

elektor

N.º 76
1986

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

electrónica: técnica y ocio

Circuito de protección de altavoces

Vídeo 8 mm

Tarjeta de color

Reloj gigante

Extensiones MSX (2)

año 7, núm. 76 septiembre 1986

Redacción, Administración y Suscripciones:
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º-A y B.
28016 MADRID. Tel. 2505820.
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:
JESUS ARRIAGA, JOSE ÉDREIRA, IGNACIO GARRIDO,
ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS,
ANGEL SEGADO e INMACULADA de la TORRE.

Maquetación:
CARLOS GONZALEZ-AMEZUA
CARLOS TALLANTE

Producción:
VICENTE ROBLES

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

Publicidad Madrid:
MAITE CONDE
Pza. República del Ecuador, 2. 1.º
28016 MADRID. Tel. 4576923

Publicidad Barcelona:
ISIDRO A. IGLESIAS
Gran V. Corts Catalanes, 1010
08020 BARCELONA. Tel. 3071113

Contabilidad:
MARIA ANTONIA BUITRAGO

Distribución:
SANTIAGO FERRER

Suscripciones:
MARIA GONZALEZ-AMEZUA

Revistas atrasadas:
MARIA ANTONIA GOMEZ

Distribución España:
COEDIS, S.A.
C/ Valencia, 245 - Tel. 2157097
08007 BARCELONA
Delegación en Madrid:
C/ Serrano, 165 - Tel. 4111148

Distribución Argentina:
Cia. Americana de Ediciones SRL.
Sud América, 1532. 1290. BUENOS AIRES
Tel. 212464

Depósito legal: GU.3-1980

ISSN 0211 - 397X

Impreso en España.
PRINTED IN SPAIN

Masters

IMPORTANTE

Comunicamos a nuestros lectores que nuestro domicilio es:

**PLAZA REPUBLICA DEL ECUADOR, 2-1.º
28016 MADRID. TEL.: 2505820**

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.

EL DUENDE DE ELEKTOR

Toda modificación importante, corrección, mejora, etc., de las realizaciones de Elektor se incluirá en este apartado.

CAMBIO DE DIRECCION

Cualquier variación en los datos personales del suscriptor deberá comunicarse con seis semanas de antelación.

TARIFA PUBLICITARIA

(nacional o internacional).
Puede obtenerse mediante petición, al departamento de publicidad, en el teléfono (91)4576923

LISTA DE PRECIOS:

Número sencillo: 325 ptas. (IVA incluido)
307 ptas. (sin IVA)
Número doble: 600 ptas. (IVA incluido)
566 ptas. (sin IVA)

Precio venta al público para Canarias, Ceuta y Melilla:

Número sencillo: 310 ptas.
Número doble: 570 ptas.
Suscripción anual (11 números):
España: 3.300 ptas.
Europa (correo aéreo): 4.500 ptas.
América (correo aéreo): 7.800 ptas. o 56 \$
Derechos de envío certificado:
España: 375 ptas.
Extranjero: 1.000 ptas.

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 © 1986. Uitgeversmaatschappij Elektor B. V. (Beek, NL)
© 1986. 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 DIFUSION



Teletipo Elektor	9-9
Noticias, informes, avances y curiosidades del sector.	
Circuito de protección de altavoces	9-10
Un circuito que impide cualquier daño a sus altavoces. Incorporable a cualquier etapa de potencia.	
Vídeo 8 mm	9-17
Los expertos predicen que este será el nuevo estándar para los vídeos domésticos en el futuro. Vea sus principales características y ventajas.	
Cuantificador musical	9-23
Síntesis de sonidos controlada por microprocesador.	
Tarjeta gráfica de alta resolución (6)	9-29
La tarjeta que proporciona hasta 16 colores a la tarjeta gráfica de alta resolución.	
PCBs, las placas de circuito impreso	9-37
Jumbo, reloj gigante	9-41
Empleando el display gigante publicado en el especial de verano, construya un reloj-termómetro con dígitos visibles a 100 m.	
Extensiones MSX (2)	9-48
Realice sus propios cartuchos para MSX. Incorporar los programas en EPROM evita el tiempo de carga desde cinta o disco.	
Filtros activos (1)	9-55
Una de las aplicaciones más extendidas de los amplificadores operacionales son la realización de filtros. Los diversos tipos con sus ecuaciones de diseño, sus propiedades y ventajas.	
Frecuencímetro a μP, revisión	9-64
Nuevo prescaler para el frecuencímetro, y equivalencias sobre los componentes empleados en este montaje	
Libros	9-66
Mercado	9-68
Bibliografía técnica nacional y extranjera.	



Tras el espectacular avance que ha tenido el vídeo a nivel doméstico, fabricantes de todo el mundo se han reunido para poner las bases de un nuevo sistema de avanzadas características. El nuevo formato, que en el futuro pondrá fin a la guerra entre los VHS y los Beta, creará un estándar, de forma similar a lo ocurrido con los casetes de audio, que evite la dispersión e incompatibilidad entre los equipos de las diferentes marcas. Debido a los avances y experiencias con las cintas de media pulgada, empleadas actualmente, el formato empleará cintas de 8 mm, similares en tamaño a las casetes de audio, con prestaciones más elevadas que aquellos; en el vídeo de 8 mm se han incorporado los mejores avances de varios sistemas de media pulgada, incluyendo algunos de V2000 de Philips, además de dejar prevista la posibilidad de expansiones y mejoras sobre el mismo. Esto permite que el sistema esté suficientemente «abierto» para seguir los avances de la tecnología, evitando que se vuelva obsoleto en breve tiempo.

En nuestro próximo número, entre otros:

- Alimentación simétrica, de laboratorio.
- Central telefónica doméstica.
- Filtro activo con desfase nulo.
- Listado del software de la tarjeta gráfica.
- Recepción TV vía satélite.

circuítos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

E10: MARZO 1981

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

E18: NOVIEMBRE 1981

Analizador lógico:		
Circuito principal	81094-1	2.790
Circuito de entrada	81094-2	750
Tarjeta de memoria	81094-3	715
Cursor	81094-4	1.080
Visualizador	81094-5	485
Fuente de alimentación	80089-3	1.010

E26/27: JULIO/AGOSTO 1982

Voltímetro digital universal	81575	1.130
Sirena holofónica	81525	705

E32: ENERO 1983

Foto Computer:		
Procesador	81170-1	1.620
Teclado	82141-1	1.485
Interface teclado	82141-2	790
Display	82141-3	885

E34: MARZO 1983

Termómetro a LCD	82156	760
Accesorios para el crescendo	83008	1.060
Alimentación de 3A para OP	83002	645
Cancerbero	82172	815
Curtis/VCO	82027	1.620

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695
Módulo combinado VCF/VCA	82031	1.550

E36: MAYO 1983

Super-eco	82175	1.430
Preludio:		
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
Curtis/Módulo COM	9729-1	1.295
Curtis/Alimentación	82078	1.345
Protector de fusibles	83010	572
Regulador para faros	83028	540

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
Vatímetro	83052	1.130
Teclado digital polifónico:		
Tarjeta de entrada	82107	1.875
Desplazador de sintonía	82108	1.100

E43: DICIEMBRE 1983

Personal FM	83087	735
Iluminación para tren eléctrico	82157	1.450
Maestro:		
Transmisor	83051-1	740
Carátula adhesiva	83051-F	1.330

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565

E45: FEBRERO 1984

Poli-bus	82110	1.165
Eléctrometro	83067	905

E46: MARZO 1984

Tarjeta CPU universal:		
Tarjeta principal	83108-1	2.760
Tarjeta de comunicaciones	83108-2	1.715
Pseudo-estéreo	83114	670

E47: ABRIL 1984

Sintetizador polifónico:		
Unidad de salida	82111	1.855
Convertidor D/A	82112	775
Omnibus	83102	3.085
Video-amplificador	83113	725

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

E50/51: JULIO/AGOSTO 1984

Amplificador PDM 10W	83584	965
Termómetro para disipadores	83410	1.005
Convertidor D/A	83558	630

E52: SEPTIEMBRE 1984

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

E53: OCTUBRE 1984

Videoconbinador	84018	790
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
Lanzadestellos portátil	84048	1.000
Interface para máquinas de escribir electrónicas	84055	1.560

E55: DICIEMBRE 1984

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

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220
Micrófono sin hilos	84063	1.365

E57: FEBRERO 1985

Inversor de video	84084	1.245
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

Adaptador SCART	84072	1.090
Harpagón. Versión 1	84073	785
Harpagón. Versión 2	84083	730
Falsa alarma	84088	825
Mini-impresora	84106	2.075
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 μ P:		
Circuito principal	85013	3.455
Visualizador	85014	1.410
Oscilador	85015	705
Panel frontal	84097-F	3.145

E61: JUNIO 1985

Selector de EPROMs	85007	1.030
Autodim	84096	785
Alimentación alterna	84035	845
Fundido de diapositivas controlado por ordenador:		
Placa de control	84115-1	3.385
Placa de potencia	84115-2	2.079
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-10	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
Medidor RLC	84102	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	2.370
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
Amplificador AXL	85027	2.020
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
Iluminador, C. Principal	85097-1	1.975
Iluminador, control lámpara	85097-2	2.050

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

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

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

Display gigante «8»	85413-1	3.180
Display gigante «1»	85413-2	1.337
Display gigante «3»	85413-3	980
Medidor de audio	85423	975
Amplif. HI-FI para auriculares	85431	913
Cargador pequeñas baterías	85446	754
Sonda lógica para uP	85447	686
Barrera infra-roja	85449	1.095
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 disc./Visualizador	85470-2	1.607
Atenuador doble para luces	85480	754
Monitor maqueta trenes	85493	975

Este mes...

Elektor núm. 76, septiembre 1986

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

OFERTA: AHORA 20% MENOS, STOCK LIMITADO

REFERENCIA	DESCRIPCION	P.V.P.	ELEKTOR
EPS 81156	Voltímetro + frecuencímetro	1.114 ← 1.430	E-21
EPS 81170-1	Conoprocador/circ. prin.	1.296 ← 1.620	E-28-32
EPS 81170-2	Cronoprocador/disp. tecl.	812 ← 1.015	E-28
EPS 81171	Contador de rotaciones	1.308 ← 1.635	E-21
EPS 81506	Crtl. veloc. - direc. modelismo	552 ← 690	E-26/27
EPS 81515	Indicador picos altavoces	444 ← 555	E-26/27
EPS 81523	Generador de n.º aleatorios	712 ← 890	E-26/27
EPS 81541	Diapasón electrónica	500 ← 625	E-26/27
EPS 81567	Detector de humedad	472 ← 590	E-25
EPS 81577	Buffers entrada analizador lógico ..	588 ← 735	E-26/27
EPS 82006	Oscilador senoidal	560 ← 700	E-23
EPS 82009	Mini-amplificad. telefónico	448 ← 560	E-21

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
Tarjeta de adaptación	81033-3	430
Programador de EPROM	82010	1.562
Tarjeta de RAM dinámica	82017	1.815
Minitarjeta de EPROM	82093	595
Teclado ASCII	83058	6.565
Tarjeta VDU	83082	2.685
Tarjeta de memoria universal	83014	2.595

software

Junior Computer (2708)	ESS 503	1.700
Matriz luminosa (2708)	ESS 504	1.700
TM para Junior Computer (2716) ..	ESS 506	940
PME para Junior Computer (2716) ..	ESS 507	940
Crono-procesador (2716)	ESS 512	940
Generador caracteres VDU (2732) ..	ESS 523	1.175
Terminal universal (2732)	ESS 525	1.175
Elaberrito (2716)	ESS 527	940
Copiador de EPROM (2716)	ESS 528	940
Frecuencímetro a µP (2732)	ESS 531	1.175
Plotter X-Y (2732)	ESS 532	1.175
Clepsidra (2732)	ESS 535	1.175
Frecuencímetro a µP, U665B (2732) ..	ESS 536	1.175
Jumbo, reloj gigante (2x2732)	ESS 539	2.350

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.

Ampliación de capital de Digital Equipment Corporation, S.A.

Digital Equipment Corporation, S. A., con sede central en Maynard, Massachusetts, ha llevado a cabo una ampliación de su capital social en España. El nuevo capital social será de 1.000 millones de pesetas. Esta ampliación de capital permitirá a Digital llevar a cabo sus planes de expansión futuros, invirtiendo en la apertura de nuevas oficinas, en nuevas instalaciones y otros activos fijos.

El rápido e importante crecimiento del volumen de operaciones, de un 54% en 1985, ha determinado un constante aumento de la plantilla de la compañía en los dos últimos años, y está previsto que continúe durante los próximos ejercicios fiscales.

La empresa es líder mundial en la fabricación de redes de comunicación y equipos periféricos asociados, así como en integración de sistemas con sus redes y productos de comunicación y software. Digital tiene más de 660 puntos de venta, servicios, fabricación, administración y diseño repartidos en más de 48 países, empleando a cerca de 91.000 personas en todo el mundo.

Digital firmó, a mediados de 1985, un contrato con Standar Eléctrica para la fabricación por esta empresa de un terminal con tecnología de Digital. Las entregas al Centro Euro-

peo de Distribución Digital comenzaron el pasado mes de abril, alcanzando en la actualidad un volumen de varios cientos de unidades por semana. La ampliación, así como el acuerdo de investigación en el campo de la Inteligencia Artificial, conjuntamente con la Universidad Politécnica de Catalunya y el Centro de Estudios Avanzados de Blanes, adscrito al CSIC, en el primer semestre de este año, forman parte de los compromisos adquiridos por Digital con el Ministerio de Industria en diciembre de 1984, dentro del marco del PEIN.

Novoelectric distribuidor de los productos Transrak

Las firmas Sitek y Novoelectric han firmado un acuerdo por el que esta última distribuye en exclusiva, desde julio de este año, su amplia gama de productos Transrak (sistemas de 19").

Transrak, empresa francesa pionera en los mercados europeos de la fabricación y comercialización de racks, chasis modulares, instrumentos y todo tipo de contenedores para equipos electrónicos, asociada a Saitek, amplía con este acuerdo su red de servicio, con una de las mejores organizaciones españolas de distribución.

Novoelectric cuenta, a partir de ahora, con una nueva gama de productos cuya extensión, tecnología, innovación constante y homologaciones con-

duerdan con su cartera de distribución de reconocido prestigio. El stock de Novoelectric, junto con el de Saitek, y los especializados equipos humanos de ambas compañías auguran un completo servicio al sector.

Kodak entra en el mercado de semiconductores

Eastman Kodak Company anunció recientemente su propósito de introducirse en el mercado de equipos para la fabricación de semiconductores, formando una nueva compañía, llamada Estek, que operará como una división de Eastman Technology Inc., filial de Kodak.

Según portavoces de la firma, Estek se basará en la considerable experiencia tecnológica de Kodak en la fabricación de circuitos integrados. Kodak ha diseñado y producido durante mucho tiempo circuitos integrados para utilizarlos en productos que van desde cámaras a copiadoras. Estek tiene el propósito de ofrecer una amplia gama de equipos que sirvan a las necesidades de los fabricantes de semiconductores. Entre ellos figuran equipos para el proceso de obleas, incorporando significativos avances que serán bien recibidos por los fabricantes que tienen que enfrentarse a rígidas demandas provocadas por el continuo progreso en la miniaturización de los dispositivos semiconductores.

Estek contará, además, con el total apoyo de Xertronics Inc., un fabricante

de equipos para la limpieza de semiconductores, que fue adquirido por Kodak el pasado verano. El equipo y tecnología propios de Xertronics serán el complemento a los significativos progresos hechos por Kodak en tecnologías afines.

Cursillo de formación técnica, de Comelta

Dentro del marco de un plan especial de formación para técnicos de empresas y personal dedicado a la enseñanza, Comelta anuncia la celebración de sus próximos cursillos:

— Sistema operativo UNIX, introducción y uso; Barcelona 20-24 octubre (Gabriel Prat).

— FORTH, uso interactivo y diseño con él; Barcelona 3-7 noviembre (Antonio Cortés).

— Sistemas microcomputadores modulares para control industrial «CR»; Madrid 10-14 noviembre (Carmen Martínez).

— Introducción al microprocesador de 32 bits, NS-32000; Madrid 17-21 noviembre (Eugenio Cortés).

— Sistemas modulares de captura de datos; Barcelona 24-28 noviembre (Gabriel Prat).

Las personas interesadas en asistir a alguno, o varios, de los citados cursillos deberán solicitarlo por escrito, indicando sus datos personales, actividad y empresa, a: Att. Sr. Eugenio Cortés, COMELTA, S. A. C./Emilio Muñoz, 41 nave 1-1-2, 28037 Madrid.

seguro a
todo riesgo
para sus
altavoces

La idea primitiva era poner a punto un circuito de puesta en marcha para una pantalla acústica controlada por una señal de audio. Este circuito debía ser universal, lo que he hecho se ha conseguido. Pero no nos hemos quedado ahí sino que hemos añadido un circuito que vigile la temperatura de los radiadores de la etapa de potencia; además un circuito que vigile la tensión de alimentación y otro que detecte las tensiones continuas a la salida de la etapa de potencia, y por último un circuito que atenúe las variaciones en el transformador de alimentación. Esto es lo que conseguimos.

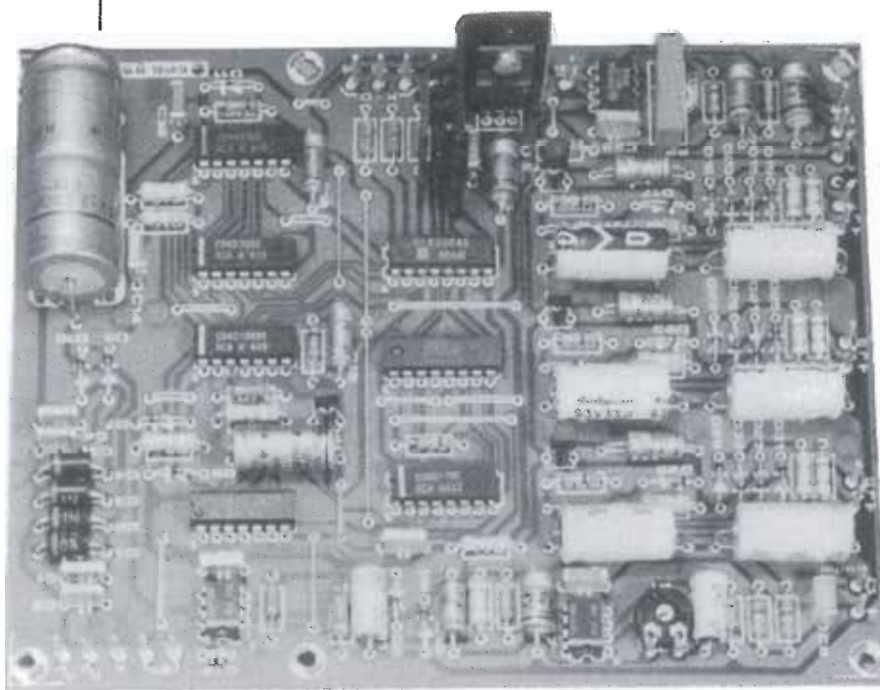
CIRCUITO DE PROTECCION UNIVERSAL PARA PANTALLAS ACUSTICAS

Las pantallas acústicas son bonitas cuando están encendidas y

suenan la música. Pero es necesario empezar por conectar el lector

de cassettes, después el preamplificador, después tres pasos a la derecha, bajar, conectar la pantalla de la derecha, seis pasos a la izquierda, volver a bajar, conectar la pantalla de la izquierda, un poco complicado ¿no?

Ciertos preamplificadores generan, en el cable de audio que los une a los amplificadores de potencia, una tensión de control que activa unos relés de conexión de la pantalla acústica. Este proceso es simple pero está lejos de ser óptimo. Si un amplificador no está equipado con un circuito de temporización, las pantallas que alimenta producen un «cloc» muy desagradable; con pantallas activas no hay que permitir esto. Los altavoces de agudos tienen pocas posibilidades de resistir a este tipo de tratamiento. La tensión de conmutación para la puesta en funcionamiento de los amplificadores de potencia parece muy primitiva, y hay que hacer algo más elaborado.



Seguro a todo riesgo

El cuadro sinóptico de la figura 1 es como el rollo de un vendedor de seguros. Todas las garantías ofrecidas por el circuito se suman para obtener una mejor oferta. A la izquierda está un subconjunto básico: el detector de audio BF. Su función es señalar la presencia o ausencia de una señal de frecuencia básica emitida por el amplificador. El captador térmico vigila los radiadores de la etapa de potencia, el detector CC señala la presencia de componente continua en la señal aplicada a los altavoces; la tensión de alimentación (alterna) se vigila en dos puntos: por un lado en el propio circuito de protección y por otro en las etapas de potencia. Una entrada ERROR (activa el nivel lógico bajo) permite al usuario añadir otro dispositivo de control a su elección. Del lado de las salidas, se encuentran tres LED y tres relés, dos de ellos permiten la conexión del transformador de la alimentación del amplificador y el tercero permite la puesta en servicio de los altavoces.

Mientras dura la puesta en tensión, el circuito se pone automáticamente en «error», y el LED rojo

se enciende. Conviene accionar la tecla inicialización que pondrá al circuito en «alerta», el LED amarillo se enciende si todas las condiciones requeridas se cumplen. Esto puede parecer complicado, pero es todo lo que hay que hacer en condiciones normales. Si una de las tensiones de alimentación es defectuosa, el LED parpadea para señalárnoslo. En cuanto se arregla el defecto, la lámpara amarilla deja de parpadear. El circuito espera una señal BF para conectar todo el sistema.

Cuando llega esta señal, el transformador de alimentación de las etapas de potencia se pone en tensión suavemente y, después de tres parpadeos suplementarios del LED amarillo, se enciende el LED verde; al mismo tiempo se activan los relés de puesta en servicio. ¡Música!

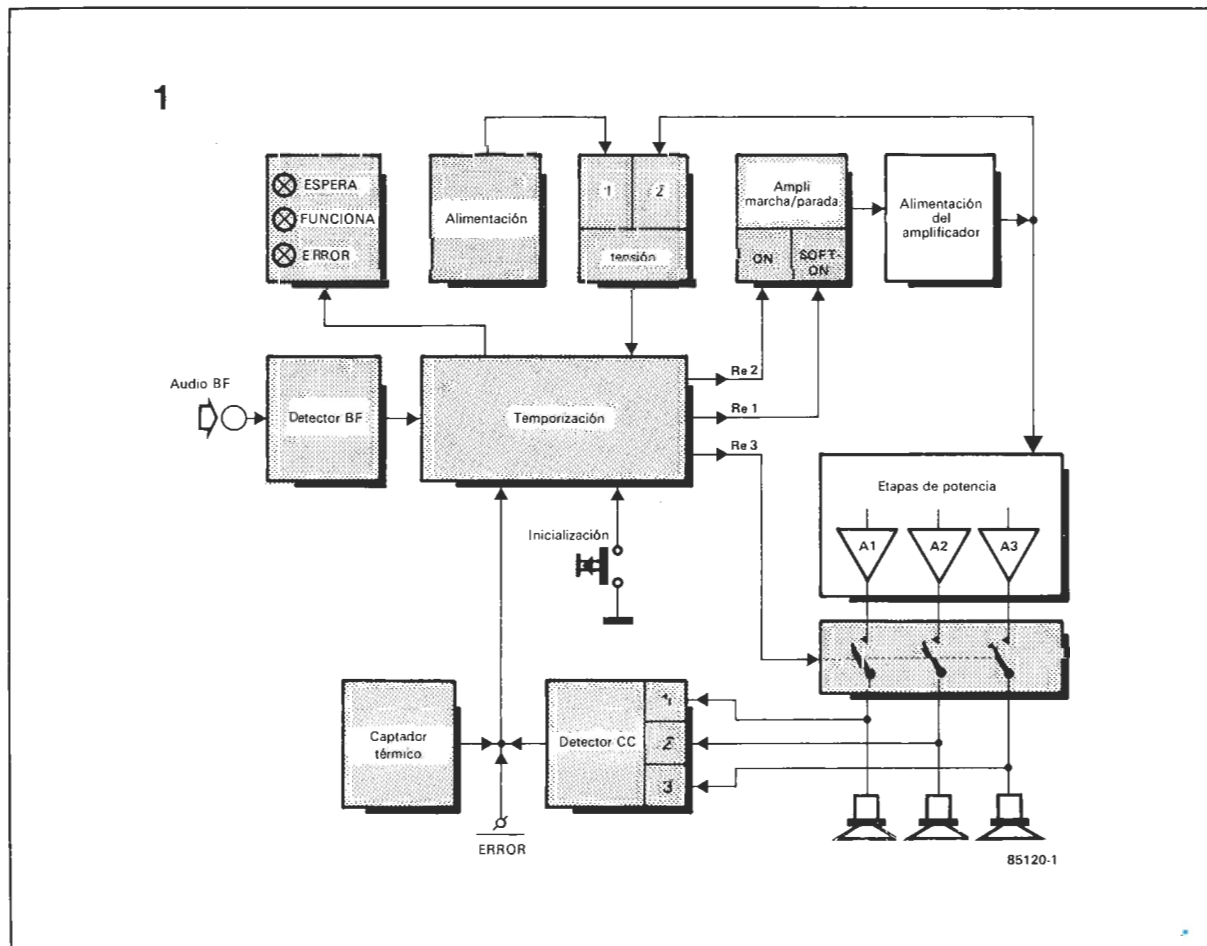
Cuando la señal BF desaparece el circuito espera cinco minutos antes de desactivar los relés.

Un circuito realmente universal

El circuito de puesta en marcha y protección está funcionando

permanentemente. Por lo tanto necesita su propia alimentación. Si el transformador Tr1 de la figura 2 le parece sobredimensionado, es porque se olvida del calentamiento considerable que se produce en el servicio permanente. El detector BF se construye a partir de IC9, IC10, N8 y N9. Con una ganancia de cerca de 1000, el amplificador operacional A1 empieza a aumentar la señal de entrada; será suficiente un pequeño toque para desconectar nuestro circuito (un mV por ejemplo). Los dos diodos rectifican, y A2 compara la señal rectificada con la de referencia de 2V8 que se presenta en su entrada inversora. Su salida pasa a un potencial próximo al de la tensión de alimentación, mientras que el de la señal rectificada sobrepase 2V8. El estado de la salida de A2, es «memorizado» por D7, C13 y R10 durante unos cinco minutos. Los inversores N8 y N9 transforman la puerta NAND N2 en puerta OR, de forma que su salida pasa al nivel lógico alto mientras que alguna de las entradas N8 o N9 está en nivel alto. Como N8 se encuentra directamente unida a la salida de IC10, la presencia de una señal BF es detectada en seguida en el resto del circuito.

Figura 1. En este cuadro sinóptico, sólo las partes grises pertenecen al circuito de protección; el resto es parte de la instalación a proteger.



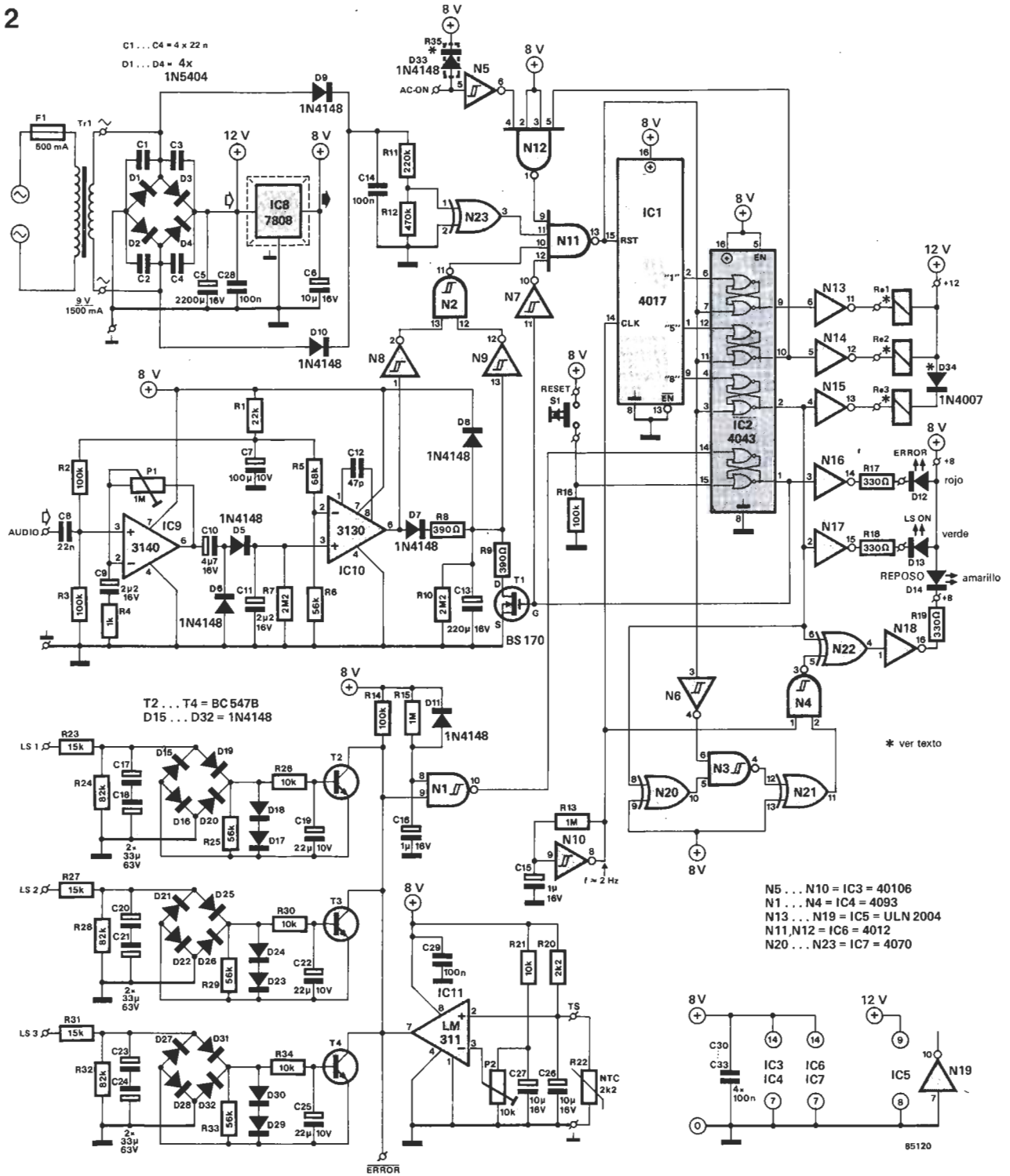


Figura 2. A primera vista no hay mucha relación entre el esquema eléctrico y el esquema del principio de funcionamiento de la

figura 1. Sin embargo, es lo mismo. Es fácil añadir unos detectores y unos captadores en las salidas del circuito existente y utilizarlo para la protección de la pantalla acústica y la temporización de su puesta en funcionamiento.

El captador de tensión está constituido por D9, D10, C14, R11, R12 y N23; se encarga de vigilar la tensión de alimentación

del propio circuito de protección. A continuación de cortarse la tensión de alimentación (de hecho es 0,1s después) el circuito de pro-

tección se pone en «espera». El circuito alrededor de N5 y N12 tiene la misma función, pero esta vez respecto a la tensión de ali-

mentación de las etapas de potencia.

La segunda batería de captadores controla N1 y, a través de él, la báscula RS inferior de IC2. Cuando el potencial común a T2, T3, T4 y R14 se aproxima al de masa, la salida de esta báscula está alta; la salida de N16 pasa al nivel lógico bajo, permitiendo así al LED D12 encenderse. Durante este tiempo, N7 desactiva todo el circuito; estamos en la fase «error», y no saldremos de ella hasta que se presione la tecla de inicialización. La red RC R15/C16 es la que conecta y hace pasar al circuito de protección a la fase «error».

Analizaremos ahora los captadores cuyas salidas se vuelven a unir a la entrada de N1 en R14 (función 0 cableada=wired OR). Tenemos tres detectores de corriente continua (uno por cada altavoz) y el captador térmico bajo la forma de una resistencia NTC (Coeficiente Térmico Negativo); gracias a P2 se puede regular el umbral de desconexión de IC11, es decir la temperatura a partir de la cual el circuito debe pasar a la fase «error». Si se desea efectuar un ajuste realmente fino necesitamos un potenciómetro ajustable multivuelta para P2. Los detectores de corriente continua son bastante simples: todo potencial positivo continuo de 2V5 a 3V, o más, va a activar a T2 a través de D19, R26 y D15, mientras que todo potencial continuo negativo —de 2V5— de 3V, o más, permite circular una corriente a través de D20, R26 y D15. Tanto en un caso como en otro la entrada de N1 unida a R14 pasa al nivel lógico bajo.

El filtrado de tensiones BF lo efectúan C17 y C18 en serie.

La coordinación

El conjunto de las informaciones recogidas por los diversos captadores que acabamos de descubrir es explotada por N11, el contador IC1 controlado por el generador de reloj N10 y las cuatro básculas RS de IC2. Mientras las entradas están en nivel lógico bajo («error»), su salida y la entrada Reset de IC1 están en el nivel lógico alto. Este circuito integrado vuelve a poner todas sus salidas en el nivel lógico bajo; en esta configuración de inicialización, las tres básculas de arriba en IC2

también tiene su salida a cero. Los tres relés están entonces en reposo. Si algún error no es detectado y si después de la conexión se acciona el botón de inicialización, el LED amarillo se enciende. Si se detecta la señal BF, la salida N2 pasa al nivel alto, lo que permite que N11 pase al nivel lógico bajo.

IC1 puede ponerse a contar los impulsos generados por IC10; estos se encaminan también hacia N4 y N22, lo que permite al LED amarillo parpadear. El segundo impulso de reloj aplicado a IC1 activa la salida «1» que pasa al nivel lógico alto; la salida de la báscula de arriba hace lo mismo y el relé Re1 se activa. Esto enciende de forma suave el transformador de alimentación del amplificador de potencia. El sexto impulso de reloj activa, a través de N14, el relé Re2; ahora el transformador está en servicio. El noveno impulso aplicado a IC1 provoca la activación del relé Re3 que pone en servicio los altavoces. Al mismo tiempo, el LED amarillo se apaga y cede su lugar al LED verde.

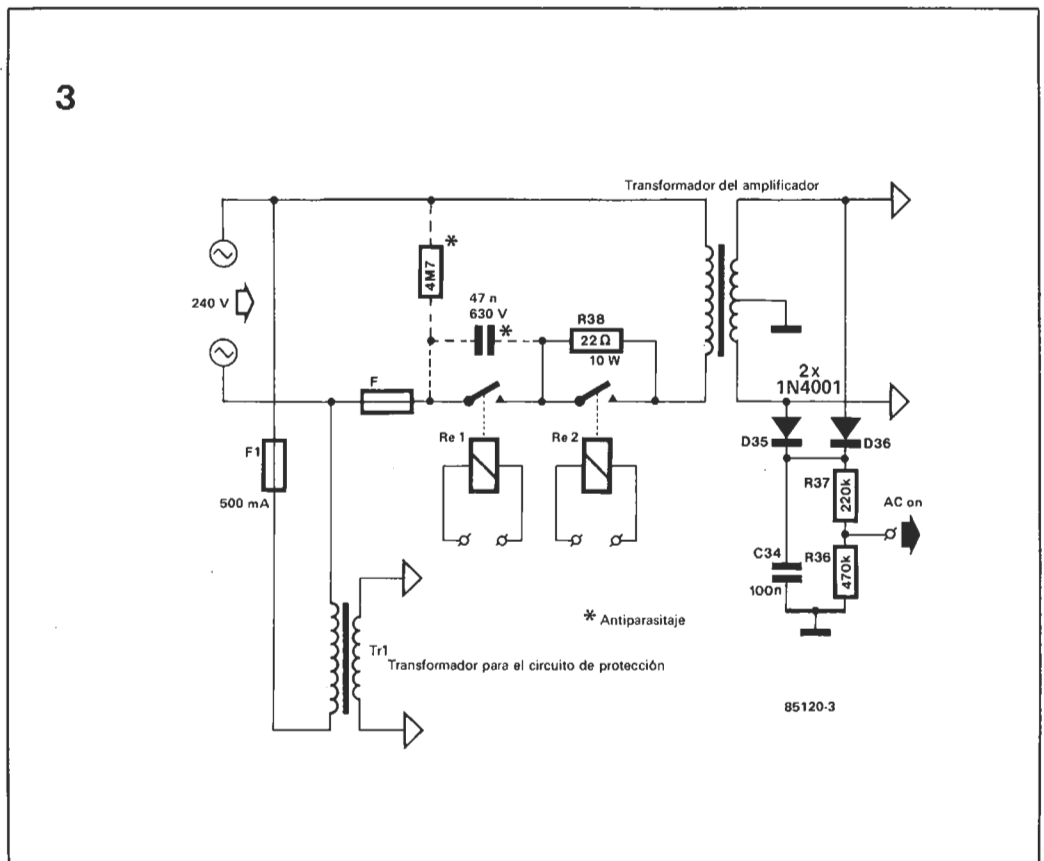
Suavemente

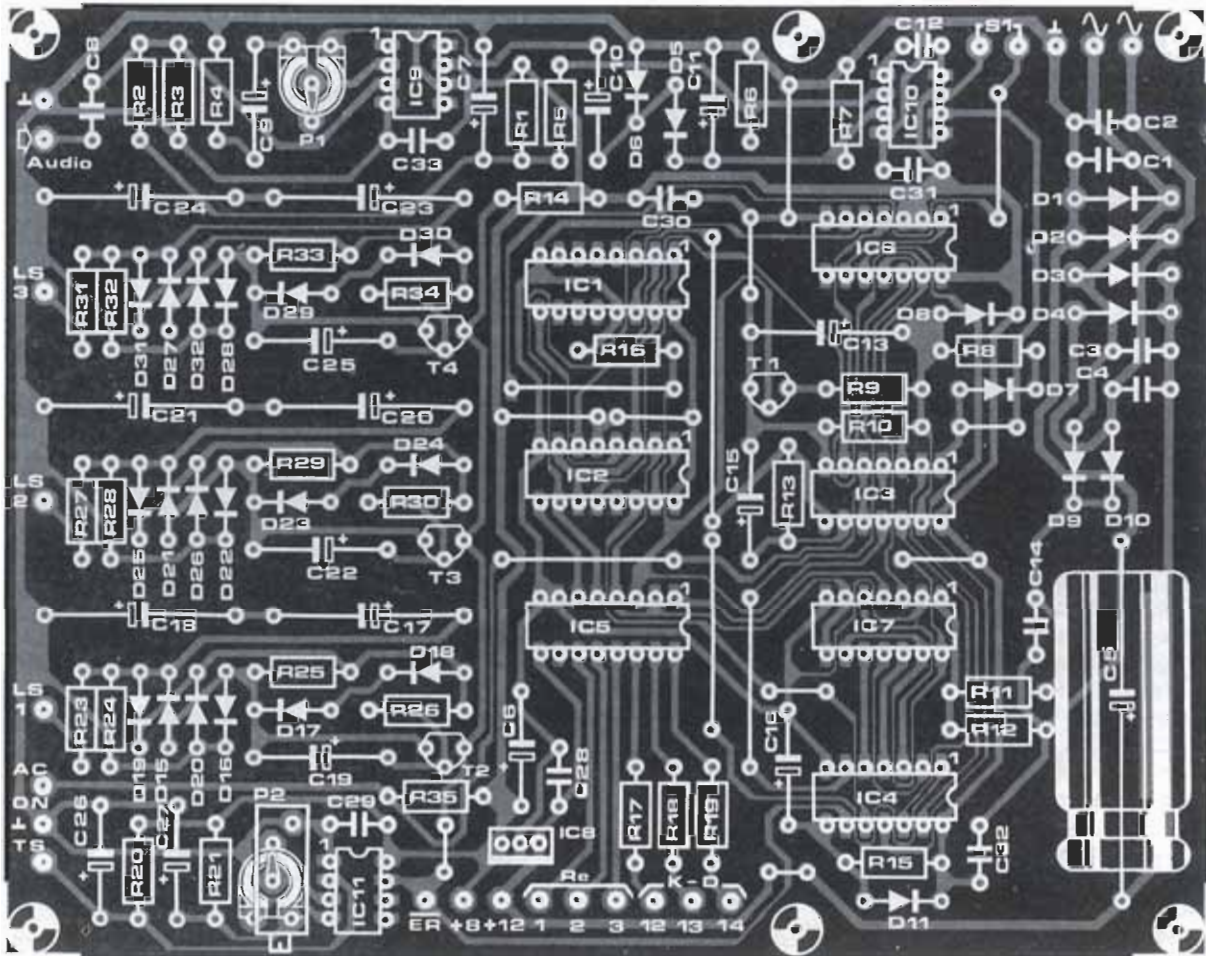
Muchas veces al conectar un transformador potente saltan los

plomos... lo cual no es extraño; esto suele suceder con transformadores de 300VA mientras los plomos están a 16A; con transformadores toroidales todavía es peor. La razón de esto hay que buscarla en la propia morfología de los transformadores y el momento de la conexión respecto al período de la onda de tensión de la red.

Para frenar el pico de corriente en los transformadores potentes se actúa por etapas; la figura 3 muestra como el relé Re1 coloca una resistencia en serie entre la red y el transformador, después de dos segundos, Re2 cortocircuita esa resistencia. El fusible F deberá ser adaptado al transformador del amplificador de potencia. Para la alimentación del circuito de protección, hay un fusible aparte (F1). Si se dispone para Re2 de un relé con contactos dobles se puede interrumpir ambas fases de red; se utiliza en estos casos dos resistencias de 10ohmios/5W, una en cada fase. Dos resistencias, los dos diodos y C34 se encargan de vigilar la tensión de alimentación del amplificador; estas dos componentes no están montadas en el circuito impreso. En el cableado de los relés no hay que olvidarse de D34; su función es impedir a los diodos integrados en los inversores de potencia hacer su trabajo de forma que Re3

Figura 3. Este es el cableado de los componentes que no están montados en el circuito impreso. Se ve aquí el principio de arranque suave obtenido por el acoplamiento sucesivo de Re1 y Re2.





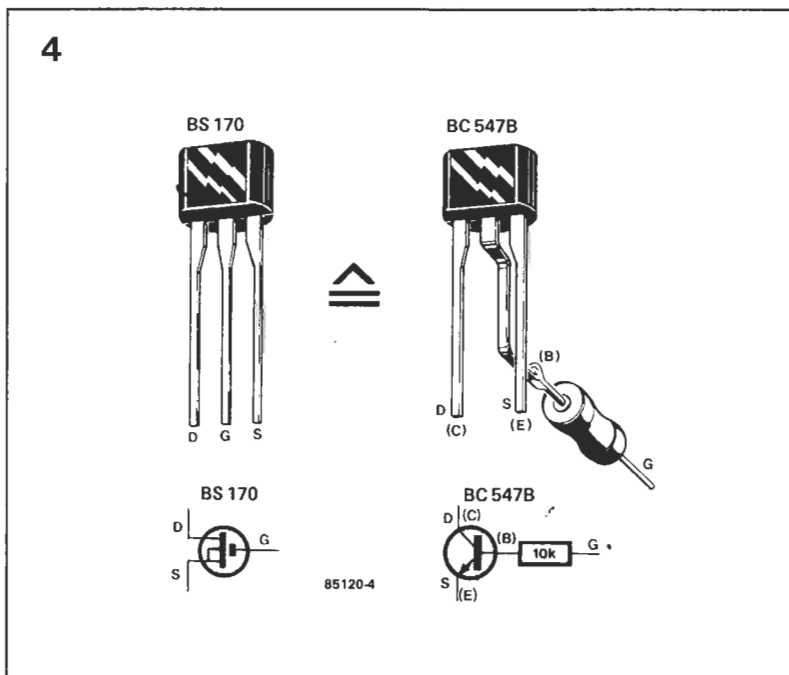
funcione antes que Re1 y Re2. La elección de los relés es muy amplia, con tal que los contactos de Re1 y Re2 soporten 220 V y la corriente necesaria del amplifica-

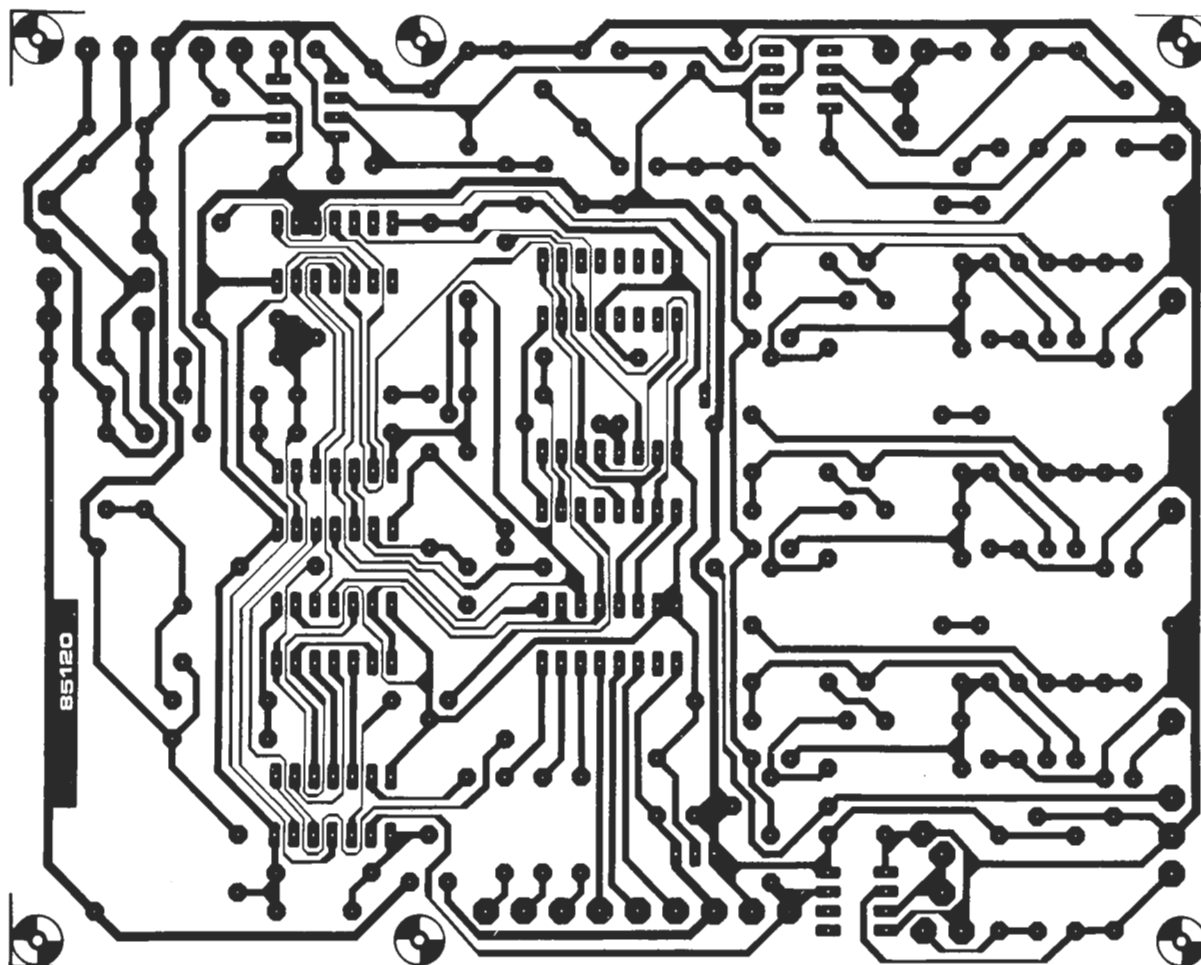
dor, y para Re3 hay que disponer de tantos contactos como altavoces por lo menos. Si no se encuentra el relé conveniente se podrán montar dos en paralelo; sin

embargo cada uno de los contactos deberá aguantar corrientes mayores que las que circularán en la práctica; un valor nominal mínimo de 6A para estos relés no parece excesivo. La corriente consumida por la bobina de los relés no debe exceder 0,3A, ó 1A en el conjunto de los tres relés. La entrada audio BF de nuestro circuito de protección podrá ser unida directamente a la entrada del filtro repartidor de frecuencias.

Según las etapas de potencia, la temperatura a partir de la cual el circuito de protección debe entrar en actividad oscila alrededor de 80° (en los radiadores). Para el ajuste de este valor conviene actuar como siempre, con un recipiente de agua y un termómetro de referencia. Se sumerge la NTC en el agua calentada a 80 °C, se une el voltímetro en el punto «+8V» y el punto «ERROR»; se regula entonces P2 de tal forma que a esta temperatura IC11 bascule. Se debe notar una desviación consecuente de la aguja del voltímetro, cuando se conectan las entradas «HP» a «+8V».

Figura 4. Si Ud. no encuentra el FET VMOS del tipo BS170 no hay problema, un BC547B con una resistencia de 10K realiza aceptablemente la misma función.





Lista de componentes

Resistencias:

R1 = 22 k
 R2,R3,R14,R16,
 R35 = 100 k
 R4 = 1 k
 R5 = 68 k
 R6,R25,R29,
 R33 = 56 k
 R7,R10 = 2M2
 R8,R9 = 390 Ω
 R11,R37 = 220 k
 R12,R36 = 470 k
 R13,R15 = 1 M
 R17...R19 = 330 Ω
 R20 = 2k2
 R21,R26,R30,
 R34 = 10 k
 R22 = NTC 2k2
 (Siemens
 K45-10%-2k2, Philips
 232-642-72222)
 R23,R27,R31 = 15 k
 R24,R28,R32 = 82 k
 R38 = 2 × 10 Ω/5 W*
 P1 = 1 M ajustable
 P2 = 10 k ajustable

Condensadores:

C1...C4,C8 = 22 n
 C5 = 2.200 μ/16 V
 C6,C26,
 C27 = 10 μ/16 V
 C7 = 100 μ/16 V
 C9,C11 = 2μ2/16 V
 C10 = 4μ7/16 V
 C12 = 47 p
 C13 = 220 μ/16 V
 C14,C28...C34 = 100 n
 C15,C16 = 1 μ/16 V
 C17,C18,C20,C21,C23,
 C24 = 33 μ/63 V
 (ó 47 μ/63 V)
 C19,C22,
 C25 = 22 μ/10 V

Semiconductores:

D1...D4 = 1N5401
 (diodo 3 A)
 D5...D11,D15...
 D33 = 1N4148
 D34 = 1N4007
 D35,D36 = 1N4001
 D12 = LED rojo
 D13 = LED verde
 D14 = LED amarillo
 T1 = BS170*
 T2...T4 = BC547B
 IC1 = 4017
 IC2 = 4043
 IC3 = 40106 (74HC14)

IC4 = 4093
 IC5 = ULN2004
 IC6 = 4012
 IC7 = 4070
 IC8 = 7808
 IC9 = CA3140
 IC10 = CA3130
 IC11 = LM311

Varios:

S1 = botón unipolar,
 contacto el de trabajo
 Re1,Re2 = relés de
 12 V de corriente de
 excitación, máx.
 300 mA contactos
 220 V/4 A
 Re3 = relé 12 V,
 corriente de excitación
 máx. 300 mA tres
 contactos (6 A (min.)
 para recintos de 3 vías
 4 contactos para
 recintos de 4 vías
 Tr1 = transformador de
 alimentación 9 V/1,5 A
 Radiador para IC8
 Fusible 500 mA
 retrasado con
 portafusible de
 cartucho

*ver figuras 4 y 5

Figura 5. Tenga cuidado con el cableado de los detectores de tensión continua: no hay más que hacer una unión a partir del punto caliente de HP del amplificador de potencia con cada uno de los puntos LS (ver figura 1). No hay más que una unión de masa entre circuito de protección y la cadena audio a proteger, la de la entrada BF tomada sobre el filtro repartidor de frecuencias. D33 debe montarse en el lugar de D35 de tal forma que su ánodo esté hacia C29 y el cátodo hacia C6 sobre el circuito impreso; si se renuncia a utilizar la entrada AC-ON es necesario reemplazar D33 por R35=100K.

¡Lo imposible hecho realidad por HAMEG!

HM 205 un nuevo osciloscopio-universal,
con memoria digital

Memoria digital:

Frecuencia de muestreo máx.: 100 kHz

Modos: Single y Refresh

Memoria: 8 Bit×2048 puntos

Base de tiempos: 5s - 0,1 ms/cm

Tubo: 8×10 cm; retícula interna, 2 kV

Opción muestreo en tiempo
equivalente (sampling) 20 MHz

Tiempo real:

2 canales DC - 20 MHz

Sensibilidad máx.: 2mV/cm

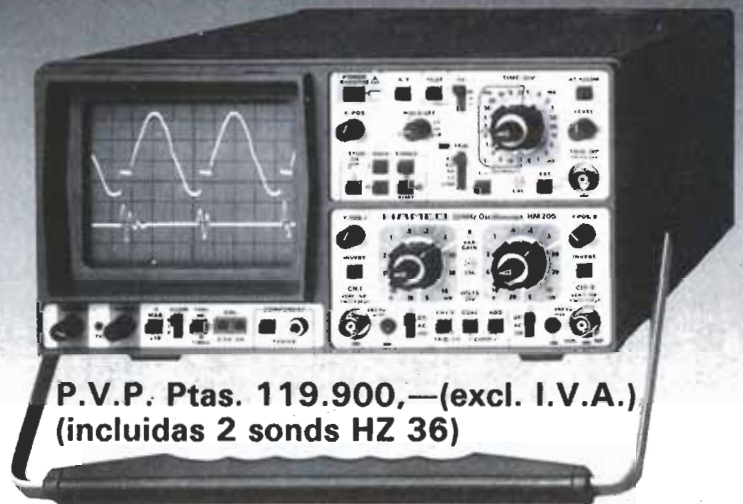
Base de tiempos: 0,2 s 20ns/cm

Disparo: DC - 35 MHz (0,5 cm)

Comprobador de componentes

Calibrador 1 kHz / 1 MHz (3ns)

Filtro separador de TV



**P.V.P. Ptas. 119.900,—(excl. I.V.A.)
(incluidas 2 sondas HZ 36)**

MH 208 el osciloscopio de memoria con alta
tecnología
de 20 MHz de frecuencia de muestreo

Memoria digital:

Frecuencia de muestreo 20 MHz

Modos: Roll, Refresh, Single, XY

Memoria: 8 Bit×4096 puntos

Base de tiempos: 50s - 1 μ s/cm

Predisparo: 0-25-50-75-100%

Tubo: 8×10 cm; retícula interna, 14 kV

Opción interface IEEE-488

Tiempo real:

2 canales DC - 20 MHz

Sensibilidad máx.: 1mV/cm

Base de tiempos: 0,1 s 20ns/cm

Disparo: DC - 40 MHz (0,5 cm)



**P.V.P. Ptas. 345.000,—(excl. I.V.A.)
(incluidas 2 sondas HZ 36)**

2 años de garantía

Infórmese en:

HAMEG, S.A.

Villarroel, 172-174 - 08036 BARCELONA - Tels. (93) 230 15 07 - 230 11 00

Ya desde los comienzos de los primeros aparatos videocasetes reproductores (VCR, Video Cassette Recorder), los fabricantes han intentado reducir el tamaño de la cinta sin sacrificar por ello la calidad de la imagen o el sonido. Al principio, los estudios de grabación empleaban cinta de vídeo de 2 pulgadas para conseguir un ancho de banda de 5 MHz, con una velocidad de reproducción de 120 pies/segundo (36.57 m/s). Los vídeos domésticos utilizan cinta de media pulgada con una velocidad de grabación/reproducción de 2.4 cm/s (15/16 i.p.s.). Los tres sistemas actuales, VHS, Betamax y V2000, presentan el inconveniente de ser totalmente incompatibles entre sí. Incluso los videocasetes empleados en los tres sistemas son demasiado grandes para construir una cámara/reproductor («camcorder», Camera and recorder) con un tamaño manejable. Estas desventajas han sido consideradas seriamente por los diversos fabricantes, lo que les ha llevado a investigar profundamente sobre un nuevo sistema. La mayor parte de los desarrollos actuales se han centrado sobre la cinta de 8 mm, que incidentalmente competirá con la película de 8 mm.

Afortunadamente los fabricantes de la década de los 80 son más sensibles al problema que los de los 50 ó 60, y se han reunido conjuntamente para evitar la repetición de los errores cometidos en el pasado. La primera conferencia sobre el sistema de vídeo en 8 mm reunió, en 1982, a más de 122 fabricantes de todo el mundo. Los progresos fueron tan rápidos que apenas un año más tarde, realizaron una propuesta al IEC (International Electrotechnical Commission) para un formato estándar de vídeo en 8 mm. Este formato ha sido aceptado en principio, aunque todavía falta el acuerdo final sobre algunos puntos secundarios.

Existen, desde luego, ciertos reparos de algunos fabricantes, particularmente los dedicados al sistema VHS, para introducirse de lleno en el nuevo sistema. La causa principal es la mayor implantación, a nivel mundial, del sistema VHS. España es una excepción en cuanto al reparto del mercado entre los sistemas Beta y VHS. A pesar de ello hace apenas un año Sony sorprendió a todo el mundo presentando un sistema completo en formato de 8 mm. Los diseñadores de Sony lograron esto en un tiempo realmente cor-



Desde su introducción al público, en 1984, el sistema de vídeo de 8 mm ha sido visto, comprobado y empleado por cientos de usuarios. Algunos expertos dicen que este será el sistema estándar en el futuro. Veamos algunas de sus principales características.

VIDEO

8 mm

Figura 1. Vista general de un casete vídeo de 8 mm. Las perforaciones en la parte inferior de la misma permiten al equipo reproductor la identificación automática de la longitud, grosor y tipo de cinta. Algunos orificios están sin asignar actualmente, quedando reservados para futuras expansiones.

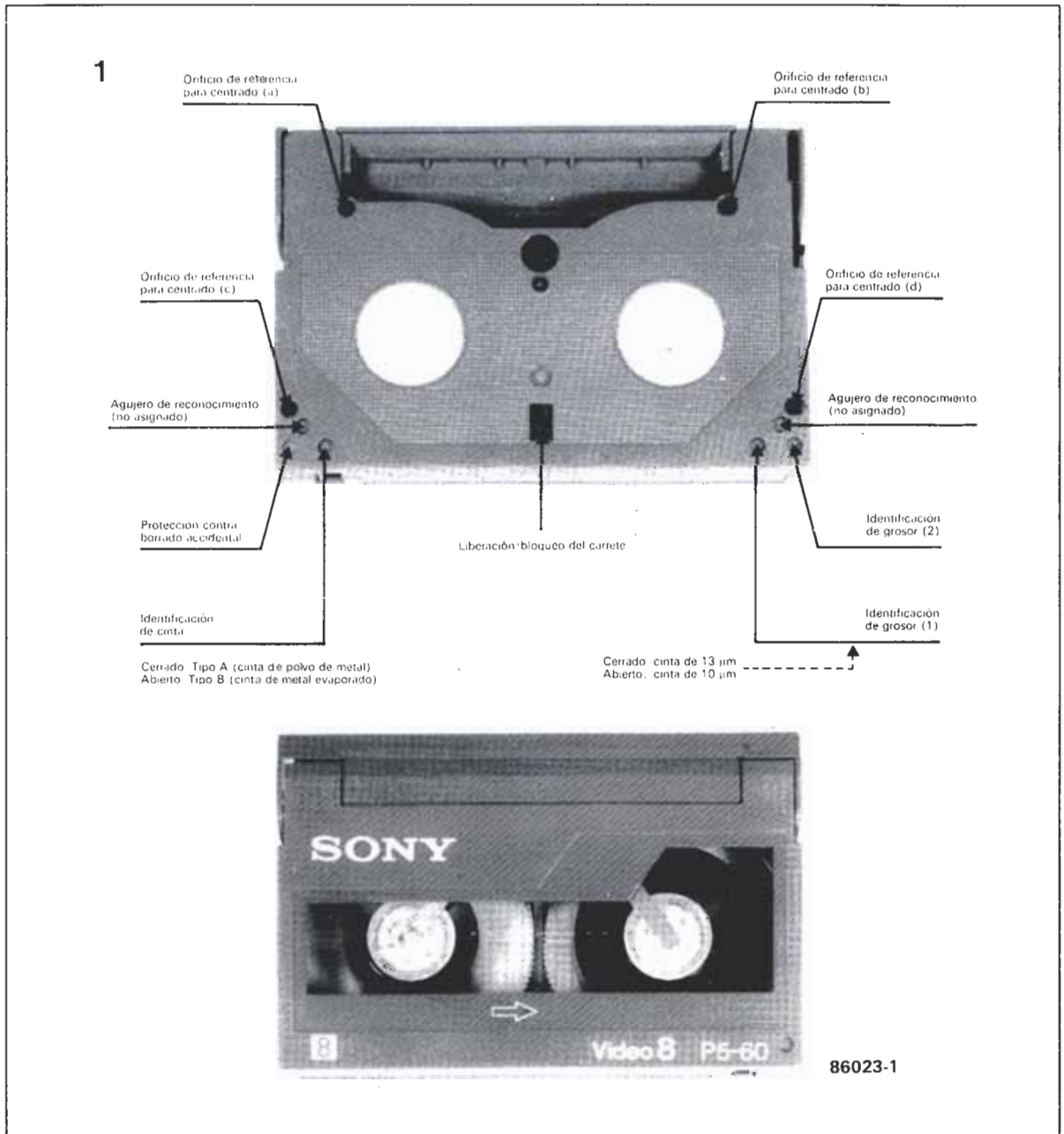
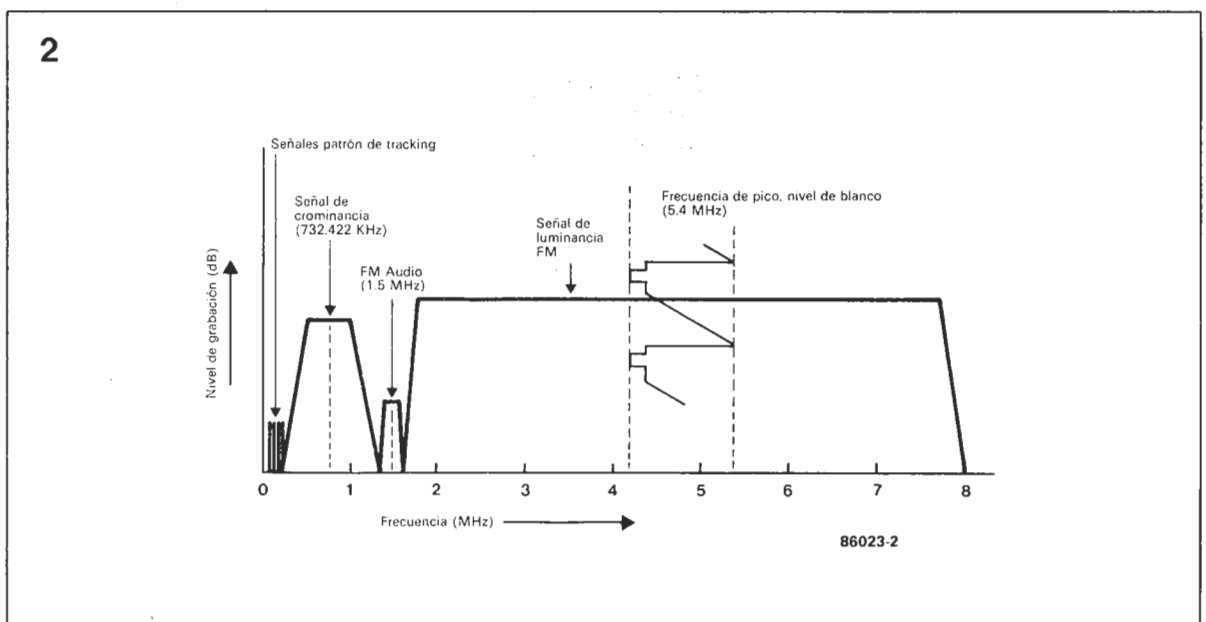


Figura 2. Las señales contenidas en la banda magnética cubren una amplia gama de frecuencias; cada una de ellas proporciona una información diferente.



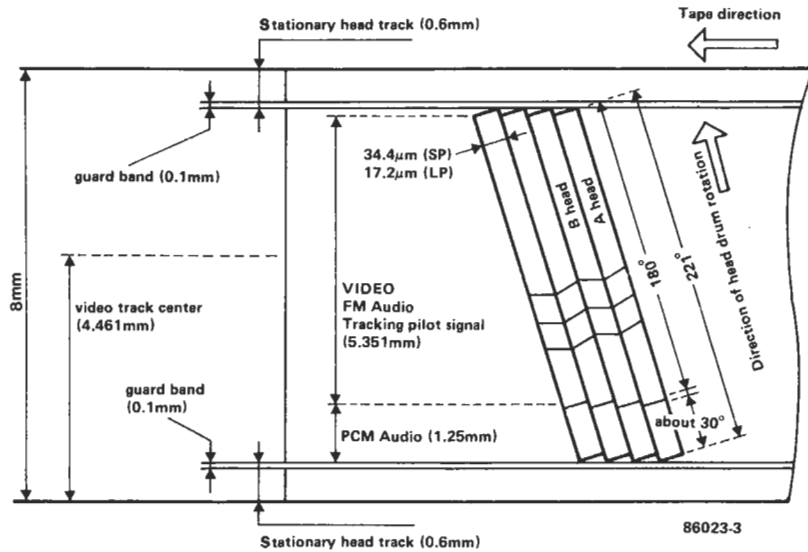


Figura 3. Distribución de señales en la cinta. En los dos extremos se ha dejado reservado espacio para señales que serán leídas por sendas cabezas estacionarias (fijas), el uso de las cuales permitirá aplicaciones especiales.

to. Sin embargo, todavía es demasiado pronto para evaluar su repercusión en el mercado de este sistema que emplea casetes del mismo tamaño que las de audio.

La carcasa, que tiene un tamaño aproximado al de las casetes de audio, tiene un cierto número de peculiaridades, como se puede

apreciar en la figura 1. Diversos orificios, en la parte inferior, proporcionan información sobre la longitud, grosor y tipo de la cinta al aparato reproductor. Resulta notable también el «puente» protector del frontal del casete, ya que protege la banda por los dos extremos, a diferencia de los em-

pleados en VHS o Beta. La mecánica del casete ha sido simplificada con respecto a los modelos conocidos; por ejemplo, se han suprimido las guías de la cinta. Otra novedad interesante es que existen dos normas diferentes para los estándares de televisión PAL/SECAM y NTSC (50 y 60 Hz).

Figura 4. Fotografía de un tambor de cabezas típico, con un diámetro de tan solo 40 mm, conteniendo las dos cabezas de grabación/reproducción y una de borrado.

Tabla 1

Características técnicas:

Anchura de cinta	8 mm
Dimensiones del casete	86 × 62,5 × 15 mm
Diámetro del tambor de cabezas	40 mm
Velocidad de la cinta	20,05 y 10,06 mm/s
Velocidad relativa cabeza/cinta	3,1 m/s
Anchura de la pista de vídeo	34,4 ó 17,2 μm
Anchura efectiva señal vídeo	5,351 mm
Número de cabezas	3 (2 de vídeo y una de borrado)
Angulo de azimut de cabezas	10°
Señal de luminancia	Modulada en frecuencia (FM)
Portadora FM:	
Nivel de blanco máx.	5,4 MHz
Sincronismos	4,2 MHz
Subportadora	
Señal de crominancia	732.422 Hz
Audio	
Sonido FM:	
Banda pasante	30-15.000 Hz
Relación señal/ruido	aprox., 90 dB
Sonido PCM:	
Banda pasante	30-15.000 Hz
Relación señal/ruido	aprox., 88 dB



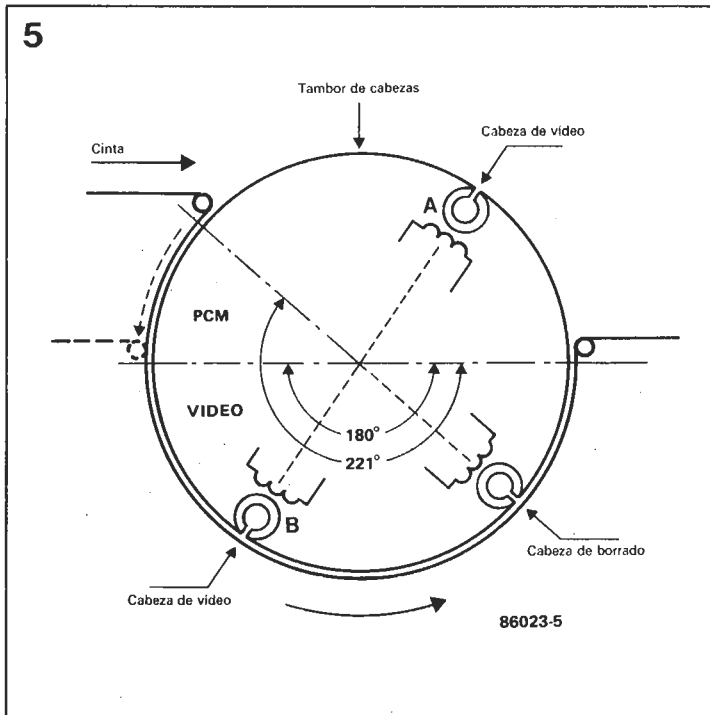
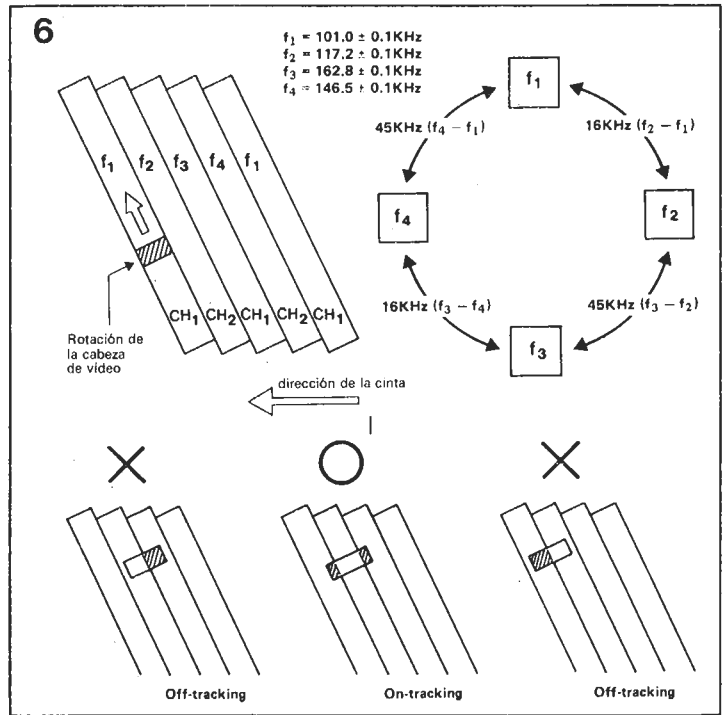


Figura 5. Para la lectura de la banda de video sólo se necesita un ángulo de 180°; los 41° adicionales permiten añadir el sonido PCM de cada cuadro.

Figura 6. Unas frecuencias auxiliares, sobrepuestas cada pista, permiten el alineamiento correcto de la cabeza.

Esta diferencia es necesaria, ya que por tener diferentes frecuencias para el cuadro de pantalla, la longitud de la cinta no es la misma; el aparato reproductor/grabador debe ser informado de esta diferencia, para trabajar correctamente. Tomemos como ejemplo un casete del tipo P5-90; la P indica que se trata de una cinta de polvo de metal, mientras que una E significa óxido de metal, que es depositado por vaporización en vacío. Esta letra no es significativa para el sistema, proporcionando únicamente información sobre



el soporte empleado. El 5 indica 50 Hz de frecuencia de cuadro (un 6 significa 60 Hz). El «90» nos da la duración de la cinta, esto es de 90 minutos. Como se ve la codificación es clara y sencilla de interpretar.

Hay que resaltar que no está previsto un formato de video para el sistema SECAM, sobre todo por la ausencia de fabricantes de aparatos en Francia. Los fabricantes han preferido renunciar a la compatibilidad con los tres sistemas y se han puesto de acuerdo sobre la forma de transcódecificar el PAL en

SECAM (y viceversa) con un módulo suplementario. Esto supone un handicap tremendo para aquellos países, franceses, soviéticos y algunos africanos, que emplean este sistema; para solucionar el problema, varias administraciones europeas están estudiando actualmente el nuevo sistema MAC para conversión PAL/SECAM.

Una de las características más sorprendentes del nuevo sistema es que tanto el audio como el vídeo se graban en la cinta juntos. En la figura 2 se muestra la ma-



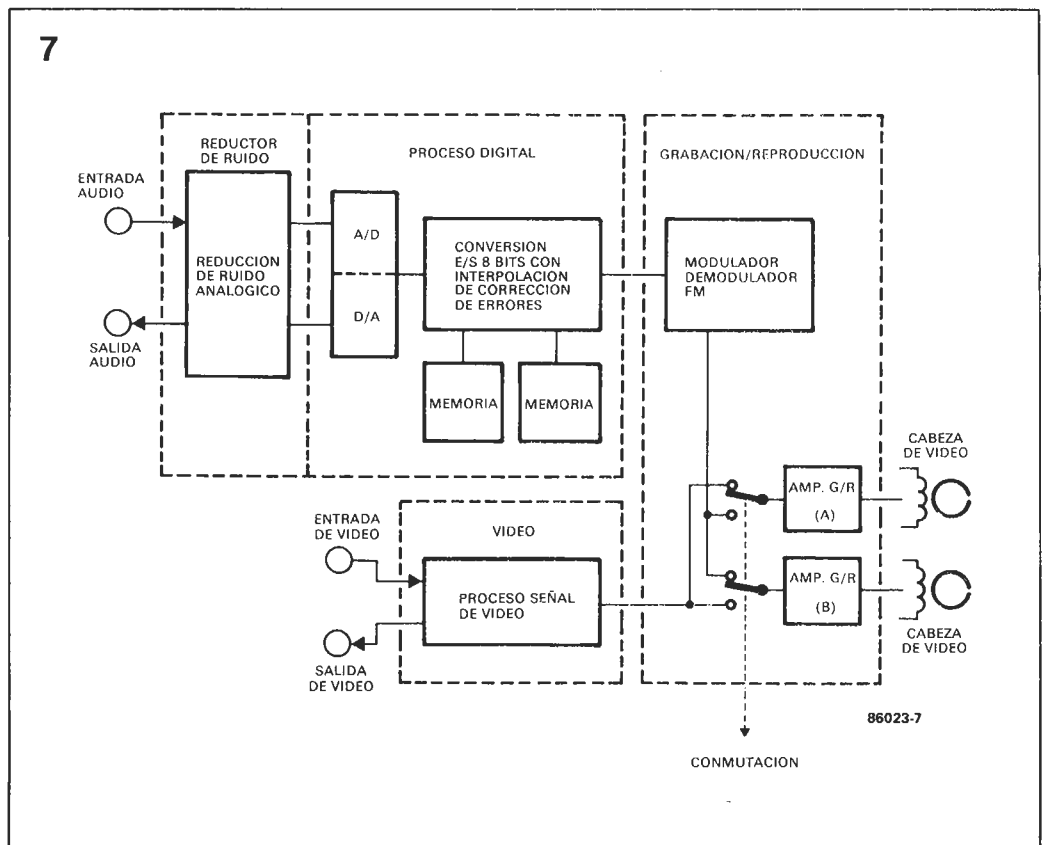
nera de realizarlo. Observe que se trata de una representación con norma NTSC, pero el formato para PAL es virtualmente idéntico. Es interesante ver que la señal de audio se modula en FM, lo que representa una notable mejora sobre los sistemas actuales. Como la señal patrón se graba al mismo tiempo que la imagen, ya no son necesarias las cabezas de sincronización, con la consiguiente simplificación de la mecánica.

La situación de las diferentes señales en la cinta se ve en la figura 3. Se puede apreciar que las señales de audio y vídeo, como era de esperar, ocupan la mayor parte de la cinta; existe una zona libre, arriba y abajo del espacio destinado a estas señales. Además, está prevista una pista para audio en PCM (Pulse Code Modulation), preparada para señales estéreo.

La figura muestra también una característica no mencionada todavía; la anchura de la pista depende de la velocidad seleccionada para la cinta. Esta anchura es de $34.4 \mu\text{m}$ para velocidad normal (SP, «Single Play») o de $17.2 \mu\text{m}$ para doble duración (LP, «Long Play»). Es decir, la mitad de anchura para duración doble, de forma que la longitud de la cinta es igual en ambos casos. Resulta interesante indicar que la calidad en doble duración no disminuye apreciablemente respecto a la velocidad normal.

La cabeza

Como ya hemos mencionado, la construcción mecánica de los aparatos de 8 mm se ha simplifi-



cado respecto a sus hermanos (o tal vez antepasados) de media pulgada. En la figura 4 se ve el tambor que contiene tan solo dos cabezas de vídeo y una cabeza de borrado. El hecho de haber incorporado esta última en el tambor, como ya ocurre en los aparatos de gama alta actuales, permite el encadenado de imágenes sin pérdida de sincronización. Esto se debe al hecho de que el trozo de cinta que se borra es inmediatamente grabado. La cinta no recorre un ángulo de 180° , como en los sistemas actuales, sino de 221° , como se observa en la figura 5.

Los 41° adicionales se emplean para el audio PCM.

El seguimiento de imagen («tracking») empleando deriva del sistema utilizado por el estándar V2000 (de Philips) llamado ATF (Automatic Track Finding, localización automática de pista). Su funcionamiento depende de un cierto número de frecuencias sobrepuestas en las pistas, como se aprecia en la figura 6. Si la cabeza de vídeo no está perfectamente alineada con la pista, la diferencia de frecuencia encontrada es detectada por la misma. Esta frecuencia determina en qué di-

Figura 7. Esquema sinóptico de la sección de audio digital. Aunque el sistema emplea sólo 8 bits, una serie de circuitos adicionales aseguran una excelente calidad de sonido.



Figura 8. Como la señal de audio se graba entre dos cuadros, los datos de audio deben ser almacenados durante un cuadro, y, al final del mismo, grabados todos juntos. En la reproducción se emplea una línea de retardo para desplazarlos convenientemente.

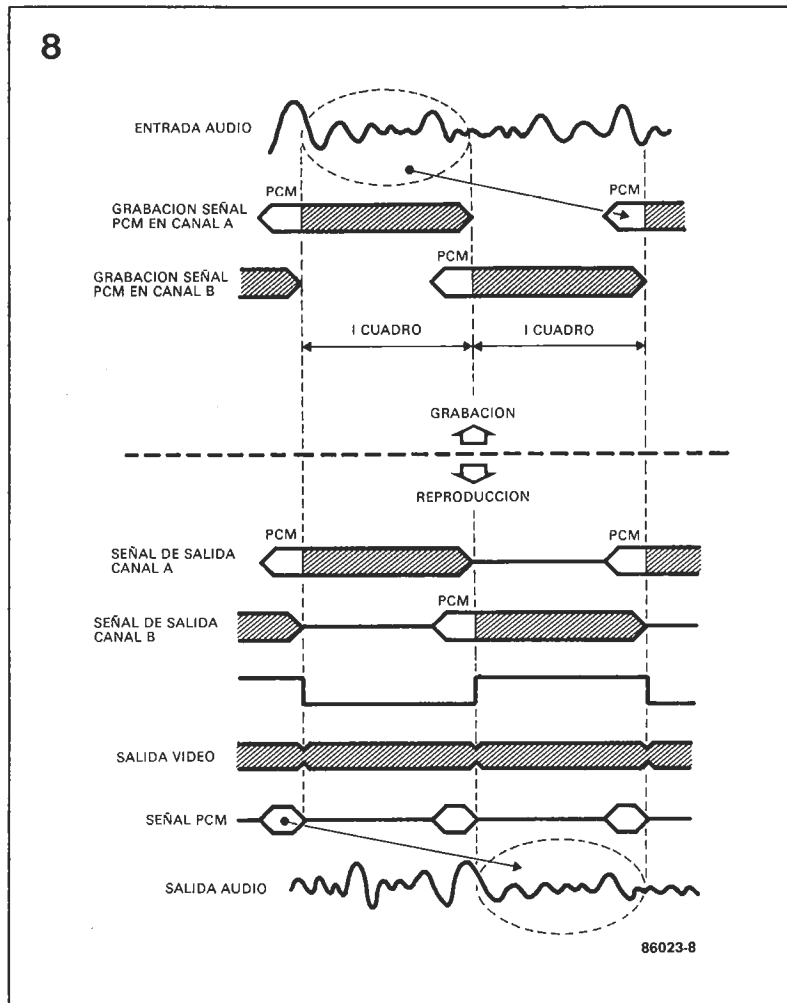
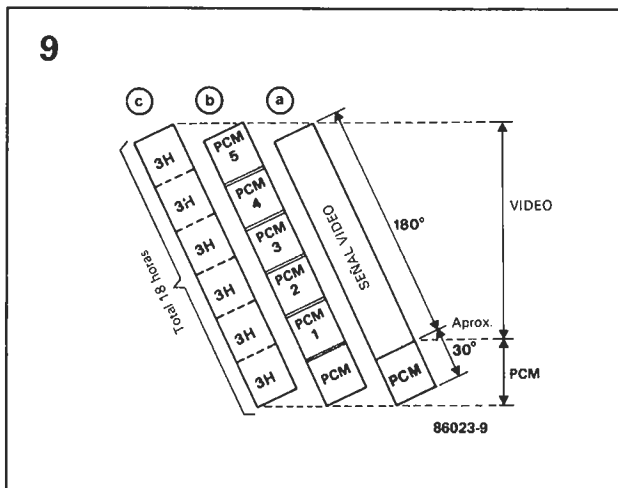


Figura 9. La cinta de vídeo puede servir para almacenar únicamente información de audio, 6 canales estéreo, con una duración de 18 horas. La banda pasante de audio cubre desde 20-15.000 Hz, con una relación señal/ruido de 90 dB.



rección debe moverse la cabeza para centrarla con la pista.

Otro procedimiento innovador, también desarrollado por Philips en su sistema V2000, es un seguimiento dinámico de pista llamado DTF (Dinamic Track Following), realizado a partir de elementos cerámicos piezo-eléctricos. Aplicando una tensión a este material se consigue desplazar, muy ligeramente, el tambor sobre su plano vertical, arriba o abajo. Por el momento, este sistema no ha sido incorporado en el equipo de Sony.

Audio PCM

La señal de audio se reproduce con la misma cabeza, y al mismo tiempo que la señal de vídeo. Esto garantiza una elevada calidad de sonido, que a pesar de esto es monoaural, al menos de momento. La banda pasante va desde 20 Hz a 15.000 Hz, con una relación señal/ruido de 90 dB.

Ya hemos descrito, anteriormente, el procedimiento de modulación en frecuencias para la grabación del sonido en la versión estándar (ver figura 3). Sony ha adoptado un sistema de 8 bits probablemente debido al espacio disponible en la cinta. El procedimiento es, básicamente, el mismo que el empleado en los Compact Disk, si bien estos últimos utilizan una codificación de 16 bits. Para compensar la reducción del margen dinámico, que sólo sería de 48 dB con 8 bits, se ha procedido a una cuantificación no lineal; con ello se alcanza un margen dinámico equivalente a una conversión de 13 bits. Aparte de la cuantificación se emplea un compresor-expansor de 10 a 8 bits y un sistema reductor de ruido. La fre-

cuencia de muestreo, en la versión PAL, es de 31.250 Hz, lo que permite alcanzar frecuencias de audio ligeramente superiores a 15 KHz.

De forma similar a la emisión en FM, se emplean circuitos de pre-acentuación y desacentuación (pre-énfasis y de-énfasis), como se ve en la figura 7. Los datos que resultan de la conversión PCM en 8 bits se presentan como un paquete de 1250 palabras por cuadro (2×2 canales \times 625 líneas/2 = 1250). El factor inicial de 2 se deriva del sistema de corrección de errores, que introduce un código de corrección por cada código original (CIC, Cross Interleave Code, código de cruce intercalado).

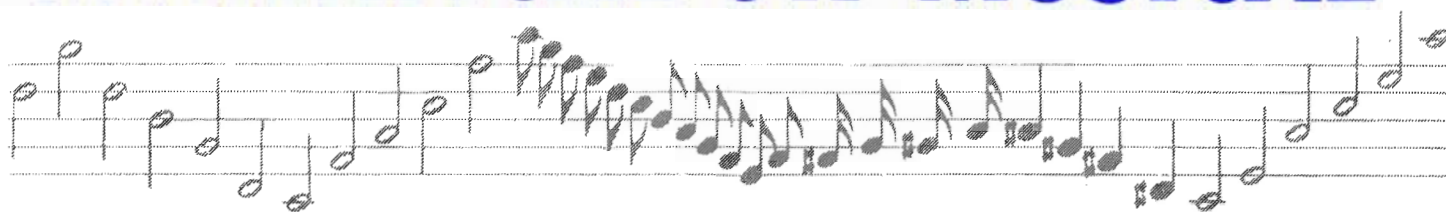
La señal de audio no aparece sobre la pista más que entre dos cuadros; esto significa que los datos del PCM son recogidos y almacenados durante un cuadro, y posteriormente grabados durante el cuadro siguiente. En la reproducción se realiza el proceso inverso: una línea de retardo se encarga de «repartir el sonido en el tiempo». En la práctica, la calidad del sonido es mucho más elevada de la que se podría esperar de un sistema de 8 bits. Lo que ha llevado a Sony a proponer una opción que permite emplear toda la banda de vídeo para grabación de audio; con esta opción, como se ve en la figura 9, se puede almacenar 6 señales estéreo: una enorme cantidad de información audio, capaz de proporcionar 18 horas de música en una sola cinta.

El futuro

La tecnología en que se ha basado el sistema de 8 mm deja más bien poco, o nada, que desear. El sistema proporciona todos los requisitos que puedan exigir los usuarios de este tipo de aparatos. Sin olvidar que, a pesar de las buenas cualidades actuales del producto, hay sitio para mejoras posteriores y extensiones, sin perder compatibilidad con los anteriores productos. Desde luego, para que todo ello avance se necesita de una favorable reacción del mercado, así como que otros fabricantes continúen el camino iniciado por Sony. Debido a la estandarización al definir el producto, con la consiguiente compatibilidad, es de esperar que el nuevo producto sea pronto tan popular y extendido como las cassetes de audio actuales.

La teoría de la síntesis de la música electrónica está muy ampliamente basada en la característica de 1 V/octava, que se ha utilizado tanto que ahora es casi universalmente aceptada como patrón. Esta característica define la relación entre una unidad musical, la octava y una unidad electrónica, el voltio. Puesto que la octava está constituida por doce semitonos iguales, el voltio se divide también en doce fracciones idénticas. Esta tensión de control alimenta a varios módulos de sintetizador (principalmente VCO y VCF) en "escalones" de 83,33 mV o en sus múltiplos.

CUANTIFICADOR MUSICAL



El dispositivo que presentamos se emplea para generar estas señales de control, a partir de las cuales puede obtenerse una gama tonal casi infinitamente variable.

El circuito no es un generador y se parece más a una interconexión entre otros dos módulos de sintetizador; en realidad, podría denominarse con más propiedad un conversor o transcodificador. Ello significa que se alimenta con una señal y da como salida una señal diferente. Por supuesto, existe una relación entre las dos señales, la salida es una versión cuantificada de la entrada y luego, esta salida se corta en "rebanadas" en la famosa característica de voltios/octava, de modo que produzca los diferentes escalones de una escala musical definida por el usuario.

En la figura 2 se muestra la relación que hay entre las señales de entrada y de salida del dispositivo que presentamos. Podemos ver la curva de la señal de entrada (en este ejemplo, se trata de un envolvente, pero podría tener su origen en un oscilador LFO, un secuenciador, un pedal o cualquier otro sistema) y dos ejemplos de señales de salida procedentes de nuestro dispositivo (QOV = quantizer Output voltage-tensión de salida del cuantificador). Una de estas señales contiene todas las notas de la escala musical y sigue a la entrada de forma bastante estricta. Sin embargo, la otra señal sólo contiene las tres notas del acorde mayor.

¿Cuantizada! ¿Qué significa?

La palabra "cuantizador" procede de la combinación de los términos "cuantificador" y "sintetizador". La cuantificación es un proceso mediante el cual una magnitud física se divide en valores discretos, que son múltiplos de una unidad fija no reducible. En nuestro caso, esta unidad es el semitono musical o la correspondiente fracción 1/12 de voltio (83,33 mV). El circuito que describimos tiene dos modos operativos fundamentales (con numerosas variantes que no tenemos espacio para desarrollar), uno con transcodificación y el otro sin ella. En este último caso, el cuantificador no es más que un conversor analógico/digital de precisión. Una tensión aplicada a la entrada se convierte en una magnitud digital, que es inmediatamente "reconvertida" en una magnitud analógica.

Este procedimiento permite que una curva se modifique para la característica de V/octava habitual o, como alternativa, que una característica de $Y \times 1$ V/octava pueda convertirse en la de 1 V/octava estándar, suponiendo siempre que la señal de entrada tenga el grado correcto de exactitud ($\pm 1/2$ LBS). Posiblemente sea más interesante para los poseedores de microprocesadores el hecho de que el cuantificador sin transcodificación proporcione, en la misma placa, dos conversores

de buena calidad e independientemente direccionales.

El otro modo de funcionamiento es bastante más espectacular, por cuanto que permite que se asigne una cierta especie de orden musical e incluso la menos musical de las señales de control.

En la figura 1 se muestra el diagrama de bloques de cuantificador que está constituido por seis etapas sucesivas para el proceso de la señal. Un amplificador de entrada para señales débiles asegura también que las señales alternas tengan una compensación de desplazamiento de corriente continua. Esta etapa va seguida por el conversor analógico/digital (A/D) que tiene su propio reloj. Cada periodo de 63 μ s, este conversor proporciona un código digital de 8 bits, cuya magnitud es proporcional a la amplitud de la señal de entrada. Estos datos se almacenan luego en un dispositivo de enclavamiento (en condiciones ideales, un dispositivo enclavador direccionable puesto que permitiría que se utilizara el conversor A/D con un microprocesador, independientemente del resto del circuito). Este mismo código de 8 bits se aplica a una memoria EPROM como el byte de orden bajo de una dirección. Cada dirección contiene algunos datos específicos que se introducen como entrada en el conversor D/A, cuya salida es proporcional a la magnitud del código digital. La significación conjunta del cuantificador radica en la elección de estos códigos. Los bits de or-

**Conversor
A/D+
transcodi-
ficador+
conversor
D/A=
control de
escalas
musicales**

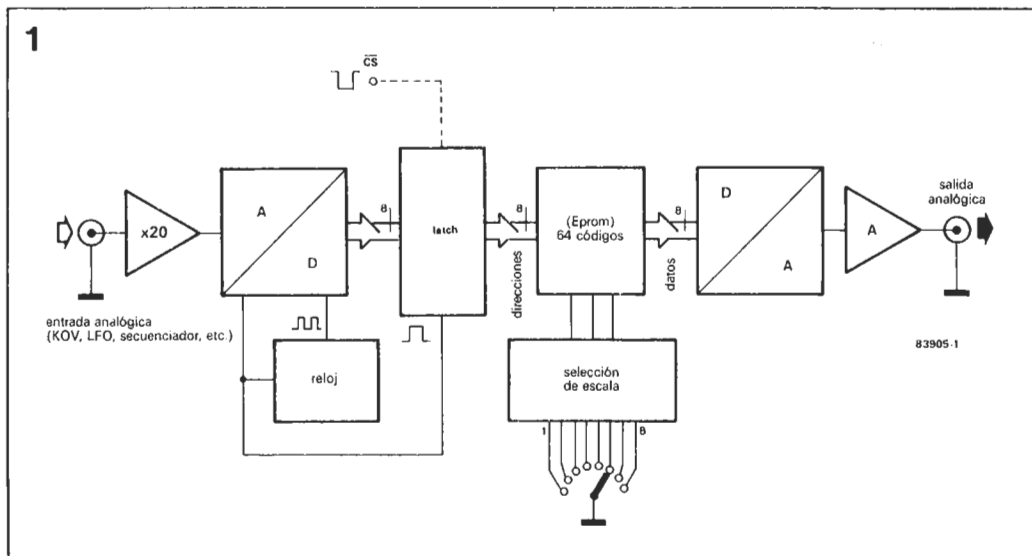


Figura 1. El cuantizador está constituido por una cadena de elementos para procesar señales de control del sintetizador. Es un dispositivo interesante no solamente debido a la exactitud de su característica de V/octava sino también por su capacidad para generar tensiones de control calibradas en base a escalas musicales o acordes. En lo que respecta al oído, es como una especie de "secuenciador-arpeggiador". Los convertidores A/D y D/A pueden utilizarse con independencia.

den alto para direccionar la memoria estática se suministran por un circuito selector de escala musical que es accesible por el usuario. El área de memoria está dividida en 8 zonas, lo que permite la transcodificación a 8 escalas musicales.

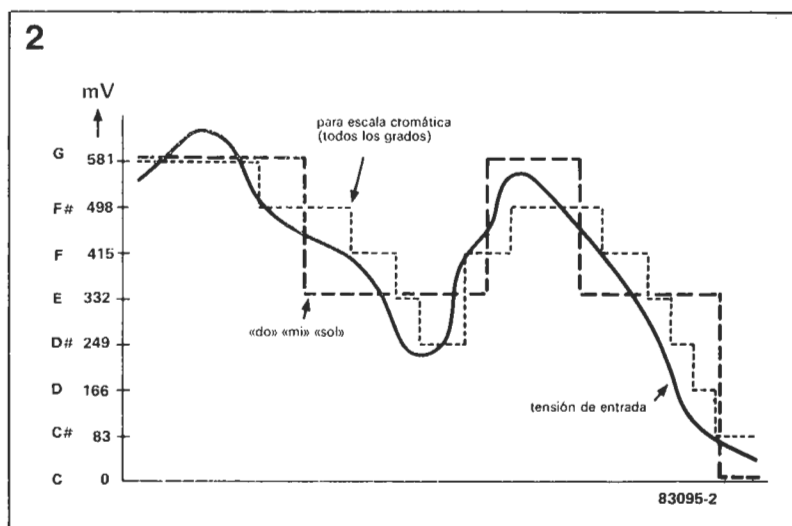
Conversión a la forma digital

Parte del circuito para el cuantizador se muestra en la figura 4. Está constituido por un amplificador de entrada IC1, un convertidor A/D IC3, un dispositivo de enclavamiento o "cerrojo" IC4 y un reloj IC2. La señal se aplica en la entrada a R4 y luego a la entrada no inversora de IC1, después de la compensación efectuada por una tensión de corriente continua establecida por P1. El convertidor A/D sólo puede trabajar con tensiones positivas. Por supuesto, muchas de las señales en un sin-

tetizador son tensiones alternas (procedentes de un oscilador LFO, por ejemplo). La ganancia de este amplificador se ajusta por medio de P2 y puede estar comprendida entre 20 y 1. Así, con este circuito de entrada, el cuantizador es verdaderamente universal.

La amplitud de la señal está limitada por P3 antes de que el circuito integrado ZN427 (en la figura 3a se muestra el diagrama interno simplificado de este C.I.) la convierta en la forma digital. Como la tensión de referencia interna de IC3 es 2,5 V, el valor máximo posible de la señal de entrada es el mismo. Este circuito integrado necesita también una señal de reloj (aplicada en la patilla 3) y una señal de comienzo de conversión SC (patilla 4). El circuito del generador de reloj (N1) proporciona una señal de 140KHz. La señal de comienzo de conversión es una combinación de la señal de reloj y de la señal de final de conversión, proporcionada por el propio circuito integrado ZN427 e invertida por N4

Figura 2. Para cualquier tensión de entrada dada, el cuantizador puede proporcionar 8 curvas de salida diferentes, cada una de las cuales sigue una determinada escala musical. En el ejemplo que se ilustra, la tensión QOV representada por la línea de puntos sigue la escala cromática y la tensión QOV de línea de trazos sólo proporciona las notas del acorde mayor.



antes de aplicarse al circuito flip flop N2/N3. Con esta configuración, el final de cada conversión hace que se inicie la siguiente, tal como se indica en el diagrama de la figura 3b.

Al comienzo de la conversión, el bit de salida de orden más alto 7, (observación: a diferencia con nuestra designación normal, el fabricante del circuito ZN427 le llama bit 1) se pone al nivel lógico alto y todos los demás bits al nivel lógico bajo. La tensión a convertir, V_{IN} , se compara con una tensión igual a la mitad de la salida de V_{REF} procedente de la etapa D/A del circuito ZN427. El nivel lógico del bit 7 se establece de forma definitiva en el siguiente flanco de bajada de la señal de reloj. Será de nivel alto si $1/2 V_{REF} < V_{IN}$ y de nivel bajo si $1/2 V_{REF} > V_{IN}$. Al mismo tiempo el siguiente bit (bit 6) se pone al nivel lógico alto y su valor lógico se determina en el siguiente flanco de salida como una función de una comparación entre la salida del convertor D/A y la tensión objeto de conversión.

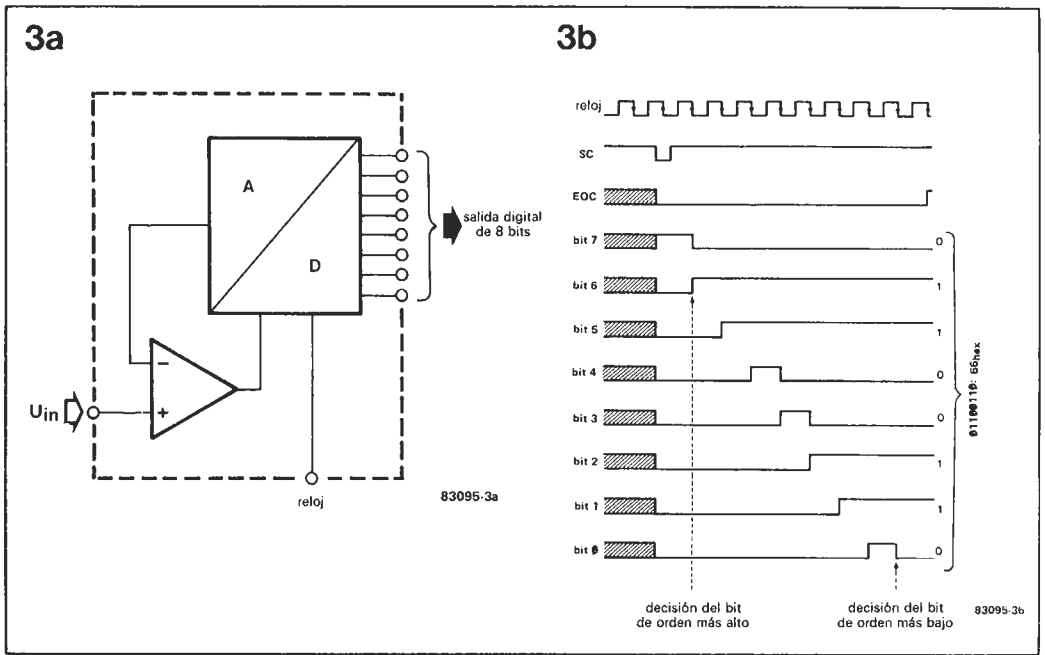
Este procedimiento se repite hasta que se hayan establecido los niveles lógicos de los 8 bits. Inmediatamente después de que se establezca el valor del bit del orden más bajo, la salida de final de conversión (EOC) del circuito integrado pasará al nivel lógico alto y los datos digitales aparecerán como la salida en los buffers del convertor y se mantendrán allí hasta que llegue la nueva señal de comienzo de la conversión. Esta secuencia completa tarda nueve impulsos de reloj. Puesto que el ciclo de reloj tiene una duración de $7,1 \mu s$ (la frecuencia es de 140 KHz como se dijo anteriormente), el tiempo total de la conversión será de $63 \mu s$, lo que significa que la frecuencia de la señal de muestreo es de 15 KHz. Y esta frecuencia es más que suficiente para las señales no periódicas y VLF (Very Low Frequency-Muy Baja frecuencia). Pero... es un poco baja para las señales de audio (la frecuencia de muestreo debe ser al menos doble que la frecuencia más alta de la señal objeto de conversión). Sin embargo, con el tiempo mínimo de conversión garantizado por el fabricante del circuito ZN427, un tiempo de $15 \mu s$ (con una señal de reloj de 600KHz), la frecuencia de muestreo es de aproximadamente 60 KHz. Hay que admitir

que esta frecuencia tiene poco que hacer con el cuantizador, pero las cualidades del circuito merecen su atención, sobre todo pensando en una futura experimentación.

De forma intencionada, hemos elegido un dispositivo de enclavamiento direccionable con salidas de alta impedancia para IC4. Cuando la patilla 1 de un circuito integrado 74LS3374 está a nivel lógico alto, sus salidas son "invisibles" para un bus de microprocesador al que estén aplicadas. También se proporciona una entrada para una señal de codificación de direcciones (AD, de modo que la primera sección del cuantizador sea autónoma e incluso pueda conectarse directamente a un bus de ordenador. En este caso, deberá eliminarse el puente marcado con un *.

Transcodificación

Ahora que tenemos el código digital, las cosas están comenzando a hacerse algo más musicales... y también algo más complicadas para quienes no estén atraídos por la música. En este ni-



vel, lo digital y lo musical están íntimamente relacionados. Lo que llamamos "transcodificación" se produce en el circuito 2716 EPROM y, como dijimos anteriormente, sus bits de dirección de orden bajo (bits0... 8) vienen dados por los datos digitales proporcionados por el circuito de la figura 4. Los bits de dirección de orden alto se suministran, como se in-

dica en la figura 5, por el circuito selector de escala musical. El usuario direcciona las 8 zonas de la memoria EPROM por medio de S1 y S3 (o S2). Una de las líneas de entrada del circuito IC7 se pone a nivel lógico bajo por medio del punto común del conmutador giratorio S1. Las otras líneas se ponen a nivel lógico alto mediante las resistencias de po-

Figura 3a. Esta es la estructura interna simplificada del circuito integrado ZN427-E8 de Ferranti que hace la función del convertidor analógico/digital.

Figura 3b. Este es un diagrama de las señales durante un ciclo de conversión del circuito ZN427. El tiempo de conversión es fijo

Figura 4. Esta es la parte analógica/digital del circuito cuantizador. Aun cuando esté en la misma placa del circuito impreso que el convertidor digital/análogo de la figura 5, este convertidor es completamente autónomo. El puente marcado con un asterisco puede sustituirse por una señal de control procedente del circuito de enclavamiento IC4. Si las salidas D0...D7 han de conectarse a un bus de micro ordenador, integrado debe ser un 74LS374. Este dispositivo tiene posibilidad de alta independencia si la patilla 1 está a nivel lógico alto.

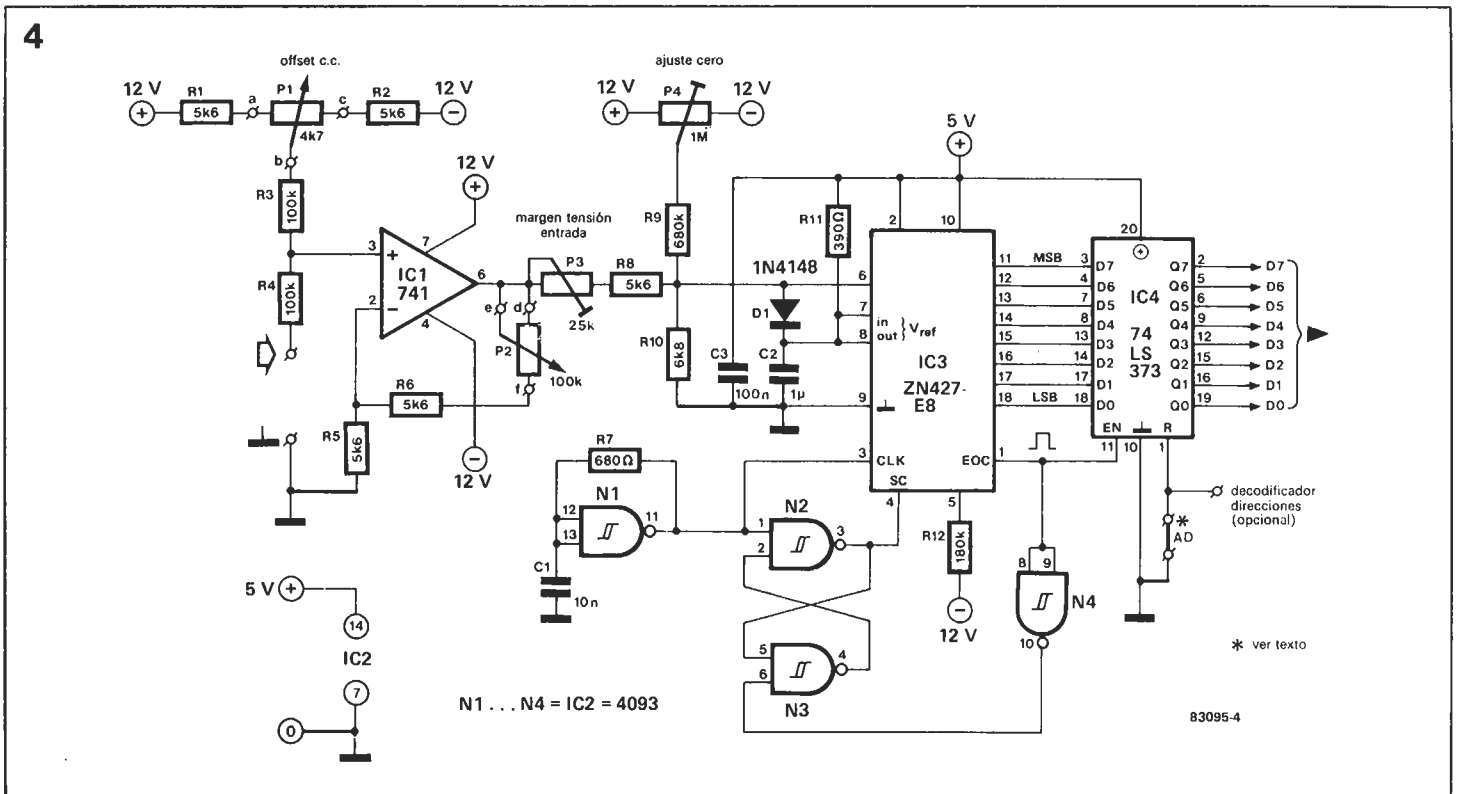


Figura 5. Esta es la sección digital/análogica del cuantizador. El circuito IC5 de la memoria EPROM contiene los códigos digitales que corresponden a diversas escalas musicales después de convertirse en una tensión de QOV por medio de los circuitos integrados IC8 y IC9. El usuario elige una de las 8 escalas con el empleo de S1...S3. Estos conmutadores y las resistencias asociadas podrían sustituirse por el conector de salida de un microordenador.

Lista de componentes

Resistencias:

R1,R2,R5,R6,R8=5k6
 R3,R4=100 k
 R7,R24=680 Ω
 R9=680 k
 R10,R14=6k8
 R11,R13=390 Ω
 R12=180 k
 R15...R23=10 k
 P1=4k7 lin.
 P2=100 k lin.
 P3=25 k ajustable multivuelta
 P4=1 M 10 ajustable multivuelta
 P5=10 k 10 ajustable multivuelta
 P6=10 k 10 ajustable multivuelta

Condensadores:

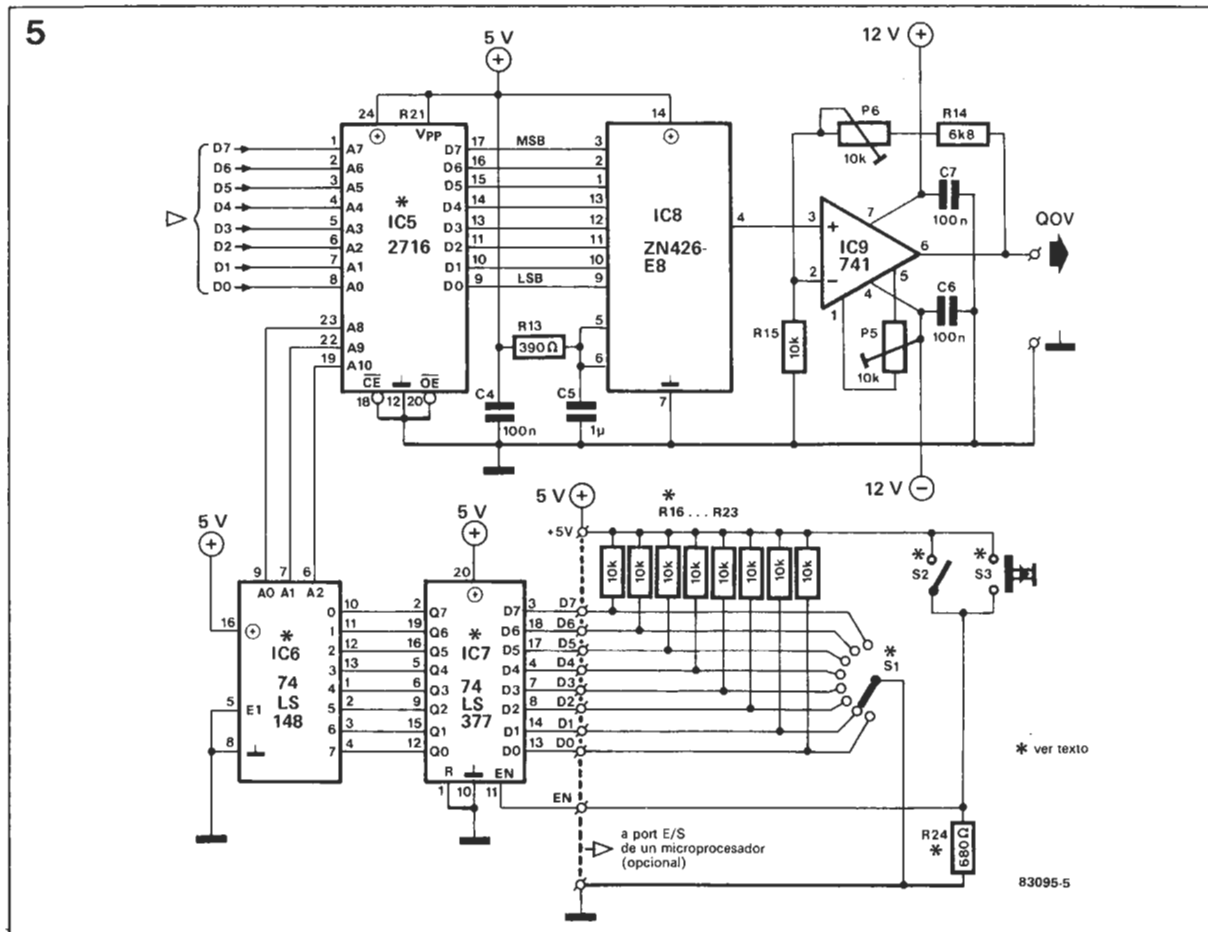
C1=10 n
 C2,C5=1 μ (MKT)
 C3,C4,C6,C7=100 n

Semicnductores:

D1=1NA4148
 IC1,IC9=741
 IC2=4093
 IC3=ZN 427-E8 (Ferranti)
 IC4=74LS377 (74LS374: ver texto)
 IC5=2716 (programada, ver texto)
 IC6=74LS148
 IC7=74LS373
 IC8=ZN 426-E8 (Ferranti)

Varios:

S1=conmutador giratorio de 8 posiciones, 1 circuito
 S2=conmutador
 S3=pulsador (pulsar para activación)



larización R16...R23. Cuando el usuario pulse momentáneamente S3 o cierre S2 el nivel lógico bajo aplicado en la patilla 11 del circuito 74LS373 hace que estos niveles lógicos sean objeto de salida desde el circuito de enclavamiento. Desde este punto van a IC6 que forma un código binario de 3 bits basado en dichos niveles lógicos. Estos tres bits corresponden a las líneas de dirección A8...A10.

Puesto que IC7 no está permanentemente activado, el usuario puede saltar desde un código a otro sin "oir" los códigos intermedios. La nueva decodificación de direcciones para la memoria EPROM sólo es válida mientras esté pulsado S3 (o cerrado S2) y es solamente en este momento en que se cambia la zona. En el interior de cada una de estas zonas, los mismos datos pueden representarse en varias direcciones sucesivas, según se indica en la tabla 1. Esto significa que para diferentes códigos A/D obtendremos el mismo código D/A y por consiguiente, la misma tensión de salida QOV. Así, en la tabla los datos cambian cada cuatro direcciones y por ello, después de la conversión D/A, QOV se incrementará en 83,33 mV. Con este código, estarán presentes todos

los grados de la escala cromática. Esta es la primera zona de la memoria 2716 EPROM y se tiene acceso a ella conmutando S1 a la posición 0. Si conmutamos a la posición 1, estaremos en una zona diferente en la que no aparecerán todos los grados cromáticos (tabla 1b). De hecho, se trata de la escala principal, o si lo prefiere, de solamente las teclas blancas de un piano. Ahora que la tensión QOV ya no cambia en 83,33 mV, sino en múltiplos de este valor, se tendrá que primero hay dos tonos completos, luego un semitono, etc.

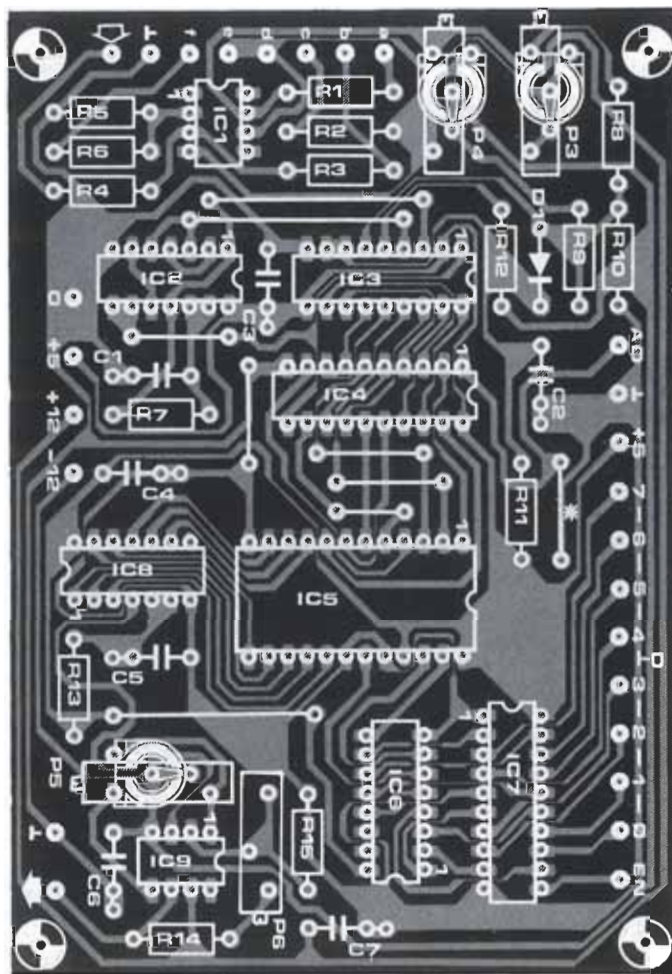
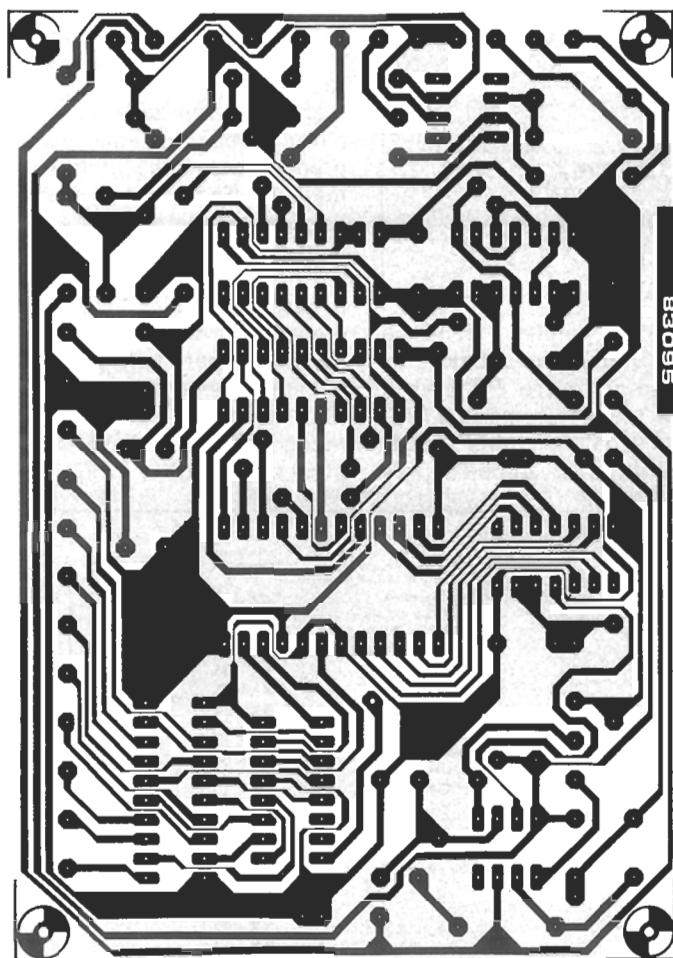
También es evidente que hay un orden de prioridad entre los diversos grados. En el ejemplo de la tabla 1a (la escala cromática), había 4 direcciones por nota, mientras que en la tabla 1b la nota D ("re") tiene seis direcciones y la nota F ("fa") tiene siete y finalmente, las notas C ("do") y E ("mi") tienen ocho cada una. Esto implica que las tensiones que producen estas dos últimas notas tengan desde el punto de vista estadístico, más posibilidades de aparecer en la salida QOV que las dos primeras.

Si el conmutador S1 se pone en la posición 2 (y se pulsa S3), la salida QOV es la tensión correspondiente a la escala de notas negras

en el piano (la escala pentatónica). En la tabla 1c se da un resumen de la organización de las zonas de la memoria EPROM y muestra las otras escalas y relaciones musicales disponibles.

Para la misma señal de entrada, existen diversas salidas disponibles desde el cuantizador, como se muestra en la figura 6. Aquí vemos que para la misma entrada de señal triangular de LFO, la salida de frase musical depende de la posición S1.

Por ello, tendremos: "Do" mayor tónico (S1 = 3), "Sol" mayor dominante (S1 = 5), "FA" mayor subdominante (S1 = 6), a escala mayor completa (S1 = 1), la escala cromática (S1 = 0), la escala pentatónica (S1 = 2), y para acabar este ejemplo, el acorde menor relativo (S1 = 4). En este diagrama se indica también cuando ha de pulsarse S3 después de cambiar la posición S1. Los datos que aparecen a la salida de la memoria EPROM se aplican directamente al convertidor D/A (IC8) y esto es tan sencillo que no precisa ningún comentario explicativo. La etapa de salida es un buffer con compensación de corriente continua por medio del potenciómetro P5 y disponiendo de un potenciómetro de 10 vueltas (P6) para controlar la característica de 1 V/octava.



Opciones

Ya dijimos anteriormente que el transcodificador no tiene que utilizarse, en este caso se tendría que eliminar el circuito integrado IC5 de la memoria EPROM. Si el objetivo es el montaje de un conversor D/A de precisión, las 6 entradas de dirección menos significativas deben conectarse a las 6 salidas de datos más significativas y los 2 bits menos significativos se tendrán que conectar a masa. Además de IC5, deben omitirse todos los componentes para la selección de escala (están marcados con un asterisco en el esquema de la figura 5). Si los conversores han de emplearse de manera individual, todos los componentes que se acaban de quitar se omitirán, como el puente marcado con un asterisco en la figura 4. En este caso, los datos de A/D están disponibles en las 8 primeras patillas de direcciones de IC5 (que no están insertadas, ¡no lo olvide!), mientras que los datos de D/A pueden aplicarse en las 8 patillas de datos de IC5. No olvi-

de aplicar una señal de comprobación en el punto AD (figura 4, patilla 1 de IC4 = 74LS374).

Hay otra opción que es prescindir de S1...S3 y R16...R24 y controlar el circuito selector de escala musical a través del "port" de salida de un microordenador.

Montaje y ajuste

No debe tener ninguna dificultad en el montaje de este circuito, sobre todo si utiliza la tarjeta de circuito impreso que se ilustra. Sin embargo, hay que destacar el hecho de que las resistencias R16...R24 están soldadas directamente a las patillas del conmutador giratorio S1. La memoria 2716 EPROM deberá ser programada con los códigos de la tabla 1, o cualquier código que se desee.

El ajuste de este circuito se inicia con el del buffer de salida (después de las comprobaciones habituales por supuesto). IC5 se extrae de su zócalo y las patillas 1...3 y 9...13 de IC8 se conectan a

tierra. La salida del circuito integrado debe ser cero. La salida de IC9 (patilla 6) debe ser también cero voltios. Si no fuera así, ajusta P5, hasta que lo esté. A continuación, las patillas 13 y 1 de IC8 han de conectarse a + 5 V y debe ajustar P6 hasta que la salida de IC9 sea de 1,00 V. Ahora la patilla 13 de IC8 está conectada a masa y la patilla 2V + 5V (además de la patilla 1) y la salida de IC9 debe ser de 2,00 V. Cualquier desviación puede corregirse con el empleo de P6. Después de este ajuste, la característica de 1 V/octava de la tensión de QOV está establecida. La salida de IC9 debe ser 3,00 V cuando las patillas 3 y 13 de IC8 estén conectadas a + 5V y las patillas 1, 2 y 9...12 están puestas a tierra.

Antes de instalar el circuito integrado de la memoria EPROM, deberá cerciorarse que los bits de dirección de orden alto están presentes en las patillas 19, 22 y 23. Por supuesto, estas últimas deben estar de acuerdo con la posición de S1, sin olvidar la pulsación de S3 después de que se cambie S1 cada vez.

Figura 6. Disposición de los componentes en la placa del circuito impreso, con todos los componentes incluidos en las figuras 4 y 5, a excepción de las resistencias R16...R24 y S1...S3.

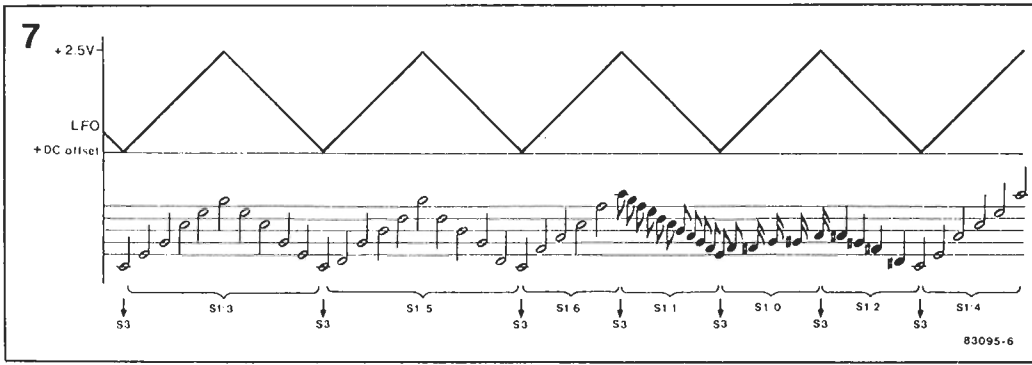


Figura 7. Si S3 está pulsado en el punto más bajo de la señal de control (salida triangular de un oscilador LFO) y la posición de S1 está conmutada entre dos huecos, cambie suavemente de una escala o acorde a otro.

Tabla 1a. Este es un extracto del contenido de la zona 0 de la memoria EPROM. Todos los grados de la escala cromática están presentes y el direccionamiento está dividido en partes iguales entre ellos (4 direcciones por nota). Es evidente que la probabilidad de ocurrencia de cada una de las doce notas es la misma.

Tabla 1b. Esta es parte del contenido de la zona 1 de la memoria EPROM. Solamente los siete grados de la escala mayor están presentes. El direccionamiento no está dividido en partes iguales entre ellos, puesto que algunas notas tienen más "peso musical" que otras. Esto significa que algunas notas se producen con más frecuencia y con una mayor duración que otras.

Tabla 1c. Las ocho zonas de la memoria EPROM con las escalas y acordes obtenidos en cada una de ellas. No importa cuantas notas por octava estén presentes, la gama de QOV producida por cada zona es de 5 octavas.

A continuación, el mismo ajuste debe realizarse en el circuito de conversión A/D. IC1 se extrae de su zócalo y la patilla 6 (o el cursor de P3) se ha de conectar a masa. Entonces, ajuste P4 de

modo que las patillas 11...18 de IC3 estén a nivel lógico bajo.

El potenciómetro P3 podría ajustarse "a oído" como una función de la señal de control aplicada al cuantizador. El objetivo es

ajustar este potenciómetro hasta que la frase musical generada por un oscilador VCO, al que se aplique la tensión de QOV, siga la envolvente de la señal de control sin recortarlo.

Una vez realizada esta operación, el cuantizador está casi preparado para su utilización inmediata. Todo lo que queda por hacer es encontrar una alimentación adecuada, bien sea a partir del sintetizador principal, bien sea a partir de un circuito independiente con integrados reguladores solamente para este propósito. El consumo de corriente es de unos 120 mA a una tensión de 5V y mucho menos con una tensión de alimentación de $\pm 12V$.

Tabla 1a

EPROM (zona 0)			D/A
direcciones	hex	datos	QOV
0000	00	0000000000	0 mV
0001	00	0000000000	
0002	00	0000000000	
0003	00	0000000000	
0004	04	0000001000	83 mV
0005	04	0000001000	
0006	04	0000001000	
0007	04	0000001000	
0008	08	0000001000	167 mV
0009	08	0000001000	
000A	08	0000001000	
000B	08	0000001000	
000C	0C	0000001000	250 mV
000D	0C	0000001000	
000E	0C	0000001000	
000F	0C	0000001000	
0010	10	0000100000	333 mV
0011	10	0000100000	
0012	10	0000100000	
0013	10	0000100000	
0014	14	0000101000	417 mV
0015	14	0000101000	
0016	14	0000101000	
0017	14	0000101000	
0018	18	0000110000	500 mV
0019	18	0000110000	
001A	18	0000110000	
001B	18	0000110000	
001C	1C	0000111000	

Tabla 1b

EPROM (zona 1)			D/A
direcciones	hex	datos	QOV
0100	00	0000000000	0 mV
0101	00	0000000000	
0102	00	0000000000	
0103	00	0000000000	
0104	00	0000000000	1 tono
0105	00	0000000000	
0106	00	0000000000	
0107	00	0000000000	
0108	08	0000001000	167 mV
0109	08	0000001000	
010A	08	0000001000	
010B	08	0000001000	
010C	08	0000001000	1 tono
010D	08	0000001000	
010E	10	0000100000	
010F	10	0000100000	
0110	10	0000100000	333 mV
0111	10	0000100000	
0112	10	0000100000	
0113	10	0000100000	
0114	10	0000100000	1/2 tono
0115	10	0000100000	
0116	14	0000101000	
0117	14	0000101000	
0118	14	0000101000	417 mV
0119	14	0000101000	
011A	14	0000101000	
011B	14	0000101000	
011C	14	0000101000	

zonas	notas	número de direcciones	direcciones: zona 0	datos	
1	acorde mayor		XX = 00	notas (hex)	
	C	8	XX = 01		
	D	6	XX = 02		do - C
	E	8	XX = 03		04
	F	7	XX = 04		
	G	6	XX = 05		
	A	6	XX = 06		
B	7	XX = 07	do # - C#		
2	acorde pentatónico		XX = 08	notas (hex)	
	C#	10	XX = 09		
	D#	9	XX = 0A		ré - D
	F#	10	XX = 0B		08
	G#	9	XX = 0C		
	A#	10	XX = 0D		
			XX = 0E		
3	Do mayor		XX = 0F	notas (hex)	
	C	16	XX = 10		
	E	16	XX = 11		mi - E
4	La menor		XX = 12	notas (hex)	
	C	16	XX = 13		
	E	16	XX = 14		fa - F
5	Sol mayor		XX = 15	notas (hex)	
	D	16	XX = 16		
	G	16	XX = 17		fa # - F#
6	Fa mayor		XX = 18	notas (hex)	
	C	16	XX = 19		
	F	16	XX = 1A		sol - G
7	Re mayor		XX = 1B	notas (hex)	
	D	16	XX = 1C		
	F#	16	XX = 1D		sol # - G#
			XX = 1E	notas (hex)	
			XX = 1F		
			XX = 20		20
			XX = 21		
			XX = 22		
			XX = 23		
			XX = 24		24
			XX = 25		
			XX = 26		
			XX = 27		
		XX = 28			
		XX = 29	la # - A#		
		XX = 2A	2C		
		XX = 2B			
		XX = 2C			
		XX = 2D			
		XX = 2E	si - B		
		XX = 2F			

Para las 4 octavas siguientes, hay que añadir 30hex por octava

Tabla 1c

DIRECCIONES	ESCALAS
0000...00FF	escala cromática
0100...01FF	acorde mayor
0200...02FF	escala pentatónica
0300...03FF	acorde mayor C-E-G
0400...04FF	acorde menor A-C-E
0500...05FF	acorde mayor G-B-D
0600...06FF	acorde mayor F-A-C
0700...07FF	acorde mayor D-F-A

*cada escala cubre 5 octavas

C = Do, D = Re, E = Mi, F = Fa, G = Sol, A = La, B = Si, F = Fa sostenido

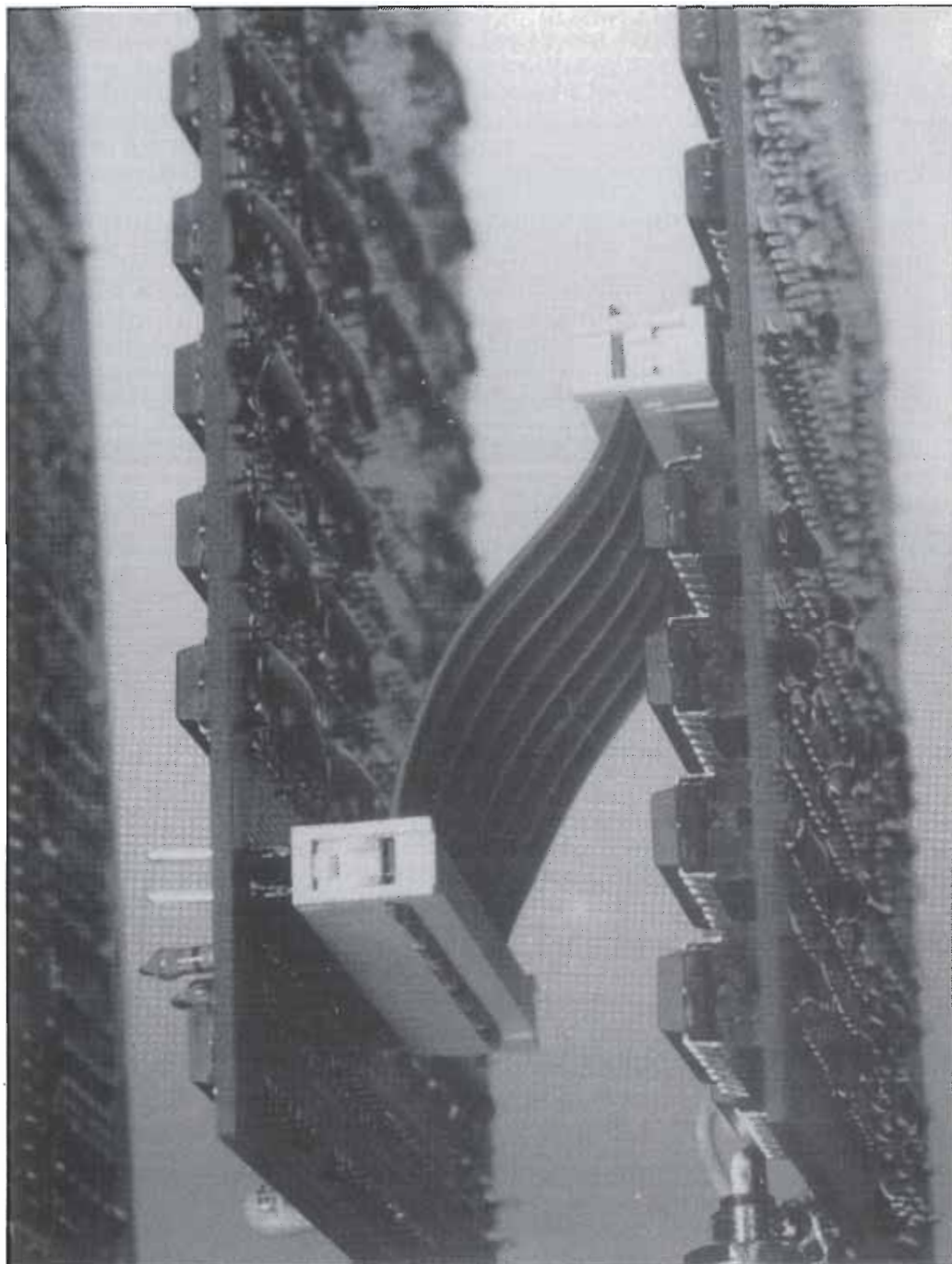
El sexto artículo de la serie trata de la tarjeta de ampliación para el color, que básicamente aporta memoria RAM a la tarjeta principal (sistema monócromo). Con una sola tarjeta de ampliación disponemos hasta 16 colores en dos o cuatro páginas.

La tarjeta de ampliación para el color contiene 3 secciones idénticas, cada una con un banco de memoria de 64 Kbytes, un registro de desplazamiento, un circuito RMW y la lógica de decodificación del color para las operaciones de escritura sobre la memoria.

Aunque en teoría se puede aportar a la tarjeta principal cualquier número de tarjetas de ampliación, en la mayoría de los casos prácticos será suficiente una sola tarjeta para obtener hasta 16 colores.

Adición de un bit de intensidad

En la primera parte de esta serie de artículos, publicada en la revista de febrero de 1986, se presentaron los diagramas de bloques de un sistema monócromo y otro cromático en las figuras 1a y 1b respectivamente. Por razones de claridad, la figura 1b representa una configuración RGB de 8 colores con 3 planos de memoria; sin embargo, con un sistema completo formado por una tarjeta principal junto con una tarjeta de ampliación, existen 4 planos de memoria a disposición del usuario para almacenar la información de los atributos de cada pixel.



TARJETA GRAFICA DE ALTA RESOLUCION

Si se emplea el cuarto bit para añadir la información de intensidad de cada pixel a los bits RGB que codifican el color, tendremos disponibles por pixel 16 colores en lugar de 8.

Generalizando este concepto, podremos decir que con "n" bancos de memoria instalados, la gama de colores disponibles es 2ⁿ.

Según hemos visto en los artículos previos, cada punto de la pantalla corresponde con un bit en la memoria RAM del GDP. Si el bit está en estado lógico alto el punto estará apagado mientras que si el nivel lógico es bajo, estará encendido.

Por lo que respecta a cada pixel, tres de estos puntos (bits), especifican su color: un bit controla el haz de electrones asociados al color rojo dentro del tubo de rayos catódicos del monitor de video; otro controla el haz verde y el tercero el haz azul. Además de estos tres bits RGB, se puede añadir un cuarto bit para efectuar la modulación del haz de intensidad.

Cuando este bit (I) está en estado bajo, para un color determinado, se controla una etapa del amplificador de video del monitor para invertir la señal, obteniéndose una señal de salida de mitad de amplitud.

Cuando el bit I posee un estado alto, se obtiene una amplitud de valor máximo y el color en cuestión se representará con una intensidad normal.

Sin embargo, lo que hemos visto hasta ahora no debe entenderse como una limitación en el uso del bit I sólo para la modulación del haz de intensidad, sino que también puede emplearse para realizar otras funciones, como, por ejemplo, representar zonas en colores intermitentes o invertir ciertos colores.

Con un poco de ingenio se pueden realizar efectos muy interesantes, y en un posible próximo artículo de la serie trataremos con especial interés todas estas aplicaciones. Por ahora el cuarto bit sólo ofrece la posibilidad de utilización de la capacidad de control del color de un monitor RGBI.

Descripción del circuito

Además de los boques ya mencionados (bancos de memoria, registros de desplazamiento, lógica de decodificación del color), la

tarjeta de ampliación incluye una sección de decodificación local de direcciones junto con un registro de sólo escritura para el comando de selección de color y otro registro de sólo lectura para alojar la información del pixel presente en la memoria de video.

La figura 27 representa el diagrama del circuito de la tarjeta de ampliación realizada en un circuito impreso tamaño Eurocard.

El funcionamiento de cada banco de memoria y de sus circuitos lógicos asociados es idéntico al circuito análogo de la tarjeta principal, y su funcionamiento fue descrito en un artículo anterior.

El registro de sólo lectura IC1 tiene una función similar al IC13 de la tarjeta principal (ver Elektor 71, pág. 4-32), sin embargo IC1 en este circuito lee tres señales procedentes de los bancos de memoria en lugar del único bit que leía IC13 en la tarjeta principal.

La misma comparación se puede efectuar con IC2 en la tarjeta de ampliación e IC12 en la tarjeta principal, pero en este caso IC12 guarda un único bit de datos y un bit de habilitación de escritura en memoria (DIS y \overline{WRIS} respectivamente), mientras que IC2 almacena tres bits de cada tipo: DINRS, DINBS, DINGS, \overline{WRRS} , \overline{WRGS} Y \overline{WRBS} . Cuando alguna de la señales de selección de escritura (\overline{WRXS}) se activa, es decir, toma un nivel lógico bajo, se realiza una operación de escritura en el banco de memoria del color correspondiente. Si la señal DINX correspondiente está en estado alto en ese momento el punto en cuestión se apaga, mientras que se enciende si DINX está a nivel bajo.

Se puede escribir datos en los tres bancos de memoria simultáneamente si se activan las tres señales de habilitación al mismo tiempo. Los bits de datos que se escriben en cada uno de los bancos no tienen por qué ser iguales; es posible por ejemplo, activar los bits rojo y verde de un pixel dado y desactivar el bit azul para obtener un pixel de color amarillo.

La tabla 10 contiene las 25 configuraciones de escritura en la memoria de color; las 11 primeras no emplean el modo RMW, al contrario de las restantes.

Podemos ver el circuito de decodificación de direcciones local en la esquina inferior izquierda de la figura 27; básicamente es una extensión del decodificador de direcciones de la tarjeta principal IC1... IC3.

Recordemos que estos circuitos decodificaban dos bloques de memoria XX50... XX5F, para uso del GDP, y XX64... XX66, para los registros auxiliares, generando una señal $\overline{XX6X}$ que se llevaba al conector de expansión con el nombre \overline{EXT} .

Esta señal \overline{EXT} habilita, dentro de la tarjeta de ampliación, al circuito IC3 cuando exista una dirección dentro del bloque XX6X presente en el bus de direcciones del microprocesador.

Realizando los puentes K-Y0, B-2, C-1 y J-Y1, situaremos a IC1 e IC2 en las mismas direcciones de memoria que sus análogos IC12 e IC13 de la tarjeta principal.

Esta doble decodificación de direcciones simplifica el intérprete de video y reduce al mínimo el espacio de memoria ocupado si se tiene en cuenta las siguientes consideraciones.

La escritura en la dirección XX64 de la tarjeta principal conlleva actuar sobre los bits D0 y D4 para generar las señales DIS y \overline{WRIS} respectivamente, y la lectura de esta dirección sólo involucra al bit D0 para la señal I. Vemos por tanto que la escritura no afecta a 6 bits y la lectura a 7. En vez de reservar 2 direcciones adicionales en la tarjeta de ampliación para los bits DIN y Σ , el empleo de un doble direccionamiento permite utilizar de forma eficiente el resto de los bits de la dirección XX64. De esta forma, todos los bits de esa dirección se emplean como se representa en la tabla 11. Observar que sólo las señales DIS y \overline{WRIS} pertenecen a la tarjeta principal, mientras que las seis restantes son de la tarjeta de ampliación.

Tabla 11.

COLOR = $\overline{XX64}_{HEX}$ (ESCRITURA)							
b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
\overline{WRBS}	\overline{WRGS}	\overline{WRRS}	\overline{WRIS}	DINBS	DINGS	DINRS	DIS

Un razonamiento similar se puede aplicar a la lectura de la dirección XX64, resumiendo en este caso la tabla 12 la asignación de cada bit. Observar que sólo el bit 0 (Σ) pertenece a la tarjeta principal; el resto proceden del circuito IC1 de la tarjeta de ampliación.

- N1... N3 = 1/2 IC4 = 74LS32
- N5... N7 = 1/2 IC5 = 74LS32
- N9... N11 = 1/2 IC6 = 74LS32
- N4, N8, N12 = 1/2 IC7 = 74LS08
- N16... N19 = IC8 = 74LS33
- N13 = IC9 = 74LS30
- N14 = IC10 = 74LS30
- N15 = IC11 = 74LS30

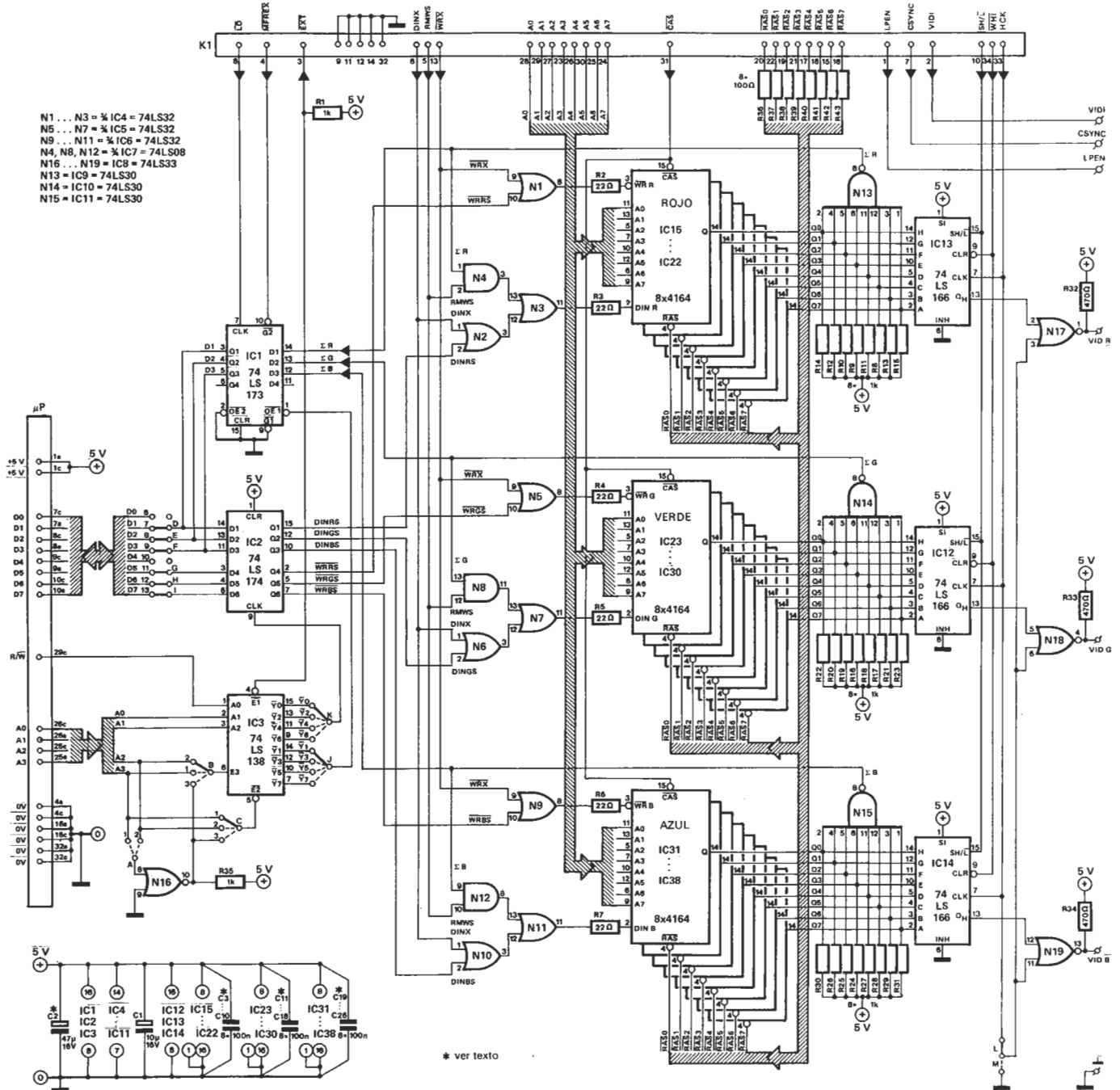


Tabla 12.

PIXBUF = XX64 _{HEX} (LECTURA)							
b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0
X	X	X	X	ΣB	ΣG	ΣR	ΣI

Puede surgir quizá la pregunta de por qué el doble decodificador hardware de la tarjeta de ampliación no se sustituye por uno simple que conecte directamente las

señales Σ, DIN y WRX entre la tarjeta principal y la de ampliación.

La respuesta es que la solución de un hardware extra evita las complicaciones de un cableado adicional en el caso de que se añadan más tarjetas de ampliación.

Para terminar este apartado, la tabla 13 resume todas las opciones de decodificación de direccio-

nes disponibles en la tarjeta de ampliación.

Realización práctica

Antes de comenzar con los detalles de construcción, conviene reiterar que la tarjeta de ampliación para el color es una triple copia de la sección correspondiente de la tarjeta principal; por lo que

Figura 27. Diagrama eléctrico de la tarjeta de ampliación.

Tabla 10.

25 configuraciones de escritura en la memoria de color															PIXEL					
1...11: sin RMW											12...25: RMW				antes			después		
	RMWS	DIN	RWRS	GWRS	BWRS	RS	GS	BS	ΣR	ΣG	ΣB	DinR	DinG	DinB	R	G	B	R	G	B
1	0	X	1	1	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
2	0	0	0	1	1	0	X	X	X	X	X	0	1	1	X	X	X	•	X	X
3	0	1	0	1	1	X	X	X	X	X	X	1	X	X	X	X	X	o	X	X
4	0	X	0	1	1	1	X	X	X	X	X	1	X	X	X	X	X	o	X	X
5	0	0	0	0	1	0	0	X	X	X	X	0	0	X	X	X	X	•	•	X
6	0	0	0	0	1	0	1	X	X	X	X	0	1	X	X	X	X	•	•	X
7	0	0	0	0	1	1	0	X	X	X	X	1	0	X	X	X	X	o	o	X
8	0	0	0	0	1	1	1	X	X	X	X	1	1	X	X	X	X	o	o	X
9	0	1	0	0	1	X	X	X	X	X	X	1	1	X	X	X	X	o	o	X
10	0	0	0	1	0	0	X	0	X	X	X	0	1	0	X	X	X	•	X	•
11	0	0	0	1	0	1	X	0	X	X	X	1	X	0	X	X	X	o	X	•
12	1	X	1	1	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X
13	1	0	0	1	1	0	X	X	0	X	X	0	X	X	o	X	X	•	X	X
14	1	!X	0	1	1	!X	X	X	1	X	X	1	X	X	•	X	X	o	X	X
15	1	X	0	1	1	1	X	X	X	X	X	1	X	X	X	X	X	o	X	X
16	1	1	0	1	1	X	X	X	X	X	X	1	X	X	X	X	X	o	X	X
17	1	0	0	0	1	0	!X	X	0	1	X	0	1	X	o	•	X	•	o	X
18	1	0	0	0	1	!X	X	X	1	1	X	1	1	X	•	•	X	o	o	X
19	1	0	0	0	1	1	X	X	X	1	X	1	1	X	•	•	X	o	o	X
20	1	1	0	0	1	X	X	X	X	X	X	1	1	X	X	X	X	o	o	X
21	1	0	0	0	0	X	0	0	1	0	1	1	0	1	•	o	•	o	•	o
22	1	0	0	0	0	0	X	0	0	1	1	0	1	1	o	•	•	•	o	o
23	1	0	0	0	0	1	X	1	X	1	X	1	1	1	•	•	X	o	o	o
24	1	0	0	0	0	0	1	1	0	X	X	0	1	1	•	X	X	•	o	o
25	1	1	0	0	0	X	X	X	X	X	X	1	1	1	X	X	X	o	o	o

Notas:

X = indiferente
o = punto apagado
• = punto encendido

- No hay acceso a la memoria (RWRS = GWRS = BWRS = 1).
- Encender un punto rojo (DIN = RS = 0).
- Apagar un punto rojo (DIN = 1).
- Apagar un punto rojo (RS = 1).
- Encender los puntos rojo y verde (DIN = RS = GS = 0).
- Apagar un punto verde (DIN = 0; GS = 1).
Encender un punto rojo (RS = 0).
- Apagar un punto rojo (DIN = 0; RS = 1).
Encender un punto verde (GS = 0).
- Apagar los puntos rojo y verde (DIN = 0; RS = GS = 1).
- Apagar los puntos rojo y verde (DIN = 1; RS = GS = 0).
- Encender los puntos azul y rojo (DIN = RS = BS = 0).
- Apagar un punto rojo (DIN = 0; RS = 1).
Encender un punto azul (BS = 0).
- Ver 1.
- Encender un punto rojo que estaba apagado ($\Sigma R = RS = DIN = 0$).
- Apagar un punto rojo que estaba encendido ($\Sigma R = 1$).
- Apagar un punto rojo (RS = 1).
- Encender un punto rojo que estaba apagado ($\Sigma R = RS = DIN = 0$).
Apagar un punto verde que estaba encendido ($\Sigma G = 1$).
- Apagar los puntos rojo y verde que estaban encendidos ($\Sigma R = \Sigma G = 1$).
- Apagar un punto rojo (RS = 1).
Apagar un punto verde que estaba encendido ($\Sigma G = 1$).
- Apagar los puntos verde y rojo (DIN = 1).
Apagar un punto rojo que estaba encendido ($\Sigma R = 1$).
Encender un punto verde que estaba apagado ($\Sigma G = 0$).
Apagar un punto azul que estaba encendido ($\Sigma B = 1$).
- Encender un punto rojo que estaba apagado ($\Sigma R = 0$).
Apagar los puntos azul y verde estaban encendidos ($\Sigma G = \Sigma B = 1$).
- Apagar los puntos azul y rojo (RS = GS = 1).
Apagar un punto verde que estaba encendido ($\Sigma G = 1$).
- Apagar los puntos verde y azul (GS = BS = 1).
Encender un punto rojo que estaba apagado ($\Sigma R = 0$).
- Apagar todos los puntos (DIN = 1).

deberá prestarse atención a los detalles dados para su construcción en la cuarta parte de esta serie de artículos.

Sugerimos de nuevo el procedimiento de ir tachando cada uno de los pasos del proceso de construcción sólo después de que el resultado de cada prueba sea satisfactorio. La tabla 14 engloba los distintos pasos que deberán seguirse para realizar con éxito este montaje.

Para comprobar la tarjeta de ampliación, deberemos tener disponible una tarjeta principal, que funcione correctamente y una fuente de alimentación que aporte la corriente adicional que consume la nueva tarjeta. Dentro del

procedimiento paso a paso sugerido, los bancos de memoria se insertan y prueban uno detrás del otro. Situados dos bancos de memoria sobre la tarjeta de ampliación y uno sobre la tarjeta principal disponemos de un sistema RGB estándar listo para su utilización.

El cuarto banco de memoria se instalará si se dispone de un monitor con entrada de modulación de intensidad. Conviene recordar de nuevo que todos los bancos son idénticos y por lo tanto totalmente intercambiables. Sólo por motivos de convenio hemos dado los nombres R, G, B e I, y en este orden, pero el usuario es libre de decidir su propia configuración.

Interconexión de tarjetas

La conexión entre la tarjeta de ampliación y la principal no se realiza a través del bus del microprocesador, sino que se efectúa por medio de un trozo de cable plano de 34 hilos junto con sus respectivos conectores tal y como se puede observar en la fotografía adjunta.

La figura 28 representa cómo deben montarse los conectores hembras de 34 pines en cada extremo del cable. Observar que el circuito impreso de la tarjeta de ampliación el conector K1 se fija-

rá sobre la cara de soldaduras para lograr una conexión lo más corta posible entre ambas tarjetas. La masa del circuito se ha conectado deliberadamente sólo en la cara de la tarjeta principal.

Situación de componentes

Como regla general, las recomendaciones dadas para la construcción de la tarjeta principal son también aplicables a la tarjeta de ampliación.

Para la elección de las memorias RAM dinámicas, sugerimos consultar la tabla 9 que se publicó en la cuarta parte de la serie antes de tomar cualquier decisión. Al igual que hicimos entonces, recomendamos no utilizar zócalos para montar las memorias sino soldarlas directamente sobre el circuito impreso.

Respecto a las resistencias R8... R31 conviene utilizar array's en lugar de resistencias discretas, pero no es del todo necesario.

El problema que surgió en la tarjeta principal con los condensadores de desacoplo C3...C26, se repite aquí de nuevo. Se soldarán directamente sobre los pines 8 y 16 de cada circuito por el lado de las soldaduras y con los terminales lo más corto posible.

Llegamos de esta forma a un tema un tanto más delicado cuanto que afecta al conexionado de la serie de resistencias R36... R43 que fijan el nivel de la señal \overline{RAS} , con el correspondiente pin de entrada \overline{RAS} en cada uno de los dos bancos de memoria.

En la serigrafía de la cara de componentes, representada en la figura 31b, podemos observar como estas resistencias tienen una pista de conexión directa a los pines 4 de IC31... IC38 y una serie de puentes marcados desde allí hasta cada uno de los dos bancos de memoria restantes.

Para realizar estas uniones, conectamos un hilo de cable directamente a un terminal de cada resistencia, preferiblemente utilizando hilo de wrapping y lo fijaremos con un punto de soldadura. Efectuada esta operación, podemos doblar los terminales de las resistencias, insertarlas en su posición y soldarlas al circuito impreso. Seguidamente, llevaremos en línea recta cada uno de los 8 hilos al pin de conexión que haremos situado al lado de cada pin 4 de los circuitos del próximo banco de memoria (IC23... IC30).

Finalmente, conduciremos el conjunto de hilos hacia el último punto de conexión, al lado del pin 4 de los circuitos del tercer banco de memorias (IC15... IC22).

Estas operaciones se han representado esquemáticamente, para una resistencia en concreto en la figura 29, y debería efectuarse con sumo cuidado y precisión para evitar cortocircuitos y un posible mal funcionamiento de la tarjeta.

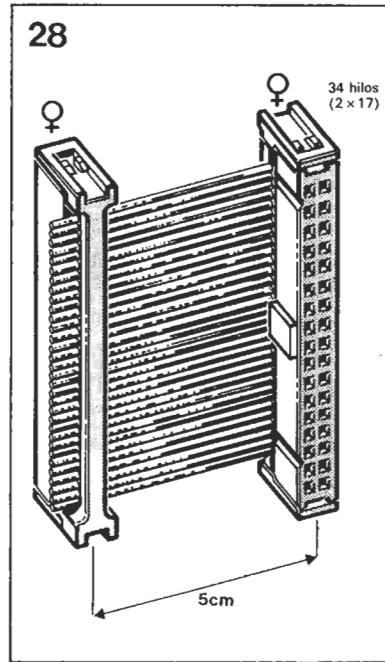
Configuración de puentes

El conjunto de puentes A... K (ver figura 27) deben realizarse sobre la tarjeta de ampliación con hilo rígido o conectores adecuados y según marcan las líneas continuas del esquema.

Las líneas a puntos representan los puentes que deberán efectuarse sobre una segunda o tercera tarjeta de ampliación.

El puente L o M se fijará dependiendo del ancho de banda del monitor empleado. Según vimos en la tercera parte de la serie (Elektor 71, fig. 17) la salida de vídeo se puerteaba con el reloj del sistema HCK para optimizar la distribución de energía entre pixels activados contiguos. Este mismo argumento se emplea para las salidas de las puertas N17... N19 de la tarjeta de ampliación cuando se realiza el puente L.

Esta elección mejora la definición de la imagen sobre un monitor de baja calidad, pero tiene la desventaja de duplicar el ancho de banda del vídeo. Aunque añadamos el color y la modulación de la intensidad del haz, parece lógico-



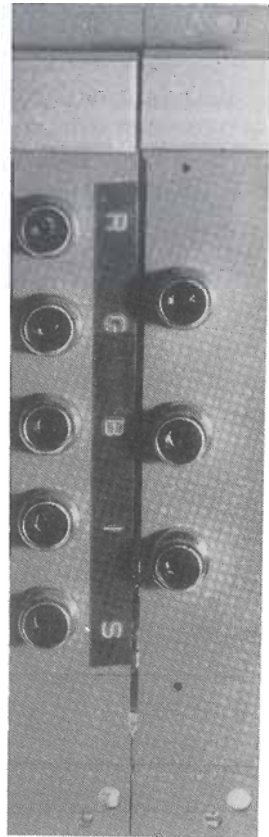
co mantener opcional el control de la señal HCK. Para realizar esta función surge el puente M, ofreciendo como salida en este caso la señal directa por los registros de desplazamiento.

El ancho de banda total de la señal de vídeo se reduce a 6 ó 7 MHz con el puente M conectado, mientras que con el puente L obtenemos el máximo ancho de banda (12 ó 14 MHz.) ofrecido por el GDP.

Para elegir entre la opción L o M, simplemente observe el efecto que se consigue en cada posición con el monitor que se dispone y luego decida.

Si no fue prevista en la tarjeta principal la opción de reducir el ancho de banda, y ahora deseamos adoptarla, deberemos modificar ligeramente la tarjeta. Para ello cortaremos el pin 12 de IC26, en la tarjeta principal, pero deján-

Figura 28. La conexión entre la tarjeta principal y la del color se realiza a través de 2 conectores y un pequeño trozo de cable plano de 34 hilos.

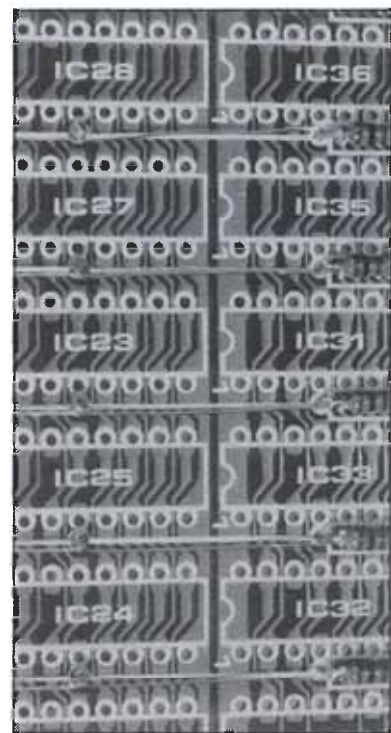


Fotografía 1. Panel frontal sugerido para las salidas TTL del sistema gráfico. El panel izquierdo de 19 pulgadas incluye los conectores de las señales I (sistema monócromo), SYNC y SYNC, mientras que en el panel derecho se aogan las salidas R, G, B e I (sistema cromático).

Tabla 13.

puentes	líneas de dirección					dirección decodificada
	A3	A2	A1	A0		
B - 2 C - 1	A2 → E3 A3 → E2	∅	1	∅	∅	4 5 6 7
B - 1 C - 2	A3 → E3 A2 → E2	1	∅	∅	∅	8 9 A B
A - 1; B - 3 C - 2	A3 → E3 A2 → E2	∅	∅	∅	∅	∅ 1 2 3
A - 1; C - 3 B - 2	A3 → E2 A2 → E3	1	1	∅	∅	C D E F

Figura 29. La fotografía y el dibujo adjunto representa como las resistencias del RAS, R36... R43 y la distribución de los hilos asociados a las mismas, se fijan mejor por la cara de componentes del circuito. Prestar atención para evitar cortocircuitos entre los pines 8 y 9 de los circuitos IC31... IC7 originados por los terminales de las resistencias.



dolo suficientemente largo para soldar un pequeño trozo de cable al cuerpo del circuito. Conectar a continuación el otro extremo del cable al pin 7 del mismo circuito. Observar que el puente M y la modificación de IC26 sólo se debe efectuar si se obtiene una mejor calidad en la imagen. No obstante la configuración normal será el puente L.

Fijación de los condensadores de desacoplo

Como ya hemos puntualizado, la mayoría de los condensadores se fijarán sobre la cara de soldaduras del circuito impreso tan próximos como sea posible a los pines de alimentación de las RAM dinámicas. Este método de montaje es esencial considerando que la frecuencia del reloj del sistema es de 12 ó 14 MHz.

Por lo que respecta a los registros de desplazamiento (IC12, IC13 e IC14), obtendremos un gran beneficio si añadimos condensadores de desacoplo de 100 nF. Para este propósito emplear condensadores cerámicos miniatura.

Realizando un desacoplo como el desarrollado, se obtienen unas señales de vídeo impecables al mismo tiempo que se reducen al mínimo los picos de consumo en la alimentación.

Señales de salida

Las señales VIDI y CSYNC (o CSYNC) disponibles en el conector K2 de la tarjeta principal, también se encuentran en la tarjeta de ampliación para efectuar una perfecta agrupación con las señales VIDR, VIDG y VIDB en un cable de 6 hilos, desde donde se conectarán a las entradas RGB(I) del monitor.

Todas las señales tienen niveles TTL por lo que se puede emplear un cable normal, mientras no sea excesivamente largo. A título de sugerencia, en la figura 1 puede observarse una disposición práctica de los conectores de salida de uno de nuestros prototipos.

En este caso, se ha dotado a la tarjeta de ampliación de un panel frontal donde se alojan los conectores de audio empleados.

Otra solución un poco más cara

es emplear un conector DIN de 5 ó 6 pines o bien un conector de vídeo de 8 pines norma EIA (Figura 32). Sin embargo, estos dos últimos tipos de conectores ofrecen poca flexibilidad comparados con el simple y robusto conector de audio, que permite al usuario intercambiar fácilmente las señales RGB e I entre sí para efectuar experimentos con el color.

En el caso de utilizar un monitor compatible con la norma SCART, será necesario emplear el adaptador SCART publicado en la revista número 59, abril 85, página 41.

Resumen de las combinaciones de colores

Todas las posibles combinaciones que se pueden efectuar con los tres colores básicos rojo (R), verde (G) y azul (B) aparecen representadas en la tabla 15 junto con el bit de intensidad (I), que especifica la saturación del color.

Observar que los bits R, G y B tienen una lógica negativa, mientras que en el bit I es positiva.

Tabla 15.

I	B	G	R	código	color
0	0	0	0	0	blanco
0	0	0	1	1	púrpura claro
0	0	1	0	2	magenta claro
0	0	1	1	3	azul oscuro
0	1	0	0	4	naranja
0	1	0	1	5	verde oscuro
0	1	1	0	6	rojo oscuro
0	1	1	1	7	negro
1	0	0	0	8	blanco brillante
1	0	0	1	9	púrpura brillante
1	0	1	0	10	magenta brillante
1	0	1	1	11	azul brillante
1	1	0	0	12	amarillo brillante
1	1	0	1	13	verde brillante
1	1	1	0	14	rojo brillante
1	1	1	1	15	gris oscuro

Asimismo hay que tener presente que si el bit de intensidad es activo a nivel bajo, los colores 0... 7 de intercambian por los 8... 15 y viceversa.

Finalmente, cabe indicar, que como el intérprete de vídeo soporta la ampliación del color, se necesita establecer el orden de los bancos de memoria en relación con cada uno de los colores primarios que generan.

Para obtener el conjunto de colores representados en la tabla 15 se ha seguido la siguiente ordenación: el plano I de la tarjeta principal se convierte en plano R; el plano R de la tarjeta de ampliación en el plano G; el plano G en el plano B y finalmente el plano B en el plano I si es necesario.

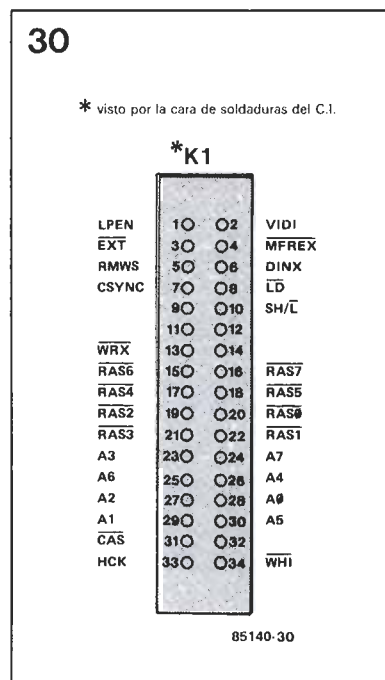
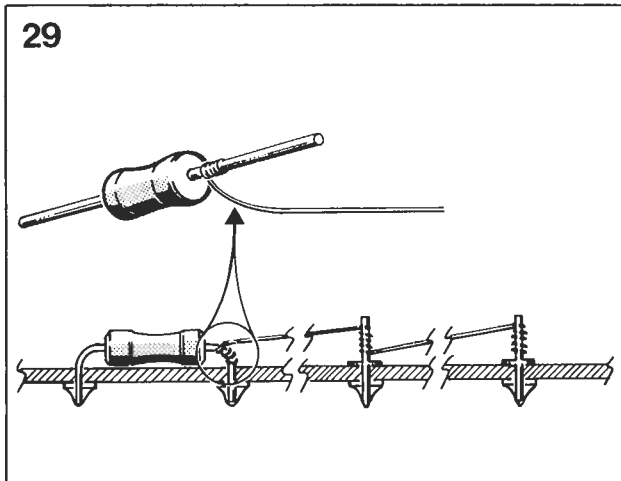
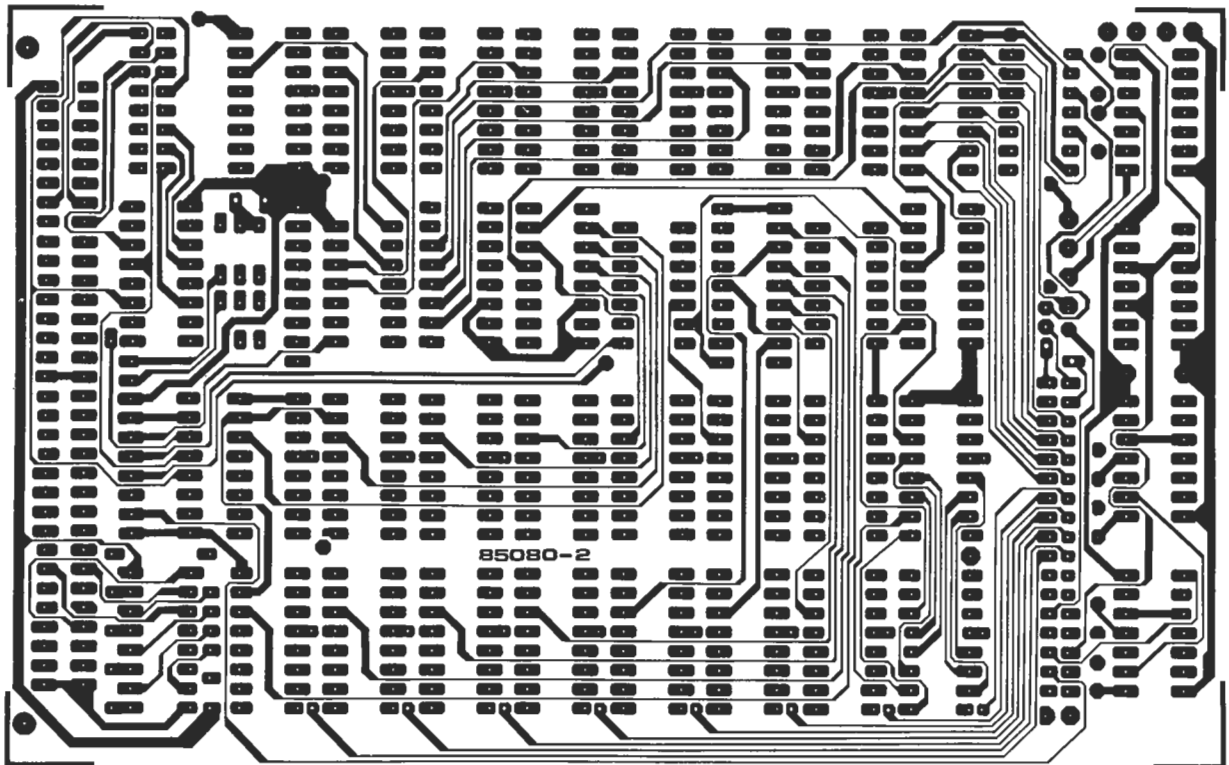
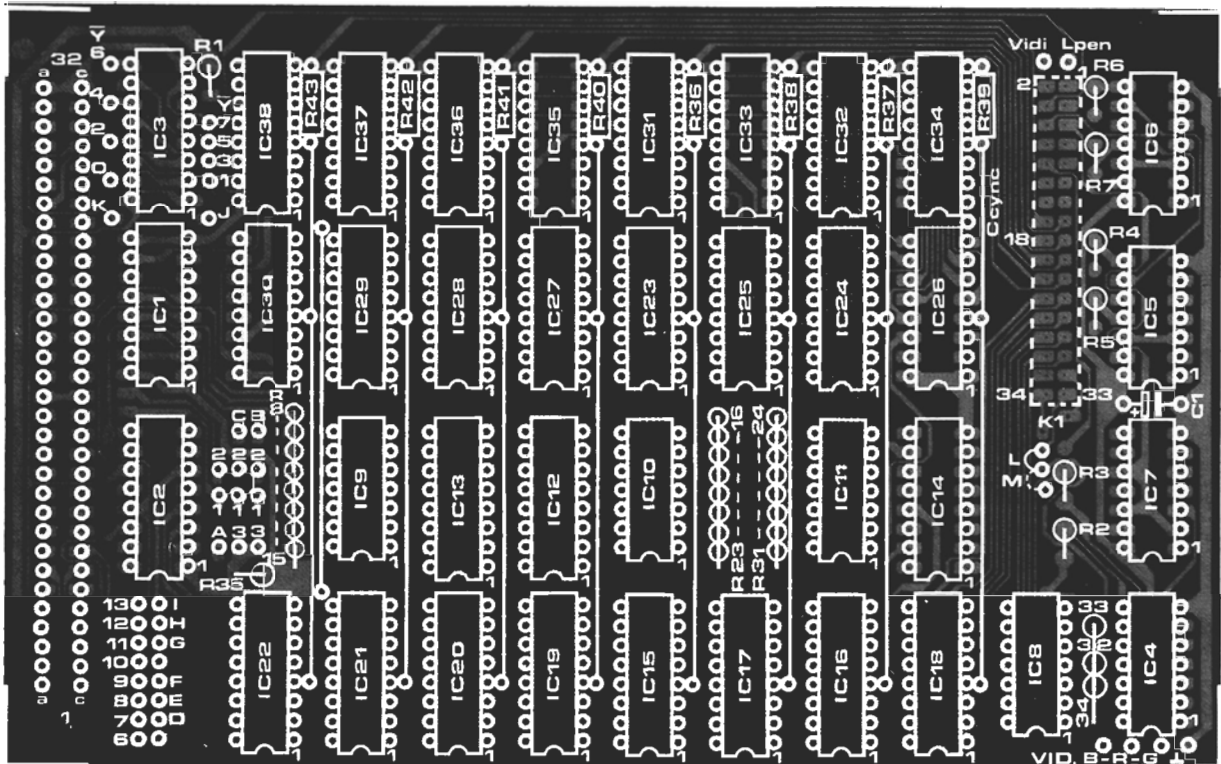


Figura 30. La distribución de señales en el conector K1 es por supuesto la misma que el correspondiente conector de la tarjeta principal, pero en este caso el conector se conecta por la cara de soldaduras del circuito impreso.

31a



31b



Lista de componentes

Resistencias (1/8 W):

R1, R4... R31; R35 = 1k
 R2... R7 = 22 Ω
 R36... R43 = 100 Ω
 R32... R34 = 470 Ω
 Nota: R8... R15, R16...
 R23, R24... R31
 puede ser una red de
 8 resistencias

Condensadores:

C1 = 10 μ/16 V tántalo
 C2 = 47 μ/16 V tántalo
 (soldado entre patillas
 del conector 1 ac y
 4 ac; ⊕ a 1 ac).
 C3... C25 = 100n
 (emplee
 condensadores
 cerámicos miniatura,
 soldados directamente
 entre las patillas 8 y
 16 de las memorias
 diFámicas)

Semiconductores:

IC1 = 74LS173
 IC2 = 74LS174
 IC3 = 74LS138
 IC4... IC6 = 74LS32
 IC7 = 74LS08
 IC8 = 74LS33
 IC9... IC11 = 74LS30
 IC12... IC14 = 74LS166
 IC15... IC38 = 4168
 Nota: utilice siempre
 memorias RAM
 dinámicas con tiempo
 de acceso de no más

de 150 ns. No usar
 los siguientes tipos:
 MCM6664 (Motorola)
 HYB4164 (Siemens)
 EF6665 (Thomson)
 F4164 (Fairchild)
 TMS4164 (Texas
 Instruments)
 IMS2600 (INMOS)

Varios:

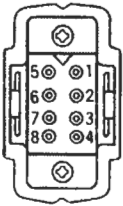
K1 = conector de
 2 × 17, macho, con
 paso 2,54

Conector de 2 × 8,
 macho, paso 2,54 (o
 sustituir por puentes)
 6 puentes (cortocircuito
 para el conector
 anterior)
 1 conector 2 × 32, tipo
 DIN41612
 2 hembras, 2 × 17, para
 para cable plano
 5 cm de cable plano de
 34 conductores
 EPS 85080-2
 (100 × 160 mm)

Figura 31a. Cara de soldaduras del circuito impreso de la tarjeta de ampliación.

Figura 31b. Serigrafía de la tarjeta de ampliación.

Conector EIA video



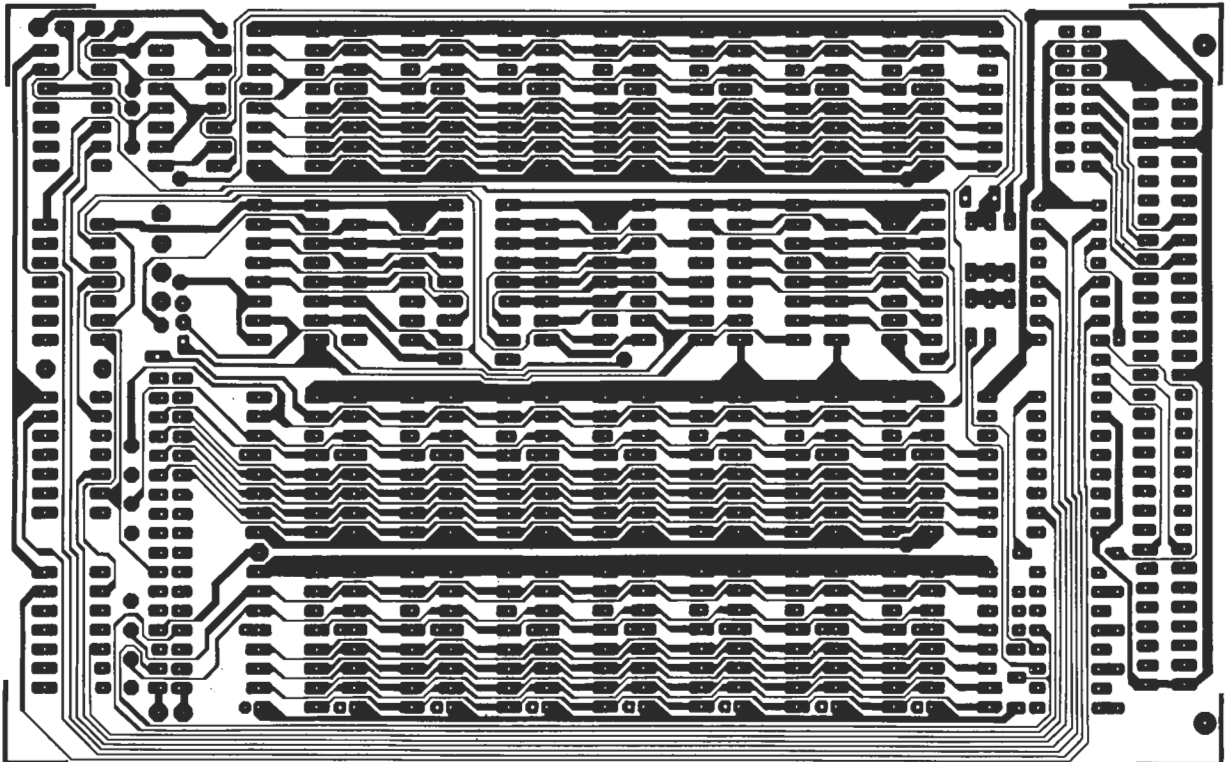
Asignación de pines

1. Intensidad
2. Rojo
3. Verde
4. Azul
5. Tierra (RGB)
6. Tierra (sinc.)
7. Sincronismo compuesto o sincronismo horizontal (HS)
8. Sincronismo vertical (VS)

Figura 31c. Cara de componentes del circuito impreso de la tarjeta de ampliación.

marcar	ICs	acción(es)
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Revisión cuidadosa de toda la placa, tanto visual como eléctricamente.
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Montaje del panel frontal.
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Fijación del conector de 64 pines, puentes A...K y soldar los pines para las señales RGB, VIDI y LPEN.
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Fijación del puente L/M, soldar el conector K1 (por cara de soldaduras), situar un puente de hilo entre IC21 e IC37.
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Situar las resistencias R36...R43.
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Fijar el condensador C2 entre los pines 1 a/c y 4 a/c del conector de 64 pines. Positivo en 1 a/c.
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Fijar R39 + 2 pines para soldar + hilos (ver texto).
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Fijar R38 + 2 pines para soldar + hilos (ver texto).
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Fijar R37 + ...
<input type="checkbox"/>	Ninguno	Fijar R43 + 2 pines para soldar + hilos (ver texto).
<input type="checkbox"/>	IC1,IC2,IC3	Comprobar R39...R43 con un polímetro.
<input type="checkbox"/>	IC8...IC14 (+C1)	Conectar la tarjeta principal y la de ampliación al bus; interconectarlas con el cable de K1; comprobar la alimentación y la decodificación de direcciones; escribiendo datos en XX64 deben cambiar las salidas de IC2.
<input type="checkbox"/>	IC15...IC22	Comprobar la presencia de las señales SH/L, HCK, RAS, CAS. La conexión de la tarjeta de ampliación no tiene por qué perturbar el funcionamiento de la tarjeta principal. Situar los condensadores C3...C10 directamente sobre el circuito entre los pines de alimentación y por la cara de soldaduras. Comprobar la alimentación y el consumo de corriente. Conectar la salida VIDI de la tarjeta principal a la entrada R de un monitor RGB y la salida R de la tarjeta de ampliación a la entrada G del monitor. La entrada B del monitor ponerla a masa. Escribir: XX64 : 00 XX66 : 00 (01, 02 ó 03 para seleccionar la página) XX51 : 03 XX50 : 0C (la pantalla aparece amarilla, rojo + verde). XX64 : 01 XX50 : 0C (la pantalla aparece gris; DIS = 1, DINRS = 0). XX64 : 02 XX50 : 0C (la pantalla aparece roja; DIS = 0, DINRS = 1). XX64 : 03 XX50 : 0C (la pantalla aparece negra; DIS = DINRS = 1).
<input type="checkbox"/>	IC23...IC30	Situar los condensadores C11...C18 directamente sobre el circuito entre los pines de alimentación y por la cara de soldaduras. Comprobar la alimentación y el consumo de corriente. Repetir los pasos anteriores con los bytes 00...07 en XX64, habiendo conectado previamente las salidas VIDI, VIDR y VIDG a las entradas RGB del monitor. Con cada instrucción de escritura la pantalla debe tomar los colores que indica la tabla 15.
<input type="checkbox"/>	IC31...IC40	Situar los condensadores C19...C25 como en los anteriores bancos de memoria. Conectar la salida VIDB a la entrada B del monitor. Seguir los pasos anteriores con los bytes 00...0F en XX64. Si es necesario añadir un condensador de desacople de 100 nF entre los pines de alimentación de los circuitos IC12...IC14 e IC8.

31c



NORMAS PARA LA REPRODUCCION DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS DE ELEKTOR

Para que el lector pueda confeccionar sus propias placas de circuito impreso a partir de los diseños incluidos en las páginas centrales, hay que poner en práctica las operaciones que se detallan a continuación.

- *Antes de poner manos a la obra, necesita disponer de ciertos materiales: una lámpara ultravioleta, sosa cáustica, cloruro férrico y una placa de circuito impreso de material fotosensible positivo (que puede adquirir como tal o bien prepararla en casa,*

depositando sobre una placa de circuito impreso convencional una película de laca fotosensible que puede adquirir en aerosol). El equipo debe completarse con un aerosol especial transparentizador, como el Pausklar 21, cuya misión es lograr que el pa-

pel sobre el que se aplica se convierta en translúcido (especialmente a la luz ultravioleta) y aumentar la adherencia de éste a la placa de circuito impreso.

- *Una vez que disponga del material necesario (para adquirirlo puede dirigirse a su proveedor habitual de componentes electrónicos) puede ya empezar las operaciones. En primer lugar, rocíe con el aerosol de producto transparente toda la superficie del lado fotosensible de la placa y coloque el diseño de las pistas impresas (previamente recortado de la revista) sobre la cara lacada de la placa; por supuesto, el lado del papel en el que está reproducido el trazado de pistas es el que debe enfrentarse con la cara fotosensibilizada de la placa.*

Presione hasta que desaparezcan todas las burbujas de aire que se hayan formado.

- El conjunto puede ahora ser expuesto a la luz ultravioleta. Para tiempos de exposición prolongados o cuando el papel no está perfectamente liso (sobre todo si no ha utilizado el aerosol transparentizador), es muy conveniente «emparedar» el papel contra la placa de circuito impreso por medio de una placa de vidrio que mantendrá el papel fijo y plano. En todo caso, hay que tener en cuenta que las placas de vidrio (no así las de cristal y de plexiglás) absorben

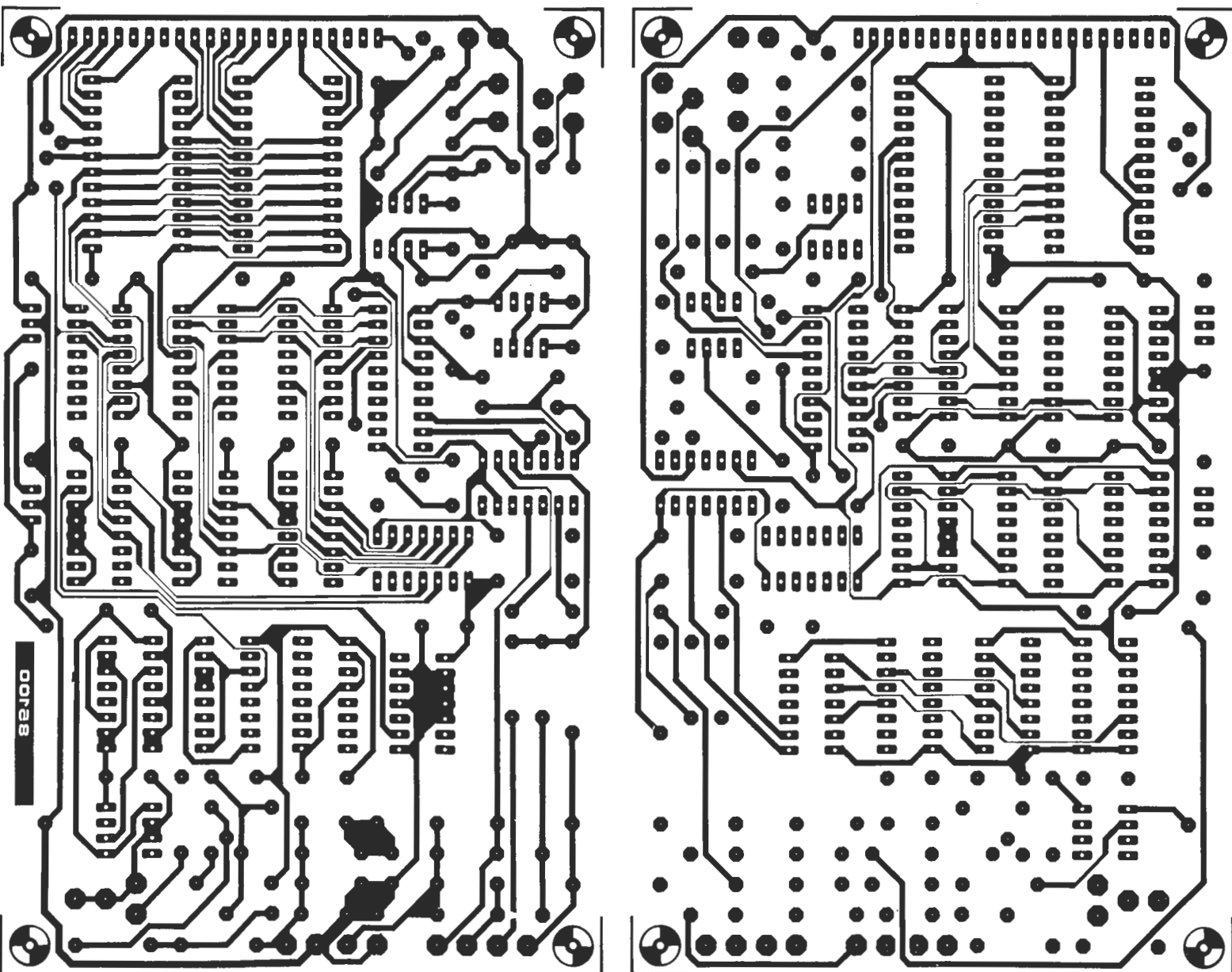
parte de la luz ultravioleta, por lo cual el tiempo de exposición debe ser incrementado ligeramente.

- El tiempo de exposición depende de la lámpara que utilice, de la distancia entre ésta y la placa y del material fotosensible utilizado. Si emplea una lámpara ultravioleta de 300 vatios a una distancia de unos 40 cm del circuito, con una placa de plexiglás, puede bastar un tiempo de exposición comprendido entre 4 y 8 minutos.
- Acabada la exposición retire el trazado de pistas recortado de la revista (puede serle útil de nuevo) y ponga la

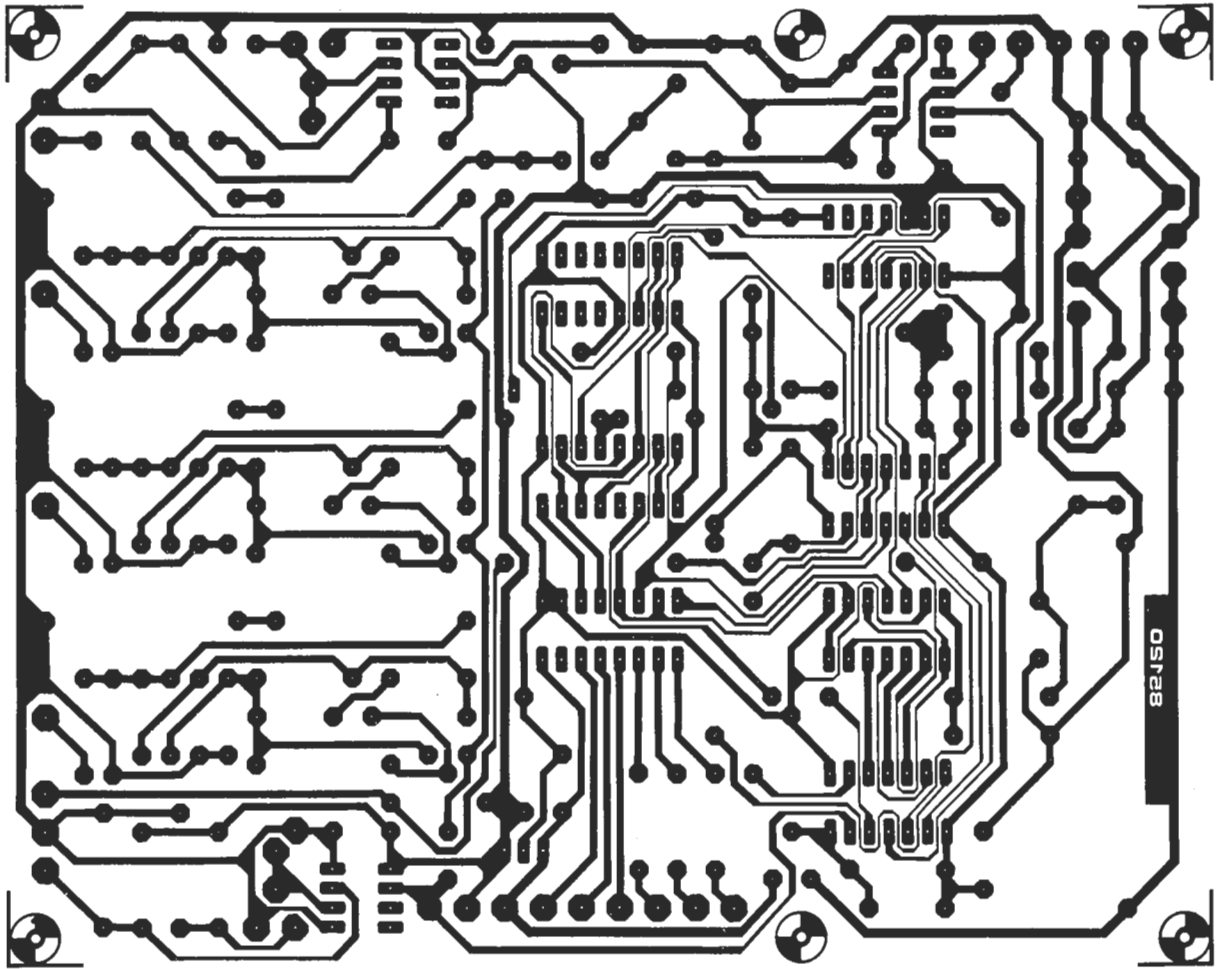
placa bajo el grifo de agua (¡... y ábralo, claro está!). Una vez limpia, introdúzcala en una disolución de sosa cáustica (9 gramos por litro de agua). Una vez revelada la placa, puede ya atacarla con cloruro férrico (500 gramos de cloruro férrico por litro de agua). Limpie de nuevo la placa con agua (aproveche para hacer lo mismo con sus manos), elimine la película fotosensible de las pistas de cobre con la ayuda de un estropajo de aluminio y, por último, taladre los agujeros.

¡Ya tiene en su poder la placa de circuito impreso!

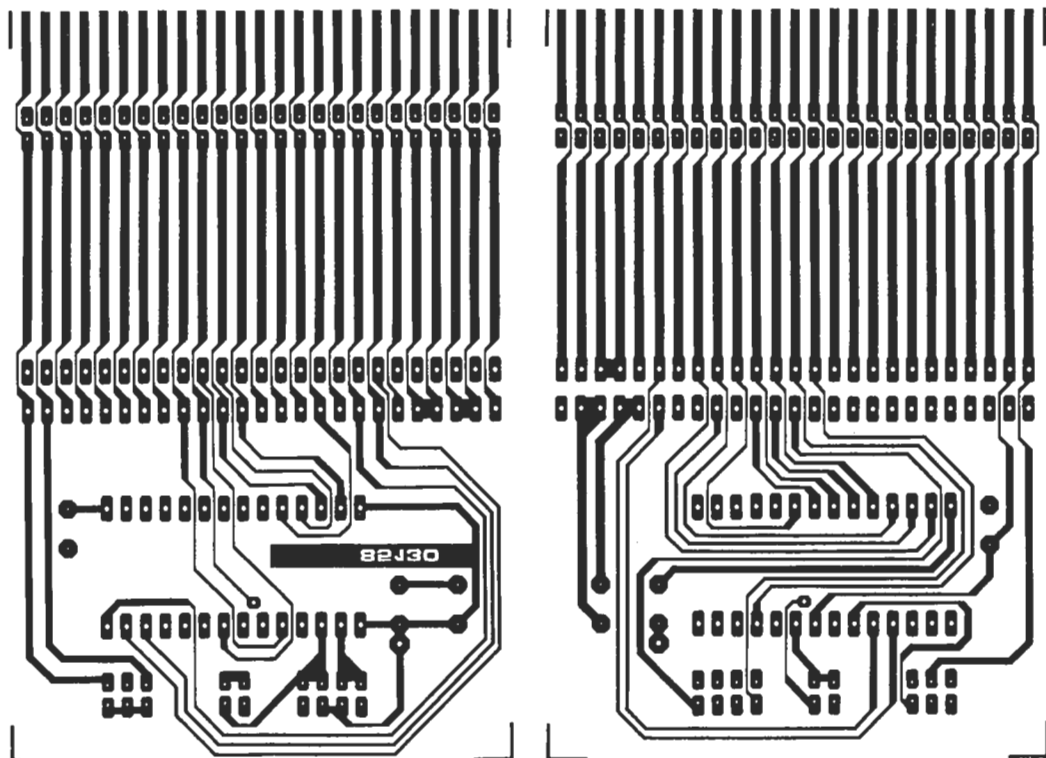
Jumbo, reloj gigante (EPS 85100)



Circuito protección altavoces (EPS 85120)



Cartucho MSX (EPS 85130)





Plantillas para la reproducción de los circuitos impresos de ELEKTOR

Con el empleo de los gigantescos "displays" presentados por Elektor en el número de verano 86, puede realizar el montaje de un reloj digital con indicador de 720 mm de anchura por 280 mm de altura, que permite su lectura a distancias de hasta 100 metros. Además, podrá conocer la temperatura ambiente en una presentación alternativa. Y aparte de estas prestaciones, podrá aliviar su "stress" cotidiano con la soldadura de 946 diodos LED, 35 condensadores, 25 circuitos integrados y 20 resistencias entre otros muchos componentes, lo que le hará olvidar todas esas cosas que quiere ignorar.

JUMBO, EL RELOJ GIGANTE

Es muy probable que al echar un vistazo al esquema de la figura 1, se sorprenda por la tecnología empleada en el diseño. La razón de estos circuitos tan poco exóticos, es que no resulta fácil obtener en el mercado otra clase de componentes que proporcionen estas prestaciones. Además, tendrá la posibilidad de abordar la reparación del reloj en caso de necesidad, lo que constituye una actividad no muy frecuente ni viable.

La tensión de red nos proporciona la base de tiempos. T1 extrae la tensión alterna del secundario de Tr1 para amplificarla y darle la forma de un tren de impulsos rectangulares susceptible de tratamiento digital. El filtro paso-bajo R1/C9 y el monoestable IC21 permiten la obtención de una señal de 50 Hz exenta de ruido. Esta señal se divide por 6 en IC4, luego por 5 y 10 en IC5 y finalmente, por 10 en IC6. La señal en el terminal 12 de IC6 es, pues, de 1/60 Hz, que corresponde a 1 impulso por minuto.

El circuito IC7 funciona como conmutador de frecuencias, y recibe en sus entradas D4, D2 y D0 las diferentes frecuencias antes citadas de 8 1/3 Hz, 1 2/3 Hz y 1/60 Hz. Si S3 se pone en la posición media, las entradas de control (A, B y C) de IC7 estarán al nivel lógico bajo y, de conformidad con la tabla de verdad de este circuito, en la salida W se encontrará la señal aplicada a la entrada D0. Entonces, el reloj recibe su impulso de los minutos y funciona con normalidad. Para ponerlo en hora, hay que llevar S3 a la posición FAST o SLOW, según el caso de que se trate, y el reloj adquirirá la "velocidad" adecuada.

El circuito del reloj

El "mecanismo de relojería" propiamente dicho se obtiene con la ayuda de la cadena de divisores constituida por los contadores síncronos de 4 bits IC11 a IC13. Las salidas Q de estos circuitos proporcionan el contenido de los contadores en código binario (con 11 bits), teniendo en la salida Q_A el bit menos significativo (LSB). La puerta NAND N7 está conectada a diferentes salidas de estos divisores, de modo que los tres contadores estén puestos a 0 cuando la palabra binaria disponible sea 10110011111 (1439 en decimal), cuyo valor expresado en minutos corresponde a 23 horas y 59 minutos. La tecla de puesta a cero, S2, permite también una puesta en 00 horas y 00 minutos del reloj por medios manuales. Para este último procedimiento, es preciso que la cadena de los contadores reciba un impulso de reloj. Por consiguiente, hay que esperar el impulso de los minutos, o de otra forma, poner S3 a FAST durante unos instantes. Hay que señalar, además, que a cada acción sobre la tecla de puesta a cero se activa la entrada "LT" (prueba de lámpara) en un breve periodo de tiempo, lo que permite cerciorarse del buen estado de todos los diodos LED.

El termómetro

El circuito IC18 (LM335) constituye el sensor de la temperatura. Su corriente, que depende de la temperatura, produce una caída de tensión a través de R11 que,

después de la amplificación en A, se suministra al conversor analógico/digital IC14. A condición de que estén correctamente ajustados P1 y P2, se dispondrá a la salida de este circuito de una indicación de la temperatura en forma digital. La frecuencia de reloj de IC14 viene determinada por la red R-C, que constituyen R16/C17. Cada 6 segundos IC14 recibe un impulso que se le aplica a través de N4 y efectúa una nueva medida de la temperatura (lo que consiste realmente en una conversión).

La decodificación

La información digital de 11 bits relacionada con el tiempo y los datos de 8 bits relativa a la temperatura se aplican a las salidas A y B de los multiplexores IC8... IC10 respectivamente (tipo 74LS157). Las señales existentes en la entrada A/B de estos tres circuitos integrados determinan si se proporciona la información del tiempo o la temperatura en sus salidas.

Las señales en las entradas A/B se obtienen a partir del oscilador de reloj y producen la alternancia de la presentación visual cada tres segundos.

Las señales de salida de los multiplexores se utilizan simplemente como direcciones para las dos memorias EPROM (2716), IC15 e IC16. Estos dos circuitos en paralelo proporcionan datos de 16 bits. Para indicar la hora tenemos necesidad de cuatro dígitos y por ello, hemos dividido nuestros 16 bits en cuatro grupos de 4 bits cada uno. En cada dirección de las

Un reloj a prueba de miopes

1

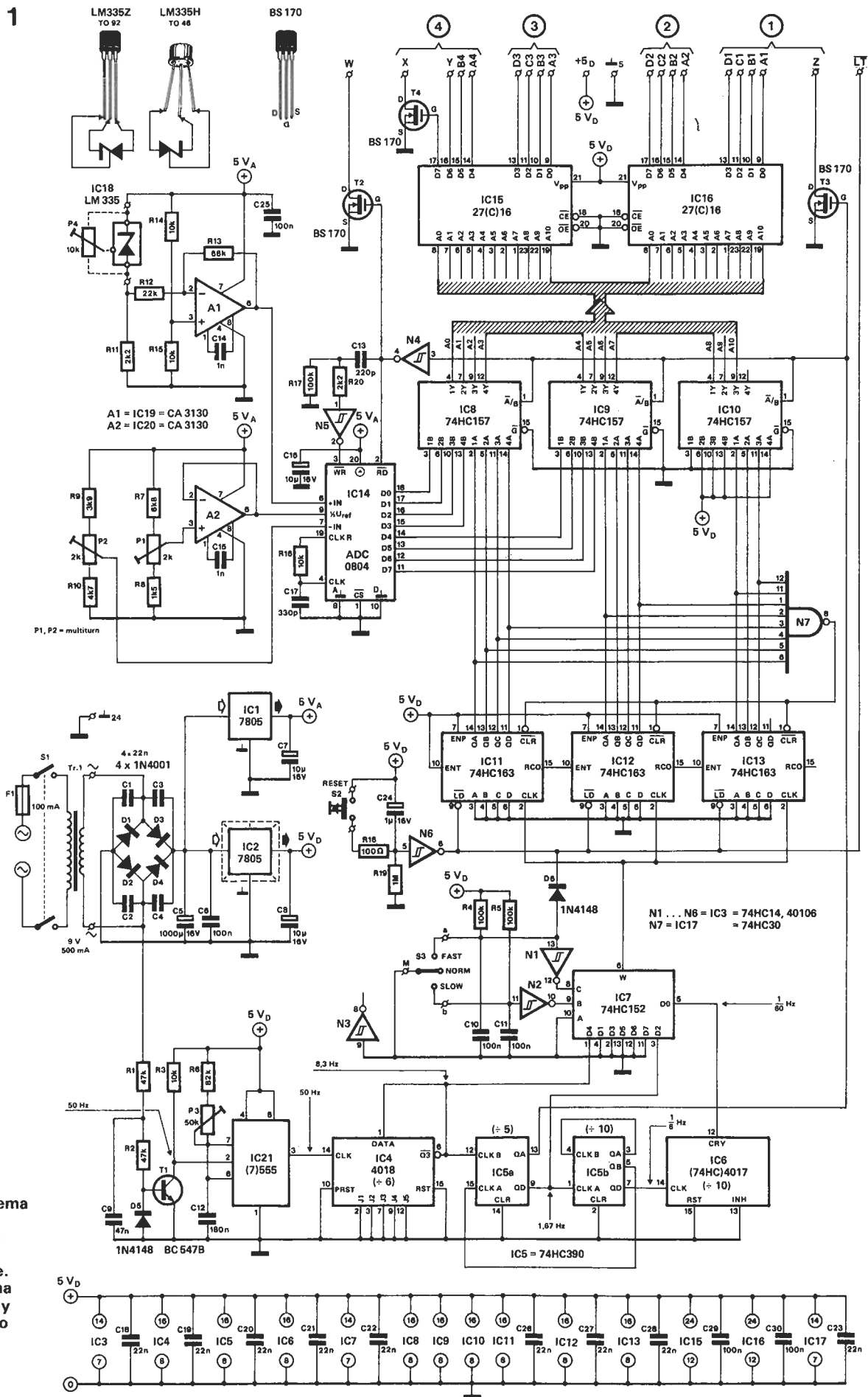
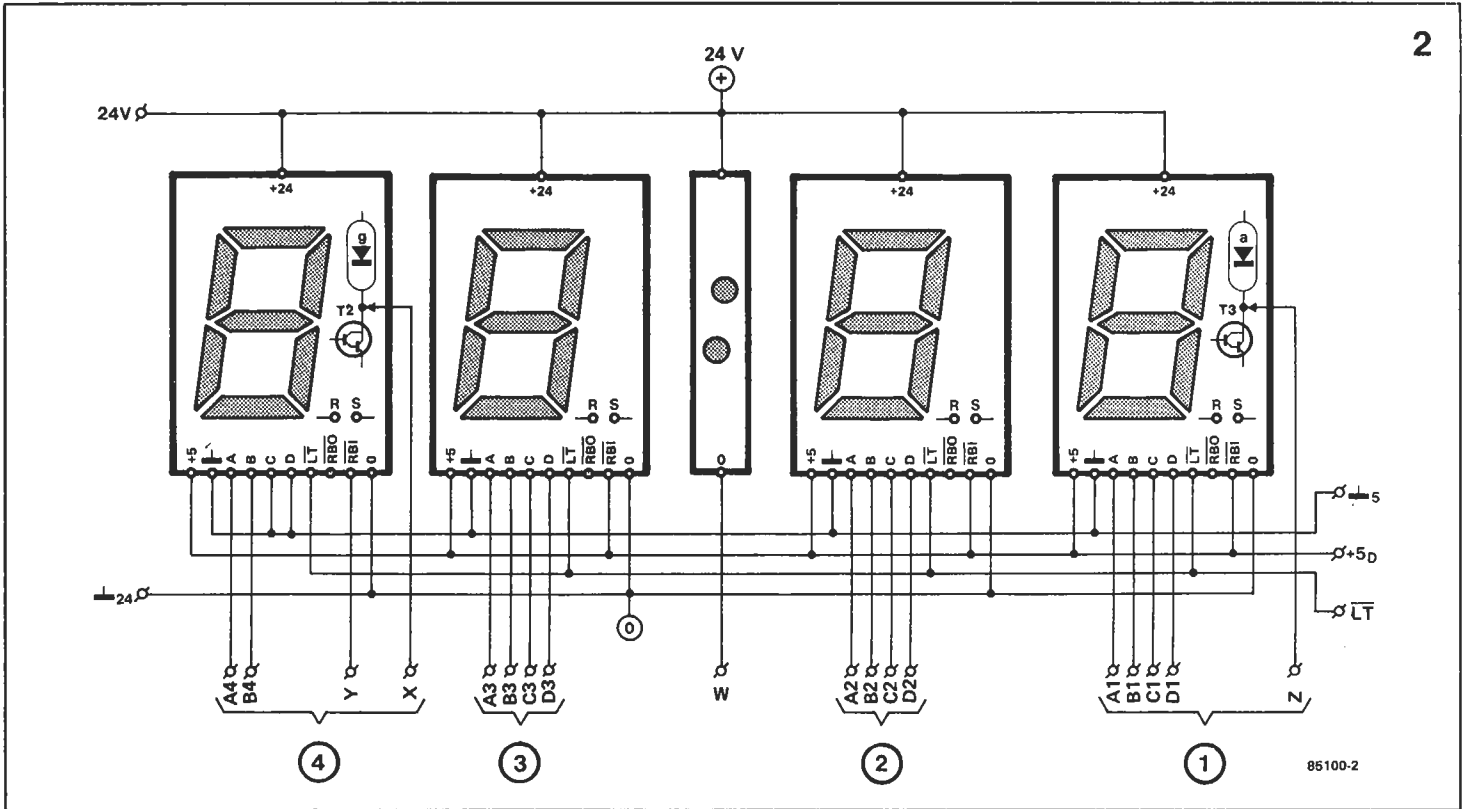


Figura 1. Esquema del circuito del "mecanismo de relojería" de nuestro montaje. Se observará una parte analógica y otra digital y ello explica la complejidad aparente del circuito.



85100-2

memorias EPROM existe ahora el código BCD correspondiente para controlar cada uno de los cuatro dígitos del reloj.

La presentación visual

En la figura 2 se ve claramente cómo las salidas de las memorias EPROM controlan las placas de la presentación visual. Cada una de estas placas tiene un decodificador BCD/7 segmentos (figura 4) que se encarga de convertir los códigos BCD en tensiones de control para cada elemento LED individual del display, según se ilustra en la figura 3.

Se puede comprobar que el terminal de entrada \overline{RBI} de la placa de visualización más a la izquierda (4) está conectado al punto Y (salida D6 de IC15). Cuando se pone a nivel lógico, bajo, se apagará el display (supresión de los "ceros" no significativos).

Para la presentación visual de la temperatura hay que destacar algunas peculiaridades suplementarias como es la de que los dos puntos requeridos para la indicación de la hora se desactivan por T2 cuando se visualiza la temperatura. Para representar el símbolo de la temperatura ($^{\circ}$), las entradas B de IC10 se ponen a un nivel lógico fijo, de modo que en el

display situado más a la derecha (1) sean activados los segmentos b, f y g, mediante el código BCD y el segmento «a» lo sea a través de T3 y la conexión del terminal C. Asimismo, será preciso realizar las conexiones de los colectores de T2 y T3, puesto que los circuitos impresos de los displays gigantes no están provistos de los puntos de conexión correspondientes.

Los displays gigantes

Estos displays tienen varias ventajas:

- son completamente de estado sólido, lo que evita el fallo de los segmentos ya que la vida de los diodos LED es mucho más larga que, por ejemplo, la de las lámparas incandescentes;
- si falla cualquiera de los dio-

Figura 2. Conexiones entre el display y las placas de control.

Figura 3. Los decodificadores de BCD-7 segmentos, en las placas de los displays, funcionan de acuerdo con esta tabla.

3

85100-3

número o función	entradas				RBO/BI	salidas							
	\overline{LT}	\overline{RBI}	D	C		B	A	a	b	c	d	e	f
0	H	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	L
1	H	X	L	L	L	H	H	L	L	L	L	L	L
2	H	X	L	L	H	L	H	H	L	H	H	L	H
3	H	X	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H
4	H	X	L	H	L	L	H	L	H	H	L	H	H
5	H	X	L	H	L	H	H	H	L	H	L	H	H
6	H	X	L	H	H	L	H	H	L	H	H	H	H
7	H	X	L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L
8	H	X	H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
9	H	X	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H
10	H	X	H	L	H	L	H	L	L	L	H	L	H
11	H	X	H	L	H	H	H	L	L	H	H	L	H
12	H	X	H	H	L	L	H	L	H	L	L	H	H
13	H	X	H	H	L	H	H	L	L	L	H	H	H
14	H	X	H	H	H	L	H	L	L	L	H	H	H
15	H	X	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L	L
BI	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L
RBI	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
LT	L	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H

X = indiferente

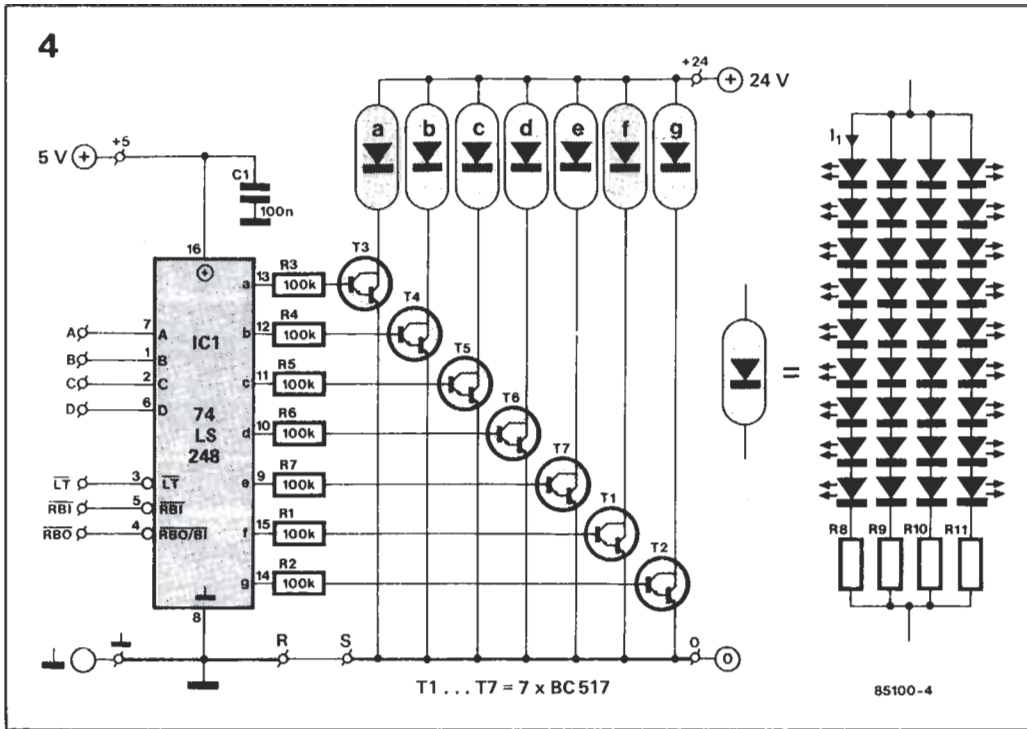


Figura 4. Esquema de una placa de display de 7 segmentos, realizado con la ayuda de diodos LED. En 4b se representa la versión con el signo (:).

dos LED, se mantiene la legibilidad gracias a la construcción especial de los segmentos;

- están disponibles con una amplia gama de colores: rojo, verde, azul, amarillo y naranja;
- funcionan a partir de una alimentación de 24 V con un relativamente alto rendimiento, que mantiene baja la disipación de calor;
- no precisan montajes complicados de reflectores.

Puede decirse que el gran número de diodos LED requeridos constituye un inconveniente pero, según nuestra opinión, se compensa ampliamente por las ventajas.

El display de 7 segmentos, mostrado en la figura 4, está ba-

sado en un decodificador tipo 74LS248 que tiene las mismas características que nuestro viejo conocido 74LS47/247, pero tiene resistencias de polarización internas y proporciona señales de salida invertidas, de modo que los transistores externos puedan emplearse para generar las corrientes intensas necesarias para el encendido de los diferentes segmentos.

Todas las entradas y salidas de control del display son accesibles desde el exterior, por lo que se puede hacer funcionar este circuito de la misma manera que un display de 7 segmentos estándar. El puente de hilo R-S sirve para interconectar las masas de la alimentación de +5V y las alimentaciones de +24V.

Entre la salida del decodificador y el segmento que excita hay una etapa de conmutación encargada de asegurar el encendido y apagado del segmento correspondiente. Cada segmento está constituido por cuatro conjuntos en paralelo de 8 ó 6 diodos LED en serie con una resistencia limitadora de la corriente.

Los displays pueden alimentarse a partir de una fuente de 20 ó 24 V no estabilizada. El consumo de corriente de cada segmento varía desde 50 mA a 100 mA, según el número de diodos en paralelo que lo componen.

Las figuras 1b y 1c ilustran los esquemas para displays con un "1" y un signo ":", respectivamente. Ambos pueden emplearse para un reloj de 12 horas. El dis-

play de "1" tiene medios para la prueba de lámparas (LT) y las entradas abiertas se consideran activas (es decir, se ilumina el display). Esta disposición difiere de aquella en la que el display de siete segmentos trata a las entradas que no están conectadas como de nivel lógico alto (es decir inactivas).

La yuxtaposición de varios displays abre nuevas posibilidades, tales como las de aumentar el número de dígitos.

Para proteger al montaje contra el polvo se le podrá instalar en una caja cuya cara frontal tenga una placa de plástico translúcido de color rojo, para diodos rojos, que, actuando como un filtro de luz, mejorará notablemente la legibilidad.

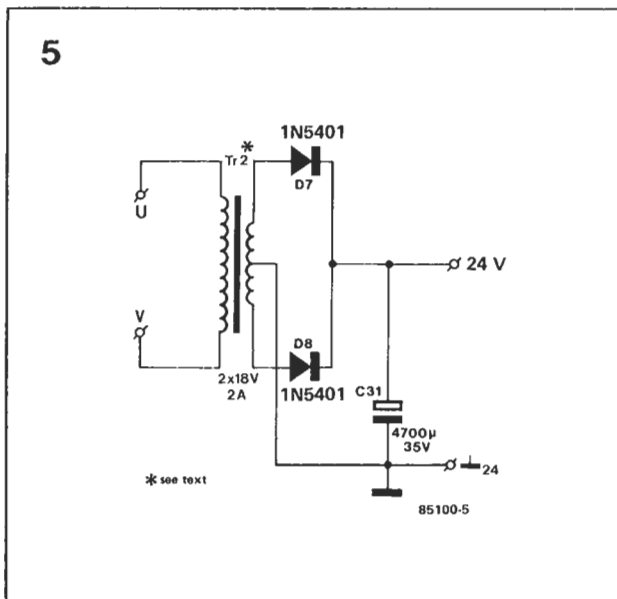
En nuestra calidad de consumidor experto le recomendamos que, al tener necesidad de montar un gran número de diodos LED, sería conveniente ponerse en contacto con varios proveedores para poder comparar sus precios de venta para pedidos importantes y tratar de conseguir un buen descuento por cantidades. La uniformidad del brillo de estos componentes no es muy importante para esta aplicación, puesto que a las distancias a que puede observarse estos displays no se notan prácticamente dichas diferencias.

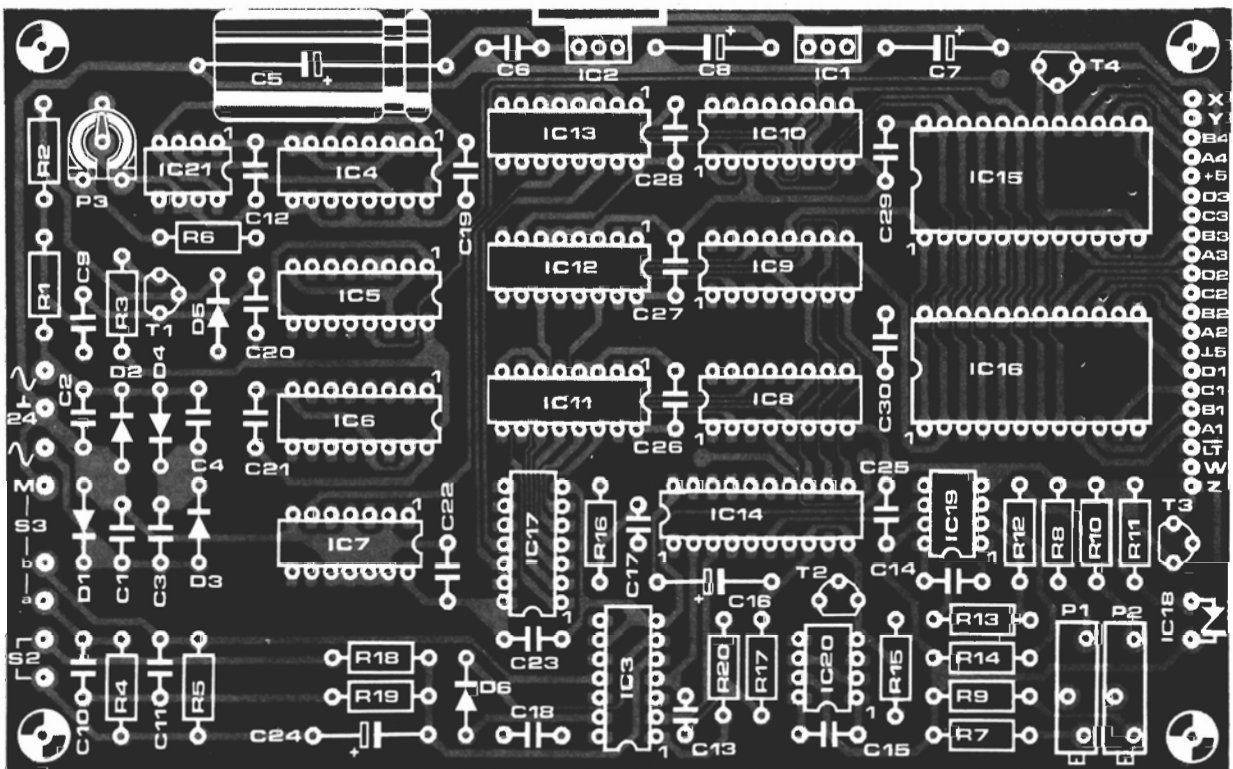
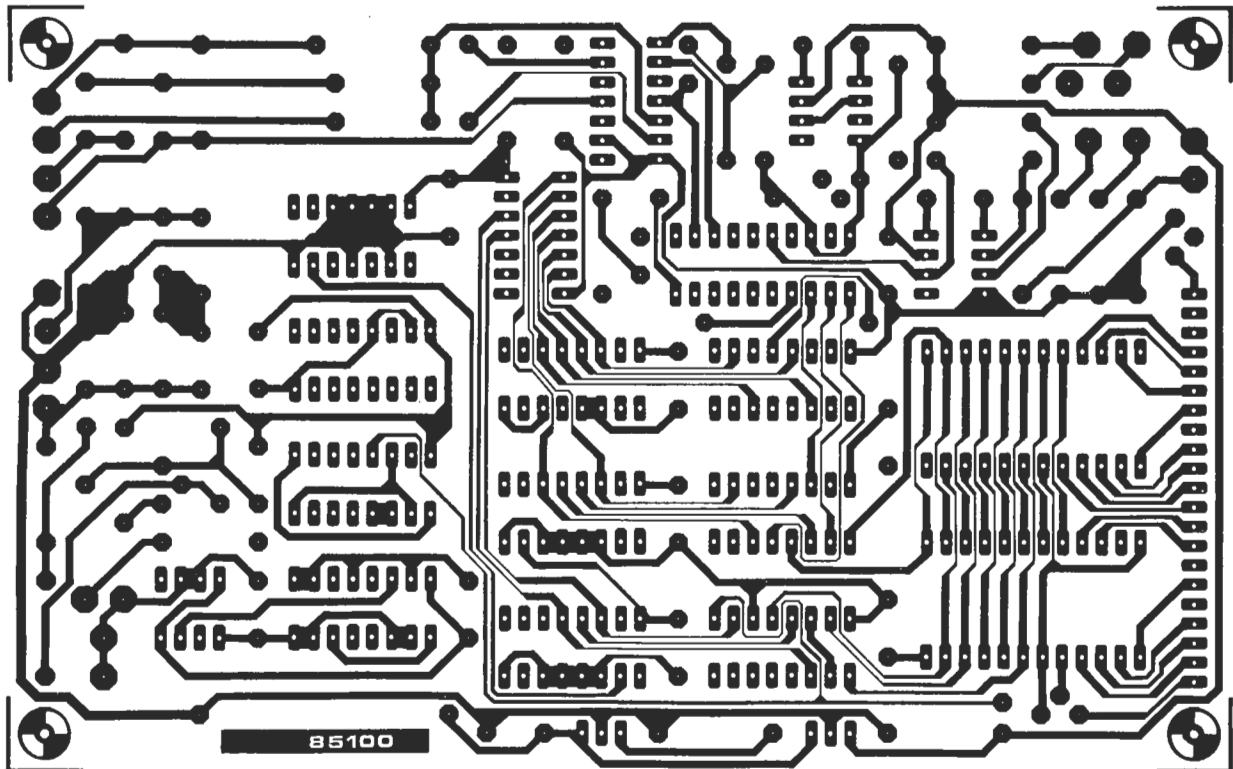
Fuentes de alimentación

Al examinar la figura 1 se observa que el subconjunto de la temperatura tiene su propio regulador de tensión (conexión 5A), del tipo 7805. Se trata de una disposición necesaria para evitar que la parte analógica de este montaje sea perturbada por los impulsos digitales en el resto del circuito.

Los displays tienen su propia fuente de alimentación que, como puede verse en la figura 5, no está regulada. Las características relativas al transformador indicadas en la lista de los componentes son las necesarias en caso de empleo de diodos LED de color rojo y de alto rendimiento. En caso de utilización de diodos LED verdes o amarillos, o de tipo ordinario, serviría un simple transformador de 2 x 15V/1,5A. Para los diodos LED rojos la tensión secundaria de Tr2 se eligió de 2 x 18 V para tener un buen brillo.

Figura 5. La fuente de alimentación que permite que los 946 diodos LED tengan un brillo adecuado.





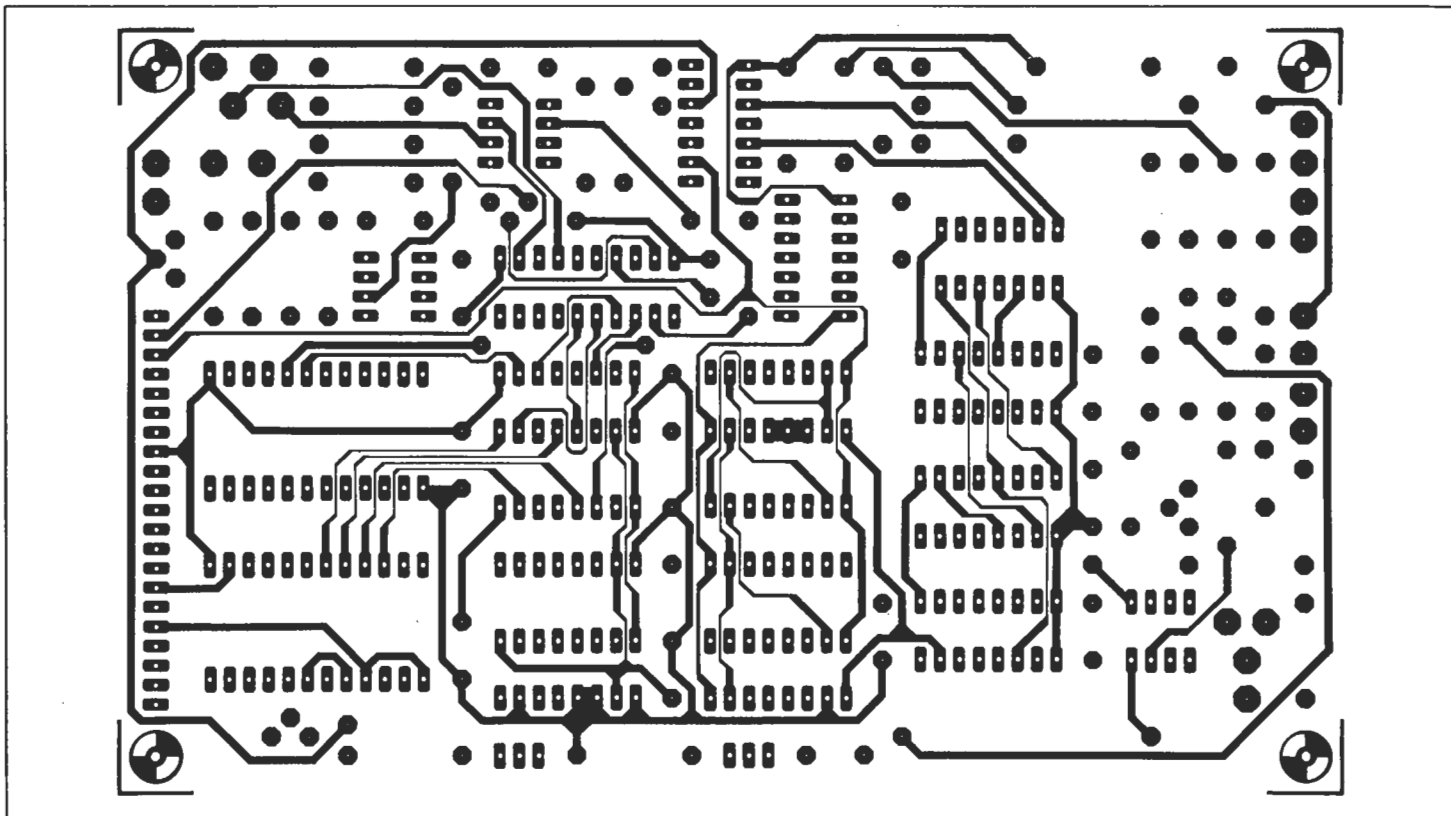
Montaje y ajuste

La instalación de los componentes en los circuitos impresos tiene más de trabajo en cadena que de creación artística. Cuando se ha de realizar unas 2.500 soldaduras vale la pena, si se quiere

evitar la posibilidad de soldaduras frías, efectuar el montaje en varias etapas. El cableado del conjunto no es muy complicado, pero el procedimiento de ajuste exige algunas explicaciones. De momento, el sensor de temperatura LN335 no debe instalarse todavía. En su lugar, se conecta una alimentación regulable (cuyo polo

positivo se conectará al terminal de IC18 simbolizado por un cátodo). Tendrá que vigilar, con la ayuda de un polímetro digital, la tensión aplicada entre estos dos puntos. El sensor proporciona una tensión de 10 mV/K, que corresponde a 2,93 V a una temperatura de 20°C. Vamos a ajustar la tensión a 2,53 V con lo que simu-

Figura 6. La placa de circuito impreso de doble cara para los circuitos de control.



laremos una temperatura de -20°C . A continuación, conecte el polímetro (puesto en su gama de sensibilidad máxima en el modo

de voltímetro) entre los terminales 6 y 7 de IC14, y mediante el accionamiento de P2, consiga que la indicación del polímetro sea

exactamente de 0.000V. A continuación, aumente la tensión suministrada por la alimentación regulable hasta un valor de 3,23 V. Mida y anote el nivel de la tensión existente, en estas condiciones, entre los terminales 6 y 7 de IC14. Conecte luego el polímetro entre la patilla 9 de IC14 y la masa, y accionando P1 ajuste la tensión medida a un valor igual a la mitad de la anotada en el paso anterior. Una vez hecho lo anterior, podrá instalar ya el sensor de la temperatura.

Si esta precisión le pareciera insuficiente, tiene la posibilidad de colocar el potenciómetro ajustable de 10 K indicado con líneas de trazos en el esquema e instalado como se indica en este último. Este potenciómetro lo podrá utilizar para la calibración de la temperatura sumergiendo el sensor en varios baños de agua, cuya temperatura irá aumentando gradualmente desde 0 a 50°C .

Para acabar, ajuste P3 de modo que tenga una lectura de unos 0,3 V al conectar un voltímetro analógico entre el punto +5Vd y el terminal 3 de IC21. Después de esta operación, el reloj debería funcionar con toda normalidad.

Por supuesto, al utilizar decodificadores de 7 segmentos existe la posibilidad de que el reloj se aplique a displays de tamaño normal y tener en paralelo un mini-display para establecer un atractivo contraste. **M**

Lista de componentes (placa de control)

Resistencias:

R1, R2 = 47 k
 R3, R14... R16 = 10 k
 R4, R5, R17 = 100 k
 R6 = 82 k
 R7 = 6k8
 R8 = 1k5
 R9 = 3k9
 R10 = 4k7
 R11, R20 = 2k2
 R12 = 22 k
 R13 = 68 k
 R18 = 100 Ω
 R19 = 1 M
 P1, P2 = 2 k ajustable multivuelta
 P3 = 50 k ajustable
 P4 = 10 k ajustable

Condensadores:

C1... C4, C18... C23, C26... C28 = 22 n
 C5 = 1.000 $\mu/16$ V
 C6, C10, C11, C25, C29, C30 = 100 n
 C7, C8, C16 = 10 $\mu/16$ V
 C9 = 47 n
 C12 = 180 n
 C13 = 220 p
 C14, C15 = 330 p
 C24 = 1 $\mu/16$ V
 C31 = 4.700 $\mu/35$ V

Semiconductores:

D1... D4 = 1N4001
 D5, D6 = 1N4148
 D7, D8 = 1N5401
 T1 = BC547B
 T2... T4 = BS170 o VN10KE o VN10KM
 IC1, IC2 = 7805
 IC3 = 40106 ó 74CH14
 IC4 = 4018
 IC5 = 74HC390
 IC6 = 4017 ó 74CH4017
 IC7 = 74CH157
 IC11...
 IC13 = 74HC163
 IC14 = ADC 0804
 IC15, IC16 = 2716 ó 27C16
 IC17 = 74HC30
 IC18 = LM355
 IC19, IC20 = CA 3130
 IC21 = 555 ó 7555

Varios:

Tr1 = transformador de red con secundario de 9 V, 500 mA
 Tr2 = transformador de red con secundario de 2×18 V, 2 A ó 2×15 V, 1,5 A
 F1 = fusible de 1 A, de acción lenta
 S1 = Conmutador de la red dos circuitos
 S2 = Pulsador
 S3 = Conmutador 3 posiciones/1 circuito con posición de reposo central abierta
 Radiado de calor para IC2
 EPS 85100

*ver texto

Lista de componentes (display de dos puntos ":")

R1, R2 = 270 Ω
 18 diodos LED de 5 mm de color a elegir
 EPS 85413-3

OBSERVACION: Cada componente se requiere cuatro veces

Lista de componentes (placa de display)

Resistencias:

R1... R7 = 100 k
 R8a... R8g, R9e, R9g, R10b, R10c, R10f, R10g, R11... R11g, = 330 Ω
 R9a, R9d, R9f, R10a, R10d, R10e = 270 Ω

Condensadores:

C1 = 100 n

Semiconductores:

T1... T7 = BC517
 IC1 = 74LS248
 232 diodos LED, 5 mm, color a elegir
 EPS 85413-1

LA TIENDA ELECTRONICA DE VANGUARDIA

GRAN VARIEDAD AMPLIO SURTIDO

- COMPONENTES ACTIVOS
- COMPONENTES PASIVOS
- CIRCUITOS INTEGRADOS
- MICRO-CIRCUITOS
- KITS
- INSTRUMENTACION
- HERRAMIENTAS
- BIBLIOTECA TECNICA
- ETCETERA

digital s.a.

C/ PILAR DE ZARAGOZA, 45. TELEFONOS 2464990 y 2465663.
28028 MADRID

ESPECIALISTAS EN VENTA POR CORREO

LA FORMA MAS COMODA Y SEGURA DE RECIBIR EN SU PROPIA CASA TODO LO QUE NECESITE EN ELECTRONICA. MAS DE 50.000 PEDIDOS SUMINISTRADOS NOS AVALAN.

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

elektor kits

271	Tarjeta de color alta resolución	24.990 PTAS.
272	Jumbo, reloj gigante (incluye visor de 10 cm. x 7,4 / 7,5)	54.514 PTAS.
273	Circuitos protección altavoces	12.812 PTAS.
274	Cartucho MSX	2.954 PTAS.



YA TENEMOS DISPONIBLE

LA NUEVA EDICION DEL

CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA

PARA VENTA POR CORREO, DE MAYOR DIFUSION EN ESPAÑA

SOLICITELO HOY MISMO

IMPRESINDIBLE PARA EL AFICIONADO Y UTIL HERRAMIENTA PARA EL PROFESIONAL

Deseo recibir en mi domicilio, sin ningún compromiso el Catálogo General para lo cual adjunto 250 ptas. en sellos nuevos de correos.

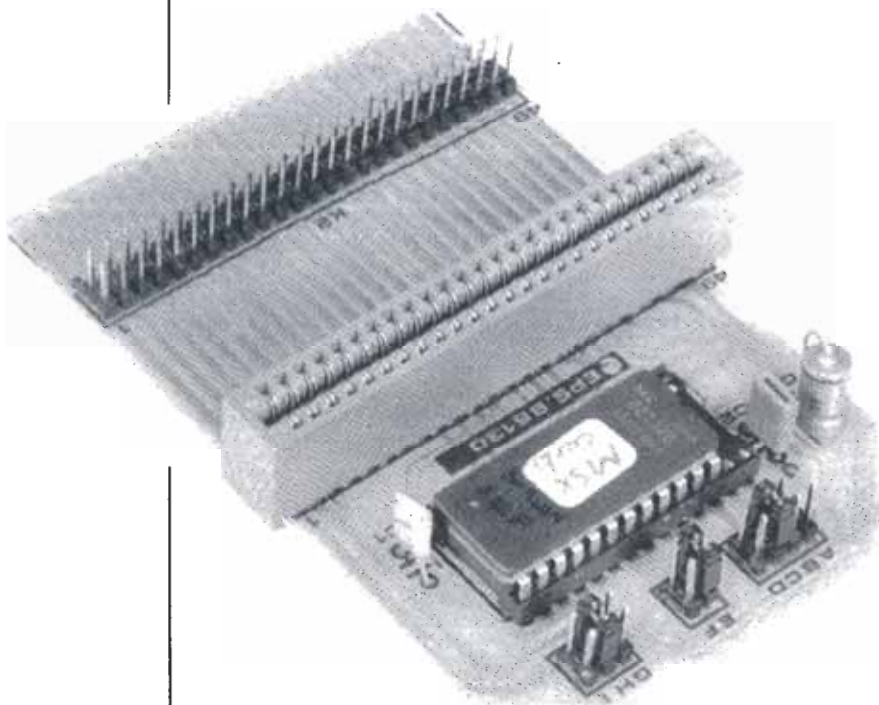
CUPON DE PEDIDO DE CATALOGO SOLICITELO A

NOMBRE _____ EDAD _____
APELLIDOS _____
DOMICILIO _____
CIUDAD _____ PROVINCIA _____
C. POSTAL _____ TELEFONO _____ PROFESION _____

digital s.a.

APDO. CORREOS 61.282
28080 MADRID

El conector de cartuchos de los MSX permite conectar tanto expansiones, por ejemplo el bus universal, como programas propios. Conozca con todo detalle las posibilidades de una pequeña placa que permite realizar ambas funciones.



MSX

EXTENSIONES

MSX (2)

Como se apuntaba en nuestro anterior artículo sobre los MSX, el conector de cartuchos se puede emplear para otro tipo de conexiones diferentes a simples juegos. Habitualmente los cartuchos comerciales contienen una

(E)PROM grabada con un programa (juegos o utilidades). Es realmente sencillo construirse uno mismo un dispositivo para contener los programas, o utilidades, propios manteniendo la posibilidad de conectar cartuchos comer-

ciales. Nuestros diseñadores le ofrecen las siguientes posibilidades:

1. Conexión fácil de expansiones hardware, como el bus universal de E/S.
2. Con un cable plano de 50 vías, se puede conectar al bus de expansión existente en algunos MSX, como el Spectravideo.
3. La placa permite conectar otro cartucho a su vez, gracias al conector hembra de la misma.
4. También está preparada para recibir memorias EPROM con 2, 4, 8, 16 ó 32 Kbytes de capacidad, permitiendo la depuración y grabación de aplicaciones personales.
5. Se puede emplear como dispositivo de conexión con un módulo sintetizador, por ejemplo el Yamaha.

Las posibilidades de esta reducida tarjeta doble cara no acaban aquí; los usuarios descubrirán por su cuenta muchas otras. La tarjeta sirve de base para un sin fin de aplicaciones, que pueden ocupar a los lectores durante largo tiempo, y todo ello con un reducido precio.

El cartucho MSX

Como se ha enumerado anteriormente, la tarjeta presenta unas características muy atractivas para el usuario: entre otras permite la medida, de forma accesible, de las líneas internas del ordenador, así como recibir los programas desarrollados por él mismo. Sin embargo para realizar todo esto se necesitan unos conocimientos previos sobre las normas de conexión de los cartuchos empleados en los MSX. Vamos a examinar primero el procedimiento típico ejecutado en el arranque del ordenador.

Tras el encendido, el Basic del MSX determina siempre la cantidad de memoria RAM disponible, entre las direcciones \$8000 y \$FFFF; el Basic toma, para los programas y variables, la mayor zona de RAM contigua dentro de este área. A continuación el Basic examina la zona de conectores en el margen \$4000...\$BFFF. Cada conector ("slot") ocupa 16 K, divididos en 4 páginas. Al principio de cada página debe existir una serie de códigos, que el ordenador lee para determinar el tipo de expansión conectada. Los có-

digos que proporcionan esta información se disponen en un orden fijo, tal como se ve en la figura 1. La función de cada código es la siguiente:

ID (identificación): un código de dos bytes que indica la presencia de un cartucho (E)PROM. En caso de existir la memoria el Basic lee \$41 y \$42 ("A" y "B" en ASCII) respectivamente en estas posiciones.

INIT (inicialización): un vector (puntero de dirección) de la rutina de inicialización asociada con la función del cartucho; programación de periféricos e inicialización de variables. Si no es necesaria esta rutina el contenido de ambas posiciones es de 00.

STATEMENT: dos octetos que contienen la dirección de una

sub-rutina más extendida de tratamiento de instrucciones, si es necesaria. En caso contrario ambos bytes contienen 00. Para una mayor información dirigirse al manual del propio MSX.

DEVICE: un par de bytes que contienen la rutina de tratamiento del dispositivo (device) físico (normalmente un periférico) presente en el cartucho, si existe. El valor por defecto es también de 00. Para una información más amplia consultar el manual del ordenador.

TEXT: vector, dos bytes, que apunta a la dirección de comienzo de los mensajes (en código ASCII o palabras claves, "token", del Basic) en el cartucho. En Basic las instrucciones se codifican por el número de orden de la instrucción

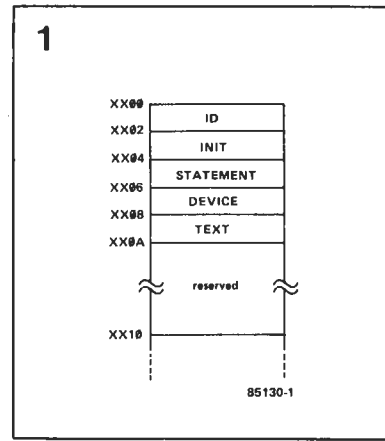


Figura 1. La presencia de estos datos al principio de la EPROM es necesaria para que el programa sea identificado correctamente por el MSX Basic.

en una tabla de consulta. En una segunda tabla, con el mismo número de orden, se encuentra la dirección de comienzo de la rutina correspondiente a la ejecución de

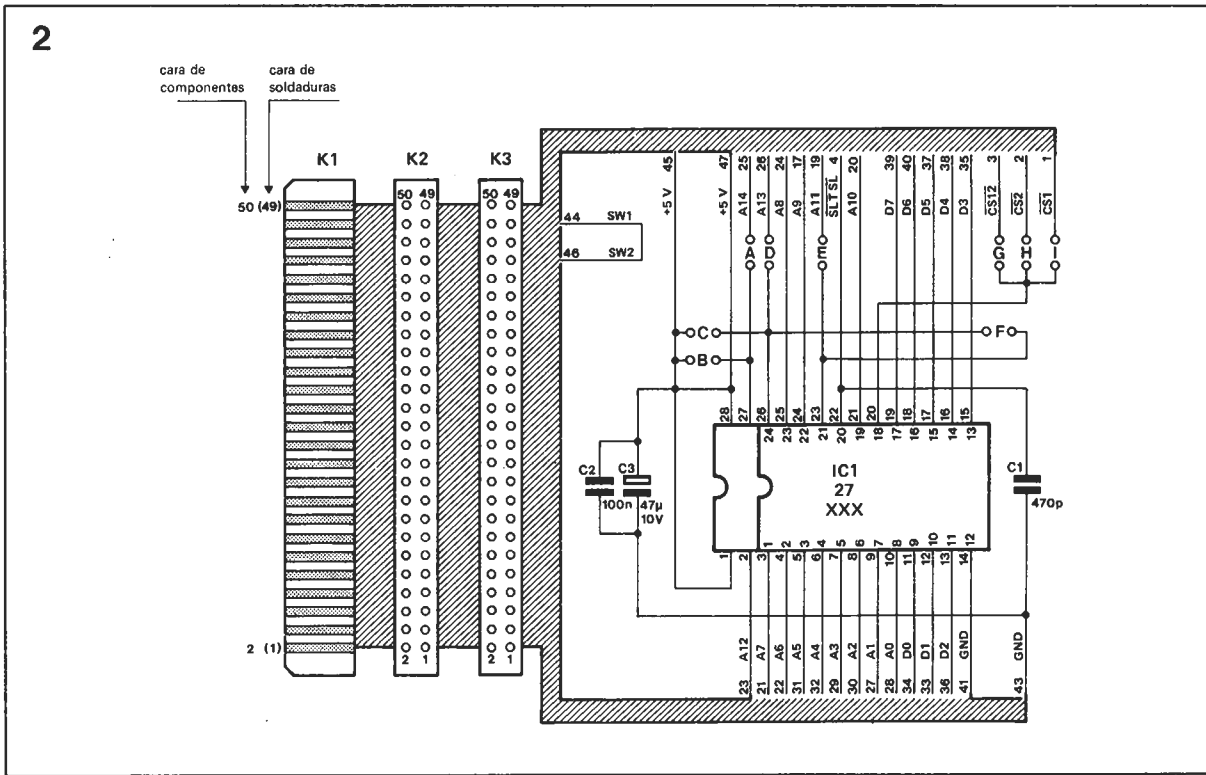
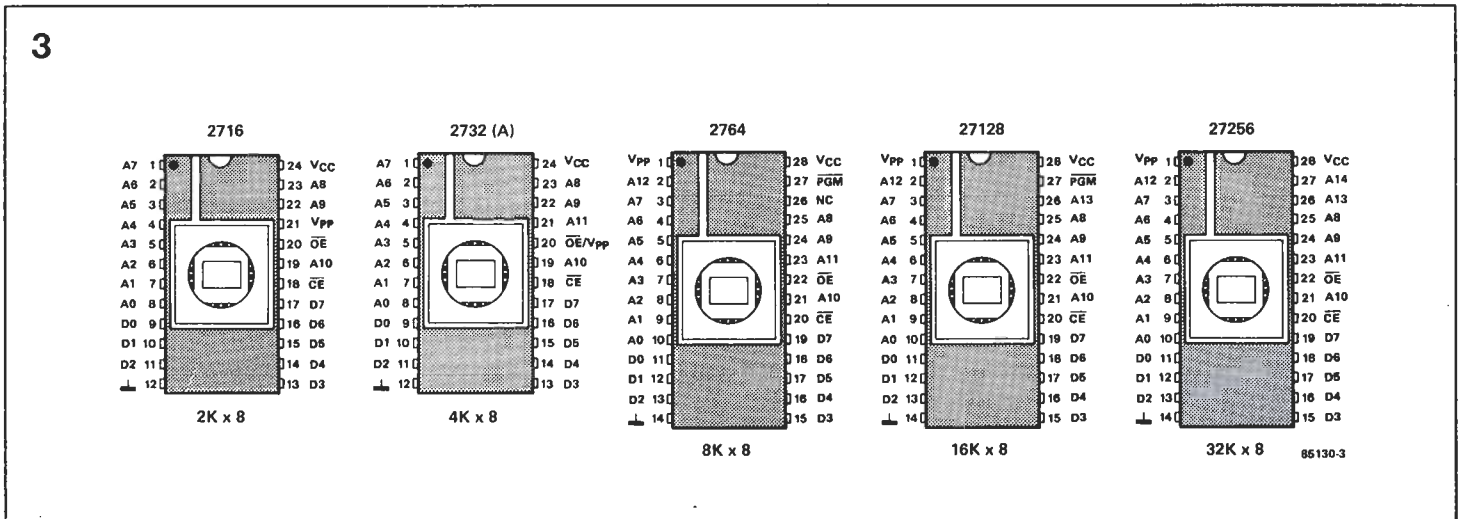


Figura 2. Esquema del circuito para cartuchos. La placa está prevista para recibir prácticamente cualquier tipo de memoria EPROM, desde la 2716 a la 27256.

Figura 3. Patillaje de las diversas memorias de la familia 27XX. Los puentes de la placa realizan la adaptación según el modelo concreto.



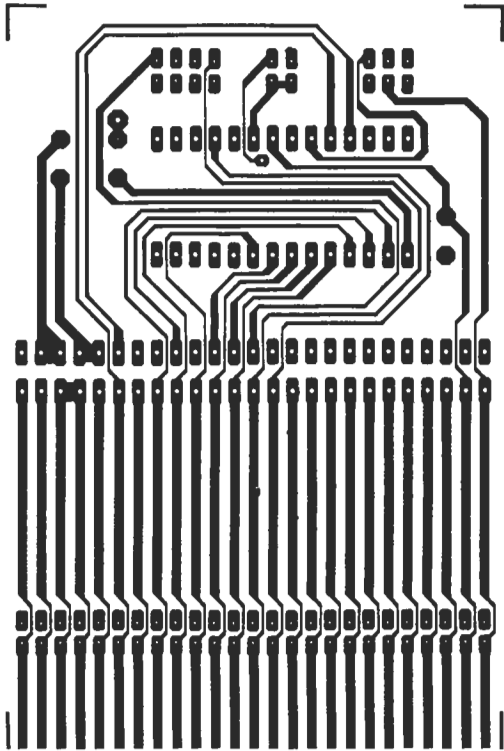


Figura 4. El circuito impreso es pequeño pero efectivo, gracias a sus conectores y zócalo capaz de recibir cualquier EPROM.

las instrucciones. Si no se trata de un programa en Basic estos dos bytes están a cero. Las direcciones se almacenan, como es habitual en el Z80, colocando primero el byte menos significativo, LSB, y a continuación el más significativo, MSB. Este puntero es de gran interés para aquellos que desean guardar sus propios programas en Basic dentro de una EPROM. Volveremos posteriormente sobre este punto.

Esquema práctico

Un vistazo a la figura 2, muestra que el término de esquema

para el circuito parece un poco presuntuoso. Sería más preciso decir que es el soporte de un circuito polivalente, adaptado para conectarse en lugar de un cartucho MSX. El circuito impreso permite colocar una memoria tipo 27XX. En él tiene cabida desde la 2716 (2K X 8) hasta la gigante, por el momento, 27256 (32K X 8). Como se aprecia los fabricantes emplean una nomenclatura que indica, tras el 27 inicial, la capacidad de la memoria.

Otra de las peculiaridades de la familia 27XX es la compatibilidad de patillaje. Con sólo unos puentes se selecciona el tipo de memoria a emplear; de esta forma no

es necesario cortar pistas o realizar delicadas soldaduras para pasar de un modelo a otro. Para poder apreciar las diferencias entre los diversos modelos, en la figura 3 se muestran el patillaje de las memorias citadas. La colocación de los puentes se realiza como sigue:

Puente A: selección entre EPROM 27128 ó 27256. Sólo se instala con este último modelo.

Puente B: alimentación para la 27128. Por tanto, puente A para 27256 y puente B para 27128.

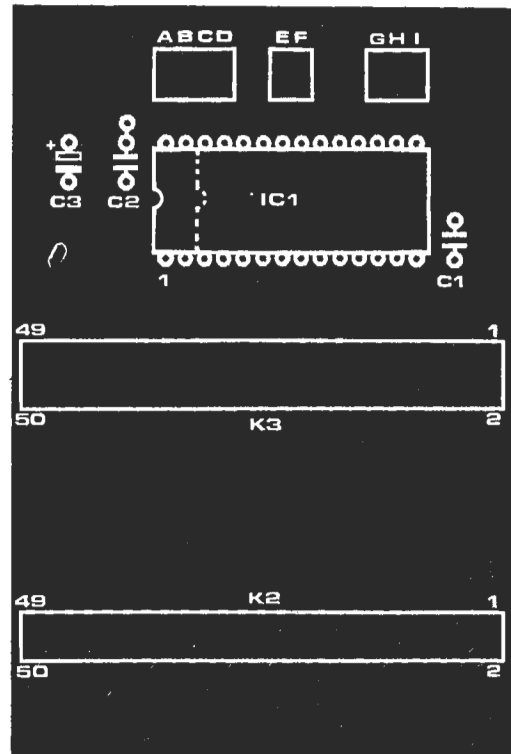
Puente C: alimentación para los modelos 2716 y 2732, patilla 24.

Puente D: conexión de la línea A13 al terminal 26 de las 27128 y 27256 (de 28 patillas). Para la 2764 hay que colocar el puente C, patilla 26 a + 5, pero no el D.

Puente E: conecta la línea A11 en la patilla 23 (para las memorias de 28) ó 21 (2716). Debe ser instalado para todas las EPROM excepto la 2716.

Puente F: conecta el terminal 21 de la 2716, Vpp, a + 5.

Puente G, H, I: unión entre la señal de selección de la EPROM, \overline{CE} (Chip Enable) a las líneas $\overline{CS1}$, $\overline{CS2}$ ó $\overline{CS12}$ en este orden. $\overline{CS1}$ es la señal de selección para direcciones entre \$4000...\$7FFF, $\overline{CS2}$ para direcciones entre \$8000...\$BFFF, y $\overline{CS12}$ incluye ambos márgenes, esto es, para direcciones entre \$4000...\$BFFF. Para la 27256 debe emplearse



Listado 1. Programa de listado hexadecimal empleado para analizar el contenido de una zona de memoria. La salida del mismo puede realizarse a través de pantalla sin más que cambiar los LPRINT por PRINT, y el valor "15", en las líneas 60 y 90, por "7".

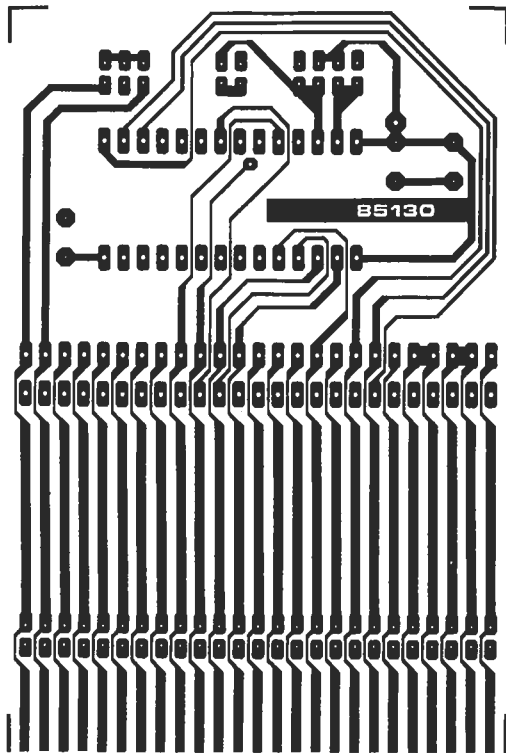
Listado 1.

DUMP

```

10 CLS
20 INPUT "comienzo";A
30 INPUT "fin";B
40 FOR C = A TO B
50 LPRINTUSING"\ \";HEX$(C);:LPRINT " ";
60 FOR D=0 TO 15
70 LPRINTUSING"\\";HEX$(PEEK(C+D));:LPRINT " ";
80 NEXT
90 C=C+15:LPRINT " ":LPRINT " "
100 NEXT
110 END

```



CS12, mientras que para el resto puede conectarse CS1 o CS2 según se prefiera; hay que tener en cuenta, en el caso de programas en código máquina cual de ambas está conectada, para evitar errores en las direcciones absolutas. La tabla 1 resume las configuraciones a emplear con cada tipo de memoria EPROM.

Desde luego la placa puede contener una ROM, si bien no mencionaremos los posibles tipos, dado que es más difícil, y costoso, la programación de estas memorias. En caso de conectar alguna ROM deberá comprobarse el patillaje de la misma para realizar la configuración de puentes adecuada.

Cuando se conecta al MSX, el puente, fijo, realizado entre las patillas 44 y 46 (SW1, SW2) sirven de dispositivo de detección de la protección para enchufar/desconectar el cartucho. Esta protección garantiza una seguridad total durante la manipulación de los cartuchos.

La placa dispone de tres conectores: el primero, K1, es simplemente el conector realizado con las pistas de cobre, en ambas caras, de la tarjeta. Este conector se enchufa directamente en la hembra del MSX prevista para los cartuchos. El conector K2 se realiza con ayuda de dos tiras, o una tira doble, de 25 contactos con separación de 2.54 mm. K3 es un co-

nectador hembra, para circuito impreso, de 2 x 25 similar al existente dentro del ordenador. En él se conectan los cartuchos de igual forma que si se realizara directamente sobre el ordenador.

Construcción

El circuito impreso, así como la distribución de componentes, se ven en la figura 4. Se trata de un circuito impreso de doble cara, con taladros metalizados, solución adoptada por su fiabilidad y reducido tamaño. Para garantizar un buen contacto, no sólo inicial,

y larga duración se ha realizado un estañado del conector K1. Para el zócalo de IC1 se recomienda emplear un "zócalo de fuerza de inserción nula", lo que facilitará el cambio de las diversas EPROM de forma rápida, evitando también doblar patillas o mal contacto por no insertar la memoria a fondo. En caso de emplear un zócalo normal, porque no necesita realizar frecuentes cambios, o por motivos económicos, utilice un zócalo de buena calidad. Un zócalo barato acabará realizando un mal contacto de terminales, tras un uso prolongado, con los problemas de ello derivados. Dada la sencillez no hay ninguna otra cosa digna de mención, si se emplea un soldador fino, y no demasiado potente, y estaño de calidad para realizar las soldaduras.

Aplicaciones

Ahora que se dispone de un zócalo universal para EPROM, los programas empleados más frecuentemente pueden almacenarse en una memoria, ahorrando el tiempo de carga desde cinta o disco. El programa, una vez trasladado a EPROM, actuará como los cartuchos disponibles comercialmente. Sin embargo, antes de proceder a grabar ésta, de forma satisfactoria, hay que conocer el método de almacenamiento del MSX Basic en la memoria del ordenador.

Hay que resaltar que la descripción que realizamos a continuación no es válida para los programas en código máquina, ya que éstos requieren un sistema más complejo en el empleo de los diferentes vectores.

Para un programa en Basic los vectores ID y TEXT son esencia-

Lista de componentes

Condensadores

- C1 = 470 p
- C2 = 100 n
- C3 = 47 µ/10 V

Semiconductores:

- IC1 = 2716,2732,2764; 27128,27256 o (P)ROM cuyo patillaje sea compatible.

Varios:

- K2 = conector hembra de 50 (2 x 25) para circuito impreso.
- 4 puentes
- PCB 85130 (65,5 x 98 mm)

Tabla 1

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
27256	o—o			o—o	o—o		o—o		
27128		o—o		o—o	o—o			*o—o	*o—o
2764		o—o	o—o		o—o			*o—o	*o—o
2732			o—o		o—o			*o—o	*o—o
2716			o—o			o—o		*o—o	*o—o

o—o = puente
 * = seleccione H o I (ver texto)

85130-T1

Tabla 1. Resumen de los puentes a realizar dependiendo del tipo de memoria empleada. La elección entre H o I depende de la zona de memoria deseada (ver texto).

Tabla 2

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
8000	0	7 L8007	80 *10	A	0	9F Tk	0 EOL	16 L8016	80 *20	14	0	85 Tk	22 "	87 s	74 t	61 a
8010	72 r	74 t	22 "	3B ;	41 A	0 EOL	23 L8023	80 *30	1E	0	85 Tk	22 "	65 e	6E n	64 d	22 "
8020	3B ;	42 B	0 EOL	33 L8033	80 *40	28	0 Tk	82 sp	20 C	43 sp	20 Tk	EF sp	20 sp	41 A	20 sp	D9 Tk
8030	20 sp	42 B	0 EOL	4E L804E	80 *50	32	0 Tk	9D Tk	E4 Tk	22 "	5C sp	20 sp	20 sp	5C sp	22 "	3B ;
8040	FF Tk	9B Tk	28 (43 C	29)	3B ;	3A :	9D Tk	22 "	20 sp	20 sp	22 "	3B ;	0 EOL	5D L805D	80
8050	3C *60	0 Tk	82 sp	20 D	44 Tk	EF Tk	11 0	20 sp	D9 Tk	20 sp	F Tk	F 15	0 EOL	7B L807B	80 *	46
8060	0 70	9D Tk	E4 Tk	22 "	5C sp	5C sp	22 "	3B ;	FF Tk	9B Tk	28 (FF Tk	97 Tk	28 (43 C	F1 Tk
8070	44 D	29)	29)	3B ;	3A :	9D Tk	22 "	20 sp	22 "	3B ;	0 EOL	81 L8081	80 *80	50	0	83 Tk
8080	0 EOL	96 L8096	80 *90	5A	0	43 C	EF Tk	43 C	F1 Tk	F Tk	F 15	3A :	9D Tk	22 "	20 sp	22 "
8090	3A :	9D Tk	22 "	20 sp	22 "	0 EOL	9C L809C	80 *100	64	0	83 Tk	0 EOL	A2 L80A2	80 *110	6E	0
80A0	81 Tk	0 EOL	0	0	8	41 A	0	C5	32	76	80	0	0	0	0	8
80B0	42 B	0	C5	32	51	20	0	0	0	0	8	43 C	0	C5	32	59
80C0	60	0	0	0	0	8	44 D	0	41	90	0	0	0	0	0	0
80D0	3A	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
80E0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
80F0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

- * : número de líneas
- ▨ : dirección de unión
- Tk : byte con token
- sp : espacio
- EOL : fin de línea BASIC
- ▧ : fin de programa

Tabla 2. Listado hexadecimal, realizado por el programa DUMP, sobre sí mismo, cuando reside en RAM. Analizados los datos se puede volver a reconstruir el programa del listado 1.

les; están situados en las posiciones \$XX00-\$XX01 y \$XX08-\$XX09 respectivamente (ver figura 1). Debido a que las primeras 16 posiciones del cartucho están reservadas para la identificación del programa y los vectores, el programa, codificado en "token" (palabras clave) deberá situarse a partir de la dirección \$XX10 (\$ indica hexadecimal). Los programas Basic se almacenan, generalmente, en memoria, desde la dirección \$8000 en adelante. Por tanto, a partir de ahora, se toma-

rá \$80 como valor para XX. En \$8010 la UCP debe encontrar, obligatoriamente, un 00. La siguiente dirección contiene la dirección de unión (link address) de dos bytes seguido por el número de línea, también de dos bytes; a continuación viene una línea de Basic, codificada en "token", terminada con un byte a 00. Este procedimiento se repite hasta el final del programa. La llamada dirección de unión indica la dirección de memoria donde comienza la siguiente línea de Basic.

Antes de grabar el programa Basic en EPROM hay que realizar un pequeño tratamiento. Para extraer los códigos, en hexadecimal, es necesario ejecutar el programa DUMP del listado 1, preferiblemente con una impresora conectada al ordenador. En caso de no disponer de impresora, habrá que cambiar todas las sentencias LPRINT del programa por PRINT, para visualizarlo en la pantalla, y cambiar el valor 15, de las líneas 60 y 90, por 07. Como el programa DUMP debe estar también en memoria se cargará con números de línea altos, por ejemplo a partir de 10.000.

Tras realizar un RUN 10.000 (o el número de línea de comienzo asignado a DUMP) el programa pide la dirección de comienzo y de final del programa; la dirección de comienzo es siempre, en lo que a nosotros concierne, \$8000. La dirección final depende, evidentemente, de la longitud del programa (menos 160 bytes ocupados por el programa DUMP). El tratamiento realizado por DUMP se muestra en la tabla 2: un listado de la zona de memoria. Una vez obtenido el listado hexadecimal, se borra la memoria de programa, NEW, y se vuelve a cargar de nuevo DUMP, a partir de la línea 10 por ejemplo. Al ejecutarlo, introduzca \$8000 como dirección de comienzo y \$8100 como dirección de final, con lo que obtendrá un listado de este pequeño programa. Con ayuda de la tabla 2, intente ver la equivalencia con las líneas de Basic, para entender el funcionamiento del principio de almacenamiento del programa en la memoria del MSX. Observe que la dirección de unión, y el número de línea están en orden inverso al habitual, esto es, primero el byte menos significativo, LSB. Todos los comandos Basic tienen una "palabra clave" o token. No resultará difícil descubrirlas con un poco de práctica; puede comprobar por ejemplo: \$82 = FOR, \$9D = LPRINT, \$EF = "=" (signo de igualdad), \$83 = NEXT, \$F1 = "+", \$E4 = USING, etc.

Si ya ha quedado claro podemos pasar a considerar los datos a introducir en la EPROM.

Grabación

Por lo comentado al principio, resulta evidente que el ordenador no considera el programa residente en \$8000 como parte de un cartucho. Para que el intérprete

sepa realmente que es así hay que añadir los bytes de identificación y vectores adecuadamente (\$8000-\$800F). Para que el programa DUMP le proporcione los datos correctos no haya que olvidarse de desplazar 16 posiciones la dirección de comienzo. Así pues, la dirección de comienzo de programa debe trasladarse a \$8010, e incrementar, en \$16, las direcciones de unión; sin olvidarse de los códigos en las primeras posiciones.

Como ejemplo práctico veamos como se realiza con ayuda de la tabla 3; de nuevo aquí hemos empleado el propio programa DUMP, pero esta vez tal como debe quedar para ser ejecutado desde la EPROM. Los programas así realizados arrancan automáticamente, aunque no es posible modificarlos o editarlos como se hace con los programas que residen habitualmente en RAM. No hay que perder de vista que las variables del programa permanecen en RAM, ya que se necesita su modificación.

Finalmente unas líneas sobre programas muy largos o muy complicados, y su almacenamiento en EPROM. Como ya se ha sugerido el programa DUMP se colocará con un número de línea más alto que el final del programa, por ejemplo 10.000. Una vez totalmente depurado el programa, ejecute DUMP (RUN 10.000). Localice las direcciones de unión (link address) de cada línea y súmeles \$10. Por último coloque el comienzo del programa en la dirección \$XX10 (por ejemplo \$8010) y escriba la secuencia de bytes. Localizar y alterar las direcciones de unión no es tan complejo como pueda parecer a primera vista. Cada una de ellas apunta a la siguiente, lo que facilita el trabajo. Un pequeño truco le ahorrará este delicado trabajo de suma hexadecimal: inserte una línea "1 REM ABCDEFGHI". Como puede comprobar con el programa DUMP, su longitud exacta (incluido el espacio entre REM y A) es de 16, por lo que la primera dirección útil del programa queda situada en \$8010, y no hay que alterar las direcciones de unión. Como se trata de una línea de comentario su eliminación no afecta al correcto funcionamiento del programa. El final del programa se identifica porque la dirección de unión es 0000; no hay que olvidar que esta es la dirección de fin de programa que incluye al programa DUMP. Para localizar

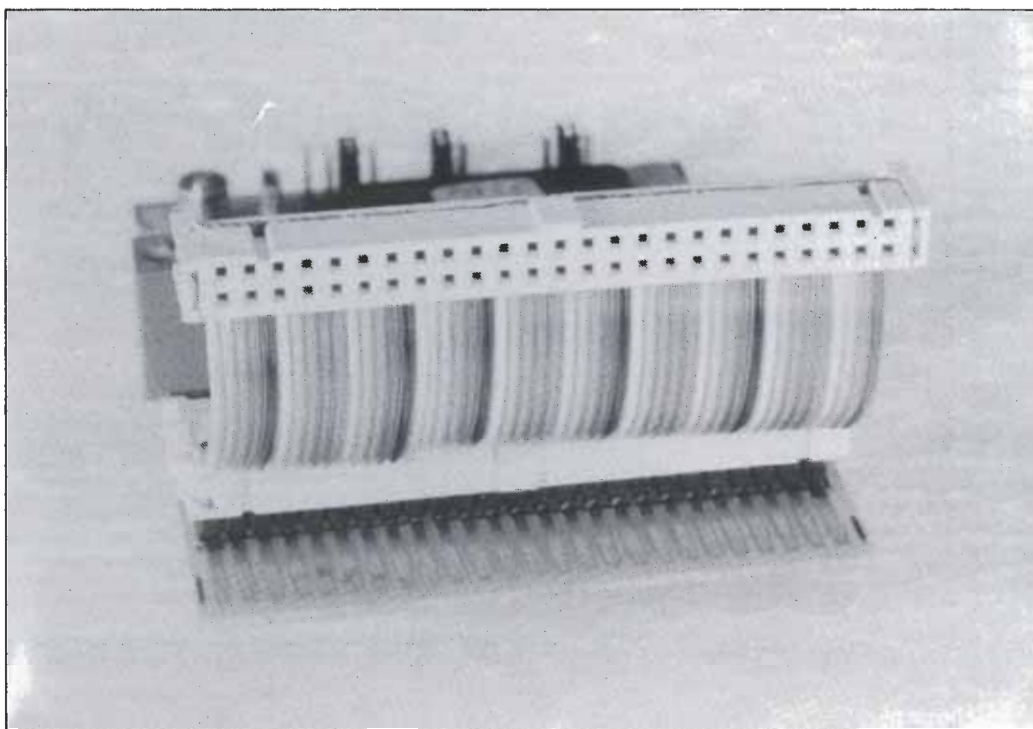


Figura 5. Al Spectravideo se le puede dotar de un conector de cartuchos, realizado con un trozo de cable plano de 50 y dos conectores.

este último busque, en los códigos de "número de línea" el equivalente hexadecimal de 10.000, o el número que haya empleado. En el caso de 10.000 este código es \$1027, recordando, como ya se mencionó anteriormente, que están en orden inverso los bytes más significativo y menos significativo. Una vez localizada la dirección que contiene este código, sustituya los dos bytes anteriores, la dirección de unión, por 0000.

Con la EPROM programada como hemos explicado, la zona de RAM comienza en \$C000. Las variables del programa aparecen a partir de \$C010, como se puede comprobar con ayuda del programa DUMP.

Un caso particular de los MSX es el Spectravideo, que no dispone de un conector de cartuchos propiamente dicho. Sin embargo, este ordenador posee un conector de expansión de 2 x 25, apto para recibir un conector de cable-cable plano. De este conector se puede

realizar una toma, como se aprecia en la figura 5, dotada de un conector hembra del tipo que incorporan los cartuchos. Hay un pequeño detalle que conviene resaltar; el conector de salida del Spectravideo tiene una distribución que se corresponde con la del conector de cartuchos, pero en realidad está realizado "en espejo" respecto a éste. Esto explica el porqué la flecha que indica la patilla 1 se corresponde, realmente, con la patilla 50. Hombre prevenido vale por dos, así que más vale prestar atención a este caso curioso dentro de la familia de los MSX. Si se sigue el ejemplo de la figura 5 se encontrarán pocos problemas.

Aquellos que deseen conectar su MSX al sintetizador Yamaha pueden emplear la placa cortando entre los conectores K2 y K3 de la misma, de forma que únicamente se conserva el zócalo K2 para realizar un adaptador macho-macho de conexión. ■

Tabla 3. Los datos a introducir en la EPROM para disponer de la utilidad DUMP sobre el cartucho. Las direcciones sombreadas (las direcciones de unión) están sumadas con \$10 debido al desplazamiento necesario para albergar la cabecera de la EPROM.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
8000	41	42	0	0	0	0	0	0	10	80	0	0	0	0	0	0
8010	0	17	80	A	0	9F	0	26	80	14	0	85	22	73	74	61
8020	72	74	22	3B	41	0	33	80	1E	0	85	22	65	6E	64	22
8030	3B	42	0	43	80	28	0	82	20	43	20	EF	20	41	20	D9
8040	20	42	0	5E	80	32	0	9D	E4	22	5C	20	20	5C	22	3B
8050	FF	9B	28	43	29	3B	3A	9D	22	20	20	22	3B	0	6D	80
8060	3C	0	82	20	44	EF	11	20	D9	20	F	F	0	8B	80	46
8070	0	9D	E4	22	5C	5C	22	3B	FF	9B	28	FF	97	28	43	F1
8080	44	29	29	3B	3A	9D	22	20	22	3B	0	91	80	50	0	83
8090	0	A6	80	5A	0	43	EF	43	F1	F	F	3A	9D	22	20	22
80A0	3A	9D	22	20	22	0	AC	80	64	0	83	0	B2	80	6E	0
80B0	81	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Un sitio para cada revista...



...y cada revista en su sitio



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

elektor ha diseñado este estuche para que Vd. pueda conservar sus revistas perfectamente ordenadas sin que ello le impida consultarlas fácilmente.

En su casa, en su biblioteca, en su laboratorio, el estuche anual le permitirá encontrar rápidamente el número en el que se publicó la información que necesita en ese momento. A la vez su colección de **elektor** estará perfectamente protegida.

El estuche **elektor** no tiene ningún complicado sistema de sujeción. Vd. puede coger cada número por separado cuantas veces lo necesite. El estuche puede pedirlo a través de su establecimiento de componentes, o bien directamente a **elektor**, utilizando la tarjeta de pedido correspondiente.

¡No olvide indicar el año que desea!



elektor dispone de estuches para las colecciones de 1981, 1982, 1983, 1984, 1985 y 1986.

Un filtro activo es un cuadripolo, constituido por amplificadores operacionales, resistencias y condensadores, que establece una relación lineal entre el voltaje aplicado a su entrada y el voltaje que proporciona su salida, con una respuesta en frecuencia que ha sido definida previamente.

FILTRO ACTIVO

Alberto Martín, Jesús Arriaga, Francisco Pérez G. Cátedra de Electrónica E.U.I.T. de Telecomunicación Carretera de Valencia Km 7 - 28031 Madrid

Antes del advenimiento de los circuitos integrados, los filtros que se utilizaban eran principalmente redes pasivas que empleaban inductancias, condensadores y resistencias. En los filtros pasivos una de las limitaciones más serias es la necesidad de emplear impedancias de generador y de carga específicas. Si además se une el problema que en frecuencias bajas supone utilizar, para su realización, bobinas de elevada inductancia, con el consiguiente aumento de tamaño y alto coste, el filtro activo ha cubierto un margen de frecuencias, de utilización adecuada, que cubre desde 1Hz hasta cerca de 1 Mhz, según se indica en la fig. 1. Por debajo de 1Hz, los condensadores que tienen que utilizarse son muy grandes y por encima de 1 Mhz se necesitan dispositivos activos con un ancho de banda muy alto, por lo que a frecuencias altas el empleo de filtros pasivos es muy adecuado.

Entre los inconvenientes que presentan los filtros activos frente a los pasivos es que necesitan fuentes de alimentación, el margen dinámico del voltaje de salida está limitado por la saturación de los amplificadores operacionales, no son filtros bidireccionales como es el caso de los filtros pasivos y además los amplificadores operacionales generan ruido.

Un filtro activo actúa como un sistema de control de su respuesta en frecuencia y puede crearse conectando integradores, sumadores e inversores realizados con amplificadores operacionales.

Los filtros activos ofrecen exactitud, estabilidad y alta inmunidad a las interferencias electromagnéticas. Gracias a su alta impedancia de entrada y su baja impe-

dancia de salida, se pueden conectar en cascada dos o más etapas sin la interacción de las características que aparecen en los filtros pasivos.

Considerar el filtro pasivo RC más sencillo, que se muestra en la figura 2(a), utilizado en múltiples aplicaciones. Presenta ciertos inconvenientes dado que la frecuencia de corte f_c y el nivel de la salida V_o en la banda de paso, dependen de las impedancias del generador y de la carga.

Con la adición de etapas separadoras (buffer) en la entrada y en la salida del filtro RC, como se indica en la figura 2 (b), se pueden conectar en cascada secciones idénticas sin problemas de interacción, pudiendo conectarse a fuentes de señal que presenten alta impedancia de salida y excitando a cualquier resistencia de carga, sin modificar sus características.

La función que relaciona el voltaje de salida V_o y el voltaje de entrada V_i , denominada ganancia de voltaje, G_v , en el filtro RC simple es:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

En la figura 2(c) se tiene representado el módulo de G_v , expresado en decibelios, $20 \log |G_v|$, presentando una atenuación de 3dB a la frecuencia de corte f_c , donde:

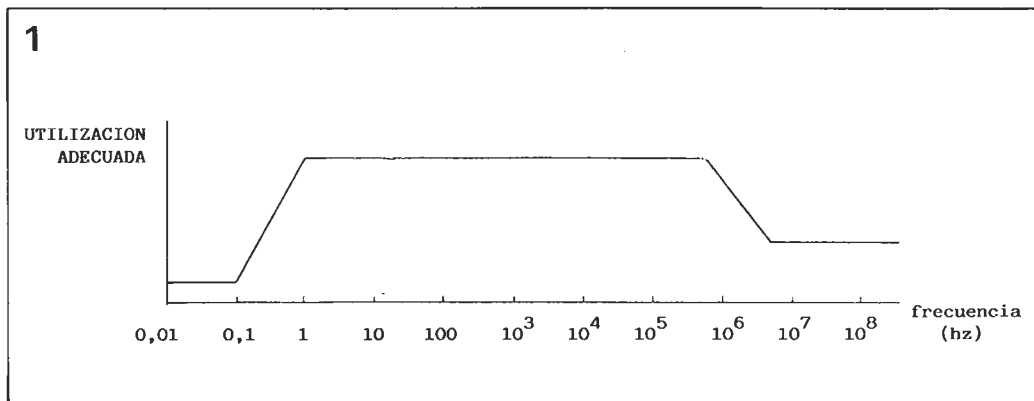
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

A frecuencias más altas que f_c la atenuación incrementa con una pendiente de seis decibelios por octava o lo que es igual, 20 decibelios por década. En cuanto a la característica de fase del filtro, en la figura 2(d) se tiene dibujada, mostrando una diferencia de fase de 0° entre el voltaje de salida y el de entrada cuando se aplica al filtro una señal de frecuencia nula, voltaje continuo, disminuyendo a -45° a f_c y manteniéndose en -90° a frecuencias mucho más elevadas que la frecuencia de corte.

2. Función de transferencia de una red lineal

La mayoría de los filtros pertenecen a redes lineales con pará-

Fig.1. Margen de frecuencias donde la utilización de los filtros activos es ventajosa frente a los filtros pasivos y los filtros digitales.



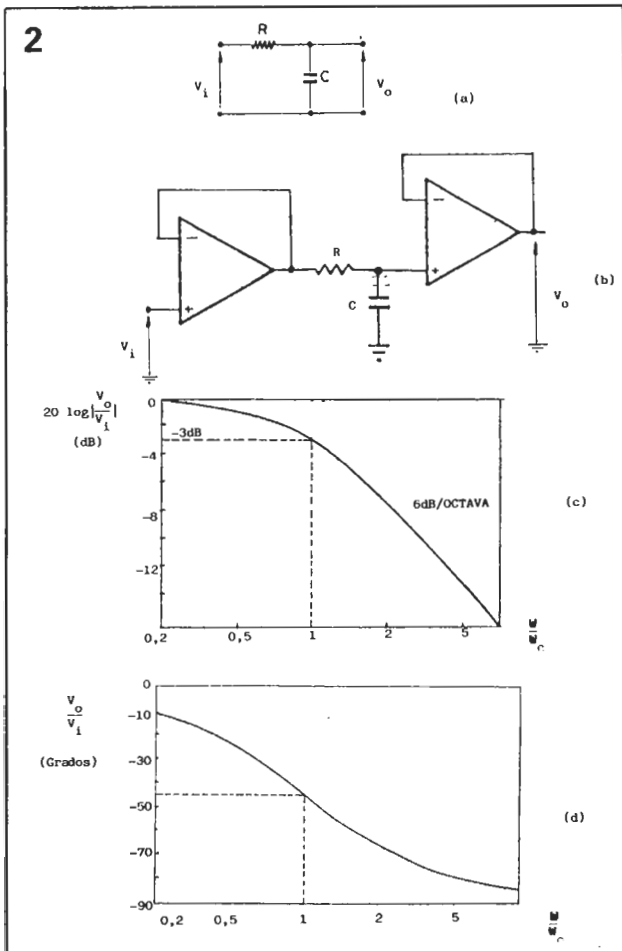


Fig. 2. (a) Filtro RC paso bajo. (b) Con etapas separadoras en la entrada y en la salida. (c) Respuesta en amplitud. (d) Respuesta de fase.

Fig. 3. Especificaciones de un filtro paso bajo.

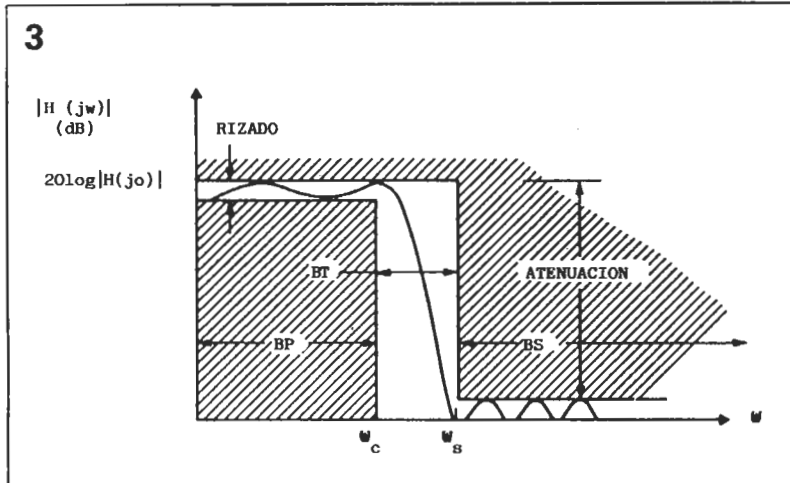
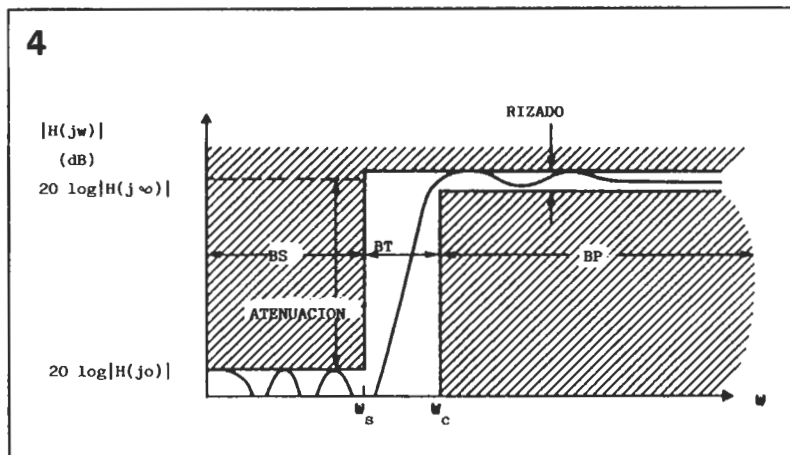


Fig. 4. Especificaciones de un filtro paso alto.



metros concentrados. Suponer un cuádrupolo de este tipo que tiene aplicado en su entrada una señal variable con el tiempo $x(t)$ y proporciona una señal de salida $y(t)$. La señal de salida puede obtenerse en función de la señal de entrada resolviendo la ecuación diferencial de orden n cuya forma es:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x$$

siendo $n \geq m$, para cualquier realización práctica. Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación se obtiene la función de transferencia $H(s) = Y(s)/X(s)$, como el cociente de los polinomios $N(s)$ y $D(s)$:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}$$

donde $S = \sigma + j\omega$ es la frecuencia compleja y los polinomios en el numerador y del denominador tienen unos coeficientes b_j y a_i reales. La expresión de $H(s)$ puede expresarse en función de los polos y ceros:

$$H(s) = G \frac{(s-z_1)(s-z_2) \dots (s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2) \dots (s-p_n)}$$

siendo las raíces del polinomio numerador Z_1, Z_2, \dots, Z_m los ceros de $H(s)$ dado que cuando $s=Z_i$ se cumple que $H(s)=0$. Las raíces del polinomio denominador $p_1, p_2, p_3, \dots, p_n$ son los polos de $H(s)$ de forma que para $s=p_i$ se tiene $H(s)=\infty$.

3. Tipos de filtros

Los filtros están clasificados de acuerdo con la función que realizan: paso bajo, paso alto, paso banda, banda eliminada y pasa todo o equalizador. En esta sección se definen los cuatro primeros tipos así como la forma en que son especificados.

La función que realiza un filtro paso bajo es la de permitir el paso de frecuencias bajas desde continua hasta una frecuencia de corte y atenuar las frecuencias altas. Este filtro está especificado por los siguientes parámetros: su frecuencia angular de corte, $\omega_c = 2\pi f_c$, la frecuencia angular de la banda suprimida, ω_s , la ganancia en continua, el rizado en la banda de paso y la atenuación en la banda suprimida. La banda de paso, BP, está definida como el rango de frecuencias $0 \leq \omega \leq \omega_c$. La banda suprimida, BS, como el rango de frecuencias $\omega \geq \omega_s$ y la banda de transición, BT, como el rango de frecuencias $\omega_c < \omega < \omega_s$. Estas especificaciones se muestran en la figura 3, debiendo estar la especificación de un determinado filtro dentro de la zona del dibujo sin rayar.

La función de un filtro paso alto es permitir el paso de frecuencias por encima de la frecuencia de corte ω_c y atenuar las frecuencias comprendidas entre continua y la frecuencia de la banda suprimida ω_s . El resto de las especificaciones del filtro paso alto están dibujadas en la figura 4, de igual manera que el filtro paso bajo. En principio la banda de paso de un filtro paso alto se extiende hasta

una frecuencia $\omega = \infty$, sin embargo en los filtros activos la banda de paso está limitada por el ancho de banda finito de los dispositivos activos y de las capacidades parásitas. Como resultado, la ganancia de un filtro paso alto caerá a frecuencias altas.

La función de un filtro paso banda, es permitir el paso de una banda de frecuencias mientras que atenúa las frecuencias bajas y altas situadas a ambos lados de la banda de paso. Las especificaciones del filtro están dibujadas en la figura 5. Consta de banda suprimida a frecuencias bajas, BS_b , y una banda suprimida a frecuencias altas, BS_a . En general la banda de paso no ha de ser simétrica y la atenuación en la banda suprimida a frecuencias bajas será diferente que en la banda suprimida a frecuencias altas. De igual forma las bandas de transición, BT_a y BT_b , no necesitan ser de la misma forma.

En la figura 6, se tienen las especificaciones de un filtro banda eliminada. Su función es la de atenuar una banda de frecuencias finita, mientras que permite el paso de frecuencias situadas a ambos lados de la banda eliminada.

4. Filtros activos con función de transferencia de segundo orden

4.1. Filtro paso bajo

La célula básica de un filtro activo presenta una función de transferencia de segundo orden, es decir el exponente máximo del denominador de $H(s)$ es 2, que en el caso de un filtro paso bajo, tiene la expresión:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{G}{as^2 + bs + 1} \quad (1.1)$$

Suponer que se desea conocer la respuesta de un filtro activo de segundo orden cuando se aplica en su entrada, figura 7, la función «impulso unidad» $V_i(t) = \delta(t)$, bastará con obtener la «transformada inversa de Laplace» de $H(s)$, para de esta forma:

$$V_o(t) = \mathcal{L}^{-1}[H(s)]$$

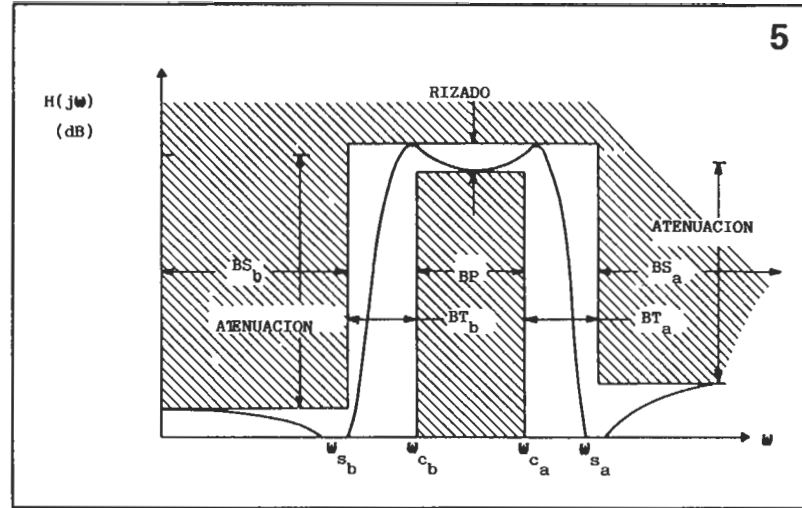


Fig. 5. Especificaciones de un filtro paso banda.

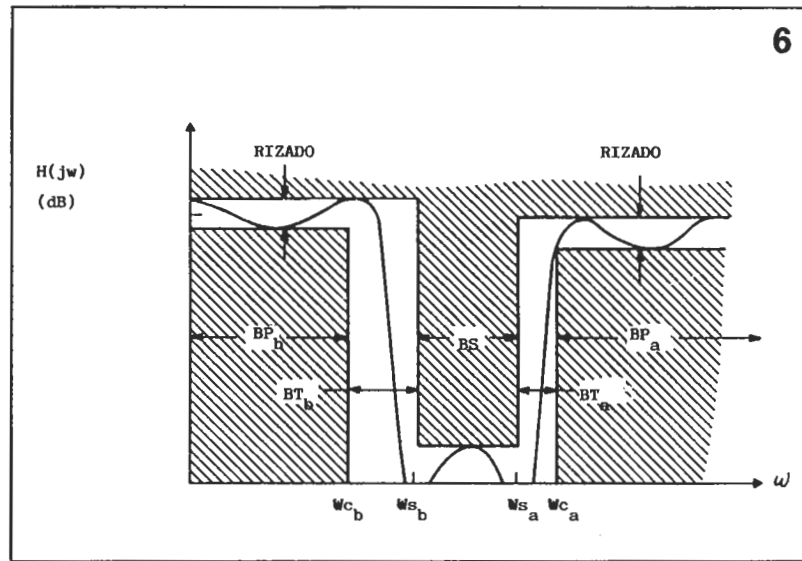


Fig. 6. Especificaciones de un filtro banda eliminada.

por lo que ha de conocerse los polos de $H(s)$ o lo que es igual las raíces del denominador de $H(s)$: $as^2 + bs + 1 = 0$. Estas raíces tienen la expresión:

$$s_1 = -\frac{b}{2a} + \frac{1}{2a} \sqrt{b^2 - 4a}$$

$$s_2 = -\frac{b}{2a} - \frac{1}{2a} \sqrt{b^2 - 4a}$$

El voltaje de salida del filtro, al aplicar $\delta(t)$ en la entrada, tiene la expresión:

$$V_o = k_1 e^{s_1 t} + k_2 e^{s_2 t}$$

y analizando los valores que pueden tener las raíces se tiene el comportamiento del filtro. Hay tres casos diferentes que se pueden dar:

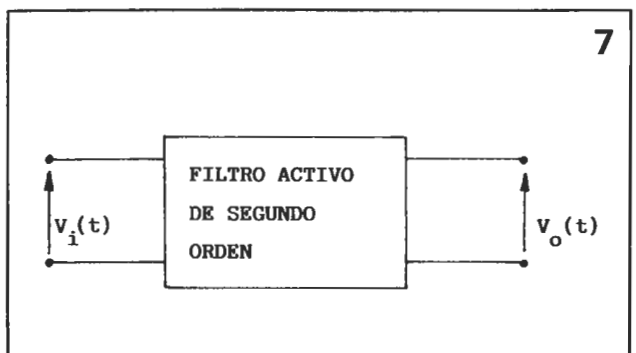
caso a.— Cuando $b^2 < 4a$, con lo que se tienen dos raíces complejas conjugadas, $s_1 = s_2^* = \sigma_1 + j\omega_1$ y la salida es:

$$V_o(t) = e^{\sigma_1 t} [k_1 e^{j\omega_1 t} + k_2 e^{-j\omega_1 t}]$$

y como $\sigma_1 = -b/2a$, las raíces están situadas en el semiplano izquierdo del plano s y la salida $V_o(t)$ es del tipo: «sinusoidal amortiguada de forma exponencial». Con una frecuencia de la señal ω_1 y un amortiguamiento que depende de σ_1 como se puede ver en la figura 8(a).

caso b.— Si $b^2 = 4a$, se tiene una raíz real doble situada en el semiplano izquierdo, por lo que la salida será exponencial amortiguada. Ver figura 8(b).

Fig. 7. Cuadrípulo de un filtro activo.



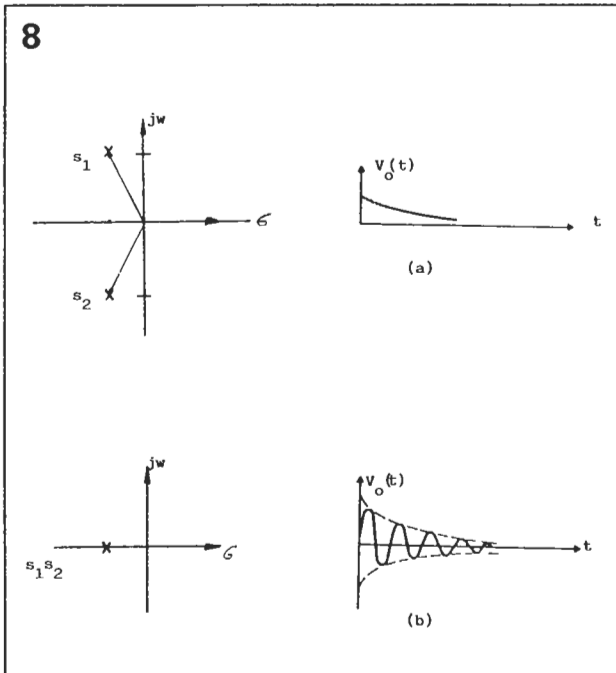


Fig. 8. Comportamiento de un filtro activo frente a la función «impulso unidad». (a) Cuando las raíces son conjugadas. (b) Cuando las raíces son reales.

caso c.— Si $b^2 > 4a$, se tienen dos raíces reales situadas en el semiplano izquierdo, estando la salida constituida por dos exponenciales decrecientes.

Por definición se denomina «factor de amortiguamiento», ξ , a:

$$\xi = \frac{b}{2\sqrt{a}}$$

y cuando $\xi = 0$, la red presenta la frecuencia natural ω_0 , que se obtiene haciendo $b=0$ en el denominador de la ecuación (1.1):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{a}}$$

por lo que la ecuación (1.1) puede ponerse de la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{G}{s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0}s + 1} \quad (1.2)$$

Como el factor de amortiguamiento está relacionado con el Q o «factor de sobretensión» de la forma:

$$Q = \frac{1}{2\xi}$$

la función de transferencia correspondiente a la ecuación (1.2) puede expresarse también de la forma:

$$H(s) = \frac{G}{\omega_0^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (1.3)$$

En la figura 9 se tiene la variación de la ganancia $|H(j\omega)|$, del filtro paso bajo, con la frecuencia. Se observa que $|H(j\omega)| = G$ y que para $\omega \gg \omega_0$, $|H(j\omega)|$ disminuye como $1/\omega^2$ o lo que es igual -40dB/década . Para el caso de un filtro paso bajo de orden n , la caída de $|H(j\omega)|$ para frecuencias altas es de $n \cdot 20 \text{ dB/década}$.

4.2. Filtro paso alto

La función de transferencia de un filtro paso alto es de la forma:

$$H(s) = \frac{G \frac{s^2}{\omega_0^2}}{s^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (1.4)$$

y tiene los polos y los ceros situados según se indica en la figura 10(a). En cuanto a $|H(j\omega)|$ aumenta en la forma $1/\omega^2$ a frecuencias bajas, ver figura 10(b), y para frecuencias altas $H(j\infty) = G$.

4.3. Filtro paso banda

La función de transferencia de un filtro paso banda tiene la expresión:

$$H(s) = \frac{G \frac{s}{\omega_0 Q}}{\omega_0^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (1.5)$$

cuyos polos y ceros están representados en la figura 11(a). La variación de $|H(j\omega)|$ con la frecuencia se dispone en la figura 11(b), siendo la respuesta más simétrica, alrededor de ω_0 , si el $Q \gg 1$. Al tener un cero en el origen la atenuación en continua que presenta este filtro es infinita.

4.4. Filtro banda eliminada

Su función de transferencia es:

$$H(s) = \frac{G \left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + 1 \right)}{\omega_0^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1} \quad (1.6)$$

cuyos polos y ceros están dibujados en la figura 12(a) y en la figura 12(b) la variación de la ganancia con la frecuencia. Se observa que $|H(j\omega)| = |H(j\infty)| = G$.

5. Métodos aproximados para el diseño de filtros

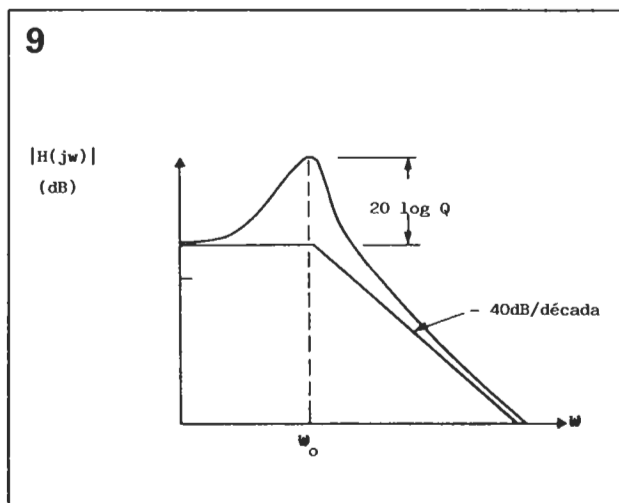
La respuesta de un filtro viene definida una vez se fija el factor de sobretensión Q . Hay diferentes procedimientos basados en asignar valores a los coeficientes del denominador $D(s)$ de la función de transferencia del filtro. Consisten en la utilización de diferentes funciones matemáticas cuya variación sea idónea para obtener la característica del filtro.

Hay que tener en cuenta que el orden del polinomio del denominador determina el orden del filtro, y por lo tanto define la pendiente asintótica de $|H(j\omega)|$ en la banda de atenuación. Así un filtro de orden n da lugar a una caída asintótica de $n \text{ dB por octava}$ (o de $20n \text{ dB por década}$), para los filtros paso bajo y paso alto, y una caída asintótica de valor mitad de la citada cantidad para los filtros paso banda.

Se considerarán las técnicas utilizadas para aproximar las características de un filtro al caso ideal. La discusión se centrará en el filtro paso bajo; sin embargo en el apartado 6, se verá el procedimiento para obtener los otros tipos de respuesta de filtro.

El tipo de función polinómica

Fig. 9. Variación de la ganancia $|H(j\omega)|$ de un filtro paso bajo con la frecuencia.



puede ser de: Butterworth, Chebyshev, Bessel, etc., de manera que definirá el denominador de la función de transferencia, y el valor de sus coeficientes determinarán la magnitud de los componentes que se deben utilizar para la realización práctica del circuito.

Como las características básicas de las diferentes respuestas de filtro se basan en el de segundo orden, en el supuesto de necesitarse un filtro de orden mayor para que cumpla las características exigidas el problema se reduce a conectar células simples (de segundo orden) en cascada hasta obtener el orden necesario.

Cuando el orden del filtro paso bajo o paso alto es impar se deben conectar $(n-1)/2$ células de segundo orden y una célula RC simple que presente una característica de primer orden, cuyo circuito es el de la figura 13, que utiliza un seguidor de tensión con amplificador operacional eliminando los efectos que una carga conectada a la salida de la célula puedan introducir.

5.1. Respuesta de Butterworth

Suponer una función de transferencia de un filtro que se aproxima al filtro paso bajo ideal:

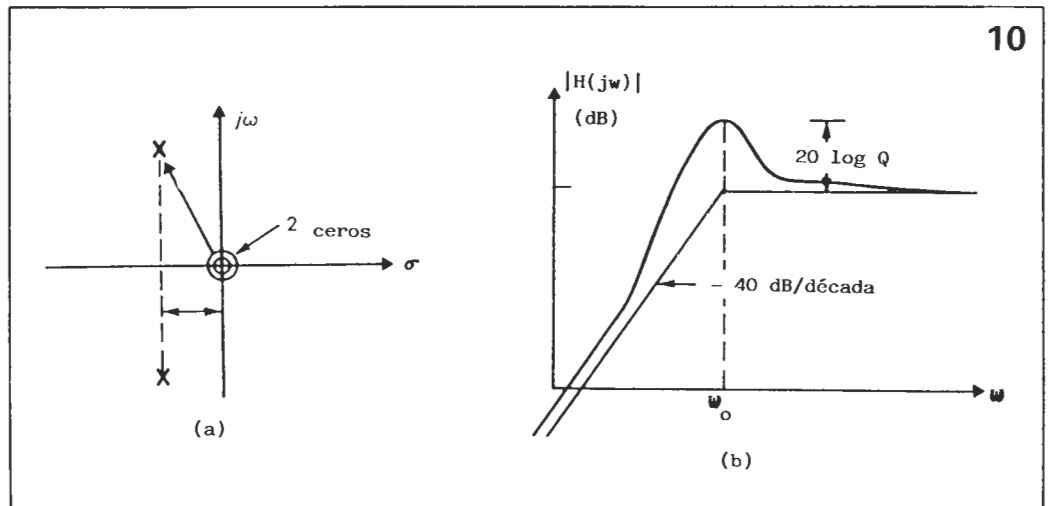
$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H^2(0)}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}} ;$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad (1.7)$$

siendo n el orden del filtro, ω_0 la frecuencia correspondiente a una atenuación de 3 dB respecto de la banda de paso. Para determinar la situación de los polos se empleará «frecuencia normalizada», $\omega_n = \omega/\omega_0$ por lo que $s_n = j\omega_n$ y a partir de este momento se trabajará, salvo que se indique lo contrario, con una frecuencia normalizada aunque por comodidad no se utilice el subíndice n . Por lo tanto se puede poner:

$$|H(s)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^{2n}} =$$

$$= \frac{1}{1 + (-1)^n \cdot s^{2n}}$$



estando s normalizada.

Obteniéndose los polos a partir de la ecuación:

$$1 + (-1)^n \cdot s^{2n} = 0$$

La localización de los polos viene dada por la expresión:

$$s = e^{j\pi \frac{[2k-1+n]}{2n}} ; k = 1, 2, 3, \dots, n$$

estando situados en una circunferencia de radio unidad.

Así para $n=2$, el polinomio de Butterworth tiene la expresión:

$$s^2 + [2 \cos 45]s + 1 = s^2 + \sqrt{2}s + 1$$

y para n^3 :

$$(s + 1) \left[s^2 + \left(2 \cos \frac{\pi}{3} \right) s + 1 \right] =$$

$$= (s + 1)(s^2 + s + 1)$$

En la tabla 1, se tienen los polinomios de Butterworth para diferentes valores de n , y en la figura 14, se dispone de la respuesta de la ganancia $|H(j\omega)|$, en decibelios, de un filtro de Butterworth para diferentes valores de n .

Suponer que se desea calcular un filtro paso bajo con respuesta de Butterworth que presente, según se indica en la figura 15, a la frecuencia ω , una atenuación de «A» decibelios mayor que la presentada a la frecuencia de corte ω_0 . De esta forma se puede determinar el orden del filtro teniendo en cuenta que el número de octavas «U» que hay entre las frecuencias ω_0 y ω_1 :

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} = 2^u ; u = \frac{1}{\log 2} \cdot \log \frac{\omega_1}{\omega_0} \text{ octavas}$$

y como la pendiente de un filtro paso bajo es, para $\omega \gg \omega_0$, de $6n$ decibelios por octava, se cumple aproximadamente que: $A \approx 6n u$, por lo que el orden del filtro que hay que utilizar será:

Fig. 10. Filtro paso alto. (a) Situación de los polos y ceros. (b) Variación de la ganancia con la frecuencia.

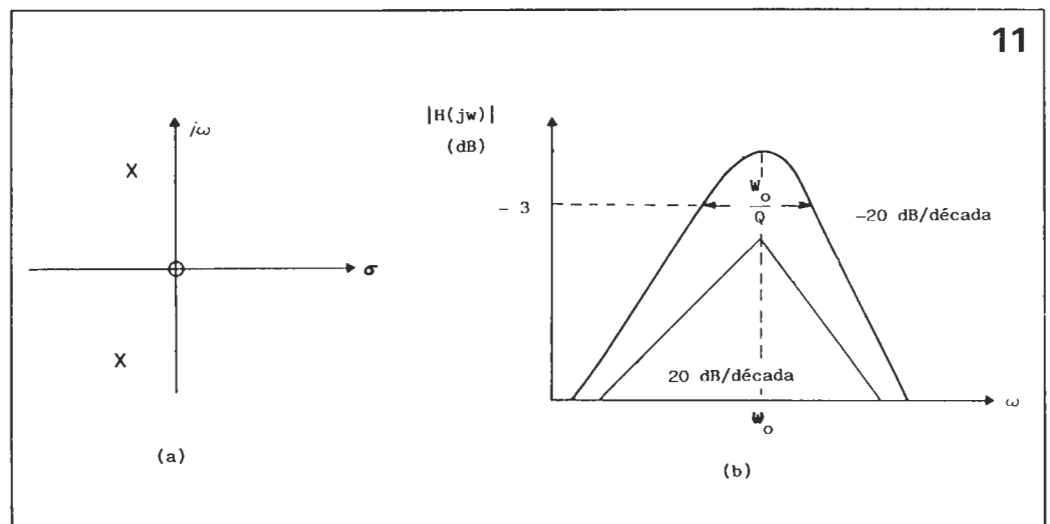


Fig. 11. Filtro paso banda. (a) Situación de los polos y ceros. (b) Variación de la ganancia con la frecuencia.

n	POLINOMIOS DE BUTTERWORTH
1	$s + 1$
2	$s^2 + 2s + 1$
3	$s^3 + 2s^2 + 2s + 1 - (s+1)(s^2+s+1)$
4	$s^4 + 2,613s^3 + 3,414s^2 + 2,613s + 1 - (s^2+0,765s+1)(s^2+1,848s+1)$
5	$s^5 + 3,2361s^4 + 5,2361s^3 + 5,2361s^2 + 3,2361s + 1 - (s+1,0000)((s+0,3090)^2 + 0,9511^2)((s+0,8090)^2 + 0,5878^2)$
6	$s^6 + 3,8637s^5 + 7,4641s^4 + 9,1416s^3 + 7,4641s^2 + 3,8637s + 1 - ((s+0,2588)^2 + 0,9659^2)((s+0,7071)^2 + 0,7071^2)((s+0,9659)^2 + 0,2588^2)$
7	$s^7 + 4,4940s^6 + 10,0978s^5 + 14,5918s^4 + 14,5918s^3 + 10,0978s^2 + 4,4940s + 1 - (s+1,0000)((s+0,2225)^2 + 0,9749^2)((s+0,6235)^2 + 0,7810^2)((s+0,9010)^2 + 0,4339^2)$
8	$s^8 + 5,1258s^7 + 13,1317s^6 + 21,8462s^5 + 25,6884s^4 + 21,8462s^3 + 13,1317s^2 + 5,1258s + 1 - ((s+0,1951)^2 + 0,9808^2)((s+0,5556)^2 + 0,8315^2)((s+0,8315)^2 + 0,5556^2)((s+0,9808)^2 + 0,1951^2)$
9	$s^9 + 5,7588s^8 + 16,5817s^7 + 31,1634s^6 + 41,9864s^5 + 41,9864s^4 + 31,1634s^3 + 16,5817s^2 + 5,7588s + 1 - (s+1,0000)((s+0,1737)^2 + 0,9848^2)((s+0,5000)^2 + 0,8660^2)((s+0,7660)^2 + 0,6428^2)((s+0,9397)^2 + 0,3420^2)$
10	$s^{10} + 6,3925s^9 + 20,4317s^8 + 42,8021s^7 + 64,8824s^6 + 74,2334s^5 + 64,8824s^4 + 42,8021s^3 + 20,4317s^2 + 6,3925s + 1 - ((s+0,1564)^2 + 0,9877^2)((s+0,4540)^2 + 0,8910^2)((s+0,7071)^2 + 0,7071^2)((s+0,8910)^2 + 0,4540^2)((s+0,9877)^2 + 0,1564^2)$

Tabla 1.

$$n = \frac{A}{6} \frac{\log 2}{\log \frac{\omega_1}{\omega_0}} \quad (1.8)$$

entendiendo que si «n» es un número fraccionario se elegirá el número entero inmediato superior.

Si el orden del filtro es mayor que 3 será necesario utilizar dos o más células de segundo orden conectadas en cascada. Todas las células elementales, con respuesta de Butterworth, presentarán la misma frecuencia de corte, y sin embargo el factor de amortiguamiento, ξ , será diferente en cada célula de segundo orden, según puede verse en la Tabla 1. Así, por ejemplo para $n=6$, el polinomio de Butterworth es:

$$s^6 + 3,86 s^5 + 7,46 s^4 + 9,14 s^3 + 7,46 s^2 + 3,86 s + 1 = (1 + 0,51 s + s^2) \cdot$$

$$(1 + 1,41 s + s^2) \cdot (1 + 1,93 s + s^2)$$

correspondiente a tres células de segundo orden.

La función de transferencia de cada una de las células de segundo orden será:

$$H_1(s) = \frac{1}{s^2 + 1,93s + 1}$$

$$H_2(s) = \frac{1}{s^2 + 1,41s + 1}$$

$$H_3(s) = \frac{1}{s^2 + 0,51s + 1}$$

Como el polinomio está expresado con s normalizada hay que desnormalizar, substituyendo s por s/ω_0 , de manera que una de las células tendrá en el denominador la ecuación:

$$\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi_1 s}{\omega_0} + 1 = \frac{s^2}{\omega_s^2} + \frac{1,93s}{\omega_0} + \omega_s^2$$

obteniéndose un valor del factor de amortiguamiento: $2\xi_1 = 0,51$, es decir $Q_1 = 1,93$. Operando de igual manera con las otras dos ecuaciones se obtienen $Q_2 = 0,70$ y $Q_3 = 0,51$. A la hora de la realización práctica, y con vistas a evitar la saturación de los amplificadores operacionales, las etapas correspondientes a cada célula de segundo orden, se conectarán atendiendo al orden de menor a mayor «factor de sobretensión» Q , en este caso el orden sería primero la etapa con $Q = 0,51$, la segunda etapa con $Q = 0,7$ y la tercera con $Q = 1,93$.

6. Transformaciones de frecuencia

Hasta ahora sólo se ha considerado, al tratar los tipos de respuesta, el filtro paso bajo. Sin embargo se pueden diseñar otros filtros, tales como paso alto, paso banda y banda eliminada, a partir de diseñar un filtro paso bajo y realizar a continuación una transformación de frecuencia.

6.1. Transformación filtro paso bajo a paso alto

A partir de un filtro paso bajo se puede obtener un filtro paso alto, mediante una simple transformación de frecuencia. Por ejemplo un filtro paso bajo con respuesta de Butterworth y de orden 2, que presenta una función de transferencia en el dominio p :

$$H(p) = \frac{1}{p^2 + \sqrt{2}p + 1}$$

puede transformarse en un filtro paso alto mediante el cambio de variable:

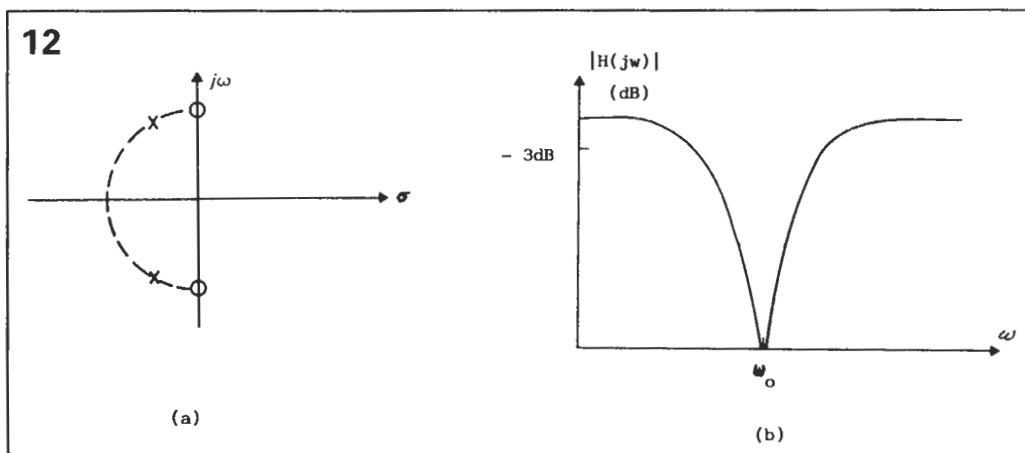
$$p = \frac{1}{s}$$

de manera que $H(p)$ se transformará en:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

que es la función de transferencia de un filtro paso alto de segundo orden con respuesta de Butterworth. En la práctica esto significa que a partir de un circuito de un filtro paso bajo, por ejemplo el de la figura 16(a), con componentes genéricos R_b y C_b y amplificador de voltaje, se transforma en un paso alto reemplazando cada resistencia R_b por un condensador de valor $C_a = 1/R_b$ (en faradios si R_b se expresa en ohmios), y reemplazando cada condensador C_b por una resistencia de valor $R_a = 1/C_b$ (en ohmios si se expresa C_b en faradios). El circuito del paso alto es de la figura 16(b).

Fig. 12. Filtro banda eliminada. (a) Situación de polos y ceros. (b) Variación de la ganancia con la frecuencia.



6.2. Transformación filtro paso bajo a filtro paso banda

La función de transferencia de un filtro paso bajo se puede transformar en la de un paso banda utilizando la transformación:

$$p = \frac{s^2 + \omega_0^2}{\Delta\omega \cdot s} = \frac{Q(s_n^2 + 1)}{s_n}$$

siendo $Q = \omega_0 / \Delta\omega$ o el factor de calidad, $s_n = s / \omega_0$ y ω_0 la frecuencia central definida como:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$$

estando ω_0 y $\Delta\omega$ indicadas en la figura 17, siempre que el ancho de banda $\Delta\omega$, definido cuando la curva de $|H(j\omega)|$ cae 3 decibelios respecto del valor de la ganancia a la frecuencia ω_0 sea mucho menor que ω_0 , entonces el filtro es de banda estrecha y puede ponerse aproximadamente que:

$$\omega_0 \simeq \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

6.3. Transformación paso bajo a banda eliminada

La transformación que hay que realizar para pasar de un filtro paso bajo a una banda eliminada es:

$$p = \frac{\Delta\omega \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} = \frac{s_n}{Q(s_n^2 + 1)}$$

siendo $s_n = s / \omega_0$. A partir de la función de transferencia de un filtro paso bajo de primer orden:

$$H(p_n) = \frac{1}{p_n + 1}$$

y realizando la transformación se obtiene:

$$H(s_n) = \frac{s_n^2 + 1}{s_n^2 + \frac{s_n}{Q} + 1}$$

que es la función de transferencia de un filtro banda eliminada.

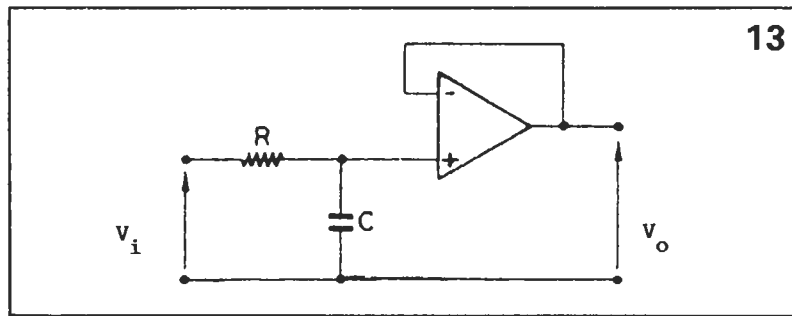


Fig. 13. Célula RC simple con seguidor de tensión.

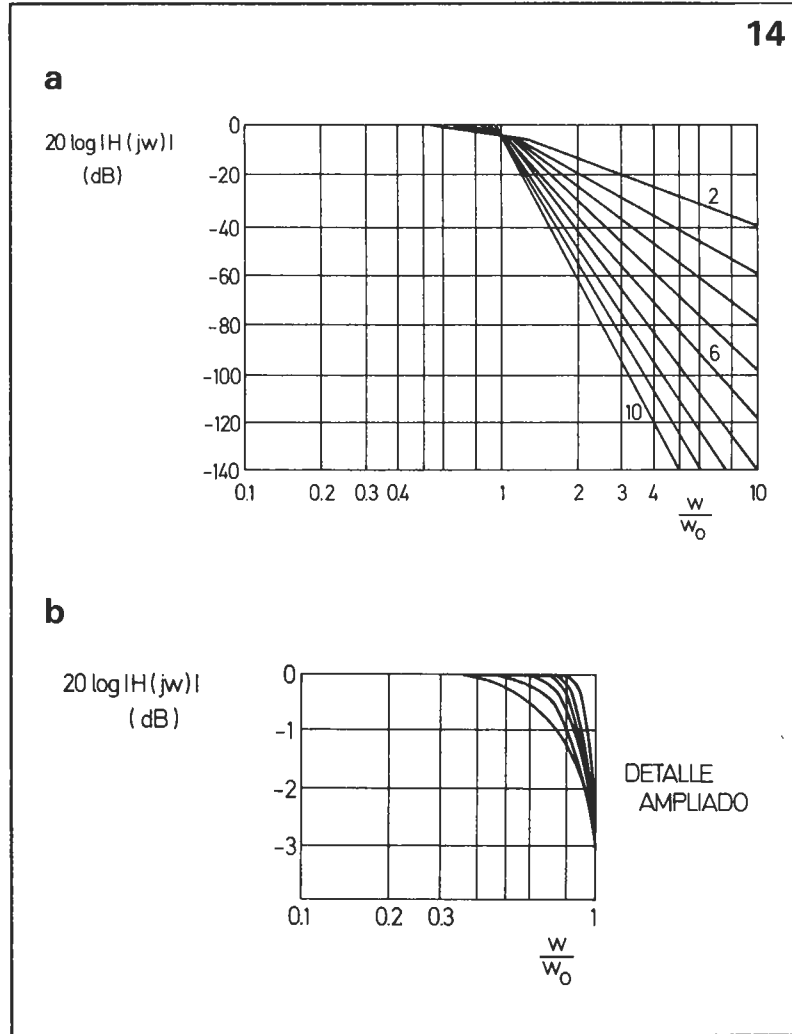


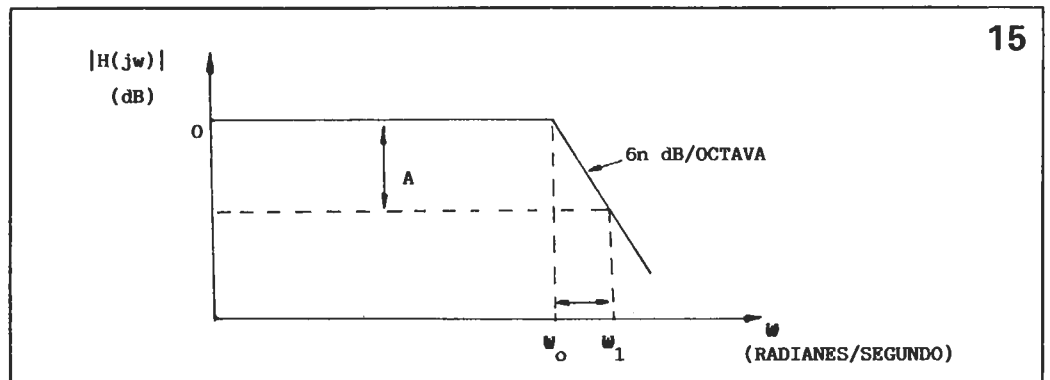
Fig. 14. Respuesta de la ganancia $|H(jw)|$, en decibelios, con la frecuencia.

7. Tipos de estructuras de filtros

A la hora de realizar práctica-

mente un filtro activo se comprueba que hay diferentes estructuras para realizar la célula básica de segundo orden. Así entre las configuraciones que se dispo-

Fig. 15. Obtención del orden de un filtro paso bajo con respuesta de Butterworth.



15

Fig. 16. Transformación de frecuencias. Conversión de un filtro paso bajo (a) a un filtro paso alto (b).

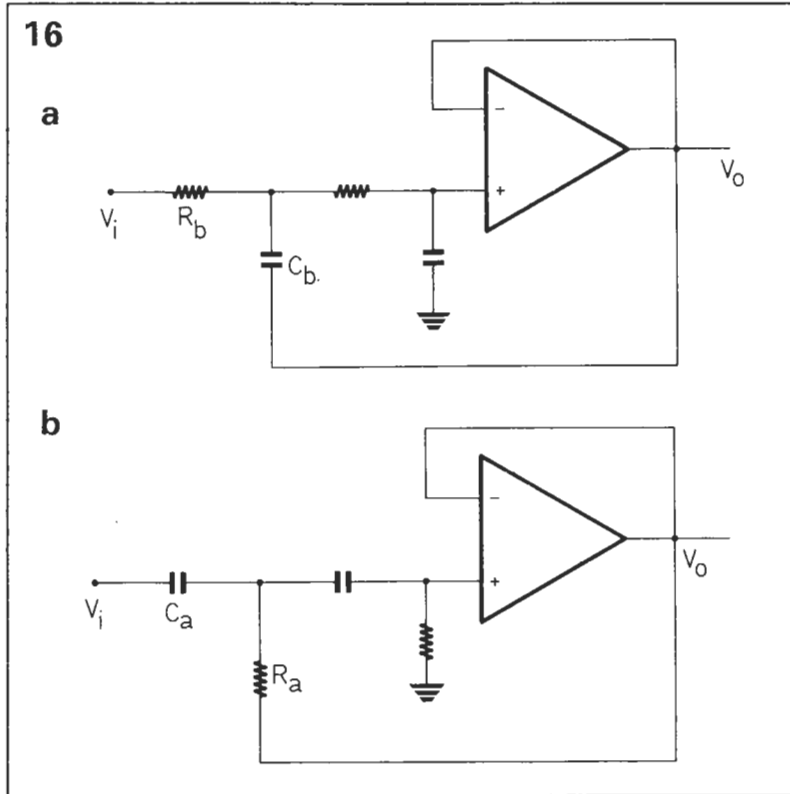


Fig. 17. Respuesta de un filtro paso banda con indicación del ancho de banda $\Delta\omega$.

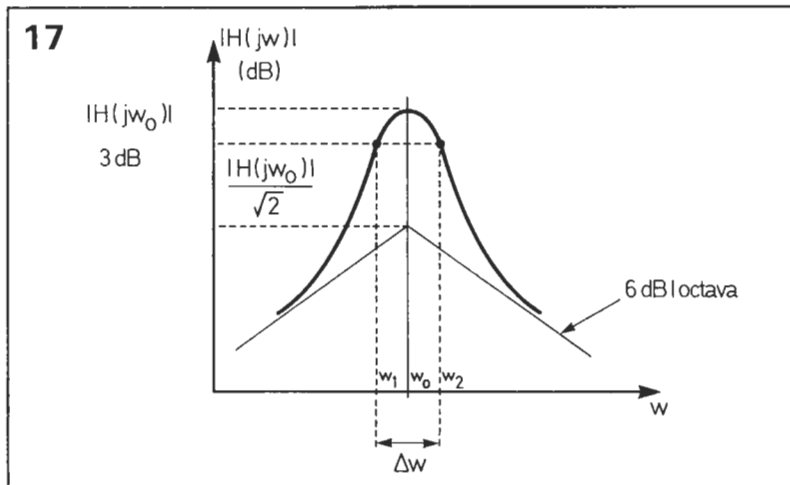
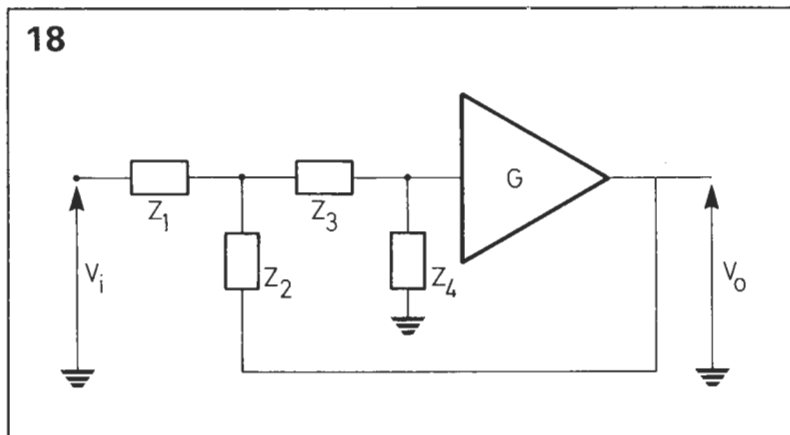


Fig. 18. Estructura generalizada de Sallen-Key.



nen están: Estructura de Rausch; estructura de Sallen y Key; de variable de estado; Biquad; filtros con convertidores de inmutancia negativa, etc.

7.1. Estructuras de Sallen-Key

Se estudiarán los dos tipos:

a. Sallen-Key de ganancia unidad. b. Sallen-Key con componentes iguales.

a. Estructura Sallen-Key de ganancia unidad.

El circuito generalizado de esta estructura es el de la figura 18 y la función de transferencia:

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 [Z_2 + Z_3 + Z_2 (Z_3 + Z_4)] + \frac{Z_2 Z_4}{Z_2 (Z_3 + Z_4)}} \quad (1.9)$$

En la tabla 2, se tienen los distintos tipos de filtro que se pueden obtener con esta estructura, dependiendo del componente (condensador o resistencia) que constituya cada Z_i . El filtro paso bajo se obtiene haciendo que Z_1 y Z_3 sean resistencias y Z_2 y Z_4 condensadores. Haciendo que $R_1=R_3=R$, la función de transferencia tiene la siguiente expresión:

$$H(s) = \frac{1}{R^2 C_2 C_4} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{1}{RC_2} s + \frac{1}{R^2 C_2 C_4}}$$

que identificada con la función de transferencia de un filtro paso bajo de segundo orden, ecuación (1.3), se obtiene:

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_2 C_4}} ; Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_4}}$$

$$G = 1$$

El filtro paso alto tiene la función de transferencia, cuando $R_2=R_4=R$, siguiente:

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{2}{R_4 C} s + \frac{1}{R_2 R_4 C^2}} \quad (1.10)$$

e igualando con la ecuación (1.4) que es la función de transferencia generalizada de un filtro paso alto, se obtiene identificando

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_2 R_4}} ; Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_4}{R_2}} ;$$

$$G = 1$$

b. Estructura de Sallen-Key con componentes iguales.

Si en la función de transferencia, ecuación (1.9), del circuito generalizado de Sallen-Key, se considera el caso del filtro paso bajo con $R_1=R_3=R$, $C_2=C_4=C$ y una ganancia G , distinta de la unidad, se obtiene la función:

$$H(s) = \frac{1}{R^2 C^2} \cdot \frac{G}{s^2 + \frac{3-G}{RC} s + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

que igualada a la ecuación (1.3) e identificado se obtiene:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} ; Q = \frac{1}{3-G} ; G \neq 1$$

de forma que si se elige una ganancia $G=1/(3-Q)$, se dispone del circuito de la figura 19, siendo el valor de $R''=R'[2-(1/Q)]$. El filtro tiene las siguientes características: al ser los condensadores iguales se puede elegir valores comerciales. El ajuste del Q es fácil siendo necesario sólo, variar la ganancia G .

c. Diseño de un filtro de Butterworth empleando estructuras de Sallen-Key.

Para poner en práctica lo desarrollado sobre la estructura de Sallen-Key, se expondrá el procedimiento de diseño de un filtro con respuesta de Butterworth. Se desea realizar un filtro paso alto con frecuencia de corte de 1 KHz, respuesta plana en la banda de paso y que presente una atenuación de 36 dB, respecto a la atenuación en la frecuencia de corte, una octava por debajo de dicha frecuencia. Se utilizarán condensadores de 0,1 μ F.

Se partirá, calculando la función de transferencia de un filtro paso bajo con la misma frecuencia de corte, $f_0=1$ KHz, y que a una frecuencia una octava por encima, es decir $f_1=2$ KHz, presente una atenuación $A=36$ dB por en-

cima de la atenuación que presenta a la frecuencia de corte. El orden del filtro se calcula aplicando la ecuación (1.8), obteniéndose $n=6$. En la tabla 1 y para $n=6$ se tiene el denominador de la función de transferencia del filtro paso bajo, de manera que si desnormalizamos, sustituyendo s por s/ω_0 se obtiene:

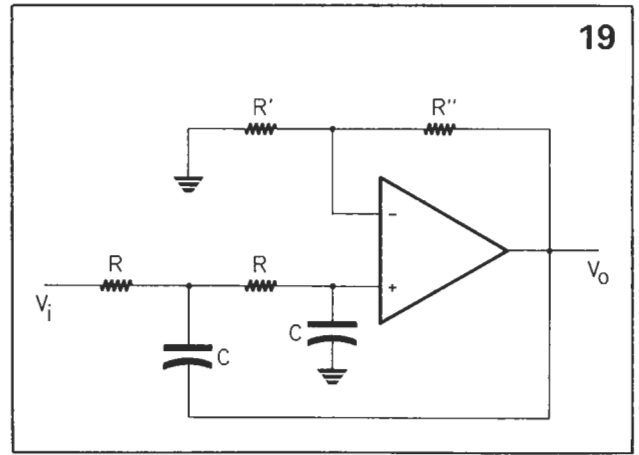
$$H(s) = \frac{1}{\left(1 + 0,51 \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right) \cdot \left(1 + 1,41 \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right) \cdot \left(1 + 1,93 \frac{s}{\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}\right)}$$

que es la función de transferencia de un filtro paso bajo de orden 6, con respuesta de Butterworth, y para convertirlo en un filtro paso alto, ha de realizarse el siguiente cambio: sustituir s/ω_0 por ω_0/s , obteniéndose:

$$H(s) = \frac{1}{1 + 0,51 \frac{\omega_0}{s} + \frac{\omega_0^2}{s^2}} \cdot \frac{1}{1 + 1,41 \frac{\omega_0}{s} + \frac{\omega_0^2}{s^2}} \cdot \frac{1}{1 + 1,93 \frac{\omega_0}{s} + \frac{\omega_0^2}{s^2}}$$

función de transferencia que puede ponerse de la siguiente forma:

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s) = \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{s^2 + 0,51\omega_0^2 s + \omega_0^2} \cdot \frac{1}{s^2 + 1,41\omega_0^2 s + \omega_0^2} \cdot \frac{1}{s^2 + 1,93\omega_0^2 s + \omega_0^2}$$



que es la función de transferencia del filtro paso alto de orden 6, constituido por tres células de segundo orden con respuesta de Butterworth. Como ya se explicó en el apartado 5.1, mediante la identificación de cada célula de segundo orden con la función de transferencia generalizada se obtiene el Q de cada célula. Así la primera fracción tiene un $Q=1,932$, la segunda un $Q=0,7071$, y la tercera fracción tiene un $Q=0,5176$.

Identificando la ecuación (1.10), función de transferencia del filtro paso bajo de Sallen-Key, con $H_3(s)$ se tiene:

$$\frac{2}{R_4 C} = 1,9318 \cdot 2\pi f_0$$

$$\frac{1}{R_2 R_4 C^2} = (2\pi f_0)^2$$

obteniéndose: $R_2=410$ oh. y $R_4=6150$ oh. Para $H_2(s)$ las resistencias deben tener los siguientes valores: $R_2=1120$ oh. y $R_4=2250$ oh.. Por último para $H_1(s)$ se han de utilizar $R_2=1530$ oh. y $R_4=1640$ oh. El circuito del filtro paso bajo de orden 6 con respuesta de Butterworth y empleando estructuras de Sallen-Key de ganancia unidad está en la figura 20. ■

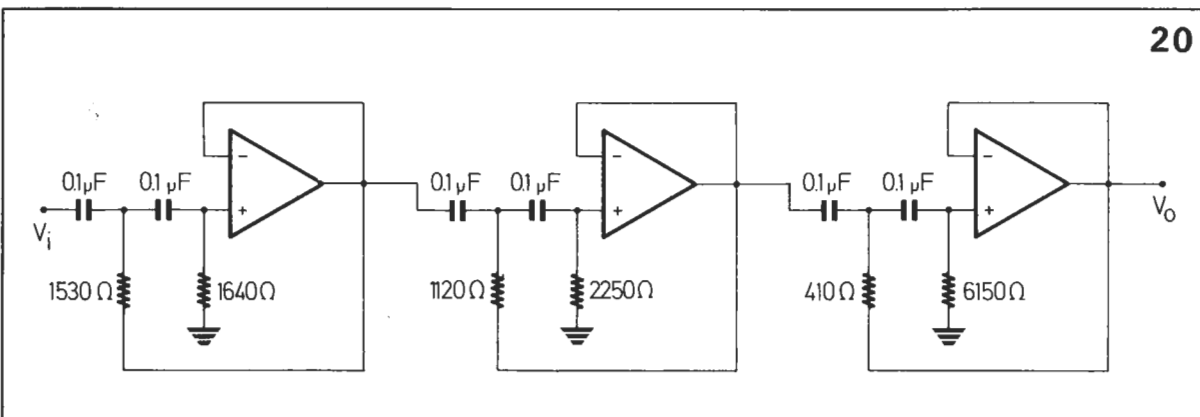
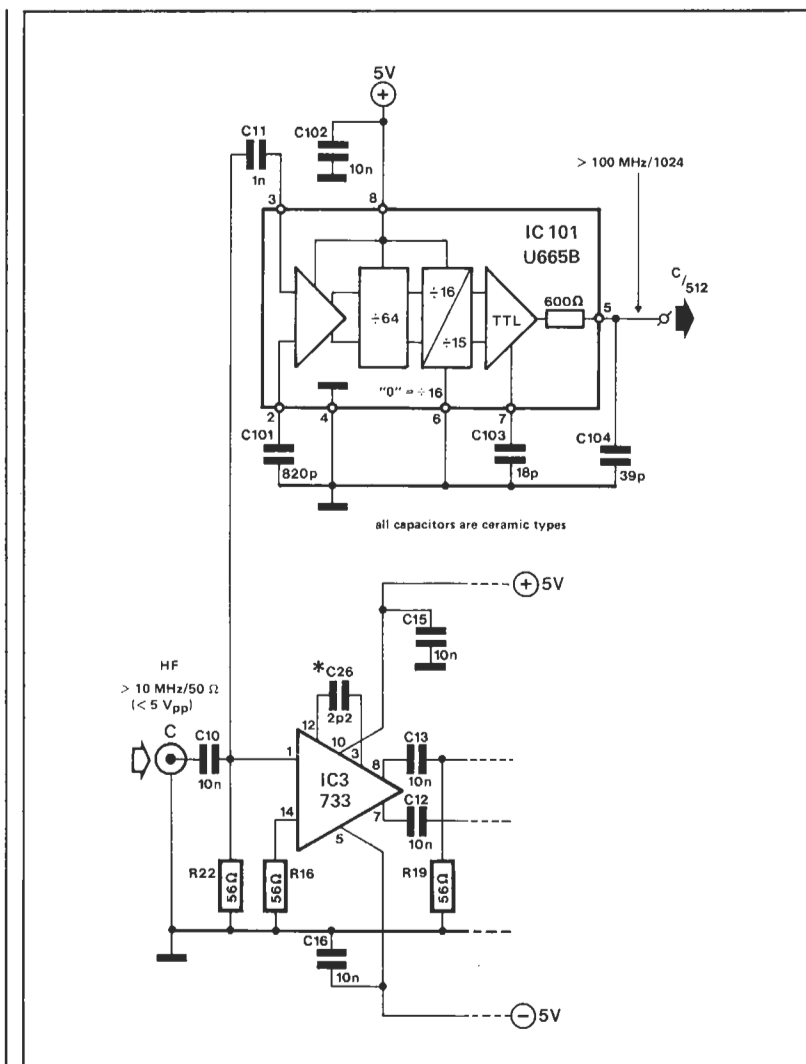


Fig. 19. Estructura de Sallen-Key con componentes iguales de un filtro paso bajo.

Fig. 20. Filtro paso alto de orden 6, con respuesta de Butterworth, que utiliza células de Sallen-Key de ganancia unidad.

En nuestros números de mayo y junio del pasado año, se describió la construcción del frecuencímetro controlado por microprocesador, y la etapa de entrada de 1,2 Ghz. Algunos de los componentes empleados en el montaje eran difíciles de conseguir, por lo que hemos estado averiguando disponibilidad, sustituciones y equivalencias que simplifiquen su localización. Si el circuito fue de su interés, pero no se atrevía a realizar el montaje, ahora puede intentarlo.

FRECUENCIMETRO A μ P, REVISION



El frecuencímetro a μ P proporciona una manera cómoda de realizar todo tipo de medidas de frecuencia y periodo, de forma automática, con una presentación digital inequívoca y clara. Uno de los problemas para el montaje proviene, precisamente, del visualizador empleado. El display Futaba 16-SY-03 (Z), es imposible de conseguir por no tener esta firma distribución en España. El modelo FIP16A5R, de NEC, es totalmente compatible en patillaje y características, siendo distribuido en España; la venta en tiendas se realiza a través de Electrónica Sandoval, en Madrid y Diotronic, en Barcelona. Así mismo en estas mismas casas se puede localizar el controlador de display Rockwell 10937-50; también se puede sustituir este modelo por el Rockwell 10937-40, a condición de realizar dos cambios: el zener D3 pasa a 10 V/400 mW, y R44 a 1K5.

El LS7060, de la firma LSI Computer System Inc., también está disponible a través de tiendas y comercios. En las páginas de «Noticias e informaciones de interés» encontrará donde poder comprar este contador de 32 bits, pieza indispensable del montaje.

El prescaler de alta frecuencia, SP 8755 de Plessey, es un dispositivo sensible que trabaja, como divisor por 512, en el margen de

100..1200 MHz, por lo que resulta adecuado a las prestaciones requeridas; sin embargo, su precio es elevado, lo que representa una seria dificultad. Para evitar este problema se puede sustituir por el U665B de Telefunken. Este integrado es un prescaler, divisor por 1024, con una sensibilidad de 10 mVrms para frecuencias entre 80 MHz y 900 Mhz. Se puede emplear hasta frecuencias de 1200 MHz, pero su sensibilidad en tal caso cae a unos 30...40 mVrms en estas frecuencias. Se emplea habitualmente en sintetizadores de frecuencias con PLL.

Para emplear el U665B en lugar del SP8755, hay que realizar los siguientes cambios en la placa EPS 85006:

— Primero elimine IC7, IC8 y P3. El integrado IC7 recibía la masa en la patilla 7 a través de la soldadura en las dos caras de uno de los extremos de P3; verifique que al retirar P3 esta patilla ha quedado aislada. No es necesario eliminar más componentes, debido a que, aunque quedan fuera de servicio, se emplean para realizar puentes entre las dos caras.

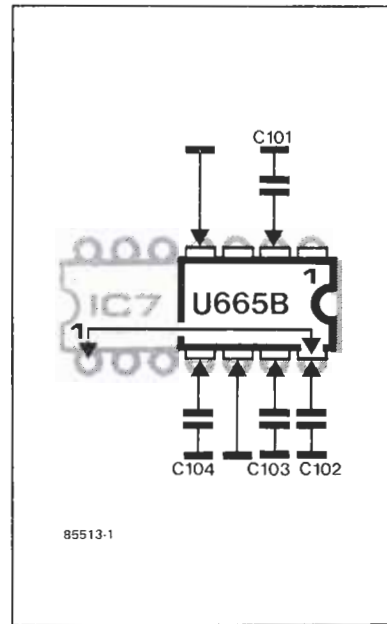
— El nuevo integrado, U665B, se coloca con la patilla 1 en la posición ocupada por la patilla 8 de IC7, esto es, orientado con la muesca en sentido contrario a la serigrafía de la placa, y en el extremo opuesto a la misma.

— A continuación suelde las patillas 4 y 6 del U665B directamente a masa por la cara de componentes.

— Coloque los condensadores C101, C102, C103 y C104 directamente a las patillas del integrado, por la cara de componentes, y al plano de masa en la misma cara.

— Coloque un puente de hilo entre la patilla 8 del U665B y la patilla 1 de IC7. Un segundo puente de hilo unirá las patillas 1 y 11 de IC8 (74LS93).

Esto es todos los cambios necesarios en el hardware; en cuanto al software sólo se necesita reajustar el factor de división ($\div 512$ en el SP8755, y $\div 1024$ en el U665B). Esto se realiza alterando el contenido de la posición \$627 de la EPROM ESS 531; el \$09 existente debe ser sustituido por \$0A. La memoria con este cambio está disponible en nuestro



servicio de software con el código ESS 536 (1×2732). También se puede realizar la regrabación de la memoria ESS 531 para convertirla en la ESS 536.

Este cambio permite un considerable ahorro, a costa de una ligera reducción del margen superior de frecuencias alcanzado. **M**

Los Kits diferentes.

VIEKIT pone a su alcance los Kits que usted esperaba, derivados de la industria electrónica más avanzada.

Por eso son diferentes.

Porque su montaje y ensamblado se realizan según los métodos utilizados en la producción industrial de grandes series.

Porque en sus criterios estéticos intervienen destacados diseñadores.

Por su sencillez de montaje y su máxima fiabilidad.

Porque **VIEKIT** ofrece amplia diversidad de aplicaciones: Electrónica Industrial, Audio, Telecomunicación, Microprocesadores..

Y, sobre todo, por su avanzada tecnología en diseño, materiales y concepción.

Compruébelo usted mismo: remítanos el cupón adjunto y recibirá una detallada descripción de los kits que, actualmente, le ofrece **VIEKIT**.

Deseo recibir amplia información sobre los kits **VIEKIT**. Mis datos son:

Nombre

Dirección

Población C.P.

Provincia Profesión



Infórmese de los nuevos Kits!

VIEKIT

VIETA AUDIO ELECTRONICA, S.A. Bolivia, 239 - 08020 BARCELONA (ESPAÑA)

Conceptos actuales sobre la tecnología de los ordenadores

Joseph C. Giarratano, Ph. D.
Ediciones Díaz de Santos
Madrid 1984, 1.^a edición
322 páginas (21 × 28 cm)
4.500 ptas. aprox.
ISBN 84-86251-15-X



Este libro es una obra pensada y desarrollada para enseñar de manera amena y sencilla, pero sin perder profundidad por ello, el funcionamiento de los circuitos empleados en los sistemas de ordenadores actuales. En ella se describen las características más importantes de la tecnología en los actuales sistemas de computación, presentados en los siguientes capítulos:

- La tecnología de las memorias de microcircuitos semiconductores: RAM, ROM, PROM, EPROM y CCD; estructuras de las mismas, direccionamientos internos, etc.

- El procesador central y sus configuraciones actuales; lógicas de control, etc.

- Memorias magnéticas para almacenamiento masivo: Cintas, Discos, Burbujas.

- Comunicaciones de datos; técnicas, transmisiones, etc.

- El videotexto, el teletexto y aplicaciones de la telemática en el hogar.

— Lo que se debe saber antes de comprar un ordenador personal o profesional.

No cabe la menor duda que se trata de un libro muy extenso y quizás bastante profundo para principiantes; aunque en general casi todas las explicaciones son claras y fáciles de comprender. Pero aún así podría resultar excesivo para personas que no tengan una base de conocimientos amplia sobre los temas en él tratados. Los más «rodados» encontrarán en él una fuente de sabiduría sobre las materias tratadas en sus capítulos.

Se trata pues de una obra que además de ser muy completa es extensa, presentando gran número de gráficos ilustrativos y numerosas fotografías relacionadas con el texto explicado en sus páginas; aunque casi todas ellas son en blanco y negro resultan muy representativas, y en algunos casos hasta curiosas (microfotografías, etc.).

Podemos asegurar que el único capítulo que podría desentonar ligeramente, es el último y que lleva como título algo muy explotado ya: lo que debe saber antes de comprar un ordenador. De alguna manera contrasta con el resto del texto, pero se puede considerar solamente con fines orientativos.

<i>Escritura</i>	8
<i>Claridad</i>	9
<i>Amplitud</i>	8
<i>Profundidad</i>	8
<i>Utilidad</i>	7
<i>Relación C/P</i>	8

CP/M palabra por palabra

Yvon Dargery
Elisa
Barcelona - 1986
127 páginas (14.5 × 21 cm)
1430 ptas. (aprox.)
ISBN: 84-7622-015-4

En un formato y con una estructura muy similar a los libros de la serie «CLAVES PARA EL... (Commodore 64, Apple

II, etc.)», de la misma editorial, el «CP/M palabra por palabra» resulta ser un manual resumido de consulta rápida sobre este sistema operativo, tanto en su versión para ordenadores de 8 bits como de 16 (CP/M 86).

Tras aclarar una serie de conceptos y términos fundamentales entra en la descripción de las principales instrucciones y comandos, fácilmente localizables gracias a que en el borde de las páginas hacen uso de un sistema tipo agenda telefónica. Los tratados son: DIR, DIRS, ERA, HELP, N, PIP, REN, STAT, SUBMIT, TOD, TYPE y USER.

Para completar el libro describe el editor y dedica un capítulo a «trucos», dando diversos consejos útiles y tratando aspectos no incluidos anteriormente, como el sistema de depuración de programas.



En resumen un libro práctico siempre y cuando se tengan en cuenta sus limitaciones, pues no pretende explicar qué es y cómo manejar el CP/M, sino más bien servir de recordatorio de los datos más importantes.

<i>Estructura</i>	9
<i>Claridad</i>	9
<i>Amplitud</i>	6
<i>Profundidad</i>	7
<i>Utilidad</i>	8
<i>Relación c/p</i>	8

Convertidores A/D de alta velocidad

La firma Datel ha expandido su gama de convertidores A/D con una nueva familia en 8 y 10 bits de alta velocidad. La serie 300 está diseñada para su aplicación en instrumentación digital, análisis de señal, digitalización de vídeo sonar o radar y sistemas de adquisición de datos de alta velocidad.



La familia comprende el ADC300, convertidor A/D serie/paralelo hasta 20 MHz, salida de 8 bits compatible ECL con linealidad de $\pm 1/2$ LSB y una disipación de 700 mW. Los tipos ADC 301 y ADC 302 son bipolares de tipo flash hasta 50 MHz, para aplicaciones vídeo de alta definición, con una linealidad de $\mu\pm 1/2$ LSB y salida compatible ECL; el consumo, en ambos tipos, es de 550 mW.

El ADC303 es un convertidor A/D tipo flash que trabaja hasta 100 MHz de frecuencia de reloj, con un ancho de banda de la señal analógica de 40 MHz; su salida es de 8 bits, compatible con ECL, y el consumo es de 1.2 W. El ADC 310 trabaja con señales de hasta 20 MHz con salida de 10 bits, consumo de 350 mW y rango de temperatura desde -20°C a $+75^{\circ}\text{C}$ en cápsula de 28 patillas DIP.

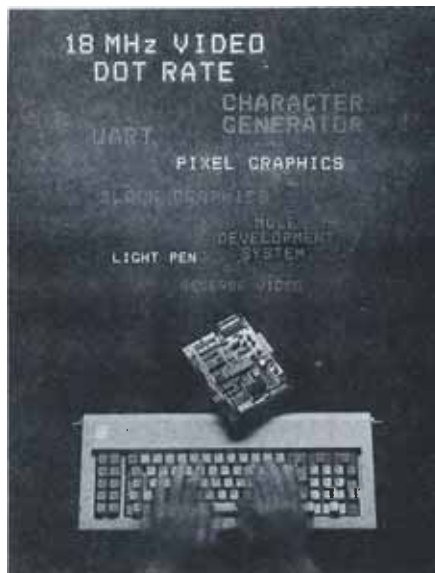
AMITRON, S. A.
Avda. de Valladolid, 47A
28008 Madrid
Teléf. (91) 241 58 63

Modem PSK 1200 baudios

La firma Seiko Epson presenta el STC9490C, un integrado para realizar un modem, norma BELL21A (alta velocidad)/CCITT V22. El modem incorpora un generador de tonos

Terminal inteligente en un integrado

El NS455, incorpora toda la circuitería para realizar el control inteligente de un terminal de datos. El TMP (Terminal Management Processor, procesador de manejo de terminal) de National Semiconductor contiene: un microcomputador, oscilador interno, controlador de pantalla, generador de caracteres, programa en ROM (2K x 8 interna, 8K x 8 externa), capacidad de RAM 64K x 8, controlador DMA, UART, generador de velocidad de transmisión, controlador de interrupciones, temporizador y controlador de E/S paralelas.



La arquitectura de este potente integrado deriva del 8048. A las instrucciones del mismo se han añadido otras nuevas de control específico de pantalla y transmisión serie. La sección de control de pan-

talla incluye: bus bidireccional de 16 bits (para entrada/salida de vídeo y atributos desde la RAM), 8 atributos independientes, vídeo en modo texto, gráficos y pixel, cursor programable, lápiz óptico, generador interno de caracteres (puede emplear también generador externo), velocidad de refresco CRT programable. El formato de salida llega hasta 80 columnas x 25 filas, con matriz de caracteres de 5×7 (o 7×9) con dos niveles de letras descendentes, vídeo a 12 MHz (o a 18 MHz), y operación a 50 o 60 Hz.

Mediante hardware adicional se puede realizar un monitor de color, incluyendo atributos de color (color de fondo e intensidad de fondo y caracteres), letras y color de las mismas.

La comunicación serie se realiza a través de dos líneas: una entrada y una salida. La velocidad (desde 100 a 19.200 baudios) y formato de transmisión son totalmente programables por software, con posibilidad de diferentes velocidades de emisión y recepción.

A través de las entradas/salidas paralelo se puede llevar la gestión del teclado, así como las líneas auxiliares de comunicación serie, interruptores de selección e indicadores necesarios.

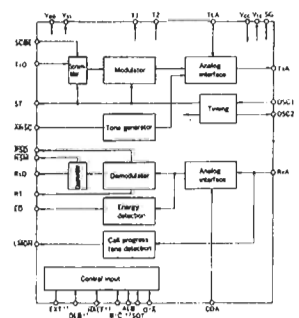
Para facilitar el desarrollo de productos con el NS455 se dispone de un kit compuesto por una placa de demostración, hojas de características y aplicaciones y manual de la placa. Para el desarrollo de programas se dispone de Ensamblador (para CP/M 80) y diversas utilidades. Estos programas se facilitan en disco para IBM PC/XT (MS-DOS), Apple II (en CP/M), Kaypro II/IV, o IBM/3740.

COMELTA, S. A.
Emilio Muñoz, 41, nave I-1-2
28037 Madrid
Teléf.: (91) 754 30 01

Pedro IV, 84, 5.º
08005 Barcelona
Teléf. (93) 300 77 12

(2,225/2,100/1,800 Hz), detección avanzada de llamada (STC9491 para Japón y STC 9492 para Estados Unidos), generación de tonos de respuesta y escucha, sección de filtro (a base de condensadores conmutados), oscilador interno, y verificación del integrado (sección analógica y digital).

La realización en tecnología CMOS permite un bajo consumo, unos 23 mA en operación y $1 \mu\text{A}$ en reposo, con una alimentación de 5 voltios ($\mu\pm 10\%$). Se



Módulo para programación de PROM chip-carrier

El nuevo módulo Unipak 2B, de Data I/O, adapta el programador universal 29B para la programación de dispositivos PLLC (Plastic Leaded Chip Carrier) y otros encapsulados especiales. Este nuevo adaptador permitirá también la programación de las memorias EPROM de 1 Mbyte.

El Unipak 2B ofrece 6 zócalos más un interface para cartuchos de programación intercambiables, eliminando la necesidad de montar adaptadores en «piggybak». Con el Unipak 2B se suministra un cartucho estándar con el que se pueden programar más de 800 dispositivos bipolares y MOS. Actualmente están disponibles 17 de estos cartuchos, que proporcionan al usuario un acceso simple y rápido para soportar totalmente cualquier dispositivo. El Unipak 2B programa todas las memorias bipolares, PROM tipo MOS, así como microprocesadores de 40 patillas

con EPROM interna. Todos los algoritmos son seleccionados por software, mediante un código para cada tipo, y fabricante, de memorias.

Para aumentar la velocidad de programación se emplea un algoritmo inteligente de alta velocidad, que elimina los impulsos redundantes de programación una vez comprobado el estado correcto de cada célula de memoria. Esta característica puede multiplicar por 10 la velocidad de programación, dependiendo del dispositivo. Para las memorias modernas, incorpora un dispositivo de identificación electrónico que permite leer la información programada por el fabricante en el componente. Esto ayuda a determinar el algoritmo más adecuado para cada memoria.

El Unipak 2B y el programador 29B pueden utilizarse como unidades independientes, o, a través del software PROM-link, acoplar a un ordenador personal IBM. Los formatos de comunicación serie (incorporados internamente en el programador) permiten la comunicación directa (entrada y salida) con cualquier equipo de desarrollo.



UNITRONICS, S. A.
Pza. de España, 18, P. 19
28013 Madrid
Teléf.: (91) 242 52 04

Infanta Carlota, 80-82
08029 Barcelona
Teléf.: (93) 239 27 68

Alimentación ininterrumpida para ordenadores

Dentro de la gama de productos «Brandner», Framex presenta el modelo PUP-200 de alimentación ininterrumpida con una potencia de 200 W de salida.

La unidad dispone un acumulador sellado, recargable, de plomo y calcio, que proporciona una salida de 200 Vca durante 20 minutos, tiempo suficiente para salvar datos o completar la tarea en curso, durante un corte de corriente. La transición de alimentación se produce muy suavemente, para no dañar en ningún momento la unidad alimentada. La forma de onda de la salida es de tipo rectan-

gular (trapezoidal); no obstante este hecho no presenta problemas, incluso en equipos con fuente de alimentación conmutada como las empleadas generalmente en los ordenadores. Este hecho, unido a la producción masiva, permiten un precio muy reducido de la unidad.

El tamaño de la PUP-200 es altamente compacto, y su colocación y puesta en marcha es sumamente fácil, no requiriendo conocimientos técnicos.



FRAMEX de España, S. A.
La Sabatera 31-32
03724 Moraira
(Alicante)
Teléf.: (965) 74 40 18

proporciona en encapsulado de 28 patillas DIP o SOP.

VENCO Electrónica, S. A.
Galileo, 249
08028-Barcelona
Teléf.: (93) 330 97 51

Ferrocarril, 36
28007 Madrid
Teléf.: (91) 468 55 63

Convertidor D/A cuádruple

PMI, filial de Bourns, presenta su nuevo DAC8408, convertidor cuádruple de 8 bits, con memoria, en tecnología CMOS. Este integrado ha sido específicamente diseñado para ahorrar espacio en el circuito impreso en aplicaciones que necesitan verificar el camino de los datos.

Cada uno de los cuatro convertidores, idénticos, del integrado dispone de su propia tensión de referencia, resistencia de realimentación, registro de datos y salida triestado. Las salidas utilizan un port común de 8 bits, compatible TTL/CMOS, preparado para conectarse al bus de los microprocesadores de 8 bits, como el 6800, 8080, 8085 y Z80. El empleo de una salida común permite utilizar una cápsula DIL de 28 patillas.

Cada convertidor dispone de un registro de escritura y otro de lectura, lo que permite la verificación del estado de la salida analógica en cada canal.

El DAC8408 está disponible en tres gamas de temperatura, militar, industrial y comercial.

SELCO, S. A.
P.º de la Habana, 190, bajo
28036 Madrid
Teléf.: (91) 405 42 13

RADIO WATT

Componentes y kits radio • TV y electrónica • Equipos de telecomunicación



LE PRESENTAMOS LAS MEJORES MARCAS, OFRECIENDOLE LOS COMPONENTES QUE USTED NECESITA. NO DUDE EN CONSULTAR LO QUE BUSCA

Passeig de Gràcia, 126 - 130

Barcelona - 8

Tel. (93) 237 11 82 *

LISTA DE PRECIOS

REVISTA ELEKTOR

	P.V.P.
• Colección 1982 (11 revistas)	2.575
• Colección 1984 (11 revistas)	3.480
• Colección 1985 (11 revistas)	3.840

NUMEROS SUELTOS

• Números 8, 9, 10, 11, 12, 13, 16, 17 y 18	185
• Números 19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 28, 29, 30 y 31	215
• Números 26/27	425
• Números 33, 35, 37, 40, 41, 42 y 43	265
• Números 38/39	530
• Números 44, 45, 46, 47, 48, 49, 52, 53, 54 y 55	295
• Números 50/51	530
• Números 56, 57, 58, 59, 60, 61, 64, 65 y 66	320
• Números 62/63	635
• Números 67, 68, 69, 70, 71, 72 y 73	325

ESTUCHES

- Años 1981, 1982, 1983, 1984, 1985 y 1986: 475 ptas.

LIBROS

	P.V.P.
• DIGILIBRO	1.400
(con circuito impreso)	
• FORMANT	1.500
(con cassette demostración)	
• JUNIOR COMPUTER-1	1.250
• JUNIOR COMPUTER-2	1.400
• JUNIOR COMPUTER-3	1.750
(Inglés o Francés)	
• JUNIOR COMPUTER-4	1.750
(Inglés o Francés)	
• CURSO TECNICO	700
• 300 CIRCUITOS	1.250
• RESI y TRANSI	1.200
circuito impreso	750
• GUIA DE LOS CIRCUITOS INTEGRADOS	2.400
• DESCUBRE LA ELECTRONICA	995
• MONTAJES PARA TU LABORATORIO	875
• MONTAJES PARA TU CASA	875
• MONTAJES PARA COCHES Y MOTOS	875

SUSCRIPCION (1 AÑO)

España: 3.300 ptas. Europa (correo aéreo): 4.500 ptas.
América (correo aéreo): 7.800 ptas. o 56 \$.
Derechos envío certificado: España: 375 ptas. Extranjero: 1.000 ptas.

ESTOS PRECIOS INCLUYEN EL 6% DE IVA / SUSCRIPTORES 10% DTO.

EN LINEA CON LA MEJOR CALIDAD
OFRECIDA EN EUROPA

NBC

ELECTRONICA S.A.

- FOTOPACAS Y ACCESORIOS PARA SU PROCESADO
- TARJETAS PRE-FORMADAS.

12 modelos standard y 9 para microprocesador. Ideales para la construcción de prototipos.

- FABRICACION DE GRANDES Y PEQUEÑAS SERIES DE CIRCUITOS

- CIRCUITOS MONOCARA:

Fabricados mediante la técnica hasta ahora reservada a los CIRCUITOS PROFESIONALES, obteniendo así la misma calidad en cuanto a definición, en los mencionados. Acabados en Aleación Sn-Pb, Solder-Mask, Mascara de componentes, o simplemente barniz soldable.

- CIRCUITOS PROFESIONALES:

A doble cara, con taladros metalizados. Unimos a la calidad que nos caracteriza (fruto del empleo de los más avanzados procesos tecnológicos), la garantía del control NBC, que incluye equipos de roentgenfluorescencia y medición de parámetros físicos y el TEST final de circuito abierto/corto-circuito.

Admón.: C/ Puig Campana, 14

Fábrica: C/ Montgó, 9

Tel.: 52 34 61 ó 52 34 97

Télex: 66437 NBC-E

ALCOY

Of. Cial.: C/ San Pablo, 63

Tel.: 25 55 39 ó 24 19 96

03012 ALICANTE

... EN LINEA CON EUROPA

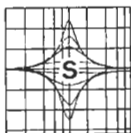


electronica WOLF

Baleares, 41 28019 Madrid
Tel. 260 04 45

TENEMOS A SU
DISPOSICIÓN MAS DE
UN MILLON DE
ESQUEMAS Y PLANOS
ELECTRONICOS DE
TODAS LAS MARCAS
DEL MUNDO

Distribuimos toda España y
extranjero



SELECTRON

Plaza Oriente, 4, pta. 3
(954) 51 10 30-41007 SEVILLA

RECUPERACION DE MODULOS DE
ALTA FRECUENCIA DE T.V. Y
VIDEO NACIONALES Y DE
IMPORTACION

SINTONIZADORES
VARICAP

SELECTORES A
TRANSISTORES

MODULADORES
CONVERTIDORES
DE VIDEO Y
ORDENADORES

BOOSTER DE
ANTENA

AMPLIFICADORES
COLECTIVAS

MODULOS F.I.

ENVIOS URGENTES POR AGENCIAS Y CORREOS



VALKIT

EL PRESTIGIO DE
LA CALIDAD EN KIT

- Reguladores de luz y velocidad.
- Etapas de potencia.
- Iluminación espectacular.
- Fuentes de alimentación.
- Complementos para casa y automóvil.

Y MUCHOS MAS
CONOZCALOS

VALKIT, S. A.

Hnas. Alonso Barceló, 8
28025 MADRID
(91) 461 49 32 - 466 11 21



ELECTRONICA
SANDOVAL S.A.

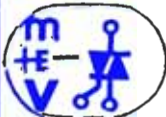
EL MAS EXTENSO SURTIDO EN:

- 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

ELECTROCOLOR®



PINZON, 42 MADRID 28025
Telfs.: 461 69 01 - 461 07 11
462 37 14 - 461 31 34
TELEX 42448 ELVA-E

EN
COMPONENTES ELECTRONICOS
DISPONEMOS DE MAS DE
20.000 ARTICULOS

SERVICIO URGENTE EN 24 HORAS
ENVIOS A PROVINCIAS

ELECTRONICA Y COLOR S.A.



EDIMAR

ELECTRONICA DIGITAL Y ANALOGICA
San Emilio 20 MADRID 17

Instrumentos de laboratorio
y equipos didácticos

- Fuentes de alimentación.
- Generadores de señal.
- Osciloscopios.
- Entrenadores lógicos.
- Entrenadores de E. industrial, etc.
- Generador de funciones de 0,01 c/s o 1 MC/S.

Se necesitan representantes
introducidos en provincias

ELECSO

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

- COMPONENTES ELECTRONICOS
- KITS DE MONTAJES
- FUENTES DE ALIMENTACION
STANDAR Y SOBRE DISEÑO

Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

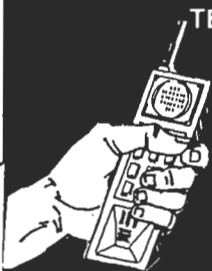
Teléf.
472 28 29*
472 92 74

TELEFONOS SIN HILOS
COMO 5000 DX
ALCANCE 15 KMS 60.000 PTAS
MADE IN JAPAN

ACCESORIOS

TELEFONICOS
CAJAS Y JACKS

TEIXIDOR
20 43 38
GERONA



MERCHAN

COMPONENTES ELECTRONICOS

COMPONENTES
ACTIVOS
Y PASIVOS

C/ CRUZ, 8
TFNO. 652 95 61

ALCOBENDAS
MADRID

INDICE DE ANUNCIANTES

<i>Anunciante</i>	<i>Página</i>	<i>Anunciante</i>	<i>Página</i>
Actrón	9/73	Miniwatt	9/02
Circuitgraph.....	9/75	NBC.....	9/71
Conectrol	9/73	Pacisa.....	9/06
Digital	9/47	Radio Watt.....	9/70
D. S. E.....	9/76	Sandoval	9/67, 72
Edimar.....	9/72	Selectrón	9/72
Elecson	9/72	Teixidor	9/72
Electrocolor	9/72	Telkron.....	9/73
Electrosón Madrid.....	9/73	Unitrónicos	9/03
Electrónica Wolf	9/72	Valkit	9/73, 74
Hameg.....	9/16	Viekit.....	9/65
Merchan	9/72		

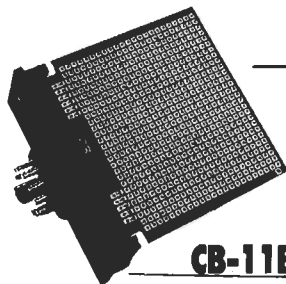
CAJAS VACIAS BASE ENCHUFABLE



CB-11A

CAJA VACIA
MEDIDA:
80x80x35 mm

GUIAS INTERNAS PARA CIRCUITOS
IMPRESOS



CB-11C

CIRCUITO
IMPRESO
PASO 2.54
FORMATO
PARA:
CB-11A

CB-11B

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

LA CORUÑA CETRONIC	(981) 272654
SEVILLA INDUTRONICA	(954) 377619
BILBAO HORBARA	(94) 4436577
MADRID MOPESA	(91) 4740811
VALENCIA CONTAVAL	(96) 3516853
ZARAGOZA CONTEI FIN	(976) 393327

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



COMPONENTES ELECTRONICOS

Jorge Juan, 57
C. I. F. A-78157625
Teléfs. 435 63 53
435 73 72
28001 MADRID

ACTIVOS Y PASIVOS



Actividades y
Componentes
Electrónicos S. A.

Tienda: c/ Maudes, 15
Telfs.: 254 68 04-03, 254 9100-09
Madrid - 3

LECTROSON
MADRID.S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS
ACTIVOS Y PASIVOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TELS. 431 14 80* - 276 75 26

TELKRON, S.A.L.
ELECTRONICA Y COMPONENTES

**COMPONENTES
ACTIVOS Y
PASIVOS**

Avda. Donostiarra, 13 - posterior
28027 - Madrid

Teléfs.: 403 42 44
403 42 66

CON
VALKIT



Montárselo
es fácil!!



Del más sencillo amplificador al
más sofisticado sintonizador de FM.

120

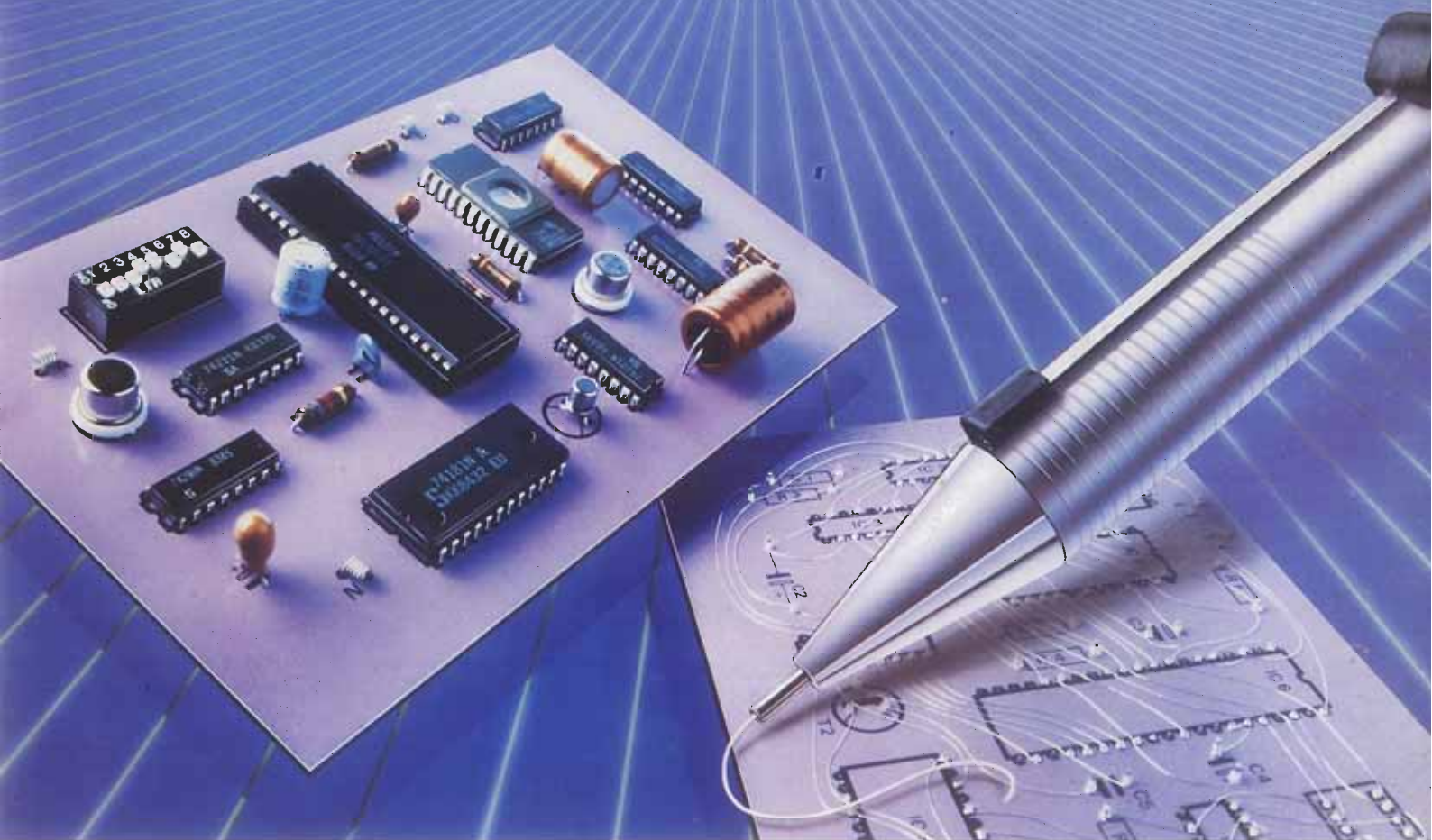
MONTAJES
DIFERENTES
GARANTIZADOS

Nuevos KITS
en preparación

VALKIT, S.A.

Hermanas Alonso Barcelo, 8 - Tels. 4614932
28025 Madrid 4661121

CIRCUIT GRAPH



Diseñe y realice sus circuitos con la rapidez de CIRCUITGRAPH.

El sistema CIRCUITGRAPH de conexionado directo en las patillas sin soldadura, ha sido desarrollado pensando en facilitar al profesional y aficionado a la electrónica, un nuevo método de realización de circuitos electrónicos, que por su sencillez de utilización, versatilidad y bajo coste, sea su herramienta de trabajo más preciada.

Algunas de las múltiples ventajas de nuestro sistema son las siguientes:

- El circuito electrónico se realiza sobre cualquier tipo de placa aislante como: cartón, fibra, plástico, etc.
- La recuperación de componentes para aprovecharlos en otros proyectos es del 100 X 100.
- El conexionado se efectúa sin necesidad de soldaduras, y en la corrección de errores no se ocasionan deterioros a la placa ni a los componentes.
- El prototipo se puede barnizar, pintar, incluir en resina, etc.

• Se pueden realizar desde los proyectos más sencillos a los más sofisticados.

• Se realiza sin manipulación de productos químicos como ácidos, cloruro de hierro, revelador, etc.

Otros productos CIRCUITGRAPH.

- Bobinas de repuesto.
- Conectores terminales macho y hembra.
- Placas perforadas.

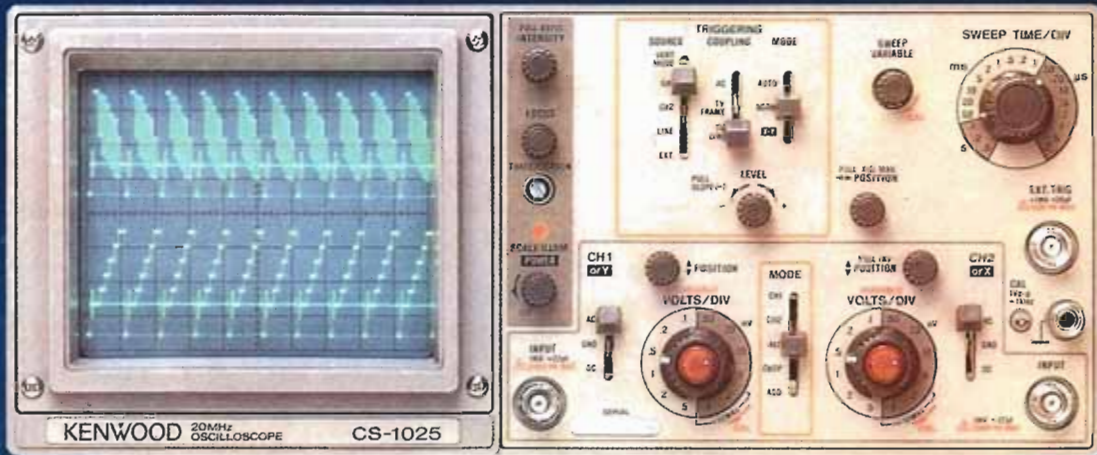


CIRCUIT
GRAPH

«DE VENTA EN LAS MEJORES TIENDAS DE ELECTRONICA»

Precisamente...

20^{MHz}
CS-1025



40^{MHz}
CS-1044



40^{MHz}
CS-1045



KENWOOD



DSE S.A.

DISTRIBUIDORA DE SISTEMAS ELECTRONICOS, S.A.

- ANT. CARRETERA DEL PRAT/PJE DOLORES
TEL. (93) 336 33 62
L'HOSPITALET DE LLOBREGAT (BARCELONA)
- INFANTA MERCEDES, 83
TELS. (91) 279 11 23 / 279 36 38
28020 MAJRID