometría, Holografía, Óptica de Láminas Delgadas, Óptica Cuántica, Láseres, Optoelectrónica y Óptica Integrada.

Eurotelecom 88

Durante los días 17 al 20 de mayo se celebrará, en el Palacio de Exposiciones y Congresos de Madrid, las II Jornadas EUROTELECOM 88, organizadas por el Ministerio de Transportes Turismo y Comunicaciones, con la colaboración de Telefónica y el asesoramiento de la Comisión de las Comunicaciones Europeas.

La inauguración, el día 17 de mayo, coincide con el Día Mundial de las Telecomunicaciones, por lo que tras el acto de inauguración se establecerá una videoconferencia transoceánica con Brasil, donde estará teniendo lugar el American Telecom/88.

Durante los días 18 y 19, bajo el lema «la formación del espacio común europeo de las telecomunicaciones», casi un centenar de conferenciantes (científicos, máximos responsables de empresas públicas y privadas, operadores de servicios y fabricantes de equipos) expondrán los últimos avances técnicos y las políticas y estrategias surgidas tras el Libro Verde de las Telecomunicaciones.

Al mismo tiempo, tendrá lugar una Exposición de Sistemas, Equipos y servicios con el mismo tema de las conferencias, «Redes, Nuevos Servicios y Planificación Estratégica», presentados por fabricantes y operadores públicos y privados de Europa: RDSI, Redes Inteligentes, HDTV, Servicios de Valor Añadido y Terminales Multifunción, entre los más destacados.

elektor

AMSTRAD 128 K monitor color. Multitud de programas de juegos y utilidades en disco. Muy nuevo.
Luis Arechabala Anaya. C/ Princesa, 92. Madrid. Tel.: (91) 2433665.

APPLE iie 128 K 2 disc-drive, teclado español, monitor Philips ámbar, programas y revistas, todo por 100.000 ptas.
Javier. Tel.: (93) 3116149, a partir de 18 horas.

TELEVISION blanco y negro transistorizdo 24" marca Sköner por 20.000 ptas.
Conchy Santacana. Madrid. Tel.: (91)) 2411947.

VENDO-CAMBIO programas MSX en disco y cinta, juegos, gestión, aplicación, envío lista.
Xavier Obrador Mayor. C/ Ramón Albo, 50 - 3º 1. 08027 Barcelona. Tel.: (93) 3517246.

QL. Programas. Más de 150 títulos. Ultimas novedades.
Agustín Gallego López. C/ Cuart de Poblet, 17 - 3º dcha. 28047 Madrid. Tel.: (91) 4650505.

CAMBIO Spectrum+con impresora y extras por proyector super-8 sonoro en buen estado (sólo para Barcelona).
David Relimpio Gual. C/ Lepanto, 292 - 6º 1ª. 08025 Barcelona.

ZX SPECTRUM 48 K+cassette + monitor fósforo verde + libros + cintas. Muy barato. Precio a convenir.
José Luis Villacampa. C/ Alonso Cano, 2. Colmenar Viejo. 28770 Madrid.

EMISOR FM 88-108 MHz digital profesional, norma C.I.R. y codificador emisión estereofónia profesional.
José Soriano Muñoz. C/ Rambla, 22 - bajo. Yecla (Murcia). Tel.: 794436.

URGE esquema de decodificador de música funcional, pago fotocopias a 500 ptas.
Ramón. Tel.: 2172264, a partir 22 horas.

PRECISO esquema o fotocopia de sintonizador de FM 88 a 108 MHz en banda estrecha, sencillo, pago bien.
Ramón G. Tel.: 2172264, a partir de 22 horas.

URGENTE fotocopia de receptor de onda musical o el aparato en sí. Fotocopia 1.000 ptas. Receptor?
Gloria. C/ Trévelez, 4 - 2º Izq. 28041 Madrid.

LS7060 urgente, perfecto estado y cualquier información sobre el patillage del bus de expansión del PC.
Francisco Córdoba Beneyto. Avda. Blasco Ibáñez, 145 - puerta 12. 46022 Valencia. Tel.: 3724844.

PENSIONISTA solicita donación todo relacionado con electrónica, agradece a Lluis y Mr. Raúl (Miami) sus ayudas.
Julián Seguen «Astur». C/ Serradilla, 28. 28044 Madrid.

VENDO ZX Spectrum 48K, 10 cintas, 60 revistas. Todo en perfecto estado. 16.000 ptas. más gastos de envio.
Luis Armesto Sánchez. Félipe Valls, 40, B-1. 46035-Benimamet (Valencia). Tel.: (96) 3481929.

¿QUIERE convertir su PC en AT? Precio 127.000 ptas.
Angie Elguer. Infanta Carlota, 89, bajos. Tels.: 2309100-2309109.

VENDO ordenador Amiga-1000 con ampliación de memoria interna de 1M y 10 discos con el mejor soft. Todo 200.000 ptas.
Antoni Codina. Passeig Pere III, 83-2.º. 08240-Manresa. Tel.: (93) 8739996.

ORDENADORES procedentes de cambio «PC», precio 112.000 ptas.
Angie Elguer. Infanta Carlota, 89, bajos. Tels.: 2309100-2309109.

PS/30 20MB + teclado + monitor monocromo + sistema operativo MSDOS. Precio: 457.500 ptas.
Angie Elguer. Infanta Carlota, 89, bajos. Tels.: 2309100-2309109.

TRANSCEPTOR HF Kenw 000 TS 130V con cristalSSB opcional y micro incluidos por 85.000 EA3FFE.
Mariano M. Sarriera Socias. C/ Bjda. de la Plana n.º 33, At. 1.º. Tel.: (93) 2294587. Barcelona.

COMPRO todo tipo de instrumental electrónico en perfectas condiciones de funcionamiento.
Miguel Gutierrez. C/ Monte Sabigain n.º 3-3C. 48003 (Bilbao). Tel.: (94) 4436299.

VENDO «preludio» montado y ajustado a falta de mecanizar con todas las tarjetas y frontal 22.500 ptas.
Eduardo Quesada Alonso. General Yagüe, 2-6.º. 33004-Oviedo. Tel.: (985) 240277.

VENDO generador BF550 SA Delta con su frecuencímetro 0-600KHz onda SEN-TTL-SIERRA, llamar 653546 de 13 a 14 y 19 a 21.
Carlos Antonio Marsal. P.O. Box 147 - La Cuesta. Tenerife (Canarias) 38320-España.

COMPRARÍA osciloscopio económico.
Manuel Borge Dafauce. Clara del Rey, 24. Madrid. Tel.: 4164997.

SE VENDEN programas para IBM o compatible Autocad 2.6, Robocad, Oread, PSPICE de 11 a 14 h., y a partir de 22,30 h.
José Luis Sánchez. Tel.: (91) 4300423.

URGE comprar frecuencímetro hasta 200MHz mínimo, a buen precio. No importa estado mientras funcione bien.
David Relimpio Gual. C/ Lepanto, 292, 6-1. 08025-Barcelona.

VENDO números sueltos de Elektor, libros varios de electrónica y material. «Llamar» o enviar carta.
Carlos Martínez. Noriega Varela, 5-3. 32004-Orense. Tel.: (988) 222965. Sólo festivos.

VENDO revistas de Elektor y colecciones encuadernadas en piel, cajoneras y semiconductores, etc.
Carlos Martínez. Noriega Varela, 5. 32004-Orense. Tel.: (988) 222965.

ME INTERESARÍA programas para ATARI-ST. Mandar listas e información.
Jose. I. Velázquez Caballero. Pl/ Tilos n.º 6, 11.º A. Barañain 31010-Navarra.

ESTOY interesado en adquirir los Elektor números 80 y 81 se los compro a quien los tenga. Necesito urgente.
Ramón Alarcón Peinado. Avd/ Blasco Ibánez, 41-13. Alaquas (Valencia). Tel.: (96) 1504862.

QL. Programas más de 150 títulos. Ultimas novedades. También cambio.
Agustín Gallego López. Cuart de Poblet, 17. 28047-Madrid. Tel.: (91) 4650505.

CAMBIO C64 con más de 100 programas por ordenador QL de Sinclair.
Juan Carlos Gutiérrez. Los Angeles, 21-4.º. Gijón (Asturias). Tel.: 143253.

DESEARIA comunicarme con personas que tengan experiencia en el Z-80SIO.
Luis Lleó. C/ Flores, 12. 08001-Barcelona. Tels: (93) 347 62 20-347 59 27.

VENDO unidad de disco e impresora MPS801 para C-64 por 30.000 ptas.
José Manuel Núñez. Tel.: 2554061. Barcelona.

CAMBIO todo tipo de programas para Atari ST., sobre todo utilidades. Mandar lista. Dirigirse a:
Luis Querol García. C/ San Cristobal, 8. 43550-Ulldecona (Tarragona).

VENDO amplificador estéreo de 40W.+40W de Sales KIT, poco uso, buen estado. Por sólo 27.000 ptas. Escribir a:
Antonio Ortiz Dalmau. Passeig d'en Llull, 10, B. 1.º-3.º. 08392-San Andrés de Llavaneras (Barcelona).

AIM 65. Compro, no importa caja, fuente sin BASIC. En buen estado, barato. Interesados escribir a:
Alfredo Benito Blázquez. C/ Tarazona, 12. 28047-Madrid.

VENDO Dragon-200 64K + discodriver-51/4 + monitor BIN + 1JOYSTICK + 50.UNIX + 50.FLEX + lenguajes + juegos por 35.000 ptas.
Francisco Javier López Vázquez. C/ Tórtola, 2, 4.º 2. 18014-Granada. Tel.: 209747.

VENDO entrenadores digitales NANDO03 (24.000 ptas.) y NANDO04 (27.000 ptas.), en perfecto estado.
Ernesto Fco. Insa Fole. C/ Cuatretondeta, 7, 3.º D. Tel.: (965) 233931. 03014-Alicante.

VENDO ordenador SHARP MZ721 con cassette incluido con más de 130 juegos y aplicaciones por 25.000 ptas.
Victor Manuel Minallo. Escultor Ordoñez, 23, 2.º-2.ª, B. Tel.: 3405087. 08016-Barcelona.

VENDO AIM-65, módulos Comelta de grabación EPROM, expansión de RAM, faliment., ROM de BASIC, Assambler, libros.
José Luis Martínez. Avd./ Isabel la Católica, 25. Hospitalet de LL. (Barna). Tel.: 3374410. Suscriptor n.º 3934.

VENDO osciloscopio modelo Advance OS 250, dos trazas 15 Mc/s, perfecto funcionamiento manual y sondas.
Carlos T.V. Díaz Caneja, 8. Palencia. Tel.: 725578.

VENDO y cambio programas para el Sinclair QL, más de 150 títulos.
Agustín Gallego López. Cuart de Poblet, 17, 3.º Dcha. 28047-Madrid. Tel.: (91) 4650505.

COMPRO o cambio por equipo CB 27MHz unidad de disco Commodore 1541. Ofertas a:
Carlos J. San José. Apartado 614. 34080-Palencia.

BORRADOR de Eprom con pocas horas de uso 6.000 ptas.
Teófilo Fdez. Biarritz. 28028-Madrid. Tel.: (91) 2567462. Mañanas y noches, a partir de las 10,30 h.

ANUNCIOS BREVES

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

DATOS PERSONALES

Nombre: _____

Dirección: _____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

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

GUIA DE COMPRAS

TRADING ELECTRONICS S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS
INDUSTRIALES
PROFESIONALES
CONSUMO
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS

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

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

INFO-COM EUROPA

Informatica y comunicacion. TV via Satelite
Ctra. de Malaga, 56 AGUADULCE - ALMERIA -
Tefno. 951-342204



EJEMPLOS DE NUESTRA LISTA DE PRECIOS:

CONVERSOR II GHz, 1,4 dB tip. BOSCH SFU 13.... 42.843 h
SINTONIZADOR Tecnologia avanzada BOSCH SR 2000....106.320 h
ORTHOMODO bajas perd.doble polaridad BOSCH SPW 22.... 29.918 h
ANTENA PARABOLICA de aluminio calidad profesional .... 65.000 h
DECODIFICADOR programable hasta 40 canales, pletina basica.... 51.700 h

SISTEMAS COMUNITARIOS DOMESTICOS Y PROFESIONALES
DIVERSOS SISTEMAS INDIVIDUALES COMPLETOS
--- EXPONGANOS SUS NECESIDADES O PIDA LISTA DE PRECIOS ---
* * * * * * DESCUENTOS ESPECIALES PARA DISTRIBUIDORES * * * * * *

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



DOBLE SIS ALTAVEUS

Tapiolas 11. Barcelona
T-241 02 09
(Junto Paralelo)

- Venta de altavoces y complementos.
- Gran surtido de KITS, nacionales y de importación.
- Especialidad en la gama alta HI-FI, para los verdaderos audiófilos, que deseen sentir la emoción del concierto en directo, con los altavoces que triunfan en Europa y USA.
- Marcas: Focal, Dynaudio, Audax, etc.

digital s.a.

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

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

Pilar Zaragoza, 45
28028 MADRID

246 49 90
246 56 63

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

GUIA DE COMPRAS

ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

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

ELECTRONICA SANDOVAL S.A.

EL MAS EXTENSO SURTIDO EN:

— COMPONENTES ELECTRONICOS.
— KITS DE MONTAJE ELECTRONICOS.
— MICROPROCESADORES.
— VIDEOS.
— ALTA FIDELIDAD.
— TV. COLOR.

C/ SANDOVAL, 3, 4, 6
Teléfono: 445 18 33 (8 líneas)
Telex: 47784 - SAVL-E
28010 MADRID

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	*Anunciante*	*Pág.*
210	Ado Electronic	23
233	Cimex	19
249	Copresa	2
208	Digital	69, 71
211	Digitron	69
226	Doble six altaveus	69
229	D.S.E.	72
236	Egar	70
212	Elecson	70
258	Electrónica Puente	69
204	Electrónica Sandoval	69
215	Electrosón Madrid	70
271	Goto 55	70
201	Hameg	11
244	Info-com Europa	69
238	Lhister	19
255	Micro-p	56
237	Molher	41
225	M.R.E. Astra	19
255	Pacica	13
250	Palco	69
218	Radio Electra	69
268	Trom Electronic	69

UN LED PRESUMIDO Y BAILARIN

UNA RESISTENCIA CHISTOSA

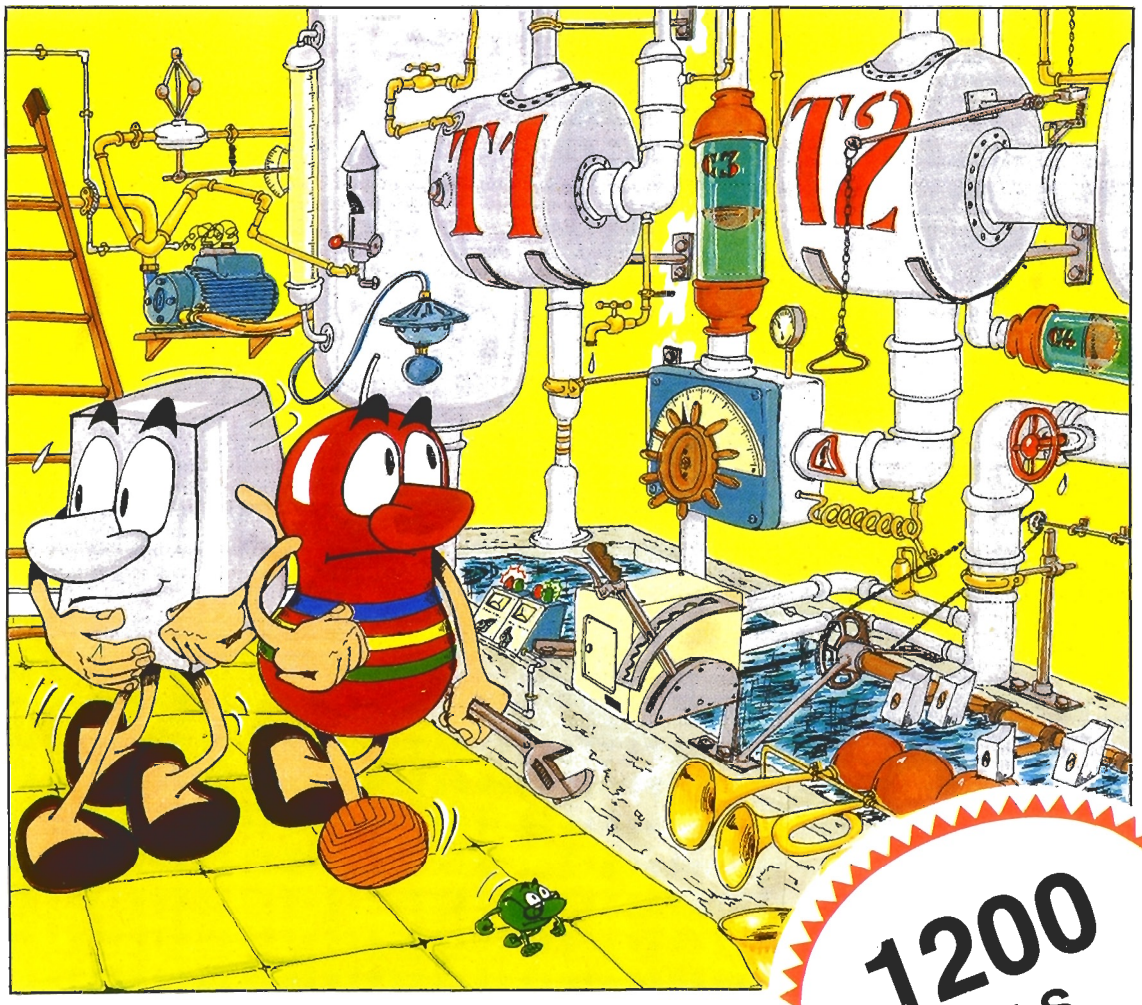
UN TRANSISTOR CAMPEON DE TENIS

UN CONDENSADOR EXPLOSIVO Y OTROS MUCHOS PERSONAJES

RESI y TRANSI®

CONTRA LOS MISTERIOS DE LA ELECTRONICA

por Yves Raffaone e Yves Caussin



1200 PTS

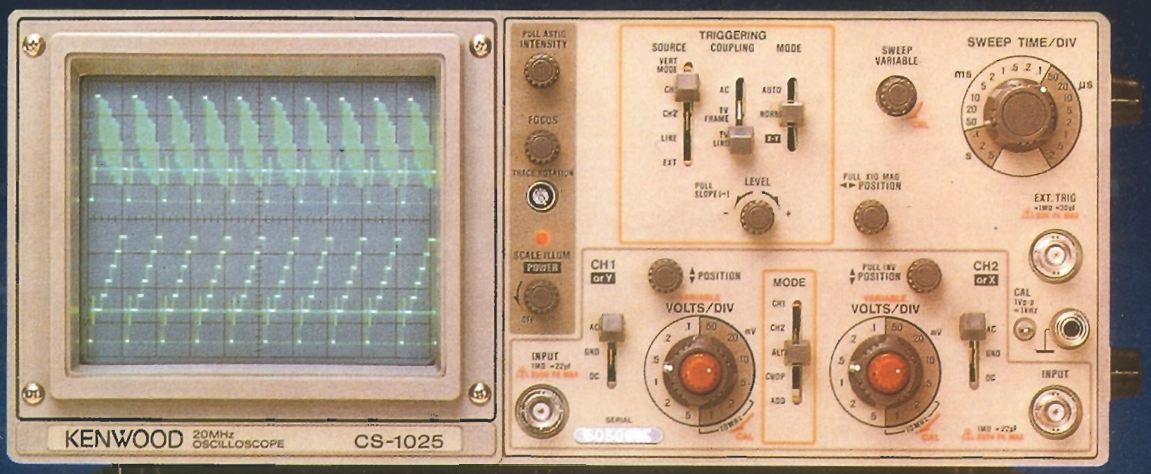
UN COMIC **FASCINANTE**, CON INDICACIONES PARA CONSTRUIR **TRES MONTAJES** DE INICIACION A LA **ELECTRONICA**. EL LIBRO INCLUYE EL **RESIMETRO**: LA BRUJULA DEL **PRINCIPIANTE**.

LA ELECTRONICA EN COMICS... CON MONTAJES PRACTICOS

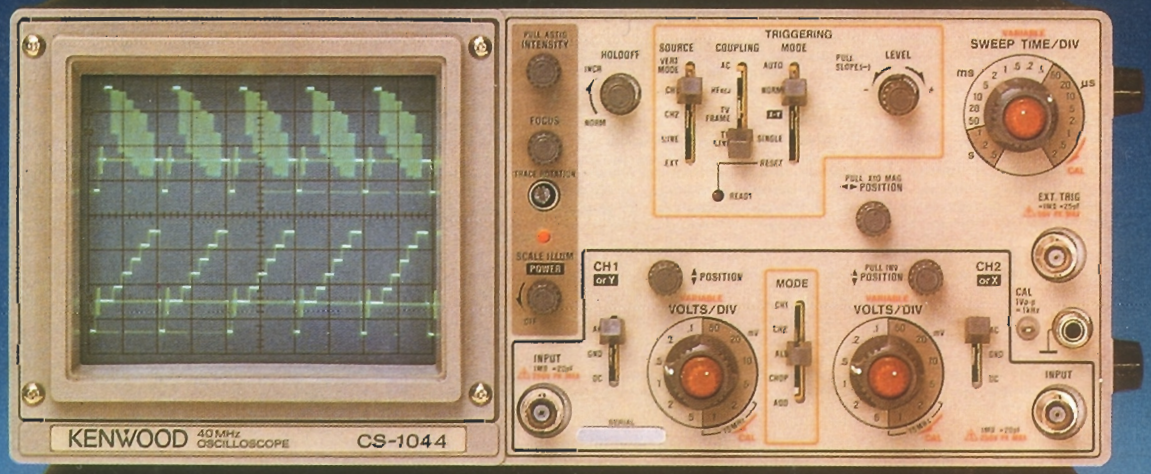
SI DESEA RECIBIR ESTE LIBRO EN SU DOMICILIO, UTILICE LA TARJETA DE PEDIDO SITUADA EN LAS PAGINAS CENTRALES DE ESTA REVISTA.

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 36 62
L'HOSPITALET DE LLOBREGAT (BARCELONA)

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