elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 105
1989

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



Fuente de alimentación gobernada por microcontrolador

Ampliación de 64K de RAM estática para ordenadores MSX

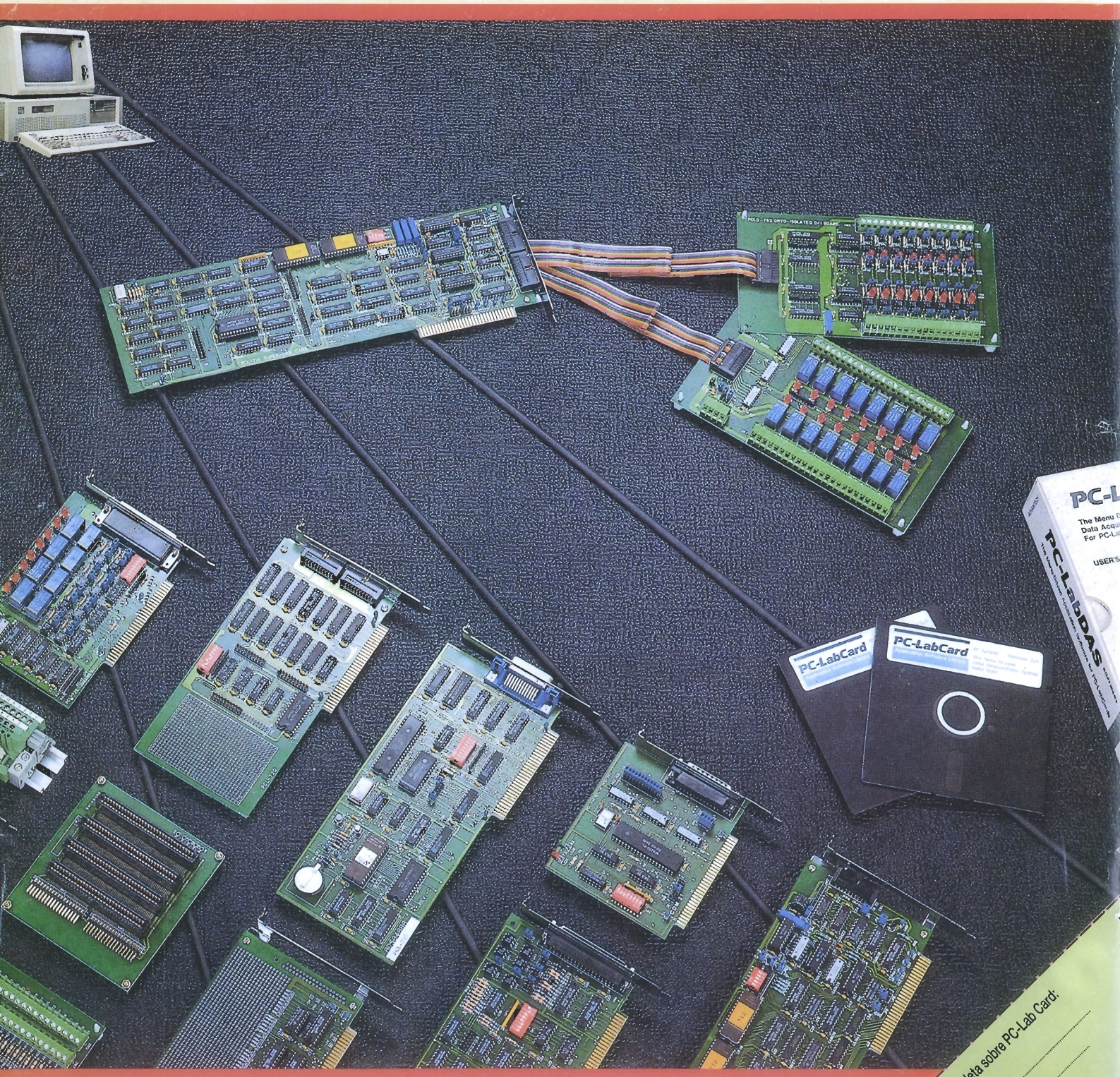
Receptor Fm estéreo en CMS

EDICIONES INGELEK

PC-Lab Card SERIES

Tarjetas de E/S para Laboratorios, Ingenierías e Industria acoplables en ordenadores compatibles IBM PC/XT/AT.

- Adquisición de Datos y Control
- Automatización de Laboratorios
- Equipos de Ingeniería
- Educación



DSE S.A.
DISTRIBUIDORA DE SISTEMAS ELECTRONICOS, S.A.

- ANT. CARRETERA DEL PRAT / PJE. DOLORES
TEL. (93) 336 33 62 - TLX 93533 DSIE-E FAX 3366006
08908 L'HOSPITALET DE LLOBREGAT
(BARCELONA)

- INFANTA MERCEDES, 83
TELS. (91) 571 52 00 TLX 44776 DSIE-E
28020 MADRID

Solicito información más completa sobre PC-Lab Card:

Nombre: .....

Dirección: ..... C.P.: .....

Población: .....

Provincia: .....

SUMARIO

ARTICULOS

Amplificación con componentes discretos (IV) 02-10

Ampliación de 64K de RAM estática para ordenadores MSX 02-20

La norma MSX permite el manejo de hasta 1 Mbyte de memoria RAM. Con esta tarjeta se puede realizar ampliaciones de 64 en 64 Kbytes.

Telecontrol por teléfono 02-26

Un equipo para encender y apagar una carga situada remotamente, mediante comunicación por teléfono.

Decodificador de sistema MacroVisión 02-30

Descripción del circuito necesario para la copia de las películas en vídeo con sistema de protección Macrovisión.

Receptor FM estéreo en CMS 02-36

El heredero del «personal FM» montado en componentes CMS, y cuyo tamaño es del orden de una tarjeta de crédito.

Fuente de alimentación gobernada por microcontrolador (I) 02-48

Una completa y versátil fuente de laboratorio, dotada de microcontrolador interno, que puede funcionar en modo autónomo, o bajo control de un ordenador exterior.

Transductores miniatura 02-60

Conozca las razones que impulsan a los fabricantes en el desarrollo de transductores de tipo miniatura.

Adaptador de 256 colores para EGA 02-62

El hardware necesario para ampliar la capacidad de las tarjetas EGA desde los 16 colores hasta 256.

TDA 7232/TDA7260, integrados de audio 02-68

Un preamplificador y una etapa de potencia en clase D que permiten formar un compacto amplificador, ideal para aplicaciones en automóvil.

SECCIONES

Teletipo 02-08
Las placas de circuito impreso 02-37
Mercado 02-74
Anuncios breves 02-76

En nuestro próximo número,

- Medidor digital de inductancias.
- Amplificadores integrados de RF con banda ancha.
- Prescaler de 1,2 GHz para frecuencímetros.
- Amplificador de bajo ruido para FM.

EDITORIAL

AÑO 10, NUM. 105 FEBRERO 1989

Redacción, Administración y Suscripciones:
PZA. REPUBLICA DEL ECUADOR, 2. 1.º-A y B.
28016 MADRID. Tel. 457 94 24
Télex: 49371 ELOC E
Fax: 458 18 76

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

Director Ejecutivo
JAVIER SAN JUAN

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

Colaboradores:
IGNACIO GARRIDO, JOSE EDREIRA, RUFINO GONZALEZ, ENRIQUE MONSALVE, GUSTAVO REIMERS, ANTONIO CARMONA, LUIS PEDRO MARZAN, FERNANDO ACERO

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

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

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

Suscripciones y pedidos:
Benito de Castro, 12 bis
28028 MADRID
Teléf: 255 63 25

Distribución España:
COEDIS, S. A.
C/Valencia, 245 - Teléf.: 215 70 97
08007 BARCELONA

Distribución Argentina:
Cia. Americana de Ediciones SRL.
Sud América, 1532. 1290. BUENOS AIRES
Teléf.: 21 24 64

Composición:
Pérez-Díaz
Santa Leonor, 48

Impresión:
Gráficas Reunidas, S. A.
Avda de Aragón, 56.

Depósito legal: GU.3-1980
ISSN 0211-397X
Impreso en España.
PRINTED IN SPAIN

DERECHOS DE AUTOR

La protección de los derechos de autor se extiende no sólo al contenido redaccional de Elektor, sino también a las ilustraciones y circuitos impresos, incluido su diseño, que en ella se reproducen.
Los circuitos y esquemas publicados en Elektor, sólo pueden ser utilizados para fines privados o científicos, pero no comerciales. Su utilización no supone ninguna responsabilidad por parte de la sociedad editora. La sociedad editora no devolverá los artículos que no haya solicitado o aceptado para su publicación. Si acepta la publicación de un artículo que le ha sido enviado, tendrá el derecho de modificarlo, traducirlo y utilizarlo para sus otras ediciones y actividades, pagando por ello según la tarifa que tenga en uso.
Algunos artículos, dispositivos, componentes, etcétera, descritos en esta revista pueden estar patentados. La sociedad no acepta ninguna responsabilidad por no mencionar esta protección o cualquier otra.

Copyright © 1989. Beheer maatschappij elekturr B. V. (Beek, NL)
© 1989. Ediciones INGELEK, S. A. (Madrid, E)

Prohibida la reproducción total o parcial, aún citando su procedencia, de los dibujos, fotografías, proyectos y los circuitos impresos, publicados en Elektor.

CONTROL DE DIFUSION







Estimado lector:



Las fuentes de alimentación no parecen un campo apropiado para el empleo de microordenadores; sin embargo, el diseño de una fuente controlada por un microcontrolador abre maravillosas posibilidades de uso.

La tendencia moderna a controlar los instrumentos de laboratorio desde un ordenador central que pueda no sólo enviar las órdenes de control, sino también conocer en todo momento su estado actual, obliga a que cualquier instrumento está dotado de una cierta inteligencia. El microcontrolador debe encargarse de atender la comunicación con el ordenador, ejecutar los controles recibidos, y, bajo petición, informar de sus parámetros actuales. Si el software de control está adecuadamente diseñado, la fuente también podrá funcionar en modo autónomo, esto es, bajo control manual desde los mandos de su frontal; y, para sacar el máximo partido, como es el caso, debería atender indistintamente las órdenes que lleguen por uno u otro medio. Todos estos requisitos cumple el proyecto que presentamos, y que, aunque orientado al sector profesional de nuestros lectores, permitirá ver con detalle el moderno tipo de instrumentación que se está imponiendo actualmente.

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

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

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

LISTA DE PRECIOS:

Ejemplar sencillo	450 ptas.
Ejemplar doble	800 ptas.

SUSCRIPCIONES

España	4.500 ptas.
España certificada	4.900 ptas.
Europa	5.100 ptas.
Europa certificada	6.100 ptas.
Resto países correo aéreo	8.700 ptas.
	9.700 ptas.

Todos estos precios llevan incluido el IVA

Canarias, Ceuta y Melilla

Ejemplar sencillo	425 ptas.
Ejemplar doble	755 ptas.

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

E10: MARZO 1981

Top Amp	80023	515

E34: MARZO 1983

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

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695

E36: MAYO 1983

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

E37: JUNIO 1983

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

E40: SEPTIEMBRE 1983

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

E41: OCTUBRE 1983

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

E42: NOVIEMBRE 1983

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

E43: DICIEMBRE 1983

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

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565

E46: MARZO 1984

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

E48: MAYO 1984

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

E49: JUNIO 1984

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

E52: SEPTIEMBRE 1984

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

E53: OCTUBRE 1984

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

E54: NOVIEMBRE 1984

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

E55: DICIEMBRE 1984

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

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220

E57: FEBRERO 1985

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

E58: MARZO 1985

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

E59: ABRIL 1985

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

E60: MAYO 1985

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

E61: JUNIO 1985

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

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

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

E64: SEPTIEMBRE 1985

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

E65: OCTUBRE 1985

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

E66: NOVIEMBRE 1985

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

E67: DICIEMBRE 1985

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

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

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

E70: MARZO 1986

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

E71: ABRIL 1986

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

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

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

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

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

E76: SEPTIEMBRE 1986

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

EPS

E78: NOVIEMBRE 1986

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

E79: DICIEMBRE 1986

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

E80: ENERO 1987

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

E81: FEBRERO 1987

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

E82: MARZO 1987

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

E83: ABRIL 1987

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

E84: MAYO 1987

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

E85: JUNIO 1987

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

E86/87: JULIO/AGOSTO 1987

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

E88: SEPTIEMBRE 1987

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

E89: OCTUBRE 1987

Módulo de memorización para osciloscopio	86135	1.430
Programador EPROM para MSX	87002	2.695
Vúmetro estéreo	87002	493
Ecualizador para guitarra	86051	1.503

E90: NOVIEMBRE 1987

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

E91: DICIEMBRE 1987

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

E. 92 ENERO 1988

Alimentación para tubo láser	87037	805
16 K RAM CMOS para C64	87082	805
Filtros de Linkwitz	84071	1.780
Barómetro/Altímetro	86110	1.365

E. 93 FEBRERO 1988

Telecanguro	86007	1.350
Convertidor D/A de 14 bits	87160	1.810

E94: MARZO 1988

Interface para facsímil	87038	2.010
Bifase, efectos sonoros	87026	3.030

E95: ABRIL 1988

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

E96: MAYO 1988

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

E97: JUNIO 1988

Termómetro solar	87188	1.831
Bus de expansión para MSX	86003	4.975
Cargador de baterías alimentado por baterías	87076	3.179

E98/99 JULIO/AGOSTO

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

E100: SEPTIEMBRE 1988

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

E101: OCTUBRE 1988

Distorsionador para guitarra	87255	1.843
Prescaler 1.250 MHz	880005	2.624

E102: NOVIEMBRE 1988

Amplificador 2×40 W con módulos híbridos	86068-1	940
Filtro activo sustractivo para altavoces	87109	2.987
Generador de sonidos estéreo para μP	87142	1.461
Ordenador BASIC	87192	4.127

E103: DICIEMBRE 1988

Comprobador de componentes	87100	305
Trazador gráfico (Plotter)	87167	1.280
Cargador rápido de baterías NiCd	87186	810

E104: ENERO 1989

«Link»: el preamplificador	880132-1	790
	-2	1.645
Frecuencímetro para receptores	880039	2.445
Tarjeta E/S para IBM PC	880038	3.800
Antena activa para OC	880043-1	775
	-2	625

junior computer

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

software

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

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

Cambio ESS531 ESS 536: giro postal de 250 ptas.

formant

FORMANT sintetizador musical

Circuitos impresos		
Interface	9721-1	805
Receptor de interface	9721-2	375
Fuente de alimentación	9721-3	1.215
Teclado (una octava)	9721-4	305
VCO	9723-1	2.445
VCF 12 dB	9724-1	1.070
VCF 24 dB	9953-1	1.060
RMF	9951-1	1.150
ADSR	9725-1	1.075
DUAL/VCA	9726-1	1.115
LFO	9727-1	1.170
NOISE	9728-1	1.025
COM	9729-1	1.035
Carátulas:		
Interface	9721-F	Todas las carátulas a 445 ptas./unidad
VCO	9723-F	
VCF 12 dB	9724-F	
VCF 24 dB	9953-F	
RFM	9951-F	
ADSR	9725-F	
DUAL VCA	9726-F	
LFO	9727-F	
NOISE	9728-F	
COM	9729-F	

Este mes...

Elektor núm. 105. Febrero 1989

	Referencia	P.V.P.
Amplificador 64K de RAM estática para MSX	EPS 87311	2.145
Receptor FM estéreo en CMS	EPS 87023	870

digital s.a.

ELEKTOR'S-KIT

KITS DE ESTE MES

REF.	DESCRIPCION	P.V.P. (SIN IVA)
354	EXTENSION DE 64K RAM PARA MSX	12.997
355	FUENTE ALIMENTACION A MICROPROCESADOR	EN PREPARACIÓN

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

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

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





LA TIENDA ELECTRONICA DE VANGUARDIA

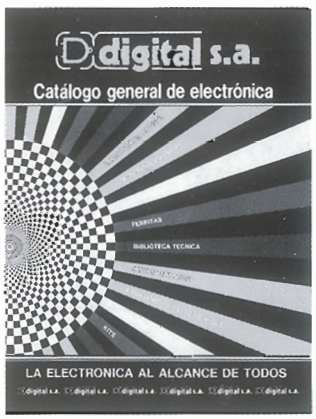
COMUNICA A SUS CLIENTES Y AMIGOS LA NUEVA EDICION DE SU:

CATALOGO GENERAL DE ELECTRONICA

De mayor difusión en España

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

1988/1989



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

SOLICITELO HOY MISMO !!!

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

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

NOMBRE Y APELLIDOS .....

DOMICILIO .....

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

e

CUPON DE PEDIDO DE CATALOGO

SOLICITELO A

digital s.a.

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

TELETIPO

Acuerdo COMELTA-CRISTALOID para establecimiento de una fábrica de LCD en España

El pasado diciembre ha sido firmado en Hudson, Ohio (USA), el acuerdo para la creación en la Comunidad Autónoma de Castilla y León, de una fábrica de indicadores de cristal líquido que producirá con las más avanzadas tecnologías actuales.

Este proyecto ha sido posible dentro de los acuerdos de compensación del proyecto FACA del Ejército del Aire.

Cristaloid es un líder mundial en la fabricación de indicadores de cristal líquido, especialmente en la tecnología «dicroica», contando asimismo como tecnología básica con la denominada «Twisted Nemantic». Como parte del acuerdo, Cristaloid cede a la nueva empresa los derechos de utilización de sus patentes y procesos, iniciándose asimismo una colaboración en las actividades de I + D.

La nueva factoría fabricará para el mercado europeo, tanto en el segmento de consumo como en los terrenos militar y de aviónica. Para estos últimos la fábrica operará en tecnología dicroica predominantemente, contando con los preceptivos laboratorios de ensayo según normas MIL-STD y sus equivalentes europeas.

La inversión prevista es de 1.000 millones de pesetas, originando la creación de alrededor de 100 puestos de trabajo. La superficie aproximada del área de producción será de unos 3.000 metros cuadrados.

Es de destacar el hecho de que la tecnología dicroica está actualmente en posesión de tan sólo dos fabricantes en el mundo, Cristaloid y otro del bloque del Este. Con la nueva fábrica en Valladolid, en el Parque Tecnológico de Boecillo, Europa dispondrá directamente de esta tecnología, con capacidad tanto para el diseño como para la fabricación y homologación de sus productos.

Nuevo catálogo de Keithley Instruments

Keithley Instruments, distribuido en España por PACISA, presenta su nuevo catálogo de «Data Adquisition & Control», que en sus 64 páginas proporciona información de los tres conjuntos principales de adquisición de datos, su «librería» de 25 módulos adaptables y sus paquetes de software para gráficos, análisis y adquisición de datos. Sus productos son compatibles con todos los ordenadores IBM PC, PS/2 y 100 % compatibles.

Además, el catálogo reseña información de otros productos necesarios para adquisición de datos ofrecidos por otros fabricantes. Asimismo, contiene varios artículos de introducción para los usuarios principiantes en el tema de adquisición de datos.

Distribución de los productos de SOREP por VENCO Electrónica

VENCO Electrónica anuncia la firma de un contrato de distribución y representación con la Sociedad Francesa de Semiconductores SOREP, especializada en circuitos híbridos de película gruesa «Custom», tanto para aplicaciones civiles como militares, así como el desarrollo de ASICs (semi y full custom).

SOREP también dispone de un catálogo de circuitos estándar que se compone de:

— Circuitos convertidores A/D, D/A, V/F y F/V.

— Circuitos para telecomunicación, entre ellos varios integrados para aplicaciones de TV vía satélite y codificadores/decodificadores Viterbi y Reed-Salomon.

— Circuitos de RF y microondas, de su filial Eurowave, que incluyen filtros con un rango de frecuencia de 10 MHz a 18 GHz y productos custom con un margen entre 5 y 2.000 MHz.

Nuevos cursillos de Tiempo Real, S. A.

Tiempo Real, S. A. tiene previstos los siguientes cursillos que se celebrarán en el Hotel Expo de Barcelona, Avda. de Roma, 2, durante las fechas que se indican:

— 30 de enero al 3 de febrero, Control PID.

— 6 y 7 de febrero, Control PID (2.º nivel).

— 8 al 10 de febrero, Interferencias en señales eléctricas de control de procesos.

— 20 y 21 de febrero, Comparación entre controladores adaptativos y PID estándar.

— 23 y 24 de febrero, Instrumentación para operadores.

— 27 de febrero al 10 de marzo, Curso básico condensado de control de procesos.

— 13 al 15 de marzo, Prácticas de sintonizado con controladores PID.

Nuevos modelos de radios portátiles de Midland

Midland, representada en España por ASTEC, presenta una nueva serie de radio portátil FM bidireccional, con tres modelos:

70.043 30-50 MHz banda baja.

70.143 150-174 MHz banda alta.

70.243 450-470 MHz VHF.

Los portátiles Midland serie 70 disponen de una capacidad de hasta 4 canales, controlados por cristal, con una potencia de salida de 2 a 5 vatios y una batería recargable de níquel-cadmio de 600 mAh.

Las aplicaciones de estos equipos están orientadas principalmente en áreas de vigilancia, deportes, industriales, etc., en entornos a veces «agresivos» para el equipo, lo que se ha tenido en cuenta en su diseño, consiguiendo un portátil de bajo precio, sumamente compacto y muy ligero; todas estas características proporcionan una excelente manejabilidad junto con una gran resistencia a los golpes y a las agresiones exteriores, como polvo o humedad. Su caja es totalmente de acero inoxidable y troquelada en una única pieza.

Módulos de radio celular con amplio margen de control de potencia de salida

COPRESA presenta dos módulos de etapas de salida de 20 W, para radio celular de 400 MHz, que, gracias al amplio margen de control de su potencia de salida, aseguran que las estaciones base no puedan ser sobreexcitadas accidentalmente si un vehículo arranca muy cerca, con lo que se consigue el funcionamiento óptimo del sistema. El BGY49A y BGY49B, diseñados para trabajar con alimentación de batería de automóvil de 12 V, también son adecuados para sistemas privados de radio móvil, tales como enlace de radio de policía, ambulancias, bomberos o taxis. Estos módulos de tres etapas facilitan el trabajo de diseño, ahorran espacio de placa y reducen costes de montaje a los fabricantes que construyen sus etapas de salida con componentes discretos.

Los módulos BGY49A y BGY49B ofrecen esencialmente las mismas caracterís-

ticas de funcionamientos, tales como un margen de control de potencia de salida de más de 30 dB, una necesidad de máxima potencia de excitación de 150 mW y una eficiencia mejor del 35 %. La única diferencia está en el margen de frecuencias: el BGY49A es adecuado para operar entre 400 y 440 MHz, mientras que el BGY49B lo hace entre 440 y 470 MHz, con lo que cubren los 400 MHz de operación normal para radio privada móvil y celular. El nivel de salida de 20 W asegura suficiente potencia (15 W en la antena) para satisfacer el requisito máximo de sistemas de 400 MHz.

Estos módulos pueden soportar una relación de ondas estacionarias de 50:1 para condiciones de sobrecarga en un período corto, bajo la máxima potencia nominal y tensión de alimentación. El encapsulado compacto de plástico, designado SOT132D, mide 52,5 × 19,7 × 8,1 mm. La máxima temperatura del radiador en funcionamiento es de 90 °C.

Empresa belga desea compra o participación de fabricante español de circuitos impresos

A través de la Cámara de Comercio de Bélgica y Luxemburgo nos llega la solicitud de una empresa belga que desea la participación o compra de una empresa española fabricante de circuitos impresos.

Los eventuales interesados podrán ponerse en contacto con la Cámara de Comercio, donde les serán facilitados los datos de la empresa anunciante.

Cámara de Comercio de Bélgica y Luxemburgo en España.
C/ Fortuny, 39.
28010 Madrid.
Teléf. (91) 410 38 39.
Télex 45613 ACCD.

Sistema para diagnóstico de fallos

Electrotest, distribuido por ATAIO Instrumentos, S. A., es un sistema diseñado para diagnóstico y aislamiento de fallos en aquellos sistemas basados en microprocesador (Z80, 6502, 6800, 8088, etc.), de una gran versatilidad, ya que permite comprobar discos duros, floppys y diversos tipos de periféricos, tanto serie como paralelo.

El sistema está orientado a servicios de mantenimiento y fabricantes de ordenadores, permitiendo por una parte reducir tiempo y coste de reparación y efectuar un control de calidad sobre placas base de ordenadores y distintos periféricos.

Electrotest está compuesto por una unidad de control (común a todas las configuraciones) y una unidad de comprobación (dependiente de la configuración a verificar). Actualmente hay disponibles unidades de comprobación para:

— Interfaces de disco duro ST506/412.
— Periféricos con interface SCSI.
— Prueba y ajuste de floppys.
— RS232 (impresoras terminales, plotters, módems, etc.).
— Placas base de ordenadores basados en los siguientes microprocesadores: 8088, Z80, 6502, 6809 y 8085.
— Impresoras Centronics.

Electrotest funciona mediante un software muy depurado de forma que puede ser utilizado por técnicos sin necesidad de preparación especial. Su modo de funcionamiento se basa en operar con los buses de datos, dirección y control, en el propio zócalo del microprocesador, en el caso de las placas base de ordenadores, y a través del conector del periférico en el caso de prueba de estos últimos. Además, el equipo permite obtener una copia en papel de los resultados de todas las pruebas realizadas, a través de una impresora conectada a la unidad de control.

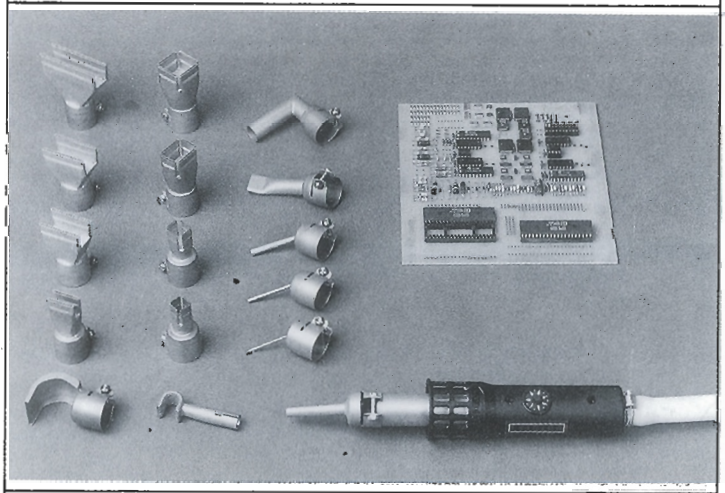
ANATRONIC representante de PLESSEY en España

Desde primeros de año, ANATRONIC, S. A. pasa a ser distribuidor único para España y Portugal de los productos Plessey.

Javier Álvaro, que hasta ahora ha desempeñado el puesto de Director Comercial del anterior distribuidor de Plessey, J. R. Trading, pasa a desempeñar el puesto de «Product Manager» de la línea Plessey en Anatronic.

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

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



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

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

Las etapas de salida de los amplificadores suelen manejar señales de elevada potencia y por esta razón reciben también el nombre de etapas de potencia. En el presente artículo se definirán los parámetros más característicos de este tipo de etapas y se tratarán las configuraciones más utilizadas.

AMPLIFICACIÓN CON COMPONENTES DISCRETOS (IV): ETAPAS DE SALIDA

Características específicas de las etapas de salida

El hecho de que estas etapas manejan señales de elevada potencia obliga a definir una serie de características específicas de las mismas, que son:

- *Linealidad y distorsión.*

Las señales que excitan la entrada de cualquier etapa de potencia son de gran amplitud, ya que, normalmente han pasado por una serie de etapas previas amplificadoras y ya no pueden ser consideradas como pequeña señal según el concepto que de ésta se vio en un artículo previo de esta serie (2). Para las amplitudes de señal manejadas por estas etapas los elementos activos se comportan de una manera marcadamente no lineal, siendo imposible su caracterización mediante los modelos de pequeña señal vistos en artículos anteriores, que son esencialmente modelos lineales.

Esta acusada falta de linealidad en el comportamiento de los elementos activos da lugar a la deformación de la señal que se desea amplificar a su paso por el amplificador. Este fenómeno, que técnicamente se llama distorsión, está presente siempre en todas las etapas amplificadoras sean o no de potencia, pero es en estas últimas donde se manifiesta con mayor intensidad.

La distorsión introducida por un amplificador es uno de los factores que indican su calidad, por lo que se han definido parámetros estándar para cuantificarla de una manera objetiva. Los más comunes, son:

a) *Distorsión armónica.*

Supuesto el amplificador excitado con un tono de frecuencia f_1, la salida está compuesta por otro tono de frecuencia f_1 o «fundamental» y una serie de tonos de frecuencia $2f_1$, $3f_1$,.....,nf_1 llamados «armónicos». Así si la entrada es excitada con el tono

(1) $V_o = A \cos(2\pi f_1 t)$

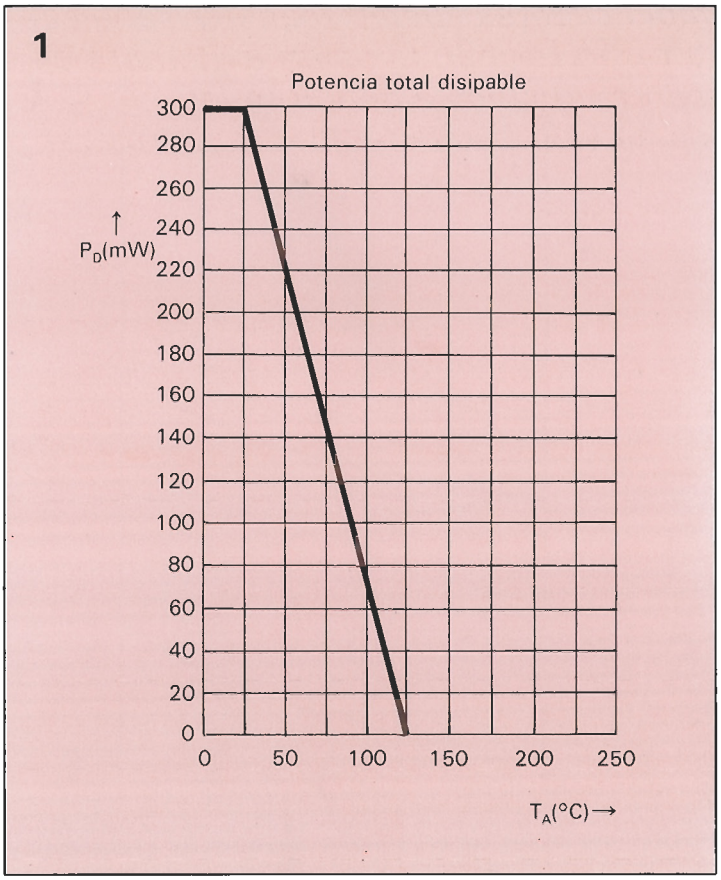
la salida será de la forma

(2) $V_o = B_1 \cos(2\pi f_1 t) + B_2 \cos[2\pi(2f_1)t] + ... + B_n \cos[2\pi(nf_1)t] + ...$

Si el amplificador fuera totalmente lineal únicamente aparecería el término de frecuencia f_1. El resto de términos se deben a la no linealidad y constituyen una distorsión de la señal original.

Se define entonces la «distorsión del armónico n-simo» como

(3) $D_N = \frac{B_n}{B_1}$



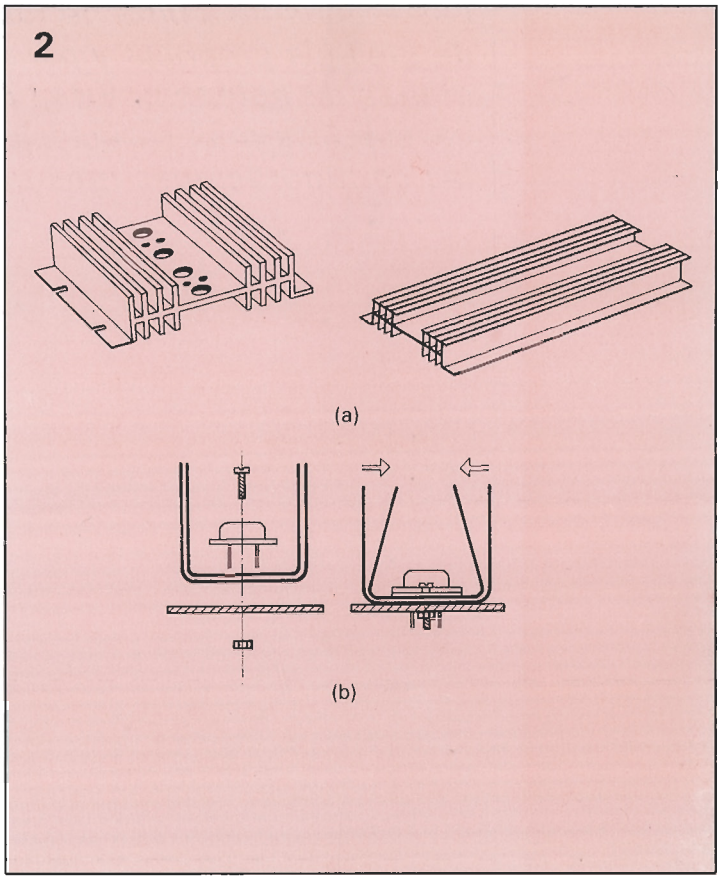


Figura 1. Gráfica de potencia disipable en función de la temperatura para un transistor comercial.

Figura 2. (a) Algunos modelos de disipadores. (b) Colocación de un disipador, atornillándolo a la cápsula del transistor.

La mayor suele ser la distorsión del segundo armónico (f_2) excepto en circuitos con función de transferencia simétrica en los cuales D_2 se anula y la mayor es la del armónico tercero. Las distorsiones de los armónicos de orden superior se van haciendo menores según va aumentando el orden del armónico.

El parámetro «distorsión armónica total» (T.H.D.) es el cociente

$$(4)\ \text{T.H.D.} = \frac{\sqrt{B_2^2+B_3^2+\ldots+B_n^2+\ldots}}{B_1} - 100\ \%$$

Los medidores de distorsión usados comúnmente en los laboratorios utilizan una fórmula aproximada para realizar esta medida:

$$(5)\ D_A = \frac{\sqrt{B_2^2+B_3^2+\ldots+B_n^2+\ldots}}{B_1^2+B_2^2+\ldots+B_n^2+\ldots} - 100\% \approx \text{T.H.D.}$$

La medida de D_A resulta más sencilla de realizar en laboratorio, y se considera como una buena aproximación de T.H.D. para valores

(6) T.H.D. $<1{,}5$ %

b) *Distorsión de intermodulación.*

Supuesto el amplificador excitado por dos tonos de frecuencias f_1 y f_2, pertenecientes a su banda pasante:

(7) $V_o = A_1 \cos 2\pi f_1 t + A_2 \cos 2\pi f_2 t$.

la señal de salida V_s estará ahora compuesta por dos tonos a las frecuencias f_1 y f_2 y armónicos a las frecuencias $n_1 f_1 \pm n_2 f_2 (n_1, n_2,$ enteros).

(8) $V_s = B_1 \cos 2\pi f_1 t + B_2 \cos 2\pi f_2 t + B_3 \cos 2\pi (f_1+f_2)T + B_4 \cos 2\pi (f_1-f_2) + B_5 \cos 2\pi (2f_1+f_2)\ t + \ldots B_n \cos [2\pi (n_1 f_1 \pm n_2 f_2)t] + \ldots$

Para realizar medidas de la distorsión de intermodulación existen varias normas estándar. Cada una de ellas define el procedimiento de medida y las amplitudes y frecuencias de los tonos a utilizar en ésta.

■ *Ganancia de corriente.*

Normalmente los amplificadores se diseñan para que sus etapas previas reciban todo el peso de la amplificación en tensión, mientras que son las etapas finales de potencia las que amplifican en corriente. De esta manera en las etapas previas se compatibilizan grandes ganancias de tensión y bajos efectos de carga entre ellas. Las etapas de potencia sin embargo, deber ser capaces de excitar cargas de pequeño valor óhmico y para ello necesitan una gran ganancia en corriente, que se convierte en uno de sus parámetros característicos.

■ *Rendimiento de potencia*

Supuesto un amplificador excitado a su entrada con una señal v_e, de potencia media P_e, del cual se obtiene a su salida la señal v_S, de potencia media P_S, se define la ganancia de potencia como.

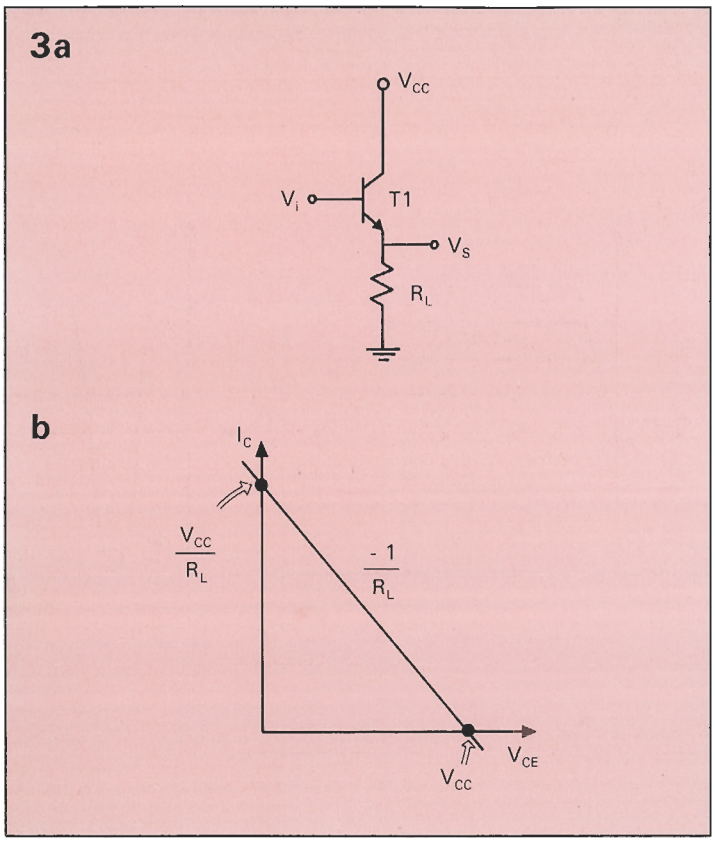
$$(9)\ G_p = \frac{P_S}{P_e}$$

Si trabajamos con cargas óhmicas y señales sinusoidales, se cumpllirá a frecuencias medias la siguiente relación:

(10) $G_p = G_v \cdot G_i$

donde G_v y G_i son las ganancias de tensión y corriente del amplificador.

La ganancia de potencia no es exclusiva de las etapas de salida, en realidad todas las configuraciones básicas vistas en el artículo segundo de ésta serie (1) tienen ganancia de potencia. Esta



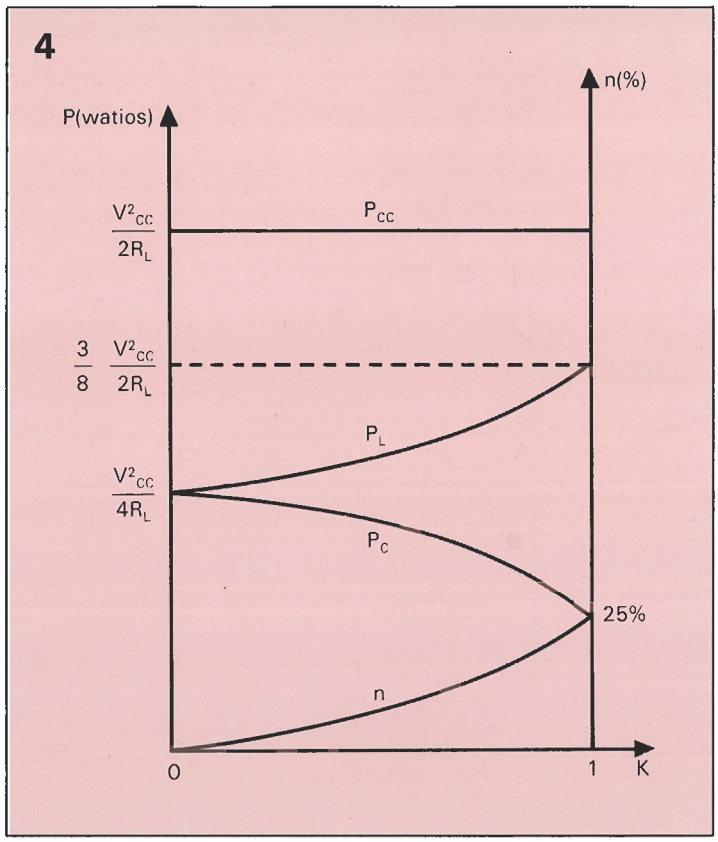


Figura 3. (a) Seguidor de emisor con carga directamente acoplada (no se ha represeentado parte de la red de polarización). (b) Recta de carga.

Figura 4. Gráficas de P_{CC}, P_L, P_C y n en función del factor de excitación K para la etapa amplificadora de la figura 4.

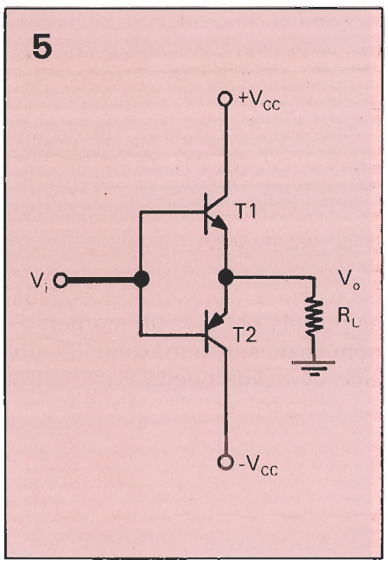


Figura 5. Etapa push-pull con transistores de simetría complementaria en colector común.

ganancia se obtiene siempre a costa de la potencia entregada por la(s) fuente(s) de alimentación. En definitiva, todo proceso de amplificación lleva siempre implícito un proceso de transformación o conversión de potencia.

El rendimiento de potencia es un parámetro que mide la eficacia de la conversión de potencia en un amplificador y se define como el cociente entre la potencia de señal variable entregada a la carga y la potencia entregada por la alimentación:

$$(11)\ n\ (\%) = \frac{P_{LAC}}{P_{cc}} - 100$$

Las etapas de potencia se diseñan para optimizar el rendimiento de potencia (el ideal sería el 100%). Este parámetro interesa que sea alto en etapas de potencia por dos razones fundamentales:

a) Un bajo rendimiento en este tipo de etapas supone un elevado e injustificado gasto debido a las grandes cantidades de potencia que hay en juego.

b) Un bajo rendimiento supone que existe una elevada porción de la potencia que se extrae de la fuente de alimentación que no se disipa en la carga y que por tanto lo hace en los elementos activos y resistencias del circuito. Cuanto mayor sea esta potencia, los componentes que deberán disiparla serán más caros. Puede resultar especialmente cara la refrigeración de los elementos activos, que puede llevarse a cabo mediante disipadores pasivos u otros medios.

■ *Margen dinámico.*

La presencia de señales excitadoras de gran amplitud a la entrada de las etapas de potencia puede causar que los puntos de polarización de los elementos activos se desplacen, a lo largo de la recta de carga, hacia zonas de funcionamiento en las que sus características se deterioran gravemente.

Se llama margen dinámico de un amplificador a la excursión máxima posible de señal presente a su salida sin que se degraden sus prestaciones mínimas establecidas (ganancia, distorsión, etc). El margen dinámico en un amplificador queda siempre limitado por zonas de corte y saturación de sus elementos activos (2).

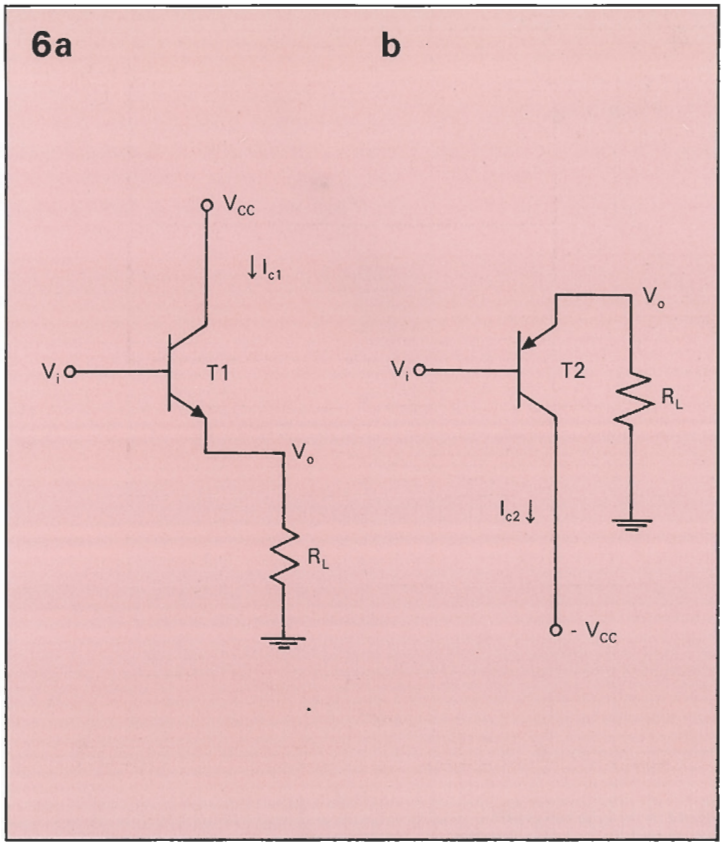
■ *Disipación de potencia.*

A diferencia de lo que sucede en las etapas previas de baja potencia, los elementos activos de las etapas de salida deben ser capaces de disipar una gran cantidad de potencia. Este factor es siempre decisorio a la hora de elegir uno u otro transistor.

El fabricante siempre proporciona en sus manuales el valor de potencia máxima disipada por el transistor (P_{MAX}). La potencia que disipa en cada momento un transistor es igual, aproximadamente, a la llamada «potencia de colector».

$$(12)\ P_c(t) = V_{CE}(t) - I_c(t)$$

Para que la potencia disipada en el transistor no rebase la potencia máxima permisible, su recta de carga debe encontrarse siempre por debajo de la hipérbola de máxima potencia, tal y como se vio en el artículo primero de esta serie (2).



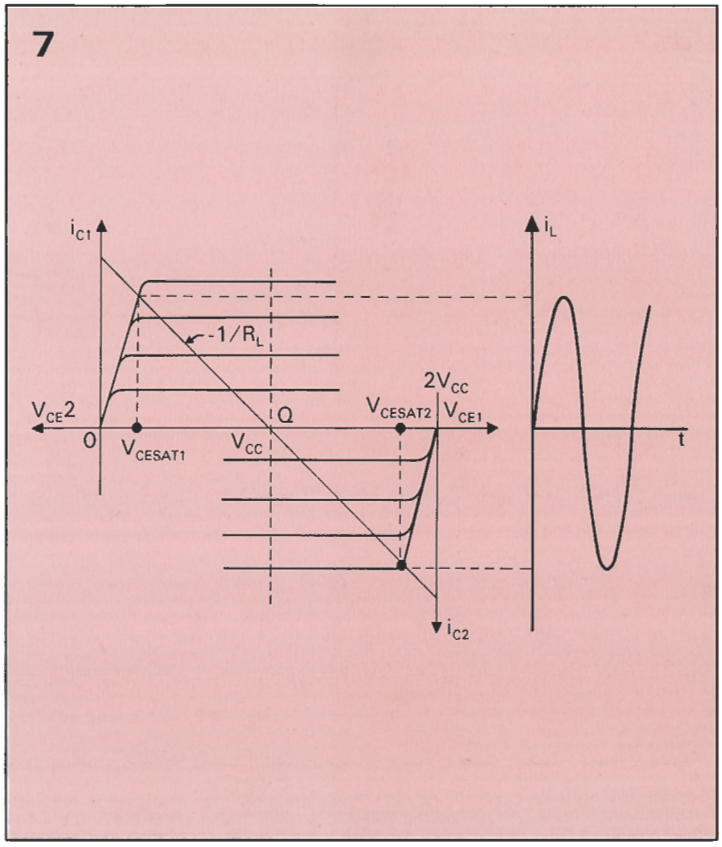


Figura 6. Funcionamiento de la etapa push-pull con transistores simetría complementaria de la figura 6 (a). Equivalente para $V_i>0$. (b) Equivalente para $V_i<0$.

Figura 7. Recta de carga para la etapa amplificadora de la figura 6.

El valor de P_{MAX} proporcionado por el fabricante se corresponde con el valor de la potencia máxima disipable cuando la temperatura ambiente toma el valor

(13) $T_a = 25°$ C.

El fabricante también suele suministrar una serie de curvas (semejantes a la de la fig. 1) que indican la dependencia de la potencia máxima disipable con la temperatura.

Según esta curva,

$$(14)\ P_D = \frac{T_u - T_A}{R_{TUA}}$$

- P_D potencia máxima disipable (W) en función de la temperatura ambiente.
- T_A temperatura ambiente (°C).
- T_U temperatura de la unión (°C).
- R_{TUA} resistencia térmica unión-ambiente (inversa de la pendiente de la carva de la figura 1) (°C/W).

Los parámetros T_u y R_{TUA} también son proporcionados por el fabricante que considera que la potencia disipable para temperaturas menores de 25 °C es constante e igual a la máxima potencia disponible (P_{DMAX}).

La resistencia térmica unión-ambiente se puede desglosar en dos:

- R_{TUC}, resistencia térmica de unión a cápsula.
- R_{TCA}, resistencia térmica de cápsula a ambiente.

R_{TUC} es un parámetro fijo para cada transistor, pero el valor de R_{TCA} se puede disminuir mediante el uso de disipadores como los que se muestran en la figura 2.

Configuraciones de salida típicas

En este apartado se considerarán cuatro configuraciones típicas en amplificadores de potencia: seguidor de emisor, push-pull, totem-pole y booster. Todas ellas se verán en su forma más simple que, aunque no es la más adecuada para su inclusión directa en los circuitos prácticos, proporcionará una visión muy intuitiva de su funcionamiento.

■ *Seguidor de Emisor.*

La configuración Seguidor de Emisor o Colector Común se muestra en la figura 3-a. Es un amplificador típico clase A presentado ya en un artículo anterior, donde se vio que se caracterizaba por su ganancia de corriente, elevada impedancia de entrada, baja impedancia de salida y ganancia de tensión próxima a la unidad.

En el circuito de la figura 3-a la carga es, a su vez, la resistencia de polarización del transistor T1. En la figura 3-b se muestra la recta de carga de la configuración de la figura 3-a. Si se polariza el transistor en la forma adecuada, es posible obtener un margen dinámico de salida máximo. La tensión de salida puede variar entre los márgenes

$$(15)\ 0 \le V_o \le V_{cc} - V_{CESAT}$$

y para obtener un margen dinámico simétrico máximo alrededor del punto de polarización, éste debe ser

$$(16)\ V_{CEQ} = \frac{V_{cc} - V_{CESAT}}{2} \approx \frac{V_{cc}}{2}$$

$$(17)\ I_{CQ} = \frac{V_{cc}}{2R_L}$$

y por consiguiente, la resistencia de carga debe valer, para conseguir un margen dinámico máximo

$$(18)\ R_L \approx \frac{V_{CEQ}}{I_{CQ}}$$

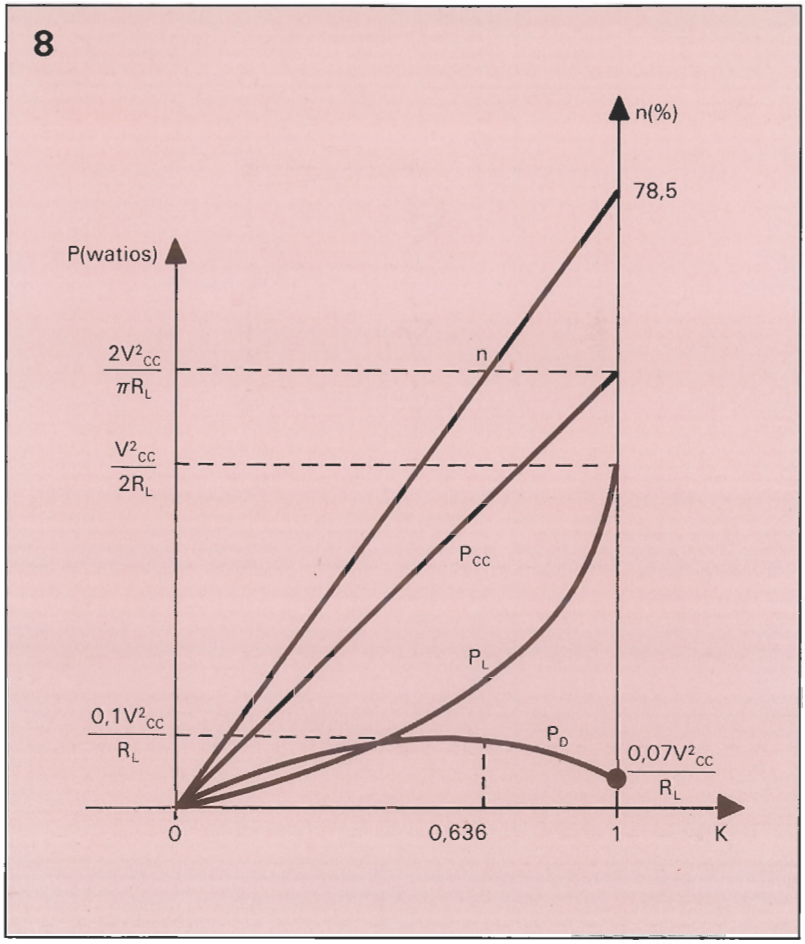


Figura 8. Curvas de P_{CC}, P_L, P_C y n en función del factor de excitación k para la etapa amplificadora de la figura 6.

A efectos de realizar cálculos de potencia, se supondrá siempre excitación de tipo sinusoidal, con lo cual se tendrá que la corriente de colector que circula por el transistor será, si la distorsión es pequeña, aproximadamente de tipo sinusoidal y de la forma

(19) $I_c(t) = I_{CA} + I_M \cos W_o t$

siendo:

- I_{CQ} ; corriente de polarización del transistor
- I_M ; amplitud de la señal de salida
- W_o ; frecuencia angular

Se define, además, el llamado «factor de excitación»,

(20) $K = \frac{I_m}{I_m}$

Siendo I_m máx la excursión máxima de señal posible a la salida del amplificador, que vendrá siempre limitada por su margen dinámico. El factor de excitación varía entre 0 y 1 y da una idea de

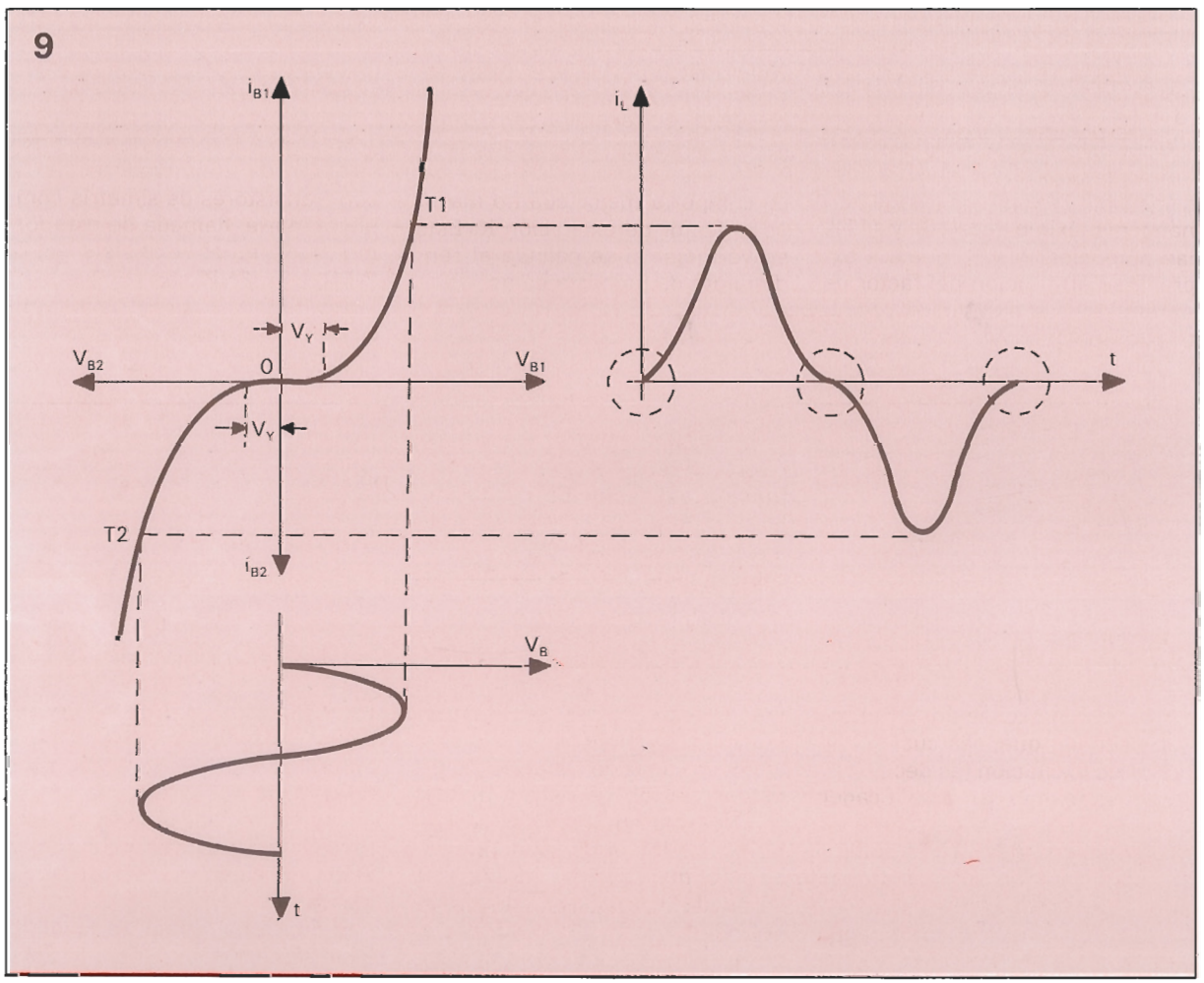


Figura 9. Fenómeno de la distorsión de cruce. Influencia de la características $I_B = (V_{BE})$ en la distorsión de cruce a la salida de una etapa amplificadora como la de la figura 5.

la amplitud de la señal de salida con relación al máximo valor aceptable para el amplificador.

En el circuito de la figura 3-a, estamos interesados en calcular las potencias medias puesta en juego y el rendimiento de potencia (n).

La fuente de alimentación, entrega una potencia media[3] igual a

$$(21)\ P_{cc} = \langle V_{cc}\,(I_{CQ} + I_m \cos W_o t)\rangle = = V_{cc}\, I_{CQ}$$

La potencia media disipada en la carga posee dos componentes, una de ellas es debida a la corriente continua de polarización I_{CQ}

$$(22)\ P_{LDC} = R_L\, I_{CQ}^2$$

La otra componente es la potencia media de señal variable, de valor

$$(23)\ P_{LAC} = \langle R_L\, I_m^2 \cos^2 w_o t \rangle = = \frac{1}{2} R_L\, I_m^2$$

En cuanto al transistor, obviamente disipará una potencia media de valor.

$$(24)\ P_c = P_{cc} - P_L = V_{cc}\, I_{CQ} - R_L\, I_{CQ}^2 - \tfrac{1}{2} R_L\, I_m^2$$

Supuesto que el transistor se halla poralizado en el punto de trabajo óptimo para un margen dinámico máximo (ecs(16) y (17)), las potencias P_L y P_c pueden expresarse en función del factor de excitación (K) y de la potencia entregada por la fuente de alimentación (P_{cc}), de la forma:

$$(25)\ P_L = \frac{P_{cc}}{2}\left(1 + \frac{K^2}{2}\right)$$

$$(26)\ P_c = \frac{P_{cc}}{2}\left(1 - \frac{K^2}{2}\right)$$

La figura 4 muestra una gráfica con todas las potencias medias calculadas (P_{cc}, P_L y P_c) en función del factor de excitación. Es necesario señalar que, sea cual sea el factor de excitación (es decir, tanto si se excita al amplificador como si no se excita) la fuente de alimentación entrega una potencia constante de valor dado por (21). Si K=O esta potencia se pierde por igual en la carga y en el transistor. A medida que K va aumentando toda la potencia que se deja de disipar en el transistor se desipa en la carga en forma de señal variable. En el caso mejor (K=1), un 25% de la potencia que entrega la fuente se disipa en la carga en forma de señal variable, mientras que el 75% restante se pierde en el transistor y en la carga en forma de señal continua.

El amplificador de la figura 3-a se comporta mejor cuanto mayor es el factor de excitación K. Esto se ve mejor si se calcula el rendimiento de potencia como

$$(27)\ n = \frac{P_{LAC}}{P_{cc}} = \frac{K^2}{4}$$

En la figura 4 se observa también la gráfica del rendimiento en función del factor de excitación. En el caso mejor de K=1 el rendimiento no supera el 25%.

En resumen, si se desea que el amplificador de la figura 3-a entregue una potencia media máxima dada, será necesario disponer de una fuente de alimentación capaz de entregar cuatro veces esa potencia y además de un elemento activo capaz de disipar el doble. Esta situación es debida al bajo rendimiento en potencia característico de los amplificadores clase A (el máximo rendimiento que se puede obtener con clase A es del 50%). Los amplificadores clase B, AB, o C mejorarán sustancialmente el rendimiento con respecto a los de clase A y es por eso que son mayoritariamente usados en los diseños de etapas de potencia.

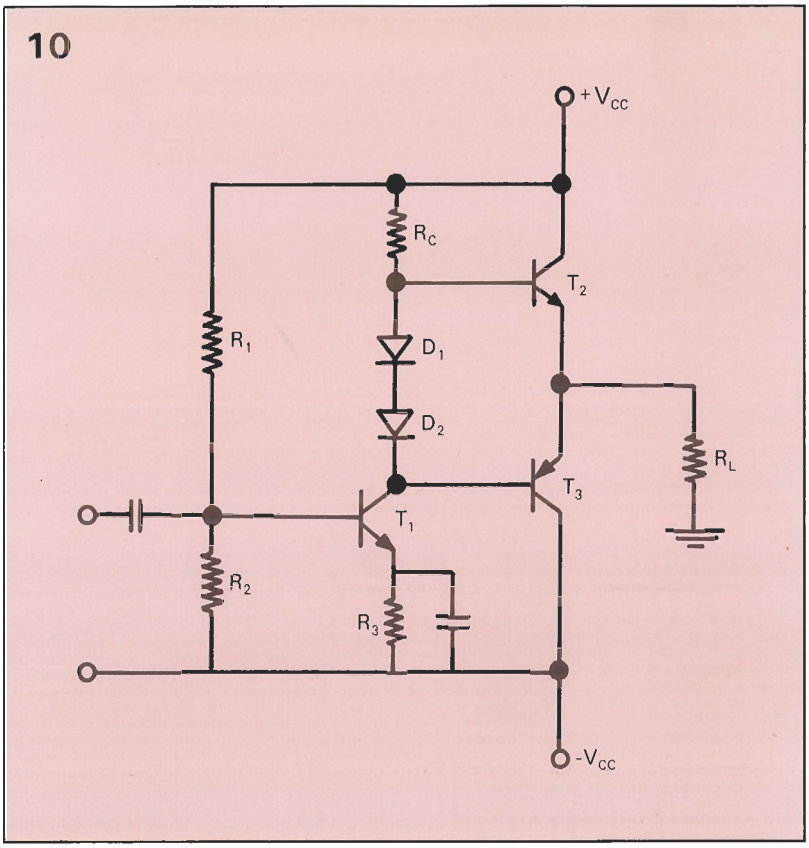


Figura 10. Etapa amplificadora push-pull en clase AB. Los diodos D_1 y D_2, polarizados en sentido directo, proporcionan la tensión de polarización a las mismas B-E de T_2 y T_3. La señal de entrada se introduce a través del transistor

Push-Pull

La figura 5 muestra, de forma simplificada, una etapa push-pull con transistores de simetría complementaria, llamada de esta forma porque los transistores T_1 (NPN) y T_2 (PNP) son complementarios (de características idénticas). Es una etapa amplificadora típica en clase B, con

$$(28)\ I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0$$

$$(29)\ V_{BEQ1} = V_{BEQ2} = 0$$

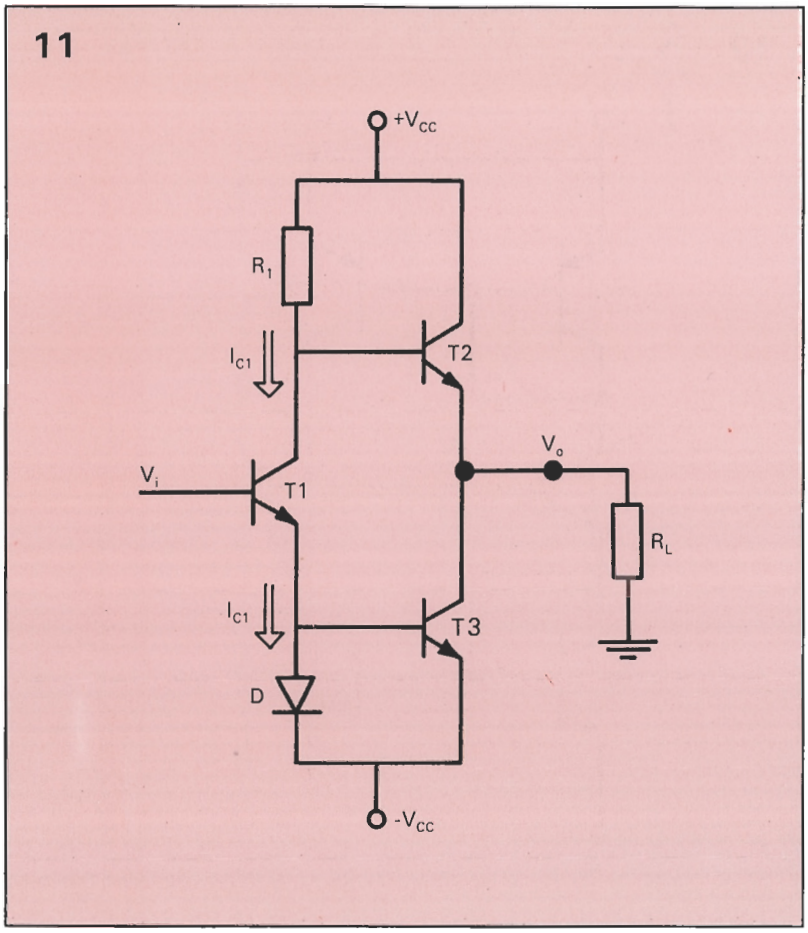
$$(30)\ V_{CEQ1} = V_{CC}$$

$$(31)\ V_{CEQ2} = -V_{CC}$$

es decir, los transistores T_1 y T_2 se encuentran polarizados en la zona de corte y por lo tanto, en ausencia de señal de excitación a la entrada (factor de excitación nulo) la potencia que entrega la fuente de alimentación es cero, a diferencia de lo que ocurría con la etapa en clase A vista anteriormente.

El funcionamiento de la etapa es la siguiente:

Figura 11. Etapa de salida totem-pole.



Ante valores positivos de la excitación de entrada el transistor T_2 permanece al corte mientras que T_1, funciona en zona activa como seguidor de emisor (ver figura 6-a). El transistor T_1 permanece al corte mientras que T_2 funciona como seguidor de emisor (ver figura 6-b).

En la figura 7 se muestra la recta de carga del circuito sobre las características de salida de los transistores T_1 y T_2. Para una excitación de tipo sinusoidal, el transistor T_1 amplifica el ciclo positivo mientras que T_2 amplifica el ciclo negativo y en la carga se reconstruye la forma de onda completa. El margen dinámico de salida está limitado por las tensiones de saturación de T_1 y T_2 siendo su valor máximo teórico (ver figura 7).

$$(32)\ -V_{cc} - V_{CESAT2} < V_s < V_{cc} - V_{CESAT1}$$

A efectos de cálculos de potencia se supondrá excitación sinusoidal, con corrientes de salida a través de la carga R_L del tipo

$$(33)\ I_L = I_m \cos W_o t$$

Si se hace la aproximación de considerar nulas las tensiones V_{CESAT} de los transistores, entonces:

$$(34)\ I_{mmax} = \frac{V_{cc}}{R_L}$$

y la potencia media entregada por las fuentes de alimentación en función del factor de excitación, viene dada por

$$(35)\ P_{CC} = 2 < V_{CC}\ I_C > = \frac{2V_{CC}^2}{\pi\ R_L}$$

En la carga se disipa potencia debida solamente a la señal variable y de valor

$$(36)\ P_L = \frac{V_{CC}^2}{2r_L}\ K^2$$

Por tanto, en cada transitor se disipará una potencia media de valor

$$(37)\ P_c = 1/2\ (P_{cc} - P_L) = 1/2\ \frac{V_{cc}^2}{R_L}\ K\ \left(\frac{2}{\pi} - \frac{K}{2}\right)$$

Finalmente, el rendimiento en potencia será

$$(38)\ n = \frac{P_{LAC}}{P_{CC}} = K\ \frac{\pi}{4}$$

La figura 8 muestra las curvas de P_{CC}, P_L, P_C y n en función del factor de excitación K. Analizándolas se observa que esta configuración es mucho más eficiente que la configuración clase A vista anteriormente, ya que la fuente de alimentación sólo entrega potencia cuando hay amplificación. El rendimiento en potencia sube, en el caso mejor (K=1), al 78,5%.

La potencia media disipada por cada transistor posee un máximo para K_L=0,636 de valor.

$$(39)\ P_{Cmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R^2}$$

es decir, esta configuración es clase B, es capaz de entregar una potencia máxima a la carga de

$$(40)\ P_{CMAX} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$$

y necesita dos elementos activos que han de ser capaces de disipar, como máximo, la cantidad dada por (39), es decir, sólo un 20% de (40).

Debido a que la característica $V_{BE} = f(I_B)$ presenta, para transistores reales, un umbral de conducción del orden de 0,6 V para los transistores de Si, la configuración de la figura 5 añade a la distorsión de salida típica en amplificadores de potencia la llamada «distorsión de cruce» o de paso por cero de la excitación de entrada Vi. Sus efectos pueden observarse cualitativamente en la figura 9 donde aparece la característica de transferencia típica para el circuito de la figura 5 y la onda de salida en la carga con distorsión de cruce.

Para disminuir en lo posible los efectos de la distorsión de cruce en el circuito de la figura 5 los transistores $T_{1\ y\ T_2}$ se polarizan en clase A-B, con

$$(41)\ V_{BEQ1} = V_\gamma$$

$$(42)\ V_{BEQ2} = -V_\gamma$$

$$(43)\ I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0$$

donde V representa el umbral de conducción para los transistores T_1 y T_2. A menudo este punto de trabajo se consigue con diodos de características parecidas a las de las uniones B-E de T_1 y T_2 como en el circuito de la figura 10.

Totem-pole

La etapa de salida totem-pole de la figura 11 fue muy empleada en etapas de potencia cuando no

era posible la fabricación de transistores NPN y PNP complementarios con buenas características. En la actualidad su uso en amplificadores analógicos ha quedado bastante restringido por introducir más distorsión y tener menor rendimiento que las configuraciones de simetría complementaria. Sin embargo, en circuitos integrados digitales es una configuración muy utilizada al constituir la etapa de salida de la popularísima familia TTL.

Es una etapa en clase AB en la que T_2 y T_3 se encuentran polarizados en el umbral de conducción gracias a la tensión B_{CE} de T_1. Su funcionamiento es el siguiente:

a) Cuando la señal de entrada (V_1) toma valores positivos la tensión en el colector de T_1, disminuye y T_2 queda cortado. T_3 funciona entonces como emisor común.

b) Cuando la señal de entrada toma valores negativos la tensión en el colector de T_1 aumenta, disminuyendo su corriente de emisor. T_3 pasa al corte y T_2 funciona como seguidor de emisor.

Booster

Las etapas Booster buscan siempre un aumento adicional de ganancia de tensión (Booster de tensión) o de corriente (Booster de corriente) para un amplificador con el propósito de que éste pueda atacar cargas que no podrían ser conectadas directamente por su elevado consumo (relés, altavoces, etc.).

Un caso típico de Booster de corriente es el circuito de la figura 12 donde se ha hecho uso de una etapa complementaria para aumentar la corriente de salida, que queda multiplicada por dos si la relación de áreas entre T_1 y T_2 (T_3 y T_4) es la unidad.

Normalmente el fabricante indica en sus catálogos la forma más idónea de conectar el Booster.

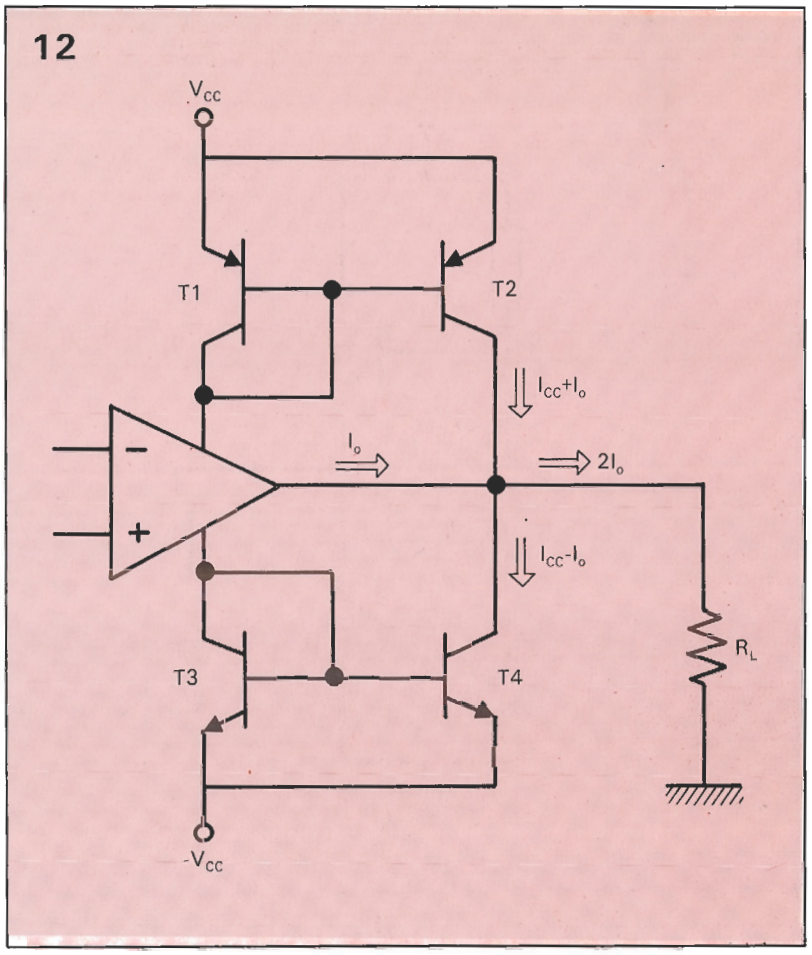


Figura 12. Booster de corriente para un amplificador operacional.

Un circuito práctico

El circuito práctico de la figura 13 es la etapa de potencia del amplificador de audio que ha venido sirviendo como ejemplo para toda la serie de artículos. Consta de una salida en push-pull con transistores de simetría complementaria (T_7 y T_8) polarizados en clase AB gracias al transistor T_6 que funciona como diodo y excitada por el par T_4, T_5. Todo el circuito se halla acoplado en continua (acoplo directo) mientras que la etapa anterior y la carga se encuentran desacopladas mediante sendos condensadores.

Polarización

La etapa de simetría complementaria formada por T_7 y T_8 difiere de la etapa de la figura 10 en que está alimentada únicamente a través de una fuente de alimentación (V_{CC}). La tensión de polarización necesaria para la puesta en conducción de T_8 es suministrada por la caída de tensión en el condensador C_{13}, que hace las veces de fuente de tensión para este transistor. Este condensador debe ser de elevada capacidad para que no sufra una disminución apreciable de tensión en sus bornas cuando entrega la corriente que conduce T_8. Esta solución es muy frecuente en montajes discretos donde a menudo se dispone de una única fuente de alimentación.

Los transistores T_7 y T_8 que componen la etapa push pull clase AB de simetría complementaria, se encuentran polarizados al corte, ya que la caída de tensión en bornas base-emisor de T_6 (unos 0,6 o 0,7 V) se reparte a partes iguales entre V_{BEQ7} y V_{BEQ8}, lo cual no permite la conducción de ninguno de ellos si bien ayuda a disminuir la distorsión de cruce.

La polarización del circuito está realizada en base a un «lazo de realimentación en continua»[4] que posibilita una tensión continua de polarización estable en bornas de C_{13} de valor

(44) $V_{E7} = V_{E8} \approx 12$ V

De acuerdo con esto último, por los transistores T_5 y T_6 circula una corriente de valor

(45) $I_{CO6} = I_{CO5} = \frac{V_{CC}-V_{BEQ7}V_{E7}}{R_{20}+R_{21}} = 84$ ma

que permite la polarización de T_5 en zona activa y T_7 y T_8 al corte. El transistor T_4 se polariza también en zona activa a través del divisor resistivo formado por R_{18} y R_{16}.

Funcionamiento con señal variable

En aplificadores de potencia y en general en todos los que manejan gran señal, tanto la ganan-

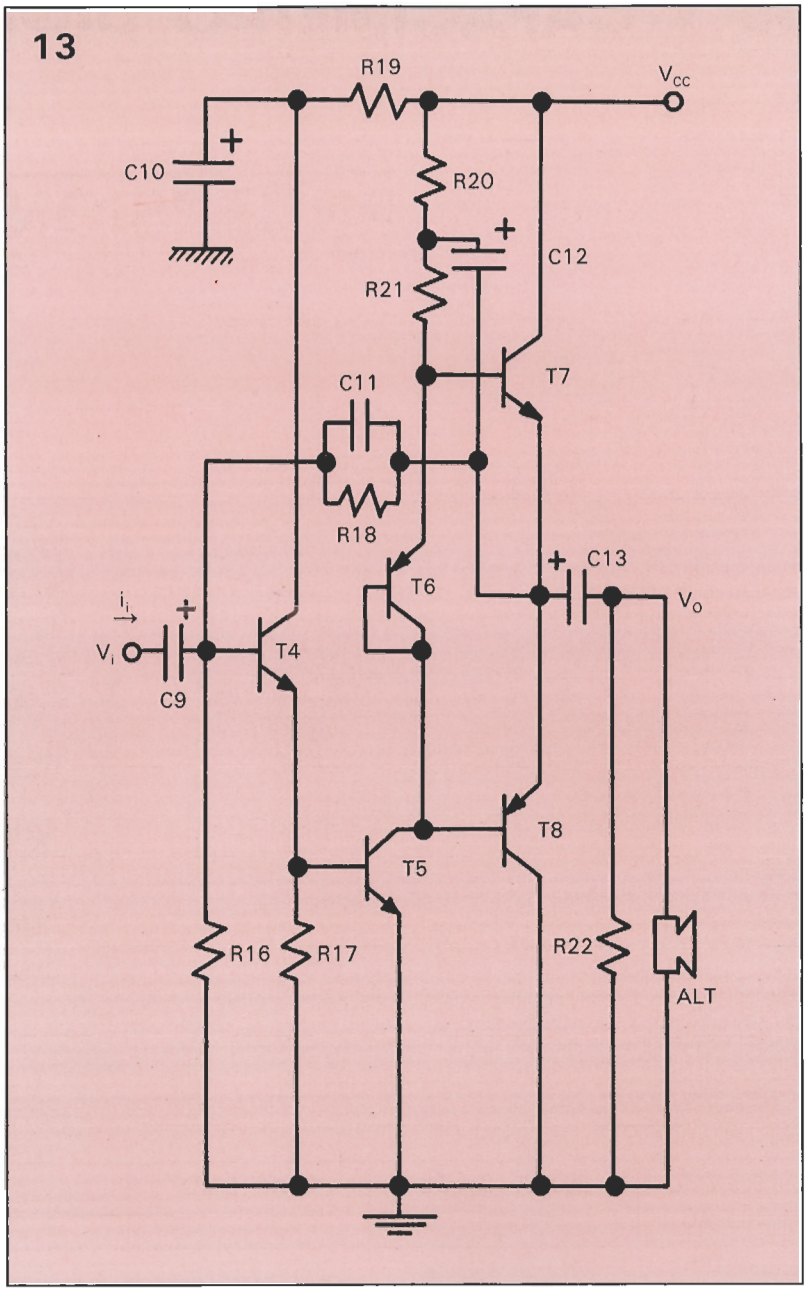


Figura 13. Etapa de potencia del amplificador de audio de 7,5 W que sirve de ejemplo para toda la serie de artículos.

cia como el ancho de banda vienen siempre determinados por uno o varios lazos de realimentación por lo que no se podrá alcanzar una comprensión completa de este circuito sin conocer antes las técnicas de realimentación[4]. No obstante, de una manera cualitativa se puede decir que:

- La excitación de entrada V_1 es amplificada por T_4 (colector común) y T_5 (emisor común) con el objeto de que llegue con un cierto nivel a la etapa de salida.
- Las variaciones de tensión en T_5 producen a su vez variaciones de tensión en las bases de T_7 y T_8.
- Si las variaciones de V_{CE5} son positivas, el transistor T_7 conduce mientras que T_8 permanece al corte y parte de la corriente que circula por R_{20} y R_{21} se deriva hacia la base de T_7. La fuente de alimentación (V_{CC}) suministra la corriente de colector de T_7 que circula por R_L.
- Si las variaciones de V_{CE5} en torno a V_{CEQ5} son negativas entonces es T_8 quien conduce manteniéndose T_7 al corte y la corriente de base de T_8 pasa a través del colector de T_5. Esta vez es el condensador C_{13} el que suministra la corriente necesaria a la carga.

Margen dinámico

La expresión dada (32) para el cálculo del margen dinámico no es aplicable en este caso, pues proporciona el valor máximo alcanzable supuesto que las únicas limitaciones son las tensiones colector-emisor de saturación de los transistores de salida. En circuitos prácticos es normal que existan otros factores que reduzcan este valor máximo, por lo que deberá realizarse el cálculo para cada caso particular.

En el circuito de la figura 13 las excursiones negativas de señal vienen limitadas por T_5 y T_8.

(45) $V_S \geq V_{CESAT5} - V_{BE8} - V_{C13}$

y las excursiones positivas vienen limitadas por T_7

(46) $V_S < V_{CC} - V_{BE7} - (R_{20} + R_{21})(I_{LMAX}/h_{FEMIN7})$

Con este circuito es posible obtener sin problemas un margen dinámico de ±8 V, suficiente para desarrollar una potencia en la carga de 7,5 W.

Consideraciones sobre potencia

La potencia máxima consumida por cada transistor es un parámetro básico a tener en cuenta a la hora de elegir el transistor más adecuado para un determinado circuito. A estos efectos el fabricante siempre proporciona en sus catálogos la potencia máxima disipable si se trata de transistores de baja potencia (prefijo BC). Para transistores de potencia (prefijo BD) suele suministrar, además, gráficas como la de la figura 1 que indican la variación de la potencia máxima disipable con la temperatura e información sobre el tipo de disipador que es conveniente usar para aumentar su valor.

Para el circuito de la figura 13 se ha elegido el transistor de baja potencia BC 546 para T_4, que forma parte de la etapa excitadora previa. Los transistores T_5...T_8 forman la etapa de potencia propiamente dicha. Para T_5 y T_7 se ha elegido el BD 132, capaz de disipar 15 W. sin necesidad de disipador. Para T_8 se ha escogido el BD 131 que es complementario del anterior. El transistor T_6 funciona como diodo con una tensión entre colector y emisor que no supera los 0,7 o 0,8 V. Por ello y a pesar de que su corriente de polarización de colector es de 84 ma. se puede emplear un transistor de menor potencia como el BD 136.

Cuando se trabaja con gran señal también es necesario tener en cuenta las limitaciones de otros componentes del circuito como la tensión máxima que deben soportar las condensadores y la potencia máxima disipable por las resistencias.

(1) Amplificación con componentes discretos II: pequeña señal y configuraciones fundamentales. Ver Elektor n.º 102 (nov./88).

(2) Amplificación con componentes discretos I: Introducción. Ver Elektor n.º 101 (oct./88).

(3) $\langle P(t) \rangle$ equivale al «valor medio de P(t)» y se calcula mediante la integral

$$\langle P(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{t}^{t+T} P(t)\, dt$$

(4) Las técnicas de realimentación serán presentadas en el próximo artículo de esta serie.

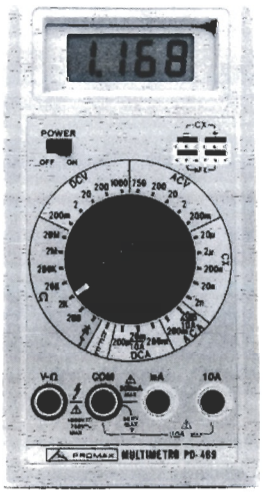
MULTIMETROS Y CAPACIMETRO DIGITALES

PROMAX

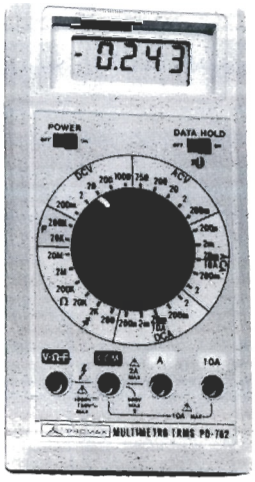
PROFESIONALES



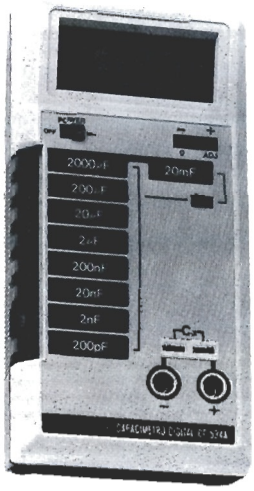
PD - 290



PD - 469



PD - 782



CP - 534 A

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

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

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

GARANTIA DE SERVICIO

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

PROMAX

INSTRUMENTACION ELECTRONICA PROMAX, S.A.

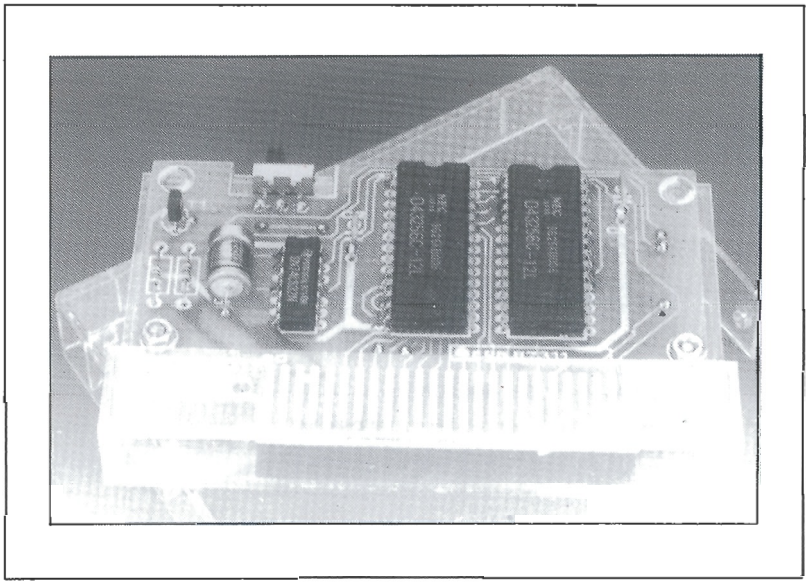
Fco. Moragas, 71-75 - 08907 HOSPITALET DE LLOBREGAT - Tel. (93) 337 90 08
Fax: (93) 338 11 26 - Telex 98116 PRX E
DELEGACION CENTRO
Clara del Rey, 8 - 28002 MADRID - Tel. (91) 413 78 01

Solicite más información

Aunque según la filosofía de los ordenadores MSX se puede direccionar hasta 1 Megabyte de memoria, el número de ordenadores que emplean más de 128 Kbytes es sorprendentemente bajo, y los módulos comerciales de ampliación de memoria son poco usuales. Para solventar este problema, hemos decidido presentar en esta ocasión una ampliación de memoria que permita a los usuarios de ordenadores MSX incrementar la memoria total disponible de su ordenador en pasos de 32 o 64 kbytes según sus necesidades.

AMPLIACIÓN DE 64K DE RAM ESTÁTICA PARA ORDENADORES MSX

Introducción



Los ordenadores MSX disponen de una tarjeta de 64 kbytes como memoria estándar, memoria que llega a 128 Kbytes en los modelos más recientes. A pesar de esto, los ordenadores MSX no han tomado la decisión de tender hacia una gran cantidad de memoria dentro del sistema. El diagrama de la figura 1 representa la estructura teórica del mapa de memoria dentro de la filosofía de los ordenadores MSX, el cual se desarrolló inicialmente para poder direccionar un total de 1 Mbyte. Sin embargo, en la práctica no existe actualmente un ordenador MSX que emplee todo el sistema de memoria disponible.

En principio, cualquier ordenador MSX puede albergar hasta cuatro de los denominados slots primarios, que a su vez se subdividen cada uno de ellos en cuatro bloques de 16 Kbytes. El BASIC y la ROM que alberga el sistema operativo están situados dentro del margen de direcciones del primer slot (número 0). Las dos ROM emplean hasta la mitad de este bloque, ocupando las direcciones

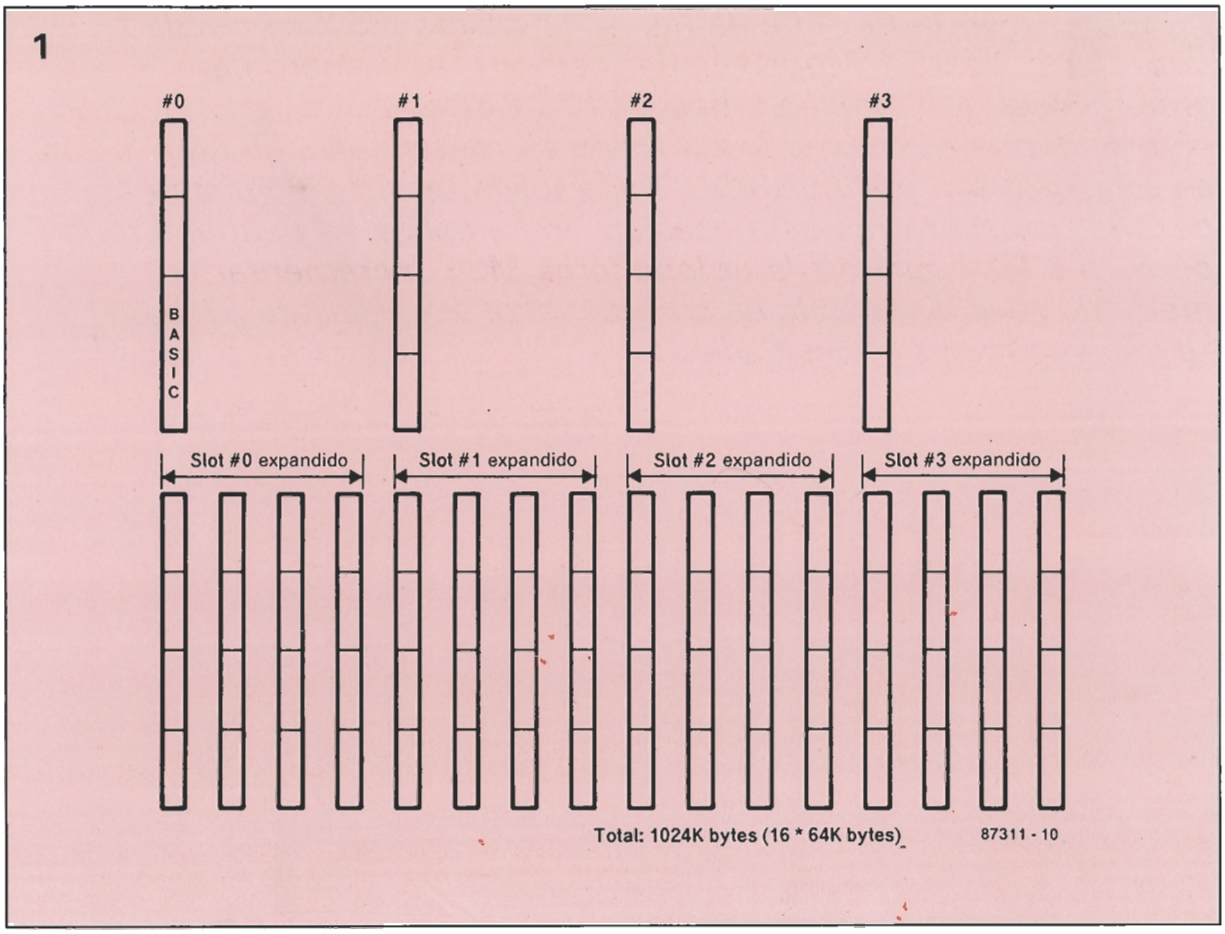
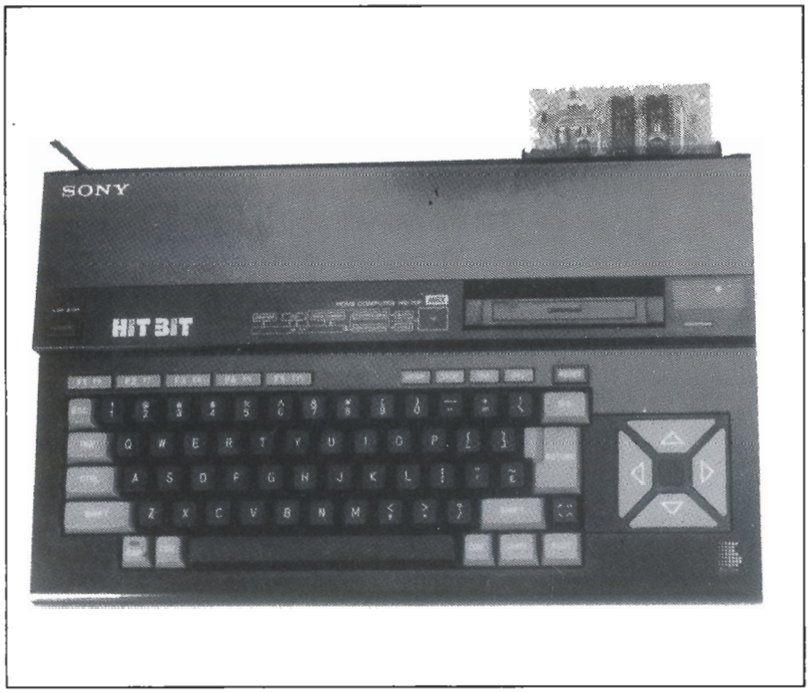


Figura1. Estructura teórica de la memoria en un ordenador MSX.

comprendidas desde 0000h a 7FFFh, esto es, dos bloques de 32 Kbytes. La memoria de acceso aleatorio o RAM usualmente se aloja en otro slot situado en el margen de direcciones 8000h a FFFFh. Después de un reset o encendido del equipo el sistema operativo ejecuta una rutina para examinar cuáles son los slots que albergan memoria RAM.

Cualquier slot se puede expandir con la ayuda del hardware adicional necesario. Debido a la propia estructura de los slots de expansión, se puede emplear cuatro bancos iguales por slot. Como el propio slot, estos bancos en principio estarán compuestos por cuatro bloques de 16 Kbytes. En la práctica, un circuito de expansión de slots permite extender la capacidad de memoria de un slot primario de 64 a 256 Kbytes.

La tabla 1 lista la estructura de slots de una serie de ordenadores MSX, mostrando también qué slots están expandidos internamente. La función de la denominada memoria «mapeada» en los ordenadores MSX2 puede ser olvidada en lo concerniente a la presente tarjeta de ampliación de memoria. La gran mayoría de los ordenadores MSX tienen al menos uno o dos slots no expandidos por lo que se pueden añadir



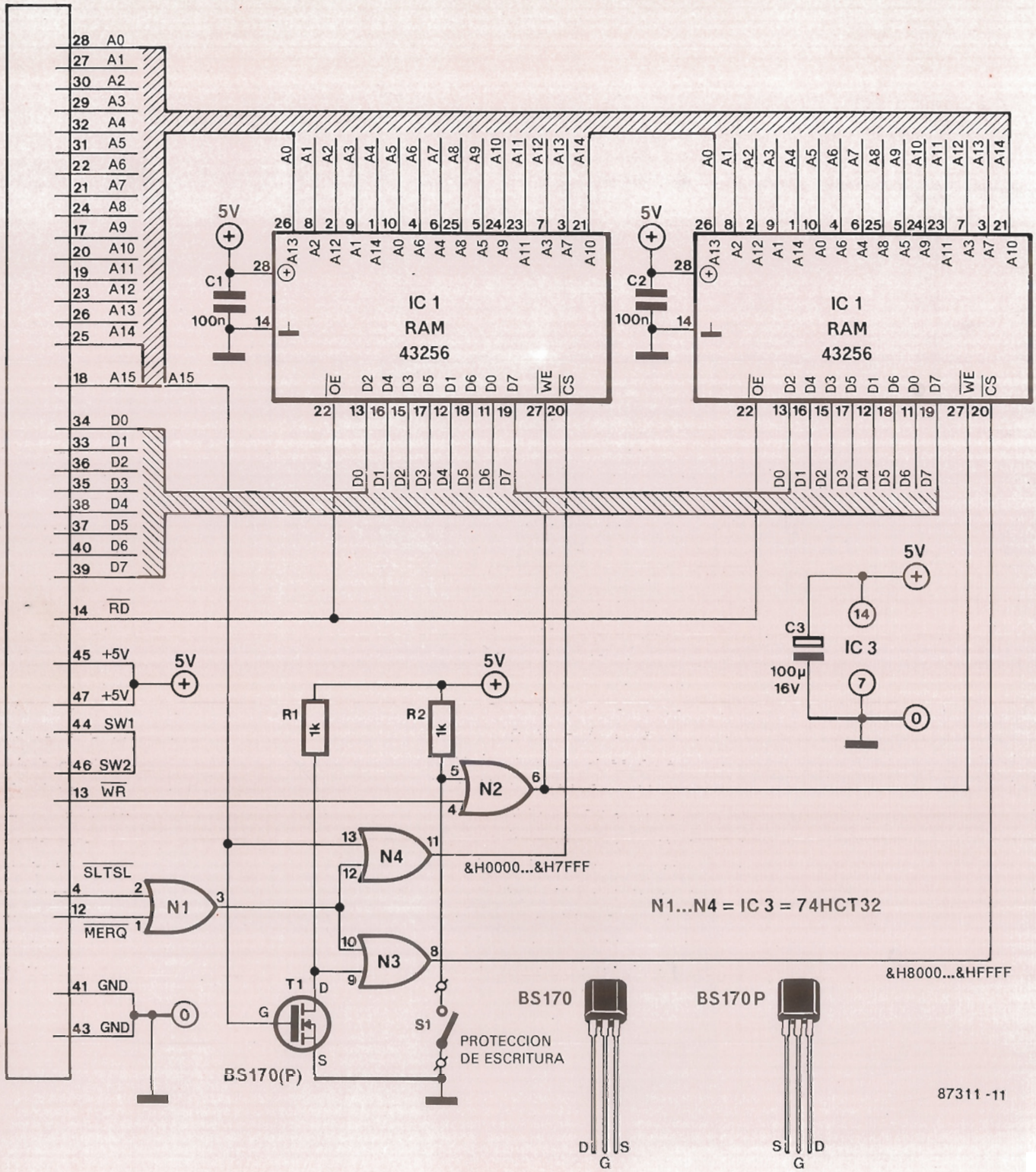
(Fotografía final). Ordenaror MSX Sony HitBit ampliado con 64 Kbytes de memoria RAM.

64 o 128 Kbytes de memoria RAM sin problemas.

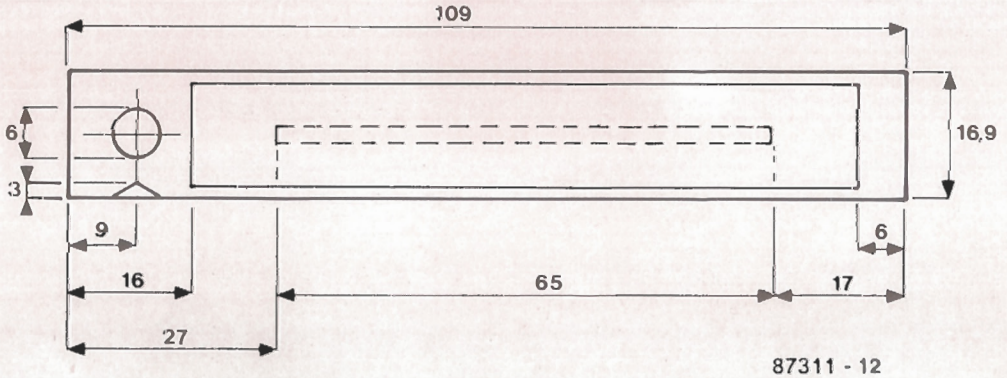
¿Más memoria significa más espacio de trabajo?

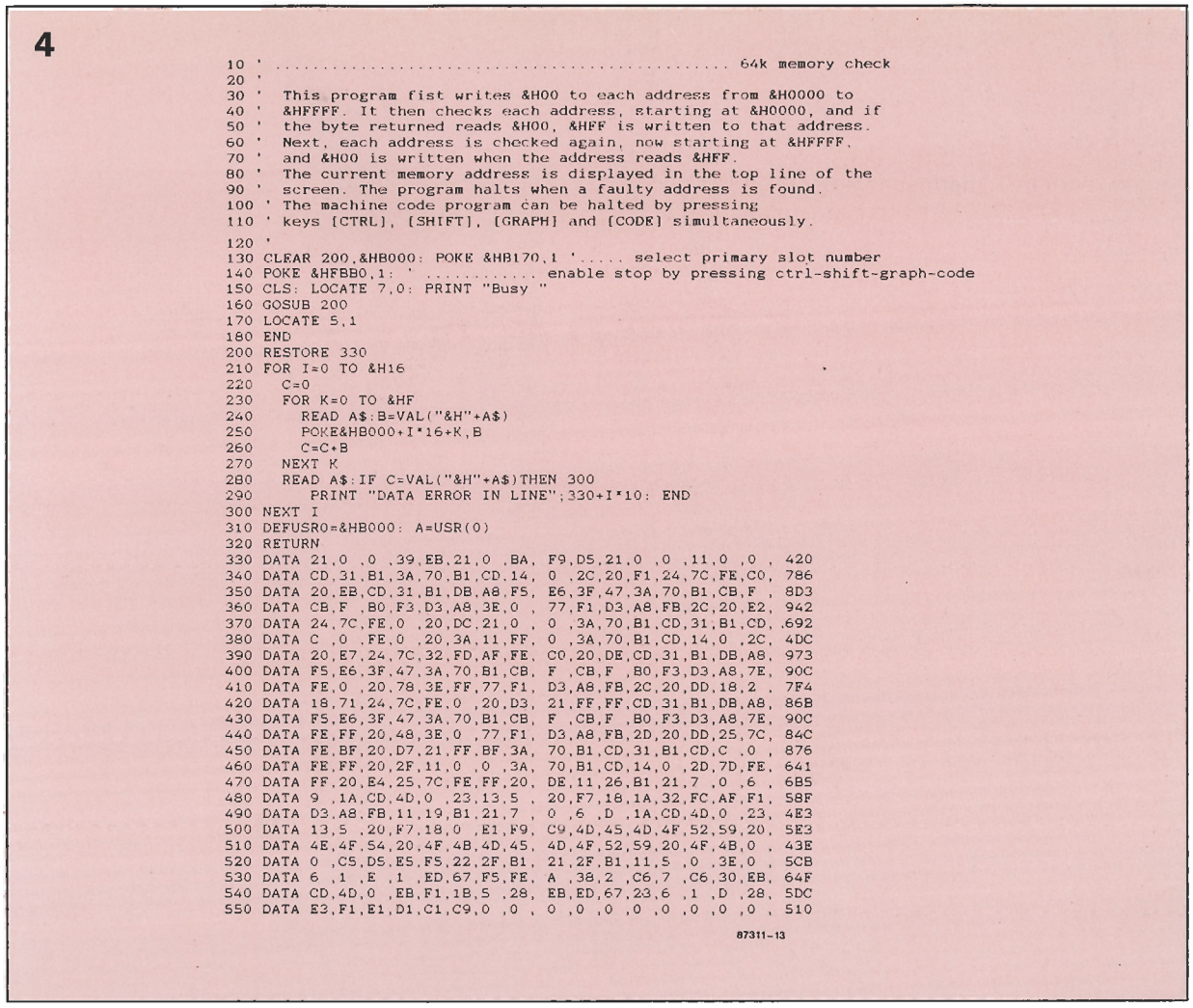
Cuando los ordenadores MSX están trabajando en BASIC tienen relativamente poca memoria libre —en la práctica apenas llega a 23 Kbytes. A algunos de nuestros lectores les puede sorprender la afirmación de que si añadimos 128 Kbytes de memoria RAM no se soluciona esta limitación, dado que el BASIC no puede direccionar esta memoria adicional. En principio alguien se podría formular la pregunta: ¿esta limitación

2


K1
28 A0
27 A1
30 A2
29 A3
32 A4
31 A5
22 A6
21 A7
24 A8
17 A9
20 A10
19 A11
23 A12
26 A13
25 A14
18 A15
34 D0
33 D1
36 D2
35 D3
38 D4
37 D5
40 D6
39 D7
14 RD
45 +5V
47 +5V
44 SW1
46 SW2
13 WR
41 GND
43 GND
5V
C1
100n
C2
IC 1
RAM
43256
C3
100µ
16V
IC 3
R1
1k
R2
1k
N1
N2
N3
N4
SLTSL
MERQ
&H0000...&H7FFF
&H8000...&HFFFF
N1...N4 = IC 3 = 74HCT32
T1
BS170(P)
S1
PROTECCION
DE ESCRITURA
BS170
BS170P
87311 -11

3


109
16,9
6
3
9
16
27
65
17
6
87311 - 12



```
10 ' ..................................................... 64k memory check
20 '
30 '  This program fist writes &H00 to each address from &H0000 to
40 '  &HFFFF. It then checks each address, starting at &H0000, and if
50 '  the byte returned reads &H00, &HFF is written to that address.
60 '  Next, each address is checked again, now starting at &HFFFF,
70 '  and &H00 is written when the address reads &HFF.
80 '  The current memory address is displayed in the top line of the
90 '  screen. The program halts when a faulty address is found.
100 ' The machine code program can be halted by pressing
110 ' keys [CTRL], [SHIFT], [GRAPH] and [CODE] simultaneously.
120 '
130 CLEAR 200,&HB000: POKE &HB170,1 '..... select primary slot number
140 POKE &HFBB0,1: ' ............. enable stop by pressing ctrl-shift-graph-code
150 CLS: LOCATE 7,0: PRINT "Busy "
160 GOSUB 200
170 LOCATE 5,1
180 END
200 RESTORE 330
210 FOR I=0 TO &H16
220   C=0
230   FOR K=0 TO &HF
240     READ A$:B=VAL("&H"+A$)
250     POKE&HB000+I*16+K,B
260     C=C+B
270   NEXT K
280   READ A$:IF C=VAL("&H"+A$)THEN 300
290     PRINT "DATA ERROR IN LINE";330+I*10: END
300 NEXT I
310 DEFUSR0=&HB000: A=USR(0)
320 RETURN
330 DATA 21,0 ,0 ,39,EB,21,0 ,BA, F9,D5,21,0 ,0 ,11,0 ,0 , 420
340 DATA CD,31,B1,3A,70,B1,CD,14, 0 ,2C,20,F1,24,7C,FE,C0, 786
350 DATA 20,EB,CD,31,B1,DB,A8,F5, E6,3F,47,3A,70,B1,CB,F , 8D3
360 DATA CB,F ,B0,F3,D3,A8,3E,0 , 77,F1,D3,A8,FB,2C,20,E2, 942
370 DATA 24,7C,FE,0 ,20,DC,21,0 , 0 ,3A,70,B1,CD,31,B1,CD, 692
380 DATA C ,0 ,FE,0 ,20,3A,11,FF, 0 ,3A,70,B1,CD,14,0 ,2C, 4DC
390 DATA 20,E7,24,7C,32,FD,AF,FE, C0,20,DE,CD,31,B1,DB,A8, 973
400 DATA F5,E6,3F,47,3A,70,B1,CB, F ,CB,F ,B0,F3,D3,A8,7E, 90C
410 DATA FE,0 ,20,78,3E,FF,77,F1, D3,A8,FB,2C,20,DD,18,2 , 7F4
420 DATA 18,71,24,7C,FE,0 ,20,D3, 21,FF,FF,CD,31,B1,DB,A8, 86B
430 DATA F5,E6,3F,47,3A,70,B1,CB, F ,CB,F ,B0,F3,D3,A8,7E, 90C
440 DATA FE,FF,20,48,3E,0 ,77,F1, D3,A8,FB,2D,20,DD,25,7C, 84C
450 DATA FE,BF,20,D7,21,FF,BF,3A, 70,B1,CD,31,B1,CD,C ,0 , 876
460 DATA FE,FF,20,2F,11,0 ,0 ,3A, 70,B1,CD,14,0 ,2D,7D,FE, 641
470 DATA FF,20,E4,25,7C,FE,FF,20, DE,11,26,B1,21,7 ,0 ,6 , 6B5
480 DATA 9 ,1A,CD,4D,0 ,23,13,5 , 20,F7,18,1A,32,FC,AF,F1, 5BF
490 DATA D3,A8,FB,11,19,B1,21,7 , 0 ,6 ,D ,1A,CD,4D,0 ,23, 4E3
500 DATA 13,5 ,20,F7,18,0 ,E1,F9, C9,4D,45,4D,4F,52,59,20, 5E3
510 DATA 4E,4F,54,20,4F,4B,4D,45, 4D,4F,52,59,20,4F,4B,0 , 43E
520 DATA 0 ,C5,D5,E5,F5,22,2F,B1, 21,2F,B1,11,5 ,0 ,3E,0 , 5CB
530 DATA 6 ,1 ,E ,1 ,ED,67,F5,FE, A ,38,2 ,C6,7 ,C6,30,EB, 64F
540 DATA CD,4D,0 ,EB,F1,1B,5 ,28, EB,ED,67,23,6 ,1 ,D ,28, 5DC
550 DATA E3,F1,E1,D1,C1,C9,0 ,0 , 0 ,0 ,0 ,0 ,0 ,0 ,0 ,0 , 510
```

87311-13

Figura 2. Diagrama del circuito de la ampliación de 32 Kbytes o 74 Kbytes de RAM para ordenadores MSX.

Figura 3. Detalles del mecanizado de la caja realizada en torno a una casete musical.

Figura 4. Este programa se puede emplear para comprobar la ampliación de memoria.

hace inútil cualquier ampliación de memoria RAM? Afortunadamente, la respuesta es negativa. Evidentemente, el presente circuito no se hubiera desarrollado si el ordenador no se pudiera beneficiar de él. Existen programas capaces de emplear la memoria del BASIC MSX. Avanzando más allá, existen otros programas que sólo pueden trabajar cuando se instala la ampliación de memoria, desconociéndose por supuesto las anteriores limitaciones del BASIC cuando se emplea el código máquina.

En un gran número de casos, la ampliación de RAM descrita a continuación hace posible ejecutar viejos programas sobre los más recientes y modernos ordenadores. Esto es así en primer lugar porque las versiones de algunos programas no asumen que los 64 Kbytes de memoria están divididos en varios slots. Sin embargo, esto no es estrictamente necesario según la filosofía MSX. Por supuesto, en el caso de la presente ampliación de memoria RAM esta regla se ha respetado.

En BASIC, la tarjeta de ampliación de memoria ofrece una interesante característica al permitir la memoria convertirse en memoria de solo lectura para comprobar si un programa en código máquina o en BASIC corre desde una EPROM. Los programas desarrollados por el usuario con la intención de almacenarlos en EPROM, pueden por lo tanto ser comprobados en RAM evitando la necesidad de borrar y cargar las EPROM por cada cambio mínimo en el programa (recordar que un programador de EPROM para ordenadores MSX se presentó en ELEKTOR Nº 89).

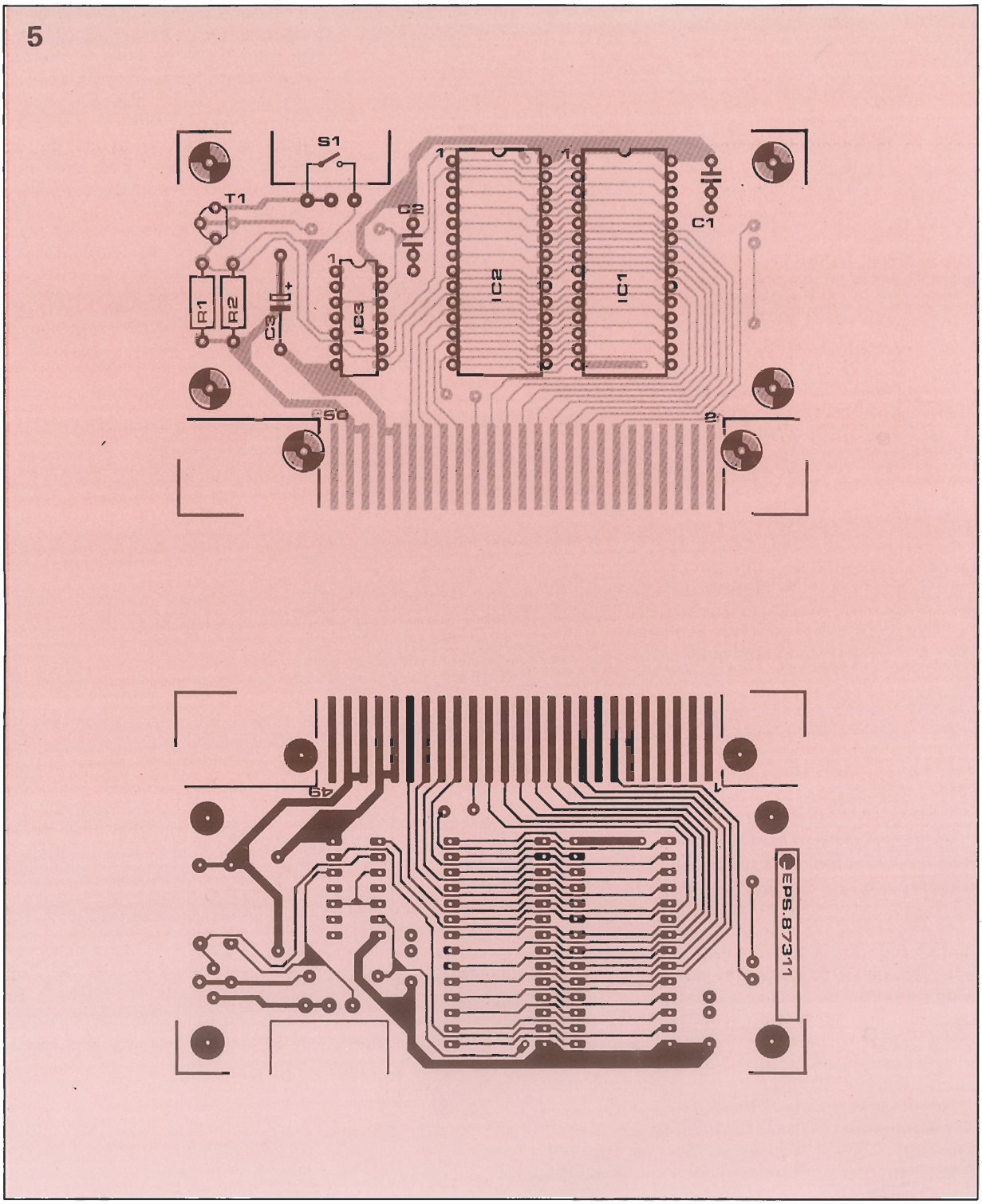
Dado que la memoria interna del ordenador normalmente está situada en un slot alto, el sistema de control no la encontrará hasta que se hayan examinado los otros restantes slots en búsqueda de memoria RAM. El sistema de control emplea el primer banco de memoria RAM que encuentra, comprobándolo en bloques de 16 Kbytes, esto es en el conjunto de direcciones COOOh a FFFFh y desde 8000h a BFFFh. Esto significa que los 32 Kbytes de RAM se pueden dividir en dos slots.

Cuando se selecciona un slot bajo, el sistema de control encontrará la tarjeta de ampliación de memoria antes de la memoria interna y la empleará como memoria de trabajo. Por ejemplo, cuando la memoria interna se sitúe en el slot 3, la asignación de slots para la memoria interna de un gran número de ordenadores MSX comerciales se puede observar en la tabla 1. Si su ordenador no se encuentra dentro de esta tabla, no dude en consultar el manual técnico suministrado con el mismo. La memoria RAM interna siempre se selecciona cuando se haya situada en los slot 0 ó 1.

Descripción del circuito

El diagrama del circuito de la tarjeta de ampliación de memoria RAM para los ordenadores MSX se representa en la figura 2. Como podrá observarse está compuesto tan sólo de dos circuitos de 32 Kbytes de RAM estática, un circuito integrado CMOS, dos resistencias, tres condensadores y un transistor FET, por lo que no puede ser más simple.

Figura 5. Serigrafía de montaje de la tarjeta de doble cara y taladros metalizados empleada en la ampliación de memoria para ordenadores MSX.



Lista de componentes

Resistencias (±5%):
$R_1;R_2$ = 1KΩ

Condensadores:
$C_1;C_2$ = 100n
C_3 = 100µ; 16 V; axial

Semiconductores:
T_1 = BS170 o BS170P (ver texto)
$IC_1;IC_2$ = 43256 o 62256 32K × 8 static RAM
IC_3 = 74HCT32

Varios:
S_1 = interruptor deslizante miniatura
EPS 87311

El conector K1 está formado por un conjunto de pistas estañadas de doble cara, constituyendo un conector de borde de tarjeta de circuito impreso.

La puerta N1 combina las señales /SLTSL y /MEMRQ para permitir la selección de los circuitos de memoria IC1 e IC2. Dado que estas memorias tienen una capacidad de 32 Kbytes cada una, y la señal /SLTSL está pensada para direccionar un margen de 64 Kbytes, la selección de bloques de memoria se tiene que dividir en dos bloques de 32 Kbytes. Esta función se realiza por medio del conjunto de puertas N3 y N4 que combinan la información presente en el bit 15 de direcciones (A15) y su negada (/A15) con la salida de la puerta N1. El interruptor de protección contra escritura S1 bloquea la señal /WR para ambas memorias, a través de la puerta N2.

Por supuesto, los circuitos integrados IC1 e IC2 trabajan de forma independiente, y uno de ellos se puede omitir cuando tan sólo se necesite 32 Kbytes de memoria RAM extra.

Módulo compacto

La construcción de la ampliación de memoria RAM sobre la placa de circuito impreso EPS-87311 es inmediata debido al diseño de la misma en formato de doble cara con taladros metalizados. Antes de montar los componentes sobre la placa, utilizar una sierra de marquetería para cortar las dos esquinas próximas al conector K1 por las líneas sobreimpresas al circuito impreso. Realizar la misma operación con el área que rodea la ubicación del interruptor S1.

Para el montaje de los circuitos integrados de memoria (IC1 e IC2) se recomienda emplear zócalos de buena calidad. Aunque la máscara antisoldante empleada en la fabricación del circuito impreso asegura la adecuada protección contra los cortocircuitos entre pines o pistas adyacentes efectuados en el montaje de la placa, se recomienda, sobre todo a los lectores poco experimentados en montajes electrónicos, un trabajo cuidadoso en el montaje, empleando un soldador de baja potencia y de punta fina.

Debemos advertir la existencia de un posible problema en la realización práctica de la ampliación de memoria. El FET T1 se puede encontrar en el mercadó con distintos encapsulados, ya sea con la denominación BS170 o con BS170P. La versión P tiene una disposición de patillas diferente como puede verse en el diagrama del circuito (Figura 2). La serigrafía de montaje reflejada en la placa de circuito impreso EPS-87311 corresponde con el modelo estándar BS170.

Comprobación práctica

La ampliación de memoria RAM para ordenadores MSX se puede comprobar funcionalmente antes de incorporarse a su caja definitiva. La figura 4 muestra el listado de un programa de prueba escrito en lenguaje BASIC MSX. El programa de prueba se carga en código máquina a través de instrucciones DATA con la ayuda de la instrucción POKE dentro de un bucle FOR/NEXT.

Antes de encender el ordenador, deberemos activar (cerrar) el interruptor S1 para situar la tarjeta de ampliación como un bloque ROM. Una vez que el ordenador haya finalizado su rutina de inicialización, abrir el interruptor S1 y escribir o cargar el programa de prueba, asegurándose que éste direcciona el correcto slot primario, que corresponde con el valor situado en el POKE de la línea 310. Como podrá observarse, el programa de prueba comprueba el espacio total de 64 Kbytes. Cuando la ampliación de memoria funciona correctamente, el programa muestra el mensaje «MEMORI OK» en la esquina superior izquierda de la pantalla. Si se detecta un error en el programa de prueba, éste responde con el mensaje «MEMORY ERROR» en la misma posición.

Últimos detalles

El circuito impreso montado con todos sus componentes puede tomar el aspecto, una vez efectuada su comprobación funcional, de una caja compacta y rígida si se incluye dentro de una caja de cassete estándard de música —ver la fotografía en la introducción del artículo y el dibujo de la figura 3. Después de quitar la parte inferior de la caja, el circuito impreso se fija por medio de cuatro tornillos con sus correspondientes separadores. Una vez sellada la caja con ayuda de un spray adecuado, el módulo de ampliación de memoria está listo para su uso.

Referencias: Programador de EPROM para MSX 1 y 2, Elektor Nº 89, Octubre 1987 y Nº 90, Noviembre 1987.

Tabla 1

Asignación de slot en los ordenadores MSX

MSX1	RAM-SLOT	COMENTARIOS
AVT Daewoo DPC-200	1	
Canon V20	3	
Goldstrar FC 200	2	
JVC HC-7-gb	2	
Mitsubishi MFL-FX1	3-2	Slot 3 expandido, 64 Kb RAM
Mitsubishi MFL-48	0	32 Kb RAM
Mitsubishi MFL-80	1	
Panasonic CF2700	1	
Philips VG8020	3	
Philips VG8010	0	32 KB RAM, solt 2 no utilizable
V68020/20	3-2	
Sanyo MPC-100	3	
Sony HB201p	3	16 Kb ROM firmware en slot 0
Sony HB75p	2	16 Kb ROM firmware en slot 0
Sony HB55p	0	16 Kb RAM, 16 Kb ROM firmware en slot 0
Sony HB10p	3	
Sony HB501p	3	
Spectravideo 738	1	Slot 3 expandido RS232/Diskrom
Spectravideo 728	1	
Toshiba HX-10	2	
Yamaha CX5M	0	32 Kb RAM
Yashica YC-64	3	Slot 1 no utilizable

MSX2	RAM-SLOT	COMENTARIOS
AVT Daewoo CPC-300	0-2	Slot 0 expandido 128 Kb Memoria mapeada
Sony HB-F500P	0-0 0-2	Slot 0 expandido
Sony HB-F700P	3-3	Slot 3 expandido 256 Kb Memoria mapeada
Sony HB-F900P	0-0 0-2	Slot 0 expandido Digitalizador vídeo
Sony HB-F9P	3-2	Slot 3 expandido 128 Kb Memoria mapeada 16 Kb ROM firmware
Philips VG8220	3-2	Slot 3 expandido 16 Kb ROM firmware
Philips VG8230	3-2	Slot 3 expandido
Philips VG8235/8245	3-2	Slot 3 expandido 128 Kb Memoria mapeada
Philips VG8250/8255	3-2	Slot 3 expandido 128 Kb Memoria mapeada
Philips VG8280	3-2	Slot 3 expandido 128 Kb Memoria mapeada Digitalizador vídeo

Aquí presentamos el circuito que, unido al teléfono, le permite poner en marcha o parar otros aparatos a distancia. Es tan inteligente y fiable como para controlar un calentador, por ejemplo. Antes de poder conectarse a una red pública debe ser homologado por telefónica.

TELECONTROL POR TELÉFONO

Tenga un brazo tan grande como necesite gracias a su teléfono

Hace unas semanas recibimos una carta muy simpática de un lector que nos decía que tenía una casa de campo con teléfono y con una calefacción de fuel; ya habrán adivinado el objeto de su carta: se trataba de diseñar un circuito de telecontrol por teléfono que permitiese a los dueños de la casa que, al llegar el viernes por la noche, la casa estuviera caliente. Una llamada por teléfono el viernes a media mañana para arrancar la caldera. La idea para ese montaje ya estaba en el aire, sólo había que concretarla, lo que se hizo enseguida... y aquí tenemos el resultado: un telecontrol de frecuencia vocal (esto es, con bajas frecuencias) con múltiples posibilidades, basado en componentes ordinarios, los cuales solo tienen un inconveniente, es su compatibilidad que es sin duda muy aproximada con las exigencias de homologación.

El principio

Si hace falta un automatismo de puesta en marcha por teléfono, lo primero es que sólo responda a las llamadas que le conciernen. Existen unos aparatos que son contestadores y registran la señal BF, metida en la línea por el usuario con la ayuda de un pequeño aparato generador, que basta con mantenerlo unos segundos en la proximidad del micrófono. Hemos optado por un dispositivo más discreto, ya que está basado en la detección de una se-

1

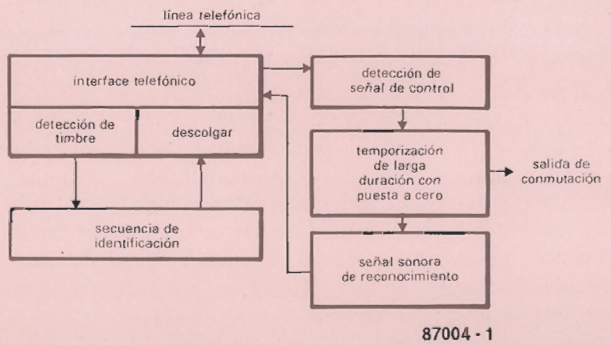
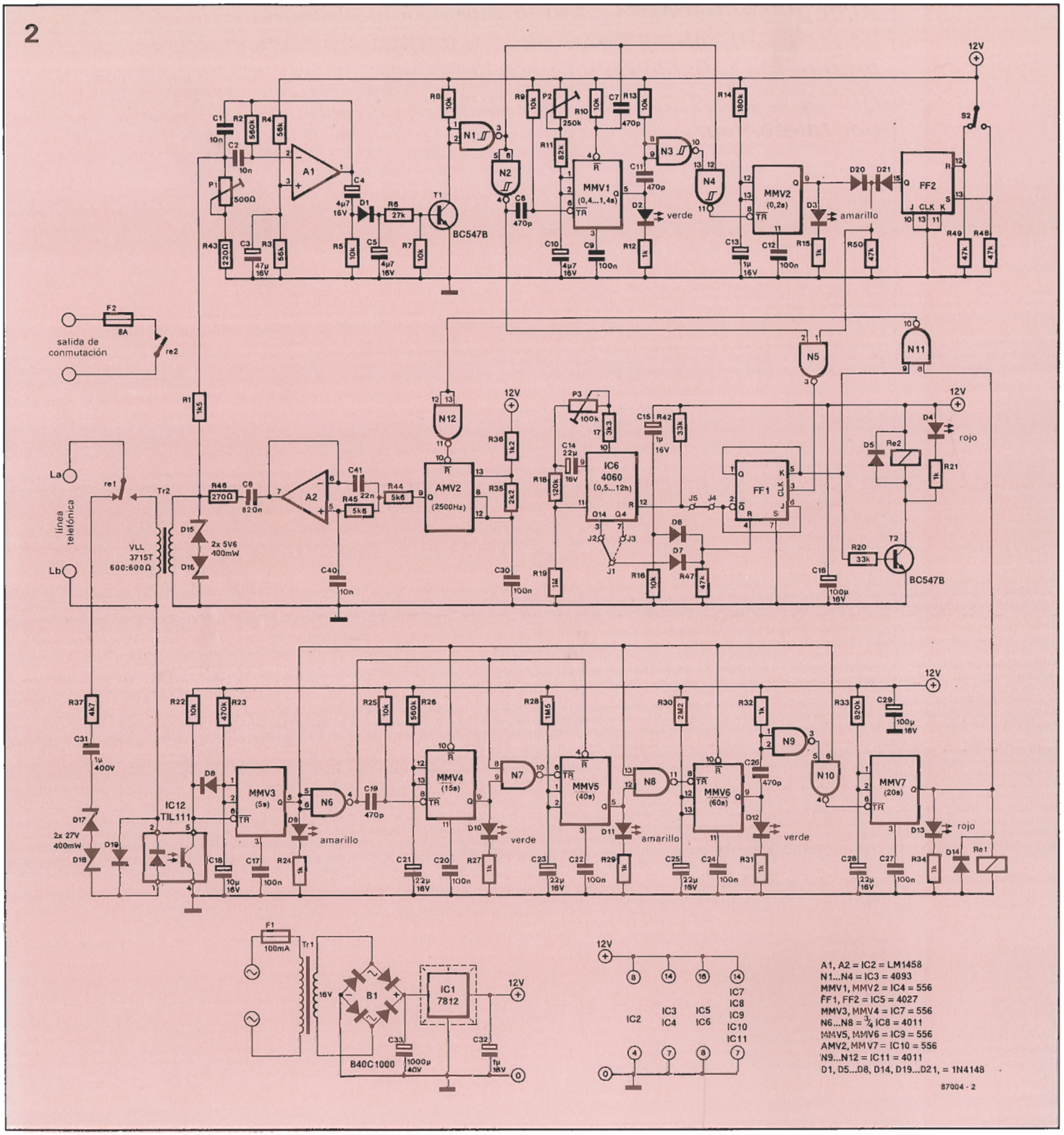


Figura 1. Este croquis resume el funcionamiento del automatismo telecontrolado. La secuencia de identificación consiste en una primera serie de tres llamadas a las cuales el automatismo no responde; después una segunda serie de 12 llamadas al término de la cual el aparato establece la comunicación.



cuencia de identificación a falta de la cual la señal de control no es aceptada. Pero eso no es todo; una vez que la secuencia de identificación es reconocida y recibida, la señal de control para la puesta en marcha del aparato telecontrolado, el automatismo emite, él mismo, una señal para indicar que la orden ha sido recibida bien y ejecutada. A continuación, el usuario dispone de 20 segundos para enviar una nueva señal piloto que será interpretada como orden de puesta fuera de servicio. Después, la comunicación se interrumpe. El automatismo de puesta en marcha telecontrolada lleva igualmente un dispositivo de corte autónomo que es activado por un temporizador de larga duración.

Hay que señalar que en el aparato que acabamos de describir no hay nada que impida la utilización simultánea del teléfono para las conversaciones ordinarias y para la conmutación automática.

La figura 1 esquematiza el principio de funcionamiento que acabamos de describir. Sin duda nuestros lectores querrán que les aclaremos un poco lo que pasa en la figura 2 que aparentemente es bastante más complicado.

El esquema

El circuito de telecontrol se monta en la línea en paralelo con el teléfono. Re 1 es el relé de la

Figura 2. Esquema eléctrico completo del automatismo telecontrolado por teléfono. Se distinguen 3 partes: el detector de secuencia de identificación, el detector de frecuencia piloto y el temporizador.

toma de la línea. La y Lb están en contacto a través de ese relé, C31 y el diodo del foto-acoplador IC12. La tensión en la línea es continua (más de 50V) por lo que no circula por C31. Imaginemos que aparece la tensión alterna del timbre. Una semialternacia de esta tensión que atraviesa IC12 provoca la saturación del transistor del fotoacoplador; veremos posteriormente como se utiliza esta señal.

Por el momento dejamos la línea telefónica. Cuando el circuito de telecontrol decida aceptar la llamada, excita el relé Re 1: los puntos La y Lb están entonces unidos a las dos extremidades del arrollamiento primario de la línea Tr2. La señal BF máxima en el secundario de este transformador es del orden de 200mV. Los picos de tensión son recortados por D15 y D16.

Secuencia de identificación

El circuito de reconocimiento de la secuencia de identificación es el lazo entre el utilizador y el... utilizado. No lleva más que 5 monoestables (MMV3...MMV7). Para facilitarnos el camino hemos dotado a cada uno de ellos de un diodo indicador. MMV3 se dispara por medio de D8. Sabemos que el tiempo de los timbrazos del teléfono es un segundo y el intervalo entre dos timbrazos es de cuatro segundos. Durante un timbrazo, la entrada de disparo TR de MMV3 recibe durante un segundo unos impulsos negativos (la llamada propiamente dicha); su salida «Q» pasa a «1» y no vuelve a «0» hasta que no pasan 5 segundos desde el último timbrazo de una llamada, por lo que este monoestable redispara por el comienzo de cada timbrazo mientras que el impulso engendrado por el timbrazo anterior no se ha apagado todavía.

El flanco ascendente del impulso de salida de MMV3, invertido por N6 y diferenciado por la red C19/R25, se aplica bajo la forma de un impulso de disparo al monoestable MMV4: su salida pasa a «1» y permanece durante 15 segundos, es decir, el tiempo de 3 timbrazos.

Si la comunicación se interrumpe después de una o dos llamadas, la salida de MMV3 (¡tres!) cae a «0» antes de los 15s: las dos entradas de N7 están todavía altas. Pero en el mismo instante MMV4 se pone a cero de forma que el nivel bajo en la salida N7 no dura más que el tiempo de obtener un impulso de disparo adecuado para MMV5.

Si por el contrario MMV3 está activo durante más de 15 segundos, las condiciones de disparo de MMV5 no se cumplen y la llamada no se tiene en cuenta.

El impulso generado por MMV5 fija en 40s la duración máxima de la espera entre la primera y la segunda llamada. Después de la segunda llamada interviene la salida MMV5 que está todavía alta mientras las dos entradas de N8 están en «1» hasta que MMV5 es puesta a cero: el breve impulso negativo en la salida de N8 provoca el disparo de MMV6. Los 60s del impulso generado por este monoestable son el tiempo durante el cual hace falta dejar sonar el teléfono durante la segunda llamada antes de que el automatismo acepte tomar la línea. Mientras que dura el timbre la patilla 6 de N10 está alta. Mientras la salida de MMV6 vuelve a pasar a «0» después de un minuto, la patilla 5 de N10 pasa brevemente a «1» justo el tiempo de producir en la salida de N10 un impulso de disparo negativo para MMV7: el relé Re1 se excita y permanece así durante 20s. El telecontrol ha descolgado.

Si los timbres han cesado antes de los 60s del impulso MMV6, la salida de MMV3 vuelve a nivel bajo y pondrá a cero a MMV6.

Para la persona que llama es fácil seguir los timbres contando las señales sonoras que oye cada 5 segundos: cada una corresponde a un timbre (y dura 1 s como una llamada) después hay 4 s de silencio. Durante la segunda llamada la comunicación será establecida después de 12 ó 13 timbrazos.

Detección de la señal piloto

La señal BF en la entrada del circuito (50... 100mV) se aplica primero a un filtro construido alrededor de A1, cuya frecuencia central puede variar entre 900 y 1450Hz gracias a P1. La señal de salida de este filtro pasabanda es rectificada por la red D1/C5 antes de ser aplicada al amplifica-

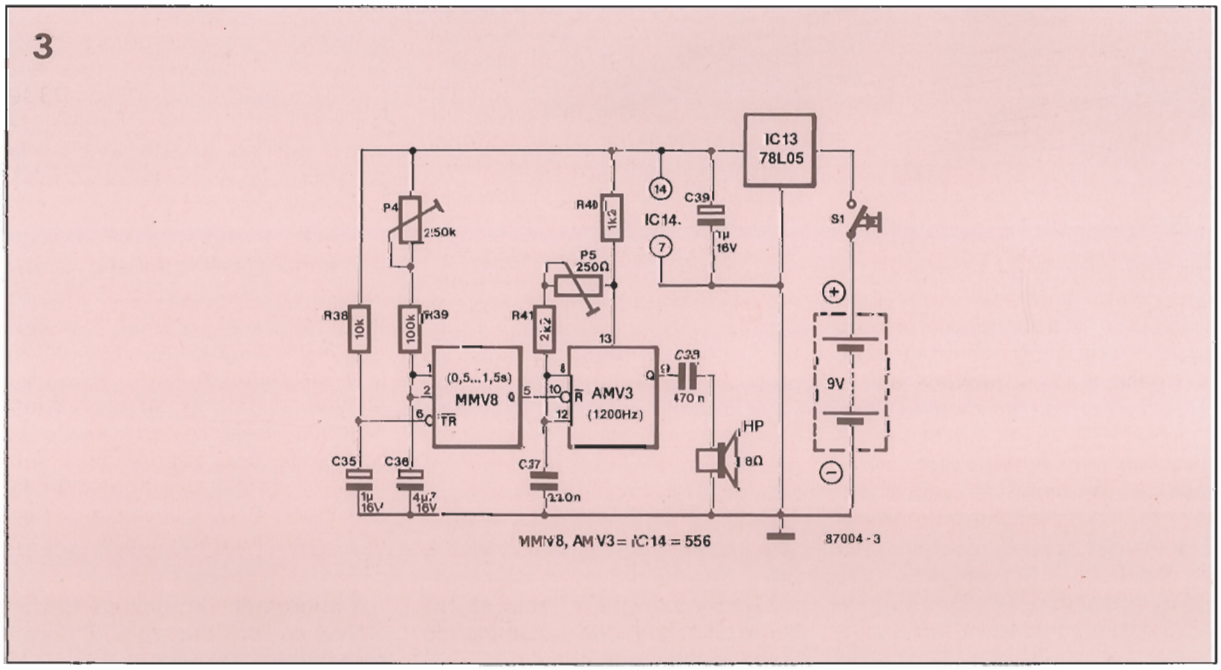


Figura 3. El generador de señal piloto portátil emite una breve señal sonora. Es suficiente colocar el altavoz cerca del micrófono del teléfono y pulsar S1.

dor de corriente continua T1 y al inversor N1. La salida de este operador lógico está alta mientras que la señal piloto recibida normalmente y su frecuencia es la adecuada. La función de MMV1 y MMV2 es vigilar la duración de la señal de control. Al comienzo, MMV1 es disparado y genera un impulso variable entre 0,4 y 4 s gracias a P2 que fija la duración mínima de la emisión de la frecuencia piloto. Mientras la salida de N1 está todavía alta en el momento en que MMV1 se vuelve inactivo, MMV2 se dispara gracias a N3 y N4. El impulso generado por este monoestable determina el tiempo que puede transcurrir hasta el fin del impulso (0,2s). Si la salida de MMV2 está todavía alta cuando la de N1 pasa a nivel bajo (fin de la señal piloto) un breve impulso negativo aparece en al salida de N5 y conecta un temporizador de larga duración. Si la señal piloto es demasiado breve, la puesta a cero de MMV1 intervendrá demasiado temprano: el breve impulso positivo en la salida de N3 llega demasiado tarde para que el disparo MMV2 pueda tener lugar a través de N4. Este retardo se obtiene con la ayuda de una red RC más bien poco ortodoxa en al entrada de la puesta a cero de MMV1.

Temporización de larga duración

Cuando el circuito de detección de la frecuencia piloto ha sido activado por la aparición de una señal de control conveniente, un flanco ascendente en la báscula FF1 provoca la excitación del relé por T2; la salida Q de la báscula JK pasa a «0», lo que libera a IC6, pues la entrada de puesta a cero se vuelve inactiva. En IC6 un multivibrador estable (es decir un oscilador, cuya frecuencia puede variarse con la ayuda de P3) y un contador binario de 14 etapas. La temporización puede variar entre media hora y doce horas. Después de esta espera, la salida Q14 de IC6 pasa a «1» y provoca así la puesta a cero de la báscula FF1 (a través de D7). Si FF1 recibe un impulso de reloj entre tanto (recepción de una señal de control por el teléfono), la inicialización de la báscula habrá tenido ya lugar (las salidas Q/Q y las entradas J/K están cruzadas).

No solo es necesario implantar el puente J4/J5 para suprimir la temporización de larga duración y obtener un modo de funcionamiento biestable. La puesta a cero de la báscula FF1 puede efectuarse igualmente con S2 (FF2 sirve de circuito antirebotes). Mientras dura la puesta en tensión del circuito, son R16, R15 y D6 los que se encargan de inicializar a FF1.

Verse el párrafo «puesta a punto» para la explicación de la función del puente J1/J2/J3.

Señal de recepción

Falta la mitad de un 556 y un amplificador operacional: ¿Qué se puede imaginar mejor que un generador de señal de recepción, encargado de emitir una frecuencia de 2500 Hz? Esta señal no se emite más que durante la comunicación, es decir, mientras que la salida de MMV7 está a nivel alto y que la salida de conmutación está activa (Salida Q de FF1 a nivel alto). El generador propiamente dicho es el multivibrador estable MMV2; la señal cuadrada es filtrada poderosamente por A2, un circuito paso-bajo cuya frecuencia de corte es de unos 2.000 Hz. De esta manera, la señal que se inyecta en la línea telefónica no lleva armónicos por encima de los 3.000 Hz.

El generador portátil

En el esquema de la figura 3 encontramos un integrado 556. Una de sus mitades está montada como multivibrador estable, oscilador, y produce un sonido de 1.200 Hz, (regulable mediante P5) que se inyecta, a través de un condensador, en un altavoz miniatura. La otra mitad está montada en monoestable cuyo impulso dura alrededor de un segundo (variable con la ayuda de P4) y cuya desconexión es automática cuando se pulsa S1.

Cuando la salida Q de MMV8 pasa a «1» libera al oscilador AMV3. El regulador IC13 garantiza la estabilidad de la frecuencia piloto y de su duración mientras la tensión de la pila sea superior a 7.5 V.

Fabricación y puesta a punto

Esperamos que aprecie el encanto de la pequeña mecánica «de precisión» de este circuito.

La tensión de alimentación es de 12 V y la corriente no sobrepasa los 200 mA; sin embargo, conveniente prever por si acaso un pequeño radiador para el regulador IC1. El receptor (figura 2) debe poder ser montado entero en una tarjeta de formato europeo (sin transformador). El emisor (figura 3) deberá ser montado en una caja lo más pequeña posible, en la cual el botón y el altavoz estén montados de forma que sea fácil colocar la caja frente al micrófono del telefónico.

El único componente que puede tener problemas es el transformador de línea. ¿Por qué no recuperarlo de un viejo teléfono?

Gracias a los numerosos LED previstos en distintos puntos del esquema la verificación del funcionamiento de las diferentes etapas es fácil. El añadir un botón entre las patillas 4 y 5 de IC12 permitirá simular la llegada de una señal de timbre. Basta un cronómetro para verificar el buen funcionamiento del circuito de detección de la secuencia de identificación (LED D9...D13). La utilización de condensadores de tántalo para C18, C21, C23, C25 y C28 debe garantizar el funcionamiento en el margen de tolerancia.

Antes de verificar el funcionamiento del circuito de detección de la frecuencia piloto hace falta verificar que el generador portátil da una señal de 1200 Hz durante 1 s. No hay inconveniente en que estos valores sean sólo aproximados. Unir el altavoz del circuito de la figura 3 al secundario del transformador de la línea Tr2, por medio de una resistencia de atenuación de 4K7.

Regular P1 de forma que D2 se encienda al presionar sobre S1. Después regular P2 para que D3 se encienda 0. 1 s antes del final de la señal piloto. Si ésta dura 1 s la duración del impulso de MMV1 será pues de 0,9 s.

Con P3 se regula la duración de la temporización. Instalar provisionalmente la unión J1/J3 en lugar de la J1/J2: actuar sobre S2 para disparar la temporización que durará entre 1,5 s y 45 s. Con la ayuda de P3 regular la duración deseada teniendo en cuenta el hecho de que cuando la unión J1/J2 habrá sido restablecida, la duración es 1024 veces la que se haya cronometrado con el puente J1/J3.

Y ahora telecontrole: las aplicaciones de este circuito son numerosas y muy variadas.

Empleado inicialmente por la CBS-Fox en las cintas de video VHS sistema PAL que contenían la película Cocodrilo Dundee, el sistema de cifrado denominado MacroVisión se está introduciendo gradualmente cada vez más por parte de las compañías que alquilan películas o vídeos para prevenir que los usuarios realicen copias «piratas» de las cintas de vídeo. Este artículo describe el funcionamiento básico del sistema MacroVisión y propone un circuito experimental que anula la señal de protección anticopia.

DECODIFICADOR DE SISTEMA MACROVISIÓN

Introducción

En un sistema de televisión PAL la imagen se transmite (y se graba) con un formato de 625 líneas entrelazadas. Actualmente, la imagen o cuadro se transmite en dos campos de 312.5 líneas cada uno a una velocidad de 25 campos por segundo (50 imágenes por segundo o lo que es lo mismo la frecuencia de campo es de 50 Hz). Sin embargo, no todas las líneas transmitidas son visibles sobre la pantalla del receptor. El intervalo de borrado vertical VBI («vertical blanking interval») consta del impulso de sincronismo vertical (VS) y de 17 líneas de borrado que producen una barra negra en la parte superior de la pantalla cuando se desplaza la imagen hacia abajo por medio del ajuste de posición vertical de la imagen. Esta barra negra se puede observar fácilmente actuando sobre el ajuste anteriormente comentado pero se recomienda no comprobarlo personalmente si no se quiere pasar un buen rato volviendo a ajustar el televisor.

A pesar de que estas 17 líneas contenidas en el VBI no son visibles, muchas estaciones emisoras de TV las emplean para transmitir la señal del Teletexto y/o para transmitir señales de sincronismo para los magnetoscopios.

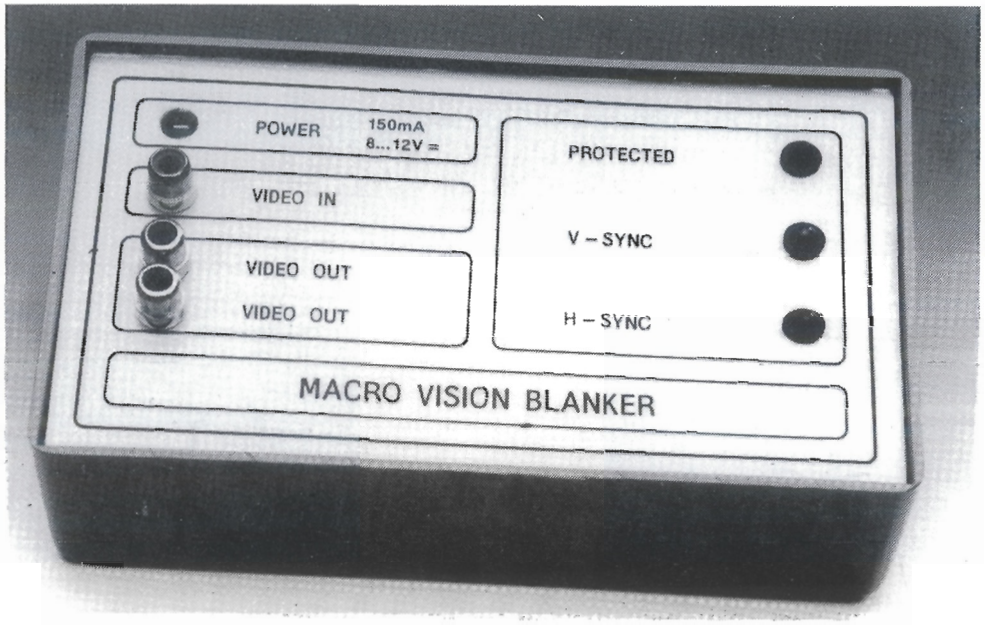
Muchas cintas de vídeo emplean el intervalo de borrado vertical de la señal para guardar de forma codificada los datos de información o registro de la cinta, así como multitud de etiquetas y mensajes propios, información que sólo se pueden volver a leer con ayuda de un equipo especial cuya propiedad guarda celosamente el fabricante de la cinta de vídeo grabada.

Como ya habrán intuido muchos de nuestros lectores, el sistema de codificación MacroVisión también emplea las líneas disponibles en el intervalo de borrado vertical.

Alteración del control automático de ganancia

En las últimas versiones de cintas codificadas con el sistema MacroVisión, el contenido de hasta 5 líneas, incluyendo las 14 siguientes al impulso de sincronismo de campo, contienen un pulso cuya intención es alterar el normal funcionamiento de los circuitos de grabación de un magnestoscopio. Los siguientes párrafos explican en detalle esta alteración.

La amplitud de la señal de color CVBS («Composite Video Blanking Synchronisation», sincronis-



Fotografía de la entrada. Prototipo del decodificador/borrador del sistema MacroVisión dentro de una caja de plástico.

mo de borrado de la señal compuesta de vídeo) empleada por los magnestoscopios está normalizada a 1 Vpp sobre una carga de 75 ohm. La amplitud instantánea más alta y más baja de la señal de salida corresponde respectivamente a la máxima intensidad (nivel de blanco) y a la mínima intensidad (nivel inferior del impulso de sincronismo). El nivel de negro normalmente está situado por encima del nivel superior del impulso de sincronismo a una amplitud de 0.3 voltios.

Normalmente, todos los magnetoscopios incorporan un circuito de control automático de la ganancia (C.A.G) en la entrada de señal para optimizar la relación señal/ruido y lograr que el amplificador de grabación reciba una señal con la amplitud estándar. La gran mayoría de estos circuitos C.A.G. son capaces de corregir amplitudes de entrada comprendidas entre 0.5 Vpp y 2 Vpp, siendo precisamente esta característica la base del sistema de codificación MacroVisión.

Las figuras 1a, 1b y 1c pretenden representar una serie de líneas de imagen con diferente información o contenido. La figura 1a se puede tomar como referencia ya que representa la bien conocida señal de barras de grises. Recordamos brevemente el formato de una señal de televisión, podrá apreciarse que toda línea comienza con el impulso de sincronismo de línea (HS), seguido por el denominado pórtico anterior, que sirve como referencia del negro (En una señal de color, este pórtico anterior transporta la denominada salva de color o burst). La información de vídeo que transporta cada línea sigue de forma inmediata al pórtico posterior, que en este caso concreto corresponde según hemos anticipado con una escala de grises (comparar esta señal con la representada en la figura 1b que muestra una línea sin información).

Finalmente, la figura 1c representa la señal que transporta una línea codificada con el sistema MacroVisión. Como puede apreciarse, esta señal está compuesta

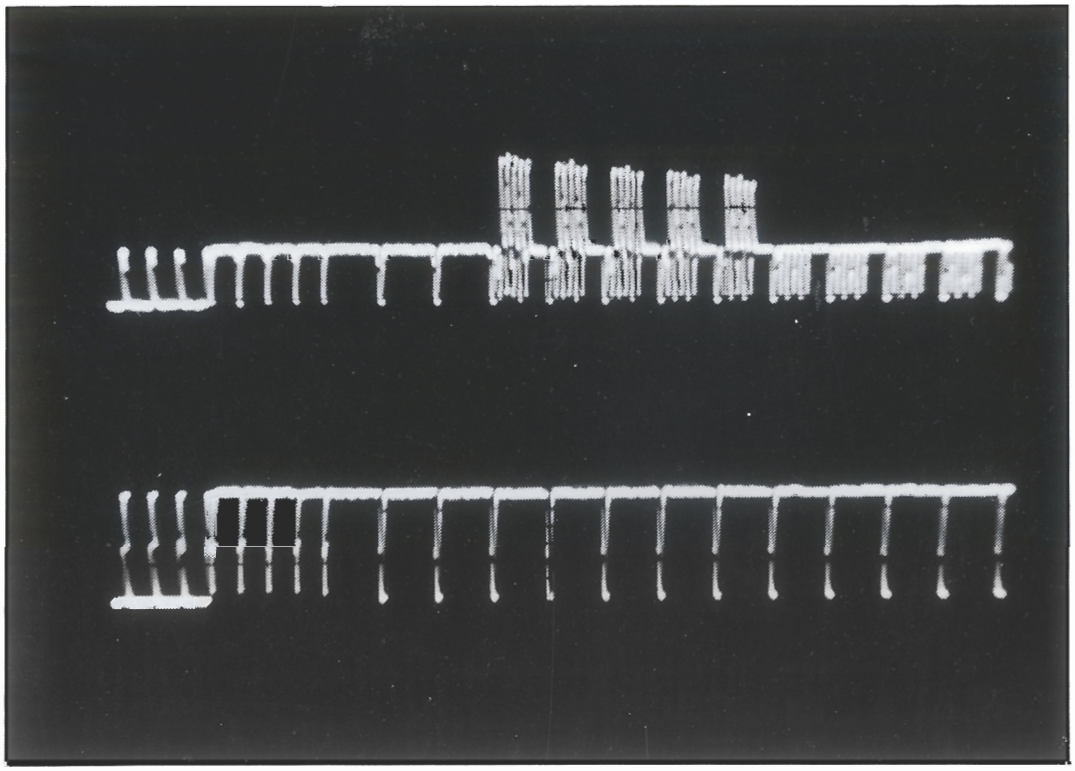


Figura 1. Oscilograma de doble trazo mostrando una línea con la señal de interferencia MacroVisión (trazo superior), y una línea normal, línea vacía dentro del intervalo de borrado (trazo inferior).

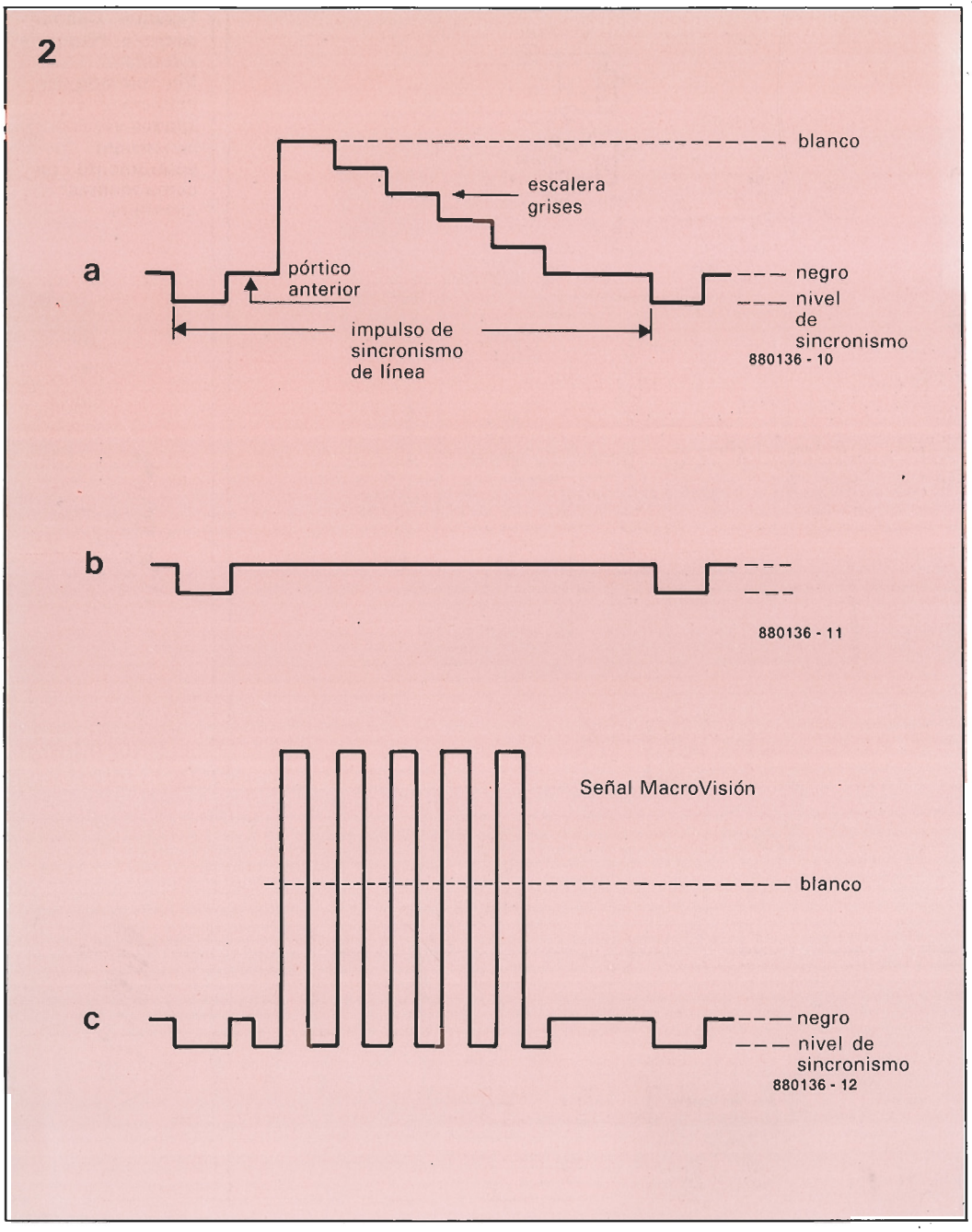


Figura 2. Señal de barras de grises (a), línea en blanco (b) e interferencia del sistema MacroVisión (c).

de cinco transiciones del negro al blanco a una frecuencia aproximada de 48 KHz, con un nivel de negro por debajo del nivel de referencia estándar alcanzando el nivel inferior del impulso de sincronismo de línea, al mismo tiempo que el nivel de blanco de la señal codificada tiene alrededor de dos veces la amplitud del nivel de blanco estándar.

Realización práctica

La realización práctica del decofidicador/borrador del sistema MacroVisión sobre el circuito impreso representado en la figura 6 no deberá presentar mayores problemas, no requiriendo más comentarios que los inherentes a la presencia de los seis puentes de hilo què deberán efectuarse.

Para gran agrado de muchos de nuestros lectores, el presente decodificador no precisa de ajustes si se emplean las resistencias del 1% y los condensadores de poliestireno y baja tolerancia referenciados en la lista de materiales.

El período de activación de los monostables MMV1 y MMV2 se ha fijado a propósito más largo y más corto respectivamente de lo normal para compensar las posibles tolerancias de los componentes pasivos empleados.

Cuando se emplean condensadores y resistencias en los circuitos de retardo con una tolerancia mayor del 5%, algunas señales de interferencia del sistema MacroVisión pueden alcanzar a los circuitos de grabación del magnetoscopio, dado que el interruptor ES2 o bien conmuta demasiado

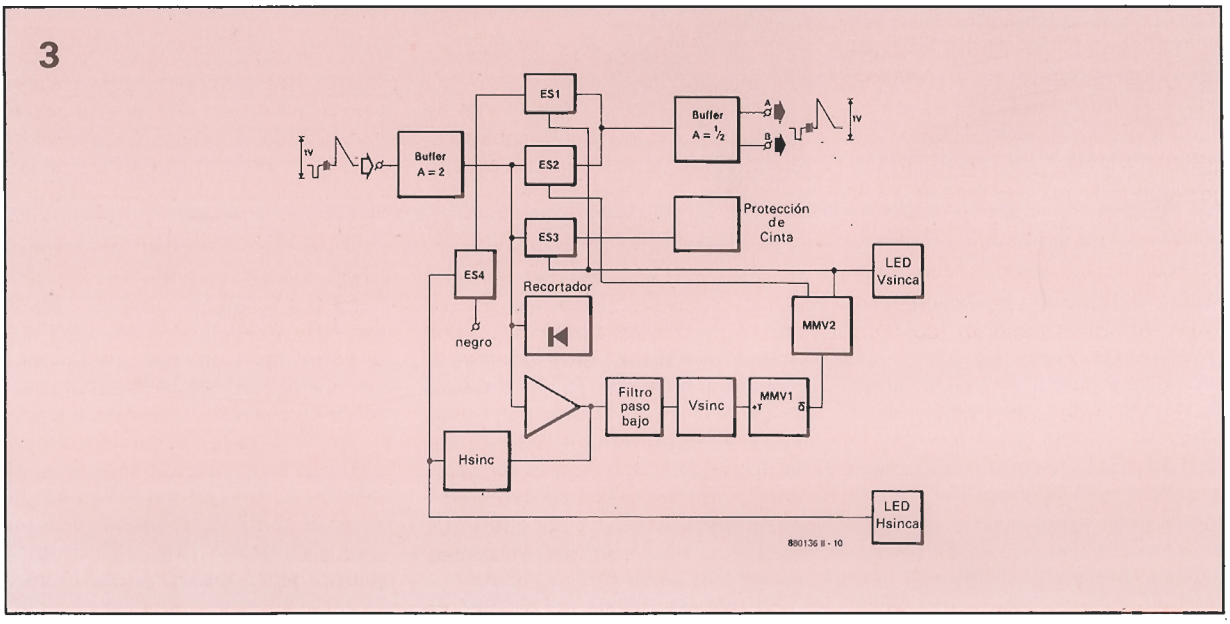


Figura 3. Diagrama de bloques del decodificador/borrador del sistema MacroVisión.

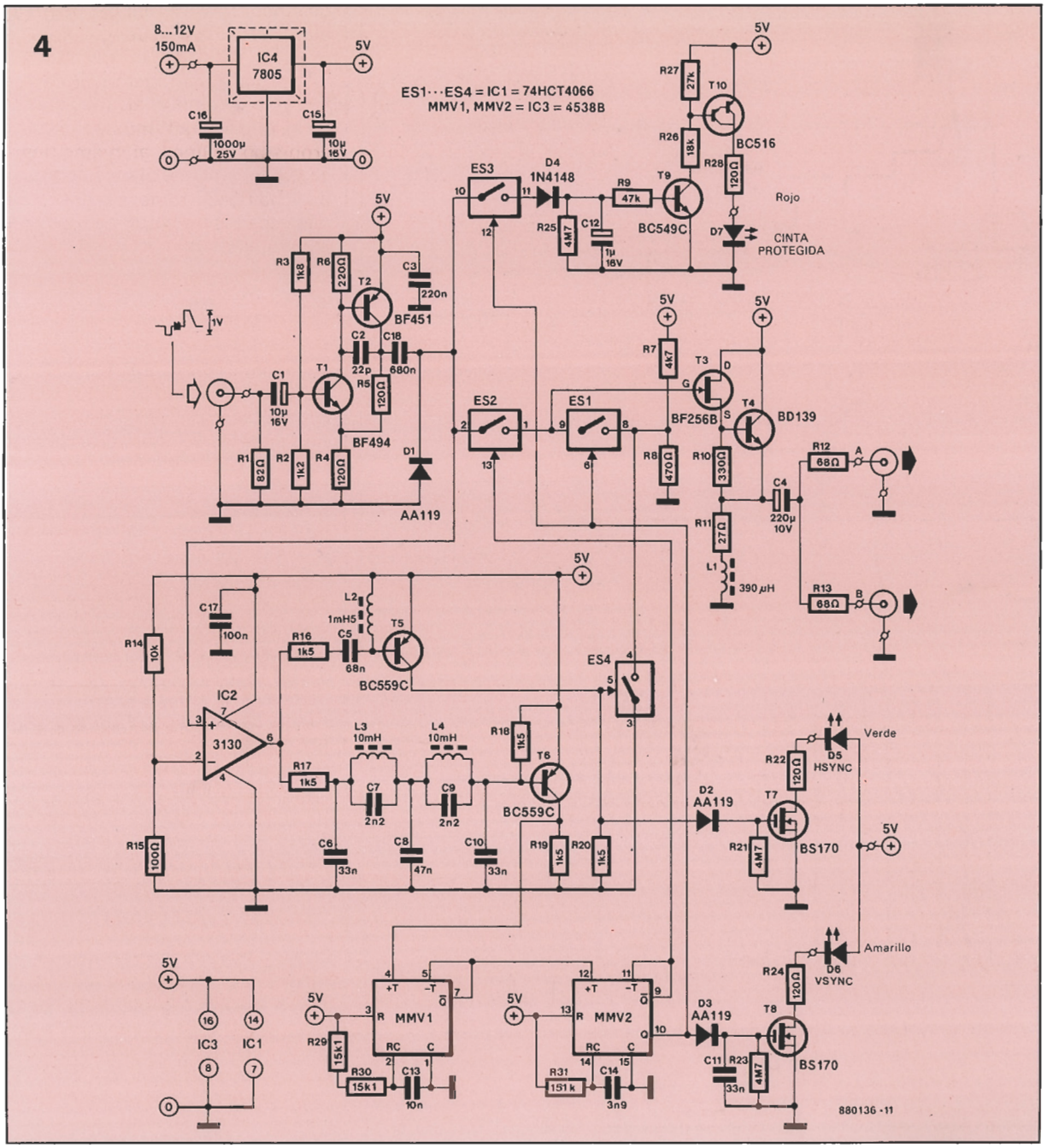


Figura 4. Decodificador/borrador del sistema MacroVisión de bajo coste, sin ajustes y construido enteramente con componentes discretos.

tarde o bien deja pasar la señal de vídeo demasiado pronto. En este caso, se pueden emplear potenciómetros multivuelta en lugar de R30 y R31 para lograr un mejor ajuste de los tiempos de retardo. Asimismo, se puede utilizar para IC1 circuitos integrados del modelo 74HC4066 en lugar de 74HCT4066. Para tal efecto, también puede funcionar correctamente el modelo LOCMOS HEF4066, pero este tipo de circuito no ha sido comprobado en la práctica.

Como podrá entenderse fácilmente, casi todos los circuitos de C.A.G. no funcionarán correctamente al intentar corregir una señal de este tipo, cuyo efecto de interferencia se incrementa debido a la variación del nivel máximo del blanco.

Los circuitos de C.A.G. de la gran mayoría de los magnestoscopios emplean el impulso de sincronismo horizontal como referencia para ajustar la amplitud de la señal de vídeo. El nivel del pórtico anterior se mide con referencia al nivel inferior del impulso de sincronismo y se ajusta alrededor de 0.3 V. En las líneas afectadas por la señal anticopia del sistema MacroVisión, el nivel más bajo de la señal iguala al nivel inferior del impulso de sincronismo, originado que los circuitos de grabación del magnestoscopio tomen estos niveles como auténticos impulsos de sincronismo.

Ante estos falsos impulsos de sincronismo, los circuitos de C.A.G. del magnestoscopio ajustan la ganancia del amplificador de entrada en base al siguiente nivel de negro, que realmente no es un nivel de negro sino que corresponde con el máximo nivel de blanco de la señal anticopia. Como podrá entenderse, los circuitos de C.A.G. no actúan correctamente y reducen la amplitud de la señal de tal forma que la imagen se vuelve negra y difícilmente sincronizable. El nivel de blanco tan elevado empleado en el sistema MacroVisión puede también hacer efecto sobre los sistemas de protección de sobrecarga de los C.A.G., reduciendo la amplitud de la señal incluso aún más.

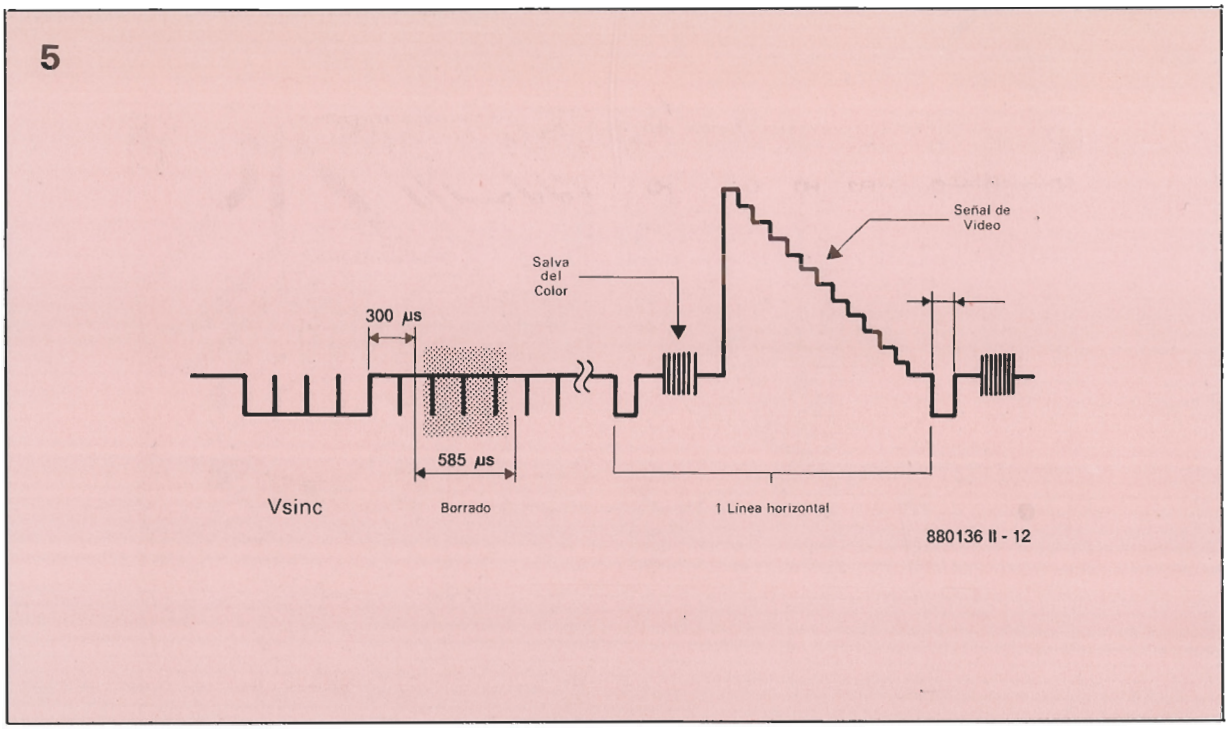


Figura 5. Alrededor de 300 pS después del impulso de sincronismo vertical, los circuitos del decodificador emplean un intervalo de tiempo de 585 µS para sustituir, con un nivel de negro, los pulsos de interferencias en 9 de las 10 líneas empleadas por el sistema MacroVisión.

Figura 6. Serigrafía de componentes y disposición de pistas del circuito impreso empleado para la construcción del decodificador/borrador del sistema MacroVisión.

Efectividad de la codificación

El grado de interferencia originado por la señal anticopia del sistema MacroVisión situada en el VBI varía de un magnetoscopio a otro. Además de este hecho, parece sorprendente que la señal anticopia afecte sólo a los circuitos de entrada de los magnestoscopios y no a la gran mayoría de los equipos receptores de televisión.

Parece lógico entrever de la exposición anterior que el efecto de la interferencia originada por la señal anticopia del sistema MacroVisión depende principalmente del funcionamiento dinámico de los circuitos C.A.G. de los magnestoscopios. En efecto, este funcionamiento se define por la constante de tiempo de regulación del circuito. Algunos magnestoscopios poseen C.A.G. de respuesta rápida, mientras que otros disponen de circuitos C.A.G. relativamente lentos. Estos últimos modelos son bastante insensibles a las señales presentes en el VBI, por lo que pueden emplearse para copiar cintas de vídeo, incluso si están protegidas por el sistema MacroVisión.

Generalmente, los modernos equipos receptores de televisión no sufren inestabilidad por el sistema de codificación MacroVisión debido a que el funcionamiento del generador interno, controlado por PLL, de sincronismos de línea normalmente no está afectado por los pulsos de interferencia, dado que el nivel de referencia del negro se deduce correctamente de la señal de entrada. Además de esta situación, normalmente en estos receptores de televisión no existen circuitos de protección de sobrecarga de los circuitos C.A.G., ya que simplemente los niveles de señal que exceden al máximo nivel de blanco permitido se recortan.

Decodificador/borrador del sistema MacroVisión

La principal tarea encomendada al decodificador/borrador presentado este mes consiste en el reconocimiento de la señal anticopia del sistema MacroVisión en el VBI de 10 líneas sucesivas, reemplazado esta señal anticopia con una señal sin información o en blanco (nivel de negro), de ahí el nombre de borrador asignado simultáneamente al de decodificador.

Una vez planteada de forma tan sencilla la función a realizar, en el desarrollo del presente decodificador se pudo ver claramente la gran dificultad de su puesta en práctica. El circuito propuesto a continuación es relativamente complejo ya que fue diseñado con la idea de emplear componentes discretos y fácilmente disponibles en el mercado, en lugar de utilizar circuitos integrados especializados, que por supuesto son mucho más caros y, en muchas ocasiones, casi imposible de localizar.

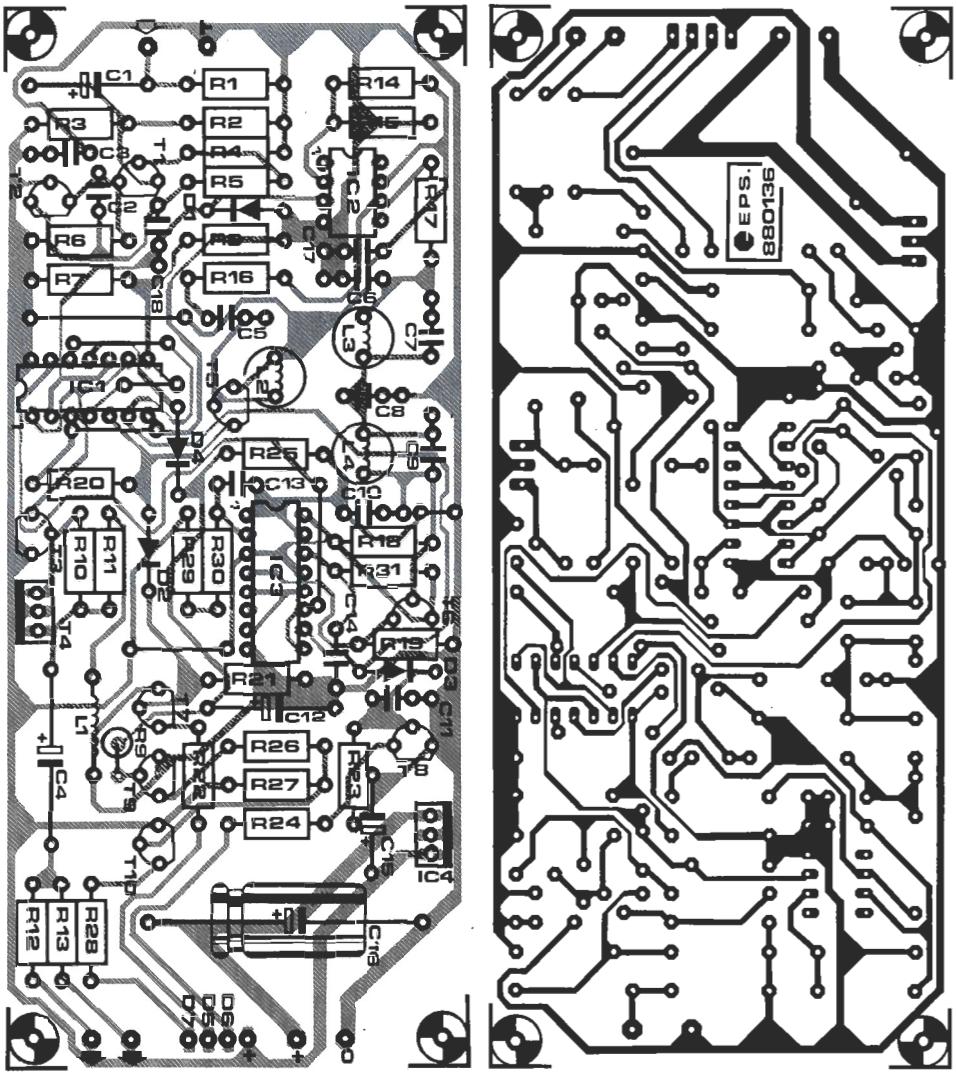
El funcionamiento básico del decodificador/borrador del sistema MacroVisión se detallará tomando como referencia el diagrama de bloques representado en la figura 3 y el diagrama eléctrico del circuito mostrado en la figura 4.

En la sección de entrada del circuito, los transistores T1 y T2 forman un amplificador-búffer de ganancia 2. Seguidamente, la señal se recorta por medio de D1 y se aplica al comparador IC2 (amplificador operacional BiMos modelo CA3130) donde se filtran y separan los impulsos de sincronismo horizontal (H) y vertical (V).

Los impulsos de sincronismo de línea u horizontales se aplican a través de la red de filtraje formada por C5-L2-T5 a la entrada de control del conmutador electrónico ES4. Similarmente, los impulsos de sincronismo de campo o verticales se aplican al transistor T6 después de haber pasado por un filtro LC paso bajo. Los impulsos de sincronismo de campo presentes en el comienzo del intervalo de borrado vertical sirven para definir el intervalo de tiempo disponible para «capturar» la señal MacroVisión.

El flanco de subida del impulso de sincronismo de campo disparan el monostable MMV1, el cual introduce un retardo de 300 pS al tiempo de la cuarta línea (ver figura 5), que como se ha comentado anteriormente es donde co-

6



mienza la señal de interferencia del sistema MacroVisión. Una vez transcurrido el tiempo de retardo, la señal de salida del monostable MMV1 dispara al segundo monostable MMV2 cuya salida controla a los conmutadores electrónicos ES1, ES2 y ES3.

Durante la señal anticopia del sistema MacroVisión, el conmutador ES2 bloquea la señal de vídeo mientras que el conmutador ES1 inserta el nivel de negro, obtenido por medio del divisor resistivo R7-R8, al búffer de salida formado por T3-T4.

Los impulsos de sincronismo de línea necesarios para las líneas en blanco insertadas se generan por medio del transistor T5 a través del conmutador ES4, situado la puerta del transistor T3 a masa.

El tiempo de activación del monostable MMV2 está dimensionado en 589 pS, equivalente a la duración de 9 de las 10 líneas empleadas por el sistema MacroVisión. Una vez que se ha sustituido el contenido de estas líneas por líneas con un nivel de negro continuo, el conmutador ES2 deja pasar de nuevo la señal normal de vídeo hasta que el decodificador se dispare de nuevo.

Obsérvese que no es posible borrar exactamente la señal durante 640 μS (10 líneas) puesto que originaría errores de pureza de color en el borde superior de la imagen. En algunos casos, el sistema MacroVisión también afecta a la salva de color.

La presencia de los indicadores LED incorporados al decodificador/borrador evitan la necesidad de emplear un osciloscopio para comprobar rápidamente si una cinta de vídeo está codificada con el sistema MacroVisión. Cuando se aplica una señal de vídeo correcta o sin codificar al decodificador/borrador presentado, los LED de respuesta a los impulsos de sincronismo horizontal y vertical lucen ligeramente, mientras que el LED de «Cinta Protegida» parpadeará cuando se reconozca una señal MacroVisión.

El búffer de salida del decodificador/borrador puede atacar hasta dos cargas de 75 Ohm. El amplificador de entrada del decodificador/borrador deberá ser atacado desde una fuente de 75 Ohm con una amplitud máxima de 1 Vpp (puede ser necesario el empleo de un pre-amplificador o un atenuador para asegurar el cumplimiento de estos niveles). ⏮

Lista de componentes

Resistencias (±5% excepto mención en contra):

R_1=82
R_2=1K2
R_3=1K8
R_4;R_{22};R_{24};R_{28}=120
R_6=220
R_7=4K7
R_8=470
R_9=47K
R_{10}=330
R_{11}=27
R_{12};R_{13}=68
R_{14}=10K
R_{15}=100
R_{16}...R_{20} incl.=1K5
R_{21};R_{23};R_{25}=4M7
R_{26}=18K
R_{27}=27K
R_{29};R_{30}=15K1 1%
R_{31}= 15 1K 1%

Condensadores:

C_1;C_{15}=10μ; 16 V
C_2=22p
C_3=220n
C_4=220μ; 10 V
C_5=68n
C_6;C_{10};C_{11}=33n
C_7;C_9=2n2
C_8=47n
C_{12}=1μ0; 16 V
C_{13}=10n 5% o mejor (poliestireno/estiroflex)
C_{14}=3n9 5% o mejor (poliestireno/estiroflex)
C_{16}=1000μ; 25 V
C_{17}=100n
C_{18}=680n

* Siemens serie B31063 (3n9; ±2.5%; 10n: ±5%)

Semiconductores:
D_1;D_2;D_3=AA119
D_4=1N4148
D_5=led verde
D_6=led amarillo o ámbar
D_7=led rojo
T_1=BF494
T_2=BF451
T_3=BF256B
T_4=BD139
T_5;T_6=BC559C
T_7;T_8=BS170
T_9=BC549C
T_{10}=BC516
IC_1=74HCT4066 o 74HC4066
IC_2=CA3130
IC_3=4538B
IC_4=7805

Bobinas:
L_1=390μH choque axial
L_2= 1mH5 bobina radial, por ejemplo, tipo Toko 181LY-152
L_3;L_4= 10mH bobina radical, por ejemplo, tipo Toko 181L7-103

Varios:

EPS 880136 (No disponible en el servicio EPS, ver páginas centrales)

Presentamos este mes un versátil y potente receptor de FM estéreo de tamaño miniatura, realizado en su mayor parte con componentes de montaje superficial.

RECEPTOR FM ESTÉREO EN CMS

Introducción

El circuito integrado de montaje superficial modelo TDA 7021 T, fabricado por Valvo/Ferranti, constituye la versión estéreo moderna del circuito integrado TDA 7000 conocido por todos nosotros desde su presentación en el Receptor de FM publicado allá por el año XX (Elektor XX). Este circuito junto con el decodificador estéreo TDA 7040 T y el amplificador de audiofrecuencia TDA 7050 T, también de montaje superficial, permiten la realización práctica de un receptor estéreo portátil para la banda FM comercial (88 a 108 MHz).

La estructura interna del TDA 7021 T es similar a la de TDA 7000 según se puede observar en la figura 1, donde se aprecia la total compatibilidad del circuito con una señal estéreo. Asimismo, este circuito incorpora como novedad la presencia de un bloque dedicado a medir y visualizar la potencia relativa de la señal recibida, todo ello englobado bajo un encapsulado modelo SOT109A dispuesto para la instalación en montaje superficial.

La señal de radiofrecuencia aplicada a la patilla 12 se amplifica en el correspondiente paso de radiofrecuencia (RF) y subsiguientemente se traslada a frecuencia intermedia (FI) con la ayuda de un oscilador local sintonizado externamente.

Una vez obtenida la señal de FI, se filtra para lograr el correspondiente ancho de banda deseado, filtrado una vez más y limitado. El circuito limitador proporciona la señal al circuito de detección de la potencia recibida, cuya salida controla el conmutador mono/estéreo presente en el decodificador estéreo TDA 7040 T. Asimismo, la señal de FM una vez limitada se aplica a los circuitos demodulador y correlator, empleados para verificar la correcta sintonía de la señal recibida. De esta forma, la señal demodulada alcanza al amplificador de silencio (mute).

El oscilador local se sintoniza

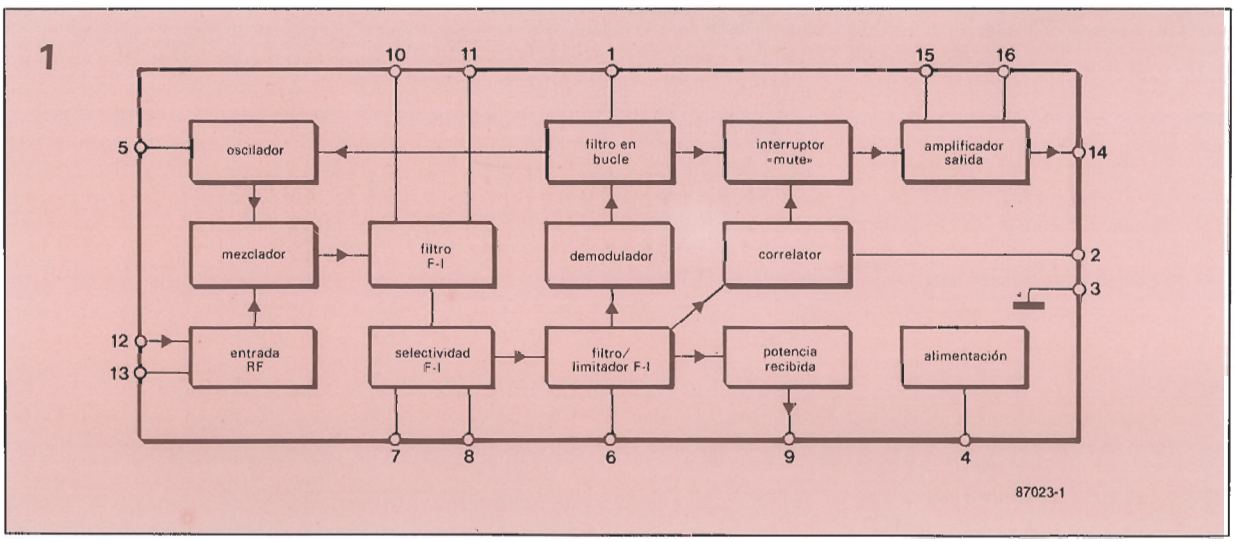
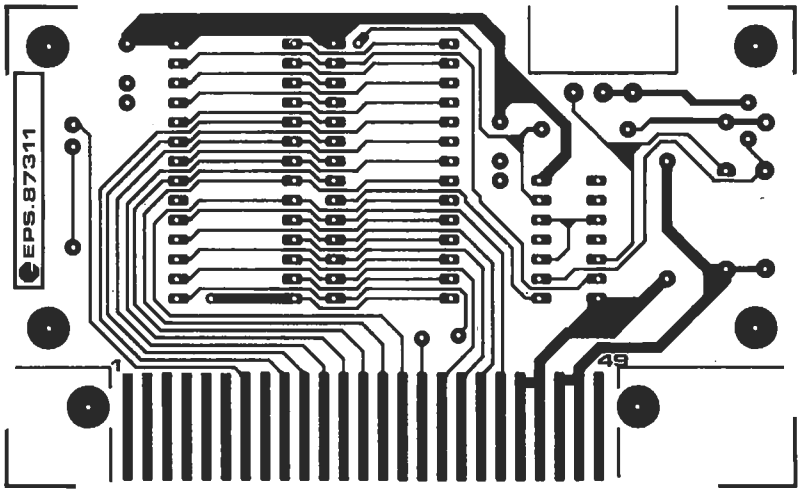


Figura 1. Estructura interna del receptor de FM modelo TDA7021T.

EPS

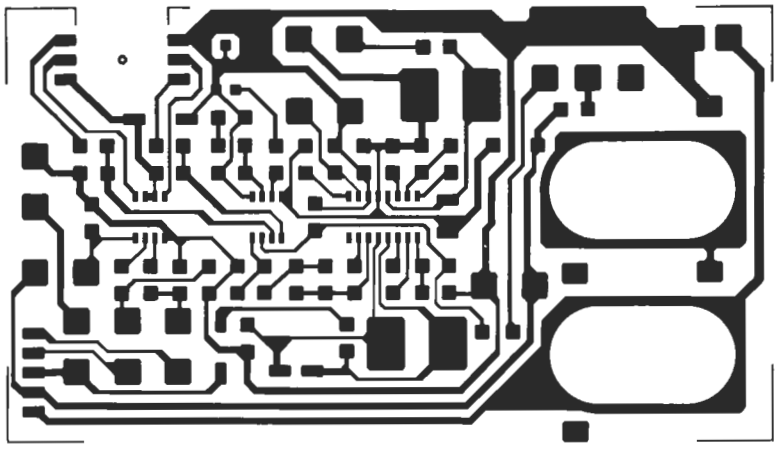
Para la realización de los circuitos impresos de **ELEKTOR** se pueden emplear los productos **INELECK-KF** (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



EPS 87311 Amplificador 64K de RAM estática para MSX

EPS

EPS



EPS 87023 Receptor FM estéreo en CMS

EPS

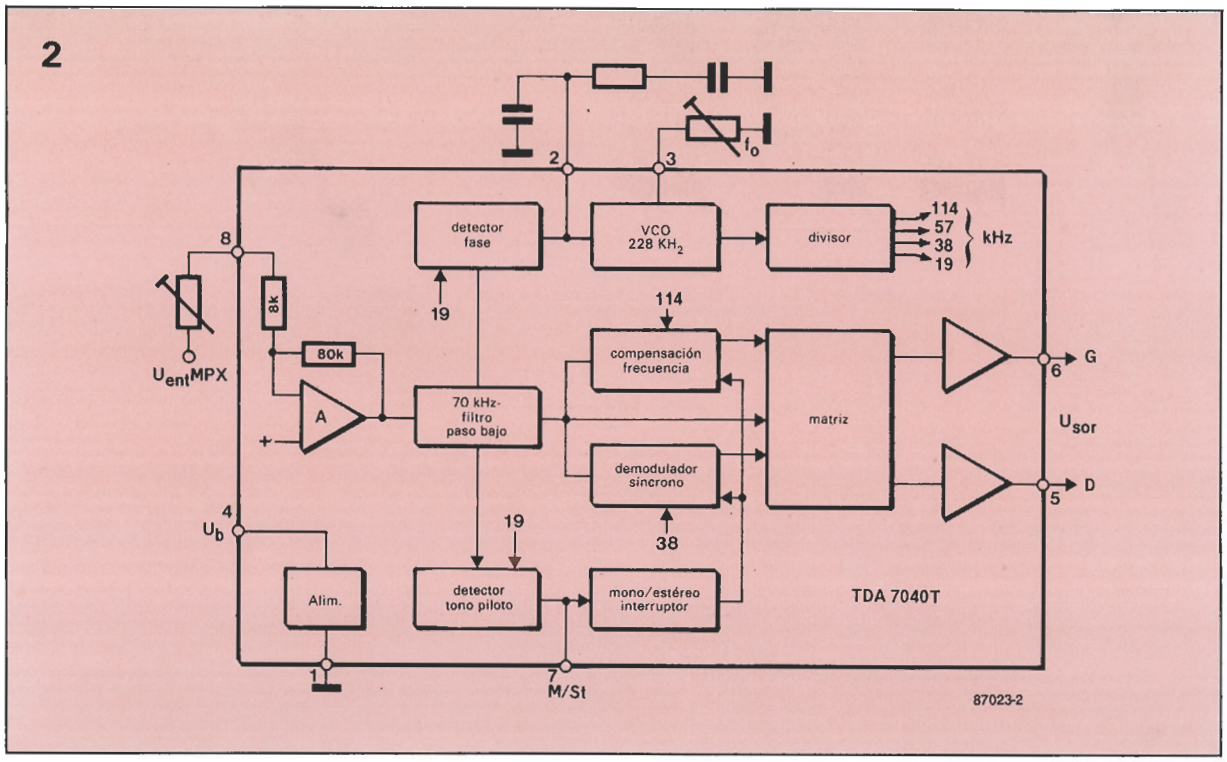


Figura 2. Estructura interna del decodificador estéreo modelo TDA7040T.

externamente por medio de un circuito sintonizable e internamente por la señal de control generada en el filtro en bucle. Como referencia global, la tabla 1 presenta los principales datos técnicos del TDA 7021 T.

La configuración interna del decodificador estéreo modelo TDA 7040 T se representa en la figura 2. La señal multiplex (MPX) se amplifica en el amplificador operacional A y se filtra por medio de un filtro paso bajo de cuarto orden y frecuencia de corte en 70 KHz. El detector del tono piloto comprueba si se recibe una señal estéreo y en función de ello programa los controles del conmutador mono/estéreo. Asimismo, según se puede observar, el TDA 7040 T incorpora un auténtico bucle enganchado en fase (PLL) formado por el correspondiente detector de fase, el oscilador controlado por tensión (VCO) y el divisor asociado. Este último genera cuatro frecuencias de salida para la decodificación de la señal estéreo y la supresión de las señales no deseadas, tales como señales VF (Verkehrs Funk, señales de información de tráfico empleadas en la RFA).

La compensación en frecuencia, el demodulador síncrono y la matriz de salida aseguran un buen filtrado de la señal estéreo presente a la salida del circuito integrado. Los principales datos técnicos del TDA 7040 se pueden encontrar referenciados en la tabla 1.

El tercero y último circuito integrado de montaje superficial empleado en el receptor portátil de FM es el modelo TDA 7050 T. Este circuito básicamente consiste en un amplificador de audiofrecuencia con una potencia de salida de 2×75 mW. Para una mayor información técnica de este circuito referirse a los datos suministrados en la tabla 1.

Descripción del circuito

El diagrama eléctrico del receptor estéreo FM se puede observar en la figura 3. La señal de radiofrecuencia se recibe en base a la línea de retorno a masa procedente del juego de cascos necesarios para escuchar las señales recibidas por el receptor. El conjunto de bobinas o choques L4, L5 y L6 sirven para prevenir los posibles cortocircuitos de la señal de radiofrecuencia bien sea a la alimentación o a los amplificadores de audiofrecuencia.

La señal recibida alimenta la entrada de radiofrecuencia d el circuito integrado TDA 7021 T a través del condensador C14 y del circuito paralelo sintonizable formado por C3-L1. La frecuencia del oscilador local viene determinada por la frecuencia de resonancia del circuito tanque formado en torno a C2-C1-C30-L2. El condensador variable o trimmer C1 constituye el control de sintonía del receptor, mientras que el condensador C2 sirve para ajustar el margen de sintonía (88 a 108 MHz). Observe como la salida de potencia recibida, patilla 9 de IC1, está conectada a la entrada del conmutador mono/estéreo, patilla 7 de IC2. El interruptor S1 permite anular la selección automática mono/estéreo, mientras que la resistencia ajustable P1 sirve para decodificador estéreo.

La señal estéreo decodificada se aplica al amplificador de audiofrecuencia a través de los controles de volumen formados por los potenciómetros P2 y P3. Las resistencias R6 y R7 presentes en la salida de audiofrecuencia hacen también posible la conexión de un casco de relativa baja impedancia.

Finalmente, cabe mencionar que el receptor de FM se alimenta por medio de dos pilas de NiCd tipo botón, las cuales se pueden recargar empleando el circuito mostrado en la figura 4. La entrada a este circuito consiste en una fuente de tensión continua comprendida entre 5 y 15 voltios, dando una salida en sus terminales K2 que se aplicará al receptor de FM en los puntos marcados como + y –.

Realización práctica

Ante todo y como medida de previsión debemos ser conscientes de que nos enfrentamos a una

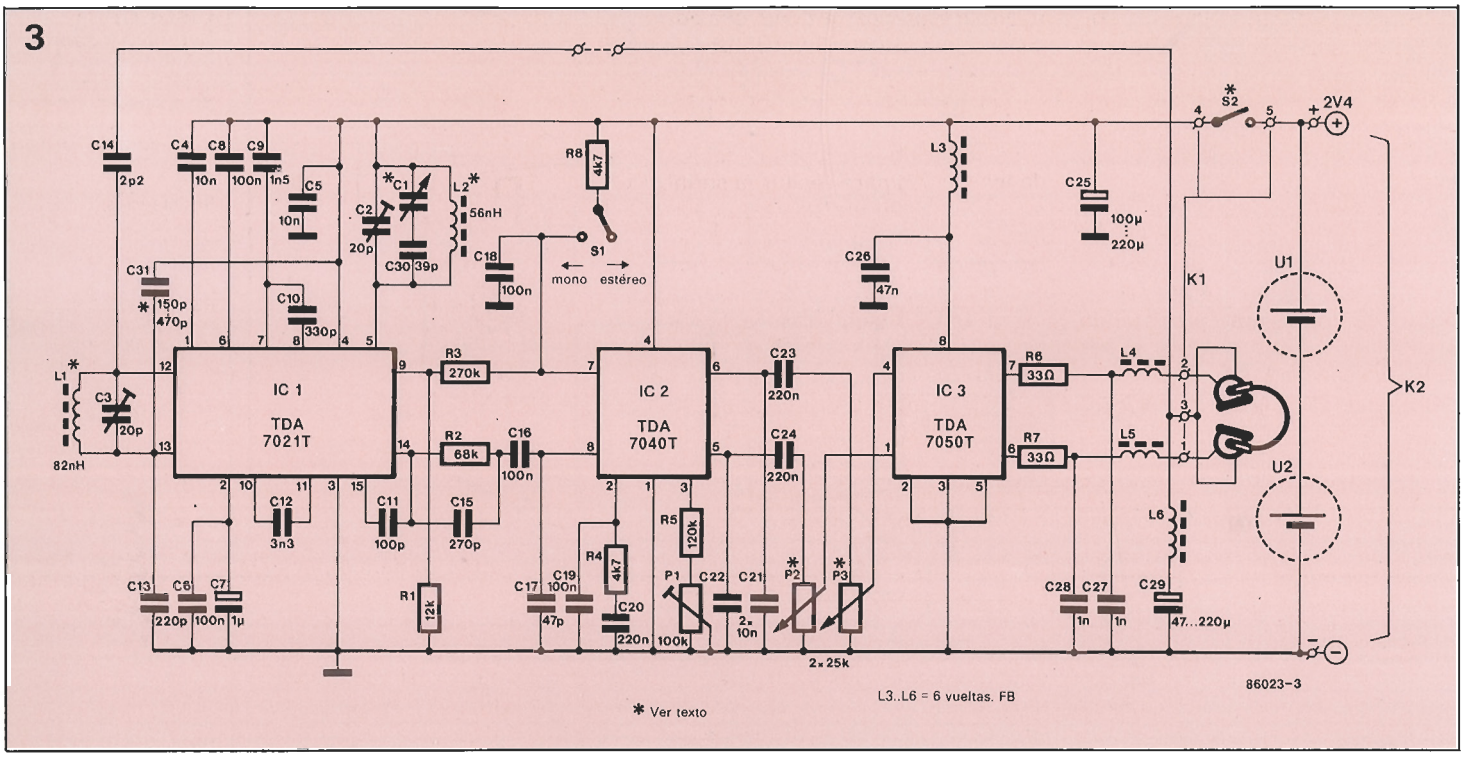


Figura 3. Esquema eléctrico del receptor de FM de montaje superficial.

nueva técnica de montaje dado que en su gran mayoría los componentes empleados en el receptor de FM son de montaje superficial. Deberemos ejercitar un cuidadoso tratamiento de estos componentes ya que la gran mayoría de ellos no llevan ningún tipo de identificación en su superficie y por lo tanto es muy fácil o bien perderlos o confundirlos entre sí. Asimismo, se recomienda no extraerlos de su empaquetamiento, cinta de embalaje o bolsa de plástico hasta que estemos seguros de su fijación en el circuito impreso.

Los componentes estándar, esto es, los que no son de montaje superficial, se pueden emplear en algunas posiciones del circuito, como por ejemplo los condensadores electrolíticos, el condensador de sintonía C1 y los controles de volumen P2 y P3.

Si el empleo de estos modelos de componentes echa para atrás a alguno de nuestros lectores, y si persiste el deseo de realizar el receptor propuesto, se podrán emplear componentes estándar, aunque, evidentemente, la aplicación de éstos lleva consigo el aumento de las dimensiones externas del receptor.

El circuito impreso de simple cara diseñado para el montaje del receptor de FM se representa en la figura 5. Se deberá emplear un soldador de baja potencia y punta muy fina para evitar en lo posible la realización de cortocircuitos entre pistas o isletas: téngase en cuenta que la separación entre las patillas de los integrados es tan sólo de 0.78 mm.

Para la fijación de los componentes de montaje superficial la mejor solución es emplear una pasta de soldadura, las cuales se endurecen cuando se exponen a una radiación infrarroja, esto es al calor. La pasta de fijación se aplica en barras para facilitar el suministro de la misma en pequeñas cantidades cada vez. Se deberá aplicar una cantidad de pasta o crema lo suficientemente pequeña sobre el final de la pista o isla de soldadura antes de situar o posicionar cuidadosamente el correspondiente componente. Incluso cuando la crema está en fase de temple su poder de adherencia es tan grande que asegura la ubicación del componente con toda seguridad, momento que se aprovechará para calentar la crema con la ayuda del soldador y ase-

Figura 4. Sencillo cargador de baterías.

Características técnicas

— Receptor FM TDA 7021 T	
Sensibilidad (S/N = 46 dB):	300 µV
Separación entre canales:	53 dB
Nivel de salida RF:	80 mV
Distorsión armónica:	0,7%
Banda pasante RF:	10 KHz
Rechazo AM:	50 dB
Selectividad S + 300:	30 dB
S – 300:	50 dB
Tensión de alimentación:	1,8-6 V
— Decodificador estéreo TDA 7040 T.	
Tensión de salida (Ui = 120 mV):	240 mV
Distorsión estéreo:	0,8%
Separación entre canales:	40 dB
Relación señal/ruido:	70 dB
Rechazo a 19 KHz:	30 dB
Rechazo a 38 KHz:	50 dB
Rechazo a 57 KHz (SCA):	70 dB
Rechazo a 114 KHz (AC):	90 dB
Rechazo a 190 KHz:	85 dB
Rechazo a 57 KHz (VF):	75 dB
— Amplificador estéreo TDA 7050 T.	
Potencia de salida:	75 mW
Distorsión (Pout = 10 mW):	1%
Separación entre canales:	40 dB
Tensión de alimentación:	1,6-6 V

Figura 5. Serigrafía de componentes y disposición de pistas del circuito impreso empleado para el receptor estéreo de FM. Todos los componentes se fijan sobre la cara de cobre.

gurar una correcta unión. No deberemos aplicar más calor que el necesario para efectuar la soldadura de los terminales del componente y evitar el flujo de soldadura a lo largo de la isleta de cobre.

Si no se dispone de una pasta de estas características, se puede emplear algún tipo de pegamento normal y un soldador estándar en lugar de la crema, procurando aportar pequeñas cantidades de calor al dispositivo, empleando por ejemplo un regulador de temperatura. De ninguna forma, deberemos emplear pegamento instantáneo dado que no nos permitirá la reposición de los componentes situados incorrectamente.

Los controles de volumen P2 y P3 son dos resistencias ajustables estándar de montaje horizontal, fijadas una sobre otra con sus caras enfrentadas. Para el ajuste del espacio puede ser necesario emplear una pequeña pieza rectangular de metal, plástico o madera y formar el eje común del control estéreo del volumen.

Si es necesario, se pueden fijar dos condensadores de montaje superficial próximos el uno al otro o bien se pueden fijar sobre la parte superior de otro para conseguir una capacidad deseada (montaje de condensadores en paralelo). El condensador C31 es un modelo cerámico estándar que deberá situarse tan cerca como sea posible a los patillas 4 y 13 del circuito integrado IC1. Los hilos de conexión deberán ser delgados y aislados.

En lugar de emplear los cables de los cascos para recibir la señal de radiodifrecuencia, se puede emplear una pequeña antena telescópica, para lo cual deberemos omitir el puente de hilo existente cerca de C13 y conectar la salida de la antena a la isleta de soldadura próxima de C27.

Una vez montado el receptor de FM, se puede alojar en una caja de casete musical, por supuesto algo modificada. El conector de los cascos sirve de interruptor de encendido/apagado, mientras que el dial de sintonía o volumen se puede realizar con dos círculos de 32 mm de diámetro obtenidos de un pequeño trozo de placa de circuito impreso: uno de ellos se fija con seguridad a lo largo de los ejes de P2 y P3 y el otro sobre el tornillo situado en la parte superior del condensador de sintonía C1. Una parte de cada círculo deberá salir por sendas aberturas efectuadas en el panel de la casete musical.

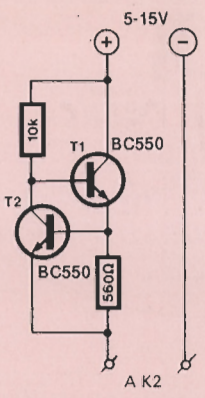
Ajuste

Una vez efectuada la realización práctica del receptor de FM, procederemos a su ajuste para lo cual comenzaremos ajustando el condensador C2 para que podamos cubrir por medio del condensador de sintonía C1 toda la banda de FM (88 a 108 MHz).

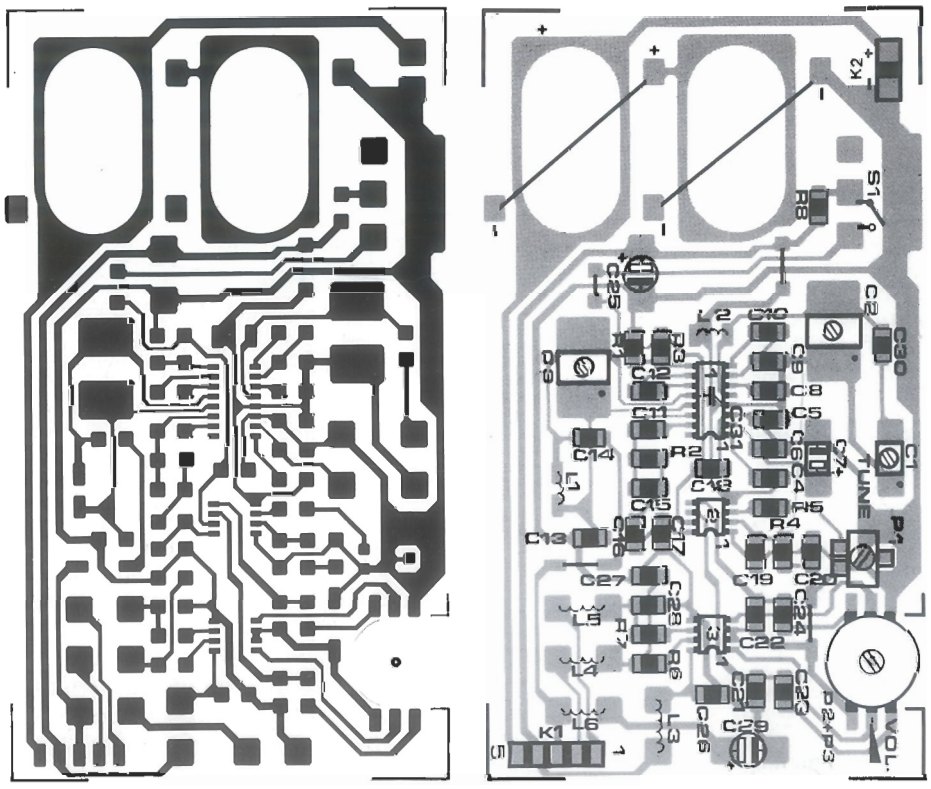
Seguidamente, sintonizaremos una señal débil alrededor de los 95 MHz y ajustaremos C3 para conseguir una señal relativamente fuerte y ajustar cuidadosamente P1 hasta lograr un perfecto funcionamiento del PLL. El ajuste correcto se alcanza cuando el nivel de ruido aumenta ligeramente.

Referencia: Personal FM, *Elektor* n.º 43, Diciembre 1983.

4



5



Lista de componentes

Nota: todos los componentes son de tipo CMS excepto los marcados con +

Resistencias (5±%)

R_1= 12K
R_2= 68K
R_3= 270K
R_4; R_8= 4K7
R_5= 120K
R_6; R_7= 33 Ω
P_1= 100K ajustable, por ejemplo.
Tipo ST 4MB 110k.
P_2+; p_3= 25 K ajustable ○ 10 mm. de montaje horizontal

Condensadores

C_1; C_2; C_3= trimmer 20p, por ejemplo. Stettner 30 06 00 584, o Dau tipo 445 1k01 025.
C_4; C_5; C_{21}; C_{22}= 10n
C_5; C_8; C_{16}; C_{18}; C_{19}= 100n
C_9= 1n5
C_{10}= 330p
C_{11}= 100p
C_{12}= 3n3
C_{13}= 220p
C_{14}= 2p2
C_{15}= 270p
C_{17}= 47p
C_{20}; C_{23}; C_{24}= 220n
C_{25}= 100... 220μ; 6 V (valor no crítico).
C_{26}= 47n
C_{27}; C_{28}= 1n0
C29= 47...220μ; 6 V (valor no crítico)
C_{30}= 39p
C_{31}+= 150... 470p cerámico (valor no crítico)

Bobinas+:

L_1= 9 espiras de hilo de cobre esmaltado 36 SWG sobre núcleo T12-12.
L_2= 8 espiras de hilo de cobre esmaltado 36 SWG sobre núcleo T12-12.
L_3; L_4; L_5; L_6= 6 espiras de hilo de cobre esmaltado 36 SWG sobre perla de ferrita de 3 mm.

Semiconductores:

IC_1= TDA7021T
IC_2= TDA7040T
IC_3= TDA 7050T

Varios+:

S_1= interruptor miniatura.
S_2= comnutador en la clavija de auriculares.
U_1; U_2= Batería NiCd de 100 mA, por ejemplo Varta tipo DK0 100.
Crema de soldar Multicore flux Sn60 PRMAB3 XCM27298 o Sn62 PRMAB3 XCM27330 (tubo de 25 grs.)
Tapa de una casete.
K_1= conector rector de 5 contactos.
EPS 87023.

Aunque el uso de un microcontrolador en una puente de alimentación pueda asombrar a algunos, hay fuertes razones para ello. El resultado, desde nuestro punto de vista, es el proyecto de fuente de alimentación más avanzado nunca publicado en una revista de electrónica. Su complejidad y coste, sin embargo, la hacen únicamente abordable por expertos constructores. Más aún, el controlador, un Intel 8751, puede únicamente ser programado por nuestro departamento de diseño.

FUENTE DE ALIMENTACIÓN GOBERNADA POR MICROCONTROLADOR (I)

La utilización de un microcontrolador en una fuente de alimentación puede ser cuestionada por buenas razones. Hay sin embargo un buen número de argumetnos en favor de la utilización del citado dispositivo. Téngase en cuenta, por ejemplo, importantes ventajas como pueden ser precisión, facilidad de uso y disponibilidad de funciones que serían virtualmente imposibles de imaginar sin recurrir a complicados circuitos analógicos y/o digitales.

Una de tales funciones es la posibilidad de integrar la fuente de alimentación en un sistema de prueba y medida controlado por ordenador. Tales sistemas están siendo gradualmente incorporados en laboratorios electrónicos profesionales.

Es discutible el hecho de que el uso de equipos de medida de control automatizado no puedan ser justificados en muchos talleres domésticos o pequeños departamentos de ingeniería.

Una ventaja adicional permitida por el uso de un microcontrolador es la considerable reducción del número de componentes requeridos en relación a los sistemas convencionales de control basado en microprocesador, que utilizan bloques constructivos separados de CPU, EPROM, RAM, puertos de entrada/salida paralelo/serie y reloj en tiempo real.

Todas las funciones de control de la fuente de alimentación descrita aquí son supervisadas por el microcontrolador, en combinación con circuitos digitales de apoyo relativamente sencillos.

A continuación se describen las tareas principales realizadas por el controlador 8751

— ajuste y medida de la tensión y corriente;

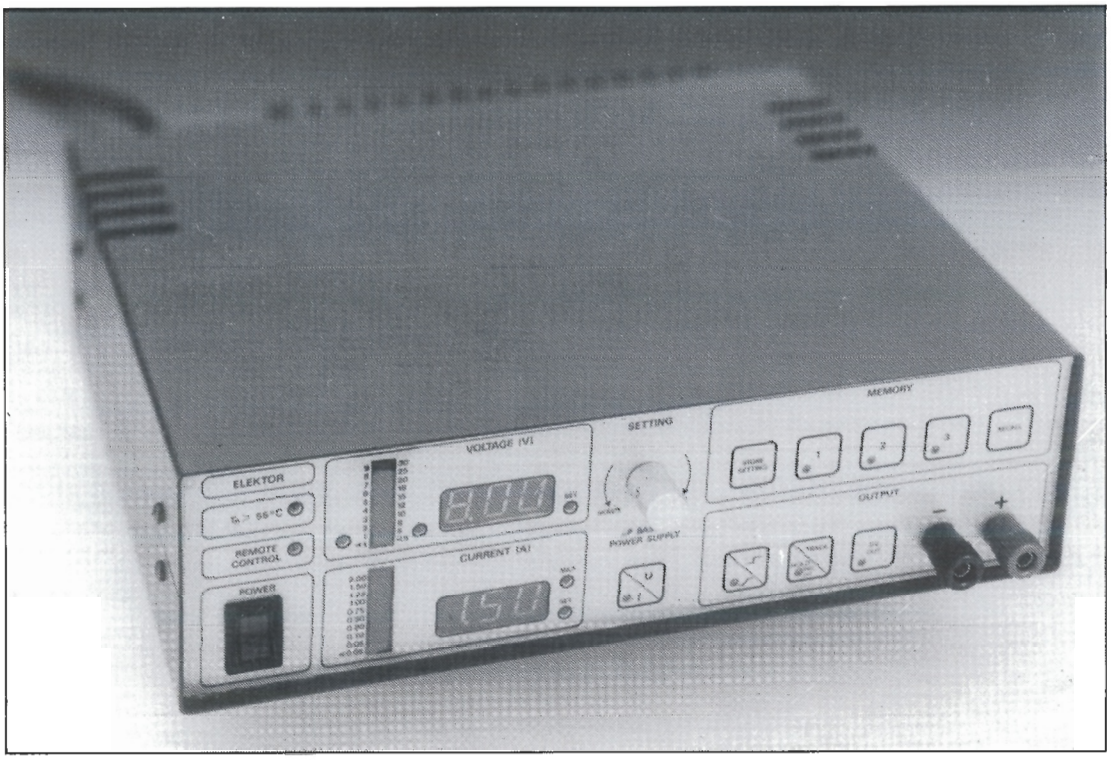
— medida de la temperatura en la etapa de potencia;

— control de displays de 7 segmentos, 2 barras de LED y un cierto número de LEDs;

— barrido del teclado;

— comunicación con otro ordenador.

El controlador dispone de todo el software y hardware necesario



en la misma tarjeta, evitando la necesidad de componentes externos tales como decodificadores, búffers de bus y periféricos para el microprocesador.

Creemos justo el advertir al lector de la complejidad y coste del instrumental propuesto, que hace aconsejable la construcción de la citada fuente únicamente por aficionados avanzados con experiencia profesional.

También hay que resaltar que la fuente incorpora un buen número de componentes relativamente nuevos y de alto nivel. Como ya hemos podido constatar en el pasado, cuesta algún tiempo a distribuidores y mayoristas el introducir en sus stocks este tipo de dispositivos.

Dado que el coste total de la fuente de alimentación es todavía únicamente una fracción de una similar que pudiéramos comprar en el mercado, el diseño de la misma es de un especial interés para escuelas técnicas, laboratorios electrónicos y departamentos de ingeniería de diseño e investigación.

Incluso, si no está en su ánimo la construcción de esta fuente de alimentación de altas prestaciones, vale la pena examinar detenidamente su funcionamiento para así darse cuenta de lo que está siendo posible hacerse con componentes y diseño de vanguardia.

Disposición general

El diagrama de bloques de la fuente de alimentación se muestra en la figura 1.

El trabajo real de alimentación es desempeñado por el regulador de corriente/tensión completamente analógico. Este es esencialmente un regulador serie convencional provisto de limitación de corriente regulable. Una peculiaridad de este circuito, sin em-

1

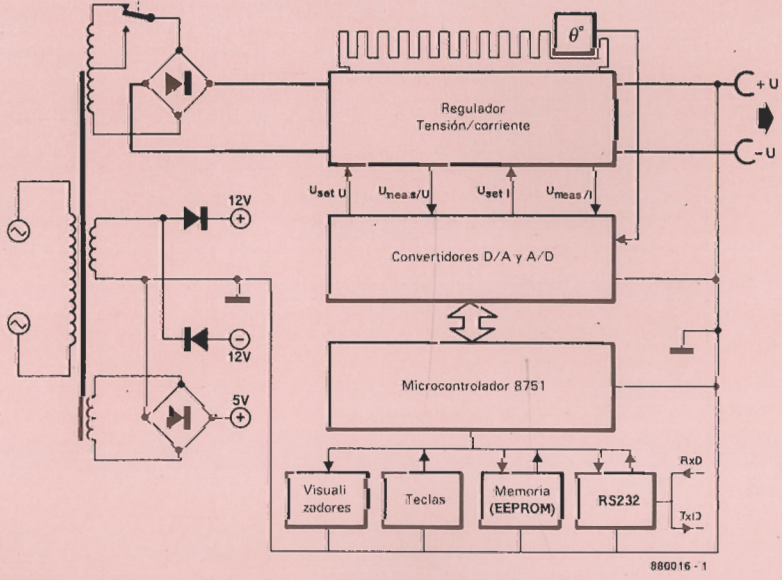


Figura 1. Configuración básica de la fuente de alimentación gobernada por microcontrolador.

2

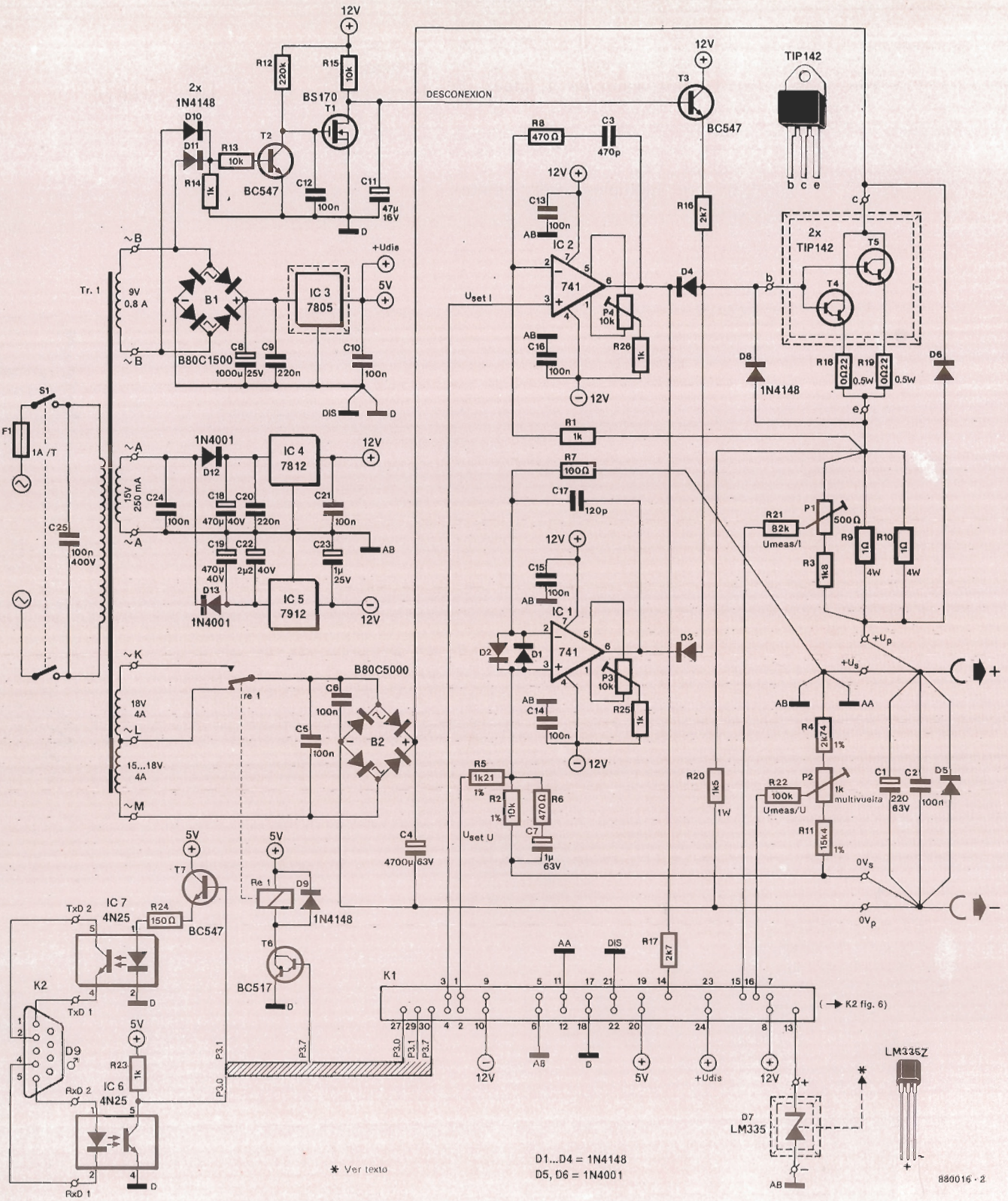


Figura 2. Parte analógica de la fuente de alimentación. Nótese la utilización de al menos 4 niveles diferentes de masa.

bargo, es el hecho de que el regulador está conectado a masa a través de la salida + de la fuente. Esta particularidad tiene que ver con el funcionamiento interno del regulador, y no es de importancia práctica para el usuario.

El interface entre el regulador y el microcontrolador está constituido por supuesto, por conversores D-A (digital a analógico) y A-D (analógico a digital).

Los CDAs (Convertidores Digital-Analógico) asumen la función de potenciómetros de precisión, de manera que el ajuste de tensión y corriente es realizado por el controlador.

Los CADs (Convertidores Analógico-Digital), en combinación con un multiplexor analógico, miden la corriente, tensión y temperatura de la etapa de potencia de salida. Estas cantidades son convertidas a magnitudes digitales para su procesado por el microcontrolador.

El 8751 comunica con el usuario y con el ordenador de control a través de 6 displays de 7 segmentos, 2 filas de LEDs, 14 LEDs, 9 interruptores de membrana, un codificador digital de contacto para ajuste de la tensión de salida y limitación de la corriente, a la vez que un interface bidireccional serie.

La EEPROM mostrada en el diagrama de bloques es utilizada para el almacenamiento permanente de 3 ajustes de funcionamiento definidos por el usuario por un período de 10 años (mínimo garantizado).

Funcionamiento del regulador

El diagrama del circuito de la zona analógica de la fuente de alimentación gobernada por microcontrolador aparece en la Figura 2. Hay que prestar especial atención a las diferentes líneas de masa.

Ya ha sido comentada la particularidad de que la salida + es la masa de la etapa de potencia, pero aún hay algo más que comentar al respecto. De hecho hay cuatro líneas de masa separadas en el diagrama:

— DIS para la sección de displays;

— D para los circuitos digitales;

— AA para los conversores D-A y circuitería asociada;

— AB para los circuitos de medida y control.

Estas líneas de masa están conectadas a puntos convenientes en el circuito para así prevenir corrientes de alimentación que pudieran interferir con señales de medida y control.

La utilización de 4 líneas de masa complica la fuente de alimentación interna del equipo y hace necesario la obtención de la misma de un transformador toroidal con múltiples arrollamientos secundarios.

Pueden utilizarse, por supuesto, transformadores separados para cada una de las tensiones, pero esto evidentemente repercutirá en un incremento del peso y tamaño finales de la fuente de alimentación.

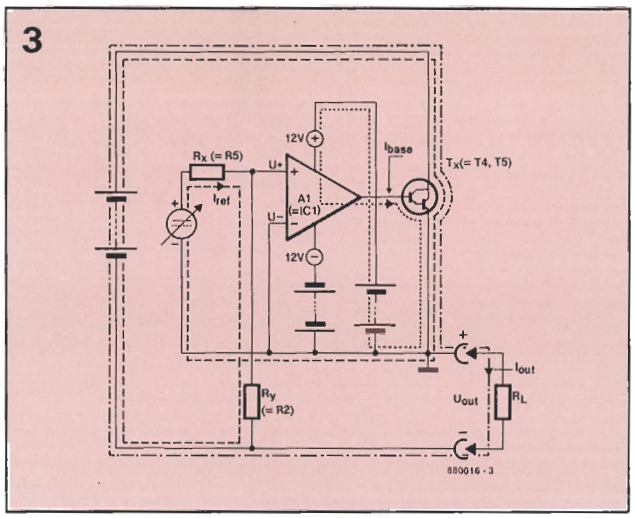
La fuente de alimentación interna está compuesta de 3 secciones que responden a un diseño más o menos convencional. Los displays y circuitos digitales son alimentados con 5 voltios, los amplificadores operacionales desde +/-12 voltios y la etapa de potencia con una alimentación no regulada con alta capacidad de corriente.

El microcontrolador activa un relé que parte a la mitad la tensión de entrada a la etapa de potencia para los valores bajos de la tensión de salida. Esta facilidad reduce efectivamente la disipación en los reguladores serie T4 y T5.

La regulación de la tensión de salida se efectúa mediante el amplificador operacional IC1, que toma una parte de la corriente de base de T4 y T5 a través de D3.

La limitación de la corriente de salida se realiza igualmente a través de D4.

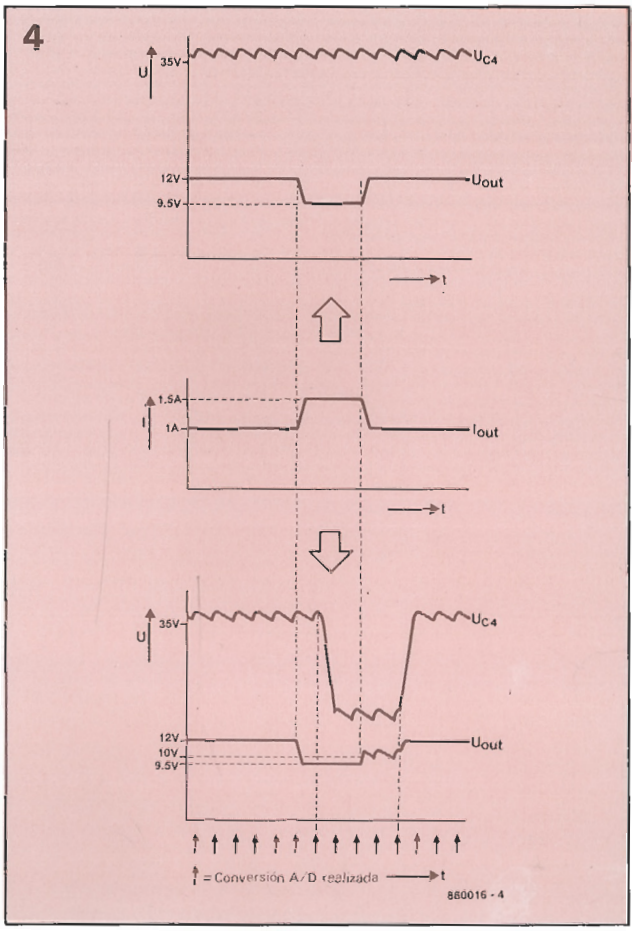
Con R16, estos dos diodos forman una puerta OR que permite que el ajuste de la tensión y corriente sean realizados en la misma etapa de potencia. Es importante hacer notar que la masa del circuito de regulación (+/-12V) y de los circuitos digitales (5V) están al potencial del terminal positivo de la fuente. Esto significa que el circuito de regulación al completo «flota» sobre la tensión de salida de la fuente de alimentación (0.....30 V). Los dos amplificadores operacionales son alimentados desde una alimentación simétrica para así asegurar que su tensión y corriente de salida pueden ser reguladas de O V en adelante. La función de IC1 es la de comparar Uset U (suministrada por el microcontrolador a través del CDA) con la tensión de salida de la fuente.



El funcionamiento del regulador IC1 es relativamente complicado, y, por tanto, será mejor explicado con ayuda de algunas referencias a la Figura 3. Para mayor claridad, los caminos de flujo de las tres corrientes principales han sido representadas en línea de puntos, de rayas y de punto y raya, mientras que A1 y Tx forman en conjunto un amplificador operacional de potencia. Se ve que éste está configurado en modo de seguidor de tensión, ya que la salida positiva está realimentada en la entrada — de A1. Esto configura un regulador de gran precisión en virtud de la alta ganancia del

Figura 3. Funcionamiento esquematizado del circuito de regulación.

Figura 4. La utilización de la tensión preseleccionada en vez de la tensión real de salida para controlar el funcionamiento del limitador de disipación, previene la aparición de valles y rizados en la tensión de salida.



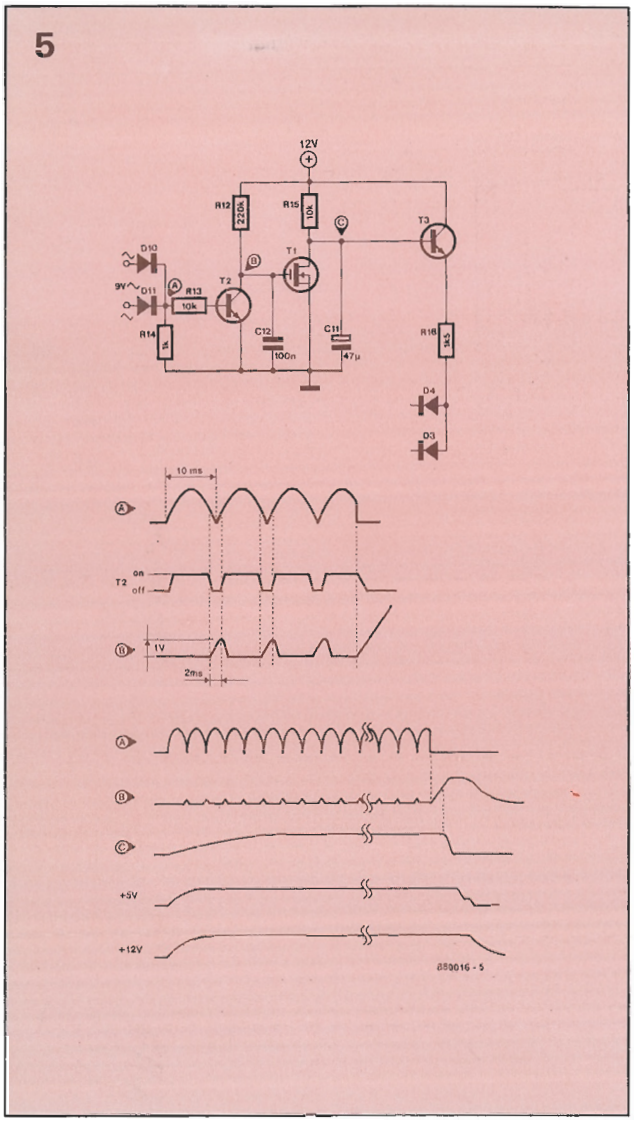


Figura 5. El temporizador de puesta en marcha y apagado previene la aparición de tensiones transitorias espúreas en la salida.

bucle de realimentación del amplificador operacional, a la vez que rápido gracias al relativamente amplio ancho de banda de potencia. Dado que un amplificador operacional con realimentación negativa ajustará su tensión de salida hasta que vea igual tensión en sus dos entradas positiva y negativa, se sigue que la corriente a través de Rx iguala a la tensión suministrada por el CDA dividida por Rx. Sería conveniente llamar a esta corriente Iref. Suponiendo que A1 sea un amplificador operacional ideal, tendrá un consumo en su entrada nulo. Esto significa que Iref circula íntegramente por Ry, lo cual causará una caída de tensión equivalente de IrefRy, o (Ucad/Rx)Ry. Y además, idealmente, no hay diferencia de tensión entre las entradas inversora y no inversora de A1, y por lo tanto la tensión en Ry será igual que la de la salida positiva de la fuente y masa.

Es decir:

Uout = URy = UCAD(Ry/Rx)

En otras palabras, la tensión de salida de la fuente es proporcional a la tensión de control UCDA. Para lo que sigue, se supone que el circuito de regulación aún no se encuentra estabilizado. Esto ocurre cuando, por ejemplo, acaba de retirarse un corto que se hubiera producido a la salida de la fuente. La tensión U+ es más positiva que U- (U+ – U- = U CDA). Esto causa un incremento en la tensión de salida de A1 con respecto a masa, que está al potencial Uout (salida +). T1 empieza a conducir: la corriente de base discurre por la línea punteada. La corriente colector-emisor de T1 (línea de rayas) a través de Rx y Ry reduce la diferencia de tensión entre U+ y U- (Rx provoca una caída de tensión). Por lo tanto, la fuente ajusta la tensión de salida hasta que ésta se estabiliza cuando U+ es igual a U-. Debe remarcarse el hecho de que este procedimiento se realiza de forma extremadamente rápida. Cuando el circuito se carga con R1, la corriente de base y, por supuesto, la de colector-emisor se incrementan.

La corriente de alimentación resultante se muestra en la figura como la línea de punto-raya.

La regulación de la corriente de salida es mucho menos compleja que la de la tensión de salida. La tensión en R9 y R10 es comparada a la tensión de control USET 1 en IC2. USET 1 es proporcionada por microcontrolador con la ayuda del CDA. Mientras que la corriente de salida se mantiene por debajo de los valores definidos en el ajuste de usuario de limitación de corriente, la tensión de salida del amplificador operacional es casi la tensión positiva de alimentación (+12 V) debido a la tensión de control de la limitación de corriente en la entrada no inversora de IC2 que es mayor que la caída de tensión provocada por R9 y R10, por las que circula la corriente de salida. Tan pronto como la caída de tensión a través de las resistencias detectoras de corriente iguala a la tensión de control, la salida de IC2 cae a nivel bajo, reduciendo la corriente de base de los transistores serie y previniendo, por tanto, un crecimiento de la corriente de salida. El LED IREG se ilumina indicando esta condición.

El diodo D6, por otro lado, tiene una función de protección: impide una tensión inversa sobre los transistores serie que pudiera subir de 0.6 V. Si no existiera este diodo, la carga del condensador de salida pudiera dañar a la fuente de alimentación cuando ésta es puesta a 0 V. También es necesaria una protección para posibles tensiones externas aplicadas a los bornes de la fuente cuando ésta es apagada.

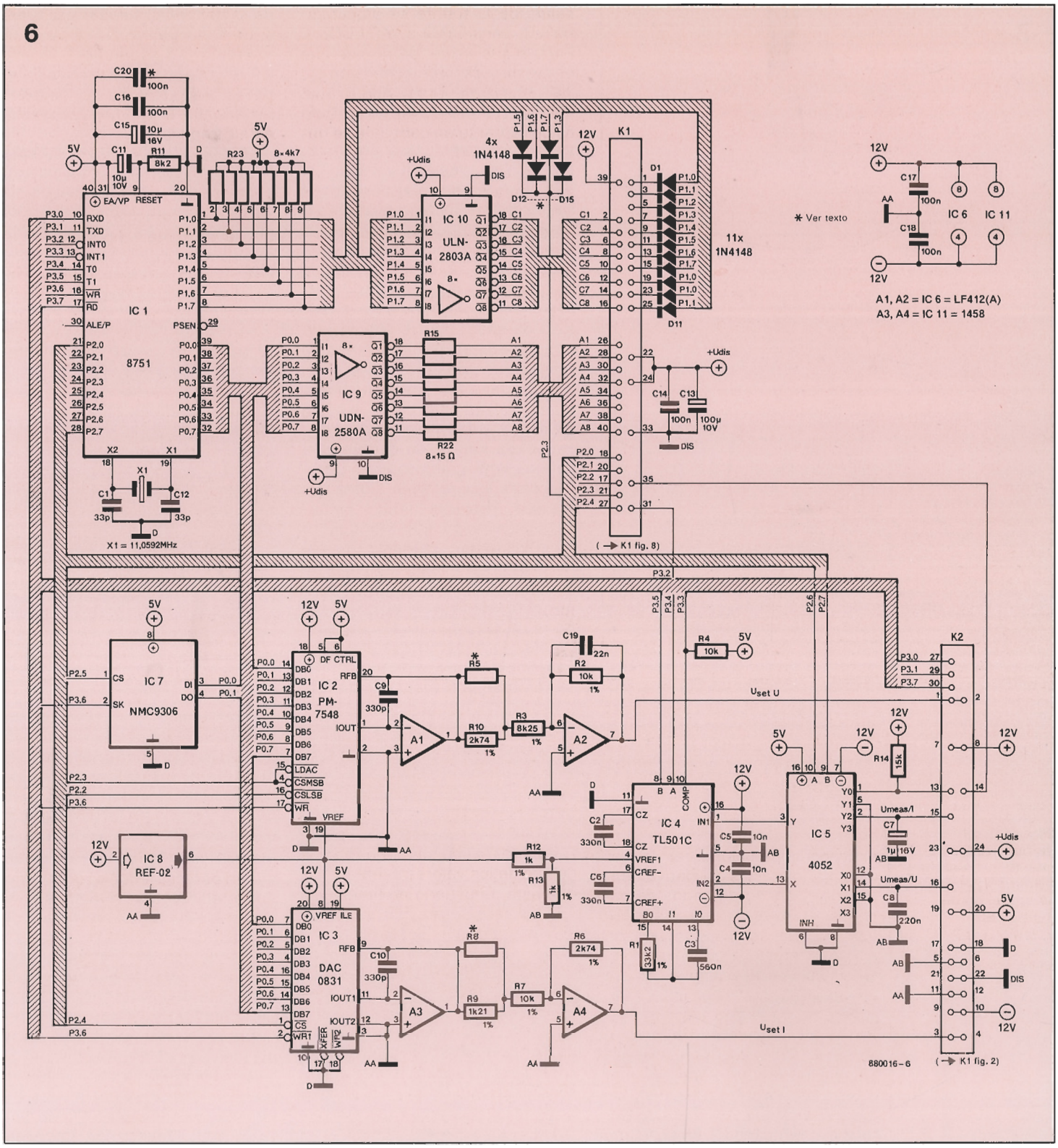
Los condensadores C3 y C17, a la vez que la resistencia de potencia R20 han sido incluidos para asegurar un funcionamiento estable de la fuente. La resistencia es una carga ficticia conectada por delante de las resistencias sensoras de corriente. Esto permite al condensador de salida descargarse cuando la fuente no está alimentando una carga.

Las resistencias sensoras de corriente R9 y R10 son del tipo de potencia y alta precisión (4 o 5 W; max. 90 ppm). Las resistencias usuales de potencia (900 ppm) serían inadecuadas aquí y redundarían en la inestabilidad de la fuente.

El sensor de temperatura LM335Z está montado en contacto térmico con los transistores de regulación y entrega una tensión proporcional a la temperatura, a razón de 10 mV/°K. Cuando se alcanza la temperatura de 55 °C, el LED correspondiente en el panel frontal empieza a parpadear. Cuando la temperatura sube por encima de 65 °C, este LED continuará parpadeando pero a su vez el LED de 0 V OUT en el teclado de membrana se iluminará, y la tensión de salida será llevada a cero.

Los niveles de temperatura pudieran parecer reducidos, pero reducen el riesgo de que el usuario se abrase la mano con la aleta de refrigeración. Una vez que el circuito de protección térmica está activo, no podrá obtenerse mas que una tensión de 0 V en la salida de la fuente hasta que la temperatura del refrigerador no caiga por debajo de los 65 °C.

No se dispone de un terminal de masa en el frohtal del equipo. Es simplemente cuestión de localizarlo en el panel trasero del equipo. Lo mismo ocurre con los terminales SENSE: U+ y Us deben ser usados separadamente como ya se detallará. Las tensiones Umeas/u y Umeas/i son tomados de los potenciómetros ajustables para así permitir la lectura, y de este modo conocer el estado de los ajustes. Las dos tensiones de medida son de polaridad opuesta: Umeas/i es positiva con respecto a la masa del circuito de medida (terminal de salida +), mientras que Umeas/u es negativa. Estas



polaridades serán comentadas en la descripción del conversor analógico a digital.

Limitador de disipación automático

El amplio margen de la tensión de salida (0....30 V) exige el dividir el mismo en dos subrrangos para impedir la disipación excesiva de los reguladores serie a tensiones relativamente bajas y corrientes moderadamente altas. El transformador de red de la fuente tiene 2 arrollamientos secundarios de 15...18 V, los cuales están conectados en serie. Un contacto de relé SPDT, re1a, conecta bien el arrollamiento de 15 V o del de 30 V a la entrada del rectificador B1.

El relé de selección de tensión es utilizado para conmutar a la tensión de entrada baja cuando el ajuste de la tensión salida sea inferior a 10 V, mientras que la entrada de 30 V es seleccionada cuando el requerimiento de la tensión de salida es superior a 11 V. La histéresis de 1 V previene la oscilación del circuito de conmutación, cuando la tensión de salida varíe alrededor de los citados valores. El relé de reduc-

Figura 6. El circuito de control digital en la fuente de alimentación está construido alrededor de un potente microcontrolador y de convertidores A-D y D-A de precisión.

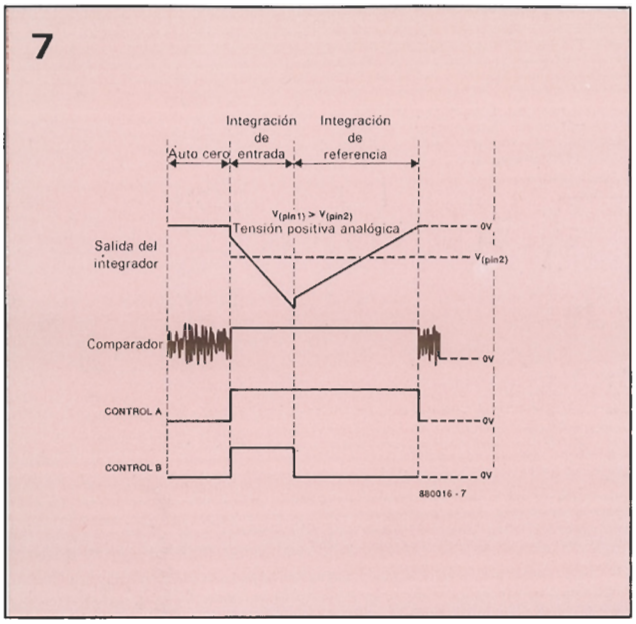


Figura 7. Conversión de doble pendiente analógico a digital bajo la supervisión del microcontrolador. (Pie de foto de vista superior de fuente) Vista superior de un prototipo de la fuente. Nótese el montaje en sandwich de los circuitos digital y de display/teclado.

ción de tensión es controlado por el 8751 a través del Darlington T6.

Los lectores podrán preguntarse porqué el circuito de reducción de tensión opera sobre la base del ajuste, en vez de hacerlo en función de la medición (real) de la tensión de salida de la fuente. La siguiente disquisición da la respuesta a modo de ejemplo e ilustración. Supóngase por un momento que la tensión y corriente de salida son respectivamente 12 V y 1.5 A. Cuando la corriente de carga sube por encima de los citados 1.5 A, el limitador de corriente se activará y por tanto la tensión de salida caerá. Sigamos suponiendo que la tensión de salida se estabiliza en 9.5 V, que está por debajo del umbral de conmutación del limitador de disipación. Si este funcionara en relación a la tensión de salida, el relé conmutaría, seleccionando el arrollamiento de baja tensión del secundario del transformador. Yendo un poco más lejos, supóngase que la corriente de salida haya caído justo por debajo del nivel de corte. Normalmente la tensión de salida habrá subido instantáneamente, pero en este caso tendrá que «esperar» hasta el final de la siguiente conversión analógica-a-digital de la tensión de salida antes de que el procesador sea informado de que ésta se encuentra por debajo del umbral de reducción de la tensión de entrada. Mientras tanto, el circuito de regulación está manteniendo difícilmente la tensión de salida preseleccionada, dado que el relé no ha conmutado aún para así alimentarlo con una tensión no regulada de entrada más alta. Consecuentemente aparecerá un apreciable rizado en la tensión de salida, que es inaceptable para la mayoría de las aplicaciones. La curva inferior de V/I que aparece en la Figura 4 ilustra el presente efecto.

La anterior discusión explica el porqué de adoptar el preajuste de la tensión de salida para el control del limitador de disipación automática en la fuente. Evidentemente, esta medida ha sido tomada para prevenir la relativamente lenta conversión A-D de la medida de la tensión de salida, perturbando el normal funcionamiento de la fuente de alimentación. En este contexto, es útil el hacer notar que la fuente está protegida térmicamente frente a un cortocircuito continuado a la salida de la misma.

El transformador de red en la fuente tiene cuatro arrollamientos secundarios separados:

— 8....10 V; 750 mA para los circuitos digitales y para el detector de caída de tensión alimentado por el regulador interno de 5 V;

— 15 V; 150 mA para la alimentación simétrica que alimenta a los amplificadores operacionales;

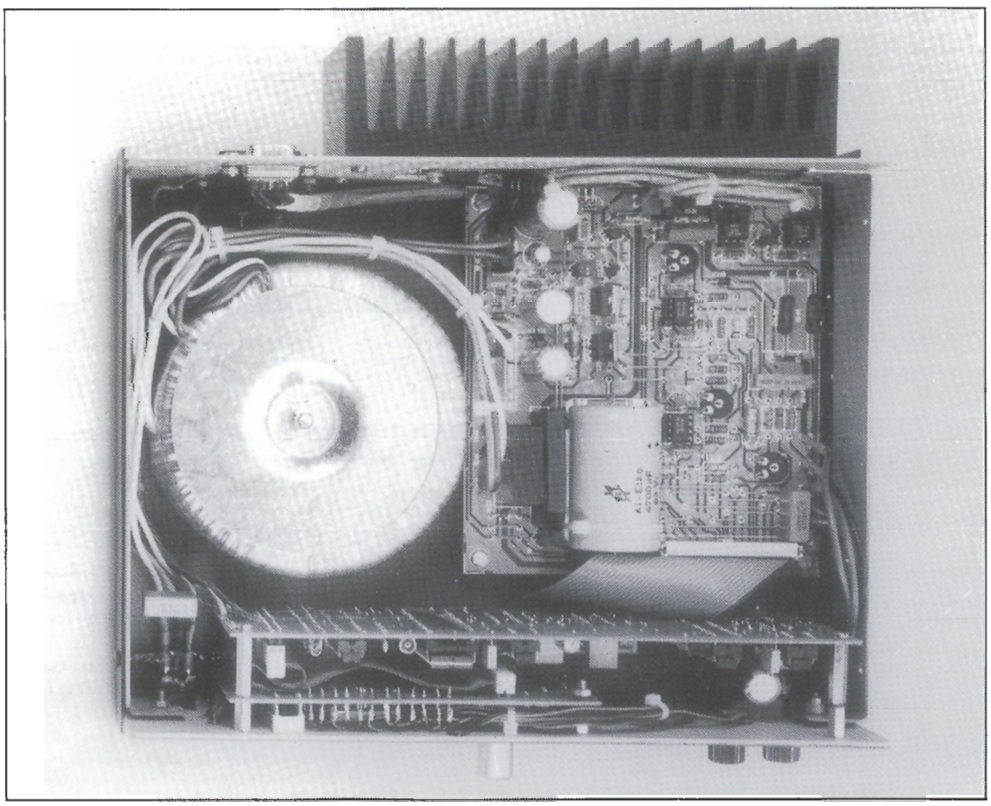
— 2 x 15....18 V; 4 A para la etapa de potencia.

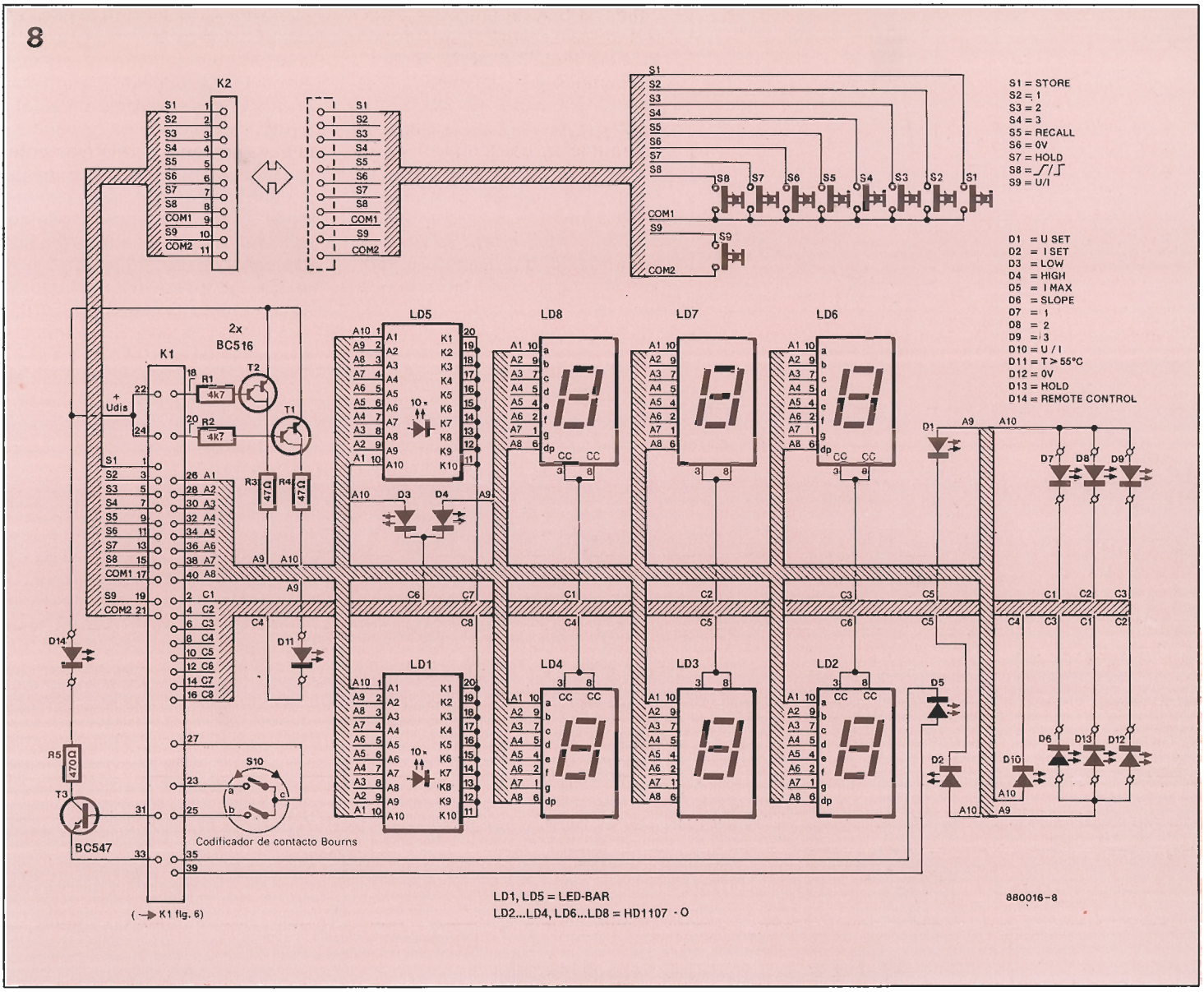
Retardo de encendido

Una de las más importantes características de una fuente de alimentación es que su salida esté libre de transitorios generados durante los instantes de encendido y apagado. En el diseño que tratamos, aparecen complicaciones adicionales tales como el microcontrolador, los CADs y CDAs y los amplificadores operacionales en el circuito de conversión de D-A.

Recientemente, han sido desarrollados circuitos integrados para ayudar a controlar el comportamiento de circuitos analógicos y digitales. Estos nuevos y protectores circuitos integrados son esencialmente comparadores rápidos. En el presente diseño, sin embargo, se ha utilizado un circuito de componentes discretos como alternativa simple y rentable (ver Figura 5).

Cuando se aplica tensión al circuito, el condensador electrolítico C11 en el circuito de apagado está inicialmente descargado, manteniendo T3 apagado de manera que la salida de la fuente es nula. El rizado en la base de T2 motiva que este transistor esté apagado durante 2 ms solamente durante el cruce por cero de la tensión de entrada. Esto previene de forma efectiva que la tensión en C12 no





suba por encima de 1 V. Por consiguiente, el transistor BI-FET T1 se mantiene apagado, y T3 no empieza a conducir hasta 2 s después de que C11 sea cargado vía R15. La tensión de polarización de base de los transistores reguladores serie está ahora asegurada, y la fuente de alimentación puede entrar ya en servicio. Cuando la tensión rectificada desaparece de la base de T2, C12 es rápidamente descargado. El transistor FET T1 cortocircuita de forma efectiva a C11 y apaga los transistores de salida a través de T3. Este proceso es complementado en el plazo de unas decenas de milisegundos. Mientras tanto, la tensión de alimentación del microcontrolador y de los convertidores A-D y D-A no ha caído aún por debajo del valor crítico, por tanto el comportamiento espúreo de estos circuitos no se traduce en peligrosos picos y valles de tensión aplicada a la carga.

Circuito digital de control

Todas las funciones disponibles en el microcontrolador 8751 de Intel han sido aprovechadas al máximo en el presente diseño. Los 4 Kilobytes de memoria incorporada en el chip contienen el programa de control, mientras que los 128 bytes de memoria RAM se usan para el almacenamiento de las variables temporales. La UART (transmisor/receptor asíncrono universal) ha sido programada para manejar la comunicación bidireccional serie con el ordenador de control exterior, y los temporizadores 0 y 1 para cuidar de todos los procesos de temporización. Por añadidura, todas las líneas de E/S son usadas para el control directo de los periféricos (display, teclado, memoria programable no volátil,

Figura 8. Circuitos de display y teclado. (Pie de foto de técnico de laboratorio) El diseñador, Peter Theunissen, en el laboratorio de Elektor trabajando en uno de los primeros diseños de la fuente.

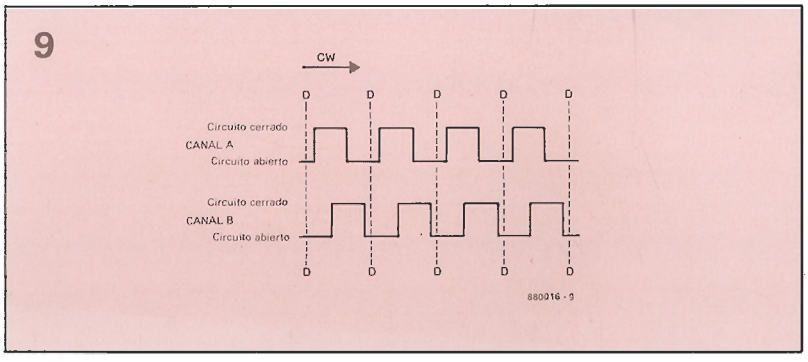


Figura 9. La diferencia de fases entre los pulsos del canal A y B del codificador digital de contacto es utilizado para la determinación del sentido de giro.

Fuente de alimentación gobernada por microcontrolador

Especificaciones técnicas:

- Fuente de alimentación cc regulada con gran precisión.
- Tensiones de salida entre 0...30 V. Ajuste por controles en el panel o mediante interface serie, en pasos de 10 mV.
- Corriente de salida limitada entre 0...2,5 A. Ajuste por controles en el panel o mediante interface serie, en pasos de 10 mA.
- Ruido y rizado máximo en la salida, a plena carga: CI 2 mV.
- Regulación de carga: < 2 mVpp para variación de la corriente de carga entre el 0 y el 100%.

Display y teclado:

- display led de tres dígitos, 7 segmentos, para indicación de la tensión de salida actual o la preajustada
- display led de tres digitos, 7 segmentos, para indicación de la corriente de limitación preajustada o del valor actual de carga.
- Indicación analógica de la tensión y corriente de salida actual sobre dos barras de 10 led. La corriente de limitación y la tensión ajustada se muestran en una escala de led.
- Almacenamiento de tres programas de ajuste (tensión, corriente y pendiente de cambio de la tensión) en una memoria interna (SEEPROM).
- Temporizador automático de encendido y apagado que fuerza la salida a cero voltios para evitar que sean aplicados picos espúreos a la carga.
- La tensión de salida puede ser llevada a cero pulsando una tecla con diodo led indicador.
- Cambio rápido o lento (0,5 s) desde la tensión actual a la nueva tensión programada.
- Función retención («HOLD») con diodo indicador, que permite cambiar los ajustes del panel o de la memoria residente sin afectar al valor existente en la salida de la fuente.
- Led indicadores de activación de la limitación de corriente, protección térmica y/o comunicación serie.

Diseño:

- Microprocesador tipo Intel 8751.
- Control de tensión: convertidor D/A de 12 bits tipo PM7548.
- Control de corriente: convertidor D/A de 8 bits tipo DAC0831.
- Referencia interna de precisión de 5 voltios: tipo REF-02
- Corriente, tensión y temperatura convertidas a valores digitales mediante un A/D de 12 bits tipo TL051C.
- Protección térmica de 2 pasos con led indicador y capacidad de desconexión automática de la fuente.
- Ajuste cuasi-analógico de tensión y corriente mediante codificador de contacto digital.
- Almacenamiento durante 10 años de 3 x 3 ajustes de la fuente definidos por el usuario en SEEPROM de 16 x 16 bits.
- Limitador automático de disipación que selecciona una menor tensión de entrada no regulada para tensión de salida menor de 10 voltios.

Interface serie:

- Formatos: 9600 baudios, 8 bits de datos, 2 bits de stop, sin bit de paridad. (Este formato serie está soportado virtualmente por todos los ordenadores modernos).
- Sencillo y efectivo control de varias fuentes de alimentación o equipos de prueba inteligentes mediante un solo canal serie. Cada instrumento puede ser direccionado e identificado por un código específico.
- Comunicación con o sin eco.
- El estado de la fuente puede ser conocido por el ordenador de control.
- Todas las funciones de la fuente, excepto la memoria interna, pueden ser programadas externamente a través del interface serie.
- El ordenador de control puede leer los valores de tensión y corriente actuales y los ajustados, así como el estado del circuito de protección térmica.
- Los controles del panel frontal y el interface serie pueden operar simultáneamente.
- Opción de bloqueo mutuo del panel frontal y el interface serie.
- Verificación de sintaxis correcta de los comandos de control.
- Comunicación totalmente aislada galvánicamente mediante fotoacopladores.

conversores y multiplexor de entrada).

El microcontrolador pertenece a la familia de los MCS51. El diagrama del circuito digital de control se muestra en la Figura 6. Las 8 líneas del puerto PO funcionan a modo de bus de datos para los conversores D-A, y como líneas de E/S para el display (ánodo común). El puerto 1 controla los displays de cátodo común, y leen las teclas del panel frontal. Las líneas PO.O y PO.1 además funcionan como líneas de entrada/salida para la SEEPROM.

Un cierto número de líneas del puerto P2 son programadas como exploración del teclado y líneas de selección de chip (chip select) del conversor D-A y de la SEEPROM. La señal de /WR (escritura) para los dos CADs se obtiene a través de P3.6, que también es utilizada para dar la señal de reloj a la EEPROM, cuya selección se realiza a través de P2.5. Las líneas P2.6 y P2.7 controlan el multiplexado de las tensiones generadas por la corriente, temperatura y circuitos de medida de tensión. P2.3, en combinación con D12...D14, ha sido programado para disponer la codificación de dirección de la fuente en el puerto serie. El diseño final de la fuente es un compromiso entre las limitaciones de hardware y el rendimiento de este con un software eficiente. En definitiva, el programa de control residente en el microcontrolador, ha sido desarrollado por el departamento de electrónica de ELEKTOR.

Una referencia de tensión de precisión tipo REF-02, suministra la tensión de 5 V de referencia (+/-20 ppm) a los convertidores D-A y A-D. La citada tensión de referencia mantiene la desviación de la tensión de salida por debajo de un máximo de +/-20 mV a una tensión Uo=30 V (se ha medido una desviación típica de +/-10 mV en algunos prototipos).

La ganancia del segundo inversor en cada una de las salidas SET no es exactamente la unidad, pero su función es compensar la inversión impuesta por el primer amplificador, que trabaja como un convertidor corriente-tensión.

Las masas digitales y analógicas son mantenidas separadas a lo largo del circuito, y no están unidas en ningún sitio excepto en los convertidores D-A, donde se necesita la máxima precisión. De hecho la regulación de tensión corre a cargo de IC2, un integrado tipo PM7548 convertidor ana-

lógico-a-digital de 12 bits que puede ser controlado con un bus de datos de 8 bits. La limitación de corriente puede desempeñarse con menor resolución y se realiza con un integrado DAC0835 convertidor de 8 bits. La tensión real de salida, la corriente asociada a la tensión de salida y la tensión suministrada por el sensor de temperatura son aplicadas a un solo CAD tipo TL501C (IC4) a través del multiplexor analógico IC5. El microcontrolador determina cuál de las 3 señales es alimentada al CAD. Cada una de las tres tensiones multiplexadas es convertida a digital a un ritmo de unas 5 veces por segundo. La salida COMP del CAD se encarga de la entrada de interrupción del microcontrolador (INT1). Aún hay dos fuentes más de interrupciones en el circuito:

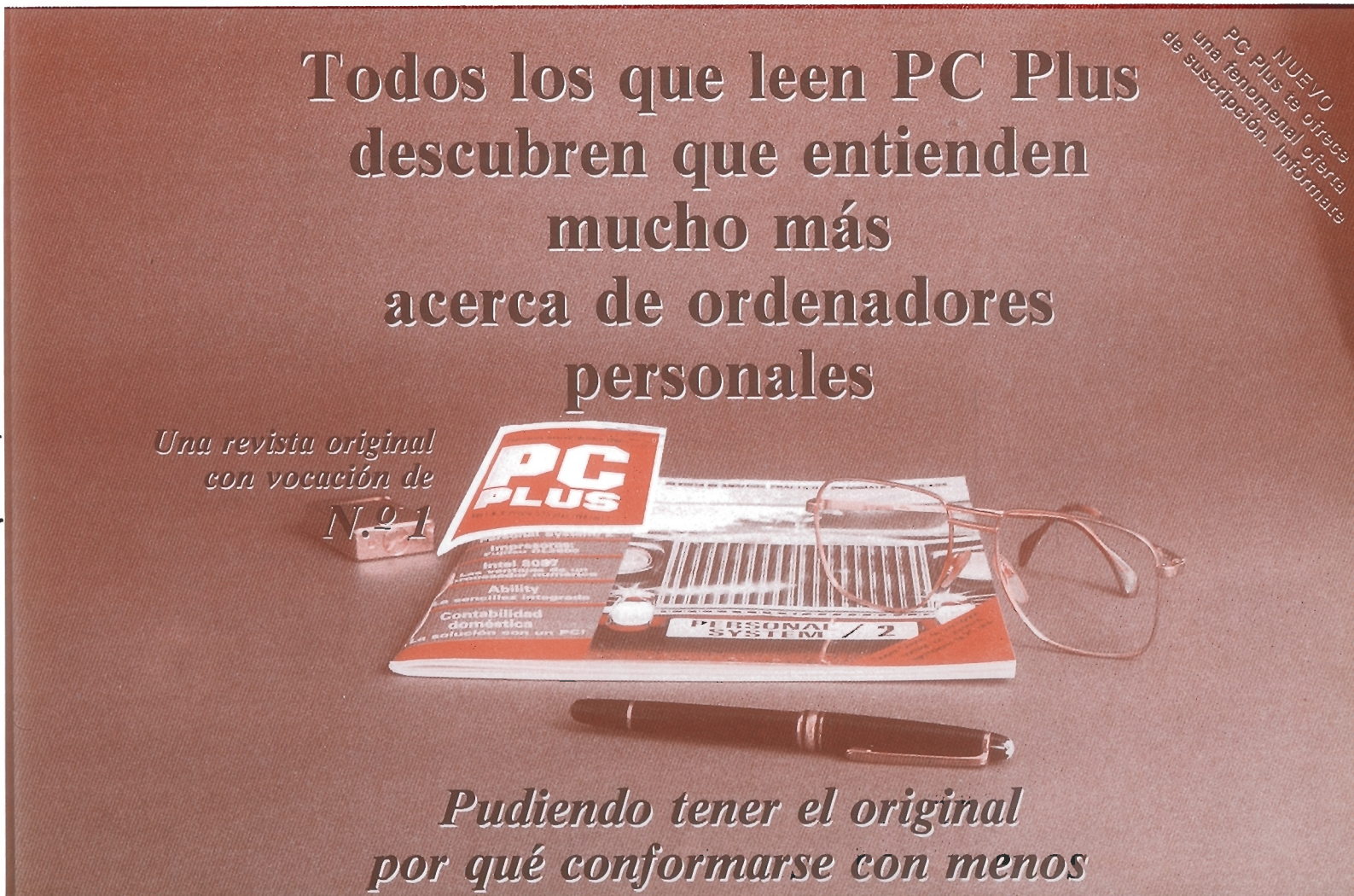
— temporizador O; displays y CADs son refrescados en intervalos de 1.1 ms;

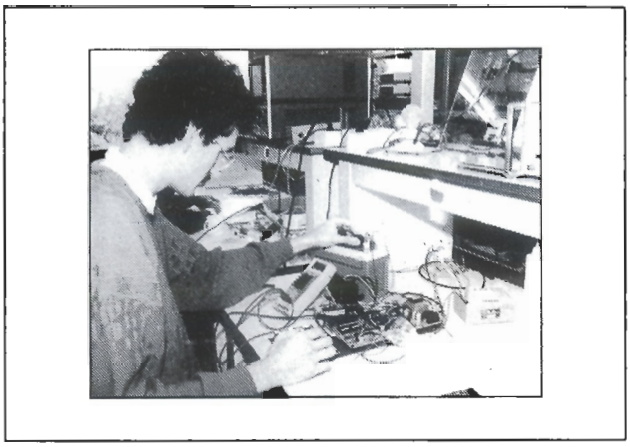
— temporizador 1; interrupción serie.

La conexión de Umeas/1 y Umeas/U al doble multiplexor analógico 4052 puede parecer en principio inusual, pero la utilización de las entradas X1 e Y2 en combinación con las entradas Y1 y X2 puestas a masa proporcionan la deseada inversión de las señales de medida. Es conveniente recordar el hecho de que la masa digital está al mismo potencial que la salida positiva de la fuente, es decir flotante a 0...30 V dependiendo del valor de ajuste de Uo. La tensión de medida de la corriente es positiva con respecto a masa, al igual que la tensión de medida de la temperatura, aplicada a la entrada YO del multiplexor, mientras XO es puesta a masa. La tensión de salida del divisor de tensión R2-P2-R11 en el circuito de la Figura 2 es, sin embargo, negativa con respecto a la misma masa, y por tanto se necesita una inversión en IC5 antes de que la señal sea aplicada al chip CAD.

Conversión de doble pendiente

Las tres cantidades analógicas previamente mencionadas son convertidas a magnitudes digitales por el microcontrolador en un proceso llamado conversión de doble pendiente. La duración del tiempo de conversión es medida por el microcontrolador con la ayuda de una rutina de temporización de interrupción. Esta facilidad pudiera parecer innecesariamente compleja y de perdida de tiempo, pero únicamente requiere software, no un caro conversor que suministra un código binario de 12 bits después de completada la conversión. El principio de la conversión de doble pendiente es relativamente simple. Inicialmente, un condensador es cargado a la tensión de medida durante un período de duración controlada por el microcontrolador. Esto es llamado integración del valor de entrada del conversor (primera pendiente). A continuación, el condensador es cargado por una corriente constante (segunda pendiente) hasta que el comparador conmuta indicando que ha terminado la carga. El microcontrolador mide el tiempo de descarga, y utiliza ésta para procesar el valor de la tensión de entrada. Los principios básicos de este procedimiento son ilustrados en la Figura 7. La precisión final de la medida es independiente de la duración de las pendientes: lo que realmente cuenta es la relación de sus duraciones. Dado que la frecuencia del reloj del microcontrolador es fija y conocida, la duración de la segunda pendiente permite conocer el valor de la ten-





sión de entrada. Afortunadamente, el TLC501C fue diseñado por el fabricante, Texas Instruments, como un bloque construido para ser integrado en un sistema de conversión A-D y que comprende al TL502 y TL503 como parte digital complementaria. En la presente aplicación, sin embargo, el microcontrolador se encarga del control del TL501C.

Retención de los datos

El chip NMC9302 en la posición de IC7 es una memoria serie programable borrable eléctricamente de sólo-lectura («Serial Electrically Erasable Programmable REad-Ondly Memory», SEEPROM o SE²PROM) con una capacidad de 16 x 16 bits y con un convertidor elevador («setp-up») incorporado internamente para la tensión de programación. Como se indica en la abreviatura SEEPROM, el dispositivo puede ser borrado aplicando una tensión de control en vez de exponerla a la luz ultravioleta. Como algo remarcable hay que mencionar su entrada y salida serie, por lo que puede encapsularse con sólo 8 patillas. El borrado del contenido y la programación de nuevos datos en el dispositivo es realizado por el microcontrolador. El dispositivo de retención de datos es utilizado para el almacenamiento no-volátil de tres programas, por ejemplo, los ajustes de la fuente de alimentación. Estos son la tensión de salida, nivel de la limitación de corriente, y respuesta de la tensión de salida (pendiente lenta o rápida): en general, parámetros 3 x 3 que pueden ser almacenados en la SEEPROM. El programa 1 es automáticamente seleccionado en el encendido de la fuente, pero los 3 parámetros cargados mencionados, no son puestos en efecto por el circuito correspondiente hasta que el usuario no libere la función de salida de O V OUT, que está siempre operativa cuando la fuente es puesta en marcha o a cero. La memoria no-volátill de la fuente de alimentación permite una flexibilidad y facilidad de uso. El usuario tiene a sus disposición los ajustes realizados en anteriores operaciones de manera inmediata para utilizarlos después de la puesta en marcha. La memoria SEEPROM incorporada es capaz de 10,000 ciclos de programación. Esto corresponde a un uso de más de 10 años a un ritmo de 2 programaciones diarias. Por otro lado, la retención de los datos está asegurada por un mínimo de 10 años. El dispositivo reconoce un total de 9 instrucciones cuya ejecución es temporizada por una señal de reloj externa aplicada a la entrada SK. La lectura es efectuada por la instrucción READ y una dirección aplicada en serie. El byte contenido en esta dirección es devuelto en modo serie a través de la salida de datos DO. La programación se consigue mediante el envío de instrucciones EWEN (permiso de borrado/escritura) y EWDS (prohibición de borrado/escritura).

Antes de escribir en un registro de la SEEPROM, este debe ser limpiado por borrado eléctrico: se envía la instrucción ERASE, seguido de la apropiada dirección del registro. Esto lee a 1 lógico todos los registros cuando no se encuentra programada. La escritura se realiza con la instrucción WRITE acompañada de la palabra de datos de 16 bits a escribir.

Cuatro líneas son suficientes para comunicar con la SEEPROM: datos de salida serie, datos de entrada serie (las palabras de datos tienen estructura de 16 bits), reloj y selección de chip. La SEEPROM también reconoce instrucciones simples como pueden ser borrado de todos los registros, o bien escribir en los 16 lo mismo.

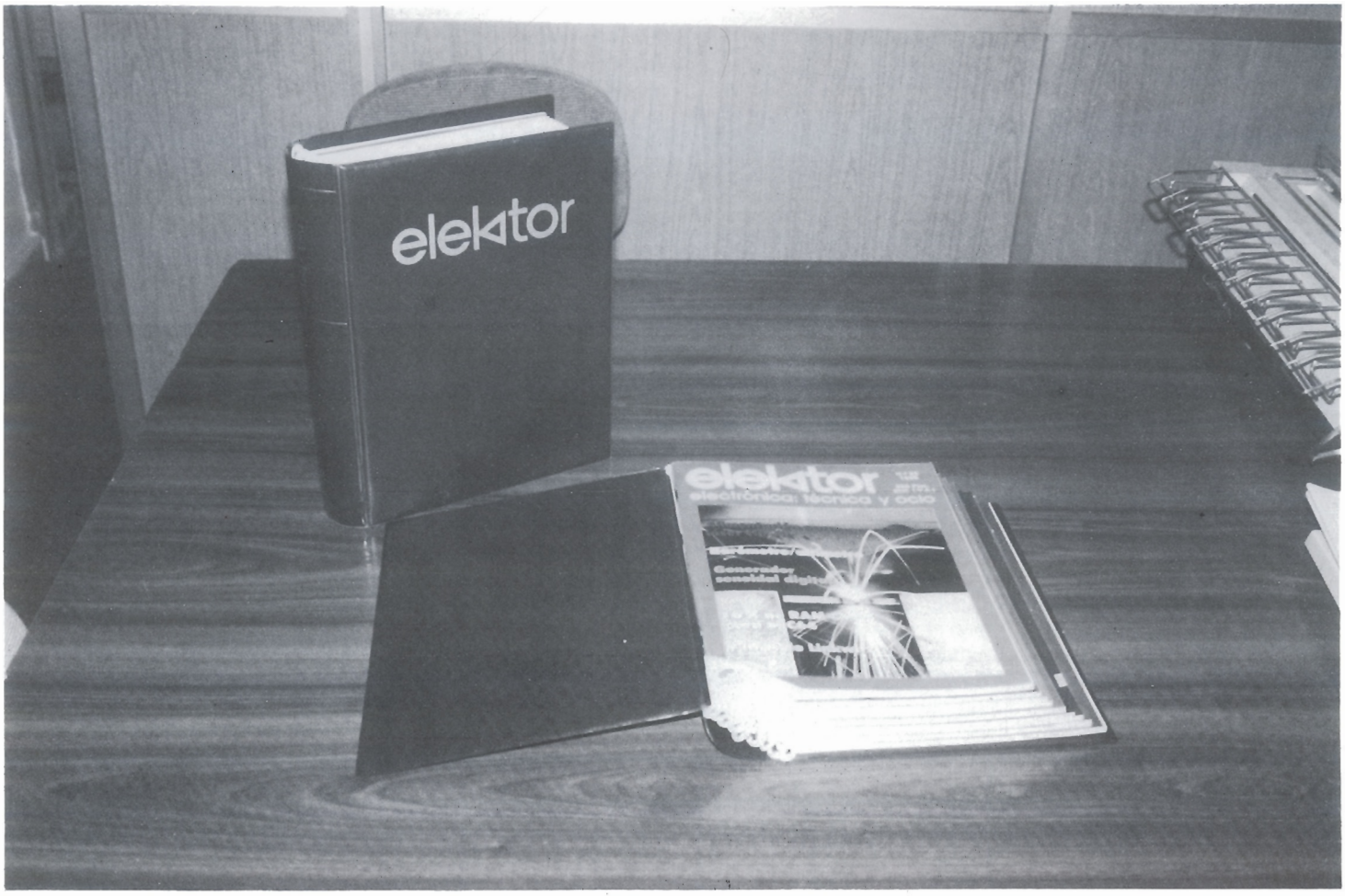
Display y teclado

La fuente de alimentación propuesta debe su versatilidad al hecho de mostrar simultáneamente la tensión elegida y la tensión real de salida medida, al igual que la corriente de salida. Los primeros son mostrados cuando el usuario cambia los ajustes realizados, por ejemplo, cuando manipula el codificador giratorio de contacto o el conmutador de U/I.

El diagrama del circuito de control y de la sección de display se muestra en la Figura 8. Toda la decodificación y desmultiplexado, se realiza por el microcontrolador. Dos barras de LEDs (LD1; LD2) permanentemente indican el estado de las tensiones y corrientes seleccionadas, o bien la tensión y corriente medidas. La resolución de las barras no es, por supuesto, suficiente para lecturas precisas, pero permiten de una sola mirada darse cuenta de la existencia de un cortocircuito, por ejemplo. La barra de LEDs que indica la tensión tiene dos escalas impresas a ambos lados de esta en la carátula frontal. Un LED indica cuál de las dos escalas está operativa. Las escalas son 0...10 V (1 LED por voltio) y 10..30 V (escala no lineal). Las teclas para elegir los diferentes ajustes de la fuente de alimentación son del tipo membrana embutidos en la carátula frontal. El microcontrolador explora las teclas por una posible presión sobre ellas a través de las líneas S1...S9 incluidas a la vez que a través de COM1 y COM2. El codificador digital de contacto utilizado para la selección de tensión y corriente es esencialmente un sustituto ergonómico del típico conmutador giratorio. El codificador suministra un código Gray de 2 bits para indicar la dirección del desplazamiento. Dentro del codificador, dos interruptores (canal A y B) son actuados por un vástago común. Abriendo o cerrando en un orden específico, los interruptores entregan el código de 2 bits mostrado en la Figura 9 (giro en el sentido horario). Una rotación completa del vástago corresponde con la generación de 24 ó 36 pulsos. No hay un final mecánico de giro, estando el microcontrolador programado para deducir la dirección y magnitud del recorrido en función de los pulsos que reciba del codificador de contacto. El fabricante del citado cofidicador, Bourns, suministra estos con 24 ó 36 pasos por giro vástago. Ambos pueden ser utilizados en el presente circuito, pero el de 36 posiciones es preferible sobre el del 24 porque con este último se requerirían 18 giros completos del eje para cubrir el rango de 0...30 V.

En la parte segunda de este artículo trataremos de la construcción del circuito, puesta a punto y manejo de la fuente de alimentación gobernada por microncontrolador.

UN SITIO PARA CADA REVISTA...



... Y CADA REVISTA EN SU SITIO

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

895 ptas.
IVA INCLUIDO

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 puede pedirlo directamente a **elektor,** Pza. República del Ecuador, 2, 28016 Madrid, utilizando la tarjeta de pedido correspondiente.

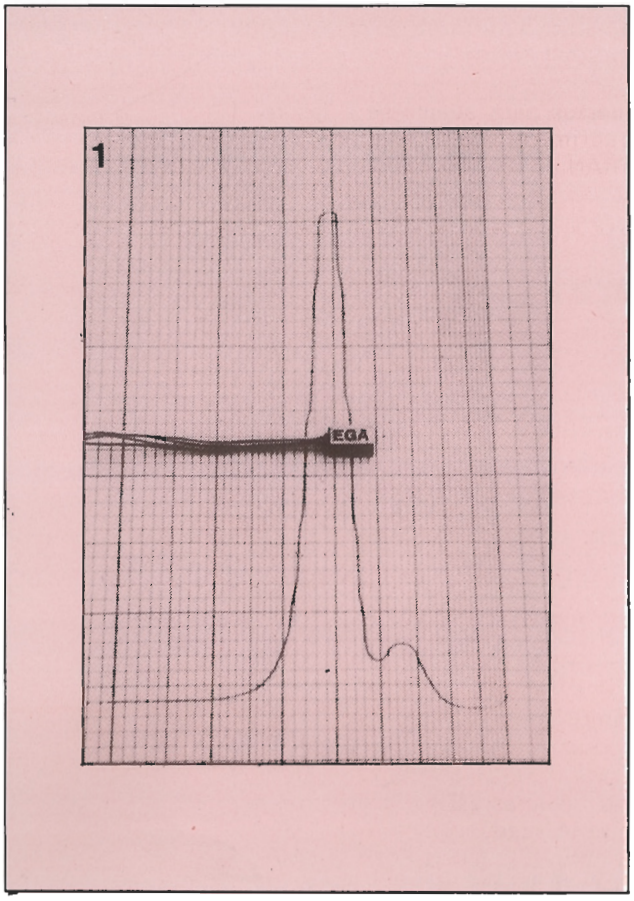
SOLO 595 Ptas.

SI SU PEDIDO LLEGA ANTES DEL 31 DE ENERO DE 1989

DISPONIBLE AHORA PARA LOS AÑOS 1988 Y 1989

TRANSDUCTORES MINIATURA

En un reciente informe, realizado por un ingeniero de la industria aeronáutica, se explican las razones que justifican la progresiva miniaturización de los transductores: «Hace algunos años, el espacio detinado a la circuitería electrónica de control de aeronaves, era del tamaño aproximado, de una pequeña maleta, pero hoy en día, nos vemos obligados a reducir el citado espacio, de forma espectacular. Esto significa que cuando estamos comprobando las características de los componentes, especialmente en rigurosas pruebas de vibración, el peso y dimensiones de los transductores, juegan un papel fundamental; como consecuencia de esta observación, se han de conseguir transductores especiales, de pequeñas dimensiones y de peso reducido».



La sencilla, pero importante, fórmula que se aplica en este caso es: F=m × a. De forma que la fuerza adicional, aplicada al elemento sometido a la prueba de vibración, depende de la masa y reparto de la misma, en el cuerpo del transductor. Por ejemplo, supongamos que sometemos a la prueba de vibración a un acelerómetro convencional; si el dispositivo pesa 100 gramos y se utiliza para 100 g de aceleración, aplicando la fórmula F=m × a, otros 10 kg adicionales le habrán sido sumados al componente bajo prueba. Este fenómeno distorsionará considerablemente los resultados de la prueba de vibración.

La firma ENTRAN diseña y fabrica dinamómetros semiconductores piezoeléctricos, que tienen la capacidad de medir ambos estados, el del componente en reposo y el del mismo sometido a vibraciones. La serie EGA, a su vez, ofrece una abanico de modelos capaces de medir márgenes desde 0-5 g hasta 0-5000 g; además estos transductores tienen tamaños, asombrosamente reducidos, por ejemplo, del orden de 0,140 × 0,140 × 0,270 in. (3,4 mm. × 3,4 mm × 6,75 mm) y con un peso, asombrosamente pequeño, 0,5 gr Las series EGA cuentan con la característica de estanqueidad frente a fluidos, lo cual les protege contra la excitación por resonancia. El modelo EGAX tiene además la particularidad adicional de contar con limitadores internos de sobrecarga, lo cuál le da al acelerómetro la ventaja de poder soportar excesos, en carga de +/-10.000 g tanto en la aceleración axial normal como aceleración en cualquier dirección. Este dispositivo permite el tipo de medición descrita, hasta para rangos de +/-5 g. El dispositivo de sobrecarga, no solamente hace que el acelerómetro sea idóneo para aplicaciones de impacto y guía, sino que además protege al valioso transductor de los errores diarios que se pueden producir en un laboratorio, al dejar caer el sensor.

Estas características particulares, de baja masa y bajo nivel de sobrecarga, que definen a los acelerómetros EGAX, han supuesto un interesante provecho en las aplicaciones médicas de este tipo de transductores. Ciertas especialidades médicas, necesitan estudiar las vibraciones o temblores musculares, para el análisis de enfermedades tales como el Parkinson. Con la involucración de pacientes, la cuestión se complica ya que se debe ser capaz de detectar desde las más leves vibraciones, hasta las que generan cientos de «g». Estas especificaciones son las que coinciden con los parámetros de los acelerómetros ENTRAN y EGAX, los cuales han sido utilizados por numerosos Centros médicos, desde hace ya muchos años.

ENTRAN diseña y fabrica una

gran variedad de dinamómetros semiconductores, de los cuales el menor se activa con 0,020 in. (1,50 mm) de longitud por 0,006 in. (0,150 mm) de ancho. Las ventajas distintivas de estos elementos sensores resistivos son:

A) Su microminiaturizado tamaño.

B) Su elevado factor de estiramiento.

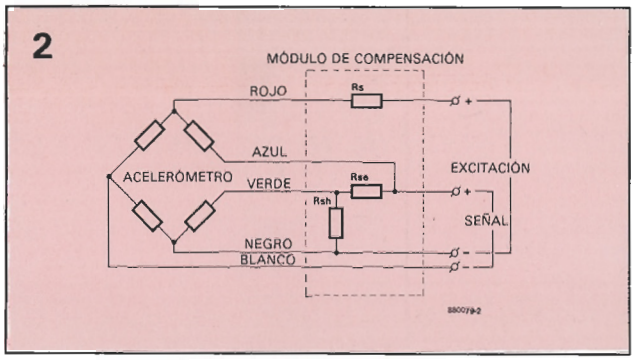
El término factor de estiramiento (GF) es un parámetro de la variación incremental de la resistencia de la escala del dinamómetro, con respecto de la variación de longitud de la escala. GF=AR/Al.

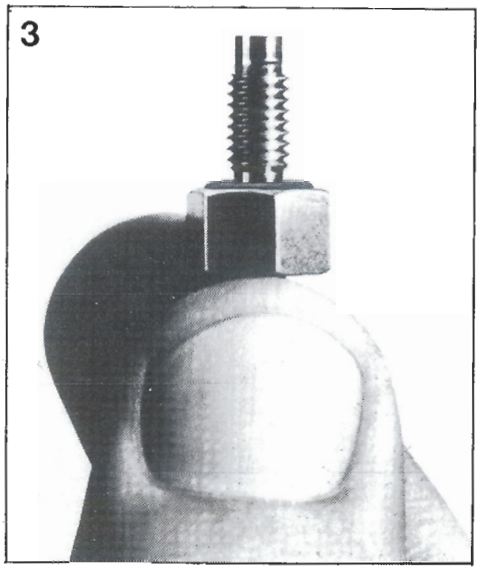
El factor de estiramiento es un parámetro que define la sensibilidad o rendimiento del dinamómetro. Valga como comparación el GF (Gauge Factor) de un dinamómetro convencional que sería del orden de 2, mientras que el de un dinamómetro semiconductor típico tiene un GF de 150. Lo hasta aquí expuesto, deja entender, que cuando se usan dispositivos semiconductores obtendremos mejoras en las mediciones muy considerables. ENTRAN obtiene la mayor parte de estas ventajas de precisión, gracias al perfeccionamiento y miniaturización de sus transductores. En el acelerómetro representado en la figura 1 los dinamómetros están conectados por pares en las superficies inferior y superior de una varilla con un solo grado de libertad. Se fija una masa determinada, al final de la varilla, y la deflexión resultante de la misma cuando experimenta una fuerza «g», se traduce en una señal lineal de salida, al estar los dinamómetros montados en puento de Wheatstone y con un voltaje de excitación aplicado (figura 2).

El tipo de dinamómetro hasta aquí descrito, tiene también una interesante aplicación en el campo de los mini-transductores de presión, donde la toma de datos se realiza por la detección de la prácticamente inapreciable deflexión de un diminuto diafragma metálico. Para conseguir la máxima respuesta dinámica posible, el tamaño del diafragma debe ser muy pequeño y su escala de deflexión será mínima. Los dinamómetros semiconductores encuentran en este último caso, una perfecta aplicación, ya que debido a su inherente alta sensibilidd y pequeñas dimensiones, son capaces de detectar las variaciones de parámetro deseadas, aún trabajando sobre rígidos diafragmas de baja deflexión. Una ventaja adicional de los diafragmas de pequeño tamaño, es que al ser su deflexión muy baja, su envejecimiento también es mínimo. Los transductores ENTRAN miden tanto situaciones de fuerza estática como situaciones de variación de fuerza dinámicas.

El nivel más bajo de presión es un parámetro muy importante a tener en cuenta, para la elección del tipo de transductor idóneo, teniendo en cuenta su rendimiento. El tamaño del transductor es otro dato importante a considerar. Por ejemplo, en las pruebas realizadas sobre modelos a escala de nuevos prototipos de aviones militares y comerciales, así como en el caso de automóviles, los componentes tales como aspas de helicópteros, los misiles y en general todos los elementos importantes dentro de la aerodinámica de las aeronaves, los transductores deben ser lo más discretos posibles para no influir en las características del dispositivo que se está ensayando. ENTRAN dispone, dentro de su extensa gama de transductores, de un modelo especialmente ultraminiaturizado, de perfil mínimo (0,040 in. = 1,02 mm); precisamente, estos transductores son los ideales para ser utilizados en las pruebas de aerodinámica, en los modelos a escala de aviones. Opcionalmente, todos los transductores de presión, de ENTRAN EPI pueden encontrarse, con diámetros desde 0,080 in. (2,03 mm) hasta 0,050 in. (1,27 mm); este tipo de transductor puede ser utilizado, por sus especiales características, en los túneles de viento destinados a las pruebas de elementos destinados a la aviación, sin por ello, alterar las condiciones de las piezas bajo prueba.

ENTRAN tiene como especialidad, el diseño y fabricación de transductores en miniatura, para la medición de aceleración, presión, carga y estiramiento de estructuras; sin embargo, muchos otros tipos de dispositivos han sido elaborados por petición expresa de clientes. Aunque existe una gama estandarizada de dispositivos, no es menos cierto que, en múltiples ocasiones, se hace necesario el desarrollo de algún transductor de características muy especiales. ENTRAN dispone, dentro de su gama, de una serie de transductores con características normales, que salen al mercado a bajo coste, y también dispone de un completo departamento de Ingeniería capaz de desarrollar los dispositivos más sofisticados, requeridos para aplicaciones muy concretas, para los que se emplearán las técnicas más avanzadas.





Dentro de la campaña de esfuerzos para adaptarse a los requerimientos del mercado, ENTRAN ofrece una gama de acelerómetros y sensores de presión que reflejan la larga experiencia de esta empresa, en el diseño de transductores. La nueva gama de dispositivos integran robustez interna y externa, a la vez que una sofisticada tecnología electrónica, con el fin de lograr:

A. salida amplificada hast 10V FS.

B. suministrar regulación.

C. filtrado de señal.

Este artículo pretende destacar el discreto, pero importante papel, que juegan los transductores miniaturizados, en aplicaciones tan variadas como son la Industria, la Aviación, la Medicina, el mundo del Automóvil, la Química y muchos otros campos específicos como al Investigación industrial.

Para mayor información sobre los sensores ENTRAN, diríjanse a ENTRAN Ltd — Sales & Technical Centre — 5 Albert Road CROWTHORNE RG11 7LT.

La placa EGA («Enhaced Graphics Adapter») IBM-PC puede visualizar un máximo de 16 colores simultáneamente. Para muchas aplicaciones, tales como la creación de imágenes 3D sombreadas de forma realista, esto no es suficiente.

ADAPTADOR DE 256 COLORES PARA EGA

La placa de 256 colores descrita en este artículo se ofrece como una idea de diseño para los usuarios expertos del IBM-PC XT provisto de placa de gráficos EGA. La placa de expansión se inserta en el conector de expansión de la EGA. Produce señales RGB analógicas y de sincronismo horizontal y vertical (Hsync y Vsync) de nivel TTL. La mayoría de los monitores admiten señales TTL de la EGA o señales RGB de una placa de gráficos de 256 colores, por lo cual pueden utilizarse tanto para el modo normal EGA como para el nuevo modo de 256 colores.

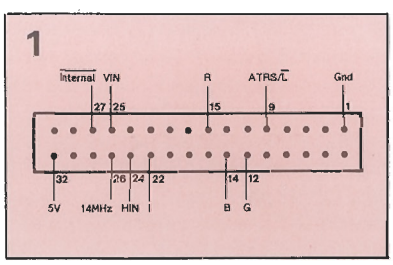


Figura 1. El conector de expansión de la placa de gráficos EGA de IBM.

Por defecto la placa de extensión de color estará inactiva, con lo que la EGA funcionará normalmente. Por ello la instalación de la placa de expansión no afecta la ejecución de los programas existentes.

Los modos EGA

Una descripción completa de todos los modos de visualización de la EGA está, desafortunadamente, fuera del alcance de este artículo. En el modo 14 la EGA produce 640 por 200 puntos, a cada uno de los cuales se le puede asignar uno de 16 colores. En modo 16 produce 640 por 350 puntos con 16 colores. La placa de 256 colores combina una pareja de éstos para dar 320*200 o 320*350 pixels cada uno de los cuales puede tener uno de 256 colores. Con ello se consiguen unas prestaciones similares a la placa VGA con la que van provistos los nuevos modelos de ordenadores personales de IBM: PS2. El modo de 256 colores de la VGA puede visualizar únicamente 320*200 puntos.

En modo 14 y 16 la EGA genera cada pixel mediante cuatro señales tipo TTL llamadas R, G, B e I. La placa de 256 colores combina dos pixels para formar un único pixel de 8 bits. Estas 8 señales TTL se convierten a las señales analógicas rojo, verde y azul (RGB) mediante tres convertidores digital-analógicos.

Conector de expansión

La placa de gráficos EGA dispone de un conector de expansión de 32 pines llamado «Feature connector». Este conector permite acceder a algunas señales de interés de la EGA. La placa de ex-

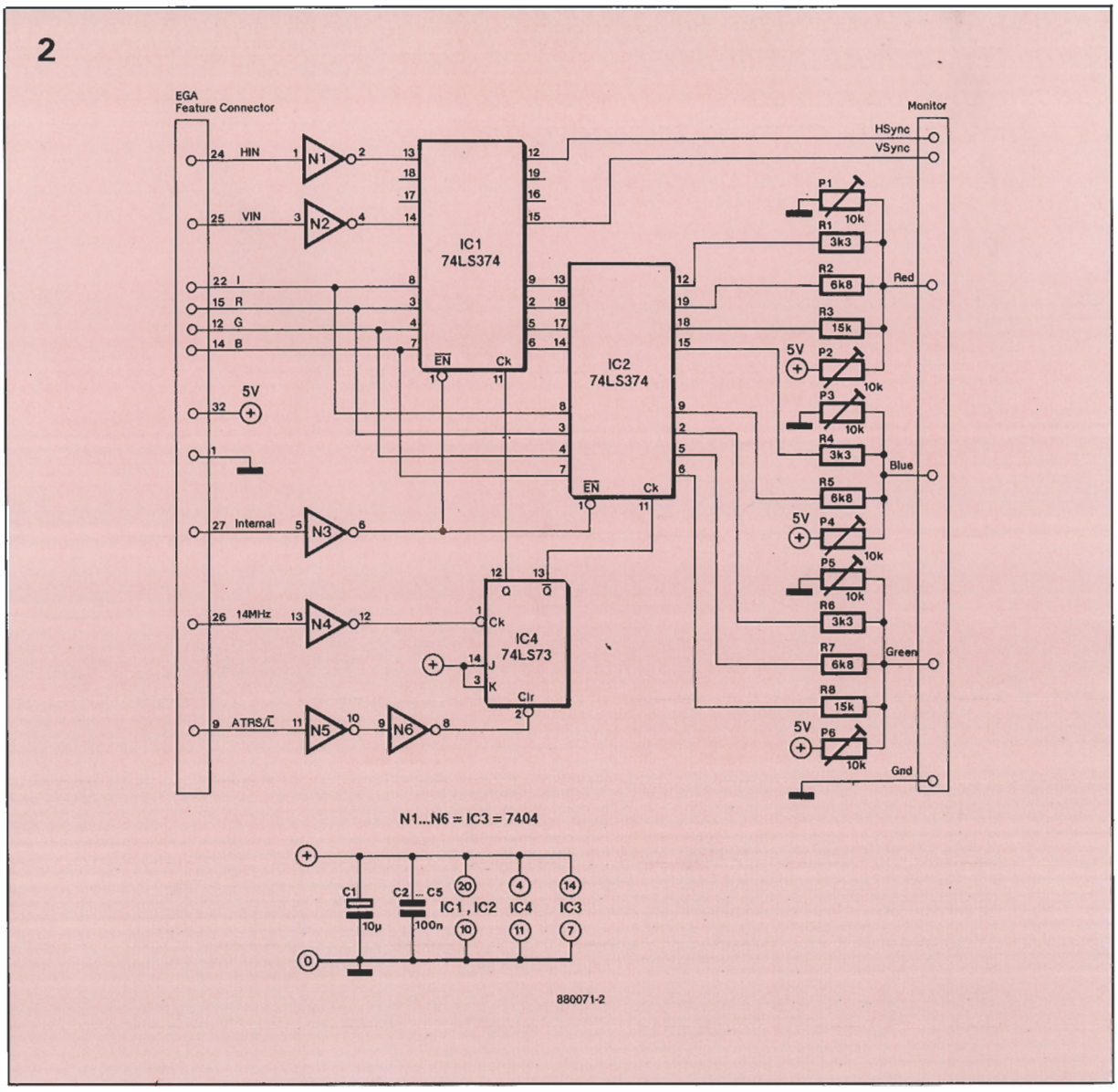


Figura 2. Esquema eléctrico de la placa de extensión de 256 colores para EGA.

pansión de color propuesta utiliza 11 de estas señales (ver disposición de patillaje en la figura 1).

—*GND y + 5V* proporciona alimentación a la placa de expansión.

R, G, B e I son las señales de color de pixel de la EGA. R, G y B son los colores rojo, verde y azul primario, mientras que I puede ser el verde secundario o la señal de intensidad.

—*14 MHz* es el reloj que funciona a un ciclo por pixel de EGA visualizado. Las señales de color de la EGA cambian en el flanco de bajada de cada ciclo de este reloj.

—*ATRS/L** es la señal de carga de el registro de desplazamiento. Se trata de un pulso corto, activo en estado bajo, que indica la carga de cada byte en los registros de desplazamiento de pixel de la EGA.

HIN y *VIN* son las señales, activas en estado alto, de sincronización horizontal y vertical respectivamente (obsérvese que las señales que entran en la placa de 256 colores tienen como nombre «IN»).

—*INTERNAL** permite o inhibe la placa de expansión de 256 colores. Esta señal está a nivel alto cuando la EGA haya desactivado sus drivers de vídeo internos.

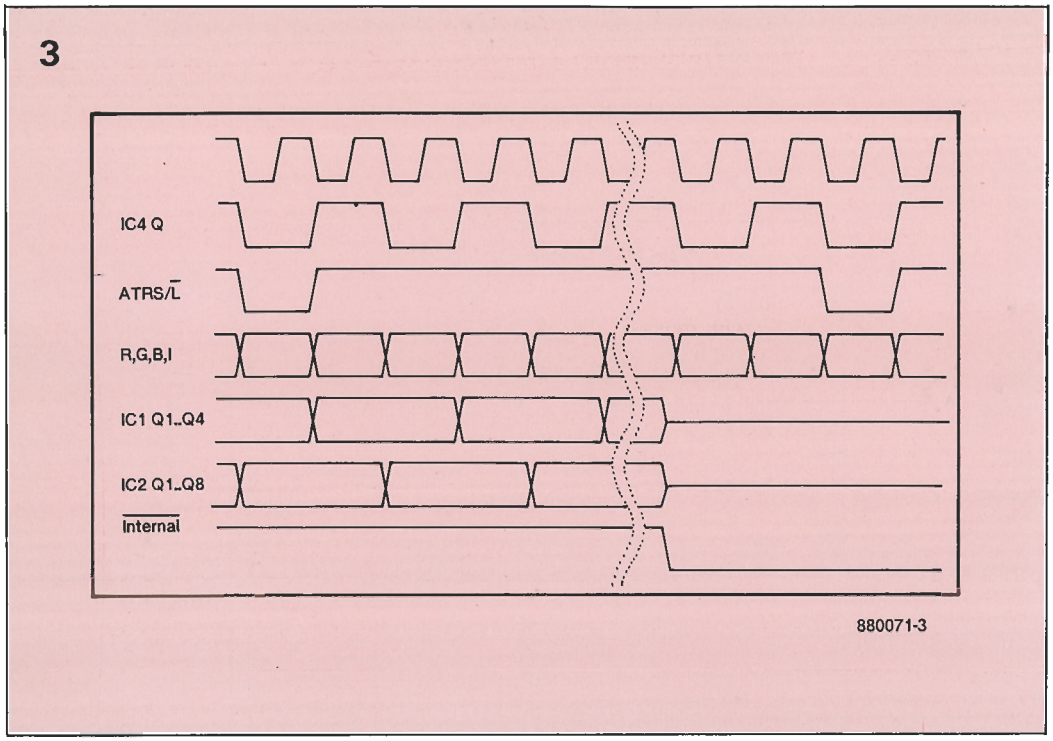
Descripción del circuito

El esquema eléctrico de la placa de expansión de 256 colores puede verse en la figura 2. Los bits RGBI de los pixels impares se almacenan temporalmente en el latch IC1. Cuando llegan los bits RGBI de los pixels pares estos se guardan en IC2 junto con pixel impar llegado anteriormente. Esto supone que en la salida de IC2 aparece un pixel con 8 bits de información cada dos ciclos del reloj de 14 MHz. La activación del IC1 e IC2 ocurre en los flancos de bajada de una señal de 7 MHz extraída de IC4, un divisor por dos del reloj de 14 MHz.

Es importante que IC1 almacene el pixel impar y que IC2 el par y no al revés. IC4 se resetea con el nivel bajo de ATRS/L* cada 8 pixels para mantener la relación correcta de fase.

Temporización

La temporización de las señales de reloj aplicadas a IC1 e IC2 son críticas. Los pulsos de reloj deben llegar cuando las señales EGBI sean estables. Retardando e invirtiendo la señal de 14 MHz con una puerta del 7404 se asegura una correcta temporización y polaridad. De igual forma la señal de CLEAR para IC4 se obtiene retardando la señal ATRS/L* mediante dos puertas del 7404. No



utilice puertas del tipo 74LS04 en este circuito ya que su tiempo de propagación es demasiado corto. Es mejor no entrar en detalle en la forma en que se obtienen los retardos correctos, pero debemos decir que es la única forma razonable de obtener las temporizaciones correctas con las señales disponibles en el conector de expansión de la EGA. En la figura 3 pueden verse los diagramas de tiempo.

Figura 3. Temporización de las señáles más importantes de la placa de expansión de color.

Conversores D-A

Cada 143 ns aparece un pixel de 8 bits en las salidas de IC2. Estas señales digitales deben convertirse en niveles analógicos RGB para excitar el monitor. La forma más avanzada de obtener señales analógicas RGB sería con un integrado que combine las

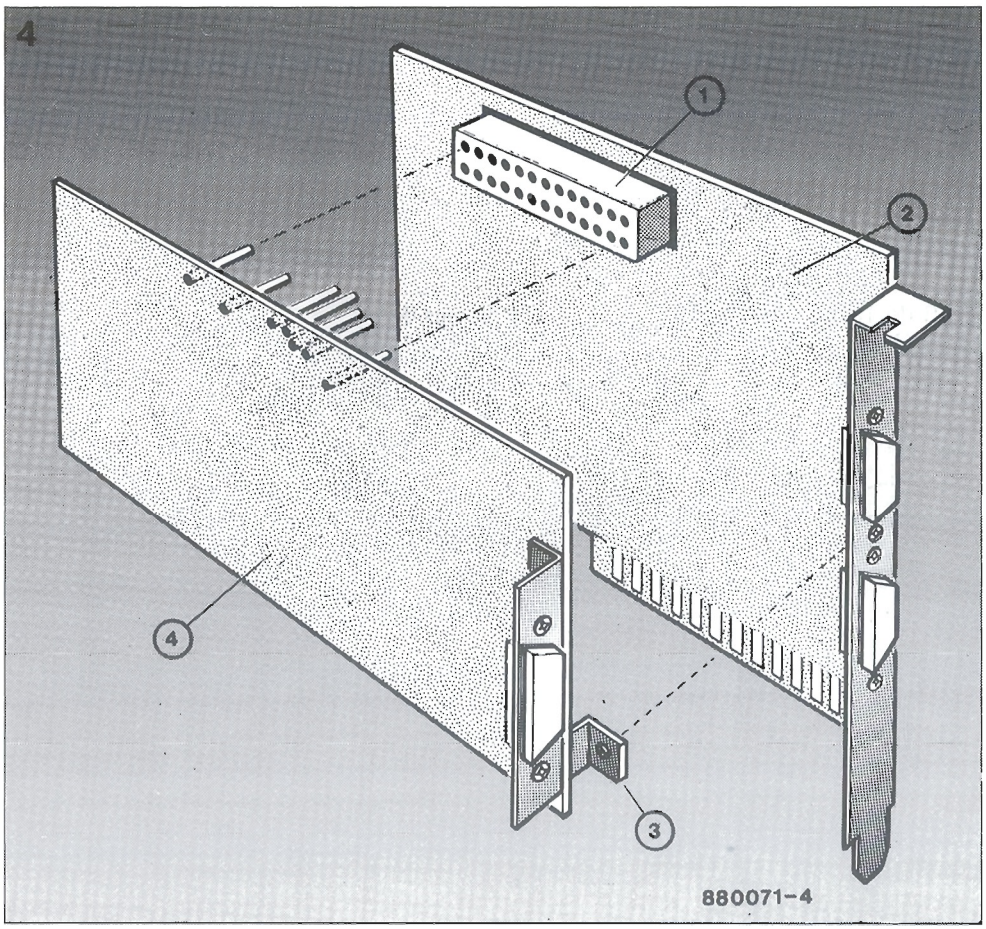


Figura 4. Posible montaje de la placa de 256 colores. 1: conector de expansión, 2: placa EGA, 3: «L», 4: placa de 256 colores.

funciones de paleta de colores y convertidor D-A múltiple. Existen una serie de integrados que cumplen estas funciones, tales como el TMS34070 de Texas Instrument (ver referencia 1) o el IMSG170 de INMOS, que puede visualizar 256 colores sobre una paleta de 262144 colores a una frecuencia de pixel de hasta 50 MHz. Un integrado de paleta requeriría un interface al bus del PC, circuitería de decodificación y todos los circuitos intermedios asociados. El diseño de un interface para paleta es bastante sencillo, requiriendo información técnica del integrado de paleta, el manual de referencias técnicas de la placa de prototipos de IBM y el del IBM-XT (números 1525015 y 6938833 respectivamente).

En las imágenes reales a menudo una paleta de colores variable es menos práctica que una fija, ya que suele ser difícil decidir qué color poner dentro de ella. Esto nos hizo decidir no utilizarla y aplicar en cambio tres convertidores D-A.

De los ocho bits del pixel, 3 determinan la intensidad de rojo, otros tres determinan la del verde y dos la del azul (el ojo humano es menos sensible al color azul). Con tan pocos bits para cada señal analógica es fácil hacer un conversor D-A mediante redes de resistencias. En la figura 2, R1 a R8 y P1 a P6 forman los tres conversores D-A resistivos, que están dimensionados para controlar un monitor RGB del tipo KS12R de Taxan (Vin=15 Vpp sobre 600 Ohm). Es posible que para otros monitores se necesiten otros valores, por lo cual recomendamos montar las resistencias sobre un zócalo de 16 pines para facilitar la determinación del valor correcto. Los ajustables P1, P3 y P5 controlan la ganancia total de los convertidores D-A, mientras que P2, P4 y P6 determinan la luminosidad de cada color cuando se ponen a cero los pixels.

Señales de sincronización

Un monitor color requiere normalmente sincronización horizontal y vertical. El sincronismo horizontal le indica al monitor cuándo debe acabar cada línea horizontal y cuándo empezar la siguiente. Similarmente el sincro-

Tabla 1

```
procedure graph_mode;
  var Regs: record
    case boolean of
      true: (ax,bx,cx,dx,bp,si,di,es,flags: integer);
      false: (al,ah,bl,cl,ch,dl,dh: byte);
    end;
begin
  with regs do
  begin
    ax:=14;
    intr($10,regs);
  end;
  port[$3C2]:=$23+$10;
end;
```

Tabla 2

```
procedure draw_point (x,y,r,g,b: integer);
  var pixel_A,pixel_B: integer;
  Regs: record
    case boolean of
      true: (ax,bx,cx,dx,bp,si,di,ds,es,flags: integer);
      false: (al,ah,bl,bh,cl,ch,dl,dh: byte);
  end;
begin
  pixel_A:=(g and 7)+(b and 3) *8+(r and 7) *32;
  pixel×B:=pixel_A and 15;
  pixel_A:=pixel_A div 16;

  with regs do
  begin
    ah:=$0C;
    al:=pixel_B;
    bh:=0;
    cx:=x+x+1;
    dx:=y;
    intr($10,regs);
  end;

  with regs do
  begin
    ah:=$0C;
    al:=pixel_A;
    bh:=0;
    cx:=x+x;
    dx:=y;
    intr($10,regs);
  end;
end;
```

nismo vertical indica el final del barrido vertical y comienzo de la siguiente pantalla. Algunos monitores requieren que ambos sincronismos se combinen entre sí para dar un sincronismo compuesto.

La señal de sincronismo horizontal producida por la EGA es un pulso TTL con nivel activo alto. La polaridad del pulso de sincronismo vertical no está definido y depende del modo de visualización usado. En el modo de 16 colores con 640*200 puntos el sincronismo vertical es un pulso TTL con nivel activo alto, mientras que en modo de 640*350 puntos es activo bajo.

El monitor KS12R de Taxan puede trabajar en dos modos diferentes. En modo 1 (modo IBM-PC) visualiza 16 colores, utilizando niveles TTL activos alto para los sincronismos horizontal y vertical. También puede conmutarse al modo 2 (modo Apple II) que visualiza señales analógicas y utiliza niveles TTL activos bajo para los sincronismos horizontal y vertical. El monitor dispone de dos conectores separados para cada uno de estos modos. Los dos conjuntos de señales de sincronismo no pueden aplicarse simultáneamente.

Las señales HIN y VIN procedentes de la EGA se invierten mediante N1-N2 y se amplifican por medio de IC1. Cuando se desactiva IC1, las salidas HSync y VSync se ponen en estado de alta impendancia y no excitan al monitor. Cuanddo se rehabilita IC1 la propia EGA pone sus propias líneas de retrazo horizontal y vertical en alta impedancia. El control de IC1 se explicará a continuación.

Asegúrese de verificar las especificaciones de su monitor en lo que se refiere a la polaridad de las señales de sincronismo. Si necesita sincronismos positivos en ambos modos deberá eliminar los inversores de las líneas HIN y VIN. Otra posibilidad es fijar el signo del sincronismo mediante software, para lo cual debe escribirse en el registro «Misotellaneous Output» de la EGA.

Activación de la placa

La placa de expansión de 256 colores para EGA puede activarse y desactivarse por software. El bit 4 del registro «Miscellaneous Output» de la EGA controla los drivers de vídeo y sincronización de la EGA. Escribiendo un 1 desactiva los drivers de la EGA y hace que la línea INTERNAL* del conector de expansión pase a nivel lógico alto. En la placa de expansión de 256 colores se invierte esta línea mediante N3 y se utiliza para activar los latch que almacenan las señales de sincronización y las salidas de pixel (IC1 e IC2). Normalmente defecto la señal INTERNAL* está a nivel lógico bajo, por lo cual nuestra placa de expansión estará desactivada en el momento de arrancar el ordenador y la placa EGA funciona normalmente.

Montaje y ajuste

El montaje de la placa de expansión de 256 colores no debe suponer ninguna dificultad para aquellos que hayan realizado algún proyecto hardware. La disposición de componentes sobre la placa no es crítica.

El prototipo se montó sobre una placa de prototipos, y se conectó al conector de expansión de la EGA como una placa hija. La figura 4 muestra una posible disposición. La placa se soporta por un lado mediante el conector mismo y por el otro mediante una «L» atornillada al conector de Vídeo de nueve patillas tipo D de la EGA.

Las salidas de la placa de expansión deben llevarse a un conector separado. Sugerimos utilizar uno del tipo D de 15 pines para no confundirlo con algún otro conector del panel trasero de su ordenador. Deberá remover la chapa cubre-polvo del slot contiguo al de la placa EGA para tener acceso al conector de la placa de expansión de 256 colores.

Los potenciómetros de ajuste con numeración par deberán fijarse de forma que cada color esté apenas apagado cuando el pixel está a cero. Los potenciómetros impares se ajustan de forma que la pantalla esté completamente blanca cuando los pixels se ponen todos a 255 (FFh).

Software

IMB dispone de una descripción completa, tanto de hardware como de software, de la placa de gráficos EGA. Este documento, fácilmente comprensible se llama 'Update Number 1 for the IMB Technical Reference Options and Adapters», cuya referencia de IBM es 6138280.

Para empezar con la placa de expansión de 256 colores utilice las llamadas a la BIOS para controlar la EGA y escriba al registro «Miscellaneous Register». Activando el bit 4 de este registro se desactivan los drivers de la EGA y se activan los de la placa de expansión.

La tabla 1 da un ejemplo de un programa en Turbo Pascal que pone la EGA en modo 640*200 a 16 colores y activa la placa de extensión de color. La rutina utiliza la interrupción al BIOS $10 con la función $00 para poner la pantalla en modo 14. Luego escribe $33 al registro «Miscellaneous Register». Para modo 14 la rutina del BIOS pone este registro en $23, pero también debe activarse el bit 4 en este caso para conmutar a la nueva placa. (Para modo 16 la rutina del BIOS suele poner el registro «Miscellaneous Register» a $A7).

La tabla 2 muestra una rutina en Turbo Pascal que dibuja un único pixel en uno de los 256 colores posibles. Utiliza los valores enteros, r, g y b para definir el valor del byte de «dos pixels» y luego llama a la interrupción del BIOS $10, función $OC para que se encargue de escribir la parte baja y alta de los pixels numerados par e impar de la EGA. Usando las rutinas de la BIOS para fijar el modo de visualización de la EGA siempre desactiva la placa de expansión, por lo cual es fácil pasar de nuevo al modo gráfico estándar de 16 colores.

Debemos indicar que el BIOS es muy lento escribiendo pixels. Eventualmente los usuarios de la placa de expansión de color pueden escribir sus propias rutinas para dar acceso directo al hardware de la EGA. Para esto es indispensable el manual de IBM para la EGA. ◀

Referencia

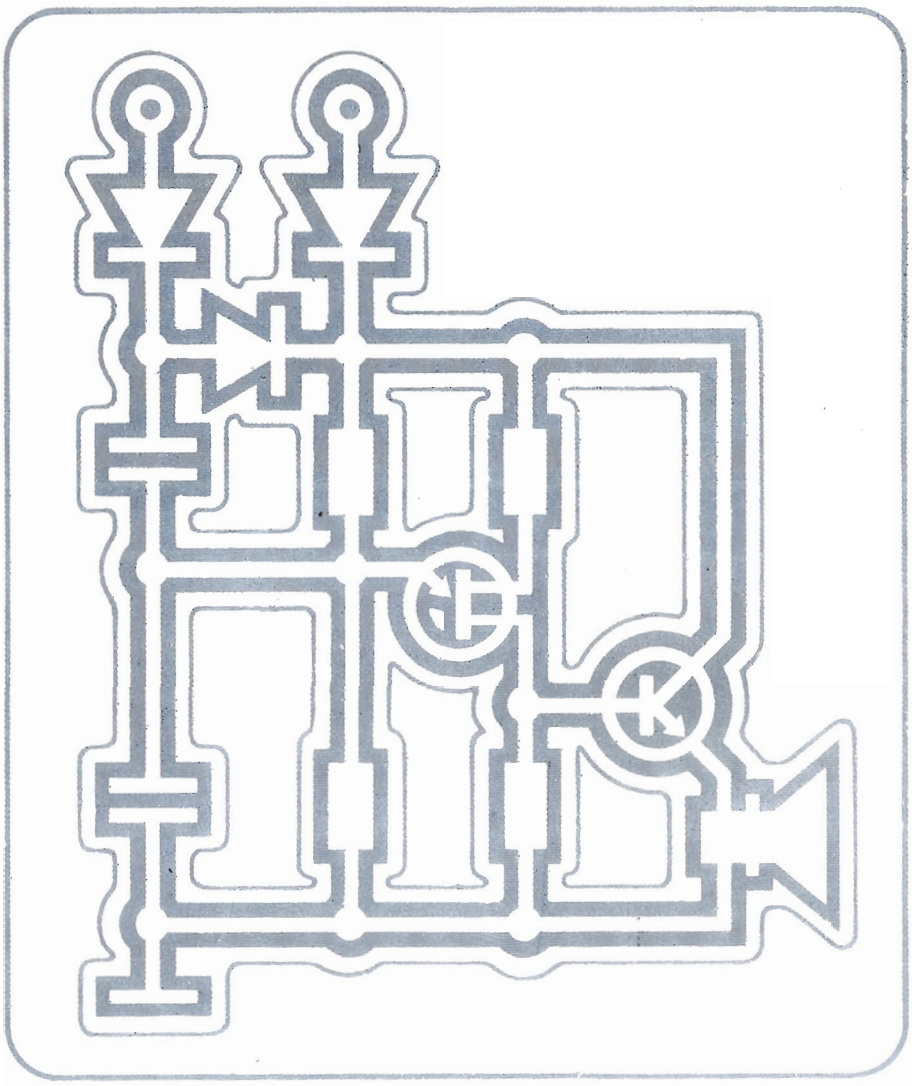
Paleta de 4096 colores *Elektor* n.º 83, Abril 1987

1.400 pts

Servicio libros de Elektor

Un manual de circuitos, esquemas e ideas prácticas para las más diversas aplicaciones.

300 circuitos



El libro consta de 300 capítulos que presentan otros tantos circuitos electrónicos completos y de fácil montaje, así como ideas originales para el diseño de circuitos.

En sus más de 250 páginas, ELEKTOR le propone una muy amplia variedad de proyectos que van desde el más simple hasta el más sofisticado.

INGELEK, S. A.

SGS ha conseguido desarrollar, en colaboración con uno de los especialistas más prestigiosos de Audio de los EE.UU. (BOSE), este circuito integrado, cuyas características son prácticamente las ideales para aplicaciones Hi-Fi en los automóviles. Por otra parte, su aplicación en equipos domésticos, puede ser también muy ventajosa.

TDA 7232/TDA7260, INTEGRADOS DE AUDIO

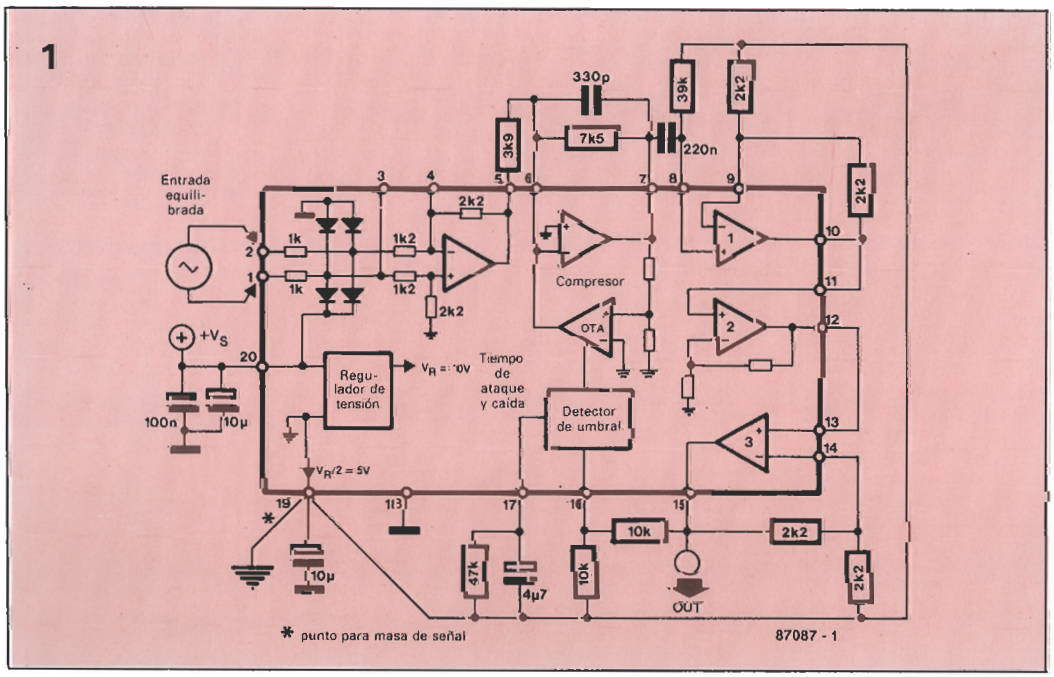


Figura 1. Diagrama de bloques del TDA 7232 con los componentes externos necesarios para su empleo como preamplificador Hi-Fi en un coche.

TDA 7232: Preamplificador de bajo ruido con limitador

En su versión de aplicación «automovilística», la utilización principal de este circuito es la de preamplificador, asociado al amplificador digital TDA 7260 (también de SGS). El limitador interno tiene la misión de evitar la sobremodulación de la etapa de salida. Los tres amplificadores integrados, en el mismo chip, permiten configurar filtros correctores, ecualizadores que regulan la curva de respuesta, tan particular, del habitáculo del coche.

Además de su nivel de ruido tan bajo, este circuito tiene otra gran ventaja, como es una entrada si-

métrica, lo cual le hace muy atractivo para aplicaciones tales como mesas de mezclas. Este integrado se conforma con una única tensión de alimentación, que además no necesita regulación. Gracias a los tres amplificadores operacionales, de los que se dispone, por ejemplo es posible realizar el tratamiento total de la señal (filtrado y limitación de potencia), para una caja acústica activa, reproductora de graves (subwoofer); y todo, solamente con un TDA 7232.

El esquema de la figura 1, nos muestra la estructura interna del circuito integrado, así como los componentes discretos necesarios, para el caso de una aplicación estándar. La tensión de alimentación, no regulada, puede estar entre los 12 y 30 V, aplicándose a la patilla 20. Debido al riesgo de entrada de parásitos en la alimentación eléctrica del automóvil, el circuito cuenta con su propio regulador de tensión, que a la vez es un eficaz supresor de parásitos; la tensión resultante, después de pasar por esta etapa, será de 10 V, valor suficiente para la alimentación interna del integrado en cuestión. Por otra parte, la patilla 19 suministra una tensión de referencia de 5 V para los amplificadores operacionales. La corriente máxima que se puede drenar de esta salida auxiliar es de 10mA; esta salida está protegida contra cortocircuitos y está desacoplada por un condensador de 10 μF. La etapa de entrada se compone de un amplificador diferencial inversor, que hace la función de convertidor simétrico/asimétrico cuyas entradas están protegidas con los picos de tensión (efectos transitorios), mediante diodos. La resistencias de entrada integradas, son perfectamente simétricas, para alcanzar un nivel de realimentación en modo común, muy elevado. El nivel de ruido a la salida de esta etapa (ruido intrínseco) no sobrepasa los 2,8 μV, para una banda pasante de 20 KHz; esto deja presagiar relaciones señal/ruido superiores a 100 dB.

El limitador presente a continuación de la etapa de entrada, utiliza como red de polarización un OTA («Operational Transconductance Amplifier», Amplificador Operacional por Transductancia) tomado de la línea de realimentación de una etapa amplificadora operacional. El OTA constituye, prácticamente una reactancia gobernada por corriente. A diferen-

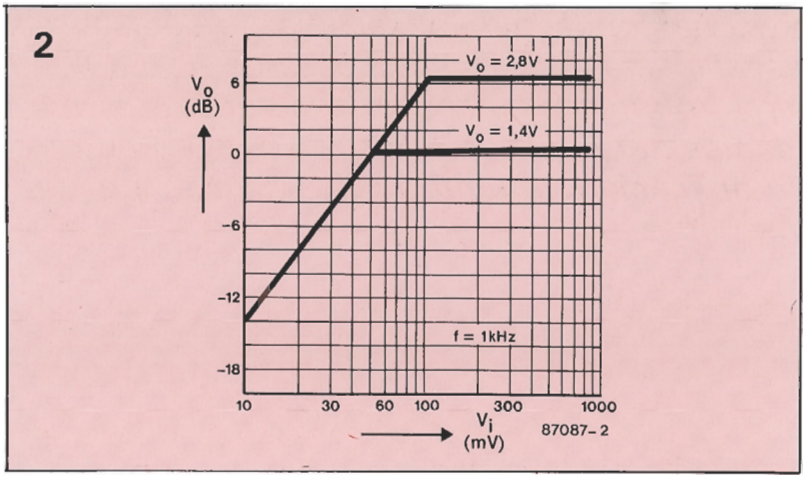


Figura 2. Característica de limitación del TDA 7232.

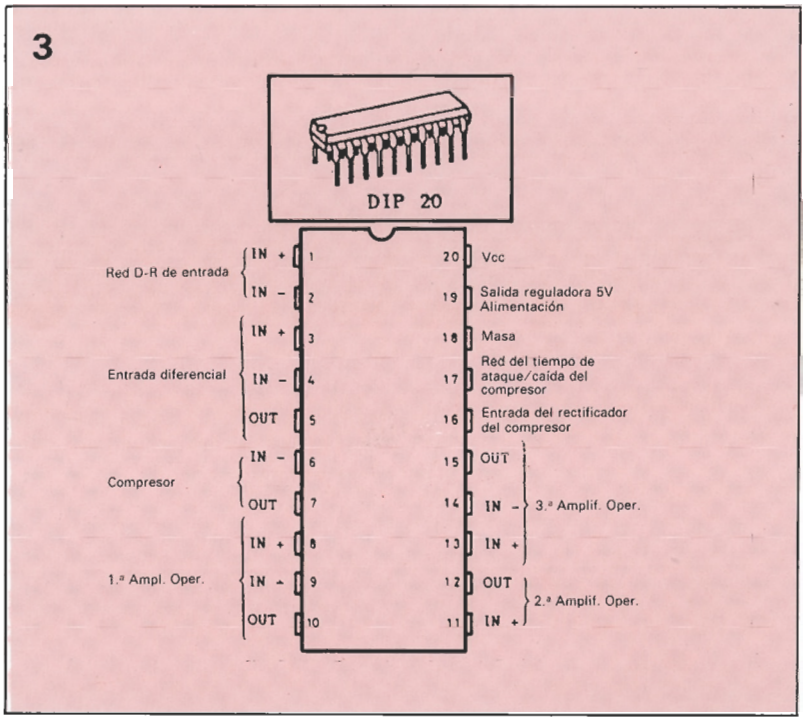


Figura 3. Patillaje del TDA 7232.

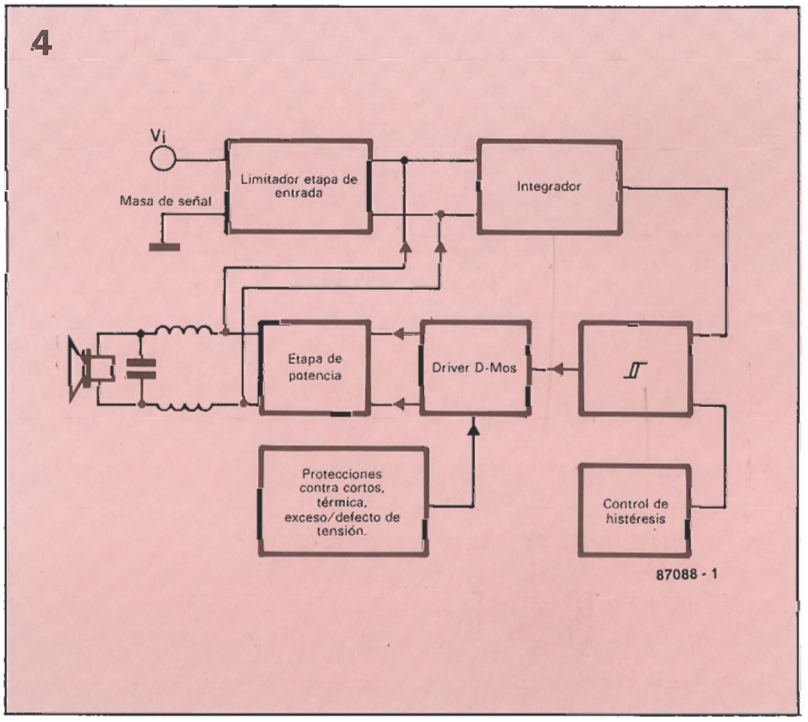


Figura 4. Diagrama de bloques del amplificador PDM. Todos los componentes a excepción de los transistores de potencia (power stage) están integrados en el chip TDA7260.

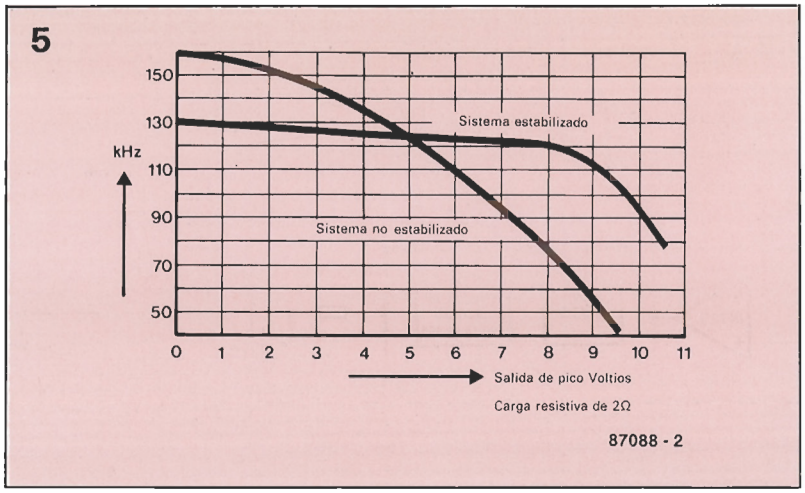


Figura 5. La estabilización de la frecuencia evita la caída de la frecuencia de commutación, cuando el nivel de señal asciende. Dicha caída de frecuencia es la típica en amplificadores PDM auto-osciladores.

cia de los OTA normales, el circuito utilizado, en este caso, es capaz de suministrar una corriente de salida de elevado valor, permitiendo obtener una realimentación y un valor de resistencia de entrada reducidos (3K9-7K5), lo cual favorece muy notablemente la reducción del nivel de ruido. El OTA actúa sobre un detector de nivel («threshold detector»), que a su vez, tiene por misión vigilar la señal de salida disponible en la patilla 15. En cuanto el nivel sobrepasa un valor predeterminado, el OTA disminuye su ganancia, lo cual tiene por efecto limitar la tensión de salida a un valor máximo fijo (véase figura 2). Para evitar la generación de parásitos, cuando se pone en funcionamiento el limitador, la red RC de la patilla 17 define una duración de ataque («attack») y de caída («decay») adecuadas. Además, el OTA está diseñado con un nivel de entrada de offset. En el esquema de aplicación de la figura 1, los tres amplificadores operacionales de nivel de ruido muy débil, están simplemente interconectados. De hecho, el amplificador número 2 está conectado, de forma interna, para obtener una ganancia 4 (12 dB no inversor); los otros dos amplificadores restantes, se pueden utilizar independientemente, como amplificadores de ganancia unitaria (0 dB) no inversores.

Tanto la entrada simétrica, como la salida (patilla 15) del montaje, presentan un nivel de tensión continua; dicha característica exige un desacoplo mediante condensadores, con respecto a la etapas siguientes. La impedancia de entrada del circuito (terminales 1 y 2) es de unos 4 KΩ. Las salidas de los amplificadores deben tener una resistencia final superior o igual a 2 K. La impedancia de entrada del amplificador número 2 (definida por sus componentes internos) alcanza los 500 KΩ. Los dos amplificadores restantes pueden tener una impedancia similar, para corrientes de entrada del orden de los 100 nA. Su ganancia en bucle abierto alcanza los 100 dB (para RL=2 KΩ).

TDA 7260: Driver para amplificador de clase D

Este circuito, diseñado para aplicaciones en etapas de salida de amplificadores de Hi-Fi móviles, abre nuevas perspectivas de aplicación muy interesantes: asociando este circuito a cuatro transistores de conmutación FET-MOS, montados en puente, este Driver PDM («Pulse-Duration Modulation», Modulación dependiente de la Duración del impulso), es capaz de suministrar una potencia continua de 25 W, con una carga de 2 ohmios. Como su rendimiento supera el 80%, no necesita radiador de disipación.

La Modulación por Duración de Impulso debe su notoriedad a su aplicación en los sistemas de alimentación conmutadas. En aplicaciones de BF, también pueden encontrarse ejemplos de utilización de PDM, en las emisoras de radio de modulación de amplitud.

Hace unos años, aparecieron en el mercado, amplificadores PDM Hi-Fi, tales como el TA-N88 de Sony; pero sin embargo tuvieron escasa duración de producción.

Mediante un circuito integrado driver, de estructura relativamente compleja, SGS ha conseguido vencer los problemas característicos ligados al principio PDM; en

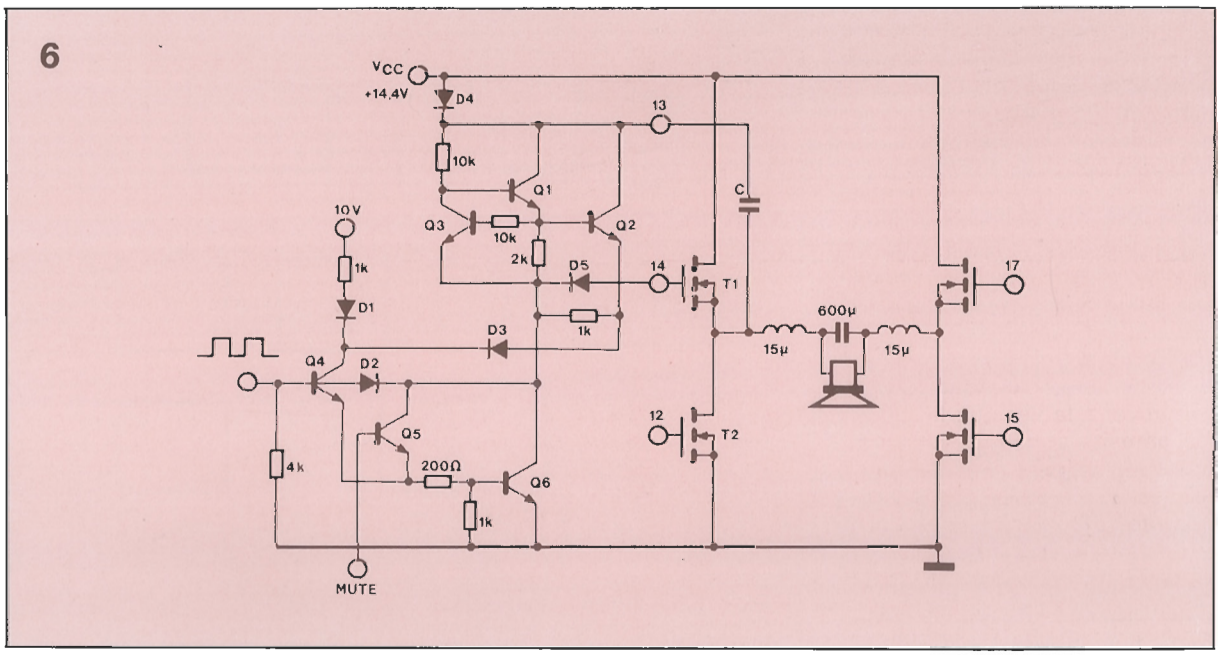
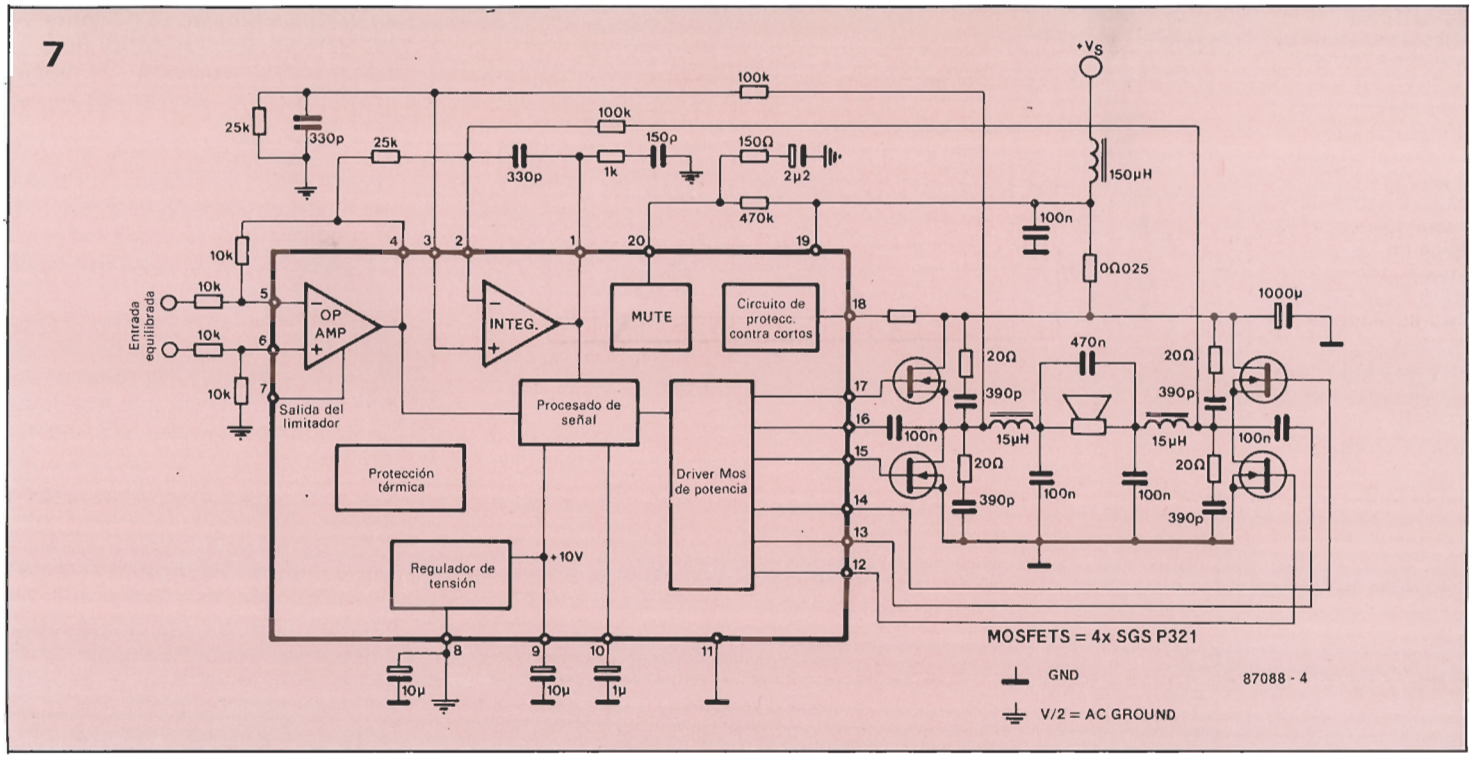


Figura 6. Las etapas driver, compuestas por FETMOS conectados a la salida del circuito integrado, utilizan sistema bootstrapping: la tensión de rejilla, disponible en los terminales 14 y 17, sobrepasa la tensión de alimentación de 9 Vcc.



particular, cuando las aplicaciones de tales circuitos son relativas al campo del automóvil.

El problema principal radica, en la estabilidad del modulador PDM, encargado de establecer una proporción entre la amplitud de la señal de BF y la anchura de impulso de una señal rectangular de flancos rectos. Para conseguir una potencia elevada, a la tensión indicada, es fundamental disponer de una base de modulación adecuada (relación cíclica entre 5 y 95%) y por otra parte es necesario hacer que la sobremodulación de la señal pulsante sea nula. Los sistemas PDM de frecuencia de reloj fija, no convienen para aplicaciones de audio de gama alta, ya que pecan, tanto desde el punto de vista del factor de distorsión como por la característica dinámica. Los amplificadores PDM auto-osciladores cumplen, al menos, los últimos puntos citados, pero el problema, en este caso, aparece cuando, para altas amplitudes, la frecuencia de corte se anula. Si basándonos en esta última razón, adoptamos una frecuencia de corte elevada (500 KHz, como fue el caso de los circuitos de Sony), el rendimiento disminuye, a la vez que la radiación parásita aumenta. Al ser el umbral de modulación más limitado, esto se traduce por la consecuente limitación de potencia.

SGS ha resuelto este problema mediante la estabilización de la frecuencia; la histéresis del comparador se gobierna en función de

Tabla 1

Circuito TDA 7232
CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS LÍMITE

Tensión de alimentación	12 V mín. a 30 V max.
Tensión de entrada	10 V mín.
Temperatura de funcionamiento	-15 °C a +85 °C
Disipación max. a Temp. Amb.	=70 °C 1W
VALORES TÍPICOS (Temp.Amb.	=25 °C. Vcc=14,4 V, A=30 dB)
Corriente de alimentación	10 mA típ.
	15 mA máx.
Ganancias (sin limitador)	12 dB
Factor de distorsión para 1 KHz	
sin limitación, Ui = 70 mV	0,03%
con limitación, Ui = 220 mVrms	0,3%
con limitación, Ui = 700 mVrms	1%
Tensión de salida RMS Uo	2,8 V máx.
Tensión de ruido de salida	(B = 22 Hz a 22 KHz) 15 mV
Supresión de rizado de alimentación	110 dB típ.

Tabla 2

Circuito TDA7260
CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS LÍMITE

Tensión de alimentación	30 V máx.
Tensión de entrada	10 V mín.
Tensión de entrada diferencial (modo flotante)	+/- 6 V
Corriente de salida pico (driver con FETMOS)	300 mA
Disipación máx. a Temp.Amb.	= 70 °C 1W
VALORES TÍPICOS (Temp.Amb.	= 25 °C Vcc = 14,4 V)
(Véase esquema de la figura 4)	
Potencia de salida para RL=2 ohmios, f=1KHz y DHT	
(Distorsión Armónica Total)=3%	25 W típ.
Factor de distorsión para 1Khz/1W, a 2 ohmios	0,1% típ.
Ganancia de tensión	12 dB
Frecuencia de conmutación	120 kHz
Nivel de rechazo en modo común	70 dB
Nivel de ruido de la tensión de salida, para R=10 KΩ,	
ponderada en modo A	60 µV
Tensión de offset de salida	15 mV
Rendimiento a 25W, para 2 ohmios	85%

Figura 7. Esquema de aplicación propuesta por SGS, para la realización de un amplificador Hi-Fi para automóvil de 25 W, de más de 80% de rendimiento, trabajando a su potencia nominal.

la amplitud, de forma que la frecuencia de corte (la conmutación) se mantendrá lo suficientemente elevada (figura 2).

Sin embargo, la estabilización de frecuencia, no permite suprimir totalmente la sobremodulación, lo que conlleva el estado de conducción permanente de los transistores de conmutación. Esta es la razón por la cual, el amplificador de entrada (figura 4) incorpora una etapa de limitación, que actúa a un valor prefijado de 3 V, bloqueando cualquier aumento de amplitud, a partir de dicho valor. Además de esta última propiedad, antes de ponerse en funcionamiento, el limitador en cuestión genera una señal de aviso, disponible en la patilla 7; se puede usar esta señal, para gobernar el OTA del circuito preamplificador TDA 7232; haciéndolo de esta forma, resulta innecesaria, al menos teóricamente, la limitación, evitando por tanto un aumento del factor de distorsión correspondiente.

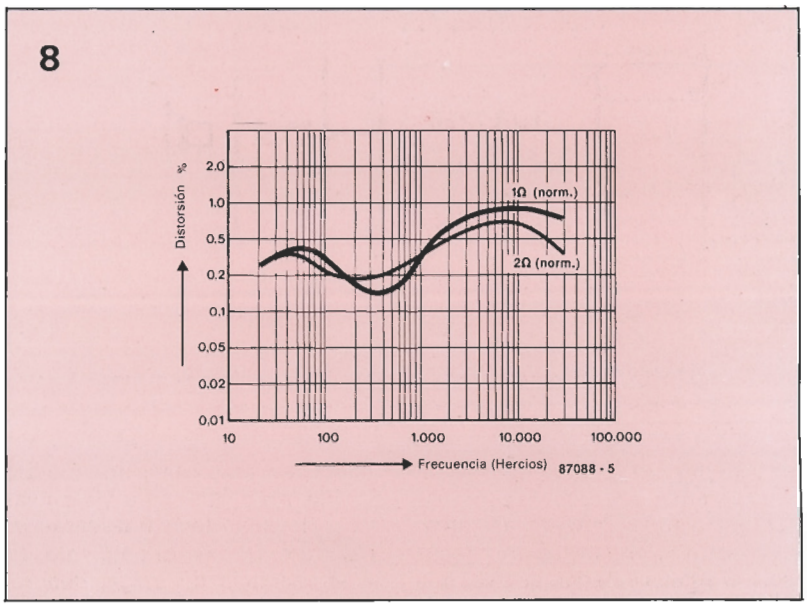


Figura 8. Factor de distorsión en función de la frecuencia, a 7 Veff, para una carga de 1 y 2 ohmios (correspondiente a una potencia de 50 y 25 W respectivamente).

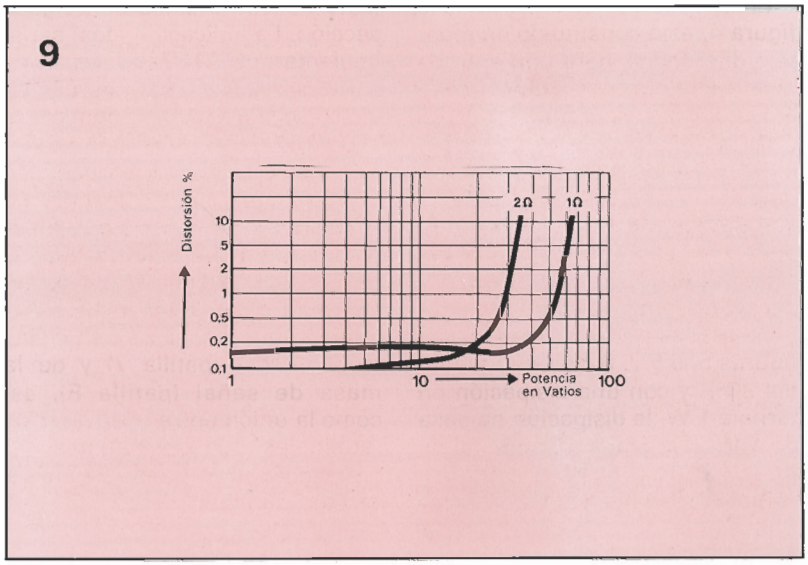


Figura 9. Nivel de distorsión en función de la potencia, para una carga de 1 y 2 ohmios, a una frecuencia de 1 KHz.

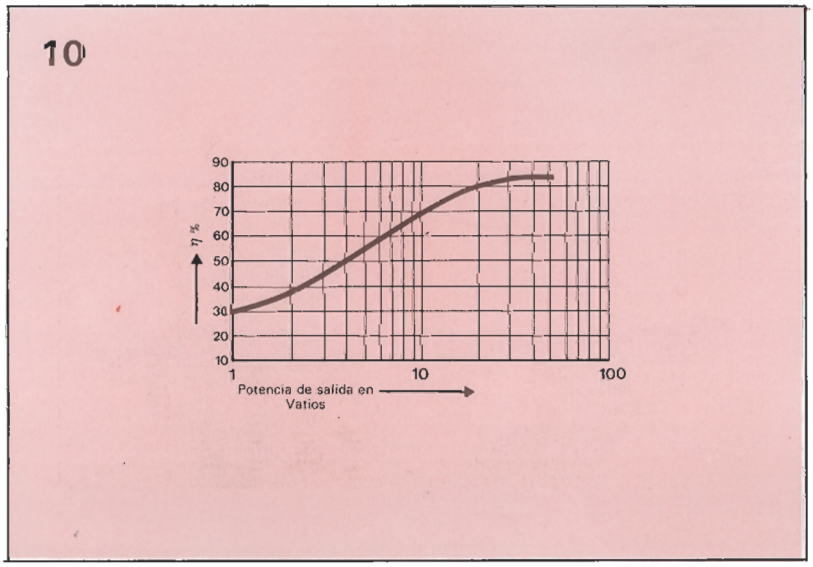


Figura 10. Rendimiento en función de la potencia de salida. Para un potencia nominal de 25 W 2 ohmios, la disipación por FETMOS es inferior a 1 W.

Las características de los transistores FET-MOS de canal P, hacen que no sea necesaria una etapa de corte Push-Pull complementaria. Los FET-MOS que se pueden apreciar en el esquema (SGS P321 canal N), son capaces de conmutar a 60V/12A, con una resistencia ON de 0,07 ohmios. El circuito integrado incluye una etapa de mando (driver), capaz de activar los FET. Para poder activar los dos FET, de la parte superior del puente, la tensión de puerta deberá ser mayor que la tensión de alimentación (en torno a los 9V); éste es el motivo, de que tengamos dos etapas de elevación de impedancia, mediante reinyección de la señal (bootstrap); estas etapas están unidas a la salida del puente, a través de un condensador de 100 nF (terminales 13 y 16). Teóricamente, se dispondrá, según lo anteriormente expuesto, de una tensión doble de la de alimentación, para gobernar los FET conectados a las patillas 14 y 17. Los tiempos de conmutación de las etapas driver, se ajustarán con mucha precisión, para eliminar los riesgos de interferencia con la cronología de conmutación de los FET restantes del puente. El retardo de transferencia producido por el driver es inferior a los 100 ns; las salidas pueden suministrar una corriente inferior o igual a 300 mA, en el caso en que se coloque una carga capacitiva, no superior a 1800 pF. En estas condiciones, se pueden llegar a activar FET más potentes y obtener una mayor potencia de salida.

Otra particularidad de este circuito, consiste en una modulación subsónica de la frecuencia de conmutación. El integrado genera una señal rectangular, de muy baja frecuencia que hace variar la histéresis del comparador, y por consiguiente la de la propia señal rectangular, lo cual redunda en

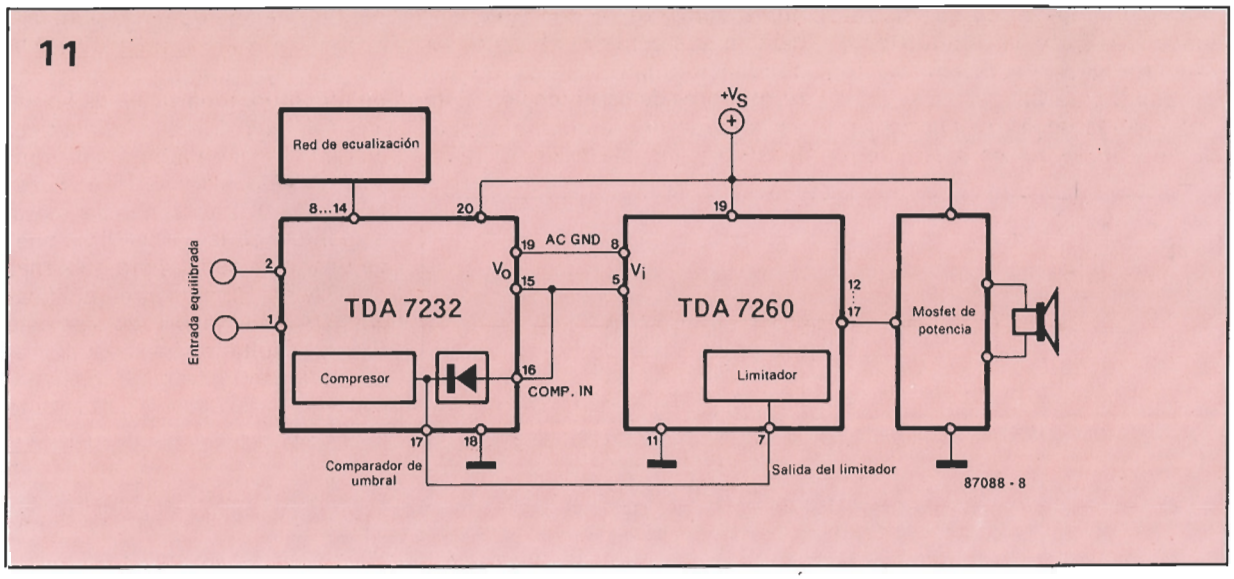


Figura 11. Acoplo de una etapa de salida PDM y un preamplificador integrado TDA7232, con limitador interno para protección contra sobremodulación.

una supresión total de interferencias, cuando se sintoniza una emisora de radio en el vehículo. Además de esto, con el fin de eliminar los parásitos, en la línea de alimentación del amplificador (figura 4), se ha insertado un choque de pérdidas mínimas (a baja impedancia), de un valor de 150 μH; este elemento sirve de sensor de corriente para la resistencia de 25 MΩ, situada a continuación del condensador de filtraje del circuito de protección, contra cortocircuitos (patilla 18 = entrada del circuito sensor de corriente). El TDA7260 contiene su propio regulador de tensión, capaz de generar un voltaje de alimentación interna de 10 V, así como una tensión continua de referencia de 4,5 V, presente en la patilla 8; esta última tensión de referencia, se destina a los amplis. operacionales («tensión del punto medio» como masa de la tensión alternativa).

La red RC de la patilla 20 constituye un dispositivo de temporización, destinado a actuar cuando se conecta la tensión al circuito. El amplificador no empieza a funcionar hasta que la tensión no llegue al valor de 10 V. Si la tensión de alimentación sobrepasa los 18V, o por lo contrario, no alcanza los 9V, se pondrá en funcionamiento automático una etapa silenciadora, con el propósito de evitar que lleguen al altavoz señales parásitas, que se transformarían en los típicos ruidos de conmutación. Como la disipación del circuito llega a 900 mW, y la temperatura, en el interior de ciertas zonas del vehículo puede alcanzar los 100 grados centígrados, era indispensable incluir en el sistema, un circuito de protección térmica. En caso de sobrecalentamiento, el circuito en cuestión corta la alimentación y recupera el estado anterior, una vez que se haya pasado el efecto térmico.

El amplificador de entrada de la figura 4, está constituido en montaje diferencial, para una entrada simétrica flotante. La salida de la etapa en puente actúa sobre un altavoz, de 2 ohmios de impedancia (2 × 4 ohmios en paralelo); esta conexión se hace a través de dos choques de 15 μH, de baja impedancia. Las características del factor de distorsión, de potencia y de rendimiento, pueden verse representadas en las curvas de las figuras 5, 6 y 7. A un rendimiento del 80%, y con una disipación en torno a 1 W, la disipación no pasa de 1 W, a la potencia nominal de los FET en (25 W/2 ohmios); como puede verse el añadir un radiador, en este caso, no es justificable más que para potencias muy elevadas (con una carga de 1 ohmio). Debido al bajo valor de la impedancia de carga, deberemos realizar interconexiones cortas y mediante cable de holgada sección. La aplicación ideal sería: implantar el TDA7260 en cajas acústicas activas, para automóviles, asociado a un preamplificador TDA7232, cuya utilización permite por otra parte, la realización de un filtro corrector. El sinóptico de la figura 8 nos muestra el cableado de conjunto. Además de las patillas de la tensión de alimentación y las de señal, deberemos también interconectar las patillas del limitador (patilla 7) y de la masa de señal (patilla 8), así como la unión entre el driver y los terminales correspondientes del preamplificador (patillas 17 y 19 respectivamente).

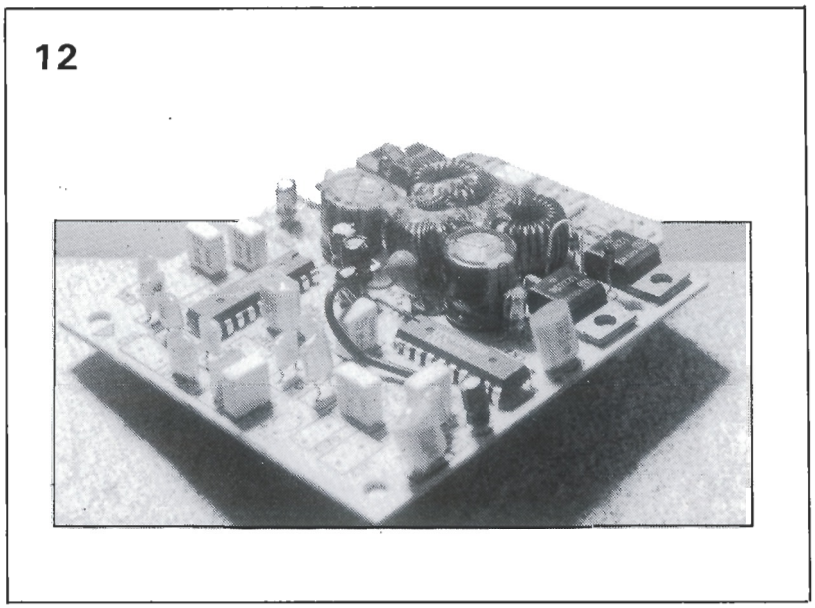


Figura 12. En la fotografía se puede ver que una vez montado, en la práctica, el circuito de la figura 8, realmente no ocupa mucho sitio.

Integrados que transmiten y reciben datos por vía aérea

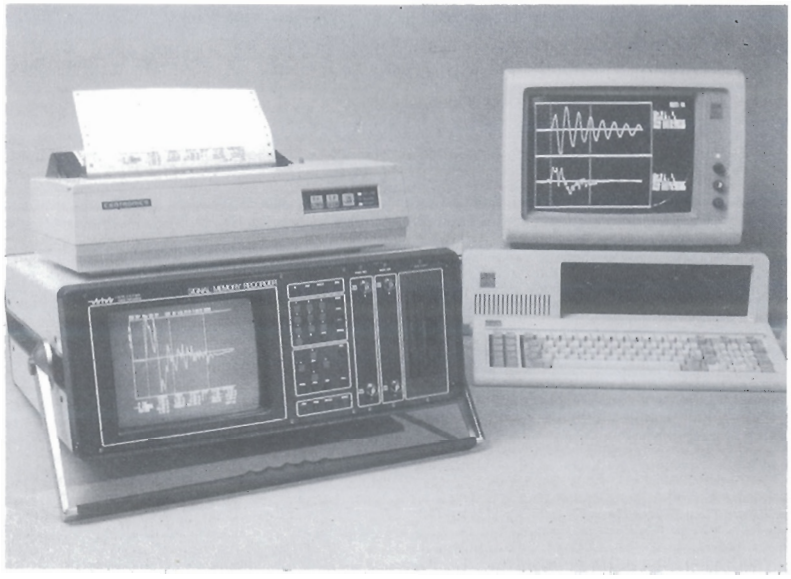
Dallas Semiconductors ha introducido un juego de integrados que permite la comunicación bidireccional de datos a cortas distancias.

Sin la utilización de hilos, el sistema permite identificar piezas en una línea de producción o actuar como enlace entre un ordenador central y terminales portátiles. Los productos desarrollados a partir de este conjunto de integrados evitan la necesidad de contacto físico para establecer la comunicación. El nuevo conjunto de integrados de Dallas es compatible con las más variadas técnicas de acoplamiento, como radiofrecuencia, campos magnéticos, microondas, infrarrojos o ultrasonidos. El núcleo principal está formado por dos circuitos, el DS1203, microrreceptor, y el DS1209, convertidor a 1, 2 ó 3 hilos, con posibilidad de añadir integrados específicos para aplicaciones determinadas.

El sistema permite diseñar una gran variedad de productor, debido a su enorme versatilidad.

Dallas ofrece asimismo una selección completa de integrados opcionales, detectores de proximidad y un kit de evaluación listo para su uso. El juego de detectores permiten la identificación automática y proceso de información sobre una persona, objeto o lugar con muy poca intervención humana. El detector portátil, DS6066, se comunica con la estación base por medio de acoplamiento magnético o en radiofrecuencia, y la información contenida en él puede modificarse a una distancia de 1,5 metros. Entre las aplicaciones de este integrado cabe citarse la vigilancia hospitalaria de pacientes y la automatización de procesos de producción. Para un completo sistema se puede utilizar el DS1201, integrado de memoria, junto a los citados anteriormente, y una antena de radiofrecuencia o magnética, transmisor RF de baja potencia y una batería de litio. Fabricados en CMOS, el sistema utiliza técnicas especiales de bajo consumo, garantizando una vida útil de la batería superior a 10 años. El ordenador personal puede leer o escribir información por medio del comunicador DS6068, conectado a un canal serie del mismo. La señal emitida, de bajo nivel, tiene una frecuencia de 200 KHz y es detectada y amplificada por el DS1203, microreceptor. Este circuito consume tan sólo 6 microvatios, siendo capaz de amplificar señales de tan sólo 30 mV pico a pico. La salida, de tipo convencional ataca directamente la memoria de 1.024 bits contenida en el receptor/transmisor portátil. La lectura de datos de este último se realiza por medio de un transmisor de baja potencia a 300 MHz, recibida por el comunicador, y posteriormente enviada al ordenador para su tratamiento.

COMELTA, S. A.
Emilio Muñoz, 41, nave 1-1-2
28037 Madrid
Teléf. (91) 754 30 01
Pedro IV, 84, 5.ª
08005 Barcelona
Teléf. (93) 300 77 12



Registrador de señal con memoria Kontron SMR.

Registrador de señales rápidas

El nuevo registrador Kontron SMR es capaz de capturar y analizar señales procedentes de fenómenos rápidos o transitorios, tales como roturas, choques, impulsos, etc., así como señales que requieren un tratamiento para la obtención de nuevos datos o señales.

Las principales características del modelo SMR son:

— Admite de 2 a 16 canales.
— Frecuencias de muestreo seleccionable entre 10 minutos/muestra a 20 millones de muestras por segundo.
— 32 ó 64 K de memoria por canal.
— Resolución de 8 a 12 bits.
— Doble base de tiempos.
— Admite cualquier soporte magnético para almacenamiento de la información (floppy, disco duro, etc.).
— Controlable remotamente.
— Interfaces RS232/IEEE-488.
— Análisis de curvas.
— Entrada automática en software de análisis específico.
— Hasta 6 marcas por canal.
— Monitor gráfico.
— Programable.

Además de todas estas cualidades y mediante la adición de un teclado y el sistema operativo adecuado, el registrador queda convertido en un ordenador personal. La selección de funciones se realiza mediante menús presentados en la pantalla, lo que simplifica la programación del equipo.

KONTRON INSTRUMENTS, S. A.
Salvatierra, 4
28034 Madrid
Teléf. (91) 729 11 55

Sonda de humedad y temperatura

Como respuesta al creciente interés que existe en incorporar la medida de humedad en sistemas, como registra-

dores, controladores, displays, estaciones meteorológicas y equipos de laboratorio, Vaisala ha comenzado a introducir en el mercado productos para at ender a los DEMs y usuarios de equipos especiales. Uno de éstos es la sonda HMP35A que ofrece tanto flexibilidad como compatibilidad con los más variados equipos.

Esta sonda está equipada con el último y más avanzado sensor «Humicap», que fue desarrollado por Vaisala para sus sondas de procesos industriales con el fin de poder soportar los ambientes más conflictivos. Este sensor posee alta precisión (hasta ±1 %), largos períodos de estabilidad y una histéresis inapreciable. La sonda soporta temperaturas de hasta 160 °C y no se ve afectada ni por el polo ni por la mayoría de los productos químicos.

Los rangos de operación de la sonda son de -20 a +60 °C y de 0 a 100 % de humedad relativa, e incluye compensación de temperatura y estabilidad mejor que ±1 % humedad relativa por año. La salida es de 0 a 1 Vcc y no es necesaria corrección de linealidad.

ATAIO INSTRUMENTS, S. A.
Enrique Larreta, 10
28036 Madrid
Teléf. (91) 733 37 00

Controlador serie a IEEE-488

Iotech introduce el Micro 488A controlador de bus serie a IEEE-488, que proporciona un completo control de bus IEEE programable empleando comandos similares a Helewt Packard, para ordenadores dotados de comunicación serie RS-232 y RS-422. El Micro 488A convierte un ordenador con puertos del tipo citado anteriormente en un controlador de bus IEEE-488 «talker» y «listener». El enlace serie permite controlar hasta 14 dispositivos IEEE con cable de conexión de hasta más de 1.000 metros. El equipo incluye una peculiar característica, denominada «MACRO», que le permite almacenar una secuencia de comandos desde el ordenador central, y ejecutarlos con una simple instrucción. Esto agiliza el funcionamiento de la unidad, reduciendo la cantidad de datos transferidos por el canal serie. Hasta 100 «Macros» pueden ser almacenados en un único equipo.

Las principales características del Micro488A son:

— Control de bus IEEE-488 desde cualquier ordenador dotado de interface RS-232 o RS-422.

— Programable mediante comandos de tipo Helewt Packard (Remote, Trigger, Enter, Output).

— Almacena hasta 100 secuencias de «Macros».

— Búffer interno de datos de 32.000 caracteres.

— Soporta velocidades de comunicación de hasta 57.600 baudios.

PACISA
Ayala, 83
28006 Madrid
Teléf. (91) 402 70 60
Télex 23014
Telefax (91) 402 89 38

Visualizador-analizador-excitador totalmente integrado

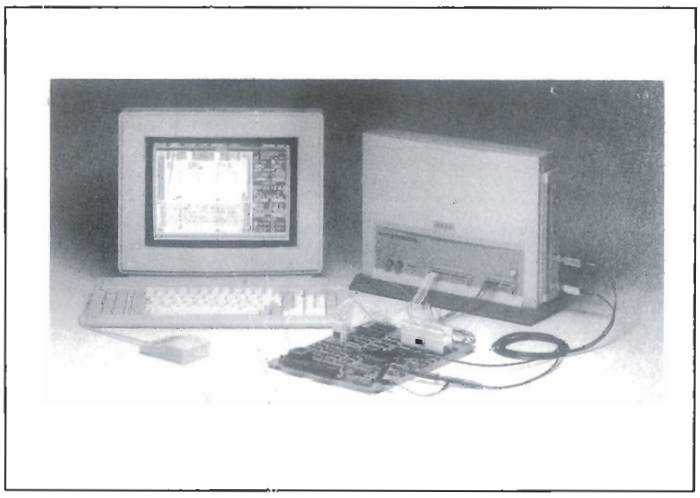
Orion presenta el Omnilab 9240, un revolucionario conjunto de instrumentos que integran totalmente funciones analógicas y digitales. El 9240 se compone de un osciloscopio digital de 100 MHz, un analizador lógico de 200 MS/s de 48 canales y unos generadores de impulsos para el análisis de circuitos analógicos y digitales.



Controlador serie a IEEE-488.

Todo totalmente sincronizado y con un nuevo sistema de trigger expresamente diseñado para hacer rápidos análisis y obtener un rápido producto.

El 9240 está basado en una nueva arquitectura que mezcla la alta velocidad del hardware con el software integrado obteniendo altas prestaciones no conseguibles con instrumentos separados. Las señales digitales y analógicas son siempre mostradas en una sola pantalla de forma que aparecen correlativas. El nuevo trigger permite conjuntar las técnicas de análisis y visualización. Los generadores de estímulos permiten reproducir señales anteriormente recibidas o editadas. El 9240 puede tomarse también como un conjunto de elementos integrados para un PC/AT o cualquier compatible. Con el Omnilab, la productividad se incrementa porque se consiguen los mismos resultados pero con menos instrumentos ofreciendo la mejor relación precio/prestaciones que se puede encontrar.



elektor

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

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

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

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

VENDO ordenador Dragón 32 sin estrenar. 15.000 ptas.
Juan Jesús Alcalde Atienza, S. A. Avda. Talavera de la Reina, 3. Escalona, 45910 Toledo. Tel.: (925) 78 08 68.

VENDO QL+impresora BX1000 por cambio de equipo, con programas Pascal, Fortran, etc. y 50 Micro Drives (noches).
José Manuel Udías Moinelo. C/ Eloy Gonzalo, 9, 2.º ext. dcha. Tel.: (91) 448 26 56.

CAMBIO PC Turbo 10MHz, monitor F. Verde 2 unidades de disco 256K muy nuevo por Atari ST1040.
Antonio Fernández Oliveros. Alfredo Tella, 11, 5.º A. 15010 La Coruña. Tel.: (981) 26 90 90.

BUSCO interface nuevo o usado para conectar máquina de escribir Olivetti ET Comopact 60 a ordenador PC.
Pedro García Fritsch. C/ Ponent, 2. 17253 Mont-Ras (Gerona).

VENDO amplificador estéreo 25 W completo Sales Kit CAMP-4 por 8.000 ptas. Perfecto estado.
Eugenio Penedo Méndez. Avda. de Gijón, 4, 2.º 33400 Avilés. Tel.: (985) 54 31 84

VENDO unidades de disco para PC de 51/4 y 360K. Precio de fábrica 22.000 ptas., preferible Madrid y provincia.
Raúl del Amo Sáez. C/ Cristóbal Colón, 5, 3.º C.

VENDO unidades de disco de 51/4 para PC, 360K completamente nuevas. 22.000 ptas., preferible Madrid y provincia.
Raúl del Amo Sáez. c/ Cristóbal Colón, 5, 3.º C.

ESTUDIANTE electrónico sin trabajo agradece donación osciloscopio, usado. Se costea el envío.
Santi Pougel i Alberich. Pl. Conde de Reus, 5, 4.º 43205 Reus (Tarragona).

VENDO mueble para equipo HI-FI con portacasets y portadiscos. Tiene 4 estantes, madera de pino, 8.000 ptas.
Delfín González. C/ Alar del Rey, s/n, ptal. E, 2.º C, 2.ª fase. 28041 Madrid. Tel.: (91) 747 93 17.

VENDO impresora Citoh 8510 por 35.000. Tarjeta CGA para PC por 12.000. Tarjeta MDA para PC por 8.000.
Jesús Consuegra. Consejo de Ciento, 416. 08009 Barcelona.

COMPRO motor paso a paso: 200 pasos por revolución, 30-40 Ω, 1,5 W (con referencia al artículo N.º 103.
Arturo Genzor López. P. Hisp. C/ José Martí, 101. 5000 Zaragoza. Tel.: (976) 33 03 21.

AGRADECERIA que algún amable lector me enviara programa de codificador de RTTY (ASCII y BAUDOT) para Amstrad CPC 6128, gracias.
Juan José Fdez. Trapiello. C/ Villaverde, 13, S. Matías. 38108 Taco (S. C. de Tenerife).

COMPRO motores de modelismo, eléctricos o de gasolina y modelos de coches o aviones aunque no funcionen. Los interesados llamar en horas de trabajo, preferiblemente por la mañana, al teléfono (977) 71 36 68 o escribir a: Bartomeu Carbó. Pl. Sant Josep, 8. 43560 La Sénia (Tarragona).

DISEÑO por ordenador de circuitos impresos de 1 y 2 caras, serigrafía de componentes y mascarilla. Económicos.
S.I.M. Alcalá, 20, 2.ª Of. 8-10. 28014 Madrid. Tel.: (91) 532 15 69.

TRABAJOS de serigrafía para la electrónica y demás industria en aluminio, chapa, PVC, etc., rápidos y económicos.
T. Saldaña. C/ Alcalá, 20, 2.ª Of. 9. 28014 Madrid. Tel.: (91) 522 55 50.

EMISORA FM88, 108 MHZ, 3-4 W. Gran alcance. Sin caja por 7.000 ptas. Enviaré contrarrembolso. Escribir a:
J. Nicasio Tovar. Apartado 40. Barrio Peral. Murcia.

VENDO colección completa revista Elektor, años 82-83, en perfecto estado y con estuches (5.000 ptas.).
Alfonso Pérez. Avda. Primero de Mayo, 1, 12.ª 46017 Valencia. Tel.: 378 00 98.

VENDO ordenador Sony MSX2 de 128K RAM con libros, revistas, juegos y casete por 3.500 en perfecto estado. Llamar al (967) 24 09 21 (tardes).
Fernando Satué González. Quevedo, 57, 3.º Albacete.

COMPRO ordenador Spectrum 48K con teclado profesional Saga, Indescomp u otro, o sólo uno, de estos teclados.
Rafael de la Fuente. Apartado 423. 18080 Granada.

CIRCUITO para adaptar TV en visualizador de osciloscopio. Generador 100 kHz. Frecuencímetro 1,36 GHz. Muy baratos.
Daniel Mangas Prieto. José Abascal, 16, 4.º dcha. 28003 Madrid.

DESEARIA contactar con usuarios de Atari 800 XL para cambio de información.
Jesús López Cardona. C/ Gelida, 6, 2.º 1. Martorell. 08760 Barcelona.

AFICIONADO electrónica, pensionista 55 años, agradecería donación libros revistas aparatos sobre energía solar.
Julián «Astur». Serradilla, 28. 28044 Madrid, o apartado 42027, 28080 Madrid.

VENDO mueble para equipo de música con portadiscos y portacasette. Madera de pino, por 8.000 pyas.
Delfín González. C/ Alar del Rey, s/n. P. 4, 2º C-2.ª F. 28042 Madrid. Tel.: 747 93 17.

VENDO televisor color marca Yiland, con esquemas. Construcción modular, por 25.000 ptas. Perfecto estado, 22 pulgadas.
Delfín González. C/ Alar del Rey, s/n. Ptal. 4, 2º C-2.ª fase. 28042 Madrid. Tel.: 747 93 17.

VENDO disco en dBASE III con todos los artículos de Elektor por 2.000 ptas, del año 80 al 88.
Gonzalo Fernández. C/ Alar del Rey, s/n. Ptal. 4, 2º C, 2.ª fase. 28042 Madrid. Tel.: 747 93 17.

VENDO ordenador XT con disco de 31/2. Canal paralelo y serie. Salida ratón 512K RAM. Monocromo. 111.000 ptas.
Luis Carlos López Gálvez. C/ Imagen, 14, 3.º izq. 28018 Madrid. Tel.: 478 48 67.

VENDO impresora Epson FX-80 impecable, por 29.000. Módem externo Bondwell 101 de 300 baud, por 15.000. CCITT.
Jesús Consuegra. Consejo de Ciento, 416. 08009 Barcelona.

PIDO autorización al inventor francés del Fuz para guitarra, que salió en la revista «Radio Electricidad».
José María Blázquez Benito. C/ Lérida, 6, 9.º A. Fuenlabrada (Madrid).

VENDO datos averías, modificaciones, TV, vídeo, ordenadores, esquemas. Facilitados por grandes marcas mundiales.
Jim Handley. Apdo. Correos 138. 28100 Alcobendas (Madrid). Tel.: (91) 653 86 10.

CONVIERTO en dual (MSX, IBM, PC) impresoras Philips VW0030 y VW0030/20. Interesados llamar a partir de las 20 h.
Kim Barcelona. Tel.: (93) 55 85 40.

INTERFACE para Commodore. Enciende 8 artefactos optoaislados, circuito impreso y data, 2.700 ptas. Armado, 13.000.
Jorge Madrowicz. Calle 24, n.º 3266. 1650 Buenos Aires (Argentina).

VENDO Super Star 360 FM, Lineal CTE 180 W, filtro Yaesu FA 50 Amp., antena Sirio 1020, 12 radiales 50 M coaxial.
José Autema Martos. Floriano Cumbreño, 6. Cáceres. Tel.: 24 57 62.

VENDO Atari 520ST por 50.000 ptas.
Alberto Cardona Cabrera. Avda. el País Valencia, 207. 03720 Benissa (Alicante). Tel.: (96) 573 04 22.

VENDO emisora 2 metros, KDK, FM 2025, en buen estado. Precio a convenir. Llamar de 12 h. a 15 h.
Juan Ba Aramburu. C/ Bautista-Enea, s/n. 20212 Olaberria (Guipúzkoa). Tel.: (943) 88 35 94.

VENDO todo tipo de material electrónico CPU, memorias, etc., de desguace. Preguntar por José.
José Antonio Martos. Floriano Cumbreño, 6. Cáceres. Tel.: 24 57 62.

ALQUILO, vendo y cambio programas para el Sinclair QL. Más de 150 títulos.
Agustín Gallego López. Cuart de Poblet, 17. 28047 Madrid. Tel.: (91) 465 05 05.

ANUNCIOS BREVES

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

DATOS PERSONALES

Nombre: _____

Dirección: _____

Recorte o fotocopie el recuadro y envíelo a:

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

GUIA DE COMPRAS

TRADING ELECTRONICS S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS
INDUSTRIALES
PROFESIONALES
CONSUMO
INSTRUMENTACION
HERRAMIENTAS
CAJAS Y KITS

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

INFO-COM EUROPA
INFORMÁTICA Y COMUNICACIÓN, TV. VÍA SATÉLITE

Ctra. de Málaga, 56 AGUADULCE-ALMERIA
TELEF. 951-34 22 04

NUESTRO PROGRAMA PARA PROFESIONALES DE LA ELECTRÓNICA
EL DISEÑO DE CIRCUITOS IMPRESOS: «CIRPRESS»

— para ordenadores IBM y compatibles, todo en castellano
— driver para impresoras de 9/24 agujas y plotters
— resolución 1/20'', interactivo, manejo sencillo
— pletina tamaño europeo, doble cara
PRECIO: 12.500.—IVA y portes incl.
precio especial para paquete
ordenador + impresora + CIRPRESS

ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

TELS. 431 14 80* - 276 75 26
TELEX. 49933
FAX 276 03 75

CIRCUITRONICA
SOC. COOP. AND.

- CIRCUITOS IMPRESOS
- FABRICACION, DISEÑO Y COPIA.
- PROTOTIPOS URGENTES

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

DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS

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

ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

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

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

Radio Electra

COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS

Esteban Collantes, 37
Teléfs. 407 29 52-407 94 46
28017 MADRID

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

PALCO

COMPONENTES ELECTRONICOS

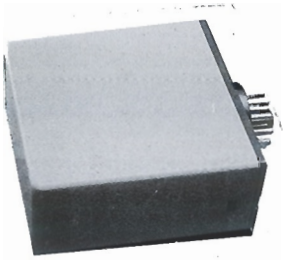
Gran surtido en semiconductores

José del Hierro, 44
Tel. 267 16 90
28027-MADRID

Envíos rápidos a provincias

GUIA DE COMPRAS

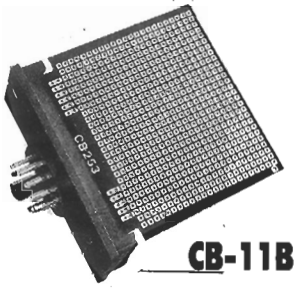
CAJAS VACIAS BASE ENCHUFABLE



CB-11A

CAJA VACIA MEDIDA: 80×80×35 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) 3263700
ZARAGOZA CONTELEIN	(976) 393327

Cabeco, s.a. ELECTRONICA Y AUTOMATISMO

Agregación, 23-25
08026-BARCELONA
Tel (93) 3479899

ATEMSAL

Asistencia Técnica Electrónica

COMPONENTES ELECTRONICOS

AVDA. TOREROS, 24
28028 MADRID

TELS. 246 84 05-246 84 04

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

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

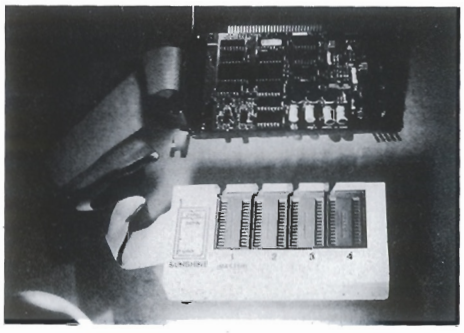
Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
4722829*
4729274

ATEINCO

- Tarjetas A/D D/A de 8, 12, 16 bits.
- Tarjetas 8255 multi-I/O.
- Grabadores de EPROM y PAL.
- Lectores de código de barras.

TODO TIPO DE TARJETAS PARA PC



C/ Vicente Carballal, núm. 15, nave 1
Tels. (91) 797 52 62-797 54 02
FAX: (91) 797 49 61
28021 Madrid

ELECTRONICA DE OCASION
OFERTAS ALDAMA
SUMINISTROS ELECTRONICOS

De gran interés para el radioaficionado industrial, técnico en electrónica

— Semiconductores, placas CI, motores, componentes
— Electrónica, informática, radioafición

Material procedente de subastas, quiebras, excedentes de producción, etc.

Material nuevo, seminuevo, obsoleto o recuperado Material militar

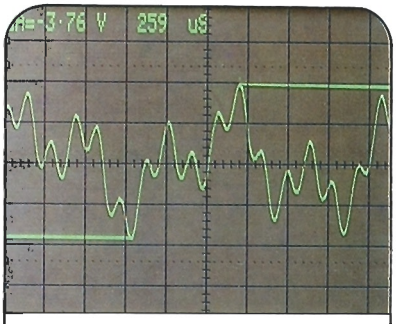
Solicite catálogo gratis
Tfnos: 699 24 14-461 42 82-619 79 25

Si algo no encuentra pruebe a buscar en ALDAMA

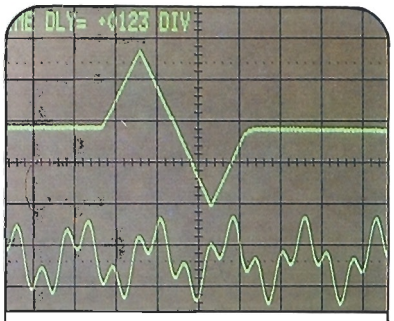
INDICE DE ANUNCIANTES

Código	*Anunciantes*	*Pág.*
269	Ateinco	78
272	Atemsal	78
228	Cabeco	78
263	Circuitrónica	77
208	Digital	7
212	Elecson	78
273	E. Aldama	78
258	E. Puente	77
215	Electrosón Madrid	77
265	Inelec	80
244	Info-com Europa	77
235	Leister	9
237	Molher	79
250	Palco	77
254	Premax	19
218	Radio Electra	77
268	Tron Electronic	77
229	DSE	2

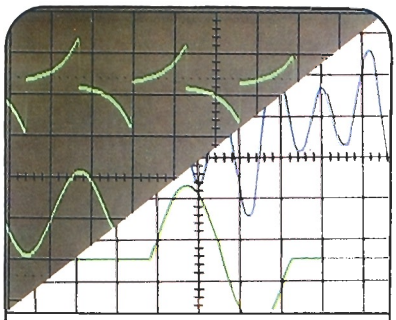
DIGITALIZADOR PARA OSCILOSCOPIO, Thurlby DSA-524



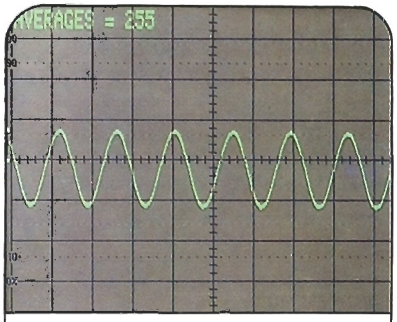
Cursores en pantalla para medición de tensiones y tiempos.



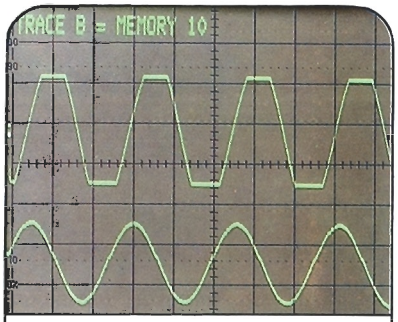
Retardos programables en tiempo y sucesos.



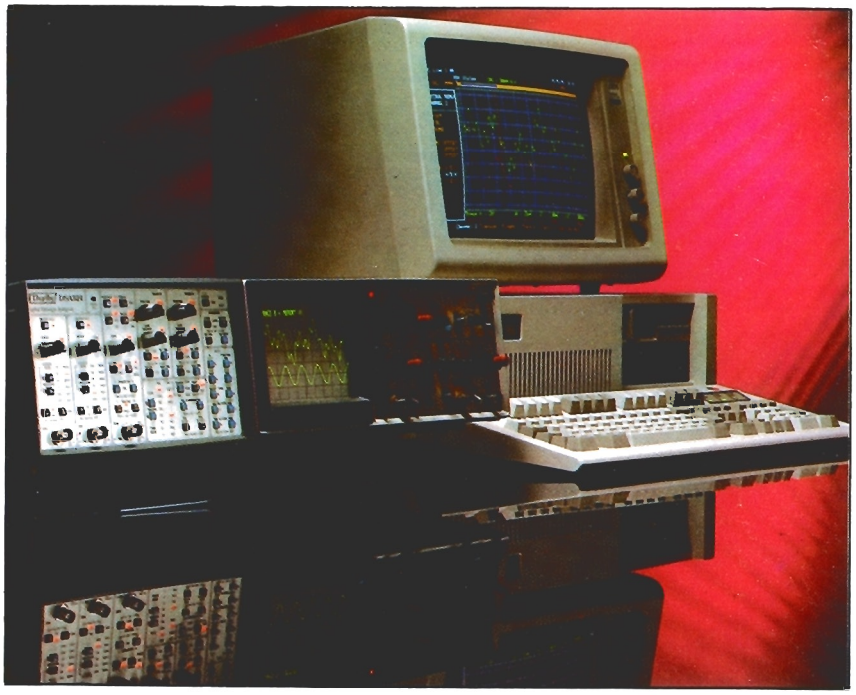
Salida a plotter e impresora a través de RS-232 e IEEE-488



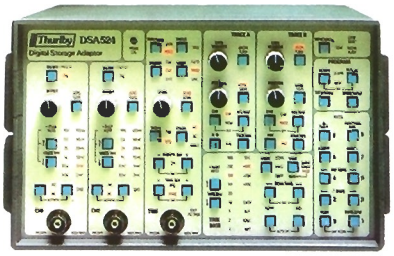
Mensajes en pantalla con información de datos y estado del equipo.



Memoria alimentada por batería para almacenar hasta 16 señales.



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



No dude en comprobarlo.
Llámenos para una demostración.

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

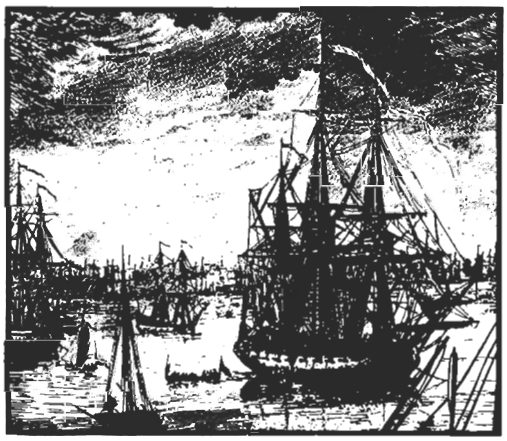
molher ELECTRONICA s.a.
Parque Eugenia Montijo, 94
Tels.: 462 78 42 - 462 25 62
Fax: 465 53 82
28047 MADRID

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

EZ DISEÑO

ESTE CIRCUITO ES MUY FAMOSO

INELEC KF®



¿Este circuito? Sí, INELEC ha convertido este dibujo en un circuito muy famoso, porque ha sido el más ampliamente utilizado en todas las demostraciones, ferias y cursos sobre la fabricación de circuitos impresos. Un dibujo que pone a prueba nuestra calidad superior y demuestra que por muy complicado y sofisticado que sea su circuito impreso, le aseguramos que conseguirá el mejor resultado utilizando los productos INELEC KF. Ahora puede ganar completamente GRATIS una gran variedad de productos INELEC KF incluyendo, por supuesto, laboratorios completos. Envíenos el cupón adjunto y su participación estará asegurada en todos los sorteos mensuales que realicemos. ¡SUERTE!

Para participar en los sorteos mensuales, recorte este cupón y envíelo a la central de INELEC, S.A.

NOMBRE: .....

DIRECCION: .....

C. P.: ..... LOCALIDAD: .....

PROVINCIA: .....

TELF.: .....

INELEC KF CIRCUITOS IMPRESOS

INELEC, S.A.
COMPONENTES ELECTRONICOS

CENTRAL:
Bocángel, 38
28028 MADRID
Teléf.: (91) 256 35 00
Fax: (91) 256 33 34
Télex: 48788

DELEGACION CATALUÑA:
La Gleva, 42-44
08006 BARCELONA
Teléf.: (93) 247 71 08
Fax: (93) 418 58 64

DELEGACION NORTE:
Barrio de Oria
20160 LASARTE
(Guipúzcoa)
Teléf.: (943) 36 36 40
Fax: (943) 37 12 79
Télex: 36167