elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 102
1988

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

Generador estéreo programable de sonidos

Filtro activo sustractivo



Amplificador 2×40 con módulos híbridos

Ordenador BASIC en tarjeta tamaño europeo

EDICIONES INGELEK

COMPONENTES ELECTRONICOS

Miniwatt

CONSULTENOS SOBRE LA GAMA MAS AMPLIA Y EXTENDIDA DE

MICROCONTROLADORES

Y PERIFERICOS FABRICADOS EN EUROPA. LE INTERESA.

Familias 8048
8051
8400
CLIPS



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

SOLICITE INFORMACION

COPRESA S.A.
COMPAÑIA DE PRODUCTOS ELECTRONICOS

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

DISTRIBUIDORES:

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

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

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

SUMARIO

ARTICULOS

Simulador de aplausos 11-10
Ególatras, músicos y amantes de los efectos especiales, disfrutarán sin duda con este montaje.

Ordenador BASIC 11-14
Una placa, tamaño europeo, que contiene un micro-ordenador que admite un programa realizado en BASIC, e introducido en una EPROM.

Filtro activo sustractivo para altavoces 11-24
Los filtros convencionales presentan diferentes desfases cerca de la frecuencia de corte. Para lograr un filtro con igual desfase en todas las frecuencias, y todas las salidas, hay que recurrir a un filtro sustractivo.

Generador de sonidos estéreo para μP 11-32
Una expansión para el bus E/S de entradas salidas, que incorpora un generador estéreo de sonidos programable.

XBIOS (5) 11-46
Descripción de una potente función del BIOS del Atari ST, orientada al manejo sofisticado de pantallas.

Amplificador 2×40 W con módulos híbridos 11-52
Un digno sucesor del conocido Top-Amp, realizado también mediante módulos híbridos.

Detector de ondas alfa 11-62

Amplificación con elementos discretos (2) 11-65
Continúa el estudio detallado de la utilización de transistores para realización de montajes de amplificación.

SECCIONES

Teletipo 11-08
Las placas de circuito impreso 11-37
Mercado 11-74
Anuncios breves 11-78

EDITORIAL

AÑO 8, NUM. 102 NOVIEMBRE 1988

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

Edita:
Ediciones INGELEK, S. A.

Director:
ANTONIO M. FERRER ABELLO

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

Redactor jefe edición española:
JAVIER SAN JUAN

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

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

Diseño gráfico:
LUIS DE MIGUEL

Directora de publicidad:
CARMINA FERRER

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

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

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

Distribución España:
COEDIS, S. A.
C/Valencia, 245 - Teléf.: 215 70 97
08007 BARCELONA
Delegación en Madrid:
C/ Serrano, 165 - Teléf.: 411 11 48

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

Composición:
Pérez-Díaz
Santa Leonor, 48

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

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

DERECHOS DE AUTOR

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

Copyright © 1988. Beheer maatschappij elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1988. Ediciones INGELEK, S. A. (Madrid, E)

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

CONTROL DE DIFUSION

asociación española de prensa técnica

Estimado lector:



Hace ya unos cuantos meses, concretamente en el número de marzo de este año, describíamos las características generales de una potente familia de micro-ordenadores formada alrededor del 8051 y 8052 de Intel.

De esta familia hay un elemento que seguramente llamó poderosamente la atención de nuestros lectores: el 8052-AH BASIC, un micro-ordenador dotado de intérprete BASIC. Como se puede apreciar en la foto de la portada, son necesarios muy pocos componentes accesorios para poner en marcha un completo sistema inteligente programable en BASIC.

A la sencillez y facilidad de la programación en este lenguaje de alto nivel, se unen unas potentes instrucciones, incluido el manejo de temporizadores, comunicación serie, y entradas salidas, que permiten realizar una placa de control inteligente de manera compacta y cómoda. Esta placa ocupará un lugar importante para todos aquellos que deseen realizar un control de uso general, incluido el control en tiempo real, sin necesidad de costosos equipos de emulación y desarrollo.

Para lograr una versatilidad sin igual, la placa de «Ordenador BASIC» puede comunicarse, mediante un canal serie de formato programable, con cualquier ordenador o terminal desde el que se introduce, o carga, el programa BASIC; la propia placa puede encargarse de programar la memoria EPROM con el contenido del programa, de forma que su campo de acción resulta solo limitado por la imaginación, y la habilidad, del usuario.

Javier San Juan

Servicios Elektor para los lectores

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

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

LISTA DE PRECIOS:

- Número sencillo: 400 ptas. (IVA incluido)
- Número doble: 800 ptas. (IVA incluido)
  735 ptas. (sin IVA)
- Suscripción anual (11 números):
  — España: 3.500 ptas. (IVA incluido)
  — Europa (correo aéreo): 5.100 ptas.
  — Resto de países (correo aéreo): 8.500 ptas ó 65$
- Derecho de envío certificado:
  — España: 400 ptas.
  — Extranjero: 1.100 ptas.

P.V.P. PARA CANARIAS CEUTA Y MELILLA: Número sencillo 380 ptas. Número doble: 755 ptas.

EPS

circuitos impresos

E1: ENERO/FEBRERO 1980

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

E10: MARZO 1981

Top Amp	80023	515

E34: MARZO 1983

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

E35: ABRIL 1983

Alimentación para laboratorio	82178	1.485
Adhesivo frontal	82178-F	695

E36: MAYO 1983

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

E37: JUNIO 1983

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

E40: SEPTIEMBRE 1983

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

E41: OCTUBRE 1983

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

E42: NOVIEMBRE 1983

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

E43: DICIEMBRE 1983

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

E44: ENERO 1984

Buffer Preludio	83562	675
Maestro: Receptor	83051-2	4.565

E46: MARZO 1984

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

E48: MAYO 1984

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

E49: JUNIO 1984

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

E52: SEPTIEMBRE 1984

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

E53: OCTUBRE 1984

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

E54: NOVIEMBRE 1984

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

E55: DICIEMBRE 1984

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

E56: ENERO 1985

Fuente de alimentación conmutada	84049	1.220

E57: FEBRERO 1985

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

E58: MARZO 1985

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

E59: ABRIL 1985

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

E60: MAYO 1985

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

E61: JUNIO 1985

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

E62/63: JULIO/AGOSTO 1985

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

E64: SEPTIEMBRE 1985

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

E65: OCTUBRE 1985

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

E66: NOVIEMBRE 1985

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

E67: DICIEMBRE 1985

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

E68: ENERO 1986

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

E69: FEBRERO 1986

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

E70: MARZO 1986

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

E71: ABRIL 1986

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

E72: MAYO 1986

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

E73: JUNIO 1986

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

E74/75: JULIO/AGOSTO 1986

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

E76: SEPTIEMBRE 1986

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

EPS

E78: NOVIEMBRE 1986

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

E79: DICIEMBRE 1986

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

E80: ENERO 1987

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

E81: FEBRERO 1987

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

E82: MARZO 1987

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

E83: ABRIL 1987

Medidor de impedancias	86041	1.857
Medidor de impedancias/Frontal	86041-F	2.332
TV sat módulo Audio/video	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
Generador senoidal digital (oscilador)	87036-1	1365
Generador senoidal digital (filtro)	87036-2	
16 K RAM CMOS para C64	87082	
Filtros de Linkwitz	84071	
Barómetro/Altímetro	86110	

E. 93 FEBRERO 1988

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

E94: MARZO 1988

Interface para facsímil	87038	
Bifase, efectos sonoros	87026	

E95: ABRIL 1988

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

E96: MAYO 1988

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

E97: JUNIO 1988

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

E98/99 JULIO/AGOSTO

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

E100: SEPTIEMBRE 1988

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

E101: OCTUBRE 1988

Distorsionador para guitarra	87255	1.843
Prescaler 1.250 MHz	880005	2.624

junior computer

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

software

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

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

Cambio ESS531 ESS 536: giro postal de 250 ptas.

formant

FORMANT sintetizador musical

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

Todas las carátulas a 445 ptas./unidad.

Este mes...

Elektor núm. 102, Noviembre 1988

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

HAMEG®
Instruments

Instrumentos profesionales de técnica avanzada.

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

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



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

TELETIPO

PRONIC, Salón Internacional de Equipos y Productos para la Electrónica

Durante los días 14 al 18 de noviembre, tendrá lugar en París, parque de exposiciones Paris-Nord, PRONIC 88, Salón Internacional de Equipos y Productos para la Electrónica.

Nuevo teléfono de Robert Bosch Comercial Española, S. A.

Desde el pasado día 12 de septiembre, Robert Bosch Comercial Española, S. A. informa que su nuevo teléfono es el (91) 474 66 55 que sustituye al 473 63 11. Robert Bosch ruega disculpen las molestias que este cambio puede ocasionar.

Programa de seminarios de Tektronic Española S. A.

Durante los próximos meses, Tektronic Española S. A. tiene prevista la realización de los siguientes seminarios:

A) Seminarios de analizadores lógicos:

A1. Primer nivel: Aplicaciones generales.

A2. Segundo nivel: Desarrollo y depuración en sistemas con microprocesadores.

A3. Tercer nivel: Técnicas avanzadas en análisis digital.

B) Seminarios de osciloscopios:

B1. Osciloscopios analógicos: Aplicaciones actuales de los mismos.

B2. Osciloscopios digitales: Análisis de las ventajas de los mismos.

C) Seminarios de analizadores de espectros:

C1. Primer nivel: Fundamentos del analizador de espectros.

C2. Segundo nivel: Conceptos avanzados del analizador de espectros.

C3. Tercer nivel: Aplicaciones generales.

C4. Cuarto nivel: Software para la automatización de medidas.

D) Seminarios de estaciones de trabajo:

D1. Software para desarrollo de aplicaciones gráficas en dos y tres dimensiones.

D2. Introducción al diseño y delineación.

D3. Introducción al diseño industrial y artístico.

Los seminarios A y C se puede tomar secuencialmente o en forma aislada.

Todos los asistentes recibirán la documentación correspondiente a cada seminario.

El número de asistentes está limitado a 25 por sesión.

Para confirmar su asistencia y reserva de plaza contactar con el teléfono (91) 404 10 11, Srta. Alicia (instrumentación) y Srta. Carmen (informática).

Los seminarios tendrán lugar en Madrid.

Para cursos en Barcelona y Bilbao contactar respectivamente con Srta. Asunción, teléfono (93) 330 20 08 y Srta. Esther, teléfono (93) 464 78 22.

CALENDARIO

Seminario	Fecha
C1	4 de octubre
B1	18 de octubre
D1	25 de octubre
A1	3 de noviembre
D2	8 de noviembre
C2	15 de noviembre
D3	23 de noviembre
B2	29 de noviembre
A2	13 de diciembre
C3	11 de enero
B1	24 de enero
A3	8 de febrero
C4	21 de febrero
B2	7 de marzo

Nuevo display inteligente de 4 dígitos

TELEFUNKEN ELECTRONIC acaba de lanzar al mercado un display inteligente de cuatro dígitos con las siguientes características:

— Alimentación 5 V.
— Entrada serie.
— Compatible TTL.
— DATA Enable.
— Tamaño dígito 7,6 mm con color incorporado.
— Sin necesidad de componentes externos.

Todo ello hace de este nuevo display una solución completa para su utilización como:

— Display para control de microprocesadores.
— Termómetro digital.
— Paneles de TV-VIDEO y audio.
— Reloj digital.
— Display para incorporar en aparatos de medida digitales.

Existen versiones de 2 y 4 dígitos en los cuatro colores estándar: rojo, naranja, amarillo y verde.

Distribuido en España por:

ADM ELECTRÓNICA, S. A.

Toshiba lanza su serie TMP68000 de microprocesadores

TOSHIBA da a conocer la serie de microprocesadores TMP68000 con velocidades de operación de 8 a 12,5 MHz y encapsulados DIP en plástico de 64 y 48 patillas. PGA de 68 patillas y DIP cerámicos de 64 patillas con MPU de 16 bits, internos y bus de 8 bits y 16 bits, MPU con memoria virtual, PIO y temporizador, periférico multifunción, DMAC dual, DMAC dual extendido y DMAC de 4 canales.

La serie TM68600 son circuitos para comunicaciones con una velocidad de operación de 1 a 2 Mbit/s, viene encapsulada en DIP plástico de 28 y 40 patillas con funciones DUART (bus 68000 y 85/86), multiprotocolo de comunicaciones, etc.

TOSHIBA está representado por LOBER, S. A.

Dispositivo HEMT de ruido ultra bajo

OKI acaba de lanzar al mercado una gama de dispositivos y circuitos integrados fabricados en arseniuro de galio con tecnología de un cuarto de micra.

Cabe destacar el FET de muy bajo ruido KGF 1850. El KGF 1850 de OKI es un dispositivo (High Electron Mobility Transistor) de heteroestructura AlGaAs/GaAs, con una frecuencia de funcionamiento de hasta 18 GHz, un extraordinario valor típico de la figura de ruido de 0,7 dB y una ganancia asociada de 10,5 dB.

Para la construcción de la estructura de longitud de puerta de un cuarto de micra, OKI ha desarrollado un avanzado proceso de fotolitografía profunda por ultravioleta, aprovechando el proceso «air bridge» para minimizar la resistencia de puerta y la capacidad parásita. La resistencia de fuente se minimiza gracias a la estructura «Offset Gate».

El margen de temperaturas del KGF 1850 va de −30 a +85° C, convirtiéndolo en un componente de extraordinarias prestaciones en sistemas de microondas, como radioenlaces telefónicos, aplicaciones de radar y recepción de televisión por satélite.

El distribuidor de OKI SEMICONDUCTOR en España es CIOCE, S. A.

Controlador para CRT en monocromo o color

GOLDSTAR ha presentado el GM 6845 S, que es un controlador en LSI diseñado para proporcionar interconexión con microordenadores para rastreo de todo tipo de displays CRT.

Su principal función es la de generar una señal de temporización necesaria para el rastreo.

Está disponible en 3 versiones de acuerdo con la

temporización del bus que son:

Tipo	Temporiz. del bus
GM 6845 S	1,0 MHz
GM 68A45 S	1,5 MHz
GM 68B45 S	2,9 MHz

Las principales características de GM 6845 S son: número de caracteres visualizados en pantalla, formato de punto vertical de 1 carácter, señal de sincronismo vertical y horizontal, y señal de temporización del display programable. Alta velocidad de operación, 3,7 MHz. Línea de búffer sin refresco. Salida de dirección de memoria de refresco de 14 bits (acceso máximo de 16 palabras). Modo de búsqueda de non-interlace/interlace programable. Incorpora función de control de cursor y detección de pluma. Posibilidad de paginación y desplazamiento línea a línea. I/O compatible TTL. Alimentación única de 5 V.

El GM 6845S, cuyo compatible CRTC es usado en PCs y terminales IBM es aplicable en terminales CRT inteligentes y programables, juegos de vídeo y displays de información.

GOLDSTAR está representado por LOBER, S. A.

Unidad de alimentación de alta potencia

Para aquellas aplicaciones donde se requieran niveles de muy alta potencia, WEIR ELECTRONICS LIMITED, ha desarrollado la unidad de alimentación SMM 1500, capaz de entregar una potencia a la salida de 1.500 W en corriente continua.

Esta unidad está basada en un regulador de modo conmutado, su salida principal a 5 V es completamente flotante con una corriente de hasta 200 A. Tiene «remote sensing» que permite compensaciones por encima de 0,25 V para los altos niveles de corriente de entrada.

WEIR está representada en España por FULLTRON, S. A. C/ Loeches, 6. 28008 Madrid.

Nueva empresa de mantenimiento para instrumentación

METROLOGÍA Y SISTEMAS, S. A. es una empresa española de reciente creación, dedicada fundamentalmente al mantenimiento y calibración de instrumentación electrónica y eléctrica.

Nace, dentro del sector de la metrología, como una empresa totalmente privada, libre de la tutela de cualquier marca e independiente de los organismos oficiales, aunque relacionada con ellos en lo concerniente al cumplimiento de todas las normativas europeas en su campo de actividad.

Las empresas españolas necesitarán crear y mantener unos rigurosos controles de calidad y verificación, con vistas a nuestra directa competencia con el resto del Mercado Común Europeo. Ello implica la disponibilidad de medidas fiables y garantizadas.

METROLOGÍA Y SISTEMAS, S. A. ofrece los servicios de mantenimiento, calibración y certificación, así como asesoramiento y todos los relacionados con el campo de la metrología, de una forma ágil y profesional.

METROLOGÍA Y SISTEMAS, S. A. está formado por un equipo humano altamente cualificado en constante desarrollo y actualización, que en su mayoría procede de laboratorios oficiales ya existentes.

Así mismo sus medios técnicos son los más sofisticados y actualizados del mercado.

METROLOGÍA Y SISTEMAS, S. A. está ubicada en Madrid (28011), en la calle Cardenal Mendoza, núm. 6 (Telf. 464 25 48).

Contacto: Sr. D. Antonio J. Campos Arjona.

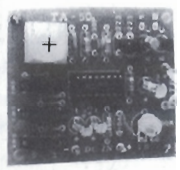
ADO

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

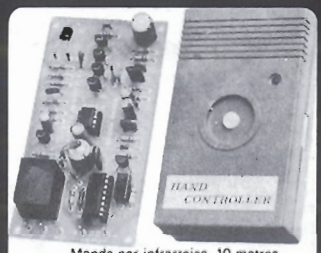
KITS ELECTRONICOS



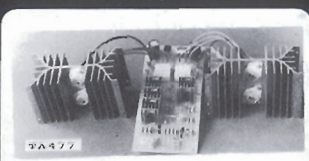
VU-METRO estéreo de 40 LEDs y 3 C.I. con programa de Barra y Punto.....



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



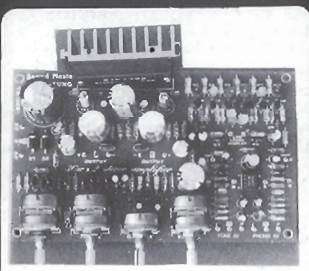
Mando por infrarrojos, 10 metros.
EMISOR con caja.....
RECEPTOR con RELE .....



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



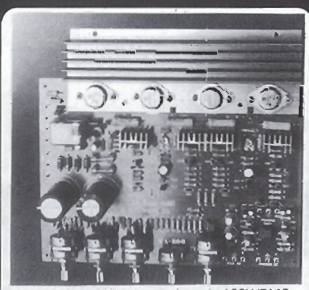
AC/DC Reloj despertador con LEDs de 18 mm. y osc. cuarzo.....



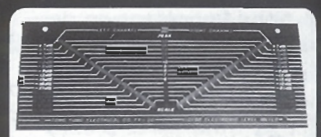
Amplificador este con HYBRIDO SANYO incluye: Etapa 2×30W-Previo de tonalidad y RIAA-VU METRO de 6 LEDs y fuente alimentación .....



Emisora de FM 88-108MHZ con una caja muy elegante .....
sin caja.....



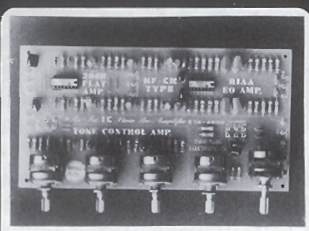
Amplificador estéreo de 160WRMS de alta calidad, incluye: Etapa 2×80W. Controles de GRAVES, MEDIOS, AGUDOS. Previo P.U. RIAA. Protector de altavoces y fuente de alim. (TODOS EN UNA PLACA).....



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

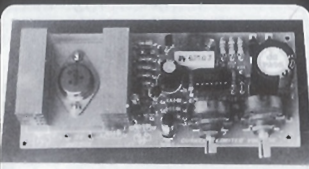


VU-METRO estéreo de 20 LEDs en «ARCO» (Escala: -30dB a +5dB)



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

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



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

C.I. MUSICALES Y ECO

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

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

DISTRIBUIDOR OFICIAL:
Molgar Electrónica
NIERENBERG, 28 TEL. 413 80 24
28002 MADRID TELEX 49478 GMGM

Un accesorio para las cajas de ritmos

De forma similar a las cajas de ritmos electrónicas, los circuitos que imitan el batir de palmas no existían hace algunos años. Aquí presentamos un módulo autónomo que se podrá adaptar a las cajas de ritmos existentes, al tiempo que se puede utilizar también como efecto especial en sí.

SIMULADOR DE APLAUSOS

Un circuito electrónico que aplaude no tiene la pretensión de imitar las salvas de aplausos de una sala repleta de cientos de miles de espectadores. Es más bien lo contrario, se trata de una caja de efectos para músicos, un accesorio para una caja de ritmos, que genera un sonido de percusión caracterizado por una curva envolvente doble; para ello hace falta primero un generador de ruido (que produce sonidos de frecuencias no definidas), mediante dos ataques suficientemente espaciados uno con respecto al otro para ser diferenciados netamente. Este desfase en el ataque de la onda envolvente (más que el espectro armónico del sonido), es precisamente el que evoca, para los que lo oyen, el batir de palmas de una persona que intenta seguir un ritmo. En suma, aquí se encuentra la contradicción entre la precisión de un ritmo medido y la imprecisión de un pequeño desfase entre los aplausos del batir de manos, lo que crea el efecto buscado, tanto más sorprendente cuanto que el material empleado es bastante modesto y nada sofisticado.

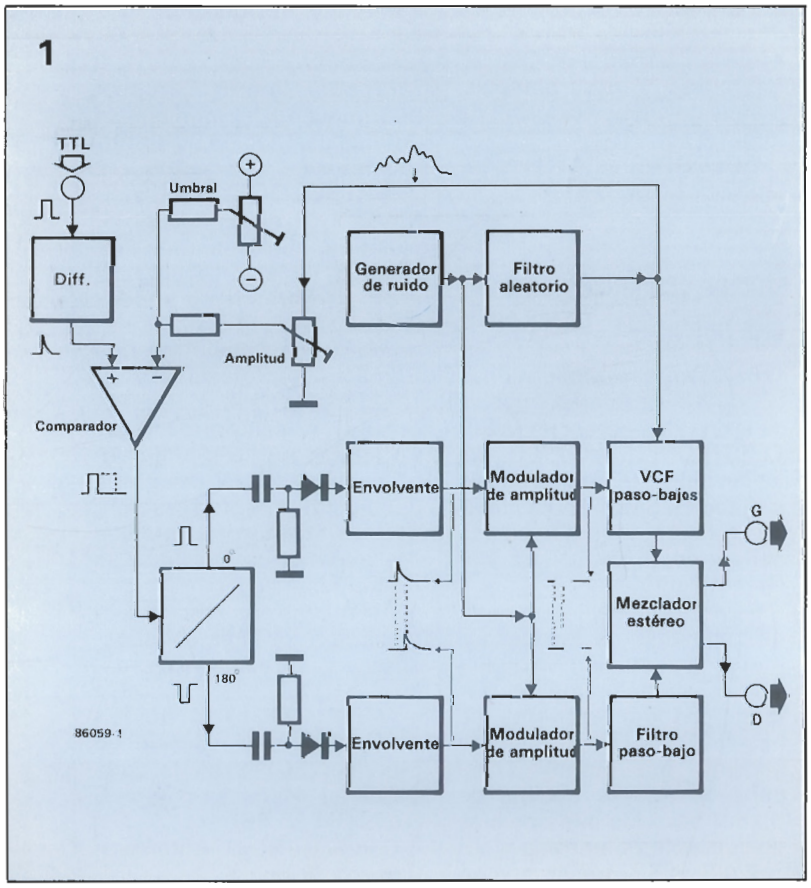


Figura 1. ¡Aplausos! Para imitar los aplausos hace falta modular una señal de ruido con dos envolventes ligeramente desfasadas una con respecto a la otra.

Ruido

El diagrama de bloques de la figura 1 muestra que el comienzo de todo se encuentra en un generador de ruido asociado a un filtro aleatorio. Este controla el umbral de un circuito de disparo, atacado a su vez por un impulso exterior (por ejemplo una señal TTL). Hacemos notar que este impulso está sujeto a un tratamiento a través de un diferenciador, es decir, que de un impulso calibrado (con un flanco ascendente y un flanco descendente, separados un tiempo de mantenimiento de la señal), creamos un impulso muy breve, sin tiempo de mantenimiento de la señal.

El circuito de disparo suministra una señal cuadrada cuya característica cíclica de los períodos (es decir, la duración relativa del semiperíodo alto y del semiperíodo bajo de la señal) varía de forma aleatoria. Esta señal es desdoblada y desfasada 180, para ser aplicada a dos diferenciadores/rectificadores de señal diferentes, los cuales atacan a su vez a dos generadores de envolvente distintos. La figura 2 muestra el cómo y porqué las envolventes obtenidas de esta forma están desfasadas una con respecto a la

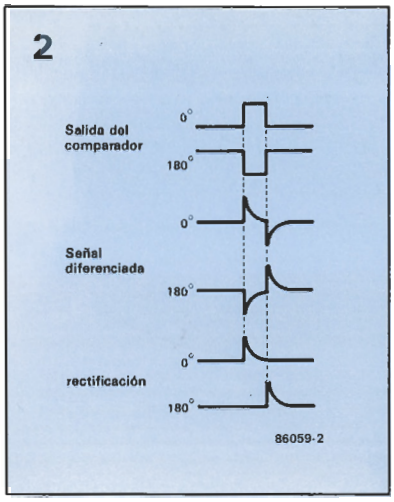


Figura 2. El desfase entre las dos envolventes es obtenida por el desdoblamiento, giro de 180 °, diferenciación y posterior rectificación de los impulsos de disparo.

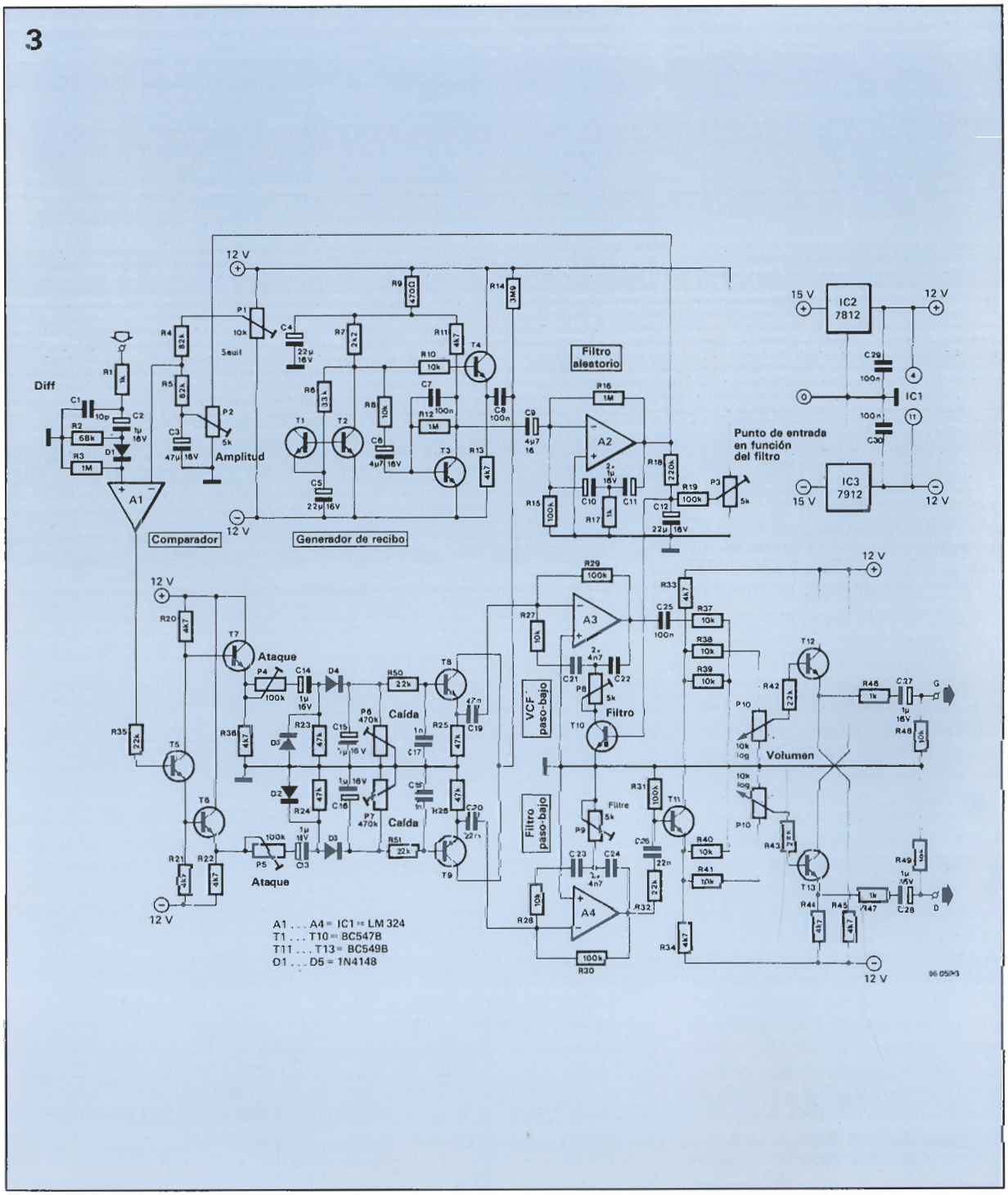


Figura 3. Si se desea obtener un efecto realista el tamaño del esquema del circuito se complica en consecuencia. Afortunadamente la naturaleza misma de la señal a tratar permite realizar unos montajes extremadamente simples, a pesar de su gran número.

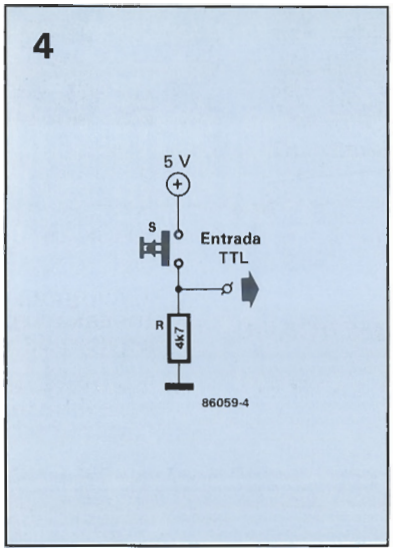


Figura 4. Para el disparo manual, son suficientes un pulsador y una resistencia de polarización.

otra. La señal de ruido, modulada y filtrada es distribuida entre dos canales estereofónicos.

Se habrá comprendido que dado que la duración entre los desfases de las dos envolventes (dos palmadas sucesivas) varía de forma aleatoria, el oyente tendrá la sensación de oír los aplausos de muchas personas, intentando seguir un ritmo, en lugar de la frialdad que provoca la precisión.

El circuito

El generador de ruido de la figura 3 es un clásico del género: se compone de un transistor T1 en el cual sólo se utiliza el diodo formado por la base y el emisor. La fuerte realimentación alterna sobre T33 es la explicación por la cual el generador T1 crea un espectro de ruido muy rico en frecuencias elevadas. Ahora bien, solamente nos interesan las frecuencias más graves para nuestro circuito. Por otra parte, la frecuencia de corte de una red paso-bajos activa, construida en torno de A2, es en sí tan baja y con un factor de resonancia suficientemente elevado para que no quede nada de estas frecuencias elevadas a la salida. Por ello a la salida de A2 tomamos la tensión de control aleatoria con la cual varía el umbral de disparo del comparador A1. El transistor T5 introduce un desfase de 180 ° entre la señal aplicada a T7 y la señal aplicada a T6. Con ello obtenemos las dos envolventes desfasadas una con respecto a la otra, tras una diferenciación y rectificación de la señal. Queremos hacer notar en este punto que se puede controlar de forma separada las fases de ataque y caída de las dos envolventes (P4....P7).

Hemos llegado a los transistores T8 y T9 que funcionan como amplificadores controlados, aplicamos la señal ruido (filtrada de forma parcial), en la base la curva de envolvente, y sobre el emisor recuperamos la señal de ruido modulada en amplitud. Es un dispositivo demasiado sencillo, lo reconocemos, pero poco importa, puesto que estamos tratando una señal de ruido.

A3 está montado como filtro pasa-bajos, controlado por tensión. T10 funciona como un diodo de resistencia variable, controlado por tensión, a través del cual los condensadores C21 y C22 se descargan más o menos rápidamente. Así se logra un dispositivo sencillo (y barato), pero como la señal que vamos a tratar es ruido, esto importa bien poco.

El modulador de amplitud T9 alimenta por su parte al filtro paso-bajo construido alrededor de A4. En este caso es fijo, y no está controlado por tensión como era el caso del circuito construido alrededor de A3. El transistor T11 hace las funciones de mezclador estereofónico, y distribuye sobre los dos canales estereofónicos las señales formadas en A3 y A4. T12 y T13 funcionan simplemente como etapas amplificadoras para la salida

Construcción y ajuste

Nos gustaría poder presentar el diseño de circuito impreso para este esquema, pero no podemos hacerlo para todos los montajes. Este montaje constituye sin duda un buen ejercicio para la implantación de componentes y la autocostrucción de circuitos impresos. Para aprender, y para comenzar, es preferible montarlo sobre una placa de protipos.

Una vez hecha las verificaciones de montaje oportunas, procederemos a calibrar el montaje, de la siguiente forma:

— Mida la amplitud de la señal de ruido sobre el colector de T2. Debe ser de 0,5 voltios pico a pico como mínimo; una señal menor es indicación de que hace falta reemplazar T1 por un transistor más «ruidoso». Cambie igualmente de transistor T1 si el que ha montado da picos de tensión parásita (esto no se puede ver más que con osciloscopio).

— La tensión aleatoria de salida de A2 debe ser del orden de 10 voltios pico a pico (la base de tiempos del osciloscopio calibrada en milisegundos).

— Mida la entrada de disparo con respecto a la masa con todos los potenciómetros en posición intermedia, con la excepción de P6 y P8 que se colocarán en posición de resistencia mínima. En este momento ajuste P1 de tal forma de que aparezca una tensión negativa del orden de —10 voltios a la salida de A1. Verifique que esta tensión permanece negativa y, sobre todo, que no se vuelve nunca positiva.

— Ha llegado el momento de aplicar los impulsos TTL a la entrada de disparo. La señal de aplausos debe aparecer a la salida. P1 y P2 permiten hacer el ajuste del desfase entre los dos ataques de envolvente y la frecuencia aleatoria. Será cosa de tiempo y paciencia, y hará falta experimentar antes de encontrar los ajustes óptimos, es decir, hasta que la duración de los aplausos sea bastante corta, que varíe de forma aleatoria, y sobre todo hasta que se obtenga que el circuito permanece en silencio en ausencia de impulso de disparo (la salida de A1 permanece negativa).

Los potenciómetros para el ataque, la caída y para la frecuencia de corte del filtro serán ajustados de oído y a gusto de cada uno. Los ensayos repetitivos nos permitirán pasar revista a las sonoridades que podemos obtener según variemos los ajustes para P3 (filtro paso-bajos), y P8 (filtro controlado por tensión).

CLAP TSAC TRAC

Se puede disparar el circuito de aplausos con impulsos TTL cuya relación cíclica varíe entre 1/1 y 1/32; esto permite adaptarlo en aplicaciones muy variadas (generador de ritmos en circuito integrado, puerto de salida de microordenador, etc.).

Para disparar el circuito a mano podremos utilizar el dispositivo de la figura 4. Si se desea atacar este circuito a partir de una batería electrónica con los «pads», hace falta convertir la tensión proporcionada por el micro o el transductor piezo-eléctrico en impulsos TTL.

digital s.a.

ELEKTOR'S-KIT

KITS DE ESTE MES

REF.	DESCRIPCION	P.V.P. (SIN IVA)
346	GENERADOR DE SONIDO ESTEREO PARA μP	9 001
347	ORDENADOR BASIL	19 973

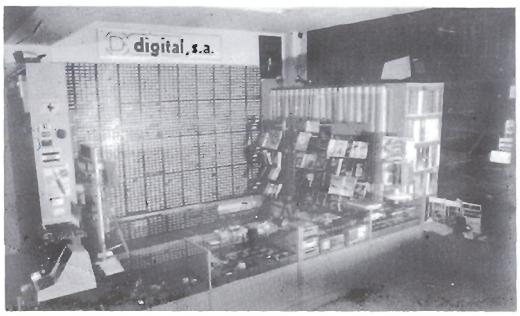
EL UNICO KIT DEL MERCADO DONDE SE EMPLEAN LAS ULTIMAS NOVEDADES DE LA ELECTRONICA MUNDIAL.

— 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.

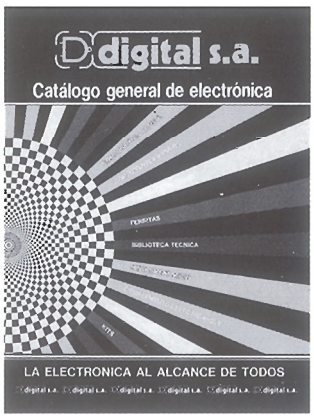
. 72 páginas en formato 20x27 cm. con todo aquello que necesite en Electrónica..

. 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

En el corazón de este ordenador versátil y sencillo de construir para procesos de control y aplicaciones de automatización, está el microordenador 8052AH-BASIC de Intel.

ORDENADOR BASIC

El 8052AH-Basic V1.1 es un microcontrolador monochip diseñado para el manejo de datos en instrumentación inteligente, medida y sistemas de control. No es de sorprender, por tanto, que el 8052AH-BASIC incorpore un extenso y potente abanico de funciones de entradas/salidas y de control de tiempos.

Gracias a su capacidad y facilidad de programación, el ordenador BASIC descrito aquí es idóneo para un amplio espectro de aplicaciones domésticas e industriales. Sin embargo, no todos los programadores aplaudirán la utilización del lenguaje BASIC, pero puede justificarse por el hecho de ser uno de los más extensamente conocidos y en el mayor número de los casos, el primero aprendido. Más aún, el intérprete de BASIC utilizado es una versión avanzada ofreciendo funciones como DO-WHILE y DO-UNTIL que permiten una mejor estructuración de los programas que el comando GOTO. También, las variables pueden ser almacenadas y recuperadas utilizando instrucciones como PUSH y POP. El intérprete de BASIC es razonablemente rápido en concordancia con los sistemas de 8 ó 16 bits. En conclusión, el 8052AH-BASIC une la potencia y versatilidad de 8051 a las cualidades de un intérprete de BASIC bien escrito y razonablemente rápido.



El ordenador descrito es aplicable para experimentación así como aplicaciones autónomas. Los programas pueden ser escritos, comprobados y depurados por cualquiera con un razonable comando BASIC. El microcontrolador utilizado no es barato, probablemente debido a su especial naturaleza y al hecho de que sus características lo hacen idóneo para aplicaciones de sistemas de control industrial. De cualquier modo, su precio queda justificado a la vista de sus impresionantes cualidades. Para ayudar a los programadores en su labor, Intel suministra el indispensable *Manual del usuario del BASIC-52 MCS (MCS BASIC-52 Users Manual)*

que tiene la referencia 270010-003.

También es importante recordar que no existen programas escritos para el ordenador BASIC. El sistema propuesto no está dirigido a aquellas aplicaciones en que la programación BASIC sea un fin, sino a aquellas donde se necesite una fácil unión hardware-software para de este modo posibilitar sistemas de variedad. Una vez que el programa es depurado y asegurado su buen funcionamiento, el ordenador puede funcionar como un eficaz controlador autónomo.

Características

El ordenador descrito incorpora un programador de EPROMs directamente controlado por la CPU 8052AH-BASIC. Esto significa que el procesador puede almacenar sus propios programas en EPROM una vez probados y depurados. Una vez que éste está contenido en la EPROM, el programa estará disponible para ser ejecutado autónomamente por el procesador. El contenido de la EPROM contiene el listado del programa simbólico (mediante palabras clave o «tokens») en vez del código máquina obtenido por el proceso de compilación. La programación de EPROMs es directamente ejecutable por el ordenador y soportada perfectamente por las instrucciones BASIC del mismo. La EPROM es capaz de soportar un buen número de programas que incluso pueden llamarse entre sí cuando sea necesario.

Debe hacerse notar que el ordenador BASIC no dispone de teclado y pantalla por sí mismo. Estas funciones de comunicación son desempeñadas por una consola conectada exteriormente al ordenador a través de su puerto de entradas/salidas bidireccional. El hardware del ordenador BASIC propuesto está caracterizado por el alto grado de flexibilidad, permitiendo al usuario añadir una UART (receptor/transmisor asíncrono universal), una ACIA (interface adaptador asíncrono de comunicaciones), un cierto número de PIAs (interface adaptador de periféricos) o bien otro tipo de periféricos, como un display alfanumérico, un generador de sonido o un codificador de teclado. La distribución de las patillas del 8052AH-BASIC se muestra en la figura 1.

El 8052AH-BASIC dispone de un cierto número de instrucciones de temporización que, junto con los comandos de interrupción, registros especiales y contadores de instrucciones aportan un excelente control sobre aplicaciones con tiempo de entrada/salida crítico. Un reloj de tiempo real también es posible a través de la función TIME, que ofrece una resolución de aproximadamente 5 ms.

El 8052AH-BASIC es un microcontrolador de 8 bits, lo cual significa que combina las funciones de unidad central de proceso (CPU) y circuitos periféricos (E/S; DMA). El chip dispone del acumulador A, el registro B y el registro de estado PSW (palabra de estado de programa), un puntero de stack de 8 bits, un puntero de datos de 16 o de 2×8 bits DPTR, 4 puertos de 8 bits para ser utilizado como E/S y/o direcciones, datos o bus de comandos, un registro doble de comunicaciones serie SBUF, 3 pares de registros TH0-L0, TH1-TL1 y TH2-TL2, los cuales en conjunto forman 3 temporizadores de 16 bits T0, T1 y T2, un par de registros de almacenamiento intermedio RCAP2H-RCAP2L, para un cierto número de funciones del temporizador T2 y, finalmente, una fila de registros para varias funciones de comando: IP (prioridad de interrupción), IE (permisión de interrupción), TMOD, TCON y T2CON para los temporizadores, SCON (control serie) y PCON (control de tensión).

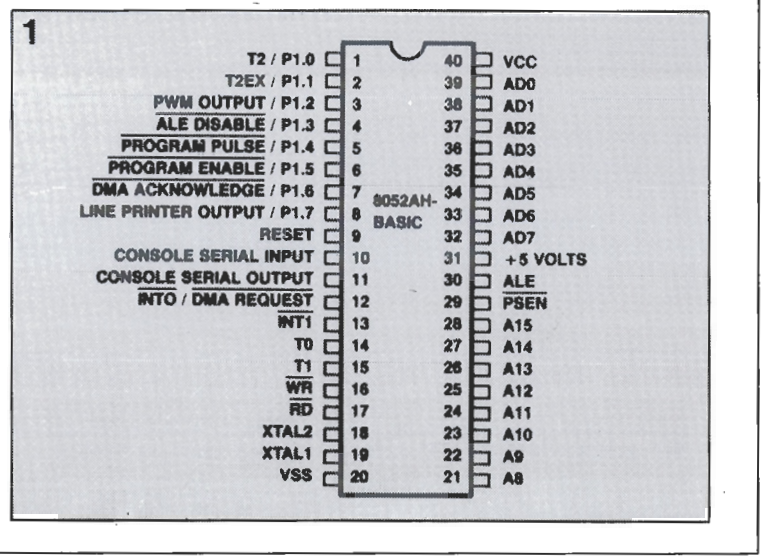


Figura 1. Disposición de las patillas del microcontrolador 8052AH-BASIC de Intel.

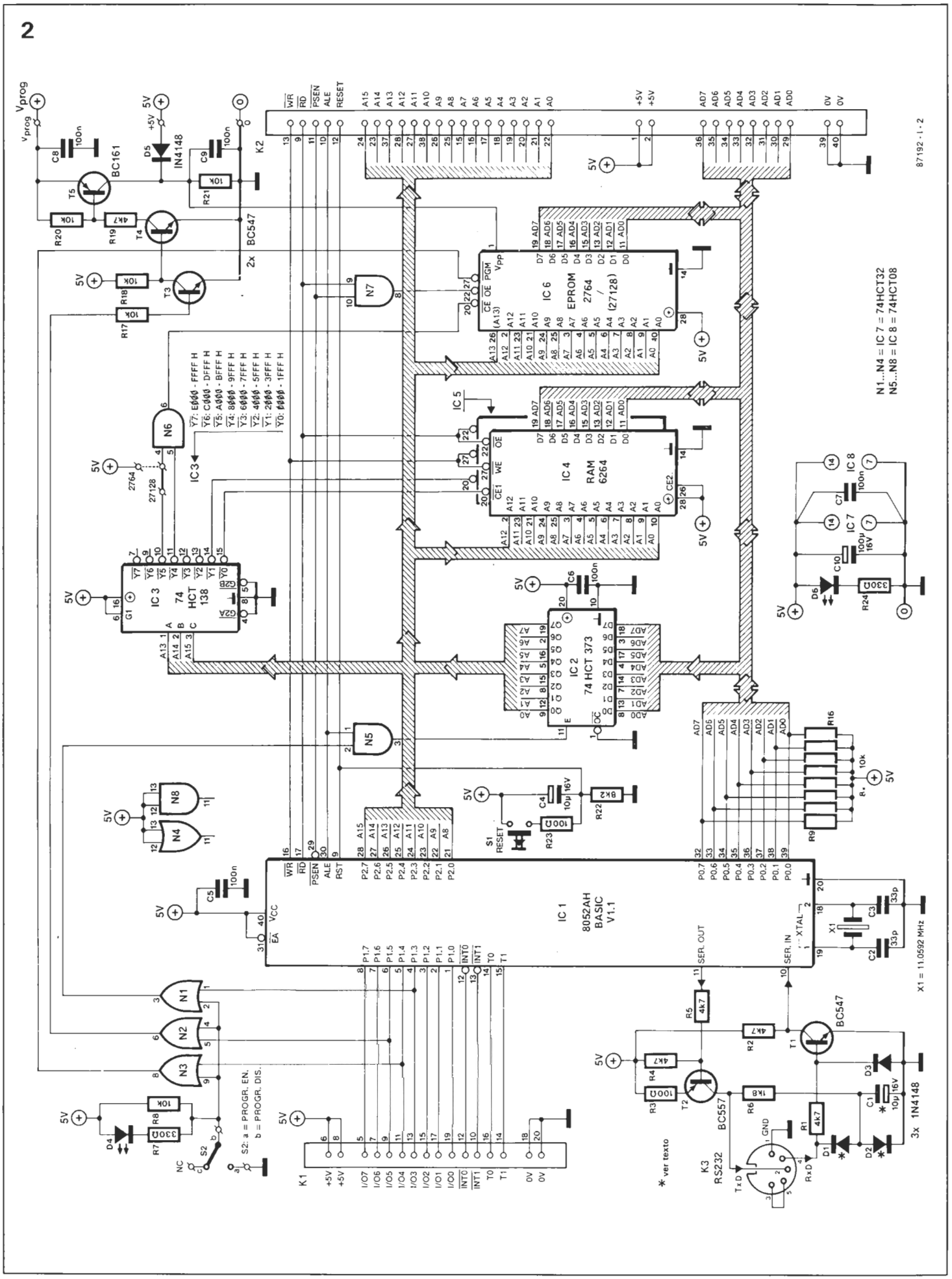
Tabla 1

Conector K1:		Conector K2:			
Patilla	**Patilla**	**Patilla**	**Patilla**	**Patilla**	**Patilla**
1 NC	2 NC	1 +5 V	11 $\overline{\text{PSEN}}$	21 A1	31 D2
3 NC	4 NC	2 +5 V	12 RESET	22 A0	32 D3
5 I/07	6 +5 V	3 NC	13 $\overline{\text{WR}}$	23 A14	33 D4
7 I/06	8 +5 V	4 NC	14 NC	24 A15	34 D5
9 I/05	10 $\overline{\text{INT1}}$	5 NC	15 A7	25 A8	35 D6
11 I/04	12 $\overline{\text{INT0}}$	6 NC	16 A6	26 A9	36 D6
13 I/03	14 T1	7 NC	17 A5	27 A11	37 A13
15 I/02	16 T0	8 NC	18 A4	28 A12	38 A10
17 I/01	18 ▬	9 RD	19 A3	29 D0	39 ▬
19 I/00	20 ▬	10 ALE	20 A2	30 D1	40 ▬

Tabla 1. Disposición de las patillas de los conectores K1 y K2.

Descripción del circuito

El diagrama del circuito del ordenador BASIC se muestra en la figura 2. El intérprete de BASIC de 8 Kbytes está incluido en el microcontrolador, IC1. La EPROM IC6 soporta los programas BASIC de usuario. La memoria mínima para el 8052AH-BASIC es de 1 Kbyte, empezando en la dirección 0000. En la aplicación que nos ocupa, la memoria RAM es de 8 Kbytes (0000-1FFF) o 16 Kbytes (0000-3FFF), dependiendo de si se incluyen uno o dos chips 6264 de memoria (IC4; IC5). Las opera-


2
N1...N4 = IC 7 = 74HCT32
N5...N8 = IC 8 = 74HCT08
IC 1 8052AH BASIC V1.1
IC 2 74 HCT 373
IC 3 74 HCT 138
IC 4 RAM 6264
IC 5
IC 6 EPROM 2764 / (27128)
IC 7
IC 8
K1
K2
K3 RS232
S1 RESET
S2: a = PROGR. EN.
b = PROGR. DIS.
* ver texto
X1 = 11.0592 MHz
3x 1N4148
2x BC547
BC161
BC557
87192-1-2

ciones de lectura y escritura son controladas directamente por las señales /WR y /RD, respectivamente. La estructura de memoria del 8052AH-BASIC no está sujeta al modelo clásico Von Neumann: la memoria de programa es distinta de la de datos, lo que explica la combinación lógica de la señal /PSEN (permiso de almacenamiento de programa: control de las operaciones de lectura en una memoria de programa externa) con la de /RD en la puerta N7 para seleccionar el área de memoria RDM (2764=8 Kbytes desde 8000 hasta 9FFF; 27128=16 Kbytes desde 8000 hasta BFFF). Esto no satura las posibles configuraciones de memoria para el 8052AH-BASIC, pero forma una combinación práctica y a la vez que eficiente (ver fig. 3). En el

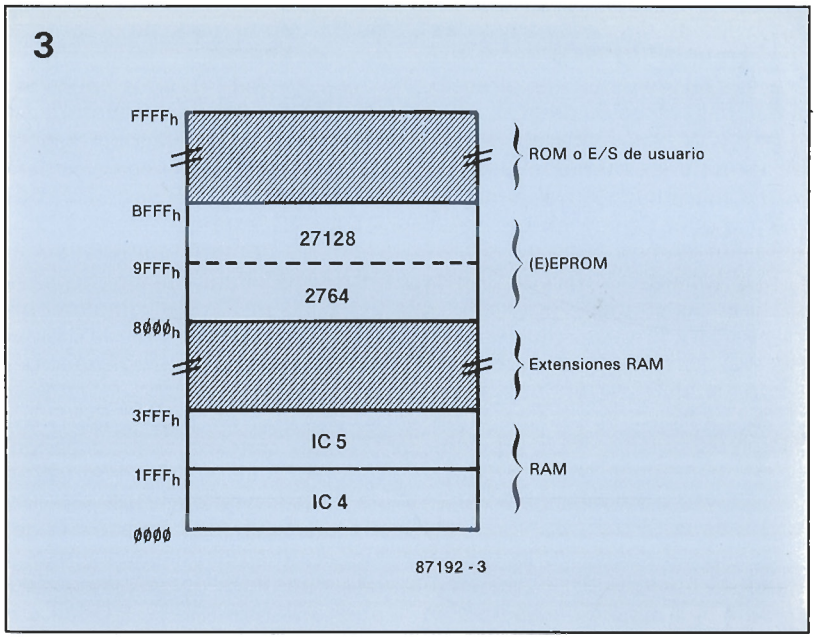


Figura 2. Esquema eléctrico del ordenador BASIC.

Figura 3. Estructura de la memoria del 8052AH-BASIC.

modo programación de EPROM, el microcontrolador direcciona a las EPROMs en el área de memoria que comienza en la dirección 8000. El decodificador IC3 divide la memoria en bloques de 8 Kbites. La puerta AND N6 lo hace posible combinando dos señales de selección de bloque cuando la EPROM empleada es del tipo 27128. Normalmente, el latch oc-

Fabricante	Tipo	Capacidad de memoria	Vpp
AMD	AM2764	8K×8	21 V
	AM2764A	8K×8	12,5 V
	AM27128	16K×8	21 V
	AM27128A	16K×8	12,5 V
Fujitsu	MBM2764	8×8	21 V
	MBM27C64	8K×8	21 V
	MBM27128	16K×8	21 V
Hitachi	HN482764	6K×8	21 V
	HN27C64	8K×8	21 V
	HN482764P	8K×8	21 V
	HN4827128	16K×8	21 V
	HN27128P	16K×8	21 V
Intel	2764	8×8	21 V
	P2764	8K×8	21 V
	2764A	8K×8	12,5 V
	27C64	8K×8	12,5
	P2764A	8K×8	12,5 V
	27128	16K×8	21 V
	27128A	16K×8	12,5 V
	P27128A	16K×8	12,5 V
Mitsubishi	**M5L2764**	**8K×8**	**21 V**
	M5L27128	**16K×8**	**21 V**
National Semiconductor	NMC27C64	8K×8	12,5 V
	NMC27CP128	16K×8	12,5 V
NEC	μPD2764	8K×8	21 V
	μPD2727C64	8K×8	21 V
	μPD2764C	8K×8	21 V
	μPD27C64C	6K×8	21 V
	μPD271288	16K×8	21 V
	μPD27128C	16K×8	21 V
Rockwell	R87C64	8K×8	21 V
	R27C64P	8K×8	21 V
SEEQ	2764	8×8	21 V
	27128	16K×8	21 V
SGS/ATES	M2764	8K×8	21 V
Texas Instruments	TMS2564	8K×8	25 V
	TMS2764	8K×8	21 V
	TMS27128	16K×8	21 V
Thomson-CSF	ET2764	8K×8	21 V
Toshiba	8K×8		21 V
	8K×8		21 V
	16K×8		21 V
TMM2764			
TMM2764DI			
TMM27128			

El tipo indicado puede ir acompañado por una indicación de tiempo de acceso.

Tabla 2. Tensiones de programación para algunas EPROM que pueden ser cargadas en el ordenador BASIC.

GAYMAKIT

VISITENOS EN S.I.M.O. DEL 18 AL 25 NOV. PABELLON 15-STAND L 62



Equipo de mantenimiento y limpieza multiuso

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

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

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

tal IC2 demultiplexa los datos y los bytes de direcciones más bajos con la ayuda de la señal ALE (permisión de latch de direcciones). En el modo de programación de EPROM, sin embargo, el byte de direcciones menos significativo es mantenido en el latch por mucho más tiempo que el usual en ciclos de bus.

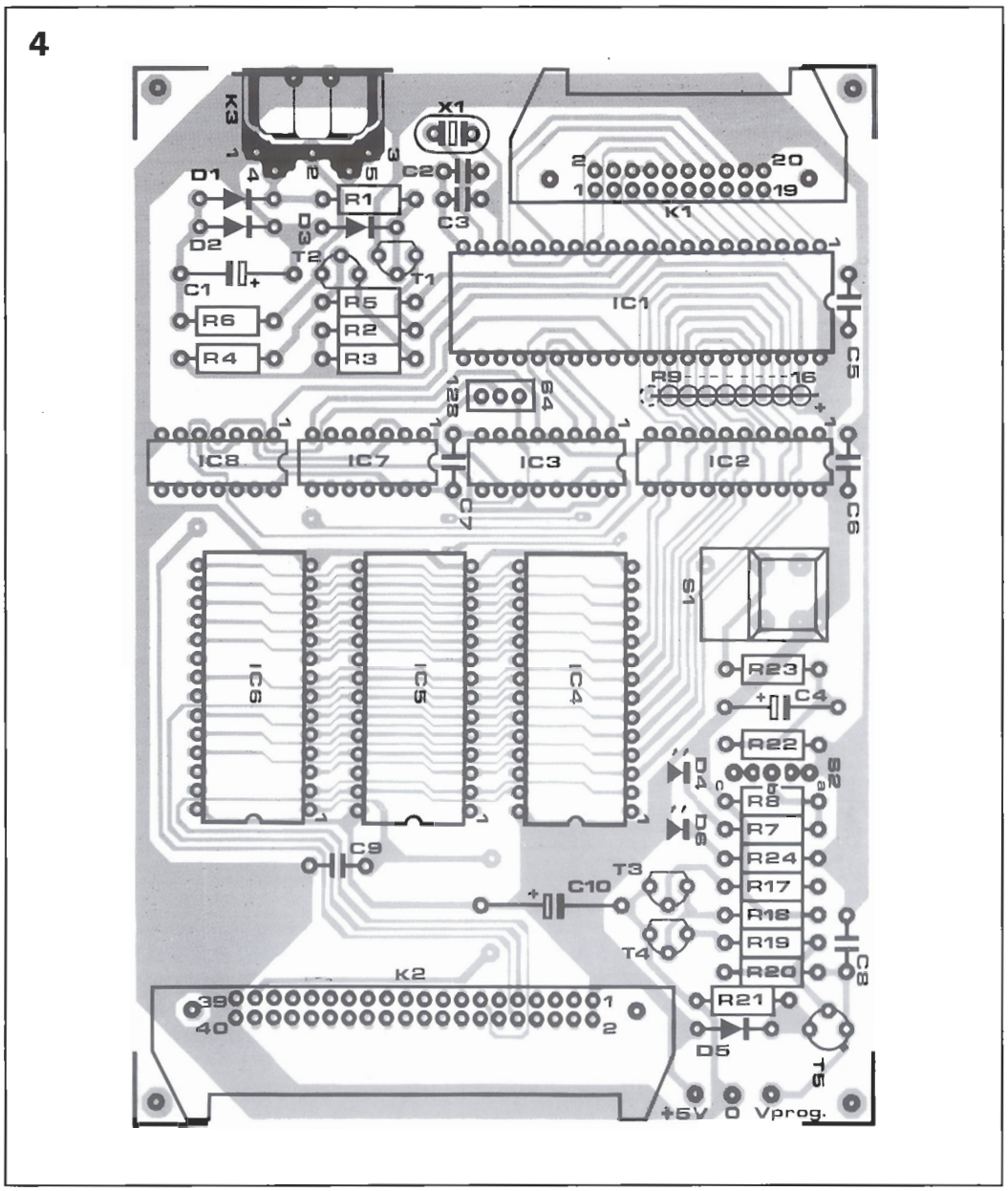
Esto mismo ocurre con el byte de direcciones más significativo y la palabra de datos (la duración normal del ciclo de programación es de unos 50 ms). El Software no tiene control directo sobre la duración del pulso de ALE, y éste es, por tanto, inhibido con la ayuda de N1, N5 y el nivel lógico bajo en la salida de la CPU P1.3.

Cuando el puerto P0 es utilizado en el modo E/S, las resistencias de pull-up son necesarias en las salidas de drenador abierto. Normalmente este puerto funciona como bus de datos-direcciones, pero funciona como puerto de E/S en el modo de programación de EPROM.

Los niveles TTL en la salida serie, P3.1, del microcontrolador son convertidos a sus correspondientes positivos o negativos para el terminal. El rectificador D1-D2-C1 está conectado a la línea TXD del terminal para suministrar la alimentación negativa al transistor T2. Los componentes D1 y D2 pueden ser omitidos, y el condensador C1 reemplazado por un puente cuando el terminal acepte y envíe pulsos con nivel TTL. Las conexiones en el conector de E/S serie, K3, se muestran en el esquema eléctrico.

En la tabla 1 se muestra la designación de patillas del conector K1, que lleva las 8 líneas del puerto de periféricos P1, las entradas de interrupción /INT0 y /INT1, y las líneas T0 y T1 que configuran las respectivas entradas de los temporizadores. Los pares de líneas /WR y /RD, R×D y T×D, /INT0 Y /INT1, y T0 y T1 que juntos forman el puerto P3 del 8052AH-BASIC. A parte de su uso normal como líneas de E/S, las líneas del puerto P1 pueden ser utilizadas para aplicaciones especiales. Por ejemplo, P1.0 y P1.1 pueden suministrar señales de disparo a la vez que pulsos de reloj al temporizador T2. Esta es una función estándar del 8052 y no una característica particular del intérprete de BASIC. Las líneas P1.3, P1.4 y P1.5 son utilizadas para la programación de la mayor parte de las EPROMs y EEPROMs tipo 2764 y 27128. La salida P1.6 está conectada a la entrada INT0 para la consecución de un dispositivo de DMA (acceso directo a memoria). La salida P1.7 puede actuar como un canal serie directo para manejo de, digamos, una impresora, controlada con la ayuda de los comandos List# y PRINT#. Hay aún más instrucciones BASIC para el puerto 1; PWM, por ejemplo, que permite el control del ancho de impulso en la salida P1.2, mientras que la instrucción PORT1 permite el acceso directo de lectura/escritura. La designación de señales en el conector K2 se muestra en la tabla 1. Este conector lleva las líneas AD0...AD7, A0...A15, y el bus de comandos, permitiendo así la conexión inmediata de circuitos periféricos o de DMA. Es posible detener al procesador en el modo de «desocupado» («idle») y así permitir que un procesador o microcontrolador externo consiga el acceso a la memoria del ordenador BASIC. El modo «desocupado» se inicia con la ayuda del correspondiente comando BASIC, y puede ser utilizado para conmutar al microcontrolador al estado de inactivo cuando no se requiera el estado operativo. El oscilador del reloj está incluido en el 8052AH-BASIC y únicamente requiere un cristal de cuarzo y 2 condensadores. La frecuencia del cristal mencionada de 11.0592 MHz es necesaria para asegurar el correcto temporizado del canal serie, el reloj de tiempo real y los pulsos para la programación de las EPROMs. Cuando se pretenda utilizar, por ejemplo, un cristal de 12 MHz, el procesador ha de ser informado declarando XTAL=12000000. Debe remarcarse el hecho de que cualquier otra frecuencia de reloj distinta de 11.0592 MHz redundará en la imprecisión de las operaciones de los contadores. El procesador

Figura 4. Dispositivo de componentes para el ordenador BASIC. La placa de circuito impreso está disponible, lista para el montaje a través del servicio EPS.



será puesto a cero e inicializado en el encendido bien automáticamente (R22-C4) o manualmente (S1). La entrada EA (dirección externa) se mantiene en nivel lógico alto dado que el intérprete de BASIC está en un área de memoria interna.

Programación de EPROMs

La posibilidad de programación de (E)EPROM en el ordenador BASIC es, sin ninguna duda, uno de sus mayores atractivos. Hay que resaltar que el ordenador no es un mero programador de EPROMs, sino un sistema de manejo y almacenamiento de datos que puede ser personalizado para la aplicación en cuestión. Mientras se comunica con el usuario a través del terminal, el 8052AH-BASIC puede almacenar en EPROM (sub)rutinas BASIC editadas, depuradas y probadas para facilitar la llamada de estas «herramientas» en cualquier momento. Antes de que la programación se efectúe, el microsoftware en el 8052AH-BASIC tiene buen cuidao de simbolizar todo el programa objeto para asegurar un compacto almacenamiento. Dependiendo del modo de programación, ciertos parámetros son almacenados junto con el programa, y están instantáneamente disponibles cuando es cargado y ejecutado. Estos parámetros de programa incluyen velocidad en baudios, la variable MTOP, bandera de autoejecución y una bandera que permite saltarse la rutina de inicialización de memoria al encender (esto es particularmente útil cuando la memoria se alimenta con baterías).

Finalmente, es posible utilizar el BASIC para cargar una EPROM con un programa ensamblador para que sea ejecutado automáticamente después del pulso de RESET.

Con referencia al esquema eléctrico, cuando la línea P1.5 pasa a nivel bajo, los transistores T3, T4 y T5 aseguran que la tensión de programación alcanza al terminal Vpp de la EPROM. Las tensiones de programación de algunas EPROMs se muestran en la tabla 2. El microcontrolador sitúa al byte de direcciones menos significativo en las líneas AD0...AD7, desactiva ALE haciendo que P1.3 pase a nivel lógico bajo. El byte de direcciones permanece en el latch IC2 durante el resto del ciclo de programación. El byte de direcciones más significativo es situado en las líneas A8...A15 y el byte de datos en las líneas D0...D7 de la EPROM a programar. Entonces, la salida P1.4 se pasa a nivel bajo, y el byte es programado en la EPROM, ya que /PGM pasa a nivel bajo mientras se aplica Vpp. Las instrucciones PROG y FPROG seleccionan entre dos duraciones de ciclo de programación de 50 y 1 ms, respectivamente. La instrucción FPROG utiliza un algoritmo de programación inteligente, y pudiera requerir la subida de la tensión de alimentación de la EPROM de 5 a 6 V, que no es proporcionada por el presente circuito. En cualquier caso, la duración del pulso PGM viene dado por la frecuencia de reloj del microcontrolador, y el operador XTAL debe ser definido como anteriormente se expuso. El pulsador S2 permite el bloqueo de las 3 señales de programación. Esto se hace por razones de seguridad, dado que el puerto P1 puede ser utilizado para otros propósitos distintos del de programación de EPROMs. Hasta 255 módulos BASIC pueden ser soportados en una misma EPROM y cualquiera de éstos puede llamar a los otros. El 8052AH-BASIC automáticamente asigna un número a los programas anteriormente almacenados en la EPROM. Este número es mandado al terminal para información del usuario. Para cargar o ejecutar cualquiera de los módulos BASIC ha de hacerse con la ayuda de los comandos ROM X seguido de RUN. La variable X es el número correspondiente al módulo deseado. Los módulos pueden ser copiados de la EPROM a la RAM mediante el comando XFER.

El programador tiene acceso a una extensa biblioteca de rutinas en el intérprete de BASIC. El BASIC también permite la llamada a subrutinas externas en código máquina suministrada por el usuario. Debe notarse, sin embargo, que escribir (rápido) código máquina requiere un ensamblador 8051 y, por supuesto, considerable experiencia trabajando a

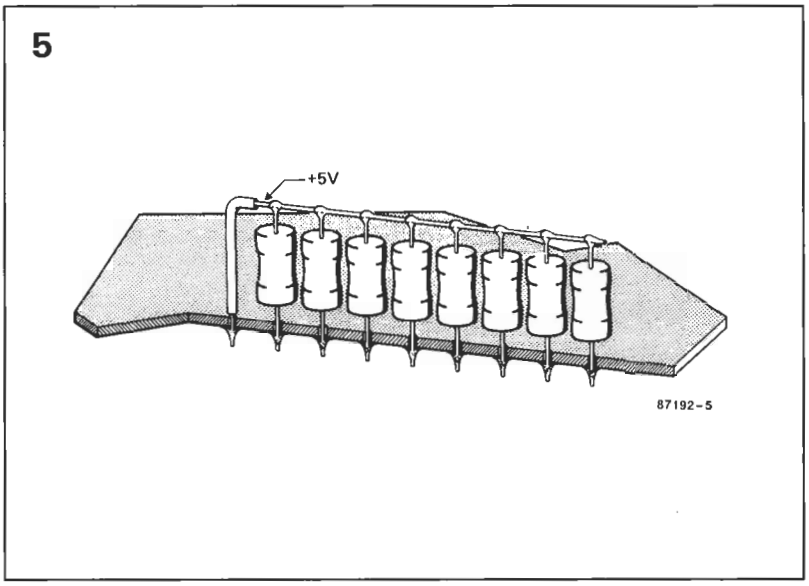


Figura 5. Ejemplo de la utilización de 8 resistencias comunes en vez de la red SIL.

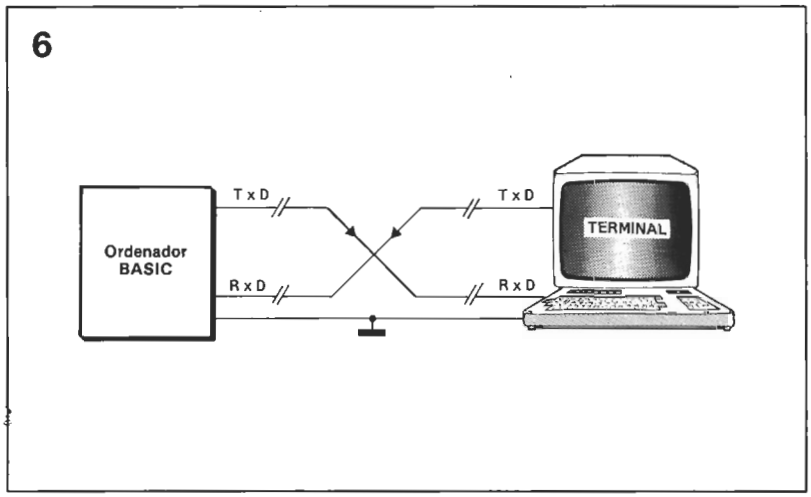


Figura 6. Conexión con tres hilos entre el ordenador BASIC y el terminal.

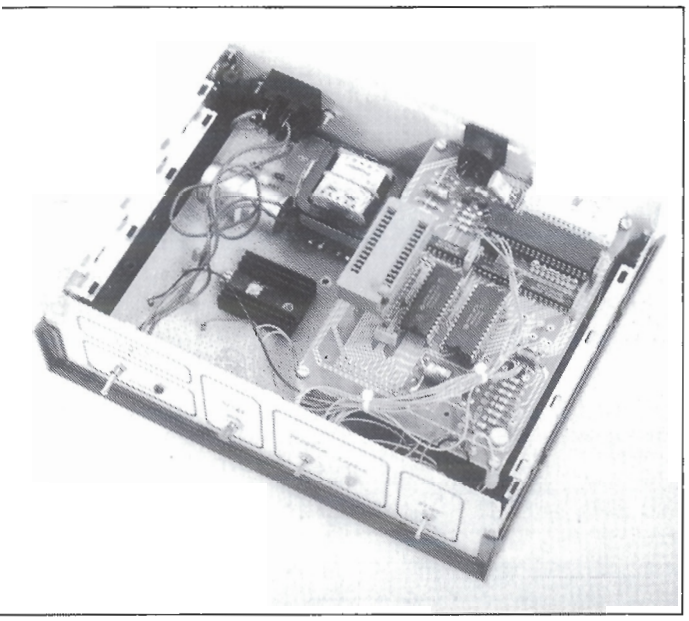
Lista de componentes

Resistencias (±5%):
R1; R2; R4; R5; R19=4K7
R3; R23=100 Ω
R6=1K8
R7; R24=330 Ω
R8; R17; R18; R20; R21=10K
R9...R16=Red SIL de 10K u 8 resistencias de 10K
R22=8K2

Condensadores:
C1; C4=10µ; 16 V
C2; C3=33p cerámica
C5...C9 incl.=100n
C10=100µ; 16 V

Semiconductores:
D1; D2; D3; D5=1N4148
D4=LED verde
D8=LED rojo
T1; T3; T4=BC547
T2=BC557
T5=BC161
IC1=8052AH-BASIC VERSION 1,1*
IC2=74HCT373
IC3=74HCT138
IC4; IC5=6284 8Kx8 estática RAM CMOS
IC6=2764 ó 27128 (ver texto)
IC7=74HCT32
IC8=74HCT08

VARIOS:
S1=Pulsador Digitast, o SIE D15
S2=conmutador miniatura
K1=Conector acodado de 20 patillas para circuito impreso, con ganchos laterales de retención
K2=Conector acodado de 40 patillas para circuito impreso, con ganchos laterales de retención
K3=Conector DIN 5 patillas para montaje sobre circuito impreso
X1=Cristal de cuarzo de 11,0592 ó 1,059 MHz, con encapsulado HC-18
Zócalo de fuerza de inserción nula de 28 patillas
Puentes y espadines de conexión
EPS 87192
Caja de plástico adecuado
Fuente de alimentación adecuada

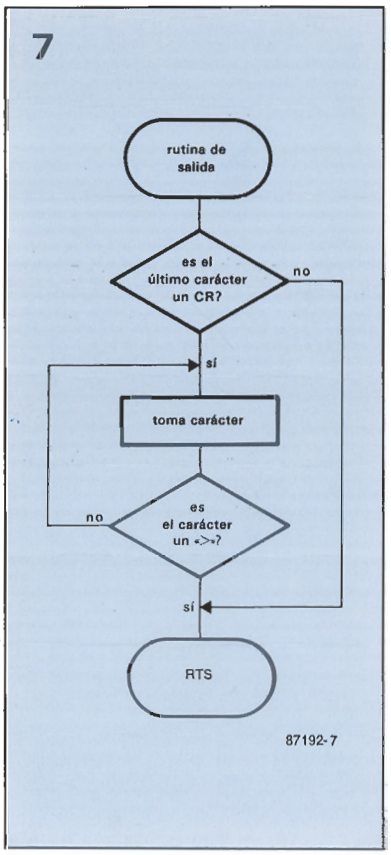


Figua 7. El terminal debe esperar a la petición < desde el ordenador BASIC antes de enviar una nueva línea de comandos.

Tabla 3

Comandos	Sentencias		Operadores	
RUN	BAUD	ONTIME	ADD (+)	DBY( )
CONT	CALL	PRINT	DIVIDE (/)	XBY( )
LIST	CLEAR	PRINT#	EXPONENTIATION (^)	GET
LIST#	CLEAR(S&I)	PRINT@ (V1.1)	MULTIPLY (*)	IE
LIST@ (V1.1)	CLOCK(1&0)	PH0.	SUBTRACT (-)	IP
NEW	DATA	PH0.#	LOGICAL AND (.AND.)	PORT1
NULL	READ	PH0.@ (V1.1)	LOGICAL OR (.OR.)	PCON
RAM	RESTORE	PH1.	LOGICAL X-OR (.XOR.)	RCAP2
ROM	DIM	PH1.#	LOGICAL NOT (.OR.)	T2CON
XFER	DO-WHILE	PH1.@ (V1.1)	ABS( )	TCON
PROG	DO-UNTIL	PGM (V1.1)	INT( )	TMOD
PROG1	END	PUSH	SGN( )	TIME
PROG2	FOR-TO-STEP	POP	SQR( )	TIMER0
PROG3 (V1.1)	NEXT	PWM	RND	TIMER1
PROG4 (V1.1)	GOSUB	REM	LOG( )	TIMER2
PROG5 (V1.1)	RETURN	RETI	EXP( )	XTAL
PROG6 (V1.1)	GOTO	STOP	SIN( )	MTOP
FPROG	ON-GOTO	STRING	COS( )	LEN
FPROG1	ON-GOSUB	UI(1&0)	TAN( )	FREE
FPROG2	IF-THEN-ELSE	UO(1&0)	ATN( )	PI
FPROG3 (V1.1)	INPUT	LD@ (V1.1)	=, >, >=, <, <=, <>	
FPROG4 (V1.1)	LET	ST@ (V1.1)	ASC( )	
FPROG5 (V1.1)	ONERR	IDLE (V1.1)	CHR( )	
FPROG6 (V1.1)	ONEX1	RROM (V1.1)	CBY( )	

Tabla 3. Lista de las instrucciones soportadas por el 8052AH-BASIC.



nivel de código máquina. La utilización y manejo de la opción de programación de EPROMs es extremadamente directa. Todo lo que se requiere es situar una EPROM en IC6, aplicar la correcta tensión de programación, conmutar S2 a PROGEN, cargar el fichero BASIC en RAM e introducir el comando PROG. El resto de los comandos de programación (F)PROG1...(F)PROG6 permiten almacenar información auxiliar del programa, incluyendo el indicador de la velocidad en baudios y la bandera de autoejecución. Las opciones disponibles son descritas en el manual de programación de Intel.

Construcción

Debe reiterarse el hecho de que el ordenador descrito está dirigido principalmente para ayudar en el desarrollo de hardware y software para procesos automatizados y para controladores inteligentes autónomos o registradores de datos, donde el control de tiempos es un requisito esencial.

La placa de circuito impreso para el ordenador BASIC es de doble cara y taladros metalizados. El plano de disposición de los componentes se muestra en la figura 4.

Es recomendable la utilización de zócalos de buena calidad para todos los circuitos integrados. El zócalo para la EPROM IC6 puede ser del tipo patilla redonda, aunque un zócalo del tipo ZIF (fuerza de inserción cero) como el que aparece en la fotografía del prototipo puede que sea lo más conveniente. Asegúrese de adquirir el microcontrolador modelo 8052AH-BASIC V1.1. Los conectores K1 y K2 fueron pensados como expansión, y no necesitan ser instalados todavía. Inicialmente una única RAM, IC4, es suficiente, ya que proporciona un área de memoria de unos 7 Kbytes para los programas BASIC. Las resistencias R9...R15 forman una red del tipo SIL de 8 unidades, pero pueden utilizarse 8 resistencias normales montadas verticalmente, con la salvedad de puntear el común con un pequeño trozo de cable conectado a +5 V, como se muestra en la figura 5. La función de los LEDs, D4 y D6 es evidente a la vista del esquema eléctrico. La tensión de alimentación y programación es aplicada al circuito a través de patillas soldadas a la placa y conectores hembra, ayudados con el aislamiento del tubo plástico termorretráctil. No confundir las conexiones Vcc y Vpp. El pulsador PROG.EN, S2, y el selector de EPROM, S3 pueden ser reemplazados por 3 patillas y un conector hembra a modo de puente si no se pretende programar habitualmente EPROMs o cambiar entre 2764 y 27128.

La EPROM IC6 no es necesaria para hacer funcionar el circuito. No debe ser montada hasta que pueda ser programada con módulos BASIC y sólo cuando el ordenador está apagado.

La fuente de alimentación para el ordenador BASIC puede ser una del tipo regulado con salidas de 5 V (500 mA) y la(s) tensión(es) de programación.

Inicialmente, los chips de CPU y memorias no serán insertados en la tarjeta hasta que la tarjeta ya completada haya sido alimentada con Vcc y Vpp. Consulte el esquema eléctrico y compruebe cuidadosamente que existe tensión de alimentación en todos los puntos necesarios. Asegúrese también que no hay cortocircuito alrededor del pin 28 de IC5, ya que la tensión de programación discurre próxima a éste. Apague la alimentación y cuidadosamente introduzca los chips de CPU y RAM(s) en su posición correcta y encienda otra vez la alimentación.

Comunicaciones: el terminal

El formato de los datos serie en el ordenador BASIC es:
8 bits de datos, sin paridad, 1 bit de stop.

La mayoría de terminales, consolas y programas de emulación de terminales pueden soportar este formato.

La conexión de tres hilos entre el ordenador BASIC y el terminal se muestra en la figura 6. Por el lado del terminal, puede que sea necesario puntear algunas líneas de protocolo del RS232 (consulte la documentación correspondiente). Una solución que funciona en la mayoría de los casos es interconectar las siguientes patillas en el conector de 25 líneas del RS232:
4–5–8 y
6–20 (algunas veces 6–20–22).
Donde – indica la conexión.

El ordenador BASIC tiene una rutina interna de velocidad en baudios. Presione RESET, espere un segundo aproximadamente y presione la tecla de espacio en el teclado del terminal. El mensaje:

*MSC-51(tm) BASIC V1.1
READY
>

se mostrará en la pantalla del terminal, estando ya el ordenador BASIC en disposición de aceptar comandos.

Después de ser presionado el RESET, la CPU inicializará su RAM interna, unos ciertos punteros y registros. Entonces comprobará, inicializará y determinará el tamaño del área de memoria esterna (IC4 e IC5). A continuación, el tamaño de la memoria será almacenado con la ayuda del operador MTOP (zona más alta de la memoria), el operador XTAL es definido (por defecto: 11059200) y, finalmente la CPU leerá los datos en la dirección 8000 para comprobar la correcta definición de la velocidad en baudios programada en la EPROM IC6. Cuando es encontrado un byte de la velocidad en baudios, es almacenado en el registro T2CON. Entonces el ordenador se saltará su rutina automática de temporización de velocidad en baudios y funcionará a la velocidad serie programada, evitando la necesidad por parte del operador del terminal de presionar la tecla de espacio después de ser actuado el RESET en el ordenador BASIC. La máxima velocidad serie permitida es de 38,4 Kbits/s, y los caracteres de tem-

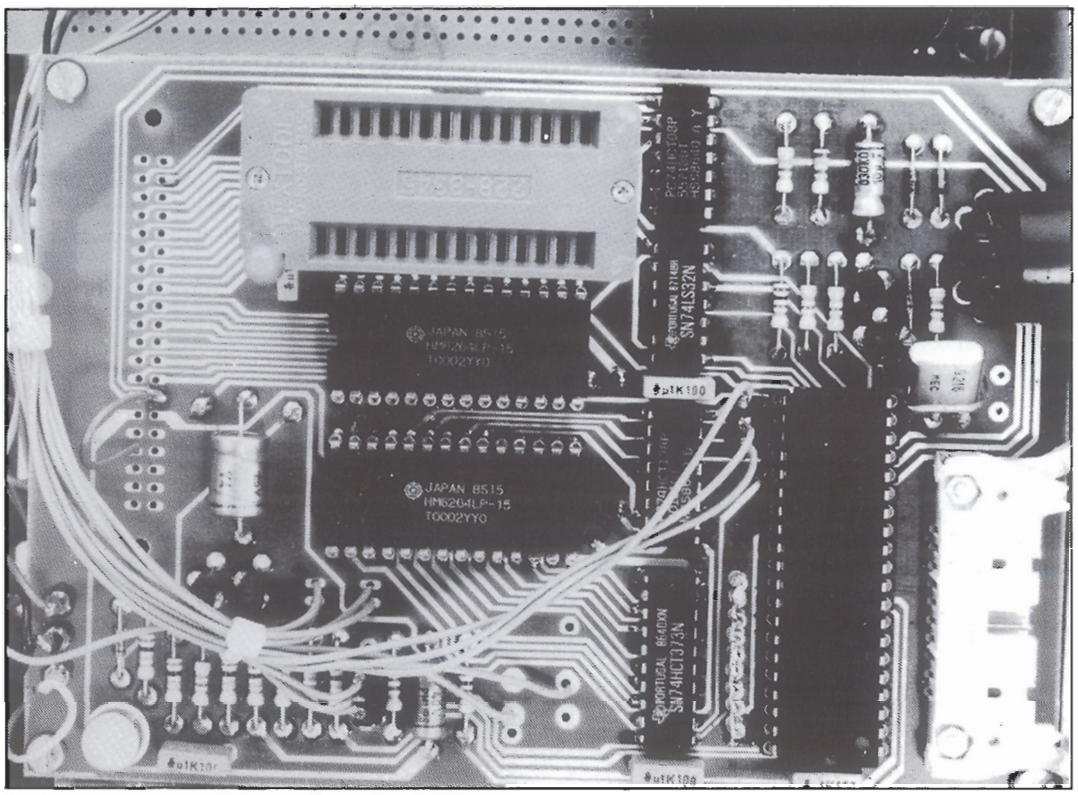


Tabla 4

```
A>DEBUG SENDBAS.COM
-D 0100 01FF
1E48:0100  B4 00 B0 02 CD 10 8C C8-05 10 00 8E D8 BB ED 00   ................
1E48:0110  53 E8 3B 00 7A 26 E9 94-00 5B 8A 07 43 53 3C 1A   S.;.z&...[..CS<.
1E48:0120  74 F4 3C 0A 74 16 B4 01-BA 00 00 CD 14 B4 02 BA   t.<.t...........
1E48:0130  00 00 CD 14 B4 02 8A D0-CD 21 EB DD B4 02 BA 00   .........!......
1E48:0140  00 CD 14 8A D0 B4 02 CD-21 3C 3E 75 EF EB CA B4   ........!<>u....
1E48:0150  09 BA B0 00 CD 21 B4 0A-BA CB 00 CD 21 BB CC 00   .....!......!...
1E48:0160  8A 07 3C 00 75 03 EB 45-90 BB CD 00 B9 1E 00 8A   ..<.u..E........
1E48:0170  07 3C 0D 74 06 43 E2 F7-EB 05 90 B0 00 88 07 B4   .<.t.C..........
1E48:0180  3D BA CD 00 B0 00 CD 21-8B D8 B4 3F B9 FF FF BA   =.......!...?....
1E48:0190  ED 00 CD 21 8B D8 B4 3E-CD 21 B0 20 B4 01 BA 00   ...!...>.!. ....
1E48:01A0  00 CD 14 B0 0D B4 01 BA-00 00 CD 14 C3 5B CD 20   .............[.
1E48:01B0  0D 0A 0A 0A 0A 20 20 20-20 20 45 4E 54 45 52 20   .....      ENTER
1E48:01C0  46 49 4C 45 4E 41 4D 45-3A 20 24 1E 00 00 00 00   FILENAME: $.....
1E48:01D0  00 00 00 00 00 00 00 00-00 00 00 00 00 00 00 00   ................
1E48:01E0  00 00 00 00 00 00 00 00-00 00 00 00 00 1A 26 00   ..............&.
1E48:01F0  74 09 E8 40 E1 E8 1B F1-E8 BC E1 A1 D6 26 A3 04   t..@.........&..
-
```

87192–T4

Tabla 4. Copia hexadecimal del SENDBAS.COM, controlador de ficheros para PCs y compatibles.

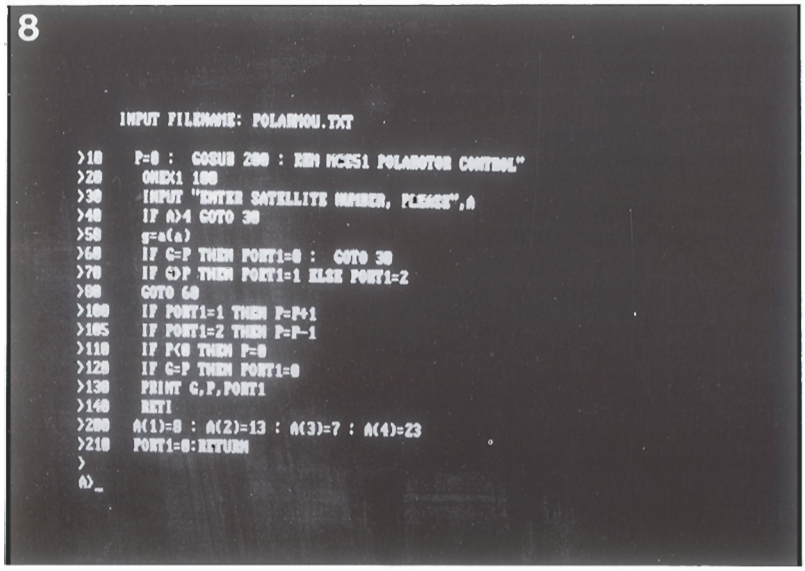


Figura 8. El programa SENDBAS.COM ha terminado de enviar un programa al ordenador BASIC a través del COM1: puerto de un PC XT turbo. La velocidad es de 1.200 baudios.

Tabla 5

```
      LIST
    10 MODE 7
    20 FOR ADDRESS=&4200 TO &426B
    30  READ BYTE
    40  ?ADDRESS=BYTE
    50 NEXT ADDRESS
    60 *SAVE PRDR-52 4200 4300 0400 0400
    70 END
    80 DATA &4C,&40,&04,&4C,&0F,&04,&4C,&26,&04,&4C,&3C,&04,&4C,&3D,&04
    90 DATA &48,&8A,&48,&98,&48,&A9,&02,&20,&EE,&FF,&A9,&02,&A2,&01,&20
   100 DATA &F4,&FF,&68,&A8,&68,&AA,&68,&60,&48,&8A,&48,&98,&48,&A9,&03
   110 DATA &20,&EE,&FF,&A9,&02,&A2,&00,&20,&F4,&FF,&68,&A8,&68,&AA,&68
   120 DATA &60,&A0,&00,&60,&8D,&FE,&04,&48,&8A,&48,&98,&48,&AD,&FE,&04
   130 DATA &C9,&0D,&F0,&09,&20,&EE,&FF,&68,&A8,&68,&AA,&68,&60,&20,&E7
   140 DATA &FF,&20,&E0,&FF,&C9,&0A,&D0,&F9,&20,&E0,&FF,&C9,&3E,&D0,&F2
   150 DATA &4C,&52,&04
>
                                                        87192-T5
```

Tabla 5. Este programa genera el PRDR-52, controlador de ficheros para el BBC micro con los programas VIEW y COMMUNICATOR.

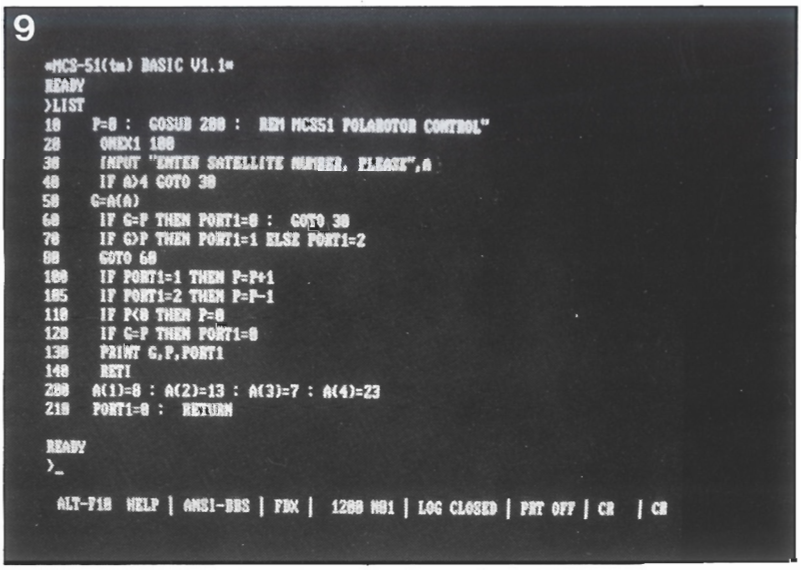


Figura 9. El ordenador BASIC está en línea otra vez, y ha recibido un programa para controlar el rotor de una antena de satélite. Observe el mensaje de bienvenida en lo alto de la pantalla y la línea de estado del programa PROCOMM en la parte inferior de la misma.

porización distintos de 20H (espacio) no son aceptados.

Para verificar el correcto funcionamiento del sistema, teclee

PRINT XTAL,TMOD,TCON,
T2CON <CR>

a lo que el ordenador contestará

11059200 16 244 52

El cursor del sistema > aparece en la pantalla para indicar que el ordenador está dispuesto para aceptar comandos que no serán ejecutados hasta ser recibido un <CR>. De hecho, el 8052AH-BASIC comienza a simbolizar y almacenar los comandos BASIC después de recibir la orden de retorno de carro («carrige return»=ODH). Dependiendo de la longitud de la línea y de la complejidad de el(los) comando(s), tomará un cierto tiempo, y no deben ser enviados nuevos caracteres hasta que la CPU responda con el cursor, indicando la finalización del proceso de almacenamiento.

El ordenador BASIC será probablemente programado y controlado idóneamente con la ayuda de un micro personal con puerto RS232. Al igual que para el software, un programa de comunicaciones o de emulación terminal con un procesador de textos, permitirá una edición y carga de ficheros BASIC de una forma muy eficiente. El diagrama de flujo de la rutina de E/S serie para soportar el protocolo mencionado anteriormente, se muestra en la figura 7. La tabla 4 representa una copia hexadecimal de un sencillo supervisor de ficheros para IBM PC y compatibles. El programa se llama SENDBAS.COM y fue escrito por H. Peters. Carga ficheros BASIC (ASCII) de disco, y los envía al ordenador BASIC a través del puerto serie COM1:, en concordancia con el método anteriormente descrito de protocolo basado en la petición de comando del ordenador.

El programa es grabado y escrito en el disco con la ayuda de DEBUG, que puede ser encontrado en el disco del DOS (utilice una versión 3.1 o posteriores). Formatee un disco virgen y copie en él DEBUG.COM. Seleccione el drive correspondiente, por ejemplo, el B:. Siga con estas instrucciones si no está familiarizado con el manejo de DEBUG:

DEBUG<CR>

Llene un bloque de 256 bytes con ceros:

F 0100 01FF 00<CR>

Nombre el programa:

NSENDBAS.COM<CR>

Listo para introducir los 256 bytes:

E 100<CR>

Introduzca los bytes (no las direcciones) de la tabla 4, empezando con B4. Las primeras direcciones de 2 bytes en cada línea son irrelevantes en este caso. Utilice el guión para las correcciones y la barra espaciadora para proceder con el siguiente byte. Teclee un <CR>cuando el bloque esté completo, chequeando la pantalla en concordancia con la tabla 4. Si fuera necesario, consulte el capítulo del comando DEBUG en el manual del DOS.

Consulte los punteros de bloque:

RCX<CR>

y teclee

00FF<CR>

después del punto y coma. Haga lo mismo con

RBX<CR>

y otra vez

00FF<CR>

Escriba el fichero .COM en el disco:

W<CR>

Abandone DEBUG

Q<CR>

El controlador de ficheros está ahora disponible en disco, y puede ser llamado con el comando SENDBAS. Compruebe el progra-

ma: la pantalla es limpiada, y aparecerá el texto
ENTER FILENAME:
(INTRODUZCA EL NOMBRE DEL FICHERO). Teclee <CR> para retornar al entorno DOS.

El programa SENDBAS.COM fue comprobado en unión con el programa de comunicaciones para PCs y compatibles PROCOMM 2.4.2, un versátil programa de comunicaciones.

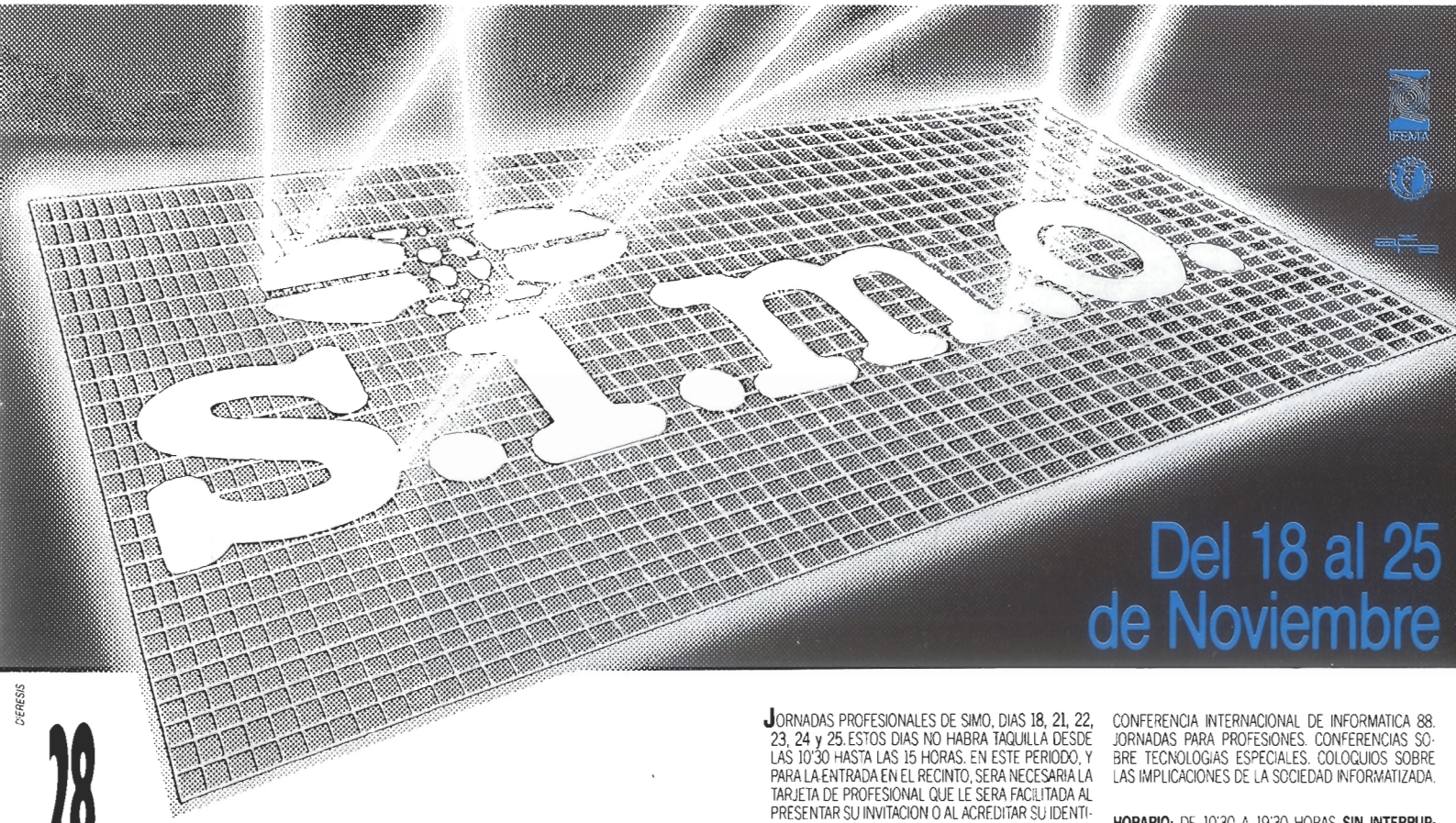
Los ficheros de textos BASIC fueron preparados y almacenados en disco en formato de texto DOS utilizando el procesador de textos WORDPERFECT 4.2. Por supuesto, otras combinaciones de procesadores de textos y programas de comunicaciones pueden también servir, escribiendo los textos de ficheros BASIC en formato de texto DOS (ASCII), sin los códigos de control específicos del procesador de textos utilizado. Es muy conveniente que el programa de comunicaciones ofrezca la posibilidad de un comando que conmute al SHELL o DOS, para así temporalmente retornar al DOS, lanzar el programa SENDBAS para cargar el fichero actualizado y retornar al ordenador BASIC a través de EXIT. El programa SENDBAS toma control sobre la velocidad de comunicación elegida, esperando la petición y <CR> desde el ordenador antes de enviar una nueva línea a través de COM1:. La escritura del fichero puede ser vista en la pantalla. Una vez enviado un fichero con el SENDBAS y salido del DOS para retornar al programa de comunicaciones, teclee un <CR> cuando el ordenador BASIC muestre en pantalla

READY
<

Teclee LIST para chequear el contenido del nuevo programa, y ejecútelo... La utilización del SENDBAS.COM con un PC-XT turbo se ilustra en las figuras 8 y 9.

En la tabla 5 aparece el listado de un sencillo controlador de ficheros para el micro BBC. Este programa trabaja conjuntamente con el procesador de textos VIEW, la salida serie del micro y el programa de comunicaciones COMMUNICATOR, configurado como terminal VT52, XON/XOFF y 9600 baudios. Se supone aquí que el lector está suficientemente familiarizado con estos programas, su manera de ejecutarlos y de abandonarlos. Compruebe la comunicación entre el micro BBC y el ordenador BASIC presionando el botón de RESET y pulsando a continuación la barra espaciadora, como se describió anteriormente. Los propietarios del micro MASTER pueden hacer valer la facilidad incluida en el mismo de funcionar como terminal, obviando la necesidad de adquirir separadamente un programa de comunicaciones.

Abandone el COMMUNICATOR, ejecute el BASIC e introduzca el listado de la tabla 5. Ejecute el programa. Creará una pequeña rutina en código máquina llamada PRDR-52 (controlador de impresora para el 8052AH-BASIC), que será automáticamente salvado en disco. Seleccione el canal de salida serie del ordenador tecleando FX5,2. Ejecute el VIEW (*W), y cargue o escriba el programa (por ejemplo, un fichero de texto) para el ordenador BASIC. Instale el PRDR-52 en el puerto serie tecleando PRINTER PRDR-52 en el modo comando. El fichero del VIEW es ahora enviado al ordenador BASIC a la velocidad especificada.. El hecho de que el VIEW no pueda enviar más que páginas completas no tiene trascendencia aquí. Abandone el VIEW y ejecute el programa de emulación de terminal para controlar directamente el ordenador BASIC.



CERESIS

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

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

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

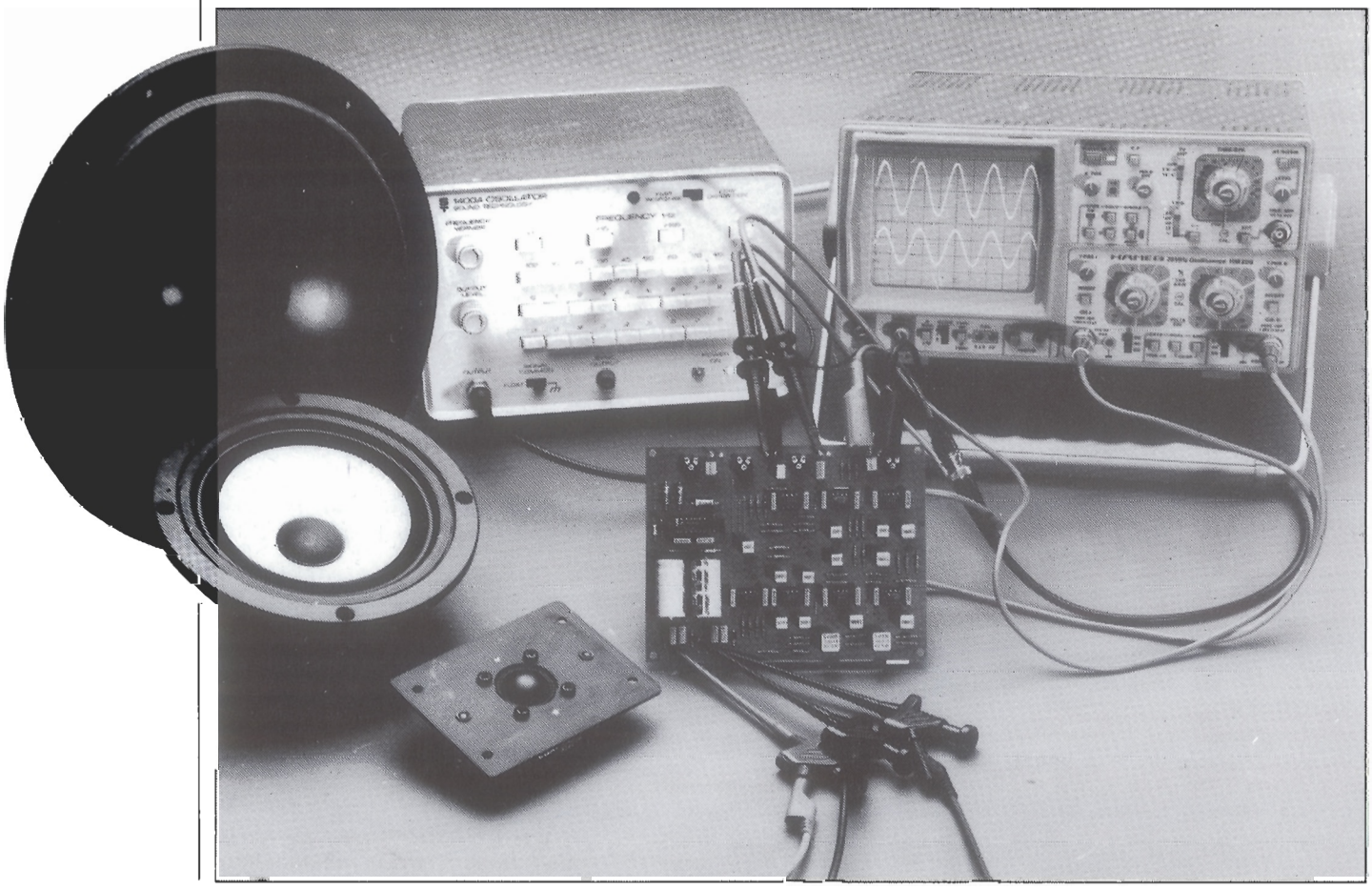
CONFERENCIA INTERNACIONAL DE INFORMATICA 88. JORNADAS PARA PROFESIONES. CONFERENCIAS SOBRE TECNOLOGIAS ESPECIALES. COLOQUIOS SOBRE LAS IMPLICACIONES DE LA SOCIEDAD INFORMATIZADA.

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

PROHIBIDA LA ENTRADA A MENORES DE 18 AÑOS.

En este artículo vamos a describir un nuevo tipo de filtro activo para altavoces. En el caso de un sistema activo de 3 vías, es capaz de suprimir todo desfase entre las frecuencias de transición de los diferentes altavoces, lo cual mejora sensiblemente el rendimiento acústico de todo el sistema, en comparación con un sistema equipado con filtros convencionales.

FILTRO ACTIVO SUSTRACTIVO PARA ALTAVOCES



Antes de pasar a exponer las alabanzas del filtro protagonista de estas líneas, conviene recordar el problema más importante que produce un filtro de los llamados «ordinarios».

Para simplificar las cosas, supongamos que estamos ante el caso de un sistema de dos vías que se compusiera de un filtro paso-bajo y un paso-alto. La utilización de un filtro paso-bajo conlleva un retardo en la transmisión de la señal, mientras que en el caso de un paso-alto, su característica es exactamente la contraria: provoca una aceleración de la señal. Esto puede plantear determinados problemas en cuanto al punto de corte de frecuencias de los dos altavoces:

— En un instante determinado las dos señales se anulan mutuamente.

— Las fuertes variaciones de la evolución en fase deterioran el rendimiento de la caja acústica.

— El haz de radiación resulta dependiente de las frecuencias.

El filtro ideal no debería producir el menor desfase, de manera que el diagrama de radiación sería óptimo. Desgraciadamente esta utopía aún no existe y dudamos que llegue a existir algún día. Los esfuerzos de la investigación en este campo llevan a la aproximación que consiste en un filtro compuesto por dos secciones, una paso-bajo y otra paso-alto, lo cual introduce un retardo de transmisión constante sobre el conjunto del rango de audio. Ya existe un prototipo realizado según este principio, pero en razón de su complejidad y de su nivel de ruido intrínseco, demasiado elevado, debido a sus numerosos amplificadores operaciones, no es viable. La llegada al mercado electrónico de convertidores A/D y D/A (A=analógico, D=digital) cada vez más rápidos y potentes así como una línea de retardo digital deberían, en un próximo futuro, permitir una realización práctica de rendimiento adecuado.

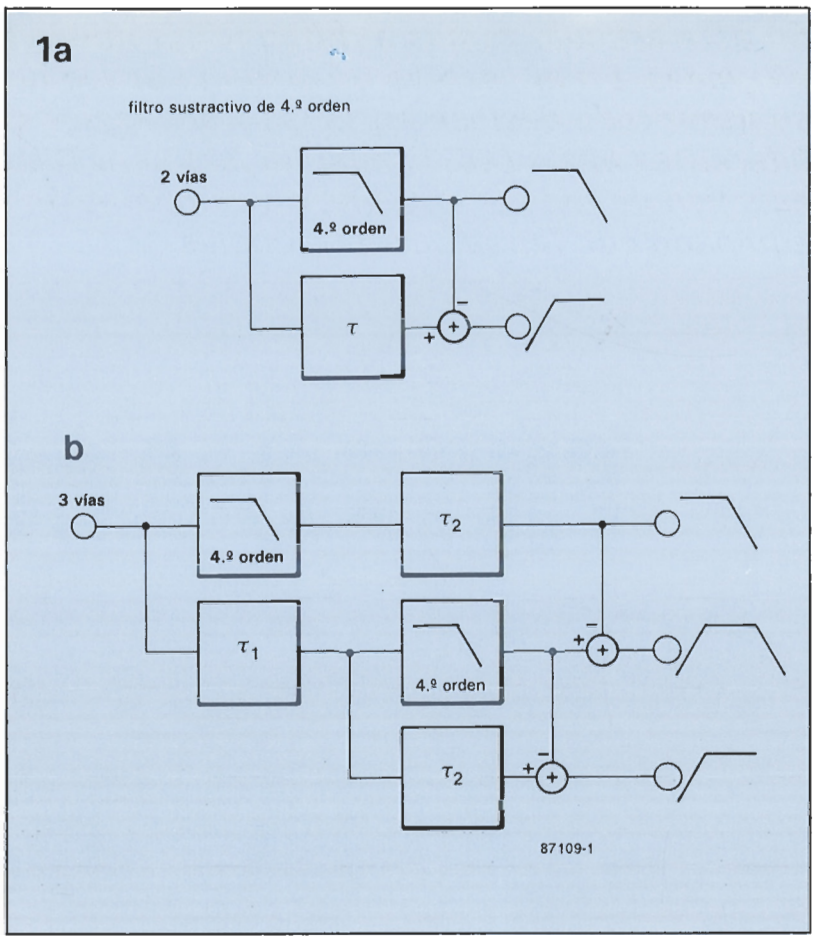


Figura 1. Diagrama de bloques de un filtro sustractor cronocompensado, en su versión de 2 vías (1a) y en su versión 3 vías (1b).

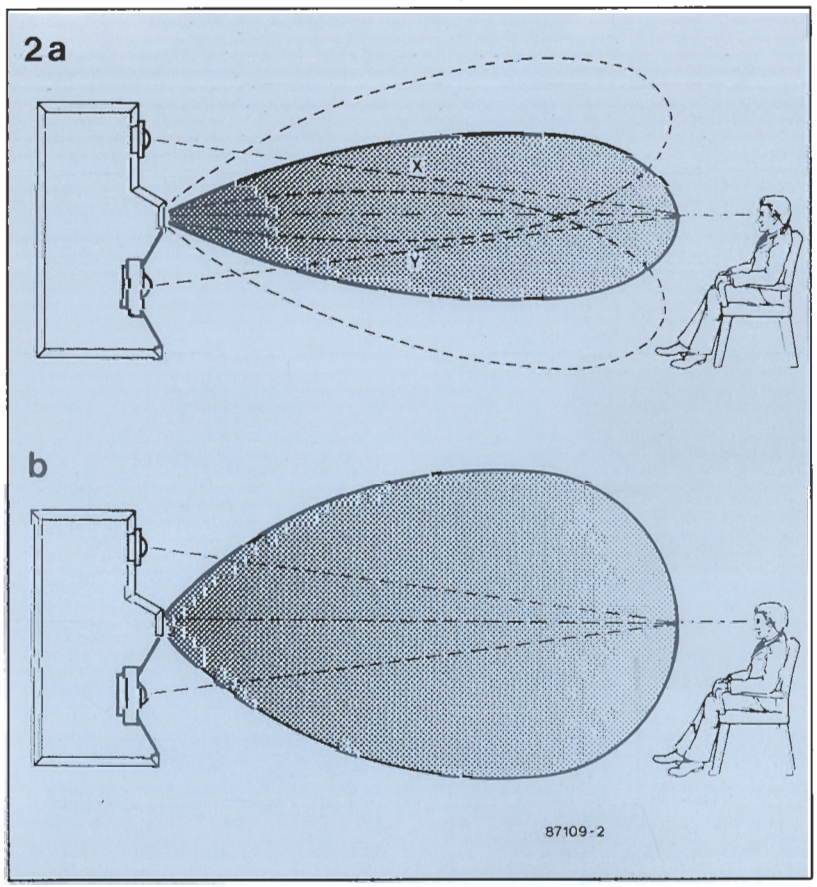


Figura 2. El comportamiento de radiación de un filtro sustractor es notablemente mejor en el ámbito de las frecuencias de corte. El lóbulo de la figura 2a es el que representa a un filtro ordinario, mientras que en la 2b puede verse el efecto de un filtro sustractor.

Un concepto mejor

Hace algunos años la revista «Journal of the Audio Engineering Society» publicó la descripción de un filtro (teórico) de fase lineal, fruto de los trabajos de Mrs. Lipshitz y Vanderkooy. La base de esta realización consistía en un filtro paso-bajo que, asociado a un circuito de retardo y otro de sustracción, cumplía a la vez la función de filtro paso-alto. Esta aproximación a la utopía, no permite sin embargo, llegar a un retardo constante sobre el conjunto del margen de audio, pero la variación de este retardo es muy len-

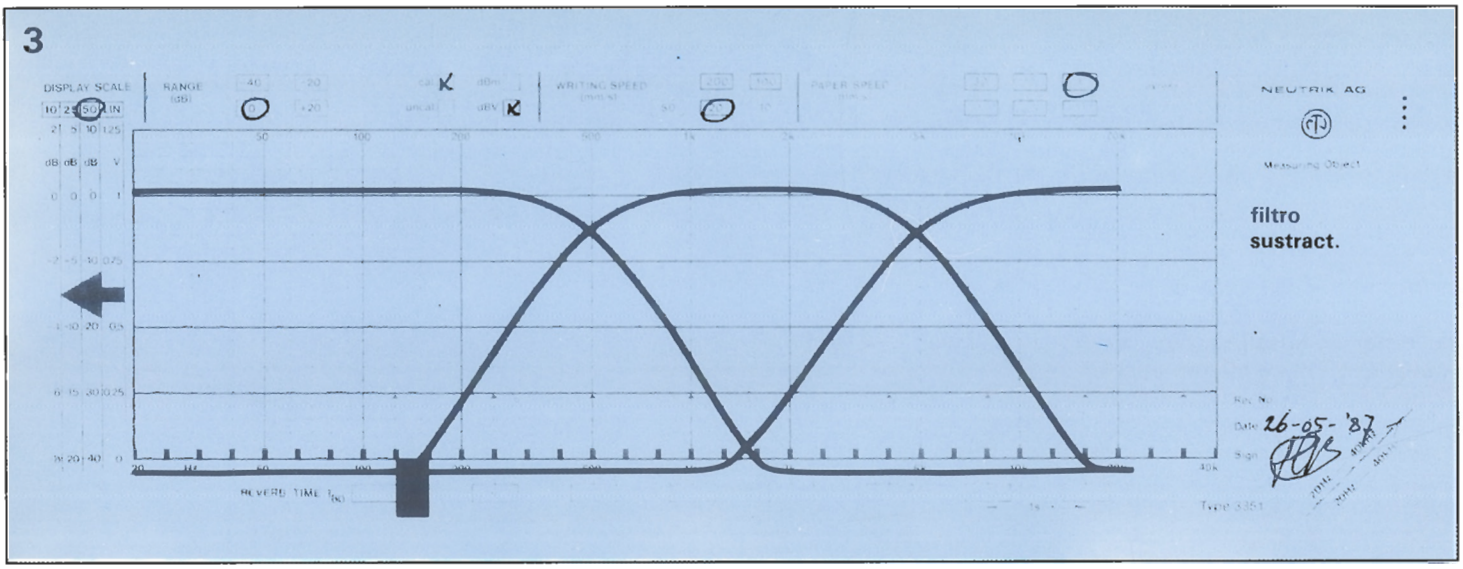


Figura 3. Representación de las tensiones de salida de las tres secciones del filtro. Al ser el desfase nulo, los puntos de corte se sitúan en ±6 dB.

ta. Por otra parte la ausencia de desfase entre los diferentes altavoces, aún cerca del umbral de las frecuencias de corte es asombrosa. Este es uno de los filtros más próximos al ideal descrito anteriormente. La figura 1 nos muestra el diagrama de bloques de uno de estos sistemas, ya sea de dos vías (figura 1a) o de tres vías (figura 1b). Debemos insistir en la importancia que toma el circuito de retardo en este concepto.

En efecto, existen filtros que no incorporan más que el circuito de sustracción: en tal caso no pueden proporcionar una constante igualdad de fases entre los altavoces.

El artículo en cuestión suscitó, evidentemente el interés de los especialistas de audio del equipo de investigación de Elektor, colocándoles ante el desafío intelectual de lograr un filtro sustractivo (llamado de esta forma, en razón del circuito de sustracción que lo integra) funcional. De hecho su denominación completa debería de ser «filtro activo sustractivo cronocompensado», que, como pueden ver, se trata de un nombre demasiado largo para un título. A pesar de que hemos exprimido sistemáticamente los artículos de nuestros colegas, nunca hemos encontrado montaje alguno de este tipo. El resultado de todo ésto es, a nuestro humilde juicio, uno de los mejores filtros del momento, superando muy sensiblemente los filtros Bessel, Butterworth y Linkwitz.

El principio del filtro sustractor de la figura 1 es abrumadoramente sencillo: un filtro paso-bajo de cuarto orden (de tipo convencional) suministra la señal correspondiente a la etapa de audio de graves. El bloque de retardo está constituido de tal manera que presenta una evolución de la fase idéntica a la del filtro paso-bajo con la diferencia de que, en este caso, deja pasar todas las frecuencias. Si en esta situación, se le resta a la señal de salida del filtro paso-bajo la señal «retardada», obtendremos un nuevo filtro paso-alto con la misma variación de fase que el conjunto paso-bajo. De ellos se deduce que ya no se tendrán problemas con la frecuencia de transición, del tipo de los que se pueden plantear con filtros convencionales. La suma de las dos señales de salida referidas da como resultado una característica totalmente plana.

Como puede verse en la figura 1b, el diagrama de bloques del sistema de 3 vías es sensiblemente más complejo. La disposición de los elementos puede recordar a la de la figura 1a: para las frecuencias medias hay que añadir un filtro paso-bajo más en el trayecto central para obtener una función pasobanda. Es necesaria una compensación más en la sección paso-bajo, que se obtiene con la inclusión de una línea de retardo (T2). Luego no queda más que entrelazar las interconexiones. Cuando se asocia una segunda línea de retardo del tipo T2 y un circuito sustractor, el filtro de medios suministra la señal destinada a un tweeter (altavoz destinado a los agudos).

En el caso de un sistema de tres vías hay que recordar que el circuito de retardo T1 simula el retardo debido a la vía de graves, el retardo de T2, por su parte, hace la misma función con el circuito paso-bajo tomado en el trayecto de las frecuencias medias.

Mediante un croquis trataremos de ilustrar la característica de radiación de un sistema de altavoces equipado con un filtro sustractor. Con un sistema convencional, estaríamos en la situación ilustrada en la figura 2a; en los márgenes en que los altavoces generen las dos señales la radiación, la radiación tendrá prácticamente la forma de un pincel. Por otra parte la radiación varía en función de la frecuencia, de tal manera que el lóbulo de radiación sube o baja (lóbulos representados a trazos). Solamente el filtro de Linkwitz evita este inconveniente, ya que el lóbulo no varía de posición sea cual sea la frecuencia, pero la radiación no es óptima ya que sabemos que en las proximidades de la frecuencia de corte los altavoces reducen parcialmente su rendimiento acústico. La figura 2b nos muestra los efectos de un filtro sustractor. El espectro de radiación es más amplio y sea cual sea la frecuencia siempre apunta hacia la misma dirección. Para las diversas situaciones citadas anteriormente suponemos que los alojamientos acústicos de los altavoces en sus respectivas cajas de resonancia están situados sobre el mismo plano vertical; de lo contrario la situación no haría más que empeorar.

Realización práctica

En teoría todo parece relativamente sencillo. En la práctica nos encontramos ante el hecho de que es imposible realizar los diferentes retardos de fase mediante una sola línea de retardo (siempre y cuando se quiera limitar el número de componentes a una cantidad razonable). Deberemos

pues, optar por una función pasobajo cuya curva de fase sea simulada por un circuito de retardo lo más sencillo posible.

Las redes que permiten pasar todas las frecuencias son dispositivos un tanto curiosos; en determinada parte de su margen de frecuencias se caracterizan por un desfase sin la menor reducción de amplitud. Una propiedad típica de estos dispositivos es la de tener un desfase dos veces mayor que el que pueda tener un filtro de la misma categoría. Esta circunstancia limita la elección a filtros de orden par, de orden segundo, cuarto o sexto. En nuestro caso, nos hemos inclinado hacia un sistema de cuarto orden, que a la vez que tiene una pendiente aceptable, no supone una circuitería complicada. Para obtener el sistema en cuestión, necesitamos dos secciones idénticas del mismo orden segundo, a sabiendas que la red pasobanda es también de orden segundo. Sólo bajo esta condición la característica de fase de la red pasobanda será prácticamente idéntica a la del pasobajo. Según lo ya expuesto anteriormente, el filtro de Linkwitz-Riley parece ser adecuado para esta aplicación, y en efecto así lo es, ya que basta con dos amplificadores operacionales para constituir un filtro pasobanda relativamente sencillo que tendrá la misma característica de fase que la de un filtro de Linkwitz de cuarto orden. Al calcular el valor de los componentes de este circuito se deberá tener muy en cuenta que los puntos de corte de la característica, se sitúan en -6dB, como es el caso de un filtro de Linkwitz ordinario, siendo ésta la razón de que no exista desfase entre las dos vías.

La figura 3 representa la característica de amplitud del filtro sustractor. Las tres fotos de la pantalla de un osciloscopio muestran claramente el comportamiento del filtro; en ellas se pueden distinguir perfectamente las tensiones disponibles en las salidas de los graves y los medios, a una frecuencia ligeramente inferior a la de corte (3a), a la de corte (3b) y a otra algo mayor (3c). Se puede comprobar la ausencia de desfase perceptible entre las dos señales.

Descripción del circuito

La figura 4 da fe de que un filtro sustractor no es mucho más complejo que un filtro activo de 3 vías. El amplificador operacional A1 realiza la función de buffer entre la señal de entrada y el filtro en sí. P1 permite reducir, si fuera necesario, el nivel de la señal de entrada (téngase en cuenta que la ganancia total del filtro es 1).

Para entender el principio de funcionamiento del resto del circuito, observaremos la figura 1b. A2, A3 y sus componentes satélites, forman el filtro paso-bajo. La red pasobanda correspondiente

Figura 4. Esquema del filtro sustractor. El número de componentes utilizado no es mucho mayor que el necesario para la realización de un filtro convencional de 3 vías.

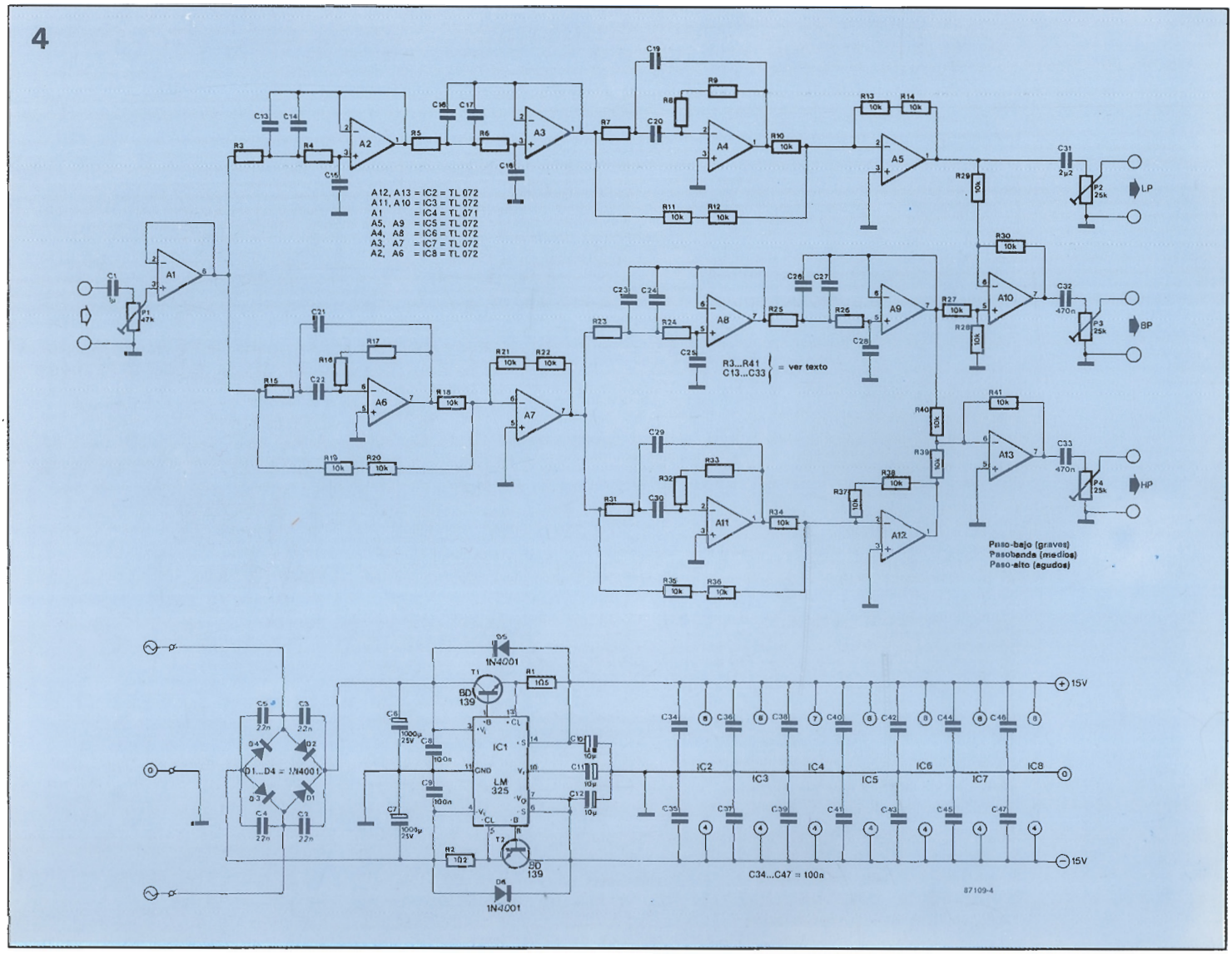
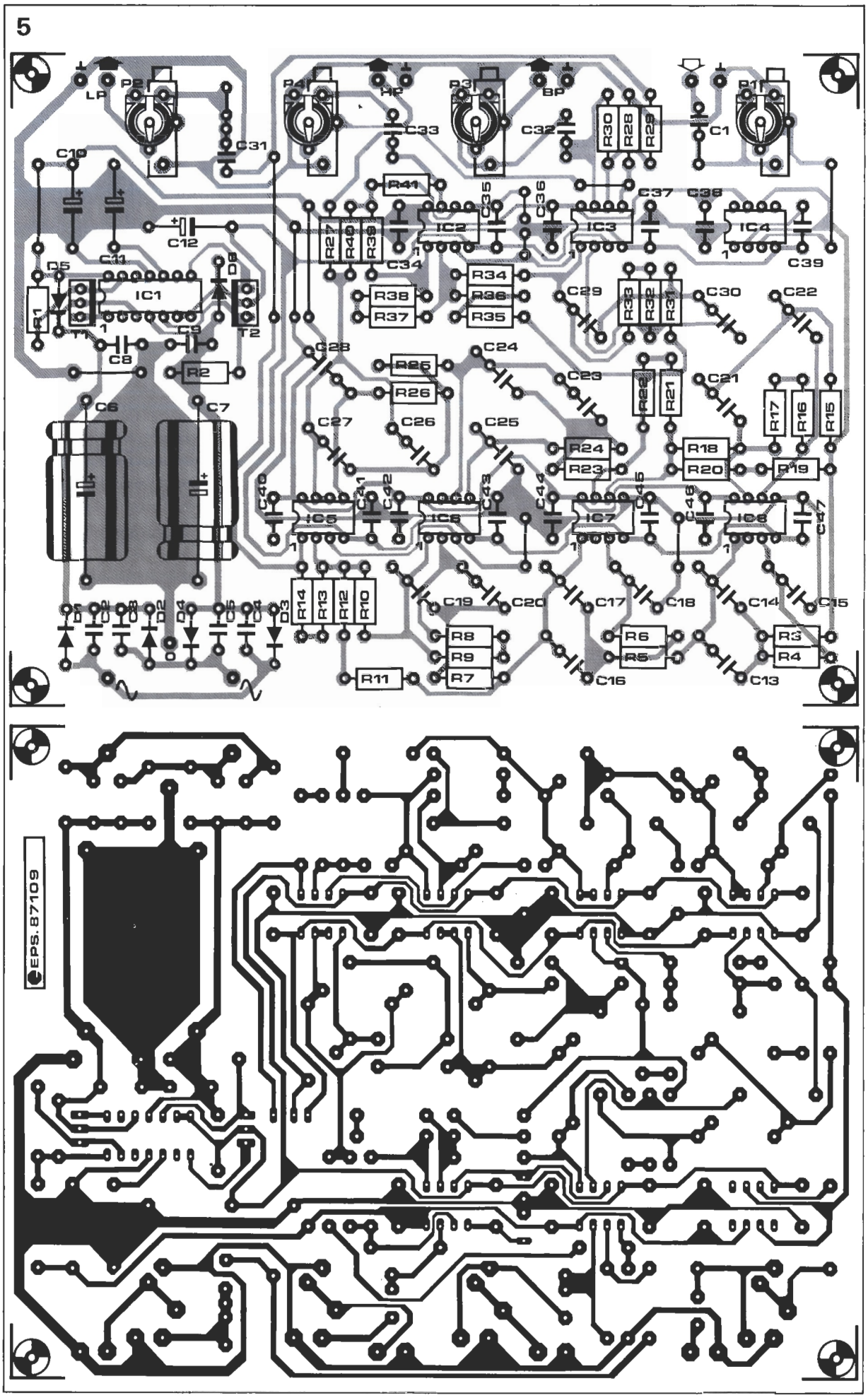


Figura 5. Representación de la serigrafía de implantación de componentes y diseño de las pistas del filtro. Siendo el objetivo de este circuito el incluirse dentro una pantalla acústica, se ha dotado a cada placa con su propio sistema de alimentación.



Lista de componentes

(los valores entre paréntesis son los correspondientes a las frecuencias de corte de 500Hz y 5kHz).

Resistencias:

R1=1Ω5
R2=1Ω2
R3...R9, R15...R17, R23...R26, R31...R33=* (22k51 (1%))
R10...R14, R18...R22, R27...R30, R34...R41=* (10 k (1%))
P1=ajust. 47 k (Cermet)
P2...P4=ajust. 25 K (Cermet)
* ver texto

Condensadores:

C1=1 μ (MKT)
C2...C5=22 n
C6, C7=1000 μ/25 V
C8, C9, C34...C47=100 n
C10, C11, C12=10 μ/25 V
C13...C18, C21, C22=* (10 n (Stiroflex 2,5%))
C19, C20, C23...C30=* (1 n (Estiroflex 2,5%))
C31=2μ2* (MKT)
C32, C33=470 n* (MKT)
* ver texto

Semiconductores:

D1...D6=1N4001
T1, T2=BD 139
IC1=LM 325
IC2, IC3, IC5...IC8=TL 072, NE5532, LF 353, LM 833, OP 215 (PMI)
IC4=TL 071, NE 5534, LF 356, OP 27 (PMI), OP 15 (PMI) IC4=TL 071, NE 5534, LF 356, OP 27 8PMI), OP 15 (PMI) EPS 87109.

tiene su eje en A6 y A7. Este montaje es en realidad, un filtro paso-banda (A6), cuya atenuación la compensa A7. El filtro paso-bajo de medios queda constituido por A8 y A9. A4 y A5 son dos redes pasobanda para los graves, mientras que A11 y A12, cumplen la misma función en lo que respecta a los agudos. De esta forma acabamos con lo referente a la constitución electrónica de los graves. Para obtener los medios, deberemos restar la señal de salida de A5 a la señal de salida de A9, operación efectuada por el operacional A10. Para realizar la función paso-alto, habrá que restar la señal de salida de A9 a la señal de salida de A12, resta que efectuará el operacional A13. La salida de cada sección cuenta con una resistencia ajustable que permite adaptar el nivel de la señal de salida correspondiente a las características del altavoz empleado.

Más adelante definiremos el valor de los componentes que determinan las frecuencias. En el esquema no hemos reflejado el valor de dichos componentes ya que lo hemos incluido en la lista de los mismos (para las frecuencias de transición de 500Hz y 5kHz, como ejemplo.)

La alimentación es de una complejidad destacada. Pensamos que para cualquier montaje de audio digno de este nombre, la calidad de la alimentación juega un papel primordial. IC1 es un regulador integrado que, asociado a dos transistores en serie, suministra una tensión simétrica. Los diodos D5 y D6 protegen al regulador para evitar la destrucción del mismo al desconectar la tensión.

Construcción

El circuito impreso que hemos concebido para este montaje es muy del estilo de Elektor, como se puede ver en la figura 5. Antes de comenzar la implantación de componentes, debemos determinar el valor de los mismos; se trata de una operación sencilla, ya que en este filtro respetamos las fórmulas de cálculo utilizadas para los filtros de Linkwitz. Para los graves (primera frecuencia de transición), utilizaremos la fórmula siguiente:

$C13=C14=C15=C16=C17=C18$ (valor típico = 10nF) $R3=R4=R5=R6=0.7071/(2\pi fk1\ C15)$.

Para la red pasobanda correspondiente tendremos:

$R15=R16=R17=R3$

$C21=C22=C15$.

De esta forma llegamos al filtro de los medios (segunda frecuencia de transición).

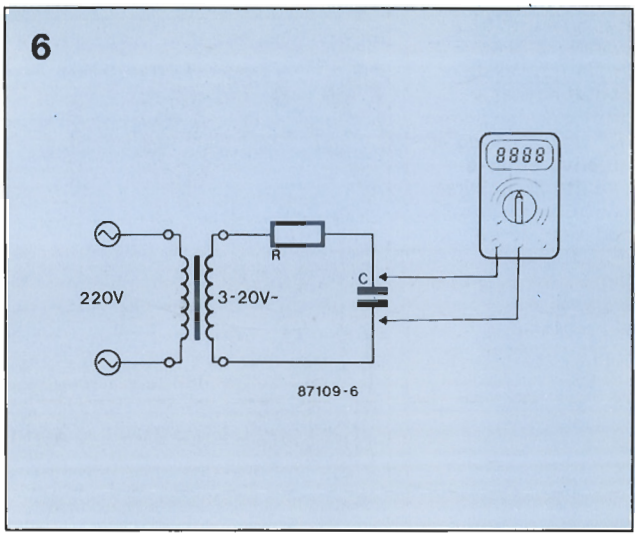
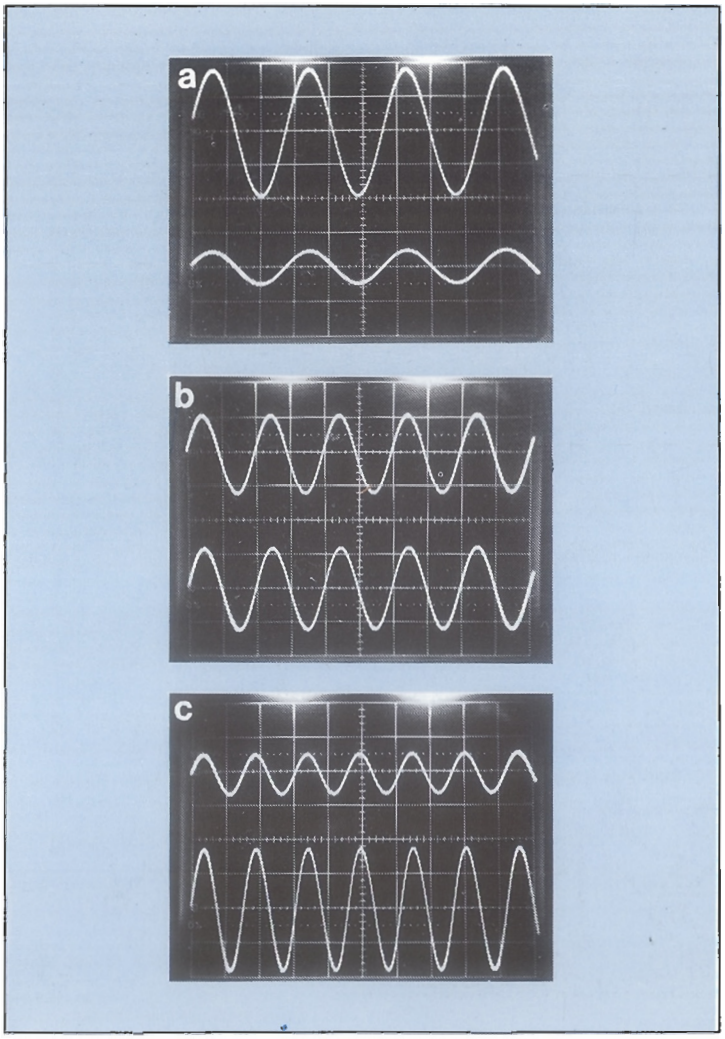


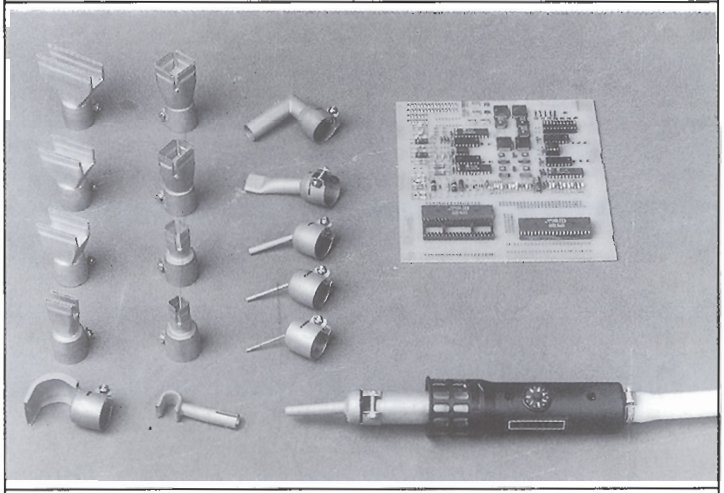
Figura 6. Este pequeño circuito auxiliar permite realizar una selección precisa de condensadores del mismo valor.



DESESTAÑADO Y ESTAÑADO SIN CONTACTO

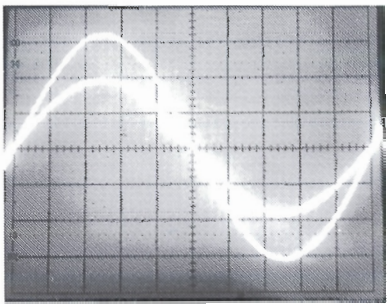
con el aparato de aire caliente Leister-Labor «S»

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



En la fotografía puede comprobarse que no existe el más mínimo desfase.

C23=C24=C25=C26=C27=C28 (valor típico =1nF)
R23 = R24 = R25 = R26 = = 0.7071/(2π fk2 C25).

Para las dos redes pasobandas correspondientes, tendremos:

R7=R8=R9=R31=R32=R33 y C19=C29=C29=C30=C25

Si se observa el esquema, se puede detectar que en varias ocasiones hemos colocado condensadores en paralelo y resistencias en serie, de forma que se limite en número de valores diferentes de componentes. De forma que, por una parte simplificamos la lista de compra de componentes y por la otra, estamos seguros (dentro de ciertos límites) de que tendremos valores dobles de otros en los puntos en que necesitamos determinada precisión (C13+C14=valor doble de C15; R16+R17=valor doble de R15). Es una forma de garantizar las relaciones de proporción deseadas. Para un correcto funcionamiento, este filtro exige una condición «sine qua non»: los valores de las resistencias y de los condensadores deben ser exactamente los previstos. En la práctica, este parámetro se traduce por la utilización de resistencias con una tolerancia del 1% y de 2,5% como máximo, en el caso de los condensadores. Los valores absolutos son menos importantes que la relación entre ellos. Si por ejemplo, se encuentra dificultad para localizar una resistencia de 10K con una tolerancia del 1%, se puede sustituir la resistencia por otra de un valor aproximado al teórico, pero con la tolerancia adecuada, suponiendo esto que deberá hacerse lo propio con todas las demás resistencias del mismo valor teórico. Esta indicación es válida en todos los casos, es decir para las resistencias de filtros y las de las redes pasobanda.

Esta sustitución de valores nos hará pagar su precio, que se traducirá por un desplazamiento de algunos Hz con respecto a la frecuencia de transición, circunstancia que, por otra parte, no impedirá en absoluto un perfecto funcionamiento del montaje.

Los condensadores de tolerancias tan bajas tienen dos desventajas, que son: un elevado precio y la dificultad para encontrarlos en el mercado. Si se lo puede uno permitir, es aconsejable utilizar, en filtros y redes pasobanda, condensadores estyroflex de 1% de tolerancia. Para los lectores de presupuesto más ajustado, existe otra solución, muy válida pero más laboriosa: disponiendo de un capacímetro digital, se trata de comprar un «puñado» de condensadores (MKT o MKH) de 1 a 10nF y de ir comprobando sus valores, de forma que se pueden seleccionar 8 de 10nF y 10 de 1nF con valores lo más próximos los unos de los otros, de forma a obtener la tolerancia exigida por las características del circuito.

Si no se dispone del capacímetro referido, se podrá utilizar el pequeño circuito de medida proyectado en la figura 6, basado en un pequeño transformador cuyo secundario suministrará una tensión alterna entre los 3 y 20V. Insertaremos en una de sus líneas una resistencia de 1.5Ω/(100 π C), valor típico; bastará con conectar en bornes el condensador cuyo valor exacto deseamos saber. Mediante un polímetro conmutado en función de voltímetro AC, mediremos la tensión entre bornes del condensador; la solución estará en seleccionar todos los condensadores que nos marquen exactamente la misma tensión entre bornes. Estas mediciones deberán realizarse con la precaución de no estar en las proximidades de algún electrodoméstico de alto consumo que podría, por el tirón de consumo bajar la tensión de red, y por tanto falsear las tomas de datos. Una vez realizada la laboriosa selección de condensadores de precisión, podremos ponernos manos a la obra, en cuanto al montaje se refiere. Obtendremos, si es posible, potenciómetros de alta calidad. En cuanto a los amplificadores operacionales, disponemos de un amplio abanico; en el esquema hemos utilizado los TL071 y TL072. También hemos realizado el circuito con operacionales de los tipos:
NE5534/NE5532, LF356/LF353 y OP15/OP215, que realizan la misma función pero son más caros.

Notas de tipo práctico

Cada circuito impreso conlleva su propio circuito de regulación de tensión. Hemos optado por esta solución ya que facilita la inclusión de los circuitos en su ubicación de destino final, las cajas acústicas. Si se opta por montar el conjunto en una sola cajita, se podrá suprimir una de las alimentaciones (teniendo en cuenta la inclusión de C10 y C12). La tensión de alimentación de la placa incompleta podrá tomarse de un circuito regulador (será necesario interconectar los polos positivos de los dos C10 por una parte, y los dos polos negativos de los dos C12, por otra).

En función de la posición de las resistencias ajustable, el valor máximo de la impedancia de salida alcanzará alrededor de los 12K. Puede que este valor sea demasiado elevado para ciertas etapas de potencia; en tal caso, podrá reducirse el valor de las resistencias ajustables a 5K, siendo entonces la impedancia máxima de salida, de 2,5K. Si se realiza esta variación, no deberemos olviarnos de variar el valor de C31 a 4,7 μF. Por regla general, se admite que la impedancia de entrada de una etapa de potencia debe ser, como mínimo 10 veces mayor que la impedancia de salida de los filtros.

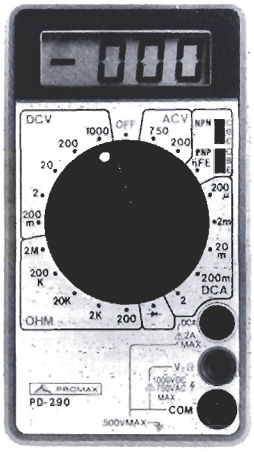
El circuito impreso ha sido diseñado para permitir la realización de un filtro activo de dos vías; en tal caso, bastará con no insertar ciertos componentes: IC2, IC5, IC6, R7...R14, R23...R26, R31...R41, C19, C20, C23...C30, C33 Y P4. Por otra parte deberemos, en este caso concreto, implantar dos puentes: el primero entre la patilla 1 de A3 (IC7) y C31 (a la patilla de este condensador más próxima al centro del circuito impreso). El segundo puente deberá realizarse entre la patilla 7 de A7 (IC7) y el borne de C32 más próximo al centro del circuito impreso.

La selección de los altavoces es un tema fundamental. El filtro aquí descrito ofrece sus mejores resultados cuando disponemos de altavoces cuya característica de respuesta se mantiene lineal una octava por cada lado de la banda pasante utilizada en este caso. También es muy importante que los puntos centrales de los conos de los altavoces estén en el mismo plano vertical; si no fuera así, la utilización del tipo de filtro descrito en este artículo, sería totalmente inútil.

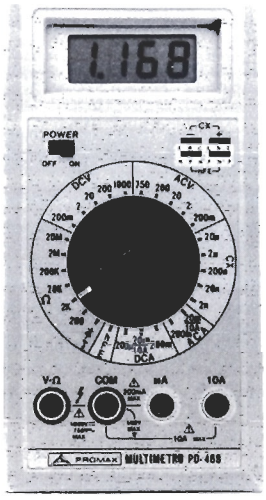
MULTIMETROS Y CAPACIMETRO DIGITALES

PROMAX

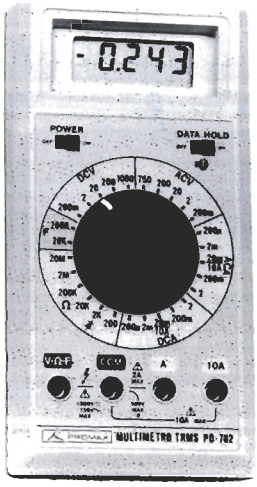
PROFESIONALES



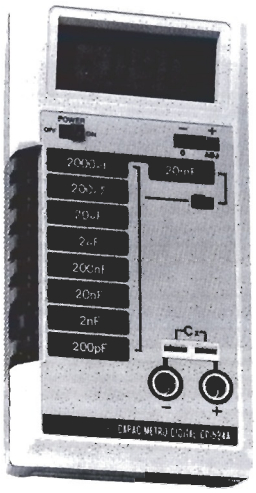
PD - 290



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

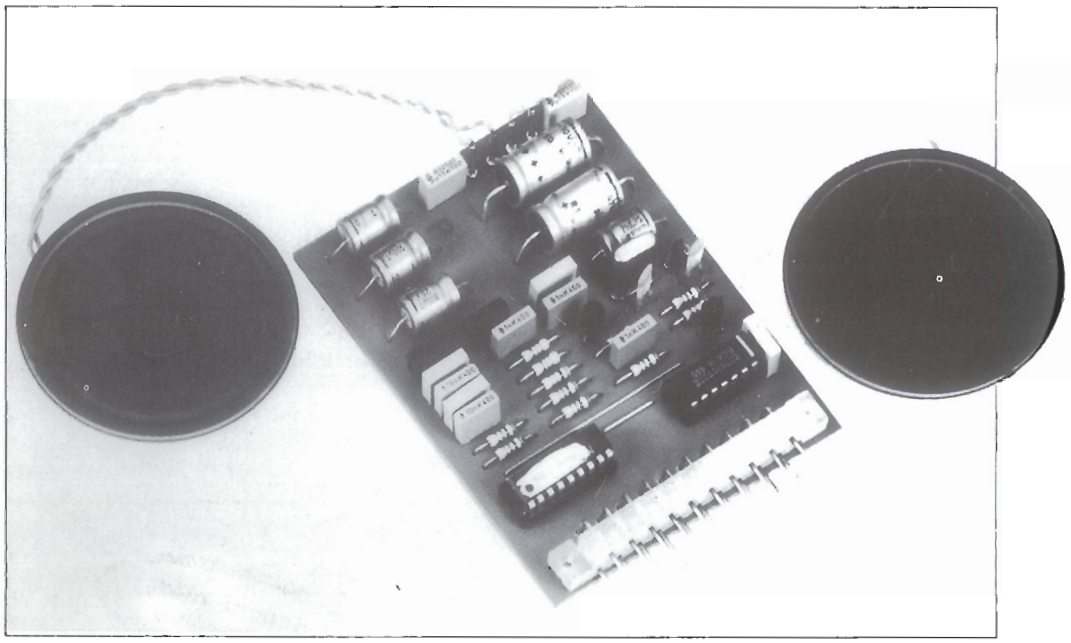
Solicite más información

Un equipo de efectos de sonido de alta calidad para el «bus universal de E/S» basado en el integrado de Valvo tipo SAA 1099, un avanzado generador de ondas complejas. Sus aplicaciones incluyen juegos para ordenador con animación y operaciones como generador programable de test para simulación de ondas de AF compuestas.

GENERADOR DE SONIDOS ESTÉREO PARA μP

Aquí presentamos otra extensión simple y fácil de construir para el «bus universal de E/S». Esto responde a la demanda popular de un generador de sonidos que pueda ser programado para producir una sorprendentemente amplia variedad de sonidos complejos en estéreo simplemente enviando al ordenador los comandos y datos apropiados para cada canal a través del bus universal de E/S.

Las principales especificaciones del generador de sonido descritas aquí están mostradas en el recuadro inferior.



Sonido digital

El diagrama de bloques del chip de generador programable de sonido tipo SAA 1099 de Valvo (Philips/Mullard) se muestra en la figura 1. El interface lógico está situado en la parte superior y la parte izquierda del dibujo.

Para el ordenador, el chip aparece como una WOM (Write Only Memory). La lectura del estado del chip es posible si el procesador escribe copias de los mandatos y datos en la tabla de la RAM para su recuperación y posterior uso de los mismos. La línea de entrada A0 del chip del generador de sonido se pone a estado alto para cargar las direcciones de los

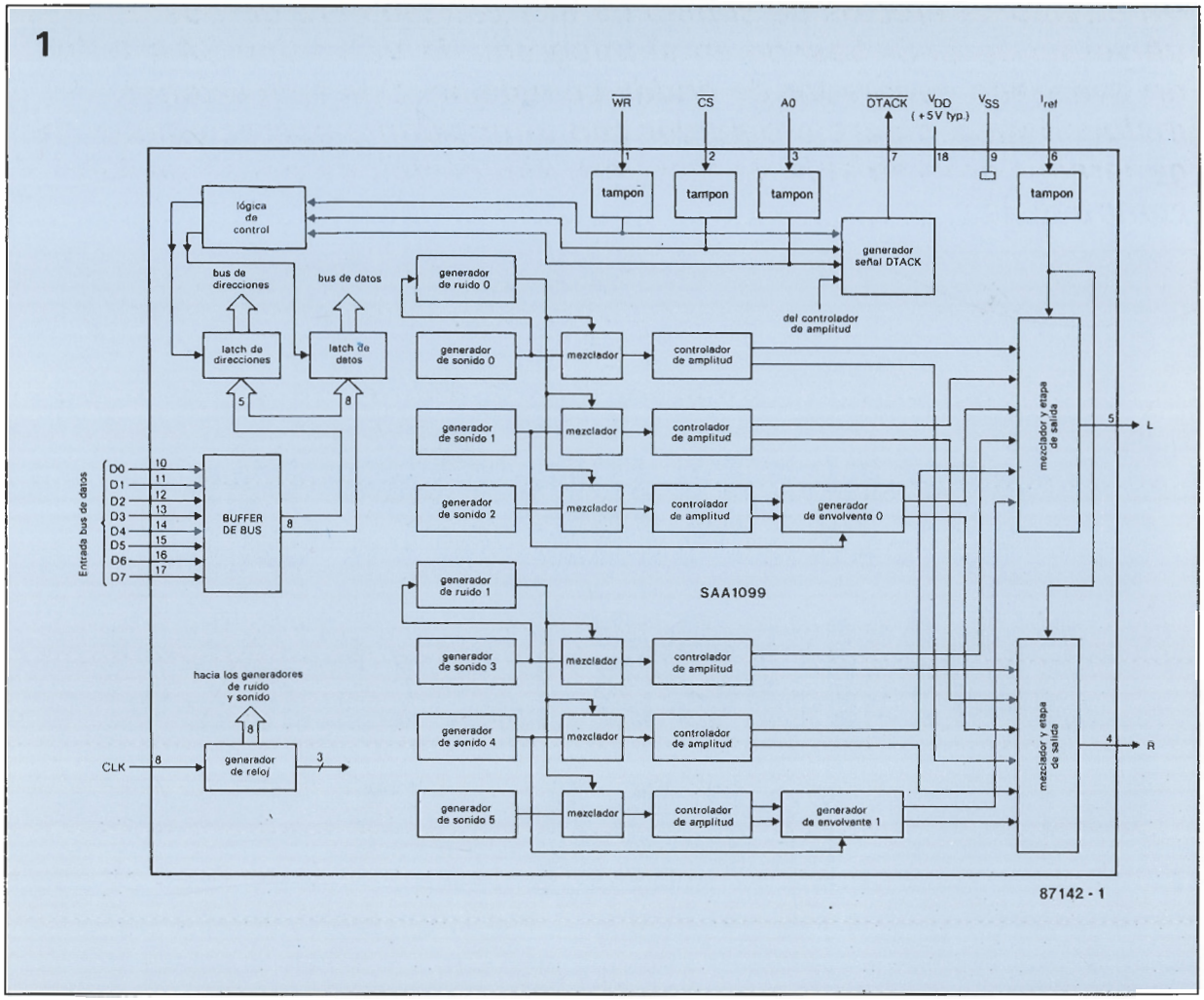


Figura 1. Estructura interna del generador de sonido programable tipo SAA 1099.

registros y a nivel bajo para cargar los datos. El interface lógico en el equipo SAA 1099 almacena las direcciones del registro, evitando la necesidad de repetirlas cuando se escriben nuevos datos en el último registro seleccionado. El proceso de generación de sonidos en el SAA 1099 es completamente digital y basado en la modulación de la anchura de pulso.

La tabla 1 da una descripción de la función asignada a cada bit en un registro particular. La octava requerida está programada separadamente para cada generador de tono escribiendo un número de 3-bits en los registros 10H, 11H y 12H. La frecuencia cubierta por cada octava se muestra en la tabla 2.

La frecuencia producida f'o, está determinada por el contenido de los registros 08H a 0DH ambos inclusive y puede ser calculado por:

$$fo = \frac{8 \times 10\,6}{2^{(17 - Ox + (1 - Fx/255))}} \quad [Hz]$$

El contenido de los registros 14H y 15H determina qué señales son pasadas por los seis mezcladores del chip. Hay cuatro posibilidades; (1) todas las señales están bloqueadas; (2) solamente pasa el tono; (3) solamente pasa el ruido; (4) pasan tono y ruido. El reloj del generador de ruido es programable individualmente para el canal derecho y el izquierdo escribiendo el dato apropiado en el registro 16H.

Seis controladores de amplitud pueden ser programados para establecer el volumen del sonido generado en los canales de salida estéreo. Esto es efectuado escribiendo los datos correspondientes en los registros 00H y 05H ambos inclusive (izquierdo, nibble LS; derecho, nibble MS).

La última sección programable a ser discutida es el generador de envolvente, cuya operación se explica mejor refiriéndonos a la tabla 2 y a la figura 2.

En el dibujo:

(1) Indica que la amplitud de salida está determinada solamente por el controlador de amplitud cuando el generador envolvente está desactivado.

(2) Indica que la amplitud máxima es un 15/16 del valor establecido por el controlador de amplitud cuando el generador envolvente está activado..

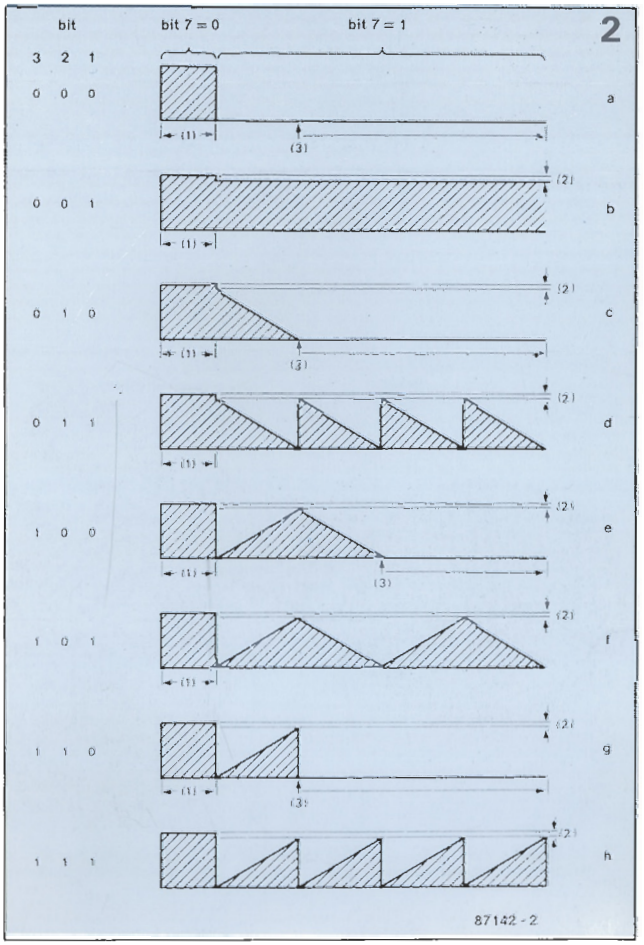


Figura 2. Formas de la onda envolvente programable.

Figura 3. Diagrama del circuitof de la placa del generador de sonido estéreo.

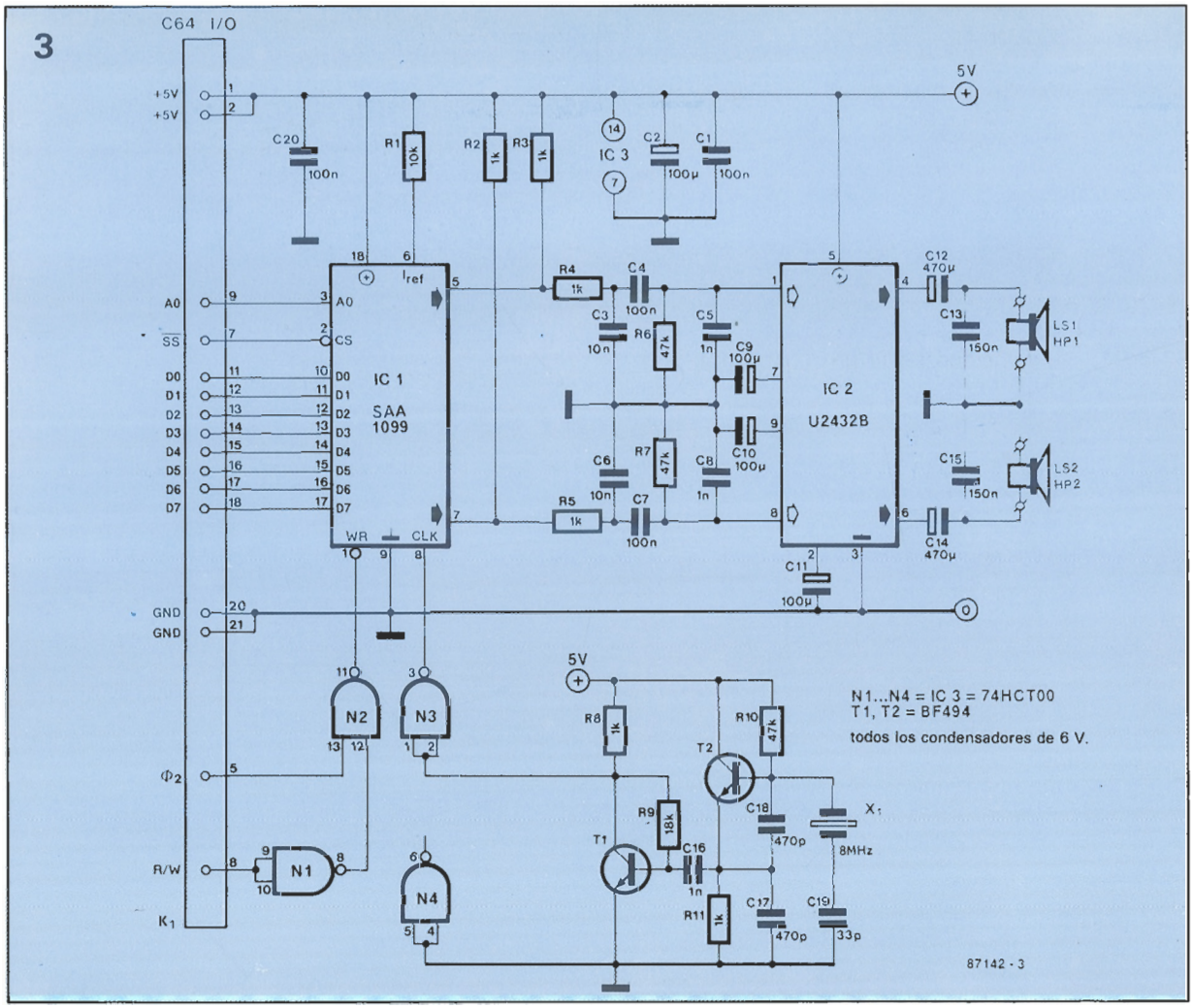
Lista de componentes

Resistencias (±5 %):
R1 = 10KΩ
R2, R2, R4, R5, R8, R11 = 1KΩ
R6, R7, R10 = 47KΩ
R9 = 18KΩ

Condensadores:
C1, C4, C7, C20 = 100n
C3, C6 = 10n
C2, C9, C10, C11 = 100µ/6 V.
C5, C8, C16 = 1n
C12, C14 = 470µ/6 V.
C13, C15 = 150n
C17, C18 = 470p
C19 = 33p

Semiconductores:
T1, T2 = BF494
ICI = SAA1099
IC2 = U2432B (AEG-Telefunken)
IC3 = 74HCT00

Varios:
X1 = cristal de cuarzo de 8 MHz.
K1 = Conector acodado de 21 patillas DIN41617
LS1, LS2 = altavoces miniatura 8Ω/250 mW.
EPS 87142

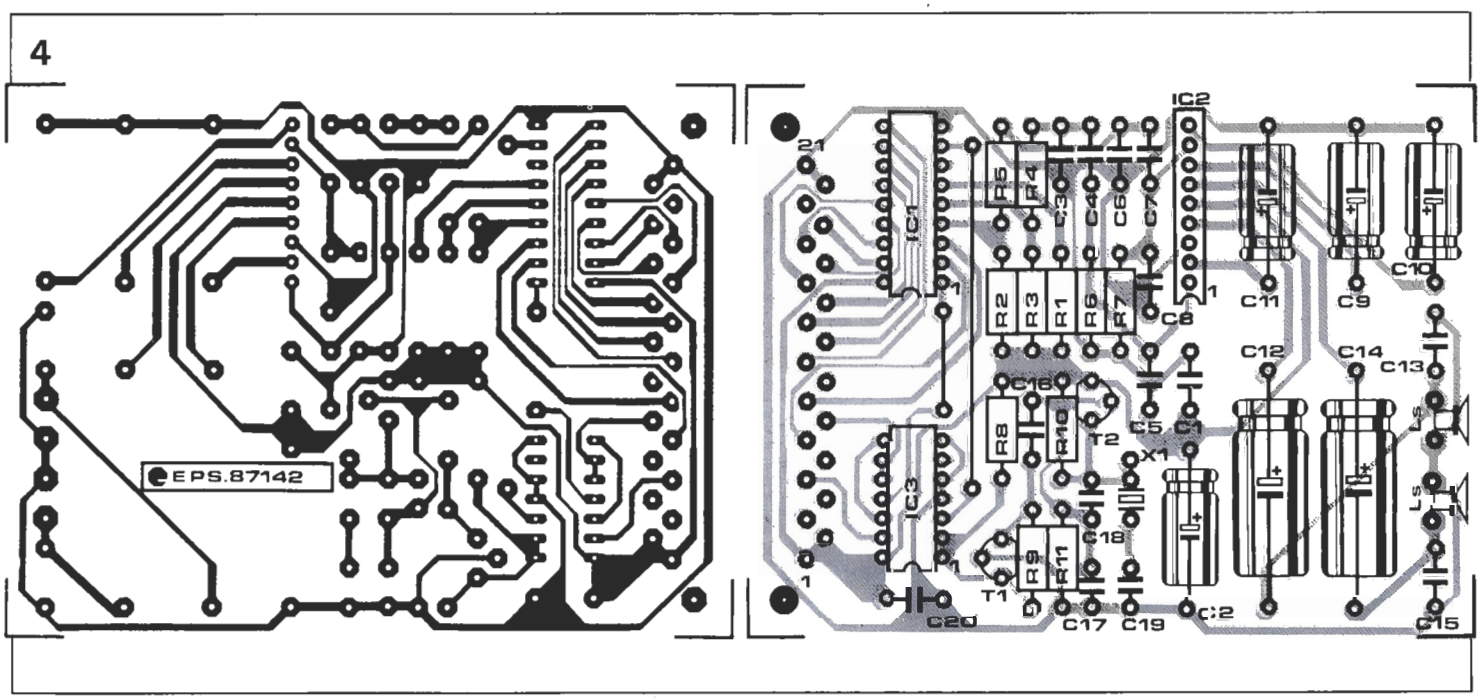


(3) Indica el momento cuando una nueva onda envolvente puede ser generada mediante la nueva carga de EO y/o E1.

Las letras entre corchetes a la derecha de las ondas envolventes en la figura 2 se refieren a la combinación de bits de la tabla 2 (EO-E1; bit 1, 2, 3).

Cuando el modo envolvente está seleccionado para un canal, la amplitud del controlador de amplitud asociado es redondeado hacia abajo al valor par más próximo (el bit LS es considerado bajo). Si, por ejemplo, el volumen es puesto en valor 1 este es redondeado por defecto a 0. Un generador envolvente puede también funcionar como un generador de tono. Si el canal de fre-

Figura 4. Placa del circuito impreso para construir el generador de sonido estéreo.



cuencia controlada está inactivo (generadores de ruido y tono desconectados), la onda envolvente programa aparecerá en la salida. De esta forma la placa generadora de sonido puede funcionar como un generador de ondas programable con una frecuencia máxima de salida de 1 kHz.

Ondas envolventes más rápidas pueden ser conseguidas reduciendo la resolución de la envolvente de 4 a 3 bits (bit 5 del byte E0 o E1). La velocidad de la envolvente está determinada por el generador de frecuencia 1 (o 4) o por el ordenador escribiendo repetidamente en el registro de dirección, temporizando el generador envolvente con la señal WRITE (WS). El período de la envolvente es calculado por:

te=8/freq. reloj en el modo de 4 bits, o te=4/freq. reloj en el modo de 3 bits.

El bit SE («Sound Enable», sonido activado) puede ser usado para conectar o desconectar el generador de sonido.

La programación de sonidos suele convertirse en una sucesión de intentos y errores a la hora de establecer los patrones de bit requeridos, escribiendo datos en el chip, escuchando los sonidos resultantes, depurando la selección de datos y registros y haciendo las modificaciones necesarias.

Descripción y construcción del circuito

La placa del generador de sonido está formada por relativamente pocos componentes (vea el diagrama del circuito de la figura 3). La señal WR del SAA 1099 se hace combinando R/W y 2 en las puertas N1 y N2. El oscilador controlado por cristal construido alrededor de T1 y T2 proporciona una señal de reloj de 8 MHz para el chip generador de sonido.

La anchura del pulso modulado de las señales de salida del SAA1099 son convertidas a analógicas en los filtros R-C compuestos por R4 a R7 ambos inclusive y C3 a C8 ambos inclusive. El circuito integrado amplificador estéreo de potencia de salida puede dar 2×200 mW a los altavoces.

La construcción de la placa es muy sencilla y no requiere más detalles. La alimentación de la placa del generador de sonido puede obtenerse del ordenador. Debe prestarse atención al adecuado acoplamiento: en algunos

PLACA DEL GENERADOR DE SONIDO ESTÉREO

Características:

- Seis generadores de frecuencia de 2048 tonos en 8 octavas.
- Dos generadores de ruido.
- Seis mezcladores tono/ruido.
- Seis controladores estéreo de amplitud.
- Dos generadores envolventes estéreo.
- Un mezclador estéreo con seis canales de salida.
- Un amplificador de BF en la placa de 2×200 mW.

MAPA INTERNO DE REGISTROS

dirección de registro	datos D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Función
00	AR0				AL0				Amplitud 0 iz/dch
01	AR1				AL1				Amplitud 1 iz/dch
02	AR2				AL2				Amplitud 2 iz/dch
03	AR3				AL3				Amplitud 3 iz/dch
04	AR4				AL4				Amplitud 4 iz/dch
05	AR5				AL5				Amplitud 5 iz/dch
06	00								
07	00								
08	F0								Frecuencia 0
09	F1								Frecuencia 1
0A	F2								Frecuencia 2
0B	F3								Frecuencia 3
0C	F4								Frecuencia 4
0D	F5								Frecuencia 5
0E	00								
0F	00								
10	0	0 1			0	00			Octava 1:Octava 0
11	0	0 3			0	02			Octava3:Octava 2
12	0	0 5			0	04			Octava5:Octava 4
13	00								
14	0	0	FE5	FE4	FE3	FE2	FE1	FE0	Ruido activo
16			N1				N0		Generador ruido 1 Generador ruido 0
17	00								
18	E0								Generad. envolv.
19	E1								Generad. envolv.
1A	00								
1B									
1C	0	0	0	0	0	0	0	SE	Sonido activo
1D	00								
1E	00								
1F	00								

```
5
comienzo
REM inicialización
DIM registro (31)
FOR N=0 TO 31
    POKE addres — latch, N
    POKE data — latch, 0
    registro (N):=0
NEXT N
REM inicialización completa
REM comienza experimentación
loop
    borra pantalla
    REM imprime los contenidos
    de los registros
    FOR N=0 TO 31
        PRINT N; registro (N)
    NEXT N
    INPUT «dirección», direcc
    INPUT «dato», data
    registro (direcc):=data
    POKE addres  latch, direcc
    POKE data  latch, data
go to loop
```

Figura 5. Estructura sugerida de un programa de control para el generador de sonido estéreo.

casos, las interferencias en las líneas de alimentación del ordenador hacen necesaria una alimentación de la placa desde una fuente externa estabilizada de 5 V (cortar las patillas 1 y 2 de la placa del conector K1).

Control por software

Los programas de control para el generador de sonido deben ser escritos con la facilidad de las operaciones con registros en mente. Una simple, y efectiva, forma de conseguir el acceso a los registros y sus contenidos es hacer uso de una subrutina de selección de registros en conjunción con sentencias de datos y arrays de caracteres. También, no olvidar copiar los datos escritos en los registros en áreas reservadas de memoria del ordenador.

La estructura del programa mostrado en la figura 5 pretende ser una guía para producir su propio programa de control para el generador de sonido. El programa comienza dimensionando un array de variables tipo «registros». Este array se establece para permitir al ordenador guardar los datos escritos en los registros del interface. Después, todos los registros del SAA1099, y el array «registro», son incializados en un bucle FOR-NEXT. El programa entra entonces en un bucle infinito para recoger los códigos de selección de registros y datos desde el teclado, y transferir estos al SAA1099 mediante el bus universal de E/S.

Primero, el contenido del registro es presentado en pantalla, de forma que el estado de todos los registros es conocido en todo momento. Las sentencias INPUT consecutivas indican al usuario que introduzca las direcciones de los registros y los datos asociados. El programa entonces actualiza los contenidos del array «registro», y, por supuesto, los registros direccionados. Entonces retorna al punto de entrada del bucle.

Finalmente, aquí hay dos ejemplos de sonidos que pueden ser generados por la placa de efectos de sonido:

Locomotora de vapor: poner AR2 y AL2 a un valor arbitrario mayor que 1. Poner NE2=1; N0=0; E0=4. Los bits y los bytes no mencionados son puestos a cero, excepto, por supuesto, el bit de activación del sonido.

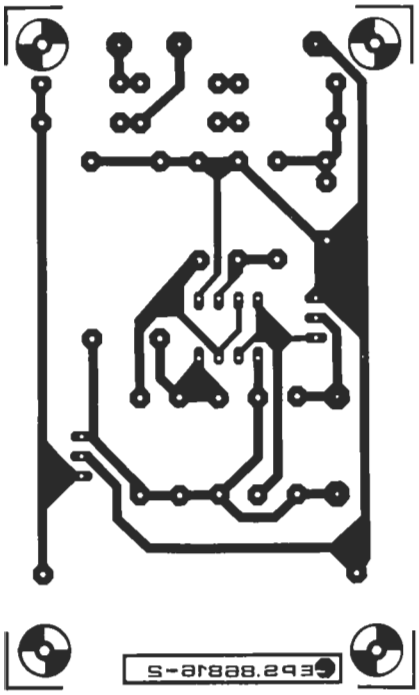
Campana: poner el volumen como desee (AR2 y AL2). Poner F2=FFH; 02=7; FE1=1; FE2=1; E0=4; SE=1 Los bits y bytes no mencionados se podrán a cero.

REFERENCIA: bus universal de E/S. Elektor Mayo 1985. ◀

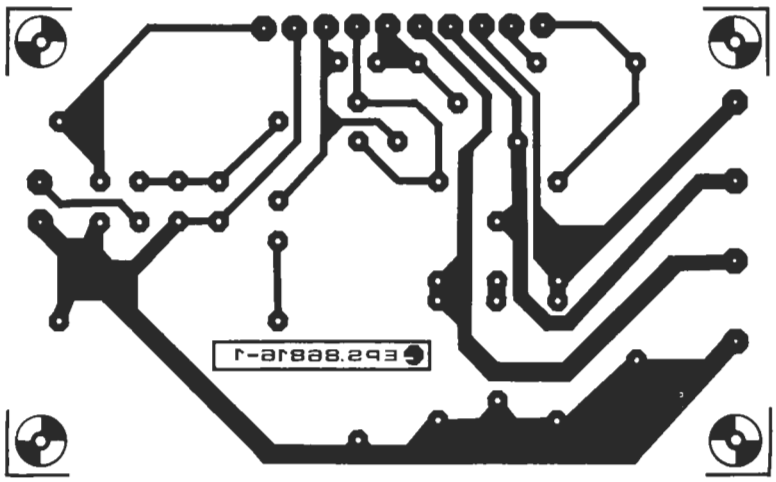
DESCRIPCION DE LOS REGISTROS	
ARx AIx	4 bits para control de amplitud del generador x, canal izquierdo y derecho, respectivamente
Fx	8 bits para control de frecuencia del generador x en la octava indicada
Ox	3 bits para el control de octava del generador x 000 octava más baja 30 ..... 60 Hz 001 50 ..... 122 Hz 010 122 ..... 244 Hz 011 244 ..... 488 Hz 100 489 ..... 977 Hz 101 978 ..... 1950 Hz 110 1.95 ..... 3.90 Hz 111 octava más alta 3.91 ..... 7.81 kHz
FEx	1 bit FEx=0 indica que el generador x está anulado FEx=1 indica que el generador x está activado
NEx	1 bit NEx=0 indica que el mezclador x no añade ruido NEx=1 indica que el mezclador x añade ruido
N1, N2	2 bits para el control del generador de ruido. Estos seleccionan la velocidad de reloj del generador de ruido. 00 31.3 kHz 01 15.6 kHz 10 7.6 kHz 11 51 Hz a 15.5 kHz (frecuencia del generador 0/3)
E0, E1	8 bits para el control de la envolvente. bit 0 0=las componentes izquierda y derecha tienen la misma envolvente. =la componente derecha tiene envolvente inversa que la de la izquierda. bit 1, 2, 3 000 amplitud=0 (a) 001 amplitud=máxima (b) 010 caída simple (c) las ondas se 011 caída repetitiva (d) muestras en la 100 triangular simple (e) figura 2 101 triangular repetitiva (f) 110 ataque simple (g) 111 ataque repetitivo (h) bit 4 0=4 bits para control de la envolvente (fmax=977 Hz) 1=3 bits para control de la envolvente bit 5 0=reloj interno de la envolvente (generador de frecuencia 1 o 4) 1=reloj externo de la envolvente (pulso de escritura de direcciones) bit 6 debe ser siempre 0 bit 7 0=inicialización (control de envolvente desactivado) 1=control de la envolvente activado
SE	0=todos los canales desconectados 1=todos los canales conectados

EPS

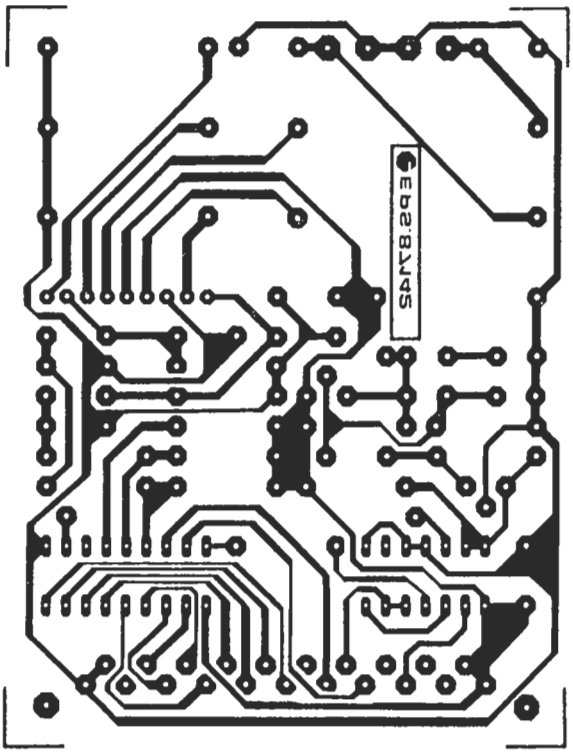
Para la realización de los circuitos impresos de **ELEKTOR** se pueden emplear los productos **INELECK-KF** (transparentizador, atacador, circuitos impresos fotosensibles, insoladores, reveladores, etc.).



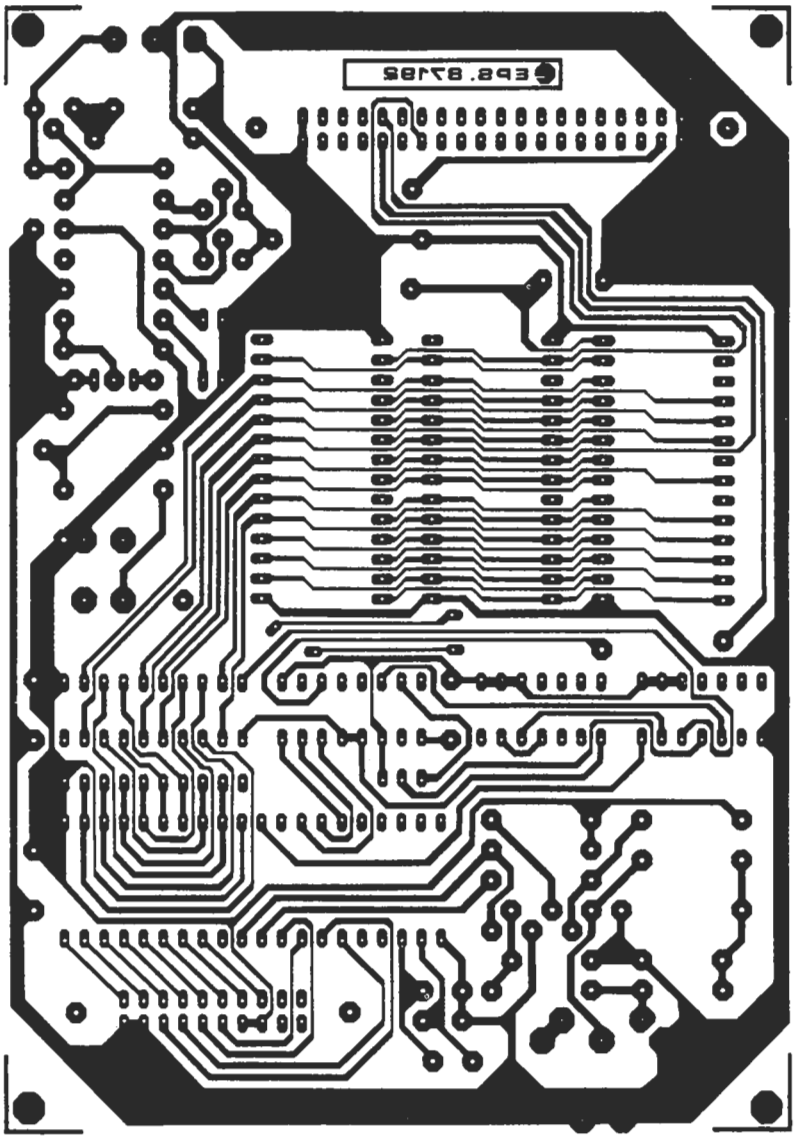
EPS 86068-2 Amplificador 21×40 W
con módulos híbridos (circuito de protección)



EPS 86068-1 Amplificador 2×40 W con módulos híbridos
(etapa de potencia)



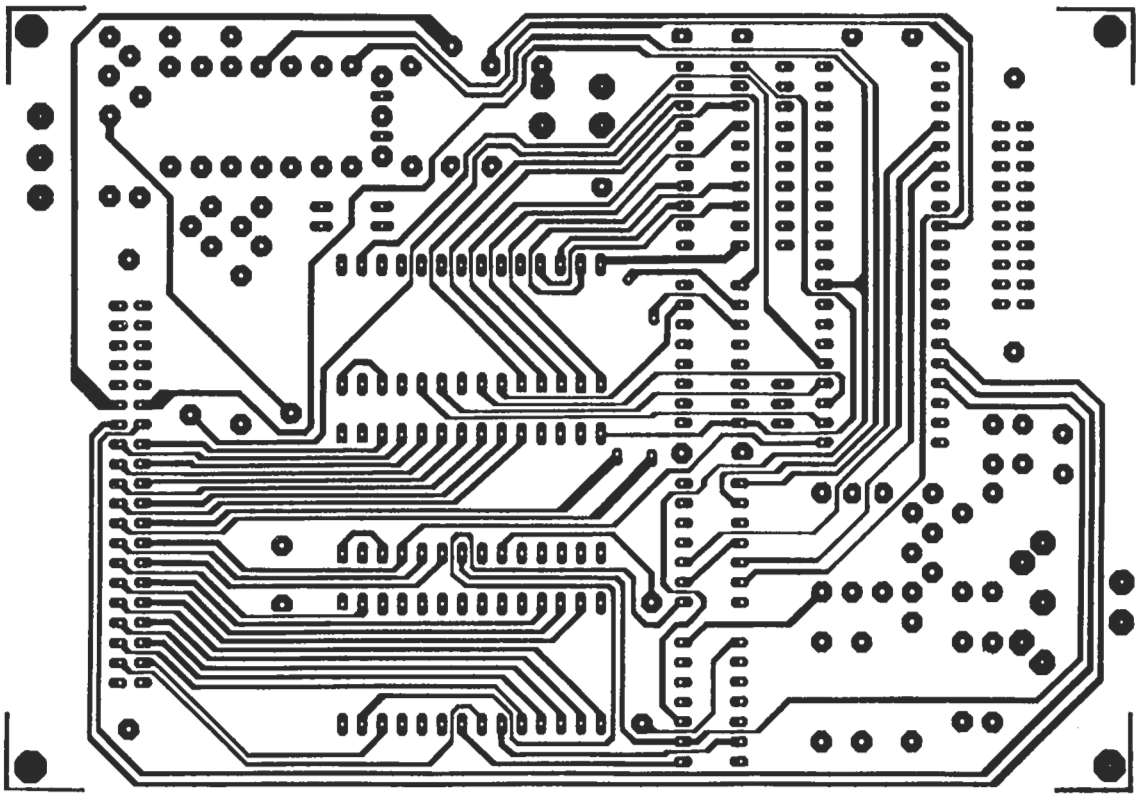
EPS 87142 Generador de sonidos estéreo para μP



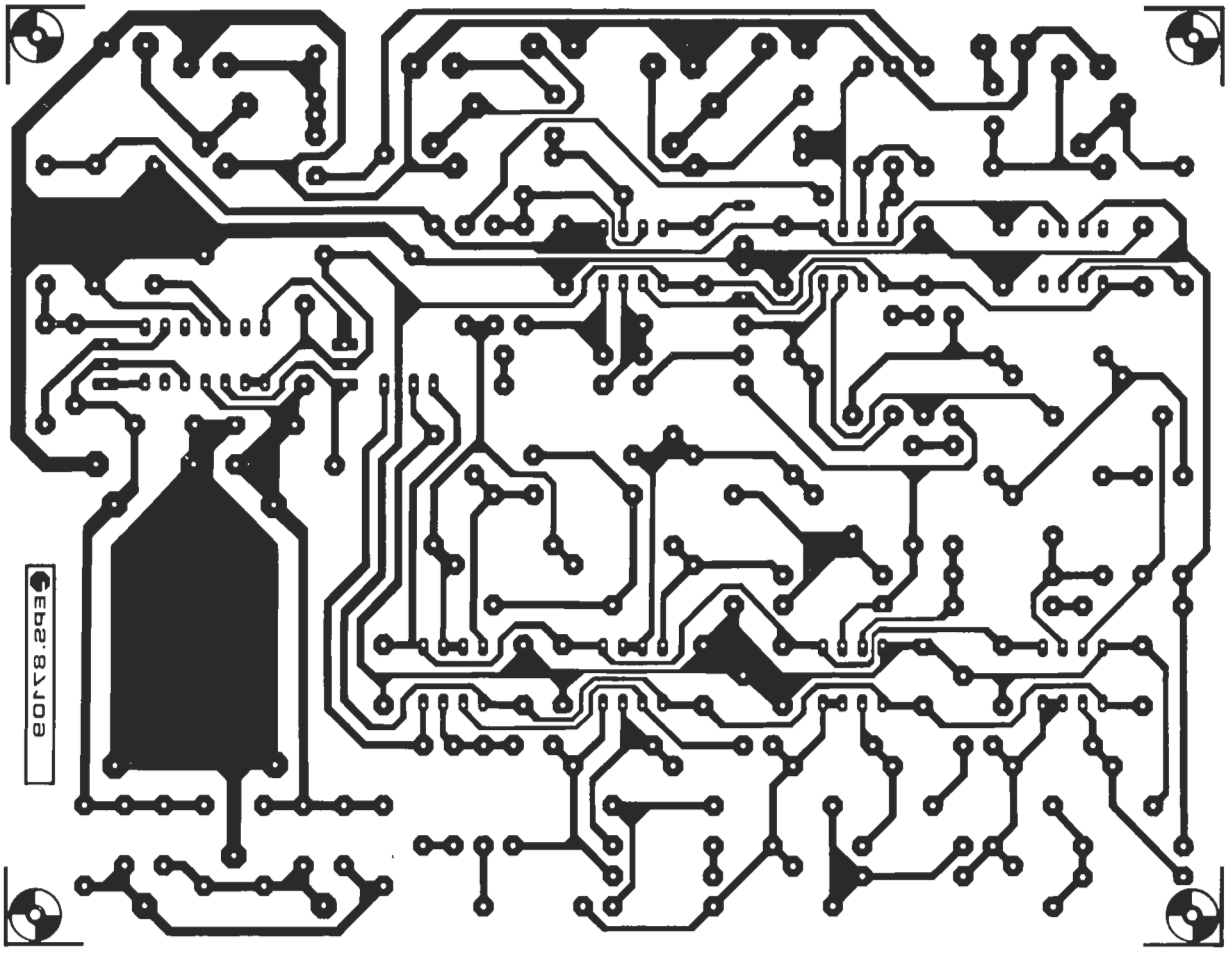
EPS 87192 Ordenador BASIC (cara de cobre)

EPS

EPS



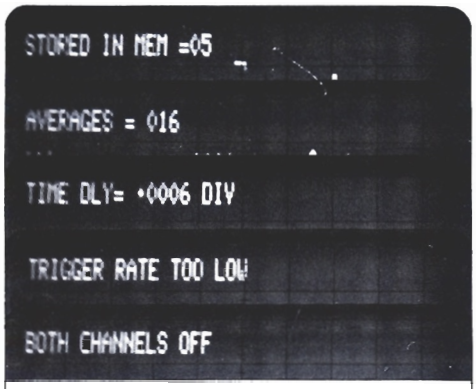
EPS 87192
Ordenador BASIC
(cara de
componentes)



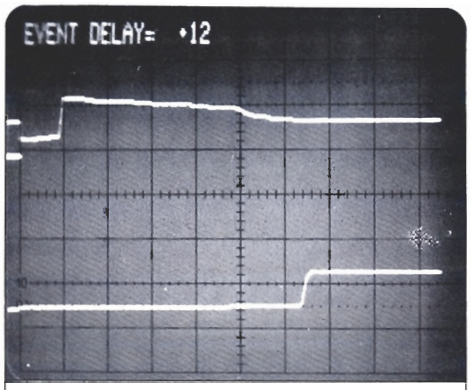
EPS 87109
Filtro activo
sustractivo
para altavoces

EPS

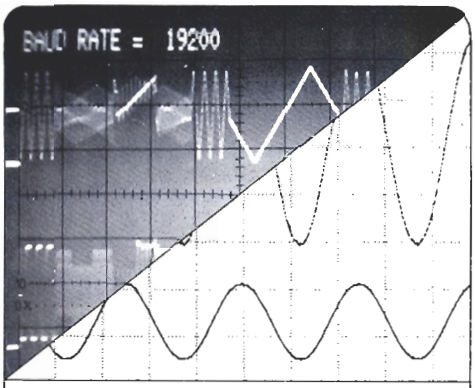
DIGITALIZADOR PARA OSCILOSCOPIO, Thurlby DSA-524



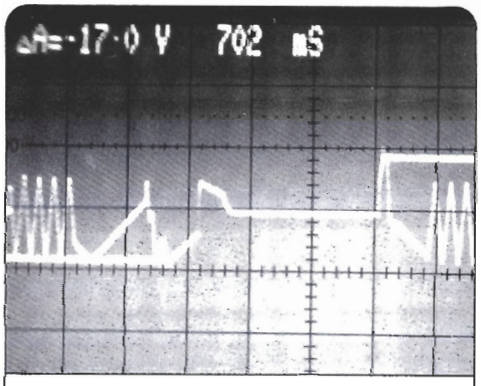
Mensajes en pantalla con información de datos y estado del equipo.



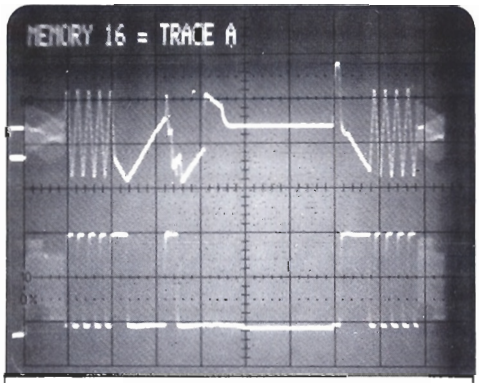
Retardos programables en tiempo y sucesos.



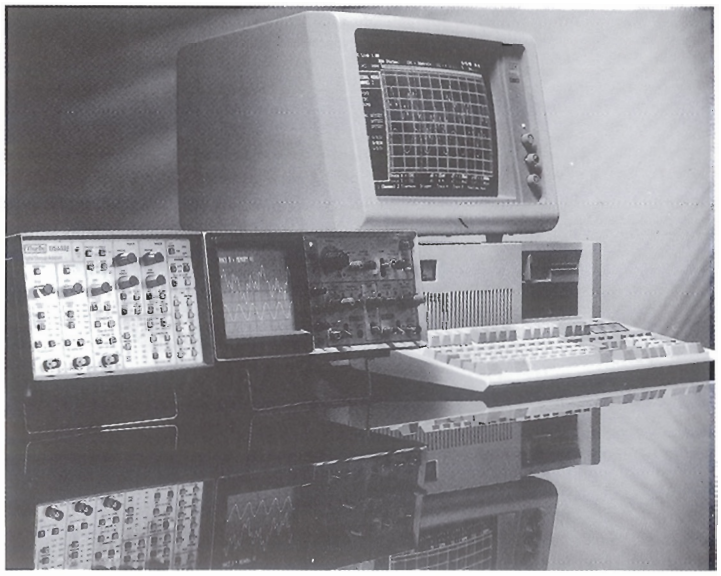
Salida a plotter e impresora a través de RS-232 e IEEE-488



Cursores en pantalla para medición de tensiones y tiempos.



Memoria alimentada por batería para almacenar hasta 16 señales.



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

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

No dude en comprobarlo. Llámenos para una demostración.

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

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

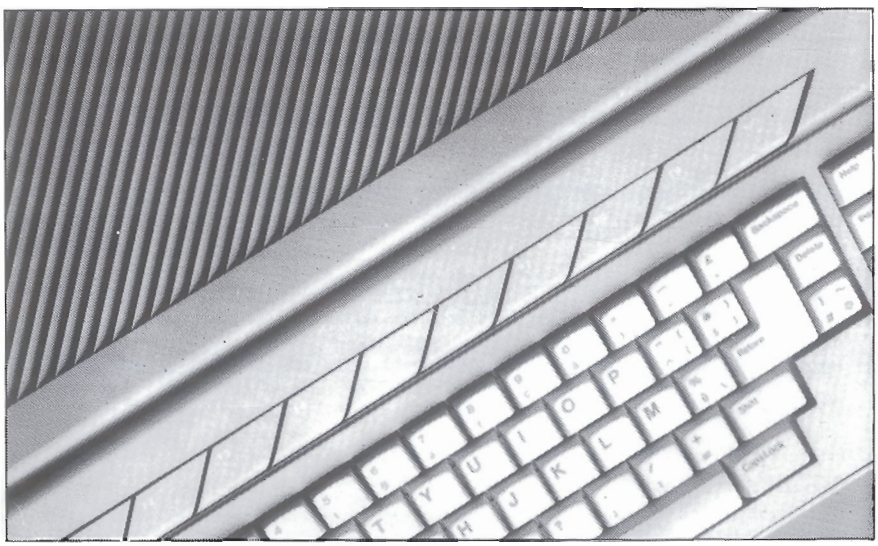
Una potente función del BIOS («Basic Input/Output System») del ATARI ST.

XBIOS (5)

Los micro-ordenadores ATARI ST son unos ordenadores que llevan un adelanto espectacular. A tal punto, que el usuario se ve obligado a veces a correr un tupido velo sobre las ranuras, tanto más cuanto que tienen un aspecto incuestionablemente intimidante. ¿Por qué en esta época donde vivimos y pensamos de una manera rápida, comida rápida, software rápido, preocuparse por unas ranuras de su máquina? Y bien, no se deje impresionar por unas expresiones tan extrañas como BIOS, XBIOS, GEM... Haced un hueco en vuestras mentes, y vereis lo que hay detrás de todas estas palabras.

El propósito de este artículo es el de presentar una de las funciones más atrayentes del sistema operativo de ATARI ST: se trata de la función XBIOS(5) que permite al operador la manipulación de una pantalla y su contenido sin que sea visto sobre el monitor (en el cual aparece otras cosas mientras tanto).

La potencia de esta función reside en el hecho de que la manipulación de la pantalla invisible pueden realizarse exactamente como si se realizasen exactamente sobre la pantalla ordinaria, y no solamente como si se tratase de un bloque de memoria reservada. El matiz es importante.



Pantalla física, pantalla lógica

Primer punto:

En la escritura de programas para una máquina como el ATARI ST, la zona de memoria que vamos a manipular más frecuentemente (y en algunas ocasiones sin saber cómo), es la memoria de vídeo. La más trivial de todas las instrucciones, PRINT, efectúa por definición, manipulaciones del contenido de la pantalla. En el ATARI ST existen muchas otras instrucciones, muy potentes y al mismo tiempo muy rápidas, como son las famosas SGET Pantalla$ y SPUT Pantalla$.

Segundo punto:

Dentro de un buen número de aplicaciones un poco evolucionadas, hace falta obtener velocidad, mucha velocidad, y al mismo tiempo evitar que las manipulaciones de la pantalla se traduzcan en centelleos de la imagen o todavía peor en una lentitud aún más desagradable que aparente. «Disimulad esto...».

Tercer y último punto:

Para resolver este género de dificultades se piensa inmediatamente en recurrir a un desdoblamiento de la pantalla: por una parte, una pantalla que mostramos y por otra parte una pantalla que no mostramos pero en la que trabajamos (introduciendo las modificaciones); después se intercambian las pantallas y continuamos. La idea es buena pero... ¿Cómo hacer para utilizar las instrucciones del tipo PRINT AT o DRAW, dentro de una zona de memoria que no es la memoria de pantalla? La respuesta a esta cuestión se llama X BIOS (5).

Esta función XBIOS(5) no es más que una operación para la definición de las direcciones de una pantalla física (la que se ve) y otra denominada pantalla lógica (que es sobre la que se trabaja). Normalmente, definiremos sólo dos pantallas, pero podemos definir más; a pesar de ello solamente aparece a nuestra vista una, pero dispondremos de las otras sobre las cuales escribir y dibujar sin que interfieran las unas con las otras.

Definiendo la dirección de pantalla lógica, indicamos al ordenador, que debe considerar los 32 Kiloctetos a partir de esa dirección como memoria de pantalla sobre la cual tendrán lugar todas las instrucciones ordinarias de manipulación de la pantalla.

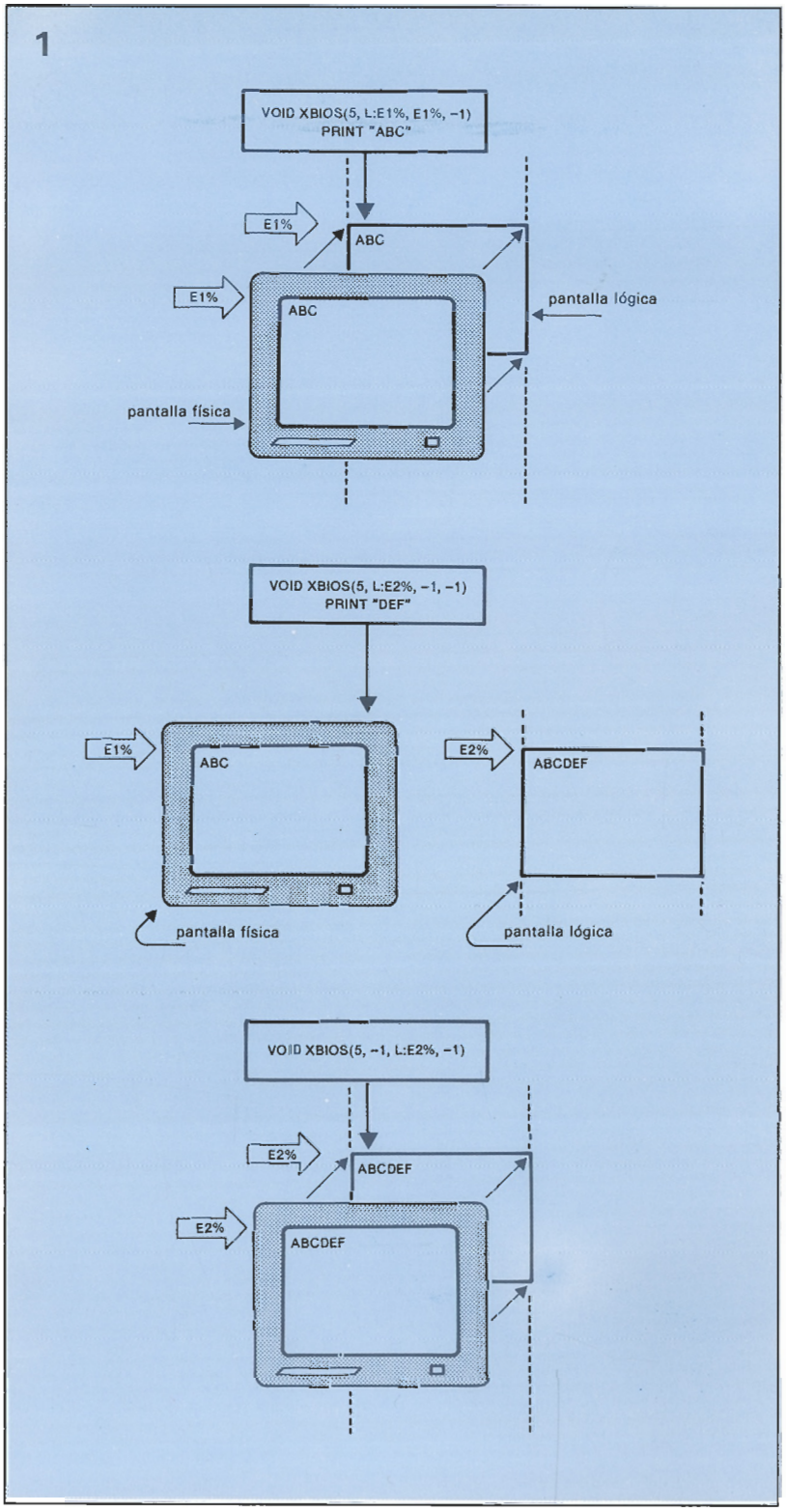
Estas dos direcciones pueden ser leídas con la ayuda de dos funciones del XBIOS:

Pantalla física=Xbios (2)
Pantalla lógica=Xbios (3)

Habitualmente, si interrogamos al ATARI XT para conocer estas dos direcciones descubriremos el hecho de que las dos son idénticas, esto es lo normal, ya que la pantalla que vemos es también aquella sobre la que dibujamos o escribimos.

Una vez hecha y acabada la manipulación de la pantalla lógica (e invisible), entonces puede tomar el lugar de la pantalla física en el monitor y viceversa, mediante una simple permutación de las dos direcciones de la pantalla física y de la pantalla lógica. Ya hemos señalado el interés que tiene esta función para todos aquellos que programan en BASIC, que les permite utilizar sobre la pantalla invisible todas las instrucciones ordinarias para la manipulación de la memoria de pantalla (PRINT, PRINT AT, SGET, SPUT, DRAW, etc...) sin que afecten a la pantalla visible. De esta forma también podemos realizar, animaciones rápidas en BASIC, con una estabilidad de imagen satisfactoria.

1



Para realizar esto, hace falta reservar 32 kiloctetos de memoria para la pantalla invisible y ... también bien claras las ideas, así como la imaginación. En sí, todo esto no tiene nada de extraordinario; pero si se considera la facilidad y la rapidez con la que se realiza la permutación, y su fácil accesibilidad, especialmente desde el BASIC-GFA, estaremos en condiciones de apreciar la potencia de la misma en todo su valor.

Como para todas las funciones del XBIOS, hace falta, sin embargo, respetar una cierta sintaxis, pero por otra parte no demasiado complicada, si queremos obtener los resultados apetecidos. Los parámetros son los siguientes:

Xbios (5, dirección_lógica, dirección_física, resolución).

La cifra 5 es el número de la

TABLA 1

```
Flag%=1                                          ! indicador de báscula
Dim B%(32256/4)                                  ! espacio de memoria para 1 pantalla
E2%=Varpatr (b%(0)0+255 And &HFFOO ! pantalla de sustitución
E1%=Xbios(2)                                     ! pantalla actual
Deffil 1, 2, 4                                   ! definición de fondo
Pbox 0,0,639,399
Deffil 1, 2, 4
Pbox 20, 20, 619, 379
Print At(20,10); «pantalla 1»                    ! Identificador de la pantalla 1
Void Xbios(5,L:E2%, L:2%, -1)                    ! pasar a la pantalla 2
Print At(20,10); «Pantalla 2»                    ! Identificador de la pantalla 2
Void Xbios (5,L;E1%, L:E1%, -1)                  ! retornar a la pantalla 1
Print At(10,16); «utilice la tecla 0 para ver Y dibujar sobre la pantalla»
Void Inp(2)                                      ! pulsar una tecla cualquiera
Print At(10,18); «Utilice la barra espaciadora para disgregar la pantalla»
Print At(10,19); «que se ve de la pantalla donde se va a dibujar»
Void inp(2)                                      ! Pulsar una tecla cualquiera
Print At(10,22); «Utilice el ratón (botón izquierdo) para dibujar»
Do                                               ! bucle principal
  While Mousek=1                                 ! botón izquierdo para el ratón
    X%=Mousex
    Y%=Mousey
    Draw X%, Y% To Mousex, Mousey !  para dibujar
  Wend
  K $ = inkey$                                   ! leer el teclado
  If K $ = » »                                   ! filtrar la barra espaciadora
    Flag%=Flag%* -1                              ! inversión de la bandera
    bandera%=-1
      Void Xbios(5,L:E1%,L:E2%,-1)               ! intercambio de la pantalla 1 y 2
      Print At(20,10); «pantalla 1 visible *pantalla 2 invisible»
      Print At(20,13); «Solo vamos a dibujar en la pantalla 2»
      Print At(20,14); «Pulse una tecla»
    Else                                         ! Donde transpasar la pantalla 1 y 2
      Void Xbios(5,L;E2%,L:E%, -1)
      Print At(20,10); «pantalla 2 visible * pantalla 1 invisible»
      Print At(20,13); «solo vamos a dibujar en la pantalla 1»
      Print At(20,14); «Pulse una tecla»
    Endif
  Endif
  If K$=«0»                                      ! pulsada tecla 0
    Bandera%=Bandera% -1                         ! Inversión de la bandera
    If bandera%=-1                               ! Pantalla 1=física y lógica
      Void Xbios(5,L:e1%, -1)
      Print At(20,10); «Ahora la pantalla 1 es visible»
      Print At(20,13); «Vamos a dibujar en la pantalla 1»
      Print At(20,14); «Pulse una tecla»
    Else                                         ! Pantalla 2=física y lógica
      Void Xbios(5,L:e2%,L:e2%, -1)
      Print At(20,10); «ahora a la pantalla 2 es visible»
      Print At(20,13) «Vamos a dibujar en la pantalla 2»
      Print At(20,14); «Pulse una tecla»
    Endif
  Endif
Loop
```

función selecciona pantalla del XBIOS. La dirección de origen de la pantalla lógica es una palabra larga (4 octetos), así como la del origen de la pantalla física. El último parámetro permite definir la resolución de la pantalla: su longitud es de una palabra (2 octetos). Es posible que dentro de una aplicación determinada la función XBIOS(5) no necesite afectar uno u otro parámetro, en el ejemplo que nos ocupa se trata de la resolución; en estos casos es suficiente con pasar un valor negativo en el parámetro que no interese cambiar (-1 por ejemplo). Los valores negativos son ignorados por la XBIOS(5). Por ello en el programa de desmostración el parámetro de resolución es siempre negativo.

Vamos ahora a ver como se desarrolla el pequeño programa para la demostración simple del funcionamiento de XBIOS(5) (tabla 1). La instrucción DIM B% reserva un bloque B de 32 Kilooctetos creando una matriz de 32.255 palabras largas divididas por 4 (es decir, 32 kiloctetos). E1% es la variable a la que se le atribuye la dirección del primer elemento de la matriz creada para reservar la memoria necesaria de la pantalla 2. La adición de (+255) y la máscara binaria (And &FFFF00) son indispensables dado que la dirección de la pantalla indicada siempre debe ser un múltiplo entero de 255.

Como el comando XBIOS(5) no retorna ningún valor al programa en el que aparece, hace falta el uso de la instrucción VOID (más que A%=XBIOS etc.). Así nos ahorramos la reserva inútil de una variable ficticia.

Antes de entrar en el bucle DO-LOOP, definimos las pantallas 1 y 2. La dirección de la pantalla física y la de la pantalla lógica son idénticas. Utilizamos la tecla izquierda del ratón para emborronar en la pantalla y dejar de este modo los trazos en la pantalla lógica, es decir, alternativamente en la pantalla 1 en la pantalla 2.

La tecla «0» del teclado numérico permite hacer idénticas las direcciones de la pantalla lógica y de la pantalla física, de forma que al pulsar se puede ver lo que hace, mientras que la barra espaciadora permite pasar de la pantalla 1 a la 2, con permutación cruzada, en cada pasada, de pantalla física y de pantalla lógica.

La instrucción DRAW (o la instrucción PRINT, o cualquier otra instrucción específica de manipulación de pantalla) nos permite dibujar sobre una pantalla ¡que no se ve!

Se aprecia enseguida cómo el comando Void XBIOS (5) cambia las direcciones lógicas y físicas de la pantalla 1 y 2 mientras se pulsa sobre la barra espaciadora. Si la tecla accionada es el «0» del teclado numérico, la pantalla mostrada sobre el monitor vuelve a la pantalla sobre la que se dibujó (El estado en que se encuentra el indicador «Flag%» determina la elección entre la pantalla 1 y la pantalla 2).

Es esta función extremadamente rápida, y totalmente genial. ¡Fácil de pensar y de ejecutar! Ahora cada uno puede ensayar y obtener el mejor resultado de ello.

Hay que prestar atención en el programa de demostración a cómo se define el formato de las direcciones E1% y E2%. Están precedidos de una «L:» que indica que se trata de palabras largas. No se olvide.

En los otros dos programas (tablas 2 y 3), no se ha llamado a la función XBIOS (%), pero sí a la

función XBIOS (2) y a la XBIOS (3) así como a las instrucciones BMOVE gracias a las cuales se obtiene fácilmente en el lenguaje BASIC, un desplazamiento vertical (Scrolling) línea a línea.

Otras funciones de XBIOS

XBIOS soporta 37 funciones, numeradas de 0 a 36, donde ciertamente pueden encontrarse muy buenas aplicaciones para que el usuario cree sus propios programas. Es imposible dar un repaso a todas ellas de una manera exhaustiva en este artículo; pero intentaremos mencionar alguna de ellas.

Todas las funciones que no retornan parámetros son llamadas de forma preferente con VOID, de esta forma se acelera la ejecución y no ocupan inútilmente una parte de la memoria para la creación de variables inútiles. El formato de un parámetro no está especificado más que cuando se usa una palabra larga; la palabra (16 bits, son 2 octetos) es el formato por defecto. Las definiciones son presentadas con la sintaxis de BASIC-GFA.

Pantalla_física%=Xbios(2)
La dirección de origen de la pantalla física está asignada a la variable entera de la «Pantalla_física%» formando una palabra larga. Esta instrucción lleva una función Vsync implícita (verlo más adelante la explicación).

Pantalla_lógica%=Xbios(3)
La dirección de origen de la pantalla lógica, está asignada a la variable entera «Pantalla_lógica%» formando una palabra larga.

Resolución%=Xbios(4)
La resolución actual de la pantalla retorna dentro de la variable entera «resolución%» (0=baja, 1=media, 2=alta).

lopram%=Xbios (14, interface%)
Retorna en una palabra larga lopram%, la dirección de una tabla de parámetros relativos al búffer de recepción de la interface serie, cuyo número viene especificado por la variable Interface%. Para MIDI y el teclado, no existen más que los parámetros de recepción. Para RS232, una tabla del parámetro del buffer de emisión, está situado inmediatamente a continuación de la tabla

Tabla 2

```
Print At(2,1); «Elektor»
Get 0,0.70,14c$                                  ! Preparar una etiqueta
Dim B%(32256/2)                                  ! espacio de memoria para 2 pantallas
Base1%=Varptr (B%(0))+255 and & HFFF000
@Init (1)                                        ! Identificar pantalla 1
Bmove Xbios (2), base1%, 32000                   ! Salvar la pantalla 1
@ Init (2)
Bmove Xbios 82), base1% + 32000, 32000 ! Salvar la pantalla 2
Do
  Tecla%=Inp (2)
  If Tecla%=200                                  ! 200 arriba
    Pantalla%=Pantalla%+160
  Else
    Pantalla%=Pantalla%-160
  Endif
  If Pantalla%> Base1 % + 32000                  ! Atención a los límites
    Pantalla%=Base1% + 23000
  Endif
  If Pantalla% < Base1%
    Pantalla%=Base1%
  Endif
  Bmove Pantalla%, Xbios(3), 32000               ! Mostrar la pantalla
  Vsync
  Put 232, 146, C$, 3                            ! Mostrar la etiqueta
Loop

Procedure Unit (E%)
  Deffill 1, 2, E%
  Pbox 0,0,639,399
  Deffill 1, 2, e%+2
  Pbox 20, 20, 619, 379
  Print At (20,10); «PANTALLA ELEKTOR número»;E%
  Get 0,0,639,399,B$                             ! Salvar la pantalla en B$
  Print At (24,6);» Esta es la pantalla nr.»;E%
  Print At (10,23); «Utilizar las flechas para subir o descender.»
  Void Inp (2)
Return
```

Tabla 3

```
Dim B%(32255/2)                                  ! =dos pantallas
Base 1%=Varptr (B%(0)) + 255 And &HFFF00
Fis%=Xbios (2)                                   ! Pantalla física
Deffill 1, 3, 3
Pbox 100, 10, 530,390
Print At (15,10); «DESPLAZAMIENTO VERTICAL CON EL RATON (botón izquierdo)
Print At (15,12); «DIBUJAR CON EL RATON (botón derecho)»
Pantalla%=Base1%                                 ! comienzo de la base

Do
  Defmouse 0
  While Mousek=2                                 ! Dibujar
    X=Mousex
    Y=Mousey
    Draw Mousex, Mousey to X, Y
  Whend
  While Mousek=1                                 ! Desplazar
    Yo%=Mousey
    X=Mousex
    Y=Mousey
    If Mousey <> Yo%                             ! No hace nada
      Defmouse 4                                 ! Mientras no se mueve el ratón
Bmove Fis%, Pantalla%, 32000                     ! Salvar la pantalla
      Y%=Mousey-Yo%                              ! Desplazamiento del ratón sobre Y
Pantalla%=Pantalla%-(Y%*160)                     ! Corregir la posición
      If Pantalla% > Base1% + 32000              ! No pasarse
        Pantalla%=Base1%+32000
      Endif
If Pantalla% < Base 1%
        Pantalla%=Base1%
      Endif
      Bmove Pantalla%, Fis%, 23000               ! Mostrar la nueva pantalla
    Endif
Whend                                            ! Esto es todo
Loop                                             ! Deprisa... atrapar el ratón
```

de parámetros del buffer de recepción. La estructura de estas dos tablas es estrictamente idénticas.

N Interface
0=RS232
1=TECLADO
2=MIDI

La estructura de la tabla de consulta es la siguiente:
L: puntero%=dirección del búffer.
Tamaño%=tamaño del búffer.
Index__inicio%=índice del inicio.
Index__fin%=índice del final.
Marca__vivo%=bandera «disponible».
Marca__lleno%=bandera «desbordamiento».

Cuando un protocolo RS232 está en servicio, el ATARI ST vigila por sí mismo (tanto en la recepción como en la transmisión) la bandera de desbordamiento del búffer. Cuando el búffer amenaza con desbordarse, el ST envía una señal para que se suspenda la emisión de datos, hasta que el índice vuelve sobre la bandera de «disponible». Con el interface del teclado, el interface Midi y el interface RS 232 sin protocolo es necesario que el usuario vigile las banderas y los índices.

Void Xbios(36)
Vsync

Esta función no hace más que esperar al inicio de la próxima interrupción de sincronización vertical. Es muy últil para obtener el sincronismo de las imagenes con las operaciones de refresco de la pantalla. Disponible en las versiones más recientes del BASIC-GFA directamente bajo la forma de una instrucción Vsync.

Vieja__config%=Xbios(32, Config%)

Lectura del antiguo octeto de configuración de impresora, en el caso de Config%=-1. Programación de la configuración de impresora mediante el octeto Config%.

bits	«0»	«1»
0	matricial	margarita
1	color	B/N
2	ATARI	EPSON
3	modo «listado»	modo «carta»
4	paralelo	serie
5	papel continuo	hojas sueltas
6..14	reservados	
15	siempre «0»	

Ejemplo: Vieja__config%=XBIOS(32,22)

Implica que la impresora es matricial, en B/N (blanco y negro), compatible EPSON, en modo de «listado» con interface serie (22 dec.=16 hex). Tras la ejecución de la instrucción el contenido de Vieja__config% es el antiguo octeto de configuración.

Void
Xbios (15, bauds%, protocolo%, ucr%, rsr%, tsr%, scr%)

Permite la definición del port serie RS232, para hacer que un parámetro no quede modificado, es suficiente con atribuirle el valor -1.

baudios%	valor
0	19.200
1	9.600
2	4.800
3	3.600
4	2.400
5	2.000
6	1.800
7	1.200
8	600
9	300
10	200
11	150
12	134
13	110
14	75
15	50

Protocolo % permite definir el modo de funcionamiento de la interface:
0 Sin protocolo.
1 XON/XOFF (CTRL-S para parar CTRL-Q para continuar).
2 RTS/CTS.
3 XON/XOFF y RTS/CTS.
Los otros parámetros corresponden a los registros del 68901 (utilizar siempre -1).

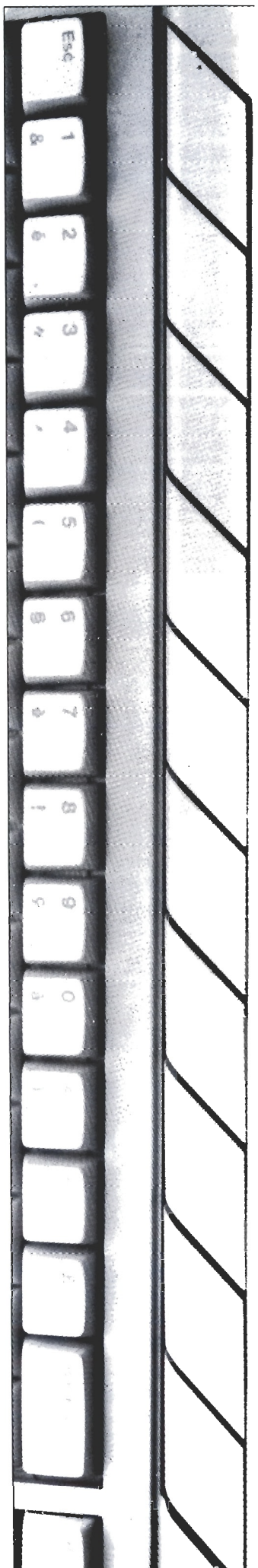
Void Xbios (6,L: Paleta %)

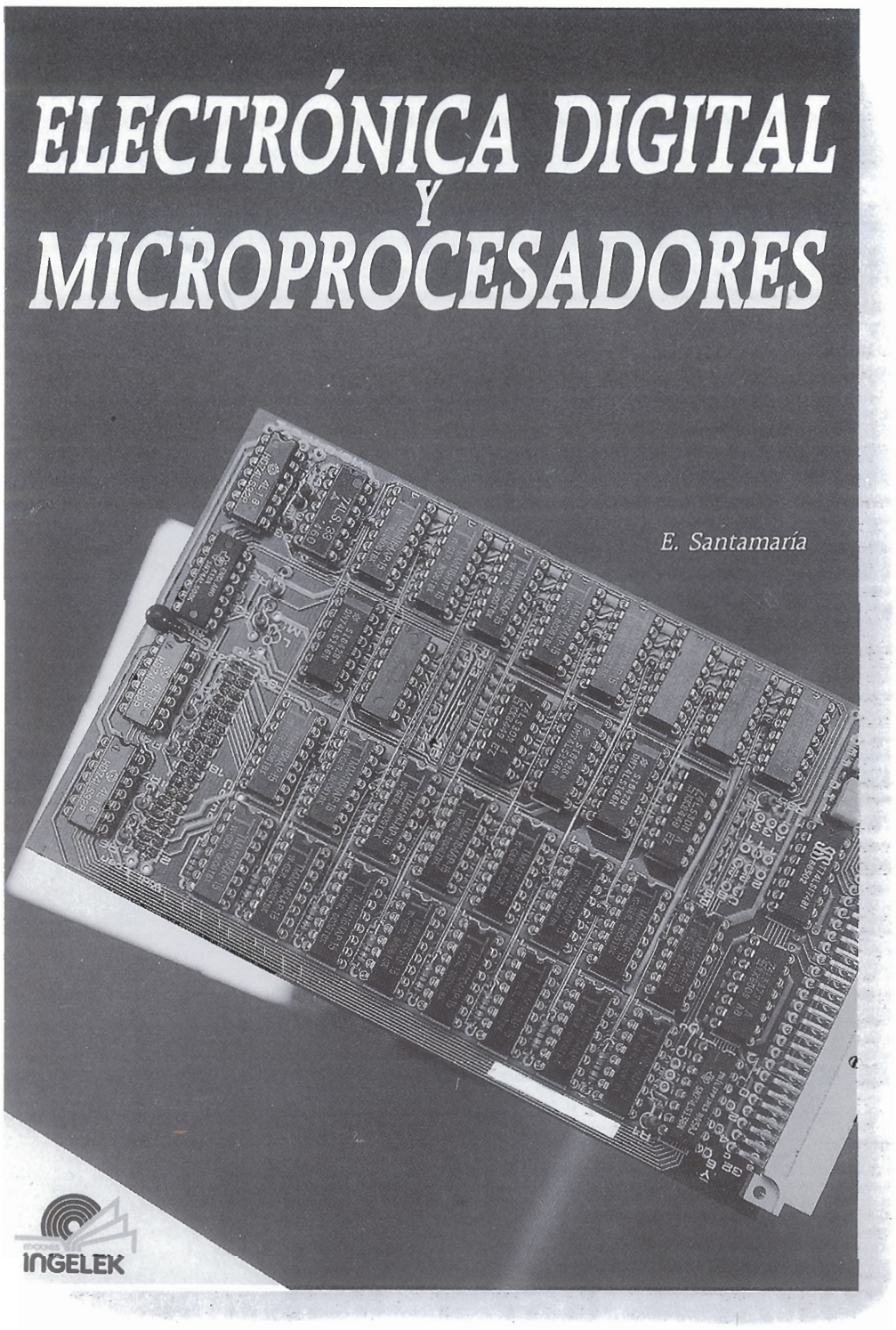
La variable Paleta % es la dirección de una tabla de 16 palabras correspondiente a 16 colores de la paleta. La adopción de una nueva paleta tiene lugar con motivo de la próxima interrupción de sincronismo vertical. ATENCION: Paleta % es siempre una dirección de palabra, es decir, la posición de Paleta %.

Viejo __ num %=Xbios (7,Colpal %, num %)

Atribuye al número de color Num % al color de la paleta Colpal %. El antiguo número de este color se devuelve en la variable Viejo-num %. Si Num %=-1, el número no se modifica.

Esta función es útil ya que permite permutar los colores de la paleta sin modificarlos. Se puede crear una copia de la paleta activa mediante esta instrucción, y cambiar la paleta activa con una nueva tabla de colores. ◀





PIDA SU EJEMPLAR EN EL (91) 255 63 25

3.400 Ptas.

¿Cuáles son las verdaderas razones que pueden mover a nuestros lectores a realizar por sí mismos una cadena de audio? El atractivo de beneficios, de ningún modo; todo lo contrario, es simplemente el placer de crear con sus propias manos un objeto útil. En despecho la invasión de equipos que provienen del sudeste asiático, nuestros lectores demandan otras realizaciones de audio. ¿Por qué vamos a ir nosotros en contra de tan ferviente deseo?

AMPLIFICADOR 2×40 W CON MÓDULOS HÍBRIDOS

Desde la creación de ELEKTOR, esta revista se ha creado una reputación envidiable (y envidiada) dentro del dominio de los amplificadores. En el curso de más de un centenar de revistas, hemos propuesto a nuestros lectores una gran cantidad de amplificadores de audio, con potencias que cubren desde 2×40 W a 1×1.000 W. El amplificador que vamos a proponer en esta ocasión es de 2×40 W a 8 Ω, más modesto, pero perfectamente dimensionado para la mayoría de las aplicaciones domésticas imaginables.

También proponemos dotarlo con un dispositivo de temporización en la puesta bajo tensión con la finalidad de evitar por completo los chasquidos y cualquier otro ruido molesto proveniente de la puesta en marcha de la instalación de audio, dispositivo descrito en este mismo artículo.

Ramas en perpetua renovación, la electrónica que conocemos propone nuevas modas y tendencias. Sin embargo, si hay un campo cuyo desarrollo no se ha estancado en el curso de los últimos decenios, es sin duda el «Audio». Amplificadores y circuitos para realizar uno mismo permanecen insensibles las corrientes y otros influjos que revolucionan el mundo de nuestro pasatiempo favorito. Las formas y las técnicas cambian de manera bien evidente, pero el interés no parece disminuir, sino más bien al contrario. Hace falta reconocer que es muy sorprendente que estos «dinosaurios» de tecnología analógica sean, en esta época digital, todavía muy apreciados.

Quizá la necesidad innata del ser humano para la música y/o el canto es tal que de uno u otro modo, el audio se le hace indispensable. Además, por poco que uno sea aficionado(a) a la electrónica, una realización personal se presenta como barata, en el caso de unos amplificadores y de unos altavoces en particular, sobre todo cuando lo que nos interesa se encuentre dentro de la gama alta, por la que la mayoría de los fabricantes piden un precio elevado. Entremos en materia de la descripción de nuestro amplificador de 2×40 W con módulos híbridos.

Integrado o discreto

A lo largo de los últimos meses, los aficionados de los preamplificadores han estado de suerte con el «Preamplificador de alta calidad» (abril, mayo, junio y julio del 87), o el «Preamplificador a válvulas» (noviembre y diciembre del 87). Aparte del Amplificador de 1.000 W (2×500 W, enero y febrero del 87) y el amplificador de cascos (junio 87), los aficionados a los amplificadores, no han tenido la misma en igual período de tiempo, y para resarcirles de ello presentamos un amplificador que podríamos bautizar, y perdonar la expresión, «el amplificador multipropósito». La potencia de 2×40 W a 8 Ω es más que suficiente para toda aplicación «doméstica» sin importar el tipo de altavoces. Una potencia más elevada no se impone nada más que en el caso de que queramos sonorizar unos

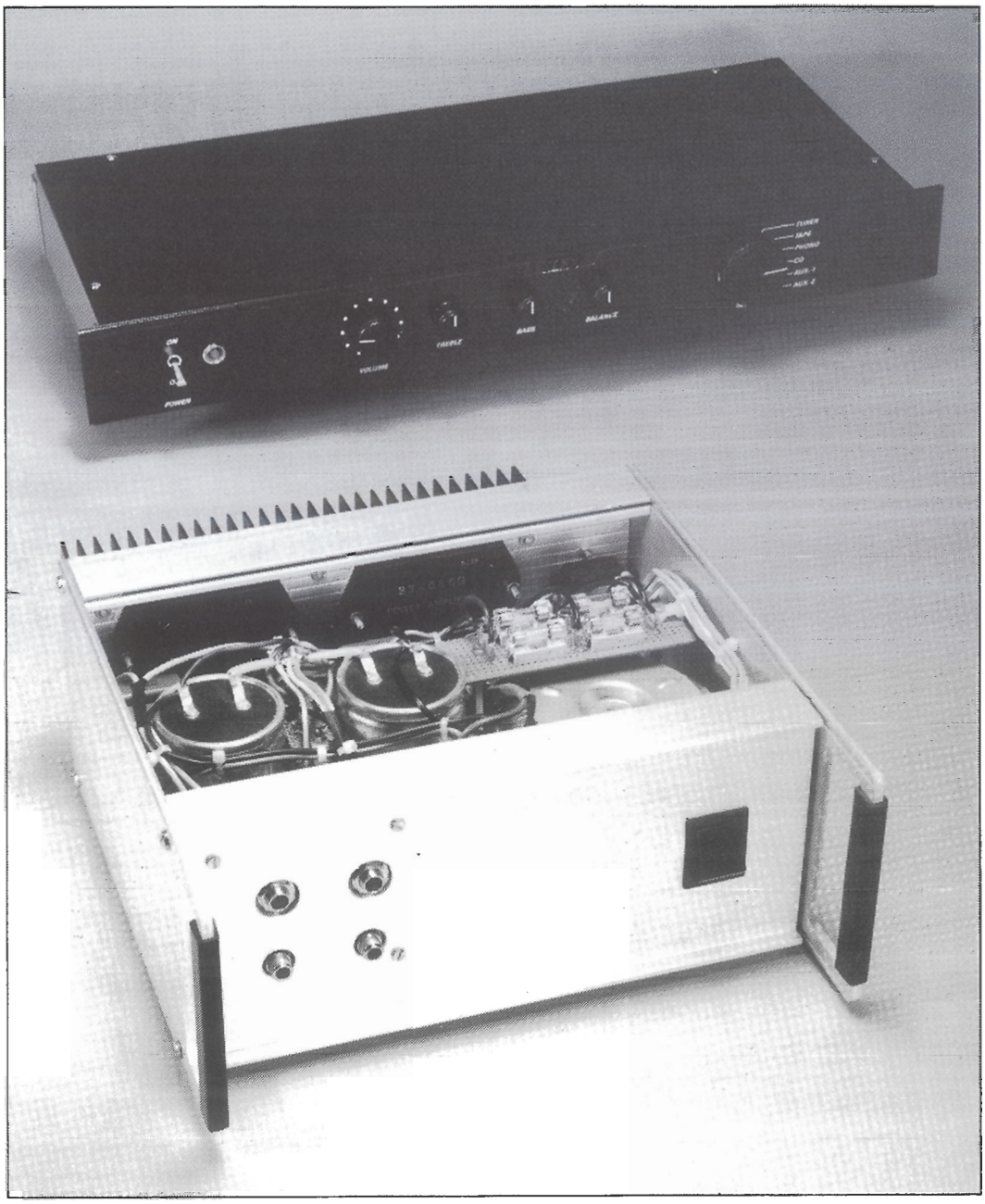
volúmenes más grandes y/o utilizar unos altavoces de un rendimiento extremadamente bajo.

Cuando se trata de diseñar un amplificador, todo diseñador se encuentra con el mismo dilema, ¿llegar a los límites de lo imposible para obtener la máxima calidad, o al hecho de dar a la reproducción (construcción de varios equipos iguales) una importancia decisiva? Este temible dilema recae sobre los ingenieros que llevan sobre sus hombros la reputación de una revista de electrónica. En muchos casos, la elección de la primera opción acaba en el fracaso, ya que de este modo resulta difícil fijar el límite en la búsqueda de la calidad, y frecuentemente no se tiene otro resultado que uno o varios circuitos complejos y la utilización de componentes exóticos (por el precio y/o por la disponibilidad), factores ambos que les ponen fuera del alcance de los aficionados a la electrónica. Una aproximación realista al problema conduce inevitablemente a llegar a un compromiso entre el nivel de calidad y la facilidad de reproducir el circuito.

Actualmente, no tarda en aparecer otro dilema. ¿hace falta optar por una solución discreta al 100% o utilizar, por ejemplo, un módulo de amplificación intengrado? Hasta hace poco, los puristas exigían que un amplificador de calidad debía estar realizado íntegramente en tecnología discreta (es decir, a base de componentes individuales, por oposición a los componentes integrados) antes de tomarse la molestia de emitir el menor juicio sobre el mismo. Pero las cosas han evolucionado con posterioridad. Hoy, ciertos fabricantes de equipos HI-FI, los más encopetados, no han tenido el menor escrúpulo a la hora de utilizar módulos integrados. ¡No hay que deducir de ello que hayan deducido el nivel de calidad! Se trata simplemente de que los módulos han alcanzado su madurez y que con componentes estándar esto es extremadamente difícil de mejorar (Y ello sin hablar de la diferencia de precios sobre la que nosotros correremos un túpido velo).

Amplificador híbrido

Una ojeada al esquema de la figura 2 habrá revelado evidentemente que hemos optado por una aproximación «modular» puesto que se descubren dos módulos híbridos denominados STK-083G



• Esperamos que no tenga problema a la hora de obtener los módulos híbridos de SANYO. Asegúrese en firme que los tiene disponibles en su proveedor habitual. antes de adquirir los demás componentes del montaje asegúrese de poder disponer de los módulos híbridos.

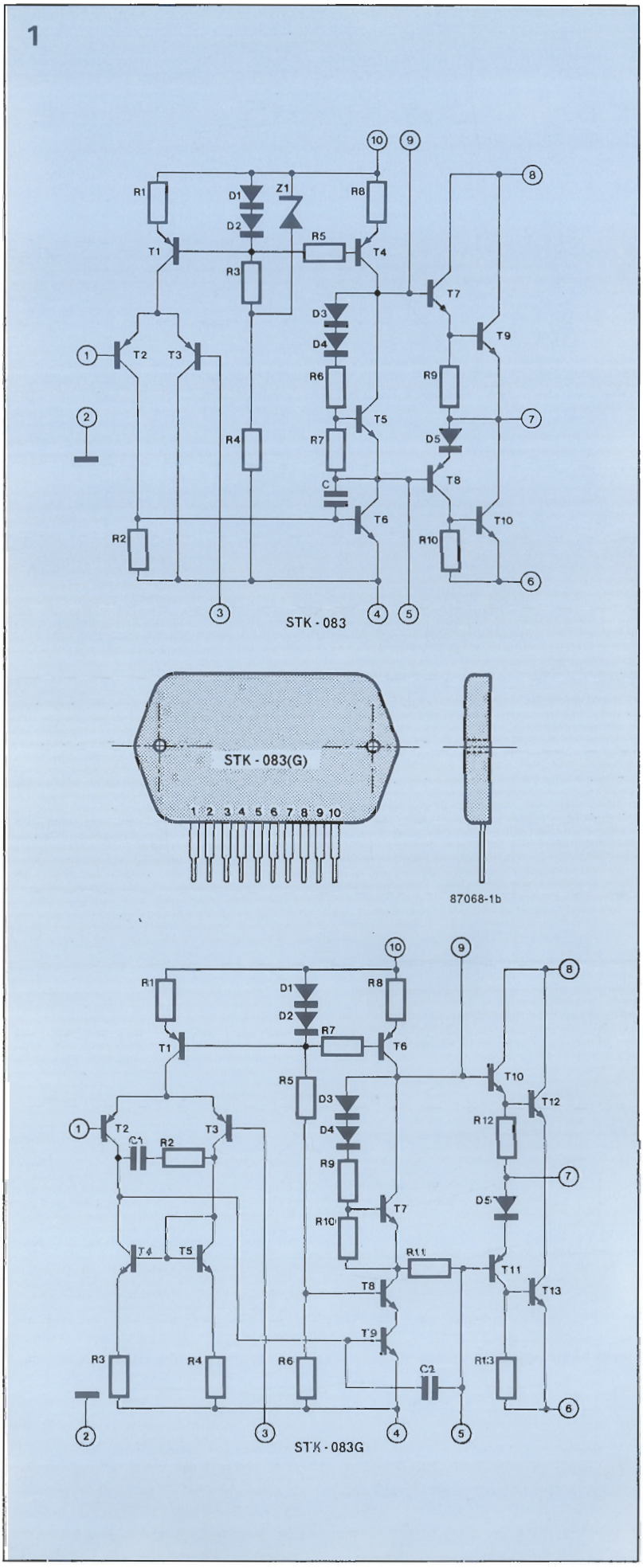
Tabla 1

Características técnicas

	STK 083	STK 083G	STK 084G	STK 086G
Tensión de alimentación máxima (U_b máx.)	±46 V	±46 V	±50 V	±55 V
Tensión de alimentación aconsejada (U_b)	±32 V	±32 V	±35 V	±42 V
Impedancia de carga (R_l)	8 Ω	8 Ω	8 Ω	8 Ω
Potencia de salida (O_s)	40 W	40 W	50 W	70 W
Distorsión (a P_s=0,25 W y 20<f<20 KHz)	0,2 %	0,05 %	0,05 %	0,05 %
Respuesta en frecuencia (punto de –1 dB a P_s=1 W)	10 Hz...100 kHz			
Impedancia de entrada	50 kΩ			

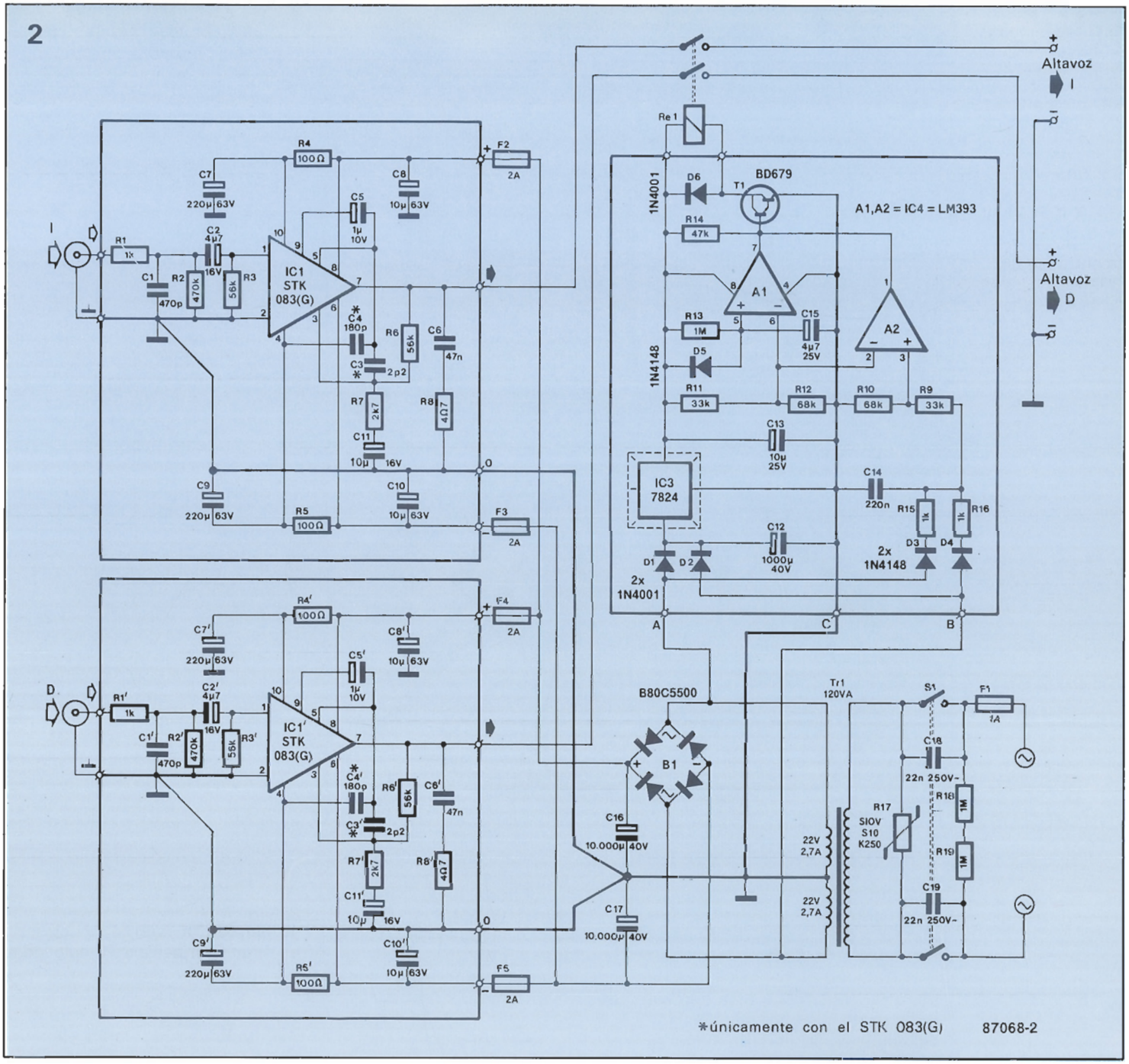
Tabla 1. Sanyo dispone de toda una serie de módulos híbridos con el prefijo STK, todos tienen el mismo encapsulado externo y son intercambiables, lo que no quiere decir que sea posible la obtención de una potencia de salida mayor sin modificar el montaje propuesto, con tan sólo cambiar un módulo híbrido por otro.

Figura 1. Estructura interna de los módulos de amplificación híbridos (compatibles patilla a patilla) STK-083 (1a) y STK-083G(1c). Aquellos componentes de más que se pueden apreciar en la segunda versión se traducen en una tasa de distorsión mucho menor.



de SANYO. ¿Cuál es el hecho por el que un circuito híbrido no se llama simplemente «circuito integrado»? Por la simple y buena razón de que un circuito integrado no es más que un bloque de silicio sobre el que se encuentran grabados los diversos componentes constitutivos del circuito integrado propiamente dicho. Un circuito híbrido está, como indica su nombre, compuesto de partes y de componentes de naturaleza diversa colocados sobre una placa de cerámica, cuya superficie es uno o varios cientos de veces más grande que la de un chip de un integrado. Si abrimos uno de estos módulos, veremos componentes miniatura (Hay que notar que, de hecho, son los circuitos híbridos la primera aplicación de los CMS, componentes para montaje en superficie). Los transistores de potencia están en contacto directo con el encapsulado metálico, asegurando así la función de radiador.

La figura 1 muestrra la estructura interna (1a=STK-083, 1c=STK-083G) y el aspecto físico del módulo híbrido utilizado en el montaje. Esto último no necesita de comentario particular: una caja con 10 patillas metálicas para la conexión. La estructura interna es más interesante, en la figura 1a se ve la del STK-083 en su versión original, y en la figura 1c la del STK-083G, la versión de baja distorsión adoptada para el presente montaje. El estudio del esquema del STK-083 muestra que la estructura interna no es muy revolucionaria. T2 y T3 colocados en la entrada constituyen un amplificador diferencial cuya polarización en corriente contínua es regulada por una fuente de corriente (T1) tomada de los emisores de estos dos transistores. La base de T3 (Patilla 3) constituye el punto de conexión de un circuito de realimentación (externo). El colector de T2 está conectado a la base del transistor de control T6 que suministra la elevada ganancia deseada, incorporando también una fuente de corriente (T4) dentro de su línea de colector. Intercalado entre estos dos transistores descubrimos un tipo de «diodo zéner a transistor» (realizado en torno a T5), siendo su función la de suministrar a los transistores de potencia una tensión de polarización constante cuya magnitud determina el valor de la corriente de reposo, que en este caso es de alrededor de unos 100 mA.



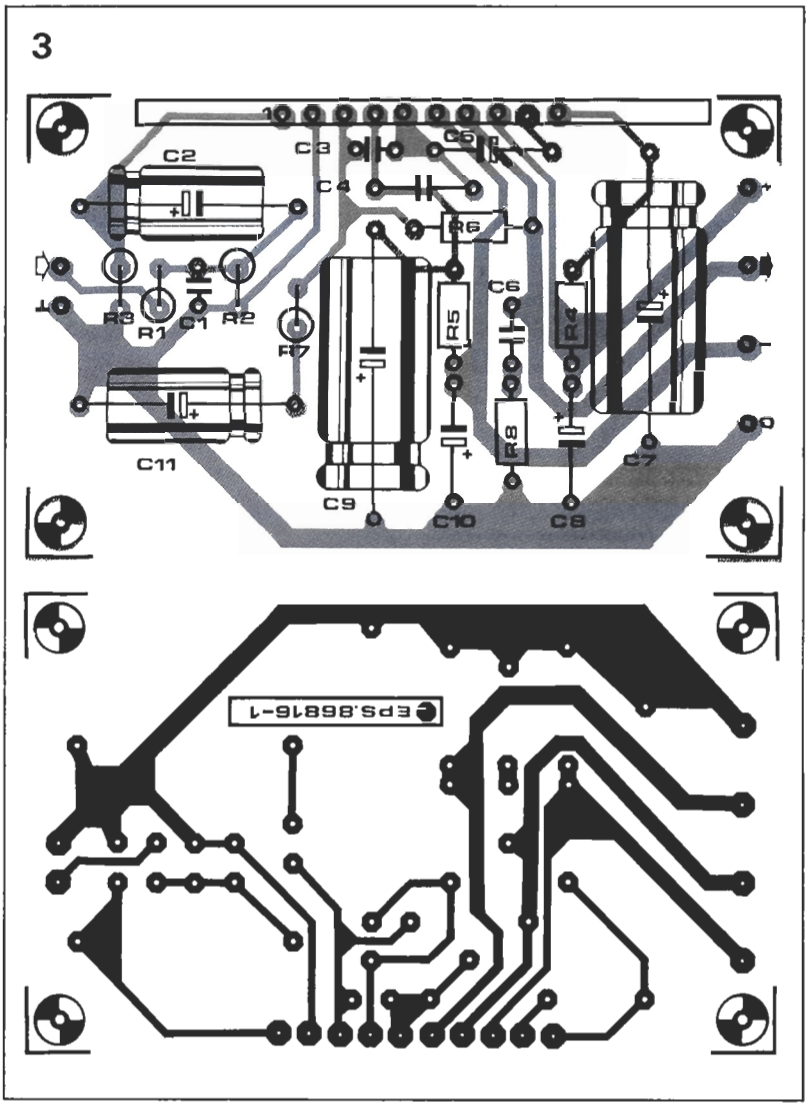
Dos Darlingtons casi-complementarios T7-T9 y T8-T10 constituyen la etapa de potencia (de salida) propiamente dicha. Para que sean perfectamente complementarios haría falta que T10 fuese un transistor PNP pero parece que la fabricación de transistores PNP de potencia para estos módulos todavía producen problemas muy peliagudos, que son casi irresolubles. Así se explica que el par T8-T10 haga la función de un «falso-NPN»; la asimetría introducida por el subterfugio anterior se corrige mediante la compensación a través de un diodo llamado de Baxandall (D5).

Si es imposible en el esquema del STK-083G negar sus orígenes, no es menos cierto que incorpora algunas mejoras. Descubrimos así un espejo de corriente (T4-T5) en la línea de colector del amplificador diferencial, una red de compensación (C1/R2) conectada entre los colectores de T2 y de T3 y la sustitución del transistor de control (driver) por un par de transistores montados en cascada (T8/T9).

Entrar en detalle del porqué y el cómo de estas sustituciones y añadidos nos llevarían demasiado lejos, pero es evidente que están hechas con el propósito de mejorar la estabilidad y la linealidad del amplificador. Los valores de la tabla 1 muestran una mejora sensible de las tasas de distorsión entre las versiones 083 y 083G; también podemos encontrar en estas tablas las características de otros modelos híbridos, los STK-084G y STK-085G, no mencionados más que a título informativo solamente en el caso de que se vea forzado a reemplazar el STK-083G. Sabiendo que el patillaje de los distintos módulos son compatibles patilla a patilla y que las únicas características que distinguen los 084G y 085G del 083G son las tensiones de alimentación y las potencias (máximas) de salida respectivas. Nuestro amplificador con módulos híbridos acepta sin el menor problema cualquiera de estos tres módulos (nosotros mismos lo hemos

Figura 2. Esquema del amplificador con módulos híbridos. A la derecha dos etapas de amplificación idénticas (I y D), a la derecha arriba, el circuito de temporización para la puesta bajo tensión y abajo la alimentación.

Figura 3. Trazado de pistas y serigrafía de componentes para el módulo de amplificador.



Lista de componentes

Resistencias
R1, R1'=1 K
R2, R2'=740 K
R3, R3', R6, R6'=56 K
R4, R4' R5, R5'=100 Ω
R7, R7'=2K7
R8, R8'=4Ω7
R17=SIOV (varistor) tipo S10/K250
R18, R19=1 M

Condensadores
C1, C1'=470p
C2, C2'=4μ7 de película o 4μ7/16V electrolítico
C3, C3'=2p2
C5, C5'=1μF/10 V
C6, C6'=47n
C7, C7', C9, C9'=220μF/63 V
C8, C8', C10, C10'=10 μF/63 V
C11, C11'=10μ de película o 10μF/16 V electrolítico
C16, C17=10.000μF/40V
C18, C19=22n/250 V CA (630 V CC)

Semiconductores
IC1, IC2=STK-083G

Varios
B1=Puente rectificador B80C5500
F1=Fusible lento 1A con portafusible para chásis
F2...F5=Fusible 2A (lento) con soporte para circuito impreso
S1=Interruptor de dos circuitos
Tr1=Transformador 2×22 V/2×2,7 A (120 VA)
Radiador de 0,5 K/W (o menor) o dos radiadores de 1 K/W (o menor)

comprobado, y testigo de ello es la fotografía en la que hemos implantado un módulo 086G en el lugar del STK-083G, sin dificultad). Esto no quiere decir que la mera sustitución de este módulo por otro sin la menor modificación del esquema permita un aumento automático de la potencia de salida del amplificador. Tal cual aparece, el circuito de la figura 2 no permite una potencia superior a 2 × 40 W cualquiera que sea el módulo utilizado. Para lograr una potencia superior es condición necesaria aumentar las tensiones de alimentación suministradas por los secundarios del transformador (cuya potencia expresada en VA crece en consecuencia), y adaptar la tensión de trabajo de los condensadores (C7..C10, C16 y C17) a las nuevas condiciones que podían necesitar las potencias máximas mencionadas en la tabla 1.

Sin embargo, dada la importancia de estas modificaciones no las recomendamos más que a aquellos lectores experimentados.

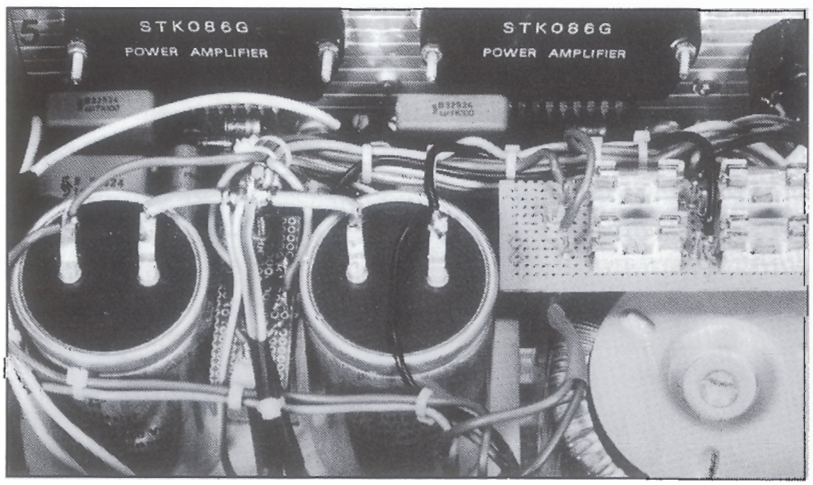


Figura 5. Vista superior de uno de los prototipos. Como muestra la fotografía muy claramente, este último está realizado en torno a un par de STK-086G los cuales no han presentado ningún problema de utilización con respecto a los STK-083G.

Esquema del amplificador

La figura 2 muestra el esquema del amplificador con módulos híbridos. Para facilitar su comprensión, lo hemos subdividido en cuatro submódulos. La alimentación se encuentra en la parte inferior derecha; justo debajo descubrimos el circuito de temporización destinado a evitar la generación de chasquidos y otros ruidos desagradables producidos durante la puesta en marcha del aparato. A la izquierda respectivamente encontramos dos amplificadores idénticos, para el canal derecho e izquierdo respectivamente. La alimentación será estudiada en detalle un poco después; la temporización para la puesta bajo tensión será objeto de un párrafo distinto. Tras haber visto primero la estructura interna de los módulos híbridos, nos dedicaremos ahora a los circuitos del amplificador propiamente dichos.

A primera vista, el número de componentes externos necesarios para hacer funcionar el módulo hídrido se encuentra reducido a la proporción conveniente: algunos de ellos, como los condensadores electrolíticos en particular, cuyas dimensiones prohíben su implantación sobre la placa de cerámica del módulo, otros están destinados a permitir al diseñador la determinación por sí mismo de ciertas características del montaje (tales como la ganancia en tensión por ejemplo), esto explica el porqué no se encuentran integrados dentro del módulo.

Como los amplificadores son de construcción idéntica, será suficiente con ver en detalle el funcionamiento de uno de ellos para saber de forma automática como funciona el otro. La tensión de alimentación (simétrica) de la etapa de potencia del amplificador es aplicada directamente (a través de un par de fusibles F2/F3) a los terminales 6 y 8 del módulo híbrido. Los condensadores C8 y C10 aseguran el necesario desacoplo de la tensión de alimentación. Las líneas de alimentación de las eta-

pas de entrada y de control (terminales 4 y 10 respectivamente) están dotadas de un desacoplo suplementario (R4/C7 y R5/C9).

El circuito de realimentación está conectado entre la salida (patilla 7) y la base de uno de los dos transistores de entrada del amplificador diferencial (terminal 3, figura 1c). La relación entre los valores de las resistencias sobrepasa 20. Esta relación puede muy bien ser modificada, sin embargo hace falta mantener el valor de R6 constante, ya que, asociada a R3, esta resistencia determina la tensión de offset (tensión continua de salida) del circuito. Como la salida de los módulos está acoplada directamente, sin condensador de desacoplo, a los altavoces, una tensión continua de valor importante puede dañar a estos. Para disminuir la ganancia, se aumentará el valor de R7, haciendo variar en consecuencia el valor de C11; a una multiplicación por dos de R7 debe corresponder una reducción a la mitad del valor de C11. Como indica el esquema de la figura 2 y la serigrafía de los componentes de la figura 3, C2 y C11 pueden ser, si quiere reducir a un mínimo el precio de fabricación de este amplificador y no exige el «sumum» de prestaciones, condensadores electrolíticos; sin embargo, aquellos de nuestros lectores que quieran sacar el mejor partido que pueden ofrecer los módulos híbridos utilizarán para C2 y C11 condensadores de película. Este pequeño vistazo al circuito nos ha permitido ver la casi totalidad de los, pocos, componentes externos que incorpora este montaje.

La red R1-C1 presenta en la entrada un filtro paso-bajo limitador del ancho de banda pasante de la entrada del amplificador, de manera que reduce al mínimo la DIM (Distorsión de InterModulación). C2 es un simple condensador de acoplo y R3 sirve para determinar el nivel en corriente continua de la etapa de entrada. Resta mencionar la presencia (recomendada por el fabricante), de dos condensadores de compensación (C3 y C4), y, en la salida, de una red de Boucherot, constituida por la pareja C6-R8, siendo su función la de formar permanentemente una carga más o menos importante para los agudos y el espectro de frecuencias situado más arriba; su presencia mejora la estabilidad del amplificador, en particular en lo que se refiere a la salida, cuando esta última se encuentra «al aire», (en ausencia de los altavoces).

¿Qué decir de significativo sobre el circuito de la alimentación? Se trata de una alimentación no regulada, reducida a la más simple expresión, doble, desde luego, porque el montaje necesita una tensión simétrica de al menos 30 voltios. Se compone de un transformador robusto (de dos secundarios separados o de un secundario con toma intermedia), un puente rectificador de onda completa, B1, y de dos grandes condensadores, C16 y C17. Siendo tan grandes las dimensiones de los componentes en cuestión, es preferible no utilizar placa impresa y efectuar el montaje cableado; esto explica la ausencia del circuito impreso para esta parte del montaje.

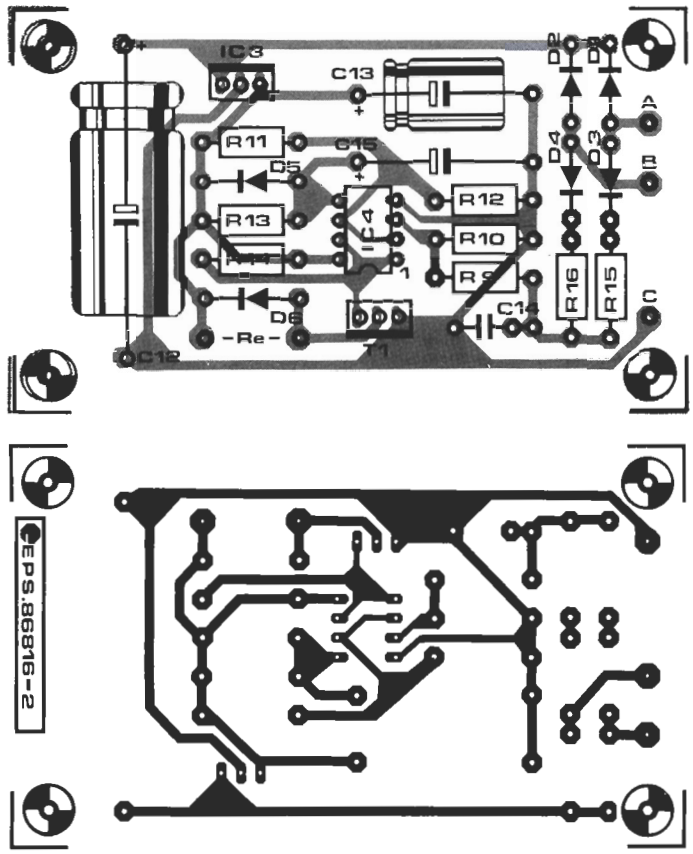
Además de los componentes indispensables, la alimentación incorpora aquellos componentes destinados a aumentar la eficacia: así como incorporar también un filtro antirrebotes destinado a suprimir los chasquidos generados por el interruptor de encendido, un varistor (componente cuya resistencia varía en función de la tensión), R17, sirve para eliminar los picos de tensión presente en la tensión de red. La resistencia de R17 varía en función inversa con la tensión, de forma que los picos de tensión importantes, son prácticamente cortocircuitos. Para dotar de una eficacia máxima al filtro antirrebotes, (C18, C19, R18 y R19) y al varistor antiparásitos, estos componentes serán soldados directamente sobre el interruptor de encendido S1.

Por fin llegado a la última parte de la figura 2: el circuito de...

Temporización de encendido

Este circuito relativamente simple, es perfectamente independiente de los tipos de amplificador y de recintos acústicos utilizados, así como pequeño y por lo tanto puede servir para la ocasión. Ataca directamente a un relé (Rel) que conecta y desconecta las líneas de salida del amplificador hacia las pantallas acústicas. Su función es la de introducir un retardo de algunos segundos entre el momento de la actuación sobre S1 y la puesta en línea

4



Lista de componentes de la temporización de encendido

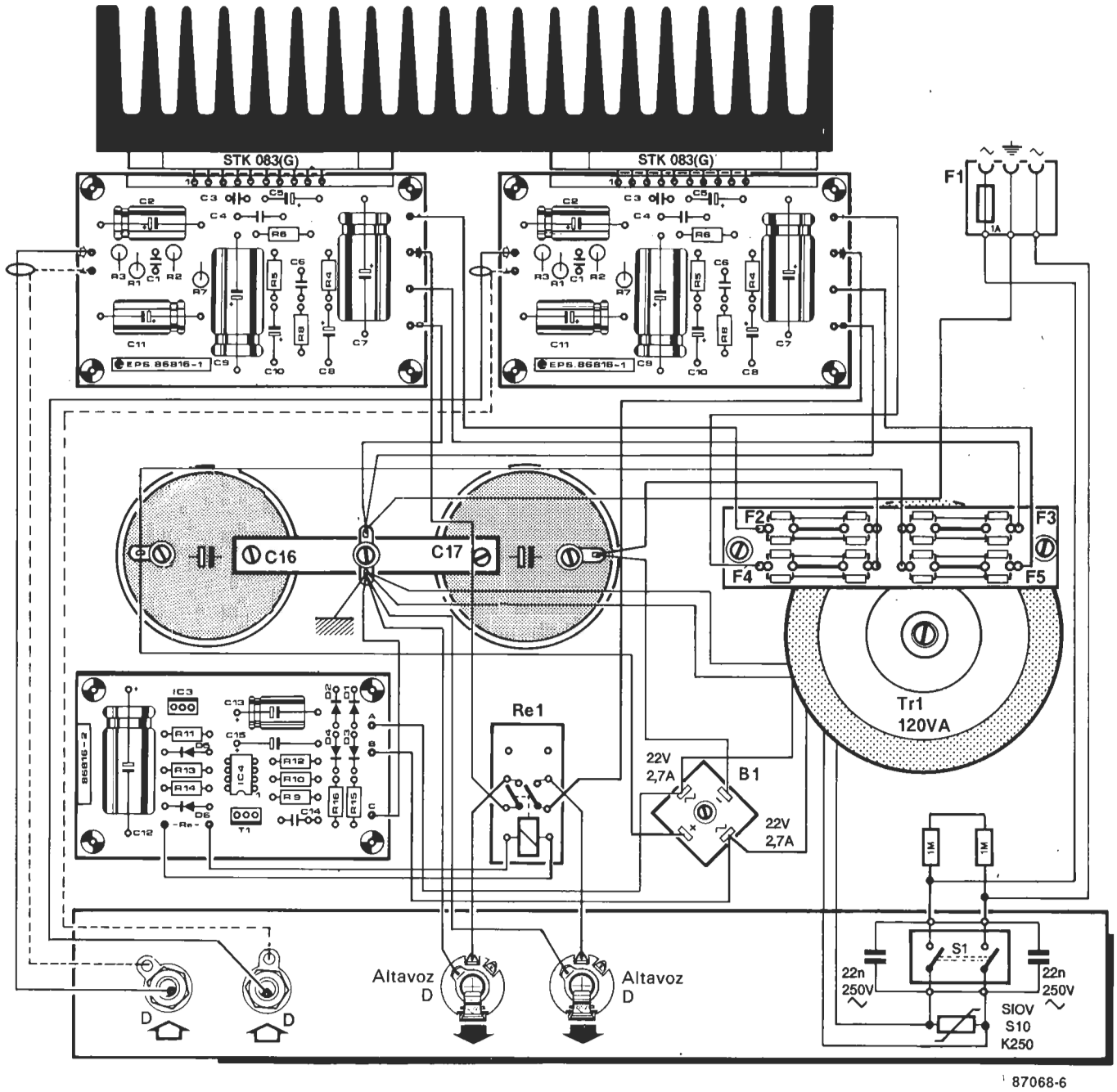
Resistencias
R9, R11=33K
R10, R12=68K
R13=1M
R14=47K
R15, R16=1K

Condensadores
C12=1.000 µF/40 V
C13=10µF/25 V
C14=220n
C15=4µ7/25 V

Semiconductores
D1, D2=1N4002
D3...D6=1N4148
T1=BD 679
IC3=7842
IC4=LM 393

Varios
Re1=Relé 24 V con dos contactos de 5 A, por ejemplo, el relé industrial de Siemens V23100-V7113-F104.
Radiador para IC3

Figura 4. Trazado de pistas y serigrafía de componentes para el módulo de la temporización. El relé que maneja está conectado a los puntos marcados con —Re—.



de los recintos acústicos. ¿En qué preciso instante? En función con el tamaño de los condensadores de la alimentación, estos últimos, necesitan de un cierto tiempo antes de tener la carga nominal de trabajo; situación que se traduce con certeza en un pico de tensión continua que aparece a la salida del amplificador, fenómeno que por una parte desagrada al auditorio, y por otra parte no es del todo inofensivo para los altavoces.

Esto explica por qué numerosos amplificadores de la gama alta suelen ir dotados de un dispositivo de este tipo. En resumen, incorporar a nuestro amplificador con módulos híbridos esta temporización, no es una obligación imperativa. Nada impide que no se realice y conectar las pantallas directamente a la salidas del amplificador; sin embargo, teniendo en cuenta la poca inversión que representa, recomendamos su

implantación en el amplificador, ya que podrá evitar con toda seguridad muchos (y en ocasiones costosos) problemas.

Los principios de los diversos tipos de temporización para amplificadores son muy similares. Regresemos un instante al esquema de la figura 2 (arriba a la derecha). Dos comparadores, A1 y A2 son los componentes centrales de este circuito, formando entre ambos una función lógica AND: esto es, hasta que las dos salidas son altas que no se produce su funcionamiento para que el transistor T1 comience a conducir, activando el relé. Los diodos D1 y D2 rectifican la tensión obtenida de uno de los bobinados del secundario del transformador TR1, cuya tensión es filtrada por C12 y estabilizada por un regulador de tensión de tres patillas, IC3. A la salida de este último disponemos de la tensión de 24 voltios necesaria para el funcionamiento del circuito de temporización. Las entradas inversoras (—), de los dos comparadores reciben una tensión de referencia extraída de la tensión de alimentación, la tensión de referencia tiene determinado su valor por un divisor de tensión constituido por las resistencias R11 y R12. Por otra parte en las entradas no inversoras de estos comparadores las cosas se complican un poco. En efecto, la entrada + de A2, toma, a través de los diodos de rectificación D3, D4, las resistencias, R15, R16, R9 y R10, y el condensador D4, su tensión directamente de la alimentación suministrada por el otro secundario de TR1. La entrada + de A1 se comporta como una red RC (R13/C15), red que constituye de hecho el elemento activo del dispositivo de temporización.

En efecto, durante el momento de la puesta bajo tensión que se produce por la activación sobre S1, aparece casi instantáneamente una tensión positiva a la entrada +, de A2, cuya salida bascula hacia un nivel de tensión elevado. Por parte de A1 las cosas «difieren» un poco; hace falta en efecto alrededor de unos tres segundos antes de que C15 se cargue. No es más que después del final de este intervalo que la entrada + de A1 bascula, y el transistor T1 comienza a conducir, activando a su vez el relé, y cerrando los contactos que, de esta forma, conectan las pantallas acústicas a las salidas del amplificador.

Durante el corte de la alimentación, hace falta que el relé, abra lo más rápido posible, de manera de que se evite cualquier tipo de chasquido en los altavoces. El circuito asegura igualmente esta función. En efecto, si bien hace falta un cierto tiempo antes de que A1 bascule, A2 reacciona instantáneamente a la desaparición de la tensión de alimentación. La caída de la tensión de salida de A2 basta para producir el bloqueo de T1.

N.R. Atención, si se opta por un transformador provisto de tensiones de salidas diferentes a las indicadas (2×22 V), esta situación exige un recálculo de los valores de los componentes que determinan los niveles de tensión aplicadas a la entrada de A2. La tensión aplicada al terminal 3 de IC4, debe estar alrededor de 20 V y en ningún caso deberá sobrepasar los 22 V. Hará falta, si es necesario, adaptar los valores de R9 y R10 teniendo cuidado de que su suma permaneza igual a 100 KΩ.

Construcción

Para facilitar al máximo la realización hemos hecho el diseño de dos placas: la primera para amplificador por módulos híbridos, y la otra para el dispositivo de temporización; la única diferencia entre ellas es que la primera está disponible a través del servicio EPS mientras que habrá que realizar la segunda.

Las figuras 3 y 4 muestran el diseño de las serigrafías de la implantación de los componentes de las dos placas de circuito impreso. Para evitar cualquier malen-

Figura 6. Diagrama de cableado del amplificador con módulos híbridos. Para reducir al mínimo las interferencias y otros fenómenos indeseables recomendamos respetar el ejemplo de cableado que proponemos, en particular en lo concerniente al punto de masa central (C16/C17), que tiene una importancia capital, para el correcto funcionamiento del montaje.

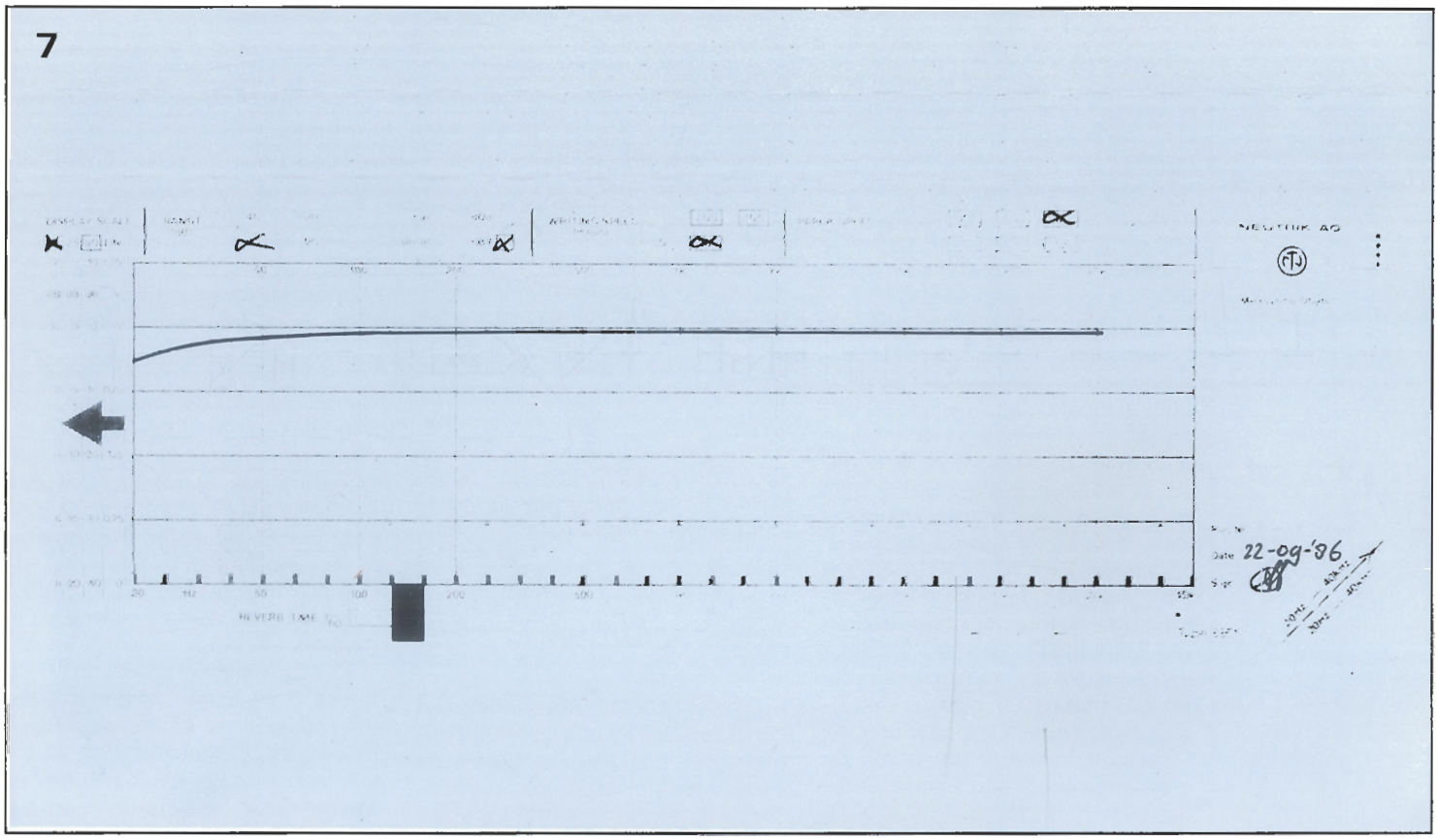


Figura 7. La curva de respuesta en frecuencia del amplificador a módulos híbridos no tiene nada que envidiar.

tendido posterior, llamamos vuestra atención sobre el hecho de que el circuito de la figura 3 solamente es capaz de recibir un único módulo híbrido y que para realizar una versión estéreo, se necesitarán dos circuitos de este tipo.

¿Qué decir de particular concerniente a la construcción? Por poco que respeteis la lista de los componentes y la serigrafía de implantación de los mismos, se llegará a buen puerto. La disposición de los componentes, no está demasiada apretada, de forma que no deberéis tener ningún tipo de problema a la hora de ponerlos en su sitio. Ocurre lo mismo en lo que concierne a la placa de temporización, con la única diferencia de que el relé no queda implantado en la misma, componente para el cual se deberá encontrar un emplazamiento adecuado en las proximidades de las líneas de salida del amplificador. Este montaje acepta cualquier relé que tenga una tensión de trabajos de 24 voltios y su contacto sea capaz de conmutar una corriente de 5 A o más.

Dos últimas anotaciones: se hará necesario dotar al regulador IC3 de un radiador. Para C2, C5 y C11 del módulo de amplificación, optaremos preferentemente por los condensadores de película más que por los condensadores electrolíticos, ya que el factor de distorsión introducido por estos últimos es más elevado.

Volvamos a la alimentación. Como se ha señalado anteriormente, consideramos que no hace falta el diseño de una placa de circuito impreso para la fuente de alimentación; en este caso preciso, este diseño nos puede dar más problemas de los que resuelve. Hemos mencionado ya las particularidades de R17...R19, C18, y C19. Además, la intención es lograr una fuente de alimentación tan compacta como sea posible, efectuando las conexiones del transformador, el puente rectificador y los dos condensadores de filtro con la ayuda de cable de gran sección. Como ilustra la fotografía, hemos posicionado C16 y C17 de manera que se pueda crear un puente de masa central. ¡Es importante comprobar que la carcasa de estos dos condensadores no se encuentran en contacto eléctrico con la caja en la que se montará el amplificador!

Como el puente rectificador soporta unas corrientes elevadas, deberá ir dotado de la refrigeración conveniente. La mejor solución consiste en montarlo sobre una de las caras laterales o sobre el fondo de la caja de montaje (metálica), teniendo en cuenta que sobre la cara de atrás de la caja montaremos los radiadores de los módulos híbridos. Colocaremos los fusibles F2...F5 sobre una placa de prototipos, muy cerca de la situación de los condensadores de filtro. Las características del transformador de alimentación exige que nos detengamos un pequeño instante. Hace falta, como indicabamos más arriba, un transformador en el que el secundario tenga una toma intermedia (o dos secundarios idénticos separados, como es el caso de los transformadores toroidales). Por sus mejores cualidades (menor tamaño, zumbido mecánico y dispersión de flujo) se recomienda emplear un transformador toroidal. En el primer caso no corremos el menor riesgo de equivocarnos; en el segundo caso (dos bobinados) hará falta un polímetro para estar seguro de lo que hacemos. Conecte uno de los extremos del bobinado 1 a una de las extremidades del bobinado 2 (preste atención a no contocircuitar un bobinado y dejar el otro al aire). Poner el transformador bajo tensión y medir el valor de la tensión presente entre las dos extremidades libres: si el polímetro indica un valor próximo a 0 V, será necesario invertir las conexiones de uno de los enrrollamientos. Se tiene una probabilidad frente a dos de haber realizado la conexión correcta a la primera; en este caso se debe medir una tensión doble de la presente en la conexión de uno solo de los bobinados. Los extremos conectados constituyen lo que llamamos la «toma intermedia».

Colocación en la caja

La descripción que acabamos de hacer de la realización del alimentador nos lleva al objeto de esta parte del artículo, que concierne a la colocación del montaje en una caja y el cableado del amplificador.

Las fotografías ilustrativas de este artículo pueden servir muy bien de guía para la realización de su propio amplificador. Para la colocación en la caja, el lector habrá de tener en cuenta las siguientes indicaciones:

— Cada módulo híbrido deberá estar dotado de un radiador con una resistencia térmica que sea inferior a 1K/W; técnicamente, nada nos prohibe dotarlo de un radiador común a condición de que esté convenientemente dimensionado y que este último posea una resistencia térmica que sea inferior a 0,5 K/W.

— Tendrá que evitar que los terminales de los módulos soporten ningún tipo de esfuerzo mecánico; todo esto implica que no se deban utilizar los módulos híbridos bajo ningún concepto, como soporte de la placa de circuito sobre la cual están soldados, sino más bien al contrario.

En el caso de que sea la elección de una caja metálica (la solución más apropiada según nuestra opinión), se podrá sujetar los radiadores en el exterior sobre la parte posterior de la caja; las placas de los amplificadores deberán quedar bien sujetas al fondo de la caja mediante una escuadra, para consolidar el montaje, y todos los módulos estarán sobre la parte posterior de la caja de montaje. De forma que se le garantice la mejor transferencia térmica posible entre los módulos y los radiadores, se ha visto conveniente la utilización de pasta termoconductora entre los radiadores de calor y los circuitos que disipan calor.

Las posiciones de los otros componentes del montaje pueden deducirse sin problema de la fotografía de la figura 5. A la derecha de los módulos híbridos se descubre la toma de red con fusible (F1) incorporado. La placa de temporización de encendido así como el puente rectificador se encuentran situados delante del transformador toroidal. Los dos condensadores electrolíticos son bien identificables en el centro de la fotografía; a la derecha se encuentra una placa de prototipos, sobre la cual se han montado los fusibles F2...F5.

El esquema de cableado de la figura 6 muestra claramente las interconexiones efectuadas. Si se respeta la disposición y no se olvida ninguna conexión, no hay la menor razón para que el montaje no funcione tras la primera puesta bajo tensión del circuito.

El cableado de todo montaje de audio exige respetar una serie de normas que son casi imperativas:

— Siempre utilizaremos un punto de masa central (montaje en estrella); recomendamos un punto para la masa, o en todo caso una disposición similar a la

representada en la figura número 6, el punto de masa de los dos condensadores de filtrado C16 y C17 se convierte en el punto de masa central de todo el montaje. Todas las líneas de masa deberán llegar individualmente a este punto (no hay que unir dos puntos de masa entre ellos antes de conectarlos con el punto central). Este mismo punto puede servir de punto de conexión para el cero de la alimentación y la masa de la caja.

Para las líneas de alimentación y las uniones con las pantallas, se utilizará cable de sección suficiente (1,5 mm² como mínimo), y de colores diferentes; así resulta muy fácil la supervisión del cableado (para la búsqueda de un error eventual). Las uniones entre los conectores de entrada y las placas de los módulos serán efectuadas con unos cables blindados. Es fundamental que la conexión de la masa de los conectores para los altavoces, no se encuentren en contacto con la caja (si esta última es metálica). Para evitarlo, se sujetan los cables de entrada sobre una pieza de plástico que se fijará sobre la cara delantera de la caja del amplificador, los dos conectores pasarán por dos orificios taladrados con esta intención sobre la placa de plástico, con cuidado de que no estén en contacto galvánico con la caja.

Además de los dos conectores que acabamos de mencionar, se implantarán igualmente sobre la cara delantera de la caja del amplificador el interruptor de red y los dos conectores para la salida de los altavoces. Una solución práctica consiste en utilizar conectores externos de 6,35 mm mono (aislándolos también en interés de las cajas). Nada evidentemente le prohibe totalmente adoptar otro tipo de conexión (caja «punto y raya» o conector tipo Cannon, por ejemplo).

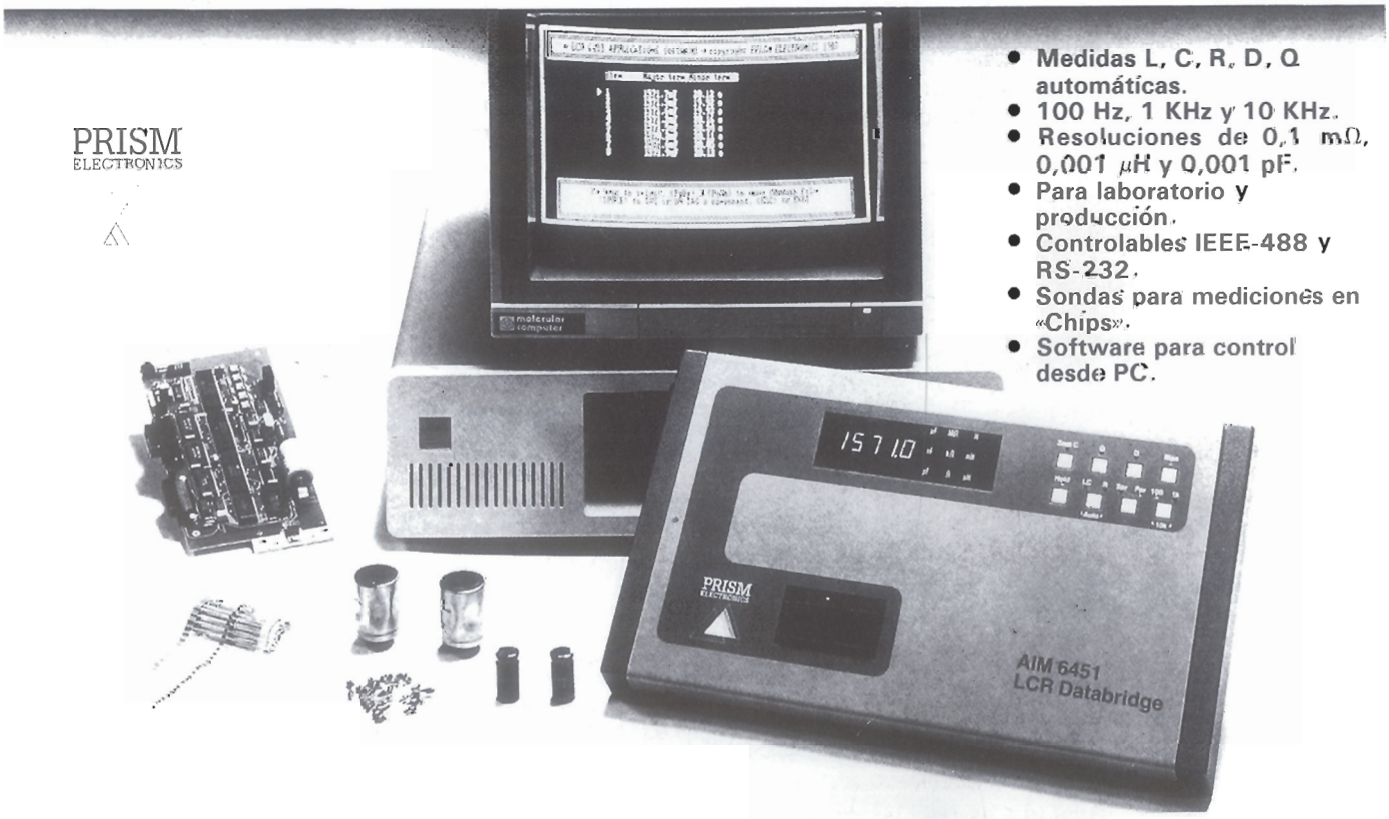
Finalmente

Una de las ventajas principales de la utilización de los módulos híbridos es la ausencia de medidas y de ajustes, una vez terminada la construcción del amplificador. Por poco que usted haya hecho una realización cuidadosa, no puede y no debe tener problemas, los componentes críticos se encuentran integrados en el módulo híbrido donde el fabricante ha regulado el nivel de la corriente en reposo.

Es realmente preferible que tenga cierta prudencia y antes de introducir los fusibles F2...F5, para evitar problemas, verificando que las salidas del alimentador concuerden con las tensiones deseadas. En el caso de un alimentador simétrico tal como el que hemos utilizado aquí, la ausencia de una de las tensiones de alimentación puede tener unas consecuencias desastrosas (en ausencia del circuito de temporización).

Cuando las verificaciones estén terminadas, apague la alimentación e implante los fusibles. A continuación se puede colocar el amplificador bajo la tensión para poder comprobar y apreciar sus cualidades. No dudamos en ningún momento que se sentirá satisfecho del sonido conseguido. La figura 7 muestra la curva de respuesta en frecuencia del amplificador de módulos híbridos, curva muy plana dotada de una pendiente insensible en los graves (-1 db a 20 H2). Un último consejo: la sensibilidad de entrada de vuestro amplificador de módulos híbridos es de 1 V aproximadamente, señal que se puede encontrar en la salida de la casi totalidad de los preamplificadores, dignos de este nombre, del mercado. ◼

PUENTES UNIVERSALES LCR, AIM 6451 Y AIM 6401



- Medidas L, C, R, D, Q automáticas.
- 100 Hz, 1 KHz y 10 KHz.
- Resoluciones de 0,1 mΩ, 0,001 μH y 0,001 pF.
- Para laboratorio y producción.
- Controlables IEEE-488 y RS-232.
- Sondas para mediciones en «Chips».
- Software para control desde PC.

MOLHER electrónica s.a.
MOLHER ELECTRONICA
Parque Eugenia de Montijo, 94-104.
Teléfs. 462 78 42 - 462 25 62.
Fax. 465 53 82. 28047 MADRID.

digital microsistemas
DIGITAL.
Tres Senyores, 1-3-5.
08024 BARCELONA.
Teléf. 210 52 61. Fax. 214 64 69.

Sobre las huellas de las ondas cerebrales

¿Conoce las ondas Berger? Pues bien, el solo hecho de buscar la respuesta a esta cuestión ha puesto en marcha en vuestra cabeza la aparición de ondas de este tipo. Ahora relájese y déjese llevar... y he aquí que aprecen las ondas alfa.

DETECTOR DE ONDAS ALFA

H. Berger, psiquiatra y neurólogo nacido en 1873, es considerado en medicina como el descubridor del electroencefalograma. En 1938 introduce un método de investigación, desconocido hasta entonces en medicina: la captación de señales eléctricas de muy baja amplitud emitidas por el cerebro. Bien entendido, que las primeras experiencias efectuadas en este campo son anteriores a estos datos. Los primeros datos registrados se refieren a las investigaciones sobre las corrientes cerebrales medidas sobre soldados gravemente heridos durante la guerra franco-alemana de 1870.

Las ondas cerebrales

Cualquiera que sean los orígenes, el electroencefalograma (EEG) tiene hoy un puesto indiscutible en el instrumental de diagnóstico médico. Y el concepto mismo de las ondas Berger ha cedido el sitio a otras nociones, definidas hoy con gran precisión gracias al perfeccionamiento de aparatos utilizados para registrar las actividades eléctricas del cerebro. El importante papel que ha jugado la electrónica en este campo no ha pasado desapercibido para nadie. Al comienzo, la electroencefalografía, se debía contentar sin duda, con observar el hecho de que el cerebro (vivo) emite unas «pulsaciones eléctricas» periódicas. Podemos observar que el aspecto de estos pulsos cerebrales es diferente en función del estado en el que se encuentre el sujeto, ya sea de vigilia o de sueño, o también, según se encuentre sano o enfermo. Finalmente se han venido observando unas perturbaciones características de las corrientes cerebrales de los epilépticos (la epilepsia es un mal nervioso caracterizado por unos ataques convulsivos bruscos con pérdida de conocimiento, en otras épocas llamado gran mal y también mal sagrado).

Es fácil de imaginar que la aparición del transistor, y la mejora consecuente de las técnicas de filtrado, así como los progresos efectuados en materia de la mecánica de precisión, han podido abrir nuevos horizontes a la electroencefalografía. Puede llegar a ser posible distinguir entre ellas cuatro tipo de ondas cerebrales (Figura 1). Las ondas del tipo más lento, si se pueden definir así, son las ondas delta, y se sitúan entre los 0 Hz y los 4 Hz. Después de 4 Hz a 8 Hz encontramos las ondas theta. Y las ondas alfa, con su ritmo característico en torno a los 13 Hz, que preceden a las ondas más rápidas, denominadas beta, cuyo gran margen de frecuencia se extiende hasta los 30 Hz.

Los estudios de amplitud internacional han revelado la presencia de ondas cerebrales en el cerebro de los fetos, mientras que antaño se suponía que las ondas de característica periódica sólo aparecían mucho más tarde, du-

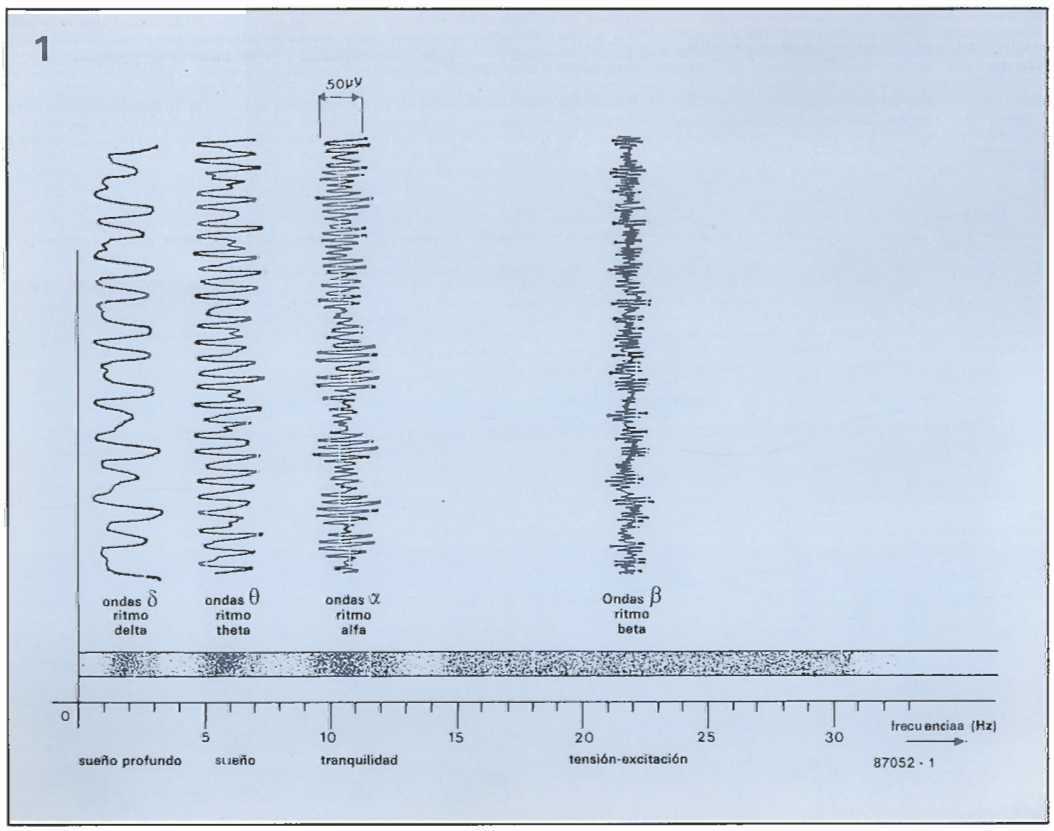
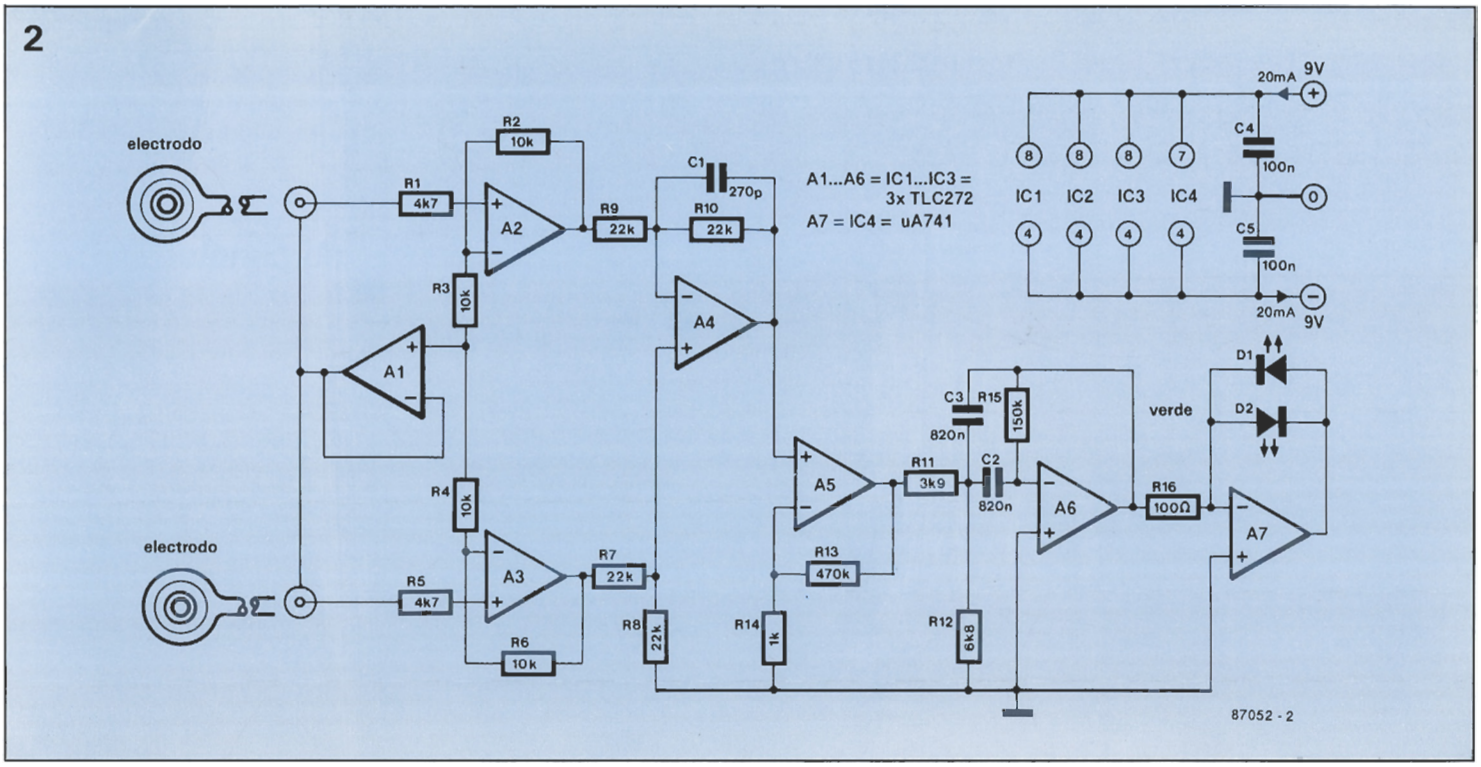


Figura 1. Las ondas cerebrales se encuentran dentro del dominio del sub-audio.



rante la lactancia. Hasta una edad en torno a los tres años, predominan las ondas delta. Después, las ondas theta vienen a superponerse a estas y finalmente tomarán su lugar. A partir de la edad de nueve años, encontramos en la cabeza del niño las ondas alfa y las ondas beta. Dicho de otro modo, con el desarrollo, las ondas cerebrales se aceleran. En la cabeza adulta, las ondas lentas hacen no obstante su aparición durante el sueño.

Los tipos R, P y M

El ritmo fundamental de la cabeza de un adulto son estas ondas alfa que aparecen casi siempre mientras que nos paremos por completo, manteniendo los ojos cerrados. En el momento que abrimos los ojos y estos ponen su atención en el entorno (incluso involuntariamente), las ondas alfa ceden su lugar a las ondas beta más rápidas. La mayoría de los adultos presentan este tipo de comportamiento de las ondas cerebrales. Nosotros las designamos por la letra R, del inglés «responsive». Hay personas en las que las ondas alfa persisten también incluso cuando reabren los ojos y estos fijan su atención en el entorno. Este tipo de actividad cerebral se designa por P, de «persistant». El aspecto que presentan los individuos de tipo P se caracteriza por presentar dificultades en las representaciones mentales de las imágenes, pero reaccionan por otra parte más enérgicamente ante otros estímulos como el tacto o el olfato.

Una tercera categoría de individuos más reducida, se designa por la letra M (de «Minus») porque su cerebro no produce nunca ondas alfa, a pesar de que se detengan por completo y mantengan los ojos cerrados. Su cerebro no produce más que las ondas beta. La imaginación y la capacidad de estas personas para manejar con facilidad las estructuras mentales complejas se manifiesta notablemente.

Gimnasia cerebral

Antes de dejarle descansar para seguir sus ondas alfa, debemos efectuar una pequeña vuelta a modo de gimnasia cerebral en torno al esquema de la figura 2. Lo que sin duda desencadenará un torrente de actividad einsteniana de ondas beta en su occipital.

Dos electrodos conducen la señal cerebral hacia dos amplificadores operacionales (A2 y A3) cuyas entradas no inversoras recogen la señal amplificada, ruido incluido. De esta manera la amplificación diferencial efectuada por A4 elimina el ruido y zumbidos recogidos por los electrodos. Solamente la diferencia entre las señales de los dos electrodos constituye la señal útil. Esta se aplica a A6 que las filtra de forma rigurosa en el rango de las ondas alfa (figura 3), después de haber he-

Figura 2. Un montaje fácil de realizar sobre una pequeña placa de prototipos para circuitos integrados.

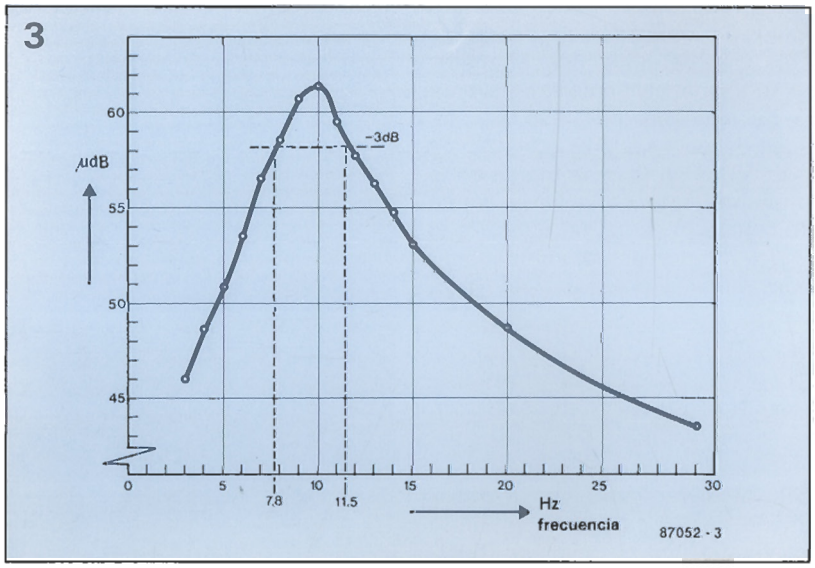


Figura 3. Curva de respuestas de filtro de ondas alfa.

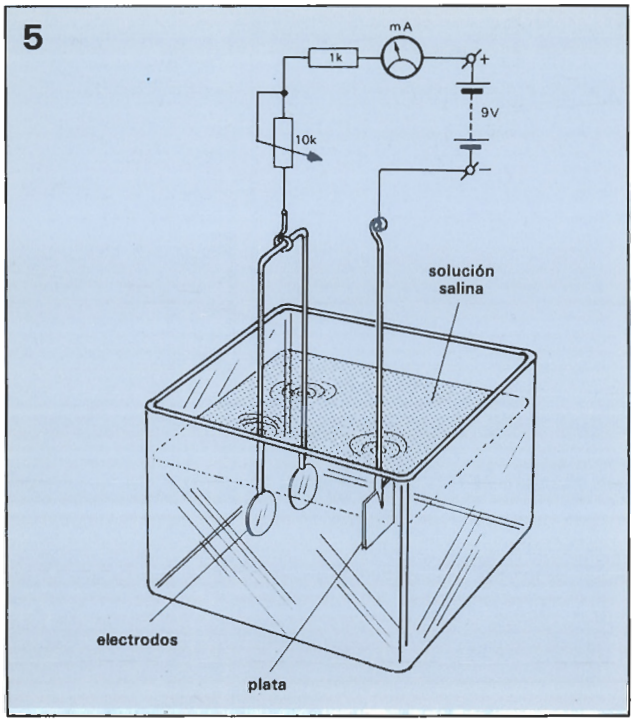


Figura 5. Dispositivo simple para recubrir los electrodos de una capa de cloruro de plata.

cho pasar la señal por A5 con una ganancia de 500 dentro del camino de la señal de los electrodos.

Nuestra señal de ondas alfa llega ahora a A7 que controla ambos diodos led a un ritmo de 8 Hz a 13 Hz. Si la frecuencia de las ondas captadas no se encuentra dentro de la gama permitida por este sensor, los diodos D1 y D2 permanecen iluminados los dos con la misma intensidad, o incluso se apagan. Es interesante notar que la tensión del blindaje de los dos electrodos no está conectado a la masa, sino a un potencial común a las dos entradas no inversoras de los amplificadores operaciones A2 y A3.

Señalaremos de pasada que debido a la potencia de la señal de la pulsación cardíaca, los dos diodos marcarán de igual forma el ritmo de las palpitaciones. La elevada pendiente del filtro es insuficiente frente a la señal cardíaca del orden de milivoltios. El aparato funciona particularmente bien como indicador de pulso, ya que si se desea se pueden colocar los electrodos en la zona media de la muñeca, justo en la parte donde se coloca la yema del pulgar o el índice, como usted suele hacer para medir el pulso de «oído».

El problema de los electrodos

Si habita en una ciudad con centro universitario, en la proximidad de un centro hospitalario universitario o si conoce a un estudiante de medicina, enfermero o cualquier otra persona familiarizada con los miles de utensilios médicos, será fácil echar mano rápidamente sobre uno o más juegos de electrodos. De otro modo qué le parece un pequeño anuncio gratuito en uno de los próximos números de ELEKTOR.

Aún queda también la posibilidad de realizar uno mismo estos estrafalarios electrodos. Resumiremos la operación. Hace falta agenciarse de un par de plaquetas de plata de 0,5 cm² de superficie y de 0,3 mm a 0,5 mm de espesor (en ciertos almacenes de material para bricolage, o tal vez en el joyero). Para fabricar un electrodo, soldar la placa de plata sobre los dientes de una pinza de cocodrilo y anexionar una clavija de banana hembra. La lámina de cloruro de plata suprime el riesgo de la diferencia de potencial entre la piel y el electrodo que puede provocar reacciones electroquímicas. Para obtener este depósito sumerja los electrodos en una solución del 0,9 % de sal de cocina refinada, y de 99,1 % de agua destilada, con una placa de plata haciendo de cátodo. Cuando la corriente de electrólisis es de 1 mA por cm² de superficie a recubrir de cloruro, la operación dura una hora poco más o menos: ahora los electrodos estarán recubiertos de una capa pardusca o grisácea. Considerando que cada uno de los electrodos de la figura 5 posee una superficie de 0,5 cm² hace falta una corriente de 2 mA.

En resumen, el problema de los electrodos... no es tanto; si acaso el esfuerzo de algunas gestiones efectuadas aquí y allá. Y siempre queda la solución de las páginas amarillas.

Para acabar vamos a dar dos consejos: Soldar un trozo de hilo de cable ordinario de unos 10 cm de longitud, a la masa del circuito, esto hará el efecto de una antena para recolectar los parásitos indeseados.

Bajo ningún pretexto utilice una fuente de alimentación conectada a la red. «Pilas y nada más que pilas». Si se quiere experimentar con posterioridad no establezca jamás una conexión galvánica entre el detector de ondas alfa y otro aparato alimentado mediante la red eléctrica. La transmisión de la señal debe hacerse siempre aislada eléctricamente de la sección de los electrodos, por ejemplo mediante un fotoacoplador. ◀



Figura 4. Disposición clásica de los electrodos de captación.

El estudio en pequeña señal, permite conocer parámetros tan característicos de una etapa amplificadora como son su ganancia, impedancia de entrada e impedancia de salida, además de su respuesta en frecuencia. En el presente artículo, se analizarán las tres configuraciones fundamentales en el diseño de etapas amplificadoras; emisor común, base común y colector común.

Matías Garrido. Departamento de Sistemas Electrónicos y de Control. E.U.I.T. Telecomunicación (UPM). Madrid.

AMPLIFICACIÓN CON COMPONENTES DISCRETOS (II): PEQUEÑA SEÑAL Y CONFIGURACIONES FUNDAMENTALES

¿Qué es la pequeña señal?

En el artículo anterior de esta serie[1], se explicó cómo era posible la amplificación: la señal variable que se deseaba amplificar, producía variaciones de I_B y V_{BE} en un transistor; en consecuencia se daban desplazamientos del punto $[I_{BQ}, V_{BEQ}]$ (punto de polarización), proporcionales a su magnitud. Estos desplazamientos producían a su vez, variaciones de mayor orden en el punto $[I_{CQ}, V_{CEQ}]$ en virtud de la ganancia de corriente (h_{FE}) propia del transitor.

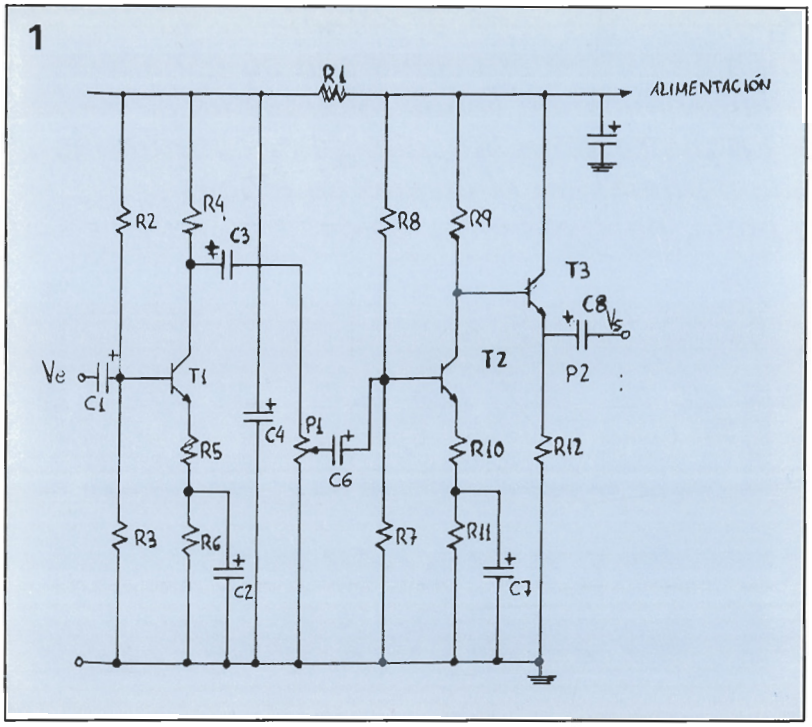
Pues bien, si éstos desplazamientos son pequeños (lo cual implica que las señales a amplificar son también pequeñas), se dice que el transistor se encuentra trabajando en pequeña señal.

Modelos para pequeña señal

El transistor es un elemento esencialmente no lineal y, por tanto, toda señal variable que sea amplificada por una etapa a transistores será también distorsionada. No obstante, el análisis de un amplificador a transistores, se simplifica mucho si caracterizamos a estos dispositivos mediante modelos lineales. Un modelado tal únicamente proporcionará resultados con una aproximación aceptable si los transistores son excitados con pequeña señal ya que, entonces, su comportamiento es casi lineal y estos modelos caracterizan al elemento activo razonablemente bien.

Por todo ello, cuán grande o pequeño sea el valor de una señal para que pueda ser considerada como pequeña señal, dependerá de lo que consideremos una aproximación aceptable. Normalmente, se considera que un transistor

Figura 1. Etapa preamplificadora del amplificador de audio de 7.5 W.



está trabajando con pequeña señal, cuando sus variaciones en torno al punto I_{CQ} están alrededor de ±0,5 mA, correspondientes a variaciones de V_{BE} de unos ±5 mV. Luego, con este criterio, tensiones de excitación del orden de 10 mV (pico a pico) pueden ser consideradas pequeña señal y el transitor excitado con ellas puede ser caracterizado mediante los modelos lineales que trataremos en el presente artículo.

En la práctica será posible hacer uso de los modelos de pequeña señal para analizar las primeras etapas de los amplificadores, que trabajan con señales de pequeña magnitud. Por el contrario no será posible utilizar estos modelos para las etapas finales de potencia.

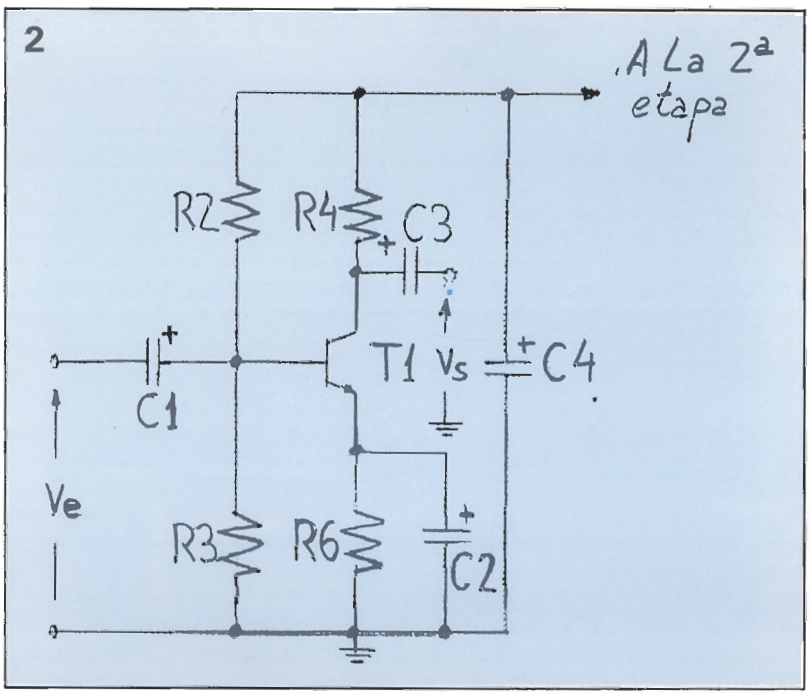
En la figura 1 se reproduce la etapa preamplificadora del amplificador de audio de 7,5 W, que servirá de ejemplo a lo largo de toda la serie de artículos. En esta etapa, los transistores T_1, T_E y T_B podrán ser caracterizados con modelos lineales.

Configuraciones fundamentales

Tres son las configuraciones fundamentales en las que puede utilizarse un transitor como amplificador: emisor común (E.C.), base común (B.C.) y colector común (C.C.). Los nombres de estas configuraciones, hacen referencia a la existencia de un terminal común, en el sentido de que la entrada y la salida de la etapa amplificadora, se tomarán desde los otros dos terminales a dicho terminal común.

Debe quedar muy claro, no obstante, que cuando hablamos de entrada, salida y terminal común, lo hacemos únicamente a efectos de señal variable, dado que a efectos de polarización, no hay «entradas» ni «salidas» y el terminal común (al que se refieren todas las tensiones) puede ser distinto. Es más, el circuito de polarización de una etapa en C.E., puede ser idéntico al de otra etapa en B.C. ó C.C., las diferencias entre las tres etapas, estriban en el par de terminales donde se inyecta la señal de entrada, el par de terminales donde se toma la señal de salida y en sus características a efectos de señal variable; ganancias, impedancias de entrada y salida, respuesta en frecuencia, etc...

Figura 2. Configuración amplificadora en emisor común.



Configuración en emisor común

La etapa amplificadora previa de la figura 1, consta a su vez de dos etapas. La primera de ellas, constituida por el transistor T_1 y los elementos de su red de polarización, es una configuración de emisor común. Por el momento, y a efectos de fijar conceptos, supondremos que R_5 es despreciable[2], por lo que la primera etapa del amplificador, queda reducida a la de la figura 2. En dicha red, los condensadores C_1, C_2 y C_3, llamados de acoplo, y el condensador de filtrado C_4, constituyen cortocircuitos prácticos para las frecuencias útiles (frecuencias medias o banda pasante del amplificador), y por tanto se puede considerar que:

1) A efectos de señal variable, el terminal de emisor es el terminal común.

2) La entrada de la etapa amplificadora se encuentra entre los terminales de base y emisor.

3) La salida se encuentra, asímismo, entre los terminales colector y emisor.

4) La resistencia R_4 se encuentra, siempre a efectos de señal variable, entre los terminales colec-

tor y emisor. La tensión de alimentación equivale también a un cortocircuito a efectos de señal variable. A efectos de análisis consideramos como tensión de alimentación la tensión en bornas de C_4.

En la figura 3, se ha representado al transistor T_1, rodeado de su red de polarización, tal y como se ha modelado en los párrafos anteriores para señal variable y frecuencias medias. Únicamente, falta introducir, pues, el modelo para el transistor.

El modelo

Para caracterizar al transistor en pequeña señal, se han ideado multitud de modelos. Uno de los más utilizados para frecuencias medias y bajas, es el modelo de parámetros h, cuya representación para el caso de la configuración E.C. se halla en la figura 4. Nótese que la entrada se toma en bornas B-E y la salida en bornas C-E, siendo el emisor el terminal común.

Las variables v_{be} (tensión de entrada), i_b (corriente de entrada), v_{ce} (tensión de salida) e i_c (corriente de salida), se representan en minúsculas para significar que son las variaciones de V_{BEQ}, I_{BQ}, V_{CEQ} e I_{CQ}, es decir que realmente, para el transistor:

(1) $V_{BE}=V_{BEQ}+v_{be}$
(2) $I_B=I_{BQ}+i_b$
(3) $V_{CE}=V_{CEQ}+v_{ce}$
(4) $I_C=I_{CQ}+i_c$

El modelo de la figura 4, caracteriza al transistor con cuatro parámetros; h_{ie}, h_{re}, h_{fe} y h_{ce} que cumplen las siguientes ecuaciones lineales (según se deduce de la propia figura):

(5) $V_{be}=h_{ie}\ i_b+h_{re}\ v_{ce}$
(6) $i_c=h_{fe}\ i_b+h_{ce}\ v_{ce}$

Las ecuaciones **(5)** y **(6)** pueden servir, a su vez, para definir los cuatro parámetros del modelo h_e[3]:

(7) $$h_{ie}=\left.\frac{V_{be}}{i_b}\right|_{V_{ce}=0} \approx \left.\frac{V_{be}}{I_B}\right|_{V_{ce}=cte}$$ ohmios.

(8) $$h_{re}=\left.\frac{V_{be}}{V_{ce}}\right|_{i_b=0} \approx \left.\frac{V_{BE}}{V_{CE}}\right|_{I_B=cte}$$

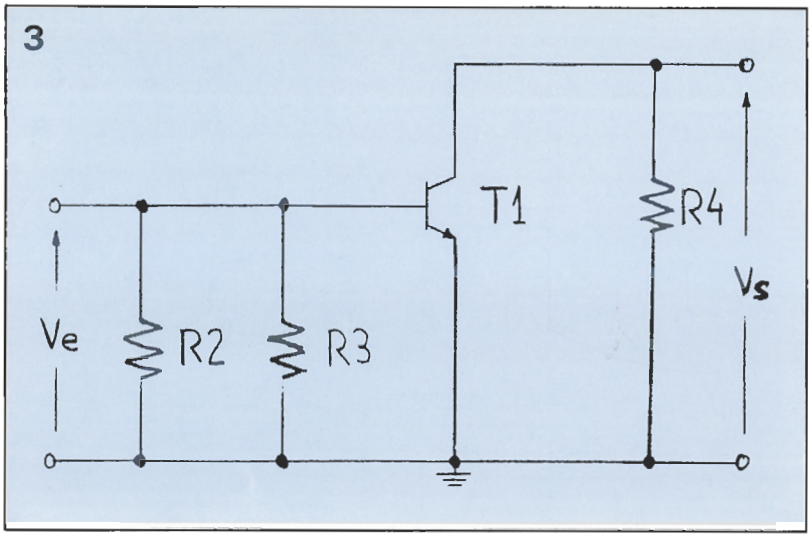


Figura 3. Configuración en emisor común para señal variable y a frecuencias medias.

(9) $$h_{fe}=\left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{V_{ce}=0} \approx \left.\frac{I_c}{I_B}\right|_{V_{ce}=cte}$$

(10) $$h_{oe}=\left.\frac{i_c}{V_{ce}}\right|_{i_b=0} \approx \left.\frac{I_c}{V_{ce}}\right|_{I_B=cte}$$

siemens μ(ohmio) [1]

El parámetro h_{ie}, posee dimensiones de impedancia, y representa la impedancia de entrada del transistor entre sus terminales de base y emisor, a efectos de pequeña señal. Puede calcularse mediante la fórmula aproximada:

(11) $$h_{ie}=\frac{26\ mv.}{|\ I_a(mA)\ |}\ \Omega$$

El parámetro h_{re}, es adimensional. Debido a su pequeño valor, en la práctica, se toma $h_{re}=0$ sin un error apreciable.

El parámetro h_{fe}, también es adimensional, y representa la ganancia de corriente en pequeña señal. Está relacionado con el parámetro h_{ie}, mediante la fórmula aproximada:

(12) $$h_{fe}=h_{ie}(\Omega)\ \frac{|\ I_c(mA)\ |}{26\ mv}$$

No debe confundirse con la ganancia estática de corriente, h_{FE}, ni con β_F. En realidad, h_{fe} es la pendiente de la curva $I_c=h_{FE}I_B$ en cada punto $[I_{BQ}]$.

Por último, el parámetro h_{oe}, posee dimensiones de admitancia (o inversa de una impedancia) y representa la admitancia de salida del transistor entre sus terminales colector y emisor, a efectos de pequeña señal. Su valor suele ser pequeño y por lo tanto la impedancia de salida $1/h_{oe}$, suele ser grande y puede despreciarse en

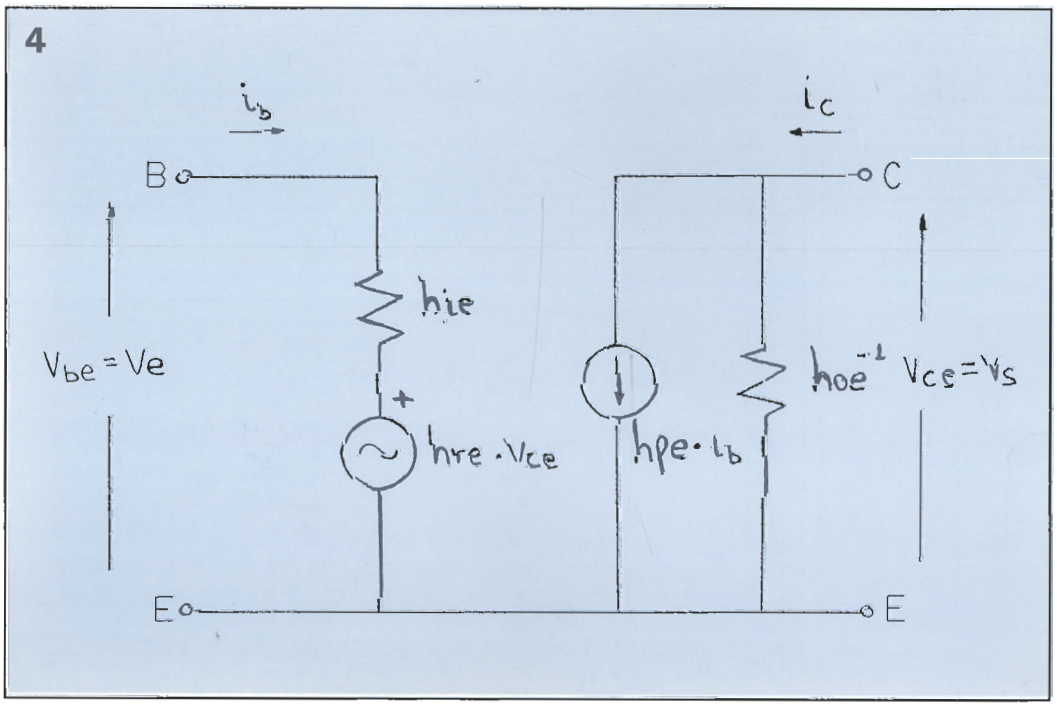
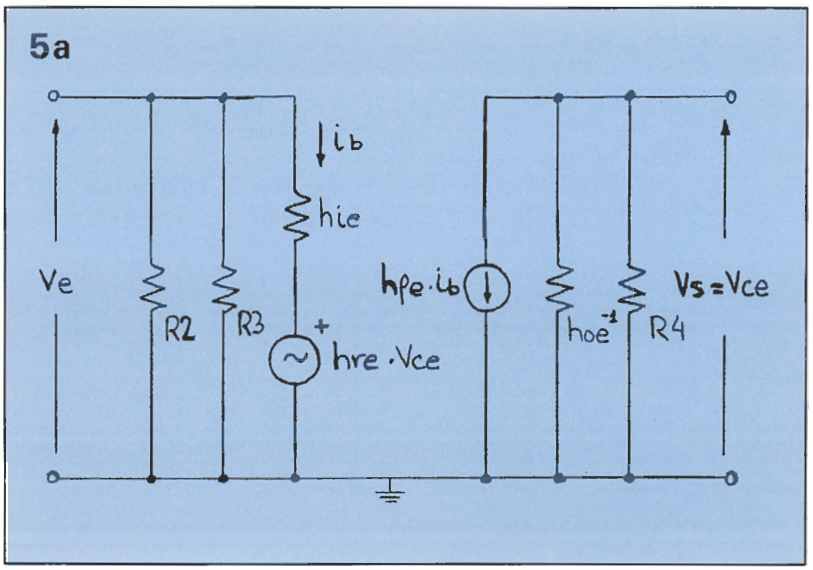


Figura 4. Modelo de parámetros [h] para la configuración de emisor común.

Figura 5-a. Modelo del amplificador de la figura 2 para pequeña ceñal y frecuencias medias.



análisis aproximados frente a impedancias de pequeño valor (al menos diez veces menor) que eventualmente se encuentren en paralelo con ésta.

Análisis a frencuencias medias

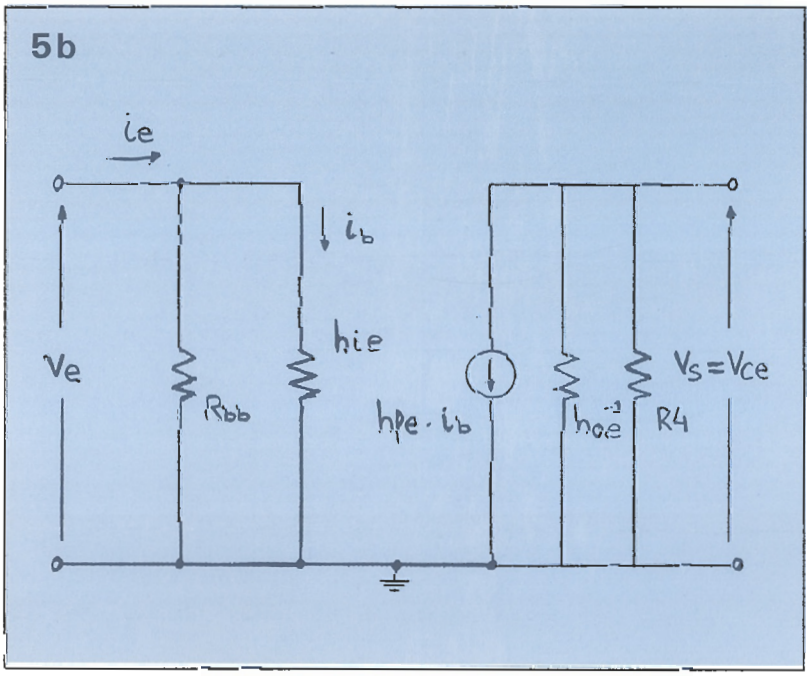
La figura 5a, muestra el modelo de la figura 3, en el cual el transistor T_1, ha sido sustituido por su modelo equivalente de parámetros h_e[3]. Para llevar a cabo el análisis primero será necesario obtener los valores de los parámetros h_e para el transistor T_1 (BC 107 B), cosa que se hará consultando las gráficas que a tal efecto proporciona el fabricante en sus manuales, y que han sido reproducidas en la figura 6, para su consulta (para ello, téngase en cuenta que tanto abcisas como ordenadas están representadas en escala logarítmica). Como se observa en las gráficas de la figura 6, todos los parámetros exhiben una fuerte dependencia con la corriente de colector de polarización I_{CQ} y de ahí, la importancia de elegir un punto de trabajo conveniente y estable.

Para el circuito de la figura 2, que es el que queremos analizar, se vio en el artículo anterior[1], que su corriente de colector de polarización era:

(13) $I_{CQ}=1$ mA.

En este caso, las curvas de la figura 6, nos proporcionan el valor de los cuatro parámetros, normalizado para sus valores con $I_{CQ}=2$ mA, los cuales proporciona el fabricante en su manual:

Figura 5-b. Modelo simplificado: hrezo, Rbb=R2/R3.



(14) h_{ie} (I_{CQ}=2mA)=4,5 KΩ
(15) h_{re} (I_{CQ}=2mA)=20 10^{-6}
(16) h_{fe} (I_{CQ}=2mA)=330
(17) h_{oe} (I_{CQ}=2mA)=30 μS

Consultando las gráficas de la figura 6, se tiene que para I_{CQ}=1 mA:

(18) $h_{ie}=4K5\times 1,66=7,5$ KΩ
(19) $h_{re}=20.10^{-6}\times 1,45 = 29.10^{-6}$
(20) $h_{fe}=330\times 0,93=307$
(21) $h_{oe}=30\ \mu S\times 0,75=22,5\ \mu S$

El circuito de la figura 5a, puede simplificarse a efectos de facilitar el análisis si tenemos en cuenta, que el valor de h_{re} es muy pequeño y puede omitirse en el modelo para un análisis aproximado y que

(22) $R_{BB}=\dfrac{R_2 R_3}{R_2+R_3}=R_2//R_3\approx 6$ k2

con lo cual se llega al circuito equivalente de la figura 5b, que es el que definitivamente se va a analizar.

El análisis a frecuencias medias, siempre persigue obtener tres parámetros fundamentales que caracterizan a todo amplificador:

a) Ganancias. Las más importantes en etapas amplificadoras previas son:

(23) $G_v=\dfrac{V_s}{V_e}$;
ganancia de tensión (adimensional)

(24) $G_I=\dfrac{i_s}{i_e}$;
ganancia de corriente (adimensional)

(25) $G_Z=\dfrac{V_s}{i_e}$;
transimpedancia (ohmios)

(26) $G_Y=\dfrac{i_s}{V_e}$;
transadmitancia ([ohmios]$^{-1}$ o siemens)

Aquí obtendremos únicamente la ganancia de tensión del circuito de la figura 5b para funciones de excitación sinusoidales. El resto de las ganancias pueden calcularse siguiendo un procedimiento idéntico. En el circuito de la figura 5b, se cumplen las ecuaciones.

(27) $V_e=(R_{bb}\ //\ h_{ie})i_e$

(28) $i_b=-\dfrac{R_{bb}}{R_{bb}+h_{ie}}\ i_e$

(29) $V_s = h_{fe}\ i_b\ (R_4 // h_{ce}^{-1})$

Dividiendo (29) entre (27) y sustituyendo (28) en la ecuación resultante, se obtiene fácilmente el parámetro buscado:

(30) $G_{VM} = -h_{fe}\ \frac{R_{bb}}{R_{bb}+h_{ie}} \cdot \frac{R_4 // h_{ce}^{-1}}{R_{bb} // h_{ie}} = -334{,}1$

El signo «–» implica un desfase de 180° entre las señales de entrada y salida.

b) Impedancia de entrada.

Se define como el cociente

(31) $R_e = \frac{V_e}{i_e}$

Su cálculo es inmediato en el circuito de la figura 5b:

(32) $R_e = R_{bb} // h_{ie} = 3{,}4\ K\Omega$

c) Impedancia de salida.

Es el cociente:

(33) $R_e = \frac{V_s}{i_s}$

cuando $V_e = 0$.

Para el circuito de la figura 5b:

(34) $R_s = h_{oe}^{-1} // R_4 = 8{,}2\ K_\Omega$.

Influencia del generador y la carga

El circuito de la figura 2 y su modelo equivalente de la figura 5, han sido analizados sin tener en cuenta la carga o resistencia interna del generador excitador a la entrada (V_e). El circuito de la figura 7a y su modelo equivalente para frecuencias medias de la figura 7b tienen en cuenta estos efectos.

Los cálculos realizados anteriormente se mantienen con excepción de la ganancia, que ahora vale:

(35) $G_{VM} = -h_{fe}\ \frac{R_{bb}}{R_{bb}+h_{ie}}\ \frac{R_4 // h_{oe}^{-1} // R_L}{R_g + (R_{bb} // h_{ie})}$

Para unos valores típicos de $R_g = 600\ \Omega$ y $R_L = 10$ K, la ganancia de tensión queda entonces reducida a menos de la mitad ($G_v = -156{,}1$).

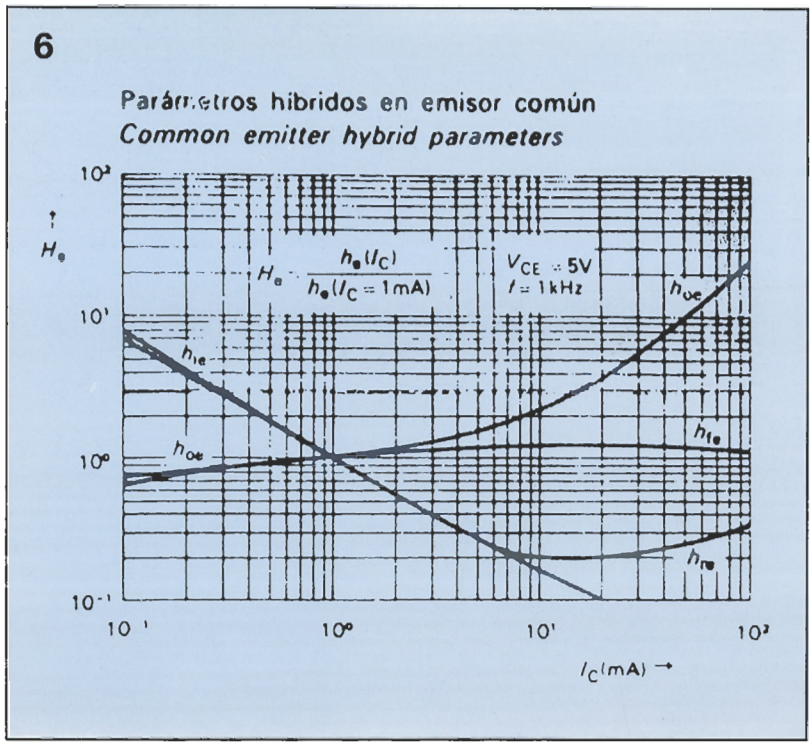


Figura 6. Parámetros híbridos en E.C. en función de la corriente de colector de polarización (I_{CQ}) para el transistor BC 107-B.

Análisis a bajas frecuencias

Las bajas frecuencias son aquellas para las cuales deja de ser válido el modelo de la figura 5 por efecto de las capacidades de desacoplo C_1, C_2 y C_3, que dejan de comportarse como cortocircuitos prácticos a frecuencias bajas. A partir de ahora se tendrán en cuenta los efectos del generador y la carga.

El modelo equivalente para bajas frecuencias de la etapa amplificadora de la figura 7, es el mismo modelo utilizado para frecuencias medias, pero incluyendo los condensadores C_1, C_2 y C_3, como se observa en la figura 8. El modelo incluye, asimismo, las resistencias del generador y carga.

El propósito de análisis a bajas frecuencias es establecer un límite inferior de frecuencia para el funcionamiento del amplificador, es decir, un límite para la validez de los cálculos realizados a frecuencias medias. Esto es equivalente a establecer la frecuencia a partir de la cual terminan las frecuencias medias y comienzan las bajas frecuencias. El criterio que se sigue habitualmente para obtener este punto de separación,

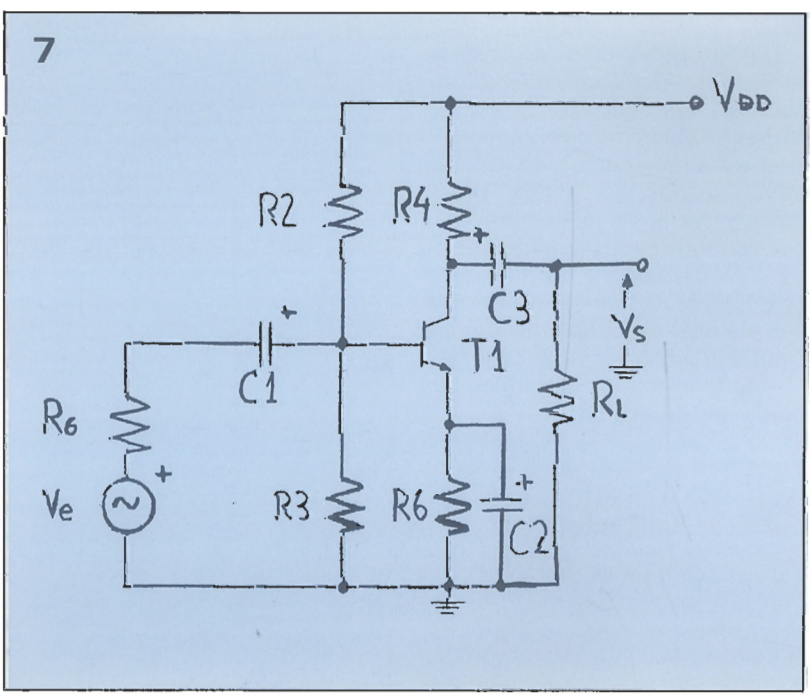


Figura 7. Circuito amplificador en emisor común en el que se tienen en cuenta los efectos de la resistencia interna del generador (R_G) y la carga (R_L).

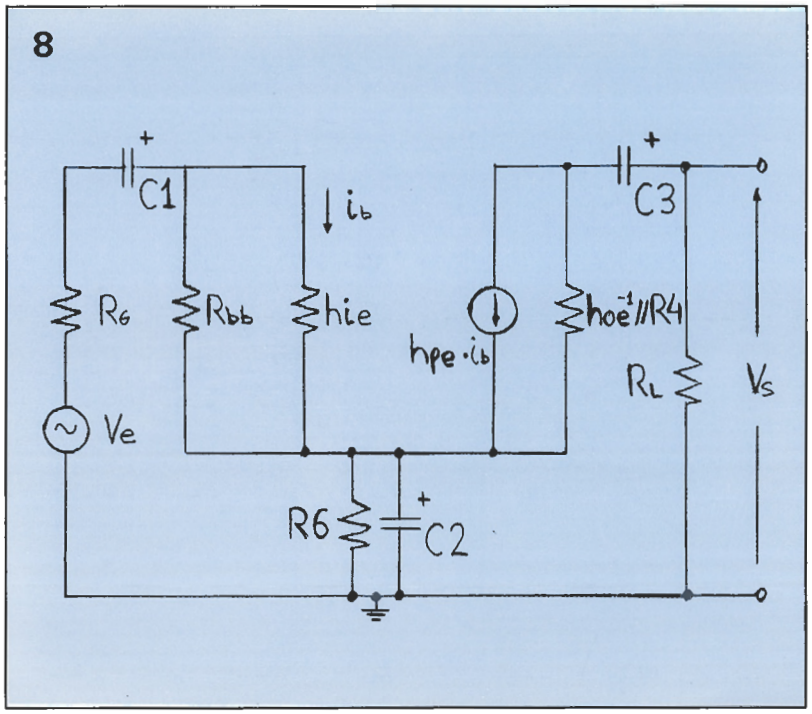


Figura 8. Modelo equivalente del amplificador de la figura 7 para pequeña señal y bajas frecuencias.

llamado frecuencia de corte inferior (f_{CL}) es el de que, para esa frecuencia, el módulo[4] de la ganancia de tensión vale:

(36) $$|G_V|\Big|_{f=f_{CL}} = \frac{|G_{VM}|}{\sqrt{2}}$$

Para calcular exactamente el valor de f_{CL}, el procedimiento sería, pues, calcular $G_V(f)$ en el circuito de la figura 8, hallar su módulo e igualarlo a:

(37) $\frac{|G_{VM}|}{\sqrt{2}}$ (≈ 110 según (35)).

Este procedimiento, no obstante, es largo y tedioso, y puede conducir en la práctica a ecuaciones sólo resolubles mediante procedimientos aproximados de cálculo numérico. En la práctica, si los polos y ceros de la función $G_V(f)$ se encuentran muy separados entre sí (al menos una década), ésta se puede aproximar considerando los efectos de cada uno de los condensadores por separado. Así, el condensador C_1 introduce un polo a la frecuencia

(38) $$f_{P1} = \frac{1}{2\pi[R_g+(h_{ie}//R_{bb})]C_1} \approx$$

≈ 4 hz; polo introducido por C_1.

el condensador C_2 hace lo propio a la frecuencia

(39)

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi\left[R_6// - \frac{R_g+(h_{ie}//R_{bb})}{h_{fe}-1}\right]C_2} =$$

$=42$ hz; polo introducido por C_2.

y el C_3 lo introduce a la frecuencia.

(40) $$f_{P3} = \frac{1}{2\pi\,(h_{oe}^{-1}//R_4//R_L)C_3} =$$

$=3{,}5$ hz; polo introducido por C_3.

Asimismo, el condensador C_2, introduce un cero a la frecuencia

(41) $f_{o2} = \frac{1}{2\pi\, R_6\, C_2} = 1{,}1$ hz;

cero introducido por C_2.

El polo introducido por C_2, se llama «polo dominante» al encontrarse f_{P2} muy por encima de las frecuencias bajas, al menos diez veces por encima. En todo diseño con polos dominantes se cumple que las frecuencias de corte obtenidas (f_{CL} en bajas frecuencias y f_{CH} en altas frecuencias) son aproximadamente iguales a las frecuencias de dichos polos dominantes. En la mayoría de los diseños se fuerza la existencia de estos polos dominantes. En frecuencias bajas, el polo dominante generalmente es producido por la capacidad de desacoplo de la resistencia de emisor y se calcula según (39). Para el circuito de la figura 8:

(42) $f_{CL}\ f_{P2}=42$ hz; frecuencia de corte inferior.

Respuesta a altas frecuencias

A altas frecuencias, las capacidades C_1, C_2 y C_3 son cortocircuitos prácticos y no influyen, pues, en el análisis. Es la existencia de capacidades parásitas en el transistor lo que delimita la validez del modelo para frecuencias medias de la figura 5, cuando la frecuencia supera un determinado valor, llamado frecuencia de corte superior (f_{CH}). El objeto de este estudio en altas frecuencias es

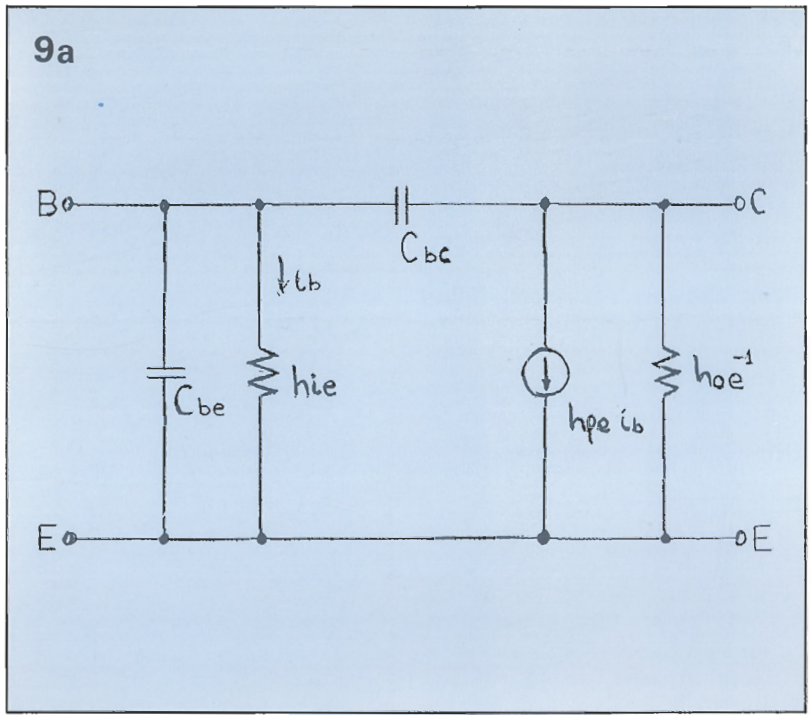


Figura 9-a. Modelo de parámetros h en E.C. al que se han añadido las capacidades del transistor a fin de que sea válido para alta frecuencia.

obtener esta frecuenca de corte superior, lo que equivale a determinar el límite donde terminan las frecuencias medias y comienzan las altas frecuencias.

El criterio seguido habitualmente es el mismo que se ha utilizado para bajas frecuencias, es decir, la frecuencia de corte superior es la frecuencia en la que se cumple[5]:

$$(43)\quad \left|G_V\right|_{f=f_{CH}} = \frac{|G_{VM}|}{\sqrt{2}}$$

El modelo equivalente del transistor en altas frecuencias, que utilizaremos para llevar a cabo el análisis será el modelo h_e para frecuencias medias, al que se le añadirán las capacidades parásitas introducidas por el transistor en alta frecuencia, con lo que resulta un modelo como el de la figura 9a, donde

- C_{be} es la capacidad parásita de la unión base-emisor.
- C_{bc} es la capacidad parásita de la unión base-colector.

Para calcular la capacidad C_{bc}, nos basamos en el valor típico que suministra el fabricante en sus catálogos, en éste caso.

$$(44)\quad C_{bc}\Big|_{V_{CB}=10\text{ v.}} = 4{,}5\text{ pF.}$$

Teniendo en cuenta que

$$(45)\quad V_{CBQ}=V_{CEQ}-V_{BEQ}=7{,}6\text{ V.}$$

A partir de (44) y (45) se obtiene, con ayuda de la gráfica de la figura 10, el valor

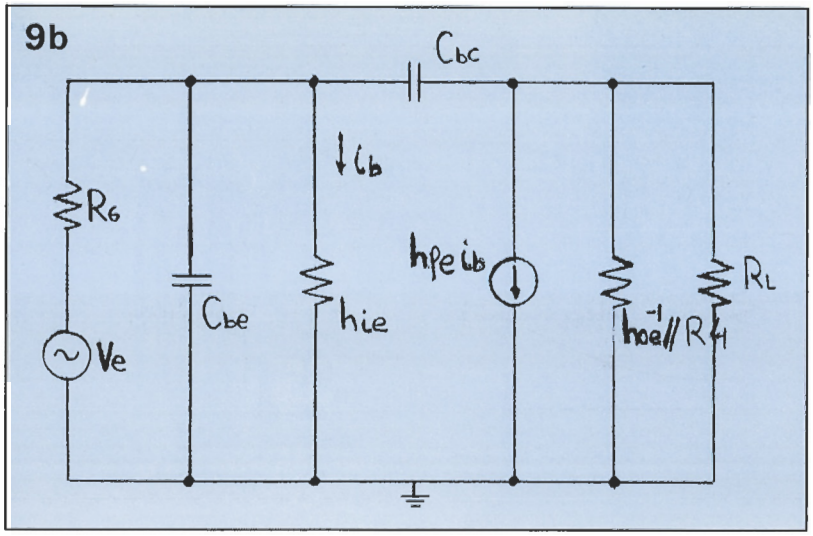


Figura 9-b. Circuito equivalente del amplificador de la figura 7 para pequeña señal y altas frecuencias.

Figura 10. Capacidad de la unión colector-base en función de la tensión de polarización.

(46) $C_{bc}=1{,}07\times4{,}5\text{ pF.}=4{,}8\text{ pF.}$

El resto de los parámetros ya fueron calculados anteriormente ((18), (19), (20) y (21)).

La capacidad C_{be}, se obtiene a partir del parámetro f_T (frecuencia de transición) cuya dependencia con I_{CQ}, se muestra en la gráfica de la figura 11. Con $I_{CQ}=1$ mA, obtenemos:

(43) f_T 130 Mhz.

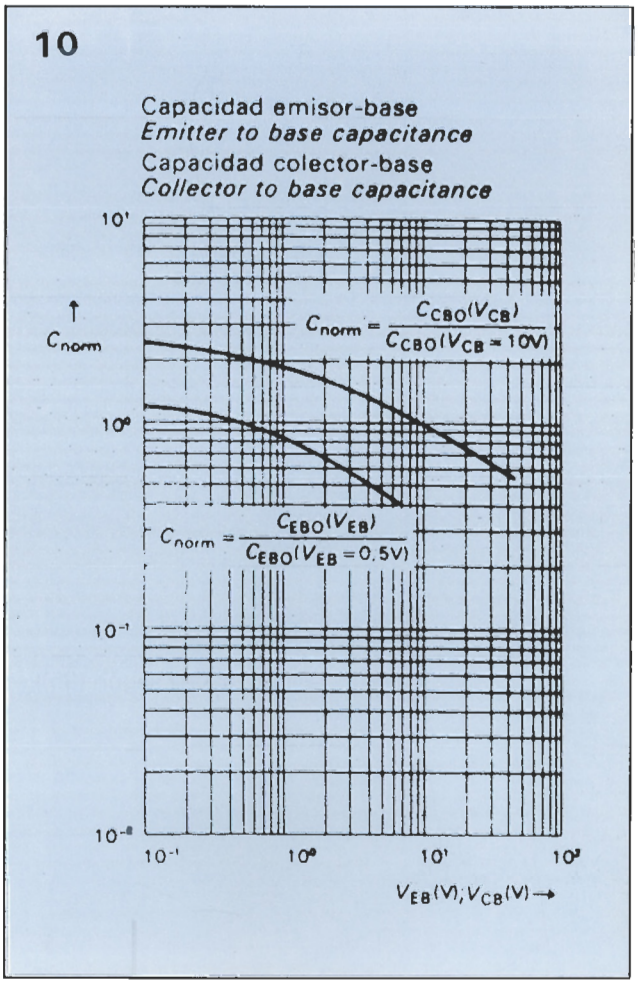
y de aquí, aplicando la fórmula

$$(48)\quad C_{be} \approx \frac{h_{fe}}{2\pi f_T . h_{ie}}$$

se obtiene

(49) $C_{be}=314$ pF.

En la figura 9b se muestra el circuito equivalente a analizar



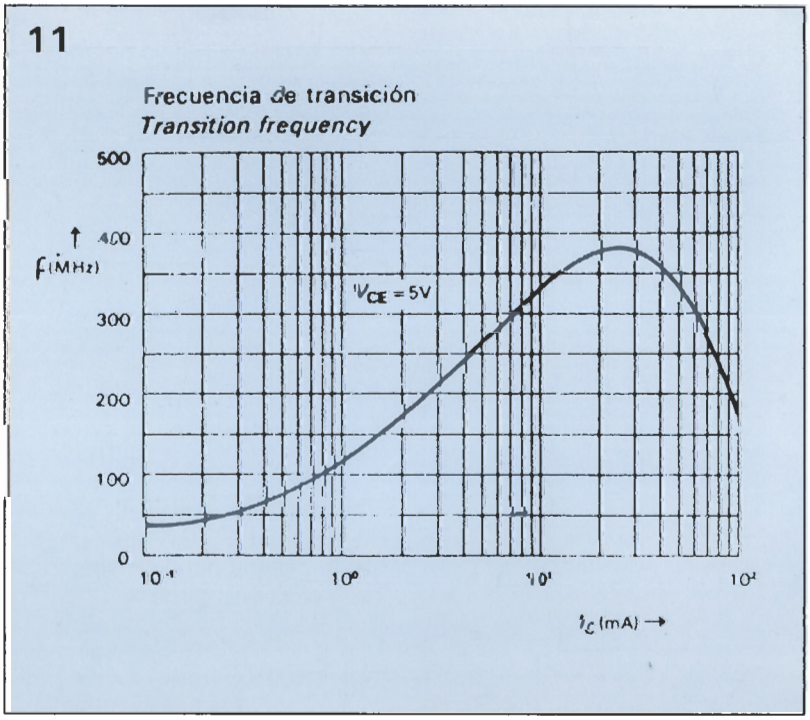


Figura 11. Frecuencia de transición en función de la corriente de polarización de colector.

para altas frecuencias. En él se incluyen los efectos de la carga y de la resistencia interna del generador.

Las capacidades C_{be} y C_{bc}, introducen sendos polos a altas frecuencias en la característica de transparencia $G_v(f)$. El polo dominante, se suele calcular mediante la fórmula:

$$(50)\quad f_p = 1/2\pi\ C_{bc}+C_{bc}[1+\frac{h_{fe}}{h_{ie}}(h_{oe}^{-1}//R_L)]\ R_g//h_{ie}//R_{bb}$$

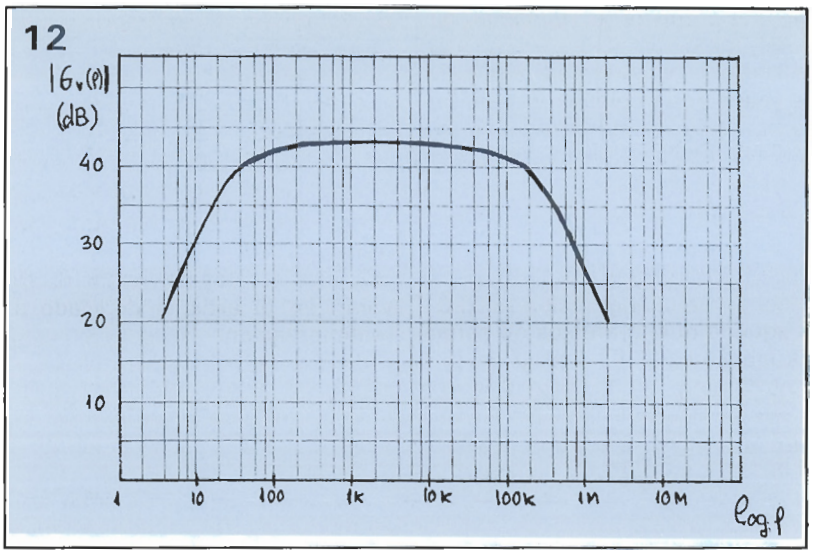


Figura 12. Gráfica de respuesta en frecuencia (módulo) para el amplificador de la figura 7.

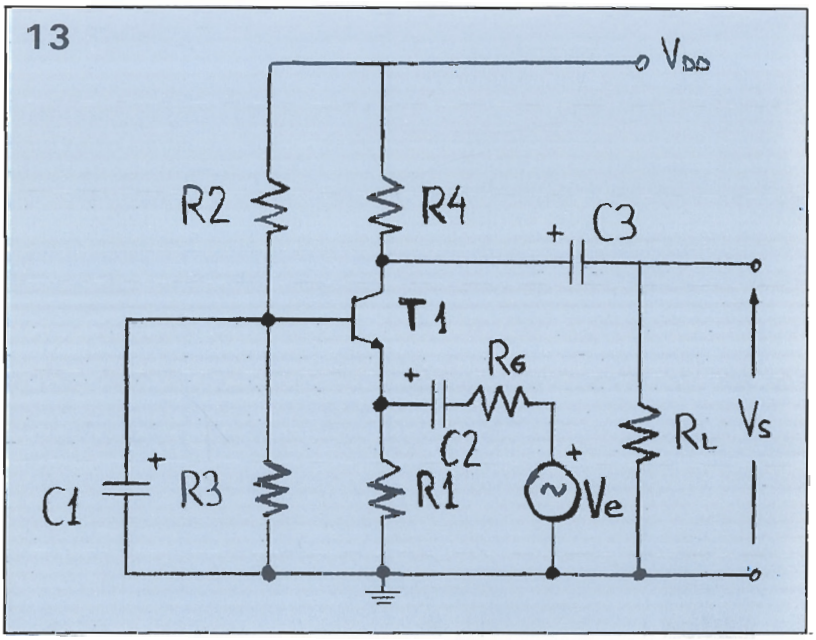


Figura 13. Configuración amplificadora en base común.

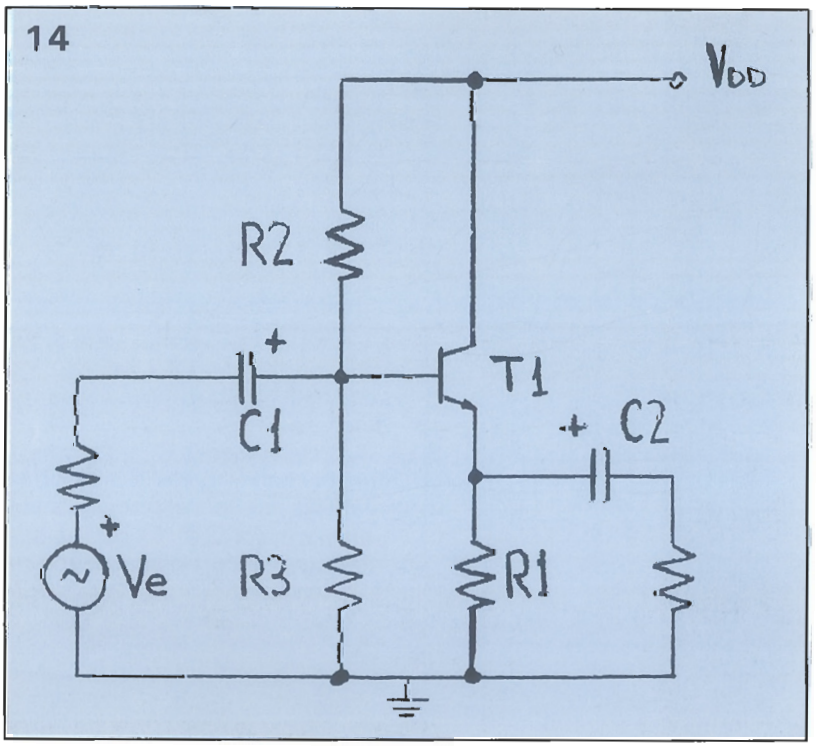


Figura 14. Configuración amplificadora en colector común.

en la que C_{bc} tiene un papel preponderante a la hora de ubicar este polo dominante. Para nuestro circuito concreto, se tendrá:

(51) $f_P = 162{,}3$ Khz.

y la frecuencia de corte superior es:

(52) $f_{CH} \approx f_{Pbc} = 162{,}3$ Khz.

Respuesta en frecuencia

Se llama respuesta en frecuencia de un amplificador al comportamiento de su ganancia con la frecuencia y generalmente suele expresarse mediante una curva como la de la figura 12, que representa en abcisas log f y en ordenadas 20 log G_v para nuestro amplificador.

Debido a las aproximaciones que hemos realizado en el análisis, no es posible obtener la curva de respuesta en frecuencia para todas las frecuencias posibles. No obstante, sí podemos precisar que el amplificador mantendrá su ganancia de tensión superior a $156/\sqrt{2}$ en el margen de frecuencias que va desde 42 Hz hasta 162,3 Khz.

Ancho de banda

Uno de los parámetros más característicos de un amplificador es su ancho de banda o banda de paso, y se define como la diferencia entre las frecuencias de corte superior e inferior.

Para la etapa amplificadora de la figura 7, el ancho de banda resulta.

(53) $B = f_{CH} - f_{CL} \approx f_{CH} = 162{,}3$ Khz.

Producto «ganancia por ancho de banda»

El producto «ganancia por ancho de banda» o GWB, es un factor de calidad para un amplificador y se define como

(54) GWB = Ganancia a frecs. medias × ancho de banda

Lo más común es calcular el GWB con las ganancias de tensión o de corriente. Por ejemplo, para nuestra configuración en E.C., teniendo en cuenta la ganancia de tensión:

(55) $G_vWB = 25{,}3$ Mhz.

Siempre es interesante que los productos GWB sean grandes en una determinada etapa amplificadora porque así se dispondrá de ganancias grandes para un ancho de banda dado.

Frecuencia de transición (f_T)

El parámetro f_T (ver figura 11) utilizado anteriormente para el cálculo de C_{be}, es una medida de la calidad del transistor y se define como la frecuencia para la cual la ganancia de corriente en cortocircuito ($R_L=0$) se hace la unidad. Se puede demostrar, así mismo, que

(56) $f_T \approx G_iWB \Big|_{R_L=0}$

Configuración en base común

Se llama configuración en B.C. a aquella que, a efectos de señal variable, posee el terminal de base como terminal común, con la entrada entre emisor y base y la salida entre colector y base. En la figura 13, se muestra un ejemplo de etapa amplificadora en B.C.

Configuración en colector común

Se llama configuración en C.C. a aquella que, a efectos de señal variable, posee el terminal de colector como común, con la entrada entre base y colector, y la salida entre emisor y colector. En la figura 14, se muestra un ejemplo de etapa con estas características.

Comparación entre las tres etapas

El análisis de las etapas en B.C. y C.C. de las figuras 13 y 14, se lleva a cabo de manera similar al de la etapa en E.C. de la figura 7. En el análisis en pequeña señal, es posible utilizar los mismos modelos que se utilizarán para el circuito en E.C., con los mismos parámetros, siempre que tengamos en cuenta que para cada caso cambia el terminal común del transistor.

En la tabla de la figura 15, se presenta un resumen comparativo de las etapas E.C., B.C. y C.C. de acuerdo con sus características en señal variable.

Comentarios a pie de página

1. Amplificación con componentes discretos (I): introducción (ver ELEKTOR).
2. Los efectos de incluir R_5 se verán en el artículo dedicado a realimentación.
3. Modelo h para la configuración en E.C. Análogamente existirán h_c y h_b para las configuraciones C.C. y B.C. respectivamente.
4. La ganancia se representa en la forma compleja módulo-argumental. Así, a frecuencias medias.

$G_v = G_{vM}\ 180º = G_{vM}$ calculado en (30).

5. También se cumple para f_{cl}.

Característica	Etapa		
	E.C.	B.C.	C.C.
Z_i	Media	Pequeña	Grande
Z_s	Media	Grande	Pequeña
G_v	Tiene	Tiene	No tiene (≈ 1)
G_i	Tiene	No tiene (≈ 1)	Tiene





MERCADO

Disponibilidad inmediata de matrices de 8x8 puntos de 5 mm de diámetro

Kopa Electrónica anuncia que ya dispone para entrega inmediata de las nuevas matrices de diodos Kingbrigth, modelos TA/TC 23-12 HWGA.

Este display está formado por una matriz de 8×8 puntos de 5 mm. Ø (60,05×60,05×9,2 mm). Es encastrable por los cuatro costados para formar grandes mosaicos de paneles de aviso (estaciones FFCC, aeropuertos, deportes, etc.)

Su principal característica es la de ser TRICOLOR.

Cada punto luminoso está formado por un led que tiene el ánodo conectado a la fila correspondiente y dos cátodos, uno para lucir en color rojo y otro para iluminarse en volor verde. La conexión simultánea, convenientemente polarizadas, de ambas patillas produce la iluminación amarilla o ámbar (según la proporción de la mezcla del rojo y el verde).

Esto ocurre en la versión TC (cátodos en columnas).

Existe también disponible la versión TA en el que son los ánodos los que se conectan a la columna verde y columna roja.

Su precio es muy comercial, siendo notablemente inferior a su equivalente en leds discretos.

KOPA Electrónica, S. A.
Tierra Baja, 63, sobreático
L'Hospitalet (Barcelona)
Teléf.: (93) 3385090.

Electrosoplante para retracción de envolturas plásticas en palés

El Leister-Forte «S3» con doble aislamiento es un aparato especialmente apropiado para la retracción de envolturas de folio de polietileno utilizadas en el empaquetado de bienes de todo tipo, así como para secar, calentar, activar y deshelar.

El embalaje con folio retráctil tiene considerables ventajas frente a la jaula de madera, la caja o el embalaje de cartón, ya que las envolturas de folio apenas ocupan espacio en comparación con los otros materiales, así como su menor peso. El folio retráctil es transparente, lo que facilita la identificación de embalajes, y además permite su almacenamiento al aire libre gracias a su impermeabilidad.

Las principales características técnicas del Leister-Forte «S3» son:

— Doble aislamiento.
— Funcionamiento con tensiones trifásicas de 380 V ca, 440 Vca o 220 Vca.
— Potencia máxima de 10 KW (a 3×380 Vca).
— Caudal de aire: 1000 1/min.
— Presión del aire: 1200 mm Ws.
— Temperatura: 600 °C a 5 mm delante de la salida de aire.
— Peso: 520 gr, con 10 m. de cable (3.400 gr, sin cable).
— Nivel de ruido: 76 dB/A.

KARL LEISTER
6056 Kägiswil
SUIZA
Quero Hermanos, S. A.
Cavanilles, 1
28007 Madrid.

Catálogos de productos optoelectrónicos de KOPA Electrónica

KOPA Electrónica, S. A., ha editado 5 nuevos catálogos monográficos de su representada Kingbright (Taiwan), que contienen detallados por referencias, las características técnicas básicas y cotas mecánicas de los componentes optoelectrónicos que fabrica Kingbright, y de los cuales KOPA dispone de un amplio stock.

Los catálogos contienen información separada sobre;

— led estándar.
— led especiales de muy alta luminosidad.
— led intermitentes.
— display estándar.
— display especiales (alfanuméricos y matrices).

Estos catálogos están a disposición de aquellos interesados en el tema, solicitándolos a KOPA Electrónica.

KOPA Electrónica, S. A.
Tierra Baja, 63, sobreático
L'Hospitalet (Barcelona)
Teléf.: (93) 3385090

Sintonizador/Compac Disc de alta potencia para automóvil

La firma Pioneer ofrece, por vez primera en el mercado de la alta fidelidad para el automóvil, un equipo único que incorpora para la reproducción de Compac Disc y la sintonización digital de emisoras de radio, un amplificador BPTL de alta potencia con 25 vatios por canal.

Se trata del modelo DEH-66, que mediante un nuevo mecanismo miniaturizado permite agrupar en una sola unidad DIN el sintonizador, el Compac Disc y un amplificador BPTL de 2×25 vatios, con salida para dos altavoces.

Tan sólo sobresale físicamente del conjunto la unidad de suministro de potencia, que puede ser colocada en otro lugar si existen problemas de espacio.

Los controles de volumen, balance, fader, graves y agudos son totalmente electrónicos, actuando por separado. La unidad ofrece un aspecto plano con iluminación nocturna en ámbar.

Al no ser práctico para la unidad de Compac Disc el sistema de soporte extraible —el fonocaptor láser podría deteriorarse por una extracción brusca— se utiliza un código secreto anti-robo de diez números y cuatro dígitos. El sistema es idéntico al empleado en el KEX-M700 o la serie KEH con código.

Termistores NTC de bajo coste con tolerancia de valor β del 3% hasta el 0,75%

Las nuevas gamas estables de termistores sensores de temperatura NTC de Philips (640-6 y 645-0) tienen una tolerancia de valor β del 3% hasta sólo el 0,75%, se mantienen aún en la misma gama de precios que los termistores mucho menos precisos con tolerancias del 5% o más. Una tolerancia de bajo valor μ del 0,75% por ejemplo —la más importante medida de precisión del termistor sobre un ancho margen de temperatura— junto como por ejemplo una tolerancia del 3% en R25 corresponde a un error máximo de sólo 1,5 °C al medir temperaturas de 85 °. Esto es menor que una mitad del error en termistores NTC competitivos.

Las series 640-6 y 645-0 de bajo coste son adecuadas para el automóvil, aire acondicionado, aplicaciones domésticas, control de calefacción central, y todo tipo de aplicaciones industriales. Existen 16 dispositivos en el margen 640-6 y cuatro dispo-

sitivos en el margen 645-0, con resistencias básicas (a 25 °C) de 2,7 KΩ a 470 kΩ, y 5 kΩ a 10 kΩ respectivamente. Estos dispositivos están disponibles con un 3 ó 5% de tolerancia en su resistencia básica R25 (los termistores sensores de temperatura NTC tienen dos importantes parámetros, cada uno con su tolerancia asociada: resistencia a 25 °C, y la pendiente de la resistencia respecto a la curva de temperatura —dado por el valor β).

Cada termistor consta de un chip de material semiconductor que está adherido a dos hilos de cobre estañado de 17 mm, y protegido mediante una capa de laca. Están disponibles versiones (tipos 640-5) con largos terminales de niquel de 38 mm de baja conductividad que reducen las pérdidas de calor del sensor y aumenta correspondientemente la sensibilidad, y con tolerancias del 3% y 1% en R25.

La temperatura de funcionamiento es entre -40 y 125 °C y para algunos tipos hasta 150 ° en la máxima potencia nominal de 250 mW. Con un diámetro de sólo 3,5 mm, estos dispositivos son pequeños y por lo tanto tienen un tiempo de respuesta corto de unos 1,2 s. Estos termistores son muy estables y cumplen los requisitos CECC 43000/IEC.

Copresa, S. A.
Balmes, 22
08007 - Barcelona
Teléf.: (93) 301 42 43
Sagasta, 18
28004 Madrid
Teléf.: (91) 445 73 83

Un nuevo y prometedor dispositivo que estará disponible a principios de 1989 es el MSM6388GSK de OKI, un circuito integrado para grabación/reproducción ADPCM de 4 bits, con grandes prestaciones para aplicaciones profesionales de síntesis/análisis de voz en el campo de las telecomunicaciones.

La atracción principal son sin duda los convertidores D/A y A/D internos de 12 bits que garantizan una mejora sustancial en la calidad del sonido. El tiempo máximo de grabación y reproducción de 256 segundos a 4 kHz de muestreo se consigue gracias al interface que puede direccionar hasta 4 Mbits por sí sólo. Para tal fin se usa la denominada RAM dinámica de registro serie, MSM514201, con una capacidad de 1 Mbit×1, que acepta los datos de direcciones en formato serie. La autogeneración de refresco está proporcionada por el MSM6388. Un bajo consumo de corriente permite el funcionamiento con baterías para un diseño con el chip de síntesis y 4 chips de memoria en total.

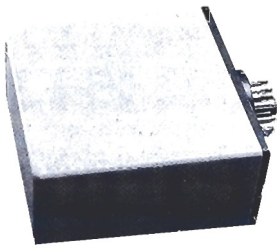
Este nuevo desarrollo de OKI tendrá dos modos de funcionamiento: «stand-alone» y «CPU-interface», seleccionables mediante una patilla del circuito. El mismo chip incorpora funciones tanto digitales como analógicas, dos amplificadores operaciones y un filtro paso-bajo con excelentes características de corte. Un circuito de generación de señal de tierra ayuda a minimizar el nivel de ruido.

El reloj principal es de 2.048 MHz permitiendo un márgen de frecuencias de muestreo desde 3.5 a 9.1 kHz.

Pueden conseguirse frecuencias de muestreo más altas con una frecuencia de oscilación mayor, de hasta 6 MHz. La memoria disponible puede dividirse de 1 a 8 canales en el modo «stand-alone».

Cioce, S. A.
Numancia, 117-121,
Pta. 1.ª, local 1.º y 2.º
08029 Barcelona
Teléf.: (93) 322 80 52
Avda. Mediterráneo, 11,
1.º-C
28007 Madrid
Teléf.: (91) 551 28 05

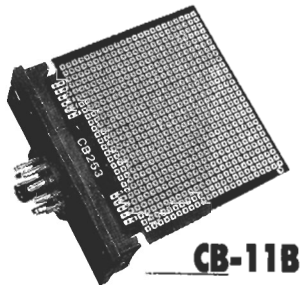
CAJAS VACIAS
BASE ENCHUFABLE



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

EMPRESA DE MONTAJES EN EXPANSION PRECISA: TECNICOS EN ELECTRONICA

Se requiere:
— Edad 20/30 años
— Residencia en Madrid
— Experiencia en montaje y reparación
— Carnet de conducir
— Servicio militar cumplido

Se valorará:
— Experiencia en servicio técnico
— Vehículo propio
— Inglés a nivel traducción técnica

Interesados llamar al teléfono 564 37 61 de 9 a 16 horas

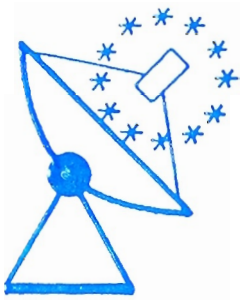
GUIA DE COMPRAS

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

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



INFO-COM EUROPA

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

Tefno. 951-34 22 04

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

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

LA CASA DE LOS
ALTAVOCES
TODO PARA EL SONIDO

TODO EL MUNDO DEL ALTAVOZ Y SUS COMPLEMENTOS

Gravina, 21 - 28004 Madrid
Teléfono: 521 31 75

CIRCUITRONICA
SOC. COOP. AND.

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

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

DIGITRON S.A.L.

COMPONENTES ELECTRONICOS

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

ELECTRONICA
PUENTE, S. A.

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

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

Radio Electra

COMPONENTES ELECTRONICOS ACTIVOS Y PASIVOS

Esteban Collantes, 37
Teléfs. 4072952-4079446
28017 MADRID

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

PALCO

COMPONENTES ELECTRONICOS

Gran surtido en semiconductores

José del Hierro, 44
Tel. 2671690
28027-MADRID

Envíos rápidos a provincias

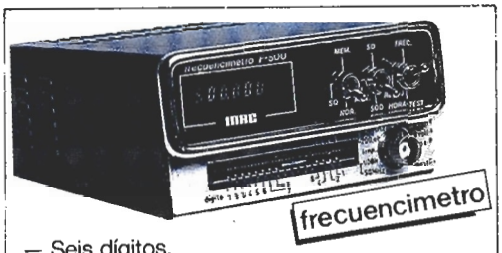
GUIA DE COMPRAS

ELECTROSON
MADRID, S.A.

COMPONENTES ELECTRONICOS

DUQUE DE SESTO, 15
28009 MADRID

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



frecuencimetro

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

Tel. (976) 27 05 40

Apartado 3101
50080 ZARAGOZA

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

ELECSON

COMPONENTES ELECTRONICOS, S. A.

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

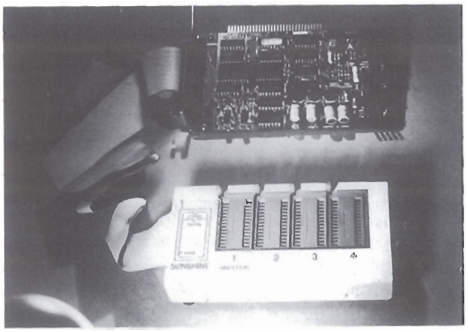
Manuel Carmona, 4
28019 MADRID

Teléfs.
472 28 29*
472 92 74

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/ Albacete, núm. 2, bajo G
Tels. (91) 403 41 24-404 23 06
FAX: (91) 405 36 93
28027 Madrid

ATEMSAL
Asistencia Técnica Electrónica

COMPONENTES ELECTRONICOS

AVDA. TOREROS, 24
28028 MADRID

TELS. 246 84 05-246 84 04

INDICE DE ANUNCIANTES

Código	*Anunciantes*	*Pág.*
210	Ado electronic	75
269	Ateinco	76
272	Atensal	76
228	Cabego	9
263	Circuitrónica	77
249	Copresa	2
208	Digital	13
211	Digitrón	77
212	Elecson	76
273	E. Aldama	76
258	E. Puente	77
215	Electrosón Madrid	76
201	Mameg	7
264	Inac	76
265	Inclel	80
244	Info-con Europa	77
274	Rivawatt	9
267	La casa de los altavoces	77
238	Lebter	29
225	M.R.E. Astra	73
262	Microgayma	17
237	Molmer	61
250	Pallo	77
254	Promax	31
218	Radio Electra	77
275	SIMO	23
276	Sitirsa	79
268	Tron Electronic	77

elektor

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

COMPRO fotocopias o libros del ATARI 800 XL desearía contactar con usuarios del ATARI 800 KL.
Jesús López Cardona. C/ Gelida, 6, 2.º-1. Martorell (Barcelona).

VENDO discos duros, tarjetas, diskets, etc., para PC.
Félix Portabella. C/Forn Sta. Llucía, 1. Manresa. 08270. Teléf.: (93) 8722297.

CAMBIO ordenador ATLAS-PC con monitor color, 2 unidades disco RS-232, 512 k's 85.520 ptas. por amiga-500+monitor color.
Ángel González Martín. C/ Betolaza, 52-3.º-A. Teléf.: (94) 4440734 (Bilbao).

DESEARIA información sobre el programa digitalizador del MMS828. Ø sobre todo mejoras. Pagaría gastos.
Gabriel A. Bibiloni Vives. C/Nord, 19. 07005 (Palma de Mallorca).

VENDO amplio surtido de revistas y libros de informática y de electrónica. Envío lista.
Francisco Parejo. C/ Coll i Pujol, 185 4.º-2.ª, Teléf.: (93) 3886877. 08915 Badalona (Barcelona).

COMPRARIA Láser disc de cualquier tema, nuevos o usados y agradecería información para adquirirlos.
Manuel López Fernández. C/ Claudio Sánchez Albornoz, 7. Teléf.: 7115786. 28029-Madrid.

VENDO receptor ELEKTOR vía satélite. Semiterminado (faltan algunos componentes que montar) con caja. 25.000 ptas.
Francisco D. García Alfonso. C/ General Goded, 73. Teléf.: (922) 279691. Santa Cruz de Tenerife.

PIDO permiso de uso para fuzz para guitarra eléctrica, francés que estaba publicado en radio electricidad.
José M.ª Blázquez Benito. C/ de Lérida, 6, 9.ª-A. Fuenlabrada (Madrid).

VENDO emisora de 27Mz. por 10.000 ptas. osciloscopio HAMEG por 60.000 ptas. ordenador MSX-2 de unidad de disco y 750K por 65.000 ptas. todo con menos de 2 meses de uso.
Ángel Martínez Calvo. C/ Duques de Nájera, 56-3.º. Teléf.: 227060. 26005 Logroño.

VENDO vumetro estéreo nuevo 48 Diodos 0,5-300 WY F.A. por 5.000 ptas. o cambio por transformador Toroidal 0,5 simple de 15+15V6A mínimo.
Miguel Ángel Rey Dorribo. Avda. Buenos Aires 52-2.º. Teléf.: 225474. 32004-Orense.

VENDO YAESU FT7B en perfecto estado de uso y funcionamiento. 10, 11, 15, 20, 40 y 80 mm. Manuales y factura. Contado 75.000 Ptas. 100 W.
Manuel Botellero López. Apdo. 126-Mérida-06800 (Badajoz) Teléf.: (924) 318081.

PENSIONISTA 55 años espera tu donación materiales revistas libros de electrónica. También placas solares.
Julián Seguen. C/ Serradilla, 28 28044-Madrid.

VENDO video sistema beta marca Fisher Vbs 3.500 sólo tiene 2 años, está nuevo el precio no menos de 50.000 ptas.
Alfonso Jurado Díaz. C/ Góngora, 15. 4.º-1. 08031-Barcelona.

QL. cambio y vendo programas más de 150 títulos.
Agustín Gallego López. C/ Cuart de Poblet, 17. Teléf.: (91) 4650505. 28047-Madrid.

VENDO Interface RS232 para Comodore tipo VI C-1011A por 7.000 ptas. sin usar y amplificador 40+40 W por 27.000 ptas.
Antonio Ortiz Dalmau. C/ Passeig D'en Llull, 10. B. 1.º 3.ª 08392-San Andrés de Llavaneras (Barna).

VENDO simulador de efecto estéreo o cuadrofonía. Indicado para dar relieve a cualquier fuente de sonido.
Ángel Díaz Roca. C/ Ermengarda, 16 3.º 1.ª. Teléf. (93) 4219559. 0814-Barcelona.

VENDO receptor multibanda marca Marc (12 bandas), tiene frecuencímetro digital, tres antenas. Está nuevo.
Ángel Díaz Roca. Teléf.: (93) 4219559. 08014-Barcelona.

VENDO y cambio software para compatibles PC IBM.
Francisco José Boza Antón. Apartado, 20. Teléf.: (924) 730792. 06380-Jerez de los Caballeros (Badajoz).

ESTUDIANTE electrónico sin trabajo agradece donación de osciloscopio recalcar que es material usado por costos de aduana.
Rubén L. E. Delgado. C/ Larrea 1755. Quilmes. Plaza de Buenos Aires (República de Argentina).

HAGO fotolitos a partir de esquema, también circuitos impresos y taladro.
Jorge Caballero Barranco. C/Almería 4.º 1.º-2.ª. Masnou (Barcelona). Teléf.: 5551157.

VENDO dial digital montado y ajustado bandas de FM-OM-OL-OC. Precio 35.000 ptas.
Antonio Navarro Cebrián. C/ Jorge Juan, 10, 2.º-D. Teléf.: 222959. 02006-Albacete.

VENDO disco en Dbase III con todos los artículos de ELEKTOR por 2.000 ptas. Funciona en PC o compatibles.
Isabel Alonso. C/ Alar del Rey s/n. Portal E4-2.º-C 2.ª Fase. Teléf.: 7479317. 28042-Madrid.

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.

Novedad
EN ESPAÑA

GoldStar

No es una marca más en instrumentación, es sin duda la mejor relación calidad precio.

Antes de comprar consúltenos por favor, tiene poco que perder y mucho que ganar.



Modelo OS 7020: 2 x 20 MHZ alta estabilidad, gran precisión: ± 3%, pantalla 6''.

Alta sensibilidad: 1 mV/división

GOLDSTAR PRECISION es miembro del LUCKY-GOLDSTAR GROUP.

Dicho grupo fabrica entre otras cosas: electrónica de consumo (vídeo, HI-FI, TV, etc...), Telefonía, cable, semiconductores, motores de precisión, equipos de microondas, electrónica naval, equipos militares, instrumentos de medida, óptica, etc. siendo uno de los grupos de empresas más importantes de Corea.



SITELSA

MUNTANER, 44
08011 BARCELONA
TELEX 54218 SITE
FAX 93 - 323 50 62
TELS. 93 - 323 46 44 Directo
93 - 323 43 15 Centralita

FRECUENCIMETROS



FC 7011	FC 7051	FC 7101
(1 HZ - 100 MHZ)	(1 HZ - 550 MHZ)	(1 HZ - 1000 MHZ)

MULTIMETROS

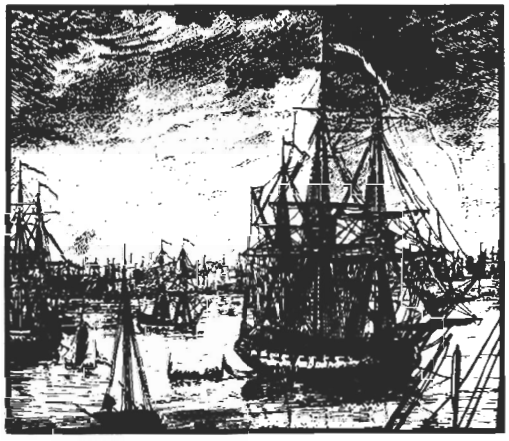


DM 6133	DM 6135	DM 6235	DM 6335

3 ½ dígitos selección automática de rango, hold, retención de lectura, memoria, 10 M Ω Impedancia. Indicación sonora de continuidad.

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.

INELEC KF CIRCUITOS IMPRESOS

NOMBRE: .....

DIRECCION: .....

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

PROVINCIA: .....

TELF.: .....

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