

elektor

electrónica: técnica y ocio

N.º 33
febrero 1983

250 Ptas.

crescendo:

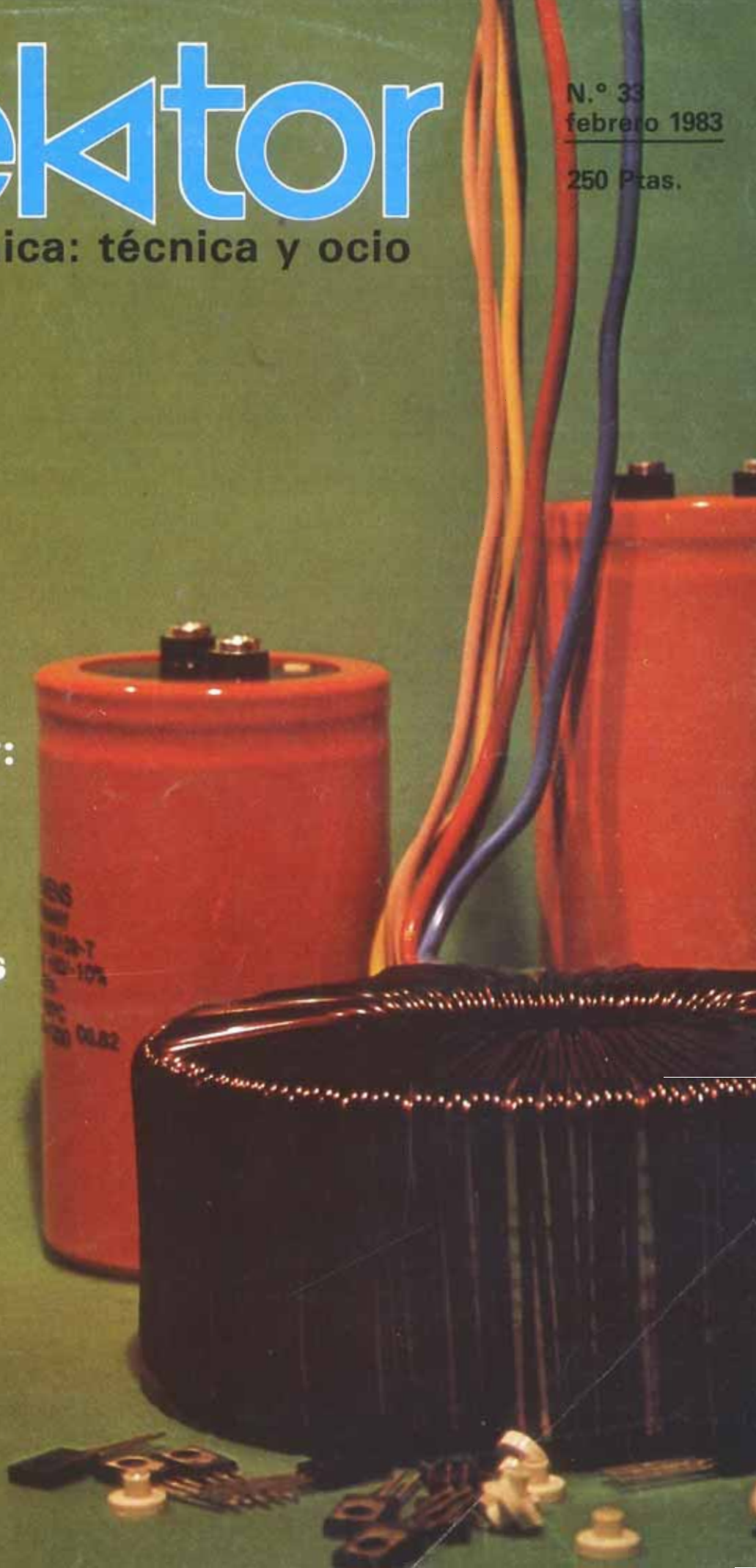
amplificador MOSFET
de 2 × 140 W

autocargador:

para acumuladores
de plomo

convertidores para BLU

curso de BASIC (6)



eps servicios de elektor ess

circuitos impresos

Nombre	Ref.	Precio
elektor, núm. 1, enero/febrero 1980		
Preco 1 (preamplificador)	9398	795
Preco 1 (control de amplificador)	9399	625
Tren de vapor	1473	455
Silbato de tren de vapor	1471	485
Generador de funciones		
placa principal	9453	950
panel frontal	9453-F	740
Generador de sonidos	79077	370

elektor, núm. 2, marzo/abril 1980		
Magnetizador	9827	300
Minifrecuencímetro	9927	630
Medidor de valores de cresta	9860	590
Voltímetro UAA 180 con leds	9817-1	795
Fuente de alimentación estabilizada	9817-2	655

elektor, núm. 3, mayo/junio 1980		
Amplificador Equin	9401	995
Modulador	80054	460
Cargador de baterías de Ni-Cd	79024	635

elektor, núm. 4/5, julio/agosto 1980		
Control sensorial de iluminación	78065	385
Cargador automático de baterías de coches	79517	385

elektor, núm. 6, septiembre/octubre 1980		
Junior Computer		
Circuito principal	80089-1	3.495
Visualizador	80089-2	380
Fuente de alimentación	80089-3	920
Termómetro digital	80045	825
Quinilista electrónico	79053	440
VOX	80138	705

elektor, núm. 7, noviembre/diciembre 1980		
Ordenador para juegos de TV:		
Circuito principal	79073	4.160
Fuente de alimentación	79073-1	690
Circuito del teclado	79073-2	1.025
Dial para sintonía digital		
Circuito principal	80021-1	1.365
Circuito visualizador	80021-2	625
Grillo electrónico	80016	265

elektor, núm. 8, enero 1981		
Modulador VHF/UHF	9967	490

elektor, núm. 9, febrero 1981		
Tarjeta de memoria RAM y EPROM:	80120	4.450
Económizador de gasolina	80103	650

elektor, núm. 10, marzo 1981		
Ecualizador paramétrico		
Filtro	9897-1	475
Control de tono	9897-2	485
Top amp	80023	425
Top preamp	80031	1.075

elektor, núm. 11, abril 1981		
El genio de la lata	81042	360
Electro multijuegos	81044	895
Termómetro de baño	81047	625
Gaita electrónica	81048	475

elektor, núm. 12, mayo 1981		
Encendido transistorizado	80084	1.195
Anti robo	80097	395

elektor, núm. 13, junio 1981		
Teclado ASCII	9965	2.260
Elekterminal	9966	2.200
Matamosquitos electrónico	80130	295
Fuente de alimentación de precisión	80514	530
Comprobador de transistores	80077	1.060

elektor, núm. 14/15, julio/agosto 1981		
Fuente de alimentación 0-50V/0-2A	80516	600
Programador de memoria PROM	80556	1.405
Micro-Amplificador	80543	405

elektor, núm. 16, septiembre 1981		
Caja de música	80502	1.035
Digi-farad		
Visualizador	79088-1	
Circuito principal	79088-2	1.305
Alimentación	79088-3	
Detector de movimiento	81110	715

elektor, núm. 17, octubre 1981		
Interface para el Junior Computer	81033-1	5.795
Fuente de alimentación de 12 V	81033-2	440
Tarjeta de adaptación	81033-3	395
High Com.		
Dos módulos completos (montados calibrados) + placa		
principal + cassette + adhesivo frontal	81117-1	10.880
Fuente de alimentación		
High Com.	81117-2	625
Imitador electrónico	81112	625
Tarjeta de bus para microprocesadores	80024	1.785

elektor, núm. 18, noviembre 1981		
Analizador lógico		
Circuito principal	81094-1	2.540
Circuito de entrada	81094-2	685
Tarjeta de memoria	81094-3	650
Cursor	81094-4	985
Visualizador	81094-5	445
Fuente de alimentación	80089-3	920
Voltímetro de 2 1/2 dígitos		
Visualizador	81105-1	735
Circuito principal	81105-2	720
Corosint	80060	4.450

elektor núm. 19, diciembre 1981		
Vocoder		
80068-1		
tarjeta de bus	80068-2	3.015
filtro	80068-3	1.045
entrada/salida	80068-4	975
alimentación	80068-5	870
Temporizador fotográfico	82004	680
Locomotor a vapor	80019	575
Criptófono	81142	680
Timbre sensorial	81005	445

elektor núm. 20, enero 1982		
Extensión de memoria para el analizador lógico	81141	1.150
Estación meteorológica digital	81173	1.065
Paristor	81123	530

elektor núm. 21, febrero 1982		
Ampliación ordenador		
Juegos TV	81143	4.950
Medidor de continuidad	81151	380
FMD + VMD	81156	1.300
Contador de rotaciones	81171	1.490
Mini amp. telefónico	82009	465
Programador de EPROM	82010	1.420

elektor, núm. 22, marzo 1982		
Mega vú-metro		
Vú-metro	81085-1	705
Ampliación 220 V	81085-2	745
Convertor para 70 cm.	80133	3.810
Matriz luminosa programable	81012	2.650
Disco-póster	81073	925
Amplificador de 200 W	81082	925
Modulador luminoso, 3 canales	81155	980

elektor, núm. 23, abril 1982		
Oscilador senoidal	82006	640
Lectura de mapas por ordenador	81032	435
Ampliación páginas Elekterminal	79038	1.720
Transportador de octava	80065	445
Ionizador	9823	1.275
Mini-órgano		
Circuito principal	82020	1.065
Fuente de alimentación	9968-5a	380

elektor, núm. 24, mayo 1982		
Termostato para fotografía	82069	610
Visualizador universal a LED	82015	480
Trazador de curvas	80128	440

elektor, núm. 25, junio 1982		
Tarjeta de RAM dinámica	82017	1.500
Cargador universal de NiCad	82070	625
Amplificador de 10W/70 cm.	82043	760
Medidor del intervalo de exposición	82005	1.140
Detector de humedad	81567	490
IPROM	82019	500
Programador de procesos		
visualizador	81101-1	725
alimentación	81101-2	650

elektor, núm. 26/27, julio/agosto 1982		
Preamplificador Hi-Fi	81570	1.320
Indicador de pico para altavoces	81515	460
Generador de números aleatorios	81523	735
Buffers de entrada para el analizador lógico	81577	610
Voltímetro digital universal	81575	895
Sirena holofónica	81525	585
Control de velocidad y dirección para modelismo	81506	535
Diapasón electrónico	81541	520

elektor, núm. 28, septiembre 1982		
Adaptador sonoro para TV	82094	575
Generador de prueba RF	81150	470
Cronoprosesador universal		
Circuito principal	81170-1	1.245
Circuito display/teclado	81170-2	925
Construya su propio DNR	82080	870
Minitarjeta de EPROM	82093	495

elektor, núm. 29, octubre 1982		
Amplificador de 100 W		
Circuito amplificador	82089-1	790
Fuente de alimentación	82089-2	735
Comprobador de RAMs 2114	82090	590
Anti-robo activo	82091	570
Mini-téster	82092	475
Detector de metales	82021	1.720
Relés de estado sólido	82131	475
Frecuencímetro a cristal líquido	82026	605

elektor, núm. 30, noviembre 1982		
Tacómetro aeromodelismo	82116	640
Eolicon	82066	495
Módulo capacitivo	82040	615
Squelch automático	82077	575
Artist		
placa principal	82014	3.060
adhesivo frontal	82014-F	550

elektor, núm. 31, diciembre 1982		
Receptor BLU de onda corta	82122	1.660
Cebador electrónico para fluorescentes	82138	465
Regulador universal	82128	555
Intermitente electrónico	82038	550
Sistema de telefonía interior		
Circuito telefónico	82147-1	1.025
Placa alimentación	82147-2	510
Detector de gas	82146	685

elektor, núm. 32, enero 1983		
Antenas activas		
Placa R.F.	82144-1	565
Fuente de alimentación	82144-2	560
Foto Computer		
Procesador	81170-1	1.475
Teclado	82141-1	1.350
Interface teclado	82141-2	720
Display	82141-3	805
Silbato ultrasónico	82133	540
Téster trifásico	82577	970

elektor, núm. 33, febrero 1983		
Foto Computer (2.ª Parte)		
Fotómetro	82142-1	555
Termómetro	82142-2	515
Temporizador programable	82142-3	635
Convertidores para BLU		
Convertor BF	82161-1	650
Convertor AF	82161-2	730
Autocargador	82081	625
Crescendo	82180	1.470

FORMANT sintetizador musical		
Circuitos impresos		
Interface	9721-1	920
Receptor de interface	9721-2	430
Fuente de alimentación	9721-3	1.385
Teclado (una octava)	9721-4	350
VCO	9723-1	2.780
VCF 12 dB	9724-1	1.220
VCF 24 dB	9953-1	1.205
RMF	9951-1	1.310
ADSR	9725-1	1.225
DUAL/VCA	9726-1	1.270
LFO	9727-1	1.335
NOISE	9728-1	1.170
COM	9729-1	1.180
Carátulas:		
Interface	9721-F	
VCO	9723-F	
VCF 12 dB	9724-F	
VCF 24 dB	9953-F	
RMF	9951-F	
ADSR	9725-F	
DUAL VCA	9726-F	
LFO	9727-F	
NOISE	9728-F	
COM	9729-F	

Todas las carátulas a 460 ptas./unidad.

software

Ordenador de juegos TV		
Cassette con 15 programas de juegos	ESS007	1.320
Disco con programas:		
mira TV, batalla espacial, PVI...	ESS006	600
Cassette con 15 programas de juegos:	ESS009	1.320
Invaders, Seawar, Awari, Fishing...		

Selektor	2-11
Una técnica simple y precisa para el acoplamiento de las fibras ópticas.	
La serie XL de Elektor	2-12
Presentación de nuestra nueva cadena de alta fidelidad... ¡para que usted se la construya!	
Teletipo Elektor	2-14
Noticias, informes, avances, curiosidades... del sector electrónico.	
Medida ultrasónica de distancias	2-15
¡Un buen punto de partida para la experimentación! Basándose en el principio de que el sonido se desplaza en el aire con una velocidad conocida y sabiendo la duración del recorrido de una señal sonora entre dos puntos, nuestro circuito determina la distancia que separa ambos puntos.	
Crescendo	2-20
¡El primer eslabón de nuestra nueva cadena de audio XL!: amplificador HiFi de 2×140 W.	
Agenda técnica	2-30
Más volumen para el sistema de telefonía interior.	
Autocargador	2-31
Seguridad y automatismo en la carga de acumuladores de plomo... ¡todo un señor cargador a prueba de insensatos!	
Curso de BASIC (6.ª parte)	2-35
¡Con más programas para conmemorar los primeros seis meses de Curso!	
Foto Computer (2.ª Parte)	2-43
Descripción de los accesorios de nuestro ordenador para laboratorio fotográfico.	
Convertidores para BLU	2-49
Un complemento para el receptor BLU publicado en Elektor, diciembre 1982, que le permitirá acceder a la escucha de un importante número de bandas de aficionados.	
Telemando a infrarrojos de 16 canales	2-53
¿Quién no ha soñado alguna vez con poder conectar, desde la comodidad de su sillón predilecto, la cadena Hi-Fi, el televisor o, incluso, el propio lavavajillas?	
El nuevo sintetizador de Elektor	2-57
Un nuevo sintetizador musical, de construcción modular, realmente portátil, de elevadas prestaciones y ampliable hasta llegar a convertirse en un instrumento polifónico con posibilidad de programación.	
Aplikator	2-61
Descripción completa del MF 10 un versátil filtro universal integrado.	
Mercado	2-65
Teletipo Elektor	2-68
... con más noticias y novedades del sector electrónico.	
Índice de anunciantes	2-69
Anuncios breves	2-71

sumario

SUMMARY

SUMMA

SUMI

SU



¡Y seguimos con el cambio!... estrenando una nueva sección: «Agenda Técnica», a través de la que les comentaremos algunos trucos, astucias e ideas luminosas que le permitirán sacar mayor partido al contenido de nuestros artículos.

Nuestra portada la dedicamos este mes al CRESCENDO, un amplificador de 2×140 W que constituye el primer eslabón de la nueva cadena HiFi de Elektor: la serie XL.



elektor 33

año 4, núm. 33

febrero 1983

claves

Redacción, Administración y Suscripciones: Av. Alfonso XIII, 141.-bajo, dcha. Madrid-16. Teléf. 250 58 20. Télex 4937 ELOC E

Edita: Ingelek, S.A.

Presidente: Ernesto Medina Muñoz

Director: Antonio M. Ferrer Abelló

Redactor jefe de la edición internacional: Paul Holmes

Redactor jefe de la edición española: Francisco Lara

Cuerpo de redacción: J. Barendrecht, G. H. K. Dam, E. Krempelsauer, A. Nachtmann, G. Nachbar, K. S. M. Walraven

Colaboradores: J. Ignacio Alegría, Ignacio Garrido, A. S. Bernal, Inmaculada de la Torre

Publicidad: Nieves Clemente
Avda. Alfonso XIII, 141. Teléf. 250 55 79. Madrid-16

Contabilidad: María Antonia Buitrago

Suscripciones: María González-Amezúa

Impresión: Gráficas ELICA. Boyer, 5. Madrid-32

Distribución España: COEDIS, Valencia 245. Barcelona

Distribución Venezuela: S.A.I. Avda. de los Palos Grandes; Ed. Monte-Ulía 1^{er} piso, 14 CARACAS, Teléf. 284 78 48

Depósito legal: GU. 3-1980 ISSN 0211-397X

DERECHOS DE REPRODUCCION

Elektuur B. V. 6190 AB Beek (L). Holanda
Elektor Verlag GmbH, 5.133. Gangelt. R. F. de Alemania
Elektor Publishers Ltd. Canterbury CT1 1PE, Kent, Inglaterra.
Elektor Sarl BP 53; 59270 Bailleul, Francia.
Elektor, Via dei Lavoratori, 125. 20092 Cinisello B, Italia.
Elektor E.P.E. Xanthoulis, Karaiskaki 14, Voula, Atenas-Grecia.

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.

LISTA DE PRECIOS

Número sencillo: 250 ptas. Número doble: 500 ptas.
Números atrasados: precio de portada
Colección 1980 (6 ejemplares): 1.120 ptas.
Colección 1981 (11 ejemplares): 2.125 ptas.
Colección 1982 (11 ejemplares): 2.400 ptas.
Suscripción por un año, España, Portugal, Gibraltar y Andorra.
Correo de superficie: 2.500 ptas.
Suscripción por un año, extranjero Correo aéreo: 4.500 ptas.
La revista Elektor tiene carácter mensual, publicándose cada año 10 números sencillos y uno doble correspondiente a julio/agosto.

CORRESPONDENCIA

Para facilitar la labor de administración deberá mencionarse en la esquina superior izquierda del sobre la sigla que corresponda:

CT Consulta técnica	S Suscripciones
DR Director	SLE Libros y revistas atrasadas
CD Cambio de dirección	ESS Servicio de Software
EPS Circuitos impresos	P Publicidad
SC Servicio comercial	AB Anuncios breves

Todas las cartas dirigidas a consulta técnica deberán incluir un sobre de respuesta, franqueado y con el nombre y dirección del consultante.

Copyright © 1983. Uitgeversmaatschappij Elektuur B. V. (Beek, NL)
© 1983. Ediciones INGELEK, S. A. (Madrid, E)

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

CONTROL DIFUSION



¿Qué es un TUN?
¿Qué es un 10 n?
¿Qué es el EPS?
¿Qué es el servicio CT?
¿Qué es el duende de Elektor?

Tipos de semiconductores

A menudo, existen un gran número de transistores y diodos con denominaciones diferentes, pero con características similares. Debido a ello, Elektor utiliza, para designarlos, una denominación abreviada.

• Cuando se indica **741** se entiende que se hace referencia a: μ A 741, LM 741, MC 641, MIC 741, RM 741, SN 7241, etcétera.

• TUP o TUN (Transistor universal de tipo PNP o NPN, respectivamente) representa a todo transistor de silicio, de baja frecuencia, con las siguientes características:

U_{CE0} máx.	20 V
I_C máx.	100 mA
h_{FE} mín.	100
P_{tot} máx.	100 mW
f_T mín.	100 MHz

Algunos de los tipos TUN son: las familias BC107, BC108 y BC109; 2N3856A; 2N3859; 2N3860; 2N3904; 2N3947; 2N4124.

Algunos de los tipos TUP son: las familias BC177 y BC178 y el BC179; 2N2412; 2N3251; 2N3906; 2N4126; 2N4291.

• DUS y DUG (Diodo Universal de Silicio o de Germanio, respectivamente), representa a todo diodo de las siguientes características:

	DUS	DUG
U_R máx.	25 V	20 V
I_F máx.	100 mA	35 mA
I_R máx.	1 A	100 A
P_{tot} máx.	250 mW	250 mW
C_D máx.	5 pF	10 pF

Pertenecen al tipo DUS los siguientes: BA127, BA217, BA128, BA221, BA222, BA317, BA318, BAX13, BAY61, IN914, IN4148.

Y pertenecen al tipo DUG: OA85, OA91, OA95, AA116.

• Los tipos BC107B, BC237B, BC547B corresponde a versiones de mayor calidad dentro de una misma «familia». En general, pueden ser sustituidos por cualquier otro miembro de la misma familia.

Familias BC107 (-8, -9)

BC107 (-8, -9), BC147 (-8, -9), BC207 (-8, -9), BC237 (-8, -9), BC317 (-8, -9), BC347 (-8, -9), BC547 (-8, -9), BC171 (-2, -3), BC182 (-3, -4), BC282 (-3, -4), BC437 (-8, -9), BC414

Familias BC177 (-8, -9)

BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9), BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9), BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2), BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3), BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4), BC261 (-2, -3), BC416

Valores de resistencias y condensadores

En los valores de las resistencias y de los condensadores se omiten los ceros, siempre que ello es posible. La coma se sustituye por una de las siguientes abreviaturas:

p (pico) = 10^{-12}
n (nano-) = 10^{-9}
 μ (micro-) = 10^{-6}
m (mili-) = 10^{-3}
k (kilo-) = 10^3
M (mega-) = 10^6
G (giga-) = 10^9

Ejemplos:

— Valores de resistencia:
 $2k7 = 2700$
 $470 = 470$

Salvo indicación en contra, las resistencias empleadas en los esquemas son de carbón 1/4 W y 5% de tolerancia máxima.

— Valores de capacidades:

$4p7 = 4,7 \text{ pF} = 0,00000000047 \text{ F}$
 $10 = 0,01 \mu \text{F} = 10^{-8} \text{ F}$

El valor de la tensión de los condensadores no electrolíticos se supone, por lo menos, de 60V; como norma de seguridad conviene que ese valor sea siempre igual o superior al doble de la tensión de alimentación.

Puntos de medida

Salvo indicación en contra, las tensiones indicadas deben medirse con un voltímetro de, al menos, 20 K Ω /V de resistencia interna.

Tensiones de corriente alterna

Siempre se considera para los diseños, tensión senoidal de 220 V/50 Hz.

"U" en vez de "V"

Se emplea el símbolo internacional "U" para indicar tensión, en lugar del símbolo ambiguo "V", que se reserva para indicar voltios.

Ejemplo: se emplea $U_b = 10 \text{ V}$, en vez de $V_b = 10 \text{ V}$.

Servicios ELEKTOR

para los lectores

Circuitos impresos:

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 (Elektor Print Service).

Consultas técnicas:

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 CT e incluir un sobre para la respuesta, franqueado y con la dirección del consultante.

IMPORTANTE: No se atenderán aquellas consultas que impliquen una modificación importante o un nuevo diseño.

El duende de Elektor:

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

Cambio de dirección:

Debe advertirse con 6 semanas de antelación.

Tarifa publicitaria (nacional o internacional)

Puede obtenerse mediante petición a la dirección de la revista.

selektor

Una técnica simple y precisa para el acoplamiento de las fibras ópticas

Los laboratorios de investigación de Philips en Eindhoven (Holanda) han puesto a punto una técnica nueva y simple para la fijación de un conector a una fibra de vidrio logrando, de esta forma, un sistema de conexión por enchufado.

El interés de esta nueva técnica radica principalmente en la posibilidad de utilizar componentes de fabricación simple y sin la exigencia de una elevada precisión. Por otra parte, tampoco es necesario que el interior y la funda de la fibra óptica sean concéntricos.

A lo largo de estos últimos años, las técnicas ópticas han empezado a adquirir una gran importancia en el campo de los sistemas de comunicación. Los láseres y las fibras ópticas han adquirido progresivamente un alto grado de fiabilidad y precisión. No obstante queda aun por solventar la conexión desmontable entre dos fibras ópticas. Las técnicas desarrolladas hasta el momento exigían componentes de un alto grado de precisión. Esta necesidad era insorteable para las fibras ópticas multimodo (diámetro interior de $50\text{ }\mu\text{m}$ y diámetro de funda de $125\text{ }\mu\text{m}$) y con mayor motivo para las fibras monomodo (diámetro interior de $10\text{ }\mu\text{m}$ y diámetro de funda de $125\text{ }\mu\text{m}$). Otro problema crítico, particularmente para las fibras monomodo, es la eventual ex-



Fotografía 2. Por medio de un sistema de control óptico puede controlarse a simple vista el centrado preciso de la fibra respecto al eje del torno. Para ello basta con observar que los dos anillos visualizados en la pantalla sean exactamente concéntricos.

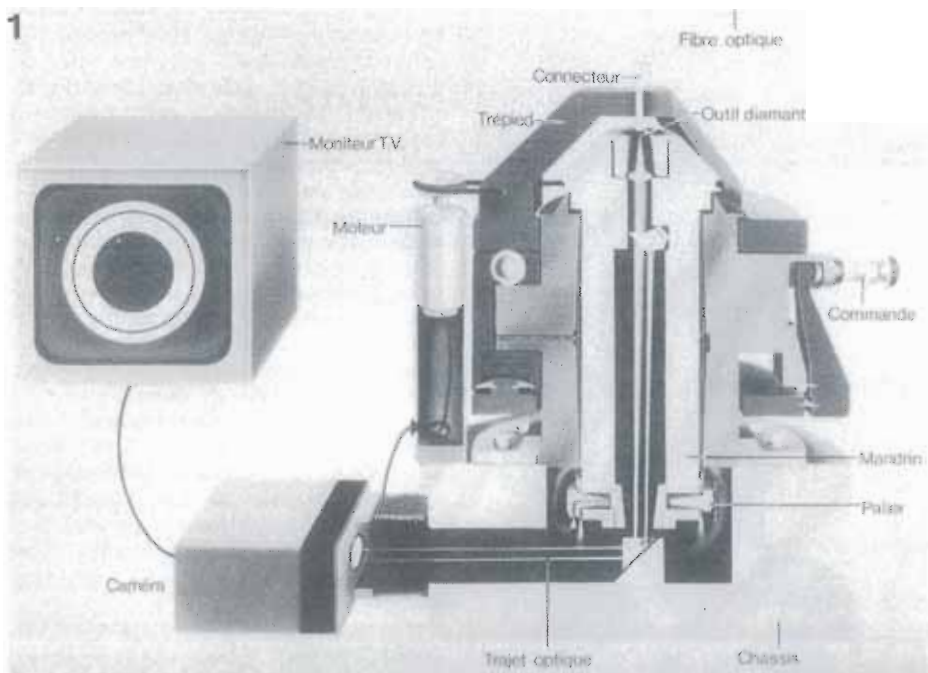
centricidad de la fibra interior, que sólo puede corregirse recurriendo a sistemas de elevada complejidad.

En resumidas cuentas, la mayor parte de estas técnicas son caras y muy difíciles de utilizar en razón al alto grado de precisión que exigen. Dada la delgadez extrema de las

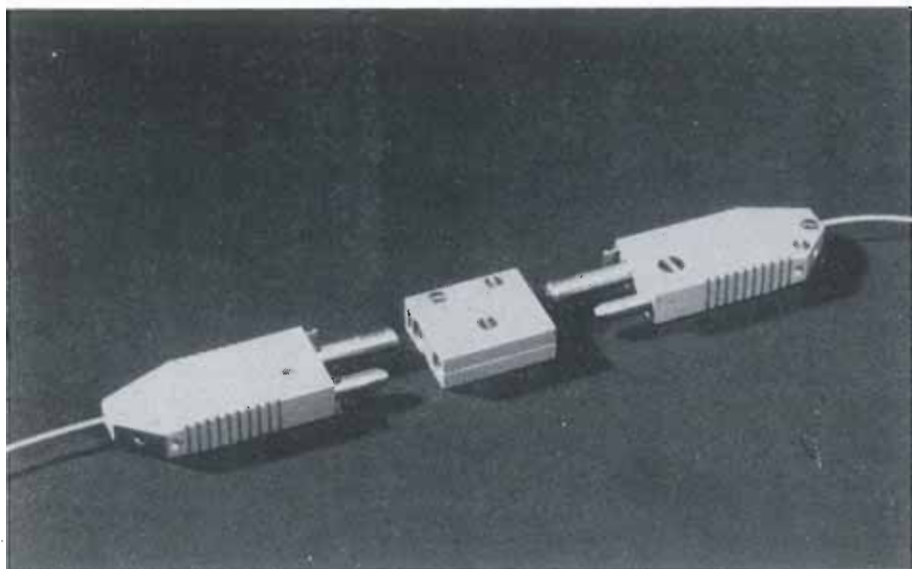
fibras ópticas, resulta naturalmente imposible acoplarlas directamente entre sí. La inevitable imprecisión del posicionamiento se traduciría en una pérdida de luz demasiado importante. Con el método que comentamos, el acoplamiento de las fibras ópticas se efectúa en dos etapas. En primer lugar, se coloca un conector en el extremo de la fibra. A continuación, resulta ya una tarea fácil posicionar dos conectores, uno respecto a otro, por medio de un mecanismo de acoplo.

La nueva técnica ultimada en los laboratorios de investigación de Philips permite fijar el referido conector a la fibra óptica de una forma muy simple, haciéndolo utilizable dentro de un sistema de acoplamiento por simple enchufado. Como ya hemos adelantado, un aspecto importante de esta técnica es que permite utilizar componentes de precisión «corriente» y, por lo tanto, fáciles de producir y económicos. El diámetro de la funda puede variar dentro de unos límites razonables y no es imperativo que el interior de la fibra este perfectamente centrado. La tolerancia globalmente admisible es de $100\text{ }\mu\text{m}$. El interior de la fibra se coloca sobre el eje de un torno, con precisión y con la ayuda de un sistema de prismas rotativos. Seguidamente, el conector es torneado por medio de un pequeño útil de corte con el fin de retocar su diámetro a la magnitud correcta y hacerlo totalmente concéntrico con el interior de la fibra (ver figura 1).

El control de centrado se realiza con la colaboración de un monitor de TV (Figura 2). Para ello, se ilumina el extremo opuesto de



Fotografía 1. Vista del torno utilizado para la adaptación del conector al extremo de la fibra óptica.

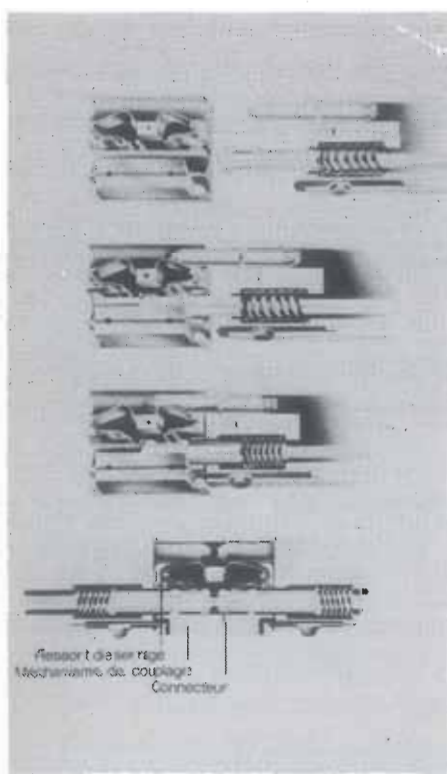


Fotografía 3. Representación del sistema de acoplamiento móvil de dos fibras ópticas.

la fibra óptica. Si el interior de la fibra está exactamente situado en el eje del torno, se observan en la pantalla dos anillos concéntricos. En el caso contrario, los dos anillos aparecerán desplazados uno respecto al otro. Su diámetro se ha elegido de tal forma que sólo estén separados por una muy estrecha banda de sombra. Un operario experimentado puede, de esta forma, conseguir un centrado de $0,05 \mu\text{m}$, si bien, incluso una persona no experimentada puede lograr centrados con una precisión de al menos $0,1 \mu\text{m}$.

La operación de torneado es controlada por el mismo dispositivo óptico. Este torno

de alta precisión es fabricado por Philips en su factoría de máquinas situada en Acht. Una vez efectuada la operación de centrado, el conector puede integrarse fácilmente en un dispositivo de acoplamiento. Este último puede adquirir diversas formas. Al respecto, los mismos laboratorios de investigación de Philips han diseñado un dispositivo cuya forma, semejante a la de un enchufe de toma de corriente, aparece claramente ilustrada en la foto 3. Diversos sistemas mecánicos (ver figura 4) aseguran el correcto posicionamiento y garantizan una mínima pérdida de luz entre las fibras acopladas.



Fotografía 4. Vista en sección de la base y de la clavija conectora durante la operación de acoplo.



Antes de acometer un proyecto de semejante envergadura, es necesario empezar por presentarlo, aunque sólo sea de forma muy somera ¿Qué entendemos por serie XL?

XL es el nombre con el que hemos bautizado a nuestra nueva cadena constituida por una serie de equipos de audio de alta fidelidad y calidad, aunque de razonable precio. A lo largo de estos últimos años, el precio de los equipos de audio ha sufrido tal explosión que son muy raros los aficionados que pueden permitirse el lujo de disponer de una instalación de este tipo, calificada por los moradores de la otra orilla del canal de la Mancha como «top-class». Aparte ya de que el proceso de esta evolución nos parezca discutible, no cabe duda de que la única alternativa que queda al aficionado es construirse por sí mismo su propia cadena de audio. Si la calidad del equipo es excelente y no cabe la menor duda sobre la viabilidad de su montaje a plena satisfacción, valdrá la pena lanzarse a este proyecto y entrar de su mano en «El Dorado del audio» con notable ahorro económico.

¡Hacia la HiFi!

El concepto de equipo HiFi presenta una relativa elasticidad; así, por ejemplo, dentro de la HiFi suele establecerse una clasificación que distingue entre equipos de baja categoría, media y alta. En el transcurso de los últimos años, la evolución de los precios de los equipos HiFi ha seguido dos tendencias. En primer lugar, se ha visto como el precio de los equipos de la gama inferior ha descendido considerablemente debido, principalmente, a su producción en serie y a la severa competencia que se ha establecido entre los diversos fabricantes. La caída de los precios llega hasta el punto de que la construcción de un equipo de esta categoría carece de sentido práctico desde el punto de vista económico. No cabe decir lo mismo de los equipos de categoría media que corresponden al criterio de «muy buena calidad», dentro de la que los precios varían considerablemente de uno a otro fabricante e incluso de uno a otro vendedor.

Por lo que respecta a los equipos de catalogación más alta, la situación es totalmente opuesta: la tendencia de los precios ha sido la de una espiral ascendente y no cesan de aumentar. En la mayor parte de los casos,



XL de Elektor

ta fidelidad para que usted se la construya

los precios pueden incluso parecer justificables cuando se es capaz de apreciar la indudable calidad de este tipo de equipos. Desde luego, determinadas marcas, de las consideradas de alta calidad, presentan una relación calidad/precio sumamente interesante, aun a pesar de las cifras que se acumulan en el denominador. Existen amplificadores cuyo precio supera las 200.000 pesetas, pantallas acústicas que no tienen reparo alguno en anunciarse a 600.000 pesetas el par y preamplificadores que lucen una radiante etiqueta en la que figura inscrita la cifra de 140.000 pesetas... ¿todo eso existe! De una u otra forma estos precios deben ser justificables: sea por criterios de exclusividad, debido a los elevados gastos de investigación y, sobre todo, en razón al reducido número de «ejemplares» que se ofrecen en el mercado. En cualquier caso, también hay que reconocer que superado un cierto nivel de precios, las diferencias entre los equipos que ocupan esta banda privilegiada se limitan casi exclusivamente a matices de sonoridad tan sutiles que, a menudo, son más subjetivos que reales.

En cualquier caso, no hay porque descartar otras vías distintas de las regidas por los precios exorbitantes y los matices subjetivos. Nuestra serie XL pretende ser, precisamente, una alternativa para todo aquel que quiera ascender al podio más alto de la alta fidelidad. Nosotros cargamos a nuestra cuenta los gastos de investigación, todo lo que a Ud. le queda por hacer es ponerse manos a la obra en el montaje del equipo o los equipos que elija. Si atiende con exactitud todas las precisiones y consejos que le iremos proponiendo, no le quepa la menor duda que uno de estos días se encontrará con que es el afortunado propietario de una cadena de audio exclusiva (¡nacida de sus propias manos!), cadena que no tendrá nada que envidiar a los equipos comerciales de esta índole.

Los eslabones de la cadena

El objetivo que nos proponemos es lograr que dentro de algunos meses, el lector pueda disponer de una cadena de audio completa: desde el sintonizador hasta las pantallas acústicas. Desde luego, no nos vamos a proponer plazos rígidos casi imposibles de respetar; por ello es por lo que precisamente hablamos de «algunos meses»...

¡no vamos a comprometer la calidad de alguno de los eslabones de la cadena en aras de la premura!

En este preciso instante no estamos aun en condiciones de relacionar todas las características técnicas de cada uno de los diversos equipos de nuestra serie XL. Algunos de ellos están aún a meses vista de su publicación y no vamos a «congelarlos» desde ahora. No obstante, si nos parece oportuno comentarles de antemano la filosofía que rige la concepción de nuestra condena de audio de alta calidad.

Veamos que podemos revelarles acerca de los diversos equipos de la serie XL:

Amplificador: En este caso podemos ser todo lo precisos que sea necesario, ya que su publicación se inicia en este mismo número. Se trata de un amplificador rápido y de alta calidad que utiliza MOSFETs como transistores de potencia. La estructura del amplificador es totalmente simétrica. Entrega una potencia suficiente como para «dar vida» al más perezoso de los recintos acústicos. El mes próximo, publicaremos algunos complementos muy interesantes para el amplificador. El primero es un circuito de protección para aislar las pantallas del amplificador en el caso de que se presente una corriente continua en las salidas de este último. También presentaremos un dispositivo temporizador para la conexión de los altavoces dotado de indicación óptica.

Preamplificador: también en este caso disponemos de información suficiente como para adelantarles algunas concreciones. Incorpora controles de volumen y balance, un conmutador de funciones convencionales, así como de un determinado número de posibilidades suplementarias algo menos habituales. Aquí están algunos ejemplos:

- Preamplificador dinámico y etapa para célula de bobina móvil. Estos dos circuitos preamplificadores son de excelente calidad y pueden ser controlados de forma independiente de tal forma que pueden adaptarse a cualquier célula de buena calidad.
- Controles de tono (graves y agudos) de amplio margen de recorrido y con puntos de corte ajustables.
- Para los verdaderos audiofilos: posibilidad de cancelar el control de tonos.
- Amplificador independiente para cascos auriculares.
- Sensibilidad de entrada ajustable.
- Conmutador independiente para la selección de la señal en las grabaciones.
- Posibilidad de control remoto.

Sintonizador FM: la configuración definitiva de este módulo no esta fijada aún con total precisión. No obstante, es muy posible que se trate de un sistema basado en la síntesis de frecuencia, sinónimo de facilidad de empleo, amén de otras muchas virtudes. Los objetivos prioritarios de nuestro diseño serán el perfeccionamiento de características esenciales tales como la sensibilidad de la zona de AF, nivel de sobremodulación, supresión de la frecuencia imagen y AM, diafonía (separación entre canales)... entre otras.

Pantallas acústicas: ¡más difícil todavía!... pero también nos ocuparemos de este eslabón. Por el momento sólo cabe añadir que también las pantallas se integrarán en la élite de la alta calidad cuando abandonen nuestros laboratorios para pasar a las páginas de Elektor.

XL

Es muy posible que algunos de los lectores se estén preguntando desde el primer instante por el significado de las siglas XL. Realmente no tienen ningún significado específico... ¿Pero a que suena bien? Las siglas están abiertas a recibir el bautizo que más apetezca a cada uno. Podemos pensar en que «XL» viene de «eXceLente», «eXtra Luxe» o también de «eXcLusivo». Por lo que a nosotros respecta, sólo cabe apostillar que la serie XL es una cadena de audio de la más alta calidad y al mejor precio.



teletipo **elektor** teletipo **elektor** teletipo

El cuarto color en diodos LED

Desde hace un decenio hay diodos electroluminiscentes. Los cristales semiconductores tales como el galio, fósforo y arsénico lucen con los colores rojo, amarillo y verde. Sin embargo, la luz azul sigue faltando todavía.

La razón la podemos encontrar en el precio excesivamente caro del carburo de silicio, material

Nuevos periféricos de BASF

Para la primavera de este año está previsto el lanzamiento de dos nuevas unidades de discos de BASF Proceso de Datos, que responden a la denominación de BASF 6475 y 6476, compatibles con las unidades IBM 3375 AO1 y BO1. Esta nueva generación de discos BASF dispone de dos mecanismos de acceso por drive y tiene

una alternativa frente a IBM 3420 modelos 4 y 6, interesante sobre todo para los usuarios del 43XX.

Aliados para el control del mercado electrónico

La confirmación del acuerdo entre American Telegraph and Telephone y la multinacional holandesa Philips, para una actuación conjunta en el mercado de la electrónica, marca un nuevo reto en la guerra comercial por el control del mercado mundial de la electrónica y telecomunicaciones entre europeos, norteamericanos y japoneses. Thomson (empresa nacionalizada francesa) ha hecho una oferta de compra del 75,5 por 100 del capital de Grundig (primera empresa alemana del sector) que ha motivado a Philips, que controla el 24,5 por 100 de dicho capital, ha abrir una vía de diálogo con Thomson.

La industria electrónica, cuyo mercado mundial alcanza una cifra de negocios superior a los 120.000 millones de dólares, está polarizando una de las mayores y más enconadas batallas comerciales, sólo comparable a la entablada en torno a la industria del automóvil.

Los fabricantes japoneses han ido apoderándose de los mercados, por la vía de menores precios, mejor tecnología y nuevos productos; primero se implantaron en el mercado norteamericano por estar más liberalizado que el europeo y, más adelante, cuando Estados Unidos les obligo a invertir e instalar sus fábricas en el país, se lanzaron a la caza del mercado europeo, siendo Alemania el país elegido para comenzar a introducir sus televisores en color, vídeos y demás productos «made in Japan». La Comunidad Económica Europea también ha tomado cartas en el asunto, y así celebra periódicamente

reuniones sobre este peligro amarillo (japonés, por supuesto!), aparte de realizar viajes a Tokio —presidentes y embajadores de los diez— con el fin de convencer a las autoridades de aquel país, de la conveniencia de limitar sus exportaciones de electrónica de consumo, recomendaciones que por el momento no han surtido efecto alguno.

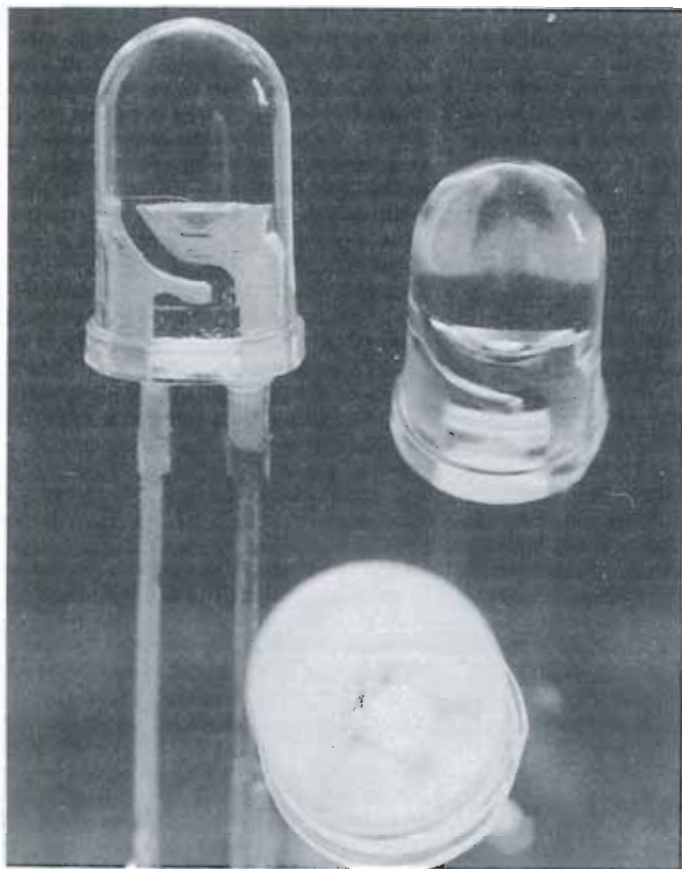
Por todo ello se está pensando en la creación de un frente unido europeo para luchar contra esta invasión. No obstante, las posturas nacionalistas en el seno de la CEE impiden llegar a su creación y mucho más si tenemos en cuenta el reciente acuerdo entre americanos y holandeses.

Esta batalla se extiende también al terreno informático, campo en el que Philips está desarrollando una estrategia semejante a la aplicada en el mercado electrónico.

España, con una producción de televisores en color, vídeo y alta fidelidad evaluada en 69.000 millones y un consumo interno por valor de 95.000 millones, tiene el 65 por 100 de su industria (Philips, Grundig, Telefunken y Thomson) dependiente de las firmas europeas que están negociando su concentración, y el resto, a excepción de una pequeña parte, en manos de los japoneses (Sanyo). Bastantes puestos de trabajo están en juego en esta batalla, en la que aunque no participamos somos víctimas directas.

Nueva dirección de EAR

Desde el pasado día 20 de diciembre la firma EAR ha cambiado de domicilio; su nueva dirección es: C/ Heraclio Fournier, n.º 5, Vitoria. La nueva sede dispone de una centralita con un único número de teléfono (945) 25 34 00 y cuyo número de télex es 35541 EAR E.



con el que se supone deben aparecer los diodos azules. Siemens dispone actualmente de un proceso con el que se pueden obtener diodos azules a un precio razonable; no obstante, los diodos luminiscentes azules no lograrán alcanzar el nivel de precio de los LEDs de otros colores. En este momento se está analizando el mercado, conversando con los clientes potenciales del cuarto color, en vista a su próxima fabricación en serie.

una capacidad de 819,7 MBytes (modo de grabación: Count Key Data). El tiempo medio de espera es de 19 ms y la velocidad de transferencia de datos de 1859 MBytes/seg. En el transcurso del presente año se espera también la introducción del sistema a discos BASF 6480, compatible con IBM 3380, que dispondrá de 1,26 Gigabytes por Spindle. Respecto a los sistemas a cintas, BASF Proceso de Datos ofrece con la línea 6060/6360

teletipo **elektor** teletipo **elektor** teletipo

medida ultrasónica de distancias

¡un buen punto de partida para la experimentación!

Las técnicas de medida han evolucionado... como todo ¡incluidos los precios! En el presente artículo se hace uso de los ultrasonidos; basándonos en el principio de que el sonido se desplaza en el aire con una velocidad conocida y sabiendo la duración del recorrido de una señal sonora entre dos puntos, podemos determinar fácilmente la distancia que separa ambos puntos.

Nada más fácil, en principio, que medir una distancia. Basta con expresar, adoptando una unidad de longitud, cualquiera que esta sea, la separación existente entre dos puntos. En la mayor parte de los casos, la unidad de referencia será el metro. Hay muchos y diversos medios para efectuar dicha medida pero, lógicamente, nos interesamos por los sistemas electrónicos. Si la distancia a medir es del orden de magnitud de 10 metros, la utilización de los ultrasonidos es especialmente interesante. La ventaja principal del empleo del sonido ultrasónico es que se elimina completamente la necesidad de cualquier parte mecánica, lo que simplifica considerablemente la construcción de un dispositivo de esta naturaleza. En la práctica, encontramos que el circuito presentado es de precisión hasta una distancia de 10 metros, lo que es muy aceptable al considerar que el circuito sólo es un punto de partida para una posterior experimentación.

Antes de proseguir con la descripción del circuito con mayor detalle, es interesante conocer un poco acerca de la definición histórica de «un metro» y sobre los diversos métodos utilizados para medir una distancia a través de los últimos 300 años.

Definición del metro

La historia del metro empieza el 8 de mayo de 1790 cuando a propuesta de Talleyrand, la Asamblea General Constituyente Francesa se pronuncia para la creación de un sistema de medida estable, uniforme y simple. Casi un lustro después (7 abril 1795) se constituye la ley orgánica del sistema métrico y se establece la nomenclatura de las unidades tal como existe en nuestros días. En 1799 se fijan los patrones definitivos y se hace obligatorio el sistema métrico, pero tal obligatoriedad no se hace efectiva hasta 1840, en

virtud de un decreto ley del 4.7.1837. Hasta entonces, la definición del metro era la de una millonésima parte de un cuadrante del meridiano terrestre. Pero pronto los científicos descubrieron que la circunferencia terrestre variaba constantemente y, por tanto, dicha referencia no era conveniente. En 1889, la definición del metro ya no está ligada al cuadrante del meridiano y se establece un prototipo internacional que fue hecho de una mezcla de platino e iridio. Este patrón de referencia puede verse en Sèvres y se definía como la distancia, a la temperatura de 0° C, entre los ejes de los 2 trazos en el prototipo de platino iridiado conservado en la Oficina de Pesos y Medidas en París, en el pabellón de Breteuil en Sèvres. Se dice que Rumour dio la idea (injustificada por supuesto) de que el patrón estaba basado en la estatura de Napoleón y como su estatura iba disminuyendo con cada derrota militar, dicha referencia no era válida. Anécdotas aparte, lo cierto es que el resto del mundo siguió en la búsqueda de un patrón más exacto. En los primeros años de nuestro siglo, los científicos comenzaron a vislumbrar la posibilidad de emplear la longitud de onda de la luz para definir el metro. En consecuencia, la lámpara de cadmio llegó a ser el patrón internacional para la espectroscopia en 1927. La unidad real de longitud se definió como el Angström ($1 \text{ \AA} = 10^{-10} \text{ m}$). No se consideró adecuada para ciertas aplicaciones y actualmente se emplea como patrón secundario.

El patrón moderno se estableció en 1960 con el empleo de la longitud de onda de una lámpara de krypton. El metro se define como $1650763,73$ veces la longitud de onda en el vacío de la radiación correspondiente a la transición entre los niveles $2P_{10}$ y $5d_5$ del átomo de krypton 86. Este valor tan extraño obedece al deseo de los científicos de relacionar el nuevo patrón con el antiguo. Como es ley de vida se sigue tratando de encontrar una referencia todavía más estable y se ha pensado en un láser de helio-neón estabilizado y no es de extrañar que en un día no lejano se pretenda utilizar la velocidad de la luz como referencia, con lo que se establecerá una relación entre las unidades de longitud y de tiempo.

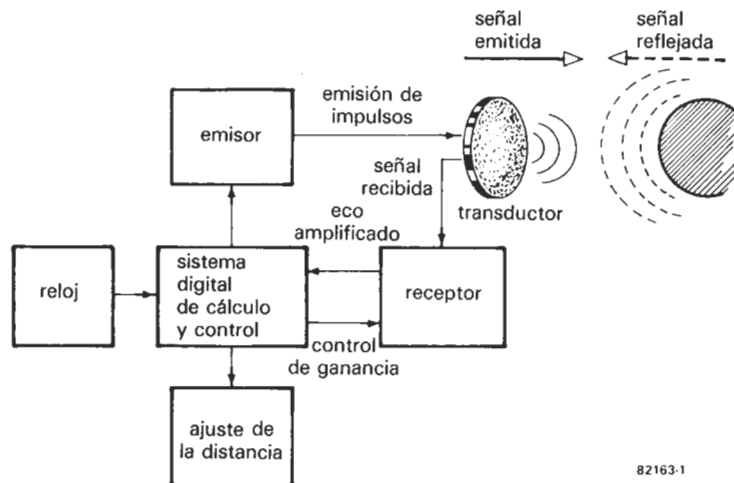
Medición de distancias

Hay varias formas de medir una distancia que pueden clasificarse en tres categorías principales: mecánica, óptica y electrónica. El método mecánico no necesita explicación puesto que las herramientas son bastante obvias.

El método óptico utiliza un instrumento de medida de carácter óptico y con la ayuda de medidas angulares y de fórmulas trigonométricas, se calcula la distancia buscada. Este método tiene numerosas variantes que quedan fuera del propósito del presente artículo; nuestra intención no es impartirles un curso de cartografía!

El último método es el electrónico. Si se quiere obtener una información de la distancia tan exacta como sea posible, se mide el tiempo que tardan las ondas luminosas o de radio en efectuar el recorrido de ida y vuelta hasta el objeto correspondiente. Co-

1



82163-1

Figura 1. Diagrama de bloques de un sistema para medir distancias por ultrasonidos desarrollado por Polaroid. Una emisión ultrasónica se transmite por un transductor y retorna al mismo después de la reflexión. El tiempo transcurrido entre la emisión y la recepción de la señal se convierte electrónicamente en distancia; dicha señal actúa sobre el anillo de ajuste del objetivo para su enfoque.

mo se conoce exactamente la velocidad de la luz y de las ondas radioeléctricas, es posible calcular con gran precisión la distancia gracias a la duración del recorrido observado entre dos puntos. La radiación infrarroja se utiliza, sobre todo, para grandes distancias, ya que es relativamente sencilla de modular.

Los equipos electrónicos se han empleado para medir distancias de hasta 150 kms, pero la eficacia de dichos sistemas depende de varios factores tales como las condiciones atmosféricas, visibilidad, etc.

Con la aparición de la tecnología espacial, los dispositivos a láser se utilizan en sistemas electro-ópticos combinados para determinar la altura a la que los satélites están orbitando alrededor de la Tierra. El láser permite medir con una gran precisión: con unos centímetros de inexactitud en la distancia de la Tierra a la Luna, que es de unos 400.000 kilómetros.

Utilización práctica

Los diversos métodos que acabamos de describir sólo sirven realmente para medir distancias relativamente importantes. Por regla general, las distancias a medir son más bien pequeñas. El hombre medio de la calle no precisa equipos sofisticados para determinar el tamaño de la alfombra de su sala de estar, a no ser que viva en una gran mansión o castillo.

La fotografía es otro «hobby» en el que la distancia es un elemento importante. Como todos sabemos, es esencial la determinación de la distancia exacta entre el sujeto que se fotografía y la cámara pues, de no ser así, la lente no puede ajustarse correctamente para el enfoque. La industria suministra muchos medios y equipos que resuelven este problema.

La mayor parte de las cámaras utilizan una triangulación óptica en la cual la distancia elegida es correcta cuando las dos imágenes del visor están perfectamente superpuestas. Las cámaras reflex, por ejemplo, utilizan una red compleja constituida por un vidrio deslustrado, un visor de imagen parcial y un conjunto de micro-prismas; tres métodos diferentes para ajustar correctamente la distancia.

En los últimos años, varios fabricantes han introducido la cámara de enfoque automático. En la mayor parte de los casos, se trata de un sistema mecánico provisto de espejos y de prismas, en el que un servomotor actúa sobre el anillo de ajuste de las distancias del objetivo. Algunas cámaras disponen de un LED de infrarrojos que les evita

depender de la iluminación exterior y permite el enfoque automático por la noche. Polaroid emplea otra técnica que estudiaremos más detenidamente.

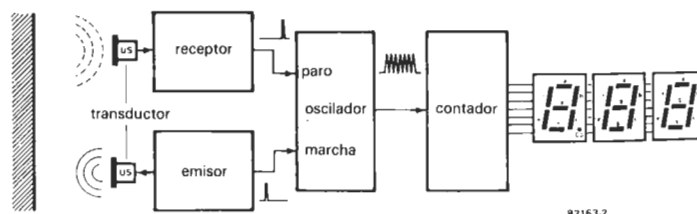
El sistema Polaroid

Cuando se consideran cámaras de enfoque automático, el sistema Polaroid es algo realmente especial por cuanto que es el único que emplea los ultrasonidos. En la parte delantera de la máquina hay un pequeño disco dorado con un retículo en «nido de abeja», que es un transductor capaz tanto de emitir como de recibir impulsos ultrasónicos.

En la figura 1 se ilustra el distancímetro (o telémetro) contenido dentro de la cámara. El transductor emite durante un milisegundo. La emisión está constituida por una serie de impulsos ultrasónicos, cada uno con cuatro frecuencias distintas (concretamente 60, 57, 53 y 50 kHz). La razón de la existencia de tantas frecuencias es que es posible la absorción de una frecuencia particular, en lugar de su reflexión, por el sujeto que se fotografía. La posibilidad de que suceda este fenómeno depende de la forma y del material correspondiente. En consecuencia, al transmitir cuatro frecuencias se asegura la reflexión de una al menos.

Después de la emisión, el transductor se conmuta a la función de recepción. La señal reflejada recibida por el transductor se amplifica luego y se alimenta a un circuito digital, que determina el intervalo de tiempo entre transmisión y recepción. El circuito procesa la señal y controla, a su vez, un servomecanismo que ajusta el objetivo para el enfoque correcto. La ganancia del amplificador de recepción puede variarse (en 16 niveles escalonados) y depende de la distancia que haya tenido que recorrer la señal (ráfaga de impulsos). Evidentemente, cuanto mayor es la distancia entre la cámara y el sujeto, tanto más débil es la señal. En la práctica, este sistema funciona perfectamente y de manera muy precisa. La

2



82163-2

Figura 2. Diagrama de bloques del distancímetro ultrasónico. Un oscilador comienza a enviar impulsos a un contador cuando se transmite la «ráfaga» ultrasónica. El impulso recibido detiene al oscilador, de modo que el número de impulsos contados indique la distancia medida (suponiendo que se utilice una frecuencia de oscilador correcta).

mayor distancia medible es de 10 metros, lo que es más que suficiente puesto que más allá de esta distancia cualquier objeto normal se encuentra en el dominio del «infinito».

El equipo de diseño de Elektor ha combinado la idea de Polaröid (el empleo de los ultrasonidos para medir la distancia) y las ideas propias para obtener un montaje de medida de distancias que tenga un carácter «casi universal». El sonido y los ultrasonidos se desplazan a una cierta velocidad en el aire. Si se emite un impulso ultrasónico y se mide el tiempo que transcurre hasta su retorno, la duración del recorrido es función de la distancia entre el emisor/receptor y la superficie sobre la cual ha tenido lugar la reflexión. Si, además, en el momento de la emisión del impulso, se envían a un contador impulsos que tengan una frecuencia igual a la velocidad en cm/s del sonido en el aire, y la señal reflejada recibida proporciona el impulso de parada, el contenido del contador corresponde, pues, al recibir la señal de retorno, a la distancia total recorrida en centímetros. Esta distancia es el doble de la que separa el emisor/receptor de la superficie de reflexión; si se divide por dos la frecuencia, el contenido del contador dará la distancia entre el transductor y la superficie de reflexión.

Hemos pensado que podía ser interesante constatar si esta idea se podría llevar a la práctica. El resultado es el montaje ofrecido, que funciona perfectamente según los principios anteriormente enunciados.

En la figura 2 se ilustra el diagrama de bloques que contiene todos los elementos que acabamos de describir: un emisor, un receptor, un contador provisto de display y un oscilador que se activa y desactiva con los pulsos de emisión y de retorno. Aunque, a primera vista, este esquema parezca un poco simplista, en la práctica se encuentra que no es preciso añadir nada más.

El resultado final se ilustra en la figura 3. El emisor está construido por las puertas N1 y N2, que juntas constituyen un circuito en puente. El transductor ultrasónico US1 está conectado entre las dos salidas de puerta para obtener una tensión alterna de 18 V entre sus bornes (tensión pico a pico) con una alimentación de 9 V. N1 actúa también como un oscilador, que se activa y desactiva mediante N3. Su frecuencia, ajustada por P1, depende del tipo de transductor empleado. Nuestro diseño particular utiliza los transductores de 40 kHz propuestos por Toko. Estos últimos tienen un máximo notable en las proximidades de los 40 kHz. La frecuencia del oscilador se ajusta por la acción sobre P1, de manera que corresponda muy precisamente a este máximo.

Más adelante se verá la forma en que ha de procederse. En principio, nada nos impide el empleo de transductores de un tipo diferente (tales como los que trabajan a 25

kHz, por ejemplo); hemos elegido transductores de 40 kHz simplemente porque tienen mejores características en conjunto. Dado el carácter experimental del montaje, el receptor está simplificado al máximo. Tiene dos montajes de emisor común en cascada (T5 y T6), cuya función es amplificar fuertemente la señal recibida por US2. T7 trabaja como detector de umbral. Este transistor se pone a conducir cuando la tensión aplicada en su base cae por debajo de la tensión de alimentación de menos 0,6V. Dicho de otro modo, T7 conduce cuando la tensión de c.a. (medida en el cursor de P2) es superior a 1,2 V pico a pico.

IC3 es el núcleo fundamental del oscilador. Se trata de un divisor por 2,4 que dispone de un oscilador interno. Basta añadir algunos componentes (a saber, R17, R18, P3 y C9) para disponer de un oscilador completo incorporado.

La frecuencia se ajusta a 17.190 Hz con el empleo de P3. En efecto, la velocidad del sonido en el aire, a una temperatura ambiente de 20° C, es de 343,8 m/s. Con la ayuda de estos elementos, se puede calcular la frecuencia: $34.380 \text{ (cm/s)} \cdot 2 \text{ (ida-vuelta)} = 17.190$.

El conjunto contador/display utiliza el montaje del voltímetro digital de 2 1/2 dígitos ya conocido por nuestros lectores. (ver Elektor núm. 18; noviembre 1981). IC1 (contador, latch y controlador de display de 7 segmentos) excita directamente a los displays Dp2... Dp4. También se encarga del multiplexado de los displays por intermedio de los transistores T2... T4. El regulador de tensión integrado IC2 tiene la función de alimentar con una tensión de 5 V estabilizada al contador y la etapa visualizadora del circuito. IC2 es capaz de excitar 4 displays, no obstante, se omiten Dp1 y T1 del circuito del voltímetro digital original, ya que en este caso, sólo se requieren tres de ellos.

Casi todos los demás componentes del circuito se necesitan para sincronizar las diversas etapas. La importancia de la temporización correcta se ilustra en la figura 4. En esta última aparecen los diferentes impulsos y frecuencias que existen en los diversos puntos del circuito.

Con una frecuencia de oscilador de 17190 Hz, la salida Q14 de IC3 tendrá una frecuencia de señal de aproximadamente 1 Hz ($17190/2^{14}$). Esta salida está conectada a la entrada de cerrojo (enclavamiento) de IC1 a través de un monoestable (N6, R19, C10) y también a la entrada de inicialización (reset) a través del inversor N7 y de un segundo monoestable (N8, R20, C11). Con la llegada de un flanco descendente a Q14, un impulso de corta duración se aplica a la entrada del cerrojo. Un flanco ascendente en Q14 suministra a la entrada de reset un impulso alternativo. La señal procedente de Q14 se invierte con N7 y se aplica a otros dos monoestables: uno, constituido por N3, R10 y C5, que excita al emisor y otro (N4, R11, C6) conectado a la entrada reset del flip-flop FF1. El impulso de reloj de FF1 está conectado a T7 y su salida \bar{Q} a N5. Por consiguiente, IC1 recibe un impulso de reset con cada llegada de un flanco ascendente en la salida Q14 de IC3, con lo que automáticamente se pone a cero el contador. Al mismo tiempo, el monoestable, basado en N3, se activa con un flanco descendente en la salida de N7 y con dicha activa-

ción se libera una señal procedente del emisor/oscilador durante 0,3 ms.

En el transcurso de este breve período, US1 emite unos 12 impulsos de 40 kHz aproximadamente. Dicha emisión se refleja en un objeto importante o en cualquier superficie y es recibido por US2. Simultáneamente, en el momento en que se transmite la señal ultrasónica, FF1 se inicializa y se mantiene en este estado por efecto del monoestable N4 (casi 2 ms).

Estos diversos factores traen consigo el paso a nivel lógico alto de la salida \bar{Q} del flip-flop y la señal del oscilador (17190 Hz) llega así al contador a través de la puerta N5. Cuando la señal de retorno amplificada llega a la entrada de reloj de FF1, la salida \bar{Q} vuelve al nivel lógico bajo y la entrada de conteo de IC1 queda bloqueada, de nuevo, por intermedio de N5. El contenido del contador corresponde, pues, a la distancia medida en centímetros. Cuando, un poco más tarde, llega un impulso de memorización temporal suministrado por N6, el contenido del contador se transmite al cerrojo y aparece, entonces, en los displays. El contador se pone a cero con el siguiente flanco ascendente en Q14 que permite que se realice una nueva medida. El resultado de la medida anterior queda visualizado hasta que sea sustituido por el de la medida más reciente. Nuevas lecturas pueden tomarse cada segundo. Como ya hemos destacado, el valor visualizado viene expresado en centímetros y la cifra situada delante del punto decimal representa los metros.

Hay algunos otros aspectos del circuito que necesitan una explicación adicional, como es el caso de la función del monoestable construido sobre la base de N4 y de FF1. Al encontrarse muy próximos, los dos transductores en el momento de la emisión de los impulsos por US1, US2 puede recibir inmediatamente la señal. Ello traería consigo una parada inmediata del contador, lo que no es el objetivo buscado. Es, por esta razón, por lo que la duración de la estabilidad de N4 se escoge más larga que la de emisión (2 ms frente a 0,3 ms). Durante estos 2 ms, el flip-flop se mantiene en estado de inicialización, por lo que no tiene ninguna importancia la presencia de señales en la entrada de reloj. Una vez transcurrido el período de 2 ms, el biestable queda liberado de modo que el circuito no confunda una señal reflejada con una señal directa. Se evita, de esta forma, un acoplo directo entre US1 y US2. De hecho, es imposible medir una distancia inferior a unos 35 cms., lo que constituye el único inconveniente de este retardo incorporado.

El circuito no dispone de un CAG en la etapa receptora ni de un compensador automático de errores (al comparar varias lecturas consecutivas para la misma distancia) para mantenerlo tan sencillo como sea posible.

Recomendaciones para la realización

Las etapas del contador y displays pueden montarse en una de nuestras placas de circuito impreso, como por ejemplo la del voltímetro digital de 2 y 1/2 dígitos presentado en Elektor núm. 18. Recuerde que se omiten los componentes Dp1, T1, C2a y C2b ilustrados en la disposición de compo-

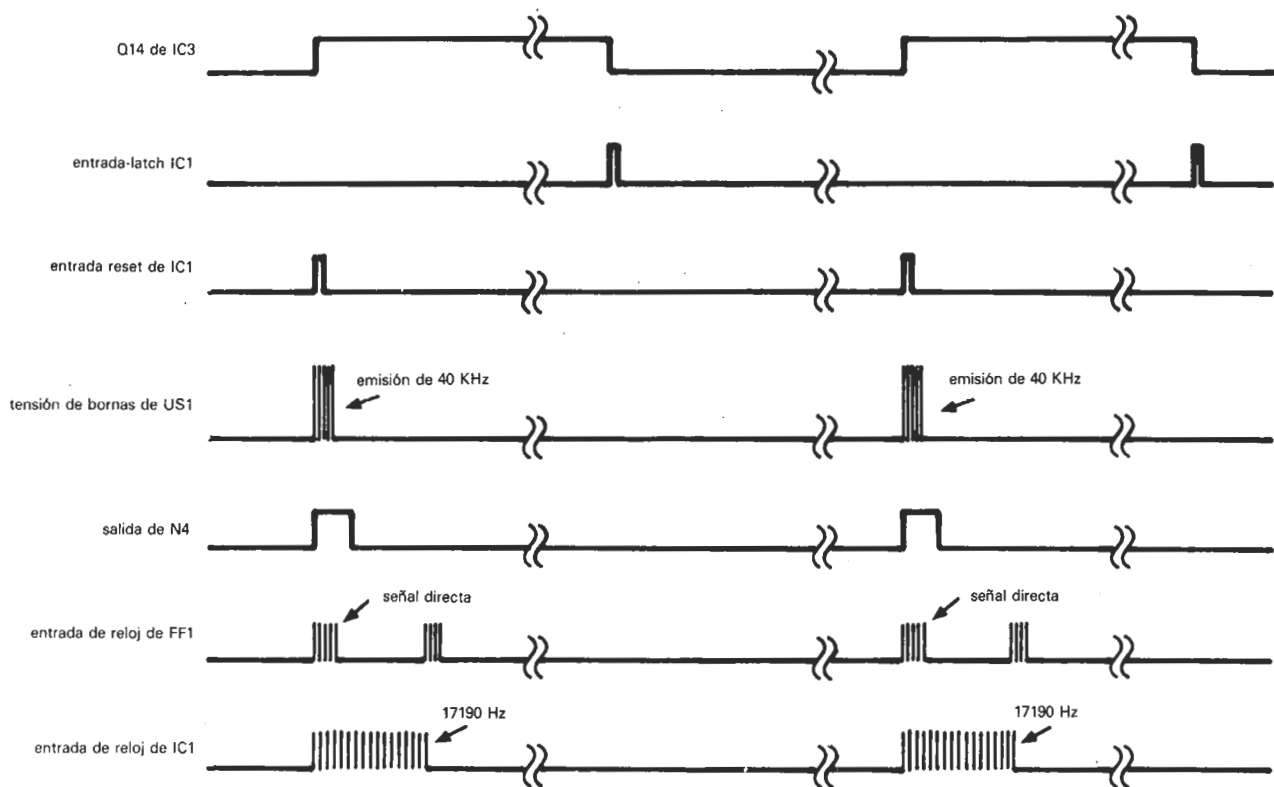
nentes de esta placa. Un lado de R8 está conectado al punto decimal (Dp2) y el otro a masa. La patilla 6 de IC1 debe conectarse también a masa.

El resto del circuito podrá instalarse en una placa normalizada para experimentación. Hay que acortar al máximo el cableado y separar adecuadamente las etapas de emisión y de recepción. Los dos transductores se montan adosados (sin entrar en contacto) y han de estar orientados según el mismo eje. La alimentación puede obtenerse a partir de dos pilas tipo «petaca» de 4,5 V. La alimentación por la red no es recomendable ya que puede dar lugar a problemas de estabilidad. El consumo de corriente es relativamente importante, del orden de magnitud de 250 mA, pero ello no puede evitarse cuando se utiliza un display a LEDs (un display a cristal líquido sería un lujo al tratarse de un montaje experimental). El empleo del distancímetro sólo es ocasional y ello debería permitir que el par de pilas de 4,5 V duraran un tiempo considerable, a pesar del consumo elevado.

El funcionamiento correcto de los diversos componentes y etapas puede comprobarse sin la necesidad de un osciloscopio. Comencemos por el display. Interrumpamos la conexión entre N5 y la entrada de reloj y conectemos esta última a la patilla 4 de IC3 (salida Q8). Entonces, el display debe proporcionar una lectura de 128. Cuando la entrada de reloj se cortocircuita a masa, la lectura debe ser de 000. Si fuera así. Ello significa que la sección del display y del oscilador basado en IC3 funcionan correctamente. La entrada de reloj ha de volverse a conectar a la salida de N5. El subconjunto del emisor puede comprobarse mediante la escucha de US1. Aunque sea imposible percibir la señal de 40 Hz, la emisión de impulsos se escuchará como un chasquido suave (uno cada segundo). Más delicado resulta proceder a la verificación de la parte receptora, pero puede suponerse que todo va bien cuando la tensión de c.c. en los colectores de T5 y T6 es de unos 4,5 V. Una vez realizado todo lo anterior, puede comprobarse y calibrarse el circuito completo.

Comencemos por girar el cursor de P2 al máximo y anotemos la lectura obtenida. El display debe indicar un número aleatorio, lo que se debe al hecho de que el contador realiza siempre el conteo desde el impulso de inicialización al de enclavamiento (cerrojo) y este intervalo corresponde siempre a medio segundo. Es importante tener presente que esta lectura se visualizará siempre que el receptor no capte una señal reflejada.

A continuación, se sitúa el distancímetro frente a una pared, a un metro de distancia de la misma (la pared ha de tener un área vertical mínima de un metro cuadrado). Girar suavemente P2 hasta que se alcance un punto en que la lectura del display sea de 1 metro aproximadamente. Si ello no se produjera y la visualización quedara en un valor comprendido entre 40 y 60, puede deberse a dos razones: 1) los transductores están demasiado próximos entre sí; 2) el valor de C6 es algo pequeño y ha de aumentarse un poco. Después de estos cambios, debe ser posible conseguir una visualización coherente mediante la acción sobre P2. A continuación se ajusta la frecuencia a 40 kHz. Hay que volver a actuar sobre P2 que se gira hacia el extremo conectado a la ali-



82163-4

Figura 4. Cronograma de los impulsos en los diversos puntos del circuito.

mentación hasta que el aparato deje de indicar la distancia. Ahora se gira P1 hasta que vuelva a aparecer una lectura. Este procedimiento se repite hasta que ya no sea posible borrar la visualización mediante un ajuste de P2. Una vez que la calibración parezca correcta, se puede intentar la medida de distancias más grandes, del orden de magnitud de los 5 metros. Ya no se toca P1 y basta con actuar sobre P2 hasta que la distancia correspondiente aparezca en el display. Para concluir esta larga calibración, se escoge una distancia bien exacta (3 metros por ejemplo, distancia determinada con la ayuda de un metro plegable) y se ajusta P3 hasta que el display indique la lectura correcta ¡Y ya tenemos calibrado el instrumento!

Conclusiones

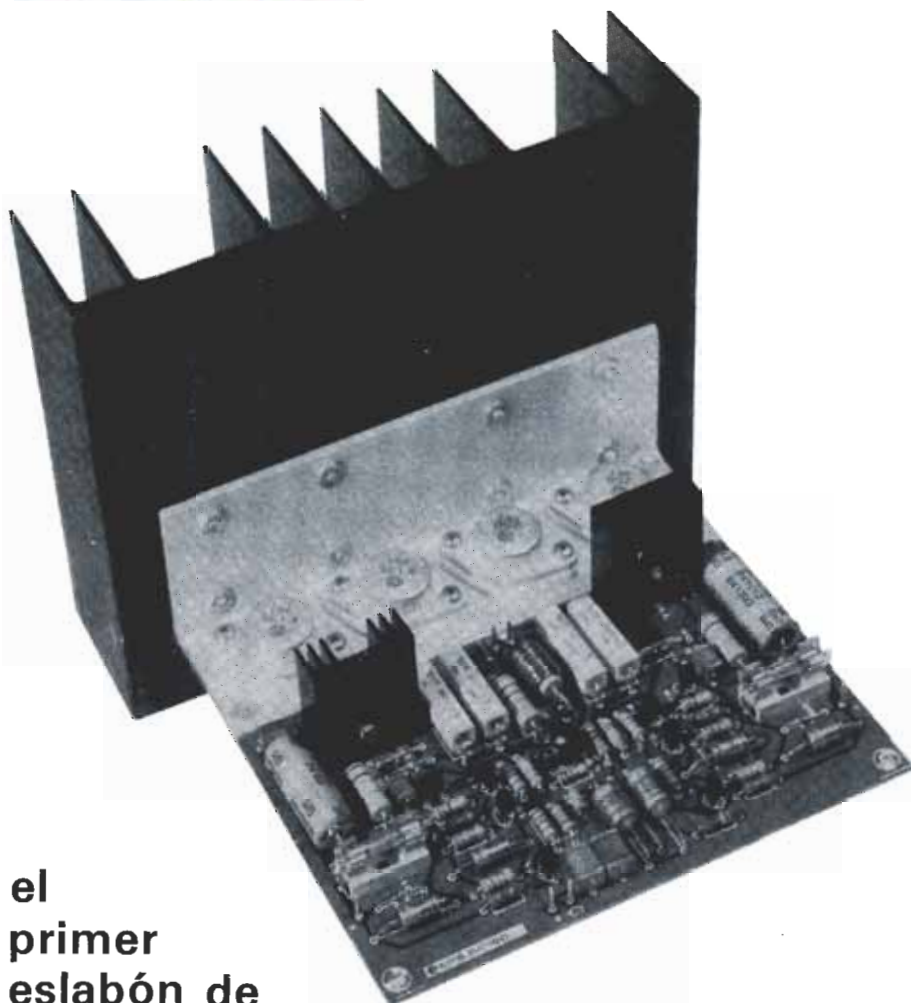
El prototipo que hemos calibrado según el procedimiento descrito proporciona muy buenos resultados. La precisión obtenida es del orden de ± 2 cm a una distancia máxima de 7 a 8 metros. La exactitud depende de la temperatura ambiente, de la precisión del aire y de la humedad; estos factores influyen sobre la velocidad del sonido. El campo de medida del instrumento puede ampliarse aumentando la ganancia del amplificador de recepción e incrementando la tensión del emisor. Es posible añadir la tensión de compensación (offset) de modo que se pueda utilizar el distancímetro para medir las dimensiones de un recinto. Para

hacerlo, es preciso ajustar el contador a un determinado número de impulsos en el momento de la emisión, estando dicho número en correspondencia con la longitud de la caja (en centímetros).

Otro campo de utilización es el automóvil, de modo que el conductor pueda conocer siempre la distancia existente entre él mismo y una pared u otro vehículo, lo que resulta de gran utilidad cuando se intenta aparcar. De hecho, esta idea ya se ha puesto en práctica por algunos fabricantes. Todo lector que quiera hacerlo en su propio vehículo, puede modificar el circuito bastante fácilmente sustituyendo el display por una indicación acústica, cuya frecuencia de corte aumente a medida que disminuya la distancia, para acabar en una señal continua cuando se haya alcanzado la distancia mínima establecida. El principio utilizado por el sistema (duración del recorrido de ida y vuelta de una emisión ultrasónica) es más fiable que el que constituye la base de otros aparatos (medida de la cantidad de sonido reflejado para determinar la distancia). Esta última técnica es menos precisa. Dejamos al lector la puesta a punto de este medidor de distancias para el caso de aplicación del automóvil que, sin lugar a dudas, estimulará su imaginación creativa.

en el próximo número de elektor...

- fuente de alimentación para micro-ordenadores.
- termómetro a LCD.
- accesorios para el crescendo.
- preamplificador para el receptor de BLU.
- ... y mucho más.



el primer eslabón de la cadena de audio XL

crescendo

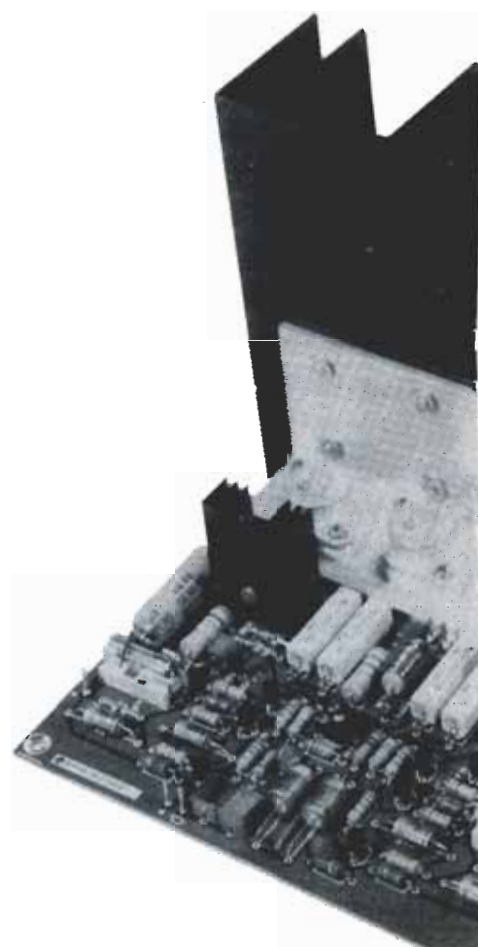
Con el **crescendo** se inicia la publicación de una serie de artículos relativos a la cadena de audio XL. Se trata, en este caso, de un amplificador estéreo simétrico y complementario con MOSFETs de potencia, que proporciona 2×140 vatios sobre 8 ohmios. Su ancho de banda es muy amplio y su distorsión extremadamente reducida. Admite gran diversidad de accesorios tales como circuito de protección para corriente continua, temporizador de conexión de los altavoces, termómetro para radiador o indicadores de sobremodulación.

Los MOSFETs de potencia existen en dos versiones: de canal P y de canal N. Esta dualidad permite hacer trabajar a estos dos tipos de transistor «en tiempo compartido» para obtener un amplificador de clase B. Un MOSFET no es indestructible y por ello hemos decidido repartir la potencia entre dos pares de MOSFETs de canal N y otros dos de canal P. Esta disposición permite la obtención de una etapa amplificadora de gran potencia y que tiene una distorsión de transmisión muy pequeña, hasta el punto de que es prácticamente despreciable. Si se toma una fotografía de pasaporte y se la pliega hacia abajo, por la parte media, por la nariz y entre los ojos, las dos mitades no serán ciertamente idénticas. Lo mismo se aplica a muchos diseños de amplificadores. En nuestro caso, por supuesto, estamos menos interesados por la distorsión visual que por la distorsión armónica o no armónica, como resultado de un diseño de amplificador no simétrico. Estas distorsiones pueden evitarse diseñando un amplificador perfectamente simétrico. La razón radica en que se producen en una y otra parte de la línea de simetría un cierto número (par) de componentes armónicos de dis-

torsión que, al final, se eliminan automáticamente (tensión alterna en la impedancia de carga). Ello permite reducir al mínimo la dosis de «circuitería cosmética», en la forma de realimentaciones y de otras alternativas, con el fin de cumplir con los severos requisitos de calidad de la señal de salida. Puesto que el remedio (realimentación) suele ser peor que la enfermedad (falta de estabilidad, distorsión dinámica o de intermodulación transitoria TIM), resulta conveniente tratar de evitar la dolencia y disminuir la dosis de «medicina».

Volvamos a la analogía de la fotografía y examinemos el diagrama de bloques de la figura 1, o el esquema correspondiente de la figura 2. Si trazamos una línea imaginaria a lo largo de la parte media, podemos ver que cada componente tiene su contrapartida. Los únicos componentes «sin homólogo» son los que se relacionan con las zonas comunes de entrada y salida (incluyendo la realimentación). Hay una sola excepción y es que necesitamos solamente un potenciómetro ajustable (P1) para establecer la corriente de reposo.

La sección de entrada, en la figura 1, comienza con un filtro paso-alto constituido por R1, C1 y C2. Este filtro es necesario por dos razones: en primer lugar, para evitar que lleguen al altavoz de bajas frecuencias ultra-bajas y, en segundo lugar, para bloquear cualquier corriente continua que pueda presentarse a la entrada, ya que esta última se encontraría directamente en la salida, provocando el desequilibrio del ajuste de la corriente de reposo del amplificador. El filtro paso-bajo, constituido por R2 y C3, se concibió para dejar pasar señales con frecuencias de hasta unos 160 kHz.

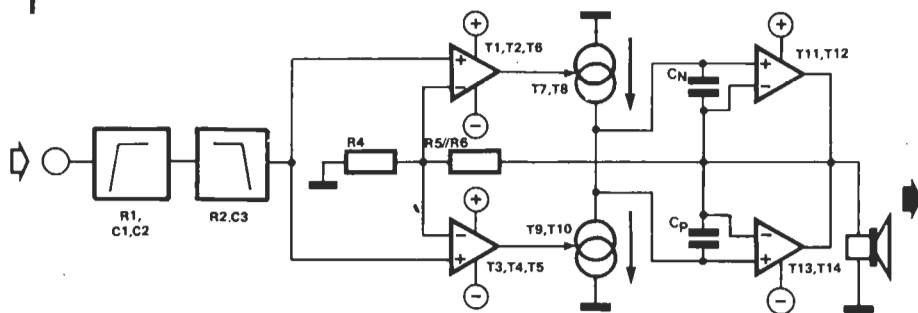


El doble amplificador diferencial constituido por T1... T4 está representado por dos amplificadores operacionales en la figura 1. Las señales de salida de los dos amplificadores diferenciales (tensión en R11 y R13) son el resultado de la comparación entre las señales de entrada y la señal de salida atenuada por R4, R5 y R6. Dicho de otro modo, el efecto de realimentación está contenido en las tensiones en R11 y R13. Para las tensiones de c.a., la ganancia puede calcularse con la ayuda de la fórmula siguiente:

$$A = 1 + \frac{R5/R6}{R4} = 32.$$

Para tensiones de c.c. la ganancia es la unidad, siendo responsables de este resultado los condensadores C4 y C5. Sin estos dos condensadores, la tensión de offset de la doble etapa de diferenciación se amplificaría por un factor de 32. La tensión de offset de la doble etapa diferenciadora viene determinada por las diferencias entre las tensiones base-emisor para las corrientes de colector dadas, así como por una eventual diferencia entre las caídas de tensión en R1 + R2 y R5/R6, diferencia que podría resultar de un posible desequilibrio entre las corrientes de base de los pares T1/T3 y T2/T4. Sin embargo, esta última contribución a la tensión de offset puede despreciarse si R1 y R2 en serie tienen una resistencia idéntica a la del montaje en paralelo de R5 y de R6. Ello explica la aparentemente innecesaria conexión en paralelo de 39K y de 150K en lugar de una sola resistencia de 33K. En condiciones ideales, la corriente que circula desde la base de T3/T4 será tan intensa como la que circula hacia la base de T1/T2. En este caso, las caídas de tensión antes citadas son nu-

1



82180 - 1

Figura 1. El diagrama de bloques del amplificador de potencia muestra una disposición evidentemente simétrica.

las. En el epígrafe de construcción de este artículo se explica también cómo puede reducirse todavía más la tensión de offset de salida, tensión que ya de por sí no supera los 20 mV.

La alimentación proporcionada por las fuentes de corriente (T5, T6) convierte a las etapas de entrada en buenos amplificadores diferenciales y deficientes sumadores analógicos: la ganancia y la no linealidad (que no se tiene en cuenta por el mecanismo de realimentación) son muy débiles para las señales comunes. La influencia de las variaciones lentas o rápidas de las tensiones de alimentación (ondulación residual de 100 Hz a la que se añade la mitad de los ciclos sinusoidales a la frecuencia de la señal) es casi nula sobre la señal elegida, en el cuadrante considerado. Queda algo que añadir por lo que respecta a las etapas de diferenciación: R12 y R14 se ocupan de que las tensiones colector-emisor de T1 y de T2 sean casi idénticas a las de T3 y T4. De esta forma, se consigue el equilibrio térmico entre los dos amplificadores diferenciales, con lo que se tiene un efecto favorable sobre la tensión de compensación («offset»).

Los amplificadores diferenciales proporcionan las tensiones de control (a través de R11 y R13) para dos fuentes de corriente; estas fuentes proporcionan la corriente de control para las etapas finales T11... T14. Cada una de estas fuentes de corriente está constituida por un circuito en cascada de dos transistores: T7 y T8 para la parte superior del esquema y T9 y T10 en la mitad inferior del esquema. La utilización de transistores dobles puede parecer inútil, si bien, su empleo lleva consigo numerosas ventajas. Cada cascada constituye un «supertransistor» con una ganancia en corriente de al menos 400 y con una característica I_C (U_{CE}) perfectamente rectilínea y casi horizontal que se prolonga hasta tensiones de colector de 250 V y una capacidad colector-base también prácticamente lineal (con independencia de la frecuencia y de la tensión), de unas décimas de picofaradio, que se puede elegir tan pequeña como lo permita la concepción del circuito impreso.

En resumen, se trata de una fuente de corriente «de libro» ideal para cualquier frecuencia, desde la corriente continua (c.c.) hasta 0,5... 1 MHz. ¿Cómo pueden conseguirse tales resultados? Hay dos factores contribuyentes. En primer lugar, la especialización o trabajo compartido. Los transistores T7 y T9 se encargan de propor-

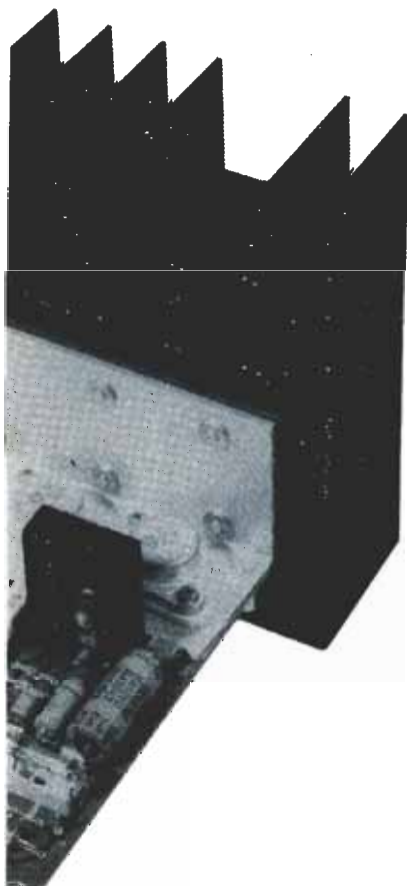
cionar una elevada ganancia en corriente, puesto que se encuentran a un nivel de tensión relativamente pequeño (unos voltios). T8 y T10 se «consagran» a las tensiones elevadas y a las fuertes potencias. La ganancia en corriente de T8 y T10 puede ignorarse porque las corrientes que circulan por sus emisores son casi en un 100 por 100 iguales a las que circulan por sus colectores. El segundo factor es el blindaje. Tomemos dos placas metálicas dispuestas paralelamente entre sí. Cada una tiene una cierta capacidad con respecto a la otra. Supongamos que esta capacidad parásita no sea deseable. ¿Qué hacer entonces? Basta tomar una tercera placa e intercalarla. Esta tercera placa elimina la capacidad existente en el origen y crea dos nuevas considerablemente más pequeñas y, por consiguiente, inofensivas.

En la figura 2, la base de T7 (T9) constituye el primer electrodo; el colector de T8 (T10) constituye el otro electrodo y la base de T8 (T10) forma el electrodo intermedio.

Lógicamente, debe preguntarse por qué el blindaje tiene tanta importancia. La capacidad colector-base que se elimina en este amplificador vale, de todas formas, unos pF y no es lineal. Se puede asimilar a un diodo varicap (que posee una capacidad muy dependiente de la tensión inversa). En muchos diseños de amplificador, esta falta de linealidad se suprime mediante la conexión en paralelo de una capacidad que es de 50 a 100 veces más grande. Esta capacidad de Miller, como se la conoce, sirve también como un condensador de estabilización. La solución no es óptima y es preferible suprimir toda capacidad, aunque esta fuera lineal.

Hay que destacar, por otra parte, que la capacidad colector-base de T8 y de T10, que son video-transistores especiales, es muy pequeña. Dicha capacidad (2×2 pF aproximadamente) no existe más que entre el colector y masa y es absolutamente inofensiva. Sin embargo, esta solución de cascada tiene su precio: el margen dinámico de la etapa de salida está limitado como consecuencia del necesario ajuste de la tensión de c.c. Pero ello no plantea un problema, puesto que es preferible que el extremo superior del margen dinámico sea restringido por el circuito en cascada que por el fenómeno de saturación en la propia etapa de salida. Esto, a su vez, tiene un efecto favorable sobre la recuperación después de una sobrecarga.

La polarización en corriente de las cascadas



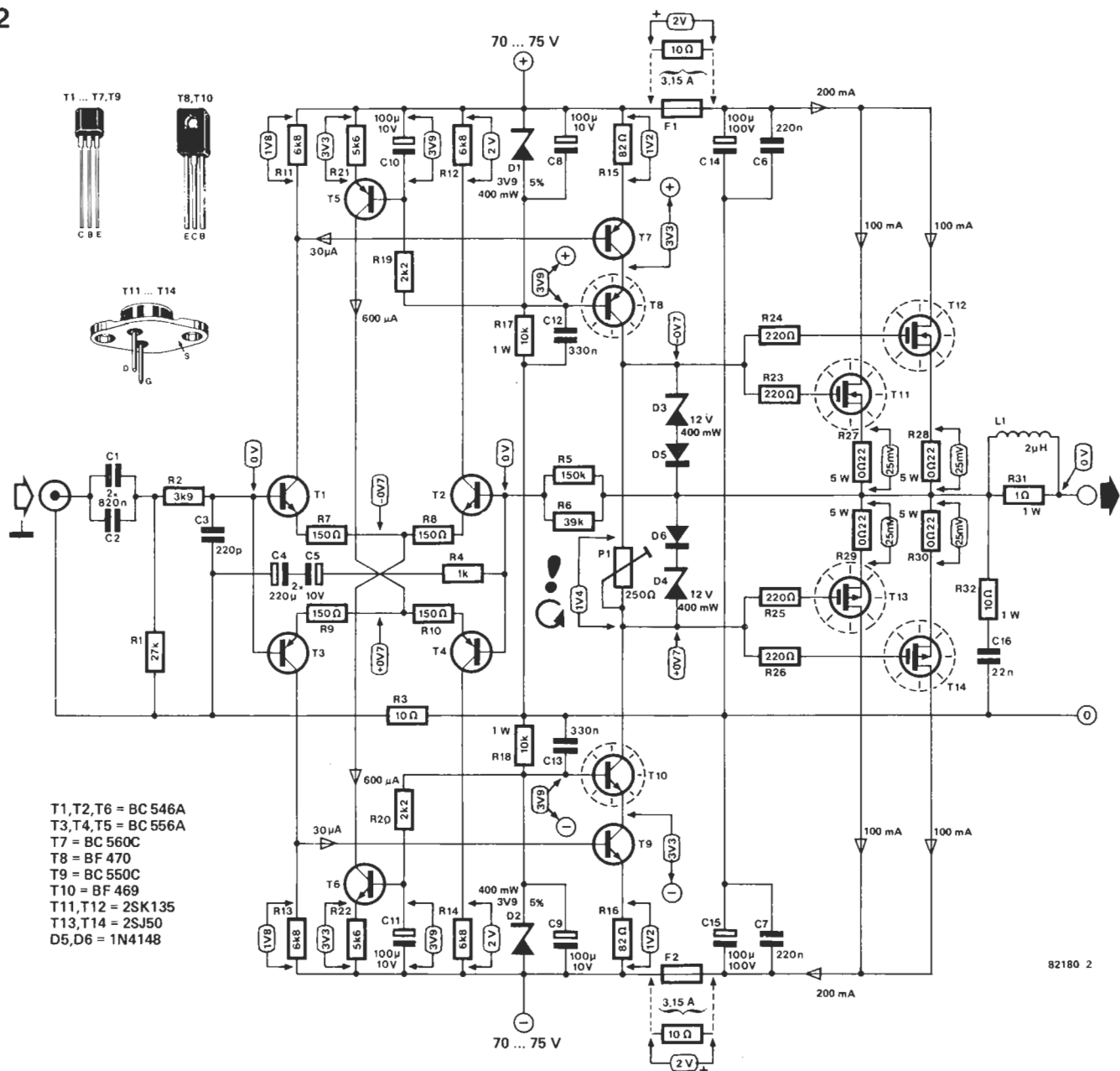


Figura 2. Esquema de principio del amplificador de potencia en el que se indican numerosos puntos de prueba.

y de las etapas de diferenciación se realiza por medio de los diodos Zener D1 y D2, que están conectados a la tensión de alimentación a través de las resistencias R17 y R18. El resultado de esta «operación conjunta» de los diodos Zener con C8... C11 y con las resistencias R19 y R20 es que la polarización en corriente continua de T1... T4 no cambia en lo más mínimo, siendo completamente insensible a las variaciones de la tensión de alimentación.

Consideremos, ahora, la etapa de salida. Es capaz de soportar una corriente máxima de 14 A y puede disipar una potencia de 320 vatios (a una temperatura ambiente de 50° C y cuando se toma la precaución de mantenerla bien refrigerada). Los diodos D3/D5 y D4/D6 tienen la importante función de limitar la corriente a corto plazo. En el caso de sobrecorrientes a largo plazo, los fusibles F1 y F2 proporcionan la ruptura necesaria.

La etapa de salida, o de potencia, está ajustada a una corriente de reposo de 2 x 100 mA. Esta corriente es más que suficiente

para proporcionar el control simultáneo («solapado») de las dos mitades del amplificador de potencia y esta superposición mantiene a muy bajo nivel cualquier distorsión (que pudiera surgir de una corriente de reposo insuficiente o incluso nula). Cuando la corriente de drenaje es superior a 100 mA, dicha corriente disminuye a medida que se eleva la temperatura para una tensión puerta-fuente constante. Este coeficiente de temperatura negativo impide el sobrecalentamiento de la etapa de salida. Con las etapas de potencia NPN/PNP tradicionales, deben tomarse algunas medidas para evitar esta situación no favorable. Ninguna de dichas medidas se requiere con nuestro diseño. Todo lo que hay que hacer es ajustar la corriente de reposo con el potenciómetro P1. No son necesarios transistores ni diodos adicionales.

La etapa de salida con MOSFETs presenta una curva característica de corriente/tensión de salida considerablemente más plana que la de una etapa de salida convencional. Esto da lugar a ventajas

y a desventajas. Comencemos por citar un inconveniente importante. La etapa de salida está configurada como un seguidor de cátodo complementario. Ello significa que la excitación máxima viene determinada por la tensión de trabajo menos la tensión de control. Puesto que esta última, para los MOSFETs, debe ser más intensa que la normal con la misma tensión de salida de c.a., el resultado es un margen dinámico reducido a las tensiones de trabajo dadas (una restricción adicional se produce por la caída de tensión a través de la resistencia de saturación relativamente alta de un MOSFET).

Veamos, ahora, las ventajas. Por su propia naturaleza, la característica de tensión de entrada/corriente de salida más plana proporciona menos oportunidades para la distorsión estática y dinámica. Por otra parte, una corriente de reposo determinada puede ajustarse con P1. No se produce ningún salto desde 0 a 1 A cuando el potenciómetro ajustable de la corriente de reposo se gira 10° (1/36 de vuelta).

Tabla 1. Características técnicas.

Resumen de las características: amplificador HiFi a MOSFET, totalmente simétrico y complementario, dispone de una elevada potencia de salida. Posee unas remarcables características dinámicas, debido a que la inercia intrínseca de la entrada a la etapa amplificadora se utiliza en su totalidad para la compensación en frecuencia y para la consecución de una incondicional estabilidad.

Potencia de salida:	140 vatios sobre 8 ohmios estando ambos canales simultáneamente a plena potencia y con una distorsión armónica inferior al 0,01% (-80 dB) dentro del ancho de banda de 20 a 20.000 Hz (potencia total: 280 W). 180 vatios sobre 4 ohmios estando ambos canales simultáneamente a plena potencia y con una distorsión armónica inferior al 0,01% dentro del ancho de banda mencionado anteriormente (potencia total: 360 W). 180 vatios máximos por canal sobre 8 ohmios. 250 vatios máximos por canal sobre 4 ohmios. 1 V eficaz para 130 W sobre 8 ohmios.
Sensibilidad de entrada:	25 k.
Impedancia de entrada:	4 Hz... 160 kHz para +0/-3 dB (con una impedancia de fuente de 600 ohmios).
Gama de frecuencias:	100.
Factor de atenuación:	inferior a ± 20 mV.
Tensión de Offset en la salida	
Circuitos accesorios:	<ul style="list-style-type: none"> • Circuito de protección frente a corriente continua de salida, combinado con retardo de activación para las pantallas acústicas. • Circuito sensor de temperatura para el radiador. • VU-metros indicadores de potencia.

La etapa de potencia MOSFET, constituida por T11... T14, puede funcionar perfectamente tanto con altas frecuencias como con altas potencias. La relación entre corriente de salida (corriente de drenaje) y tensión de entrada (entre puerta y fuente o cátodo) —lo que se denomina pendiente— se man-

tiene insensible a la frecuencia, hasta el orden de magnitud de los megahertzios. Sin embargo, ello puede dar lugar a una tendencia a la oscilación. El riesgo de oscilación se evita, en gran medida, manteniendo el cableado lo más corto posible, con condensadores de desacoplo (C6, C7, C14 y

C15), con las resistencias limitadoras (R23... R26) y en menor medida, con las resistencias R27 a R30.

Los dos condensadores C_N y C_P , en el diagrama de bloques de la figura 1, representan las capacidades de entrada de los MOSFETs. En el margen de trabajo del amplificador, la tensión en C_N y C_P , es independiente de la frecuencia y relativamente proporcional a la corriente de salida. La dependencia con la frecuencia está basada en la corriente de excitación suministrada por la etapa T7... T10, que aumenta con el incremento de la frecuencia de la señal y/o de la corriente de salida. Sin embargo, dicha corriente no es otra sino la corriente de carga/descarga de C_N y de C_P .

La consecuencia de tener una corriente que aumenta con la frecuencia es que la tensión en R15 (R16) se incrementa también con la frecuencia y lo mismo se aplica a la tensión en R11 (R13). La ventaja de esta disposición circuital resulta evidente. Como en todos los amplificadores con realimentación, la denominada ganancia en bucle abierto (o ganancia sin realimentación) debe disminuir con el aumento de la frecuencia, a partir de un punto dado. Esta caída debe ser tal que la pendiente de la misma no alcance la magnitud de 12 dB por octava, a la frecuencia para la que se hace igual a la unidad la ganancia en bucle abierto (lo que equivale a decir antes del punto en que se produce un desplazamiento de fase de 180°). No se trata de uno de nuestros descubrimientos, sino de una de las numerosas conclusiones a las que llegaron dos caballeros llamados Bode y Nyquist hace ya bastante tiempo.

Esta situación límite de un poco menos de 12 dB o de 180° es una exigencia mínima para conseguir una estabilidad. Si se desea mantenerse dentro del margen de seguridad de 6 dB por octava o de un desplazamiento de fase de 90° , con objeto de poder soportar una carga capacitiva o a componentes que posean una cierta carga (electrostáticos, filtros de separación), es preciso que a partir de una frecuencia dada (considerablemente más pequeña), la ganancia en bucle abierto caiga a una pendiente de 6 dB por octava, hasta la frecuencia en que la ganancia se hace igual a 1, o algo más allá de dicho punto si es posible. En este caso, el desplazamiento de fase en bucle abierto máximo es de 90° en estado de reposo, con lo que el sistema será incondicionalmente estable. Casi siempre es necesario crear estas condiciones afectando a la ganancia en bucle abierto, con la acción que se califica como de compensación. En la mayor parte de los casos, ello se consigue con la inserción de un condensador de compensación. Con nuestro circuito, sin embargo, esta precaución es innecesaria. Como la ganancia en bucle abierto disminuye en 6 dB por octava a partir de una cierta frecuencia, se puede encontrar un punto para este amplificador en el que la tensión o la corriente de control, para una modulación determinada, aumenta en 6 dB por octava. Ya hemos encontrado este «punto»: la corriente de excitación a través de C_N y de C_P o la tensión de excitación en R11 y R13 proporcionan una situación idéntica. Podemos plantearlo de otra forma: la característica de entrada dependiente de la frecuencia de la etapa de salida MOSFET T11... T14, existente en cualquier caso, se utiliza para

3

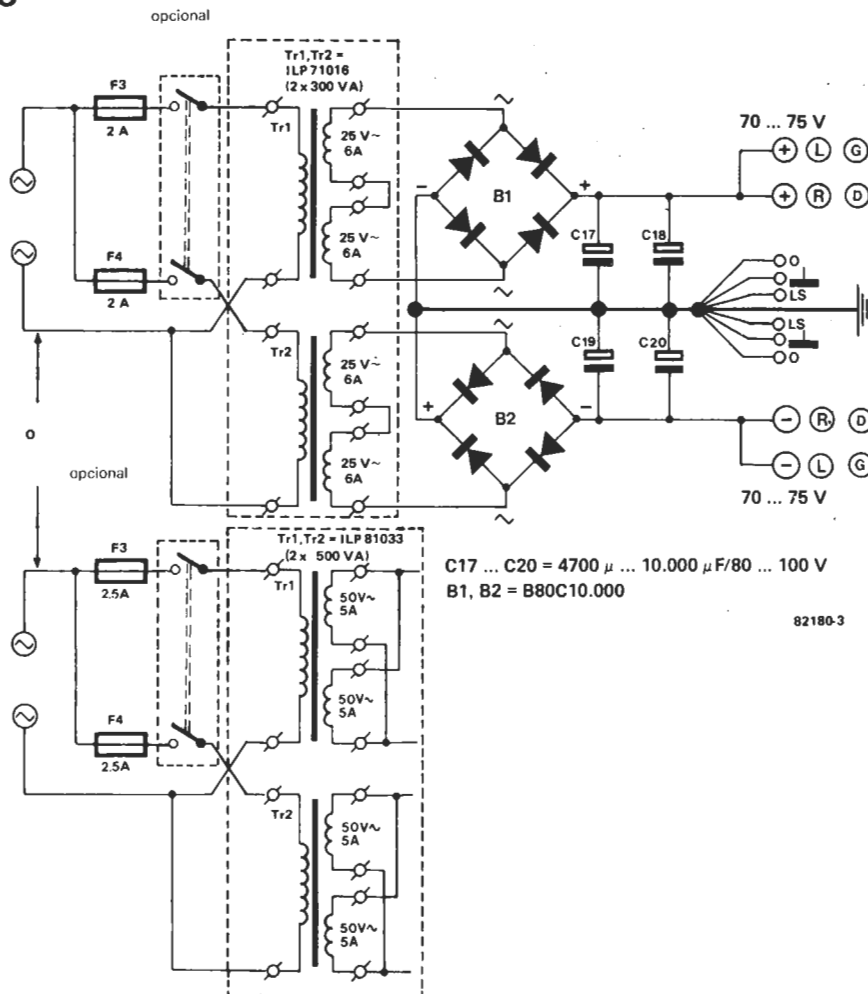
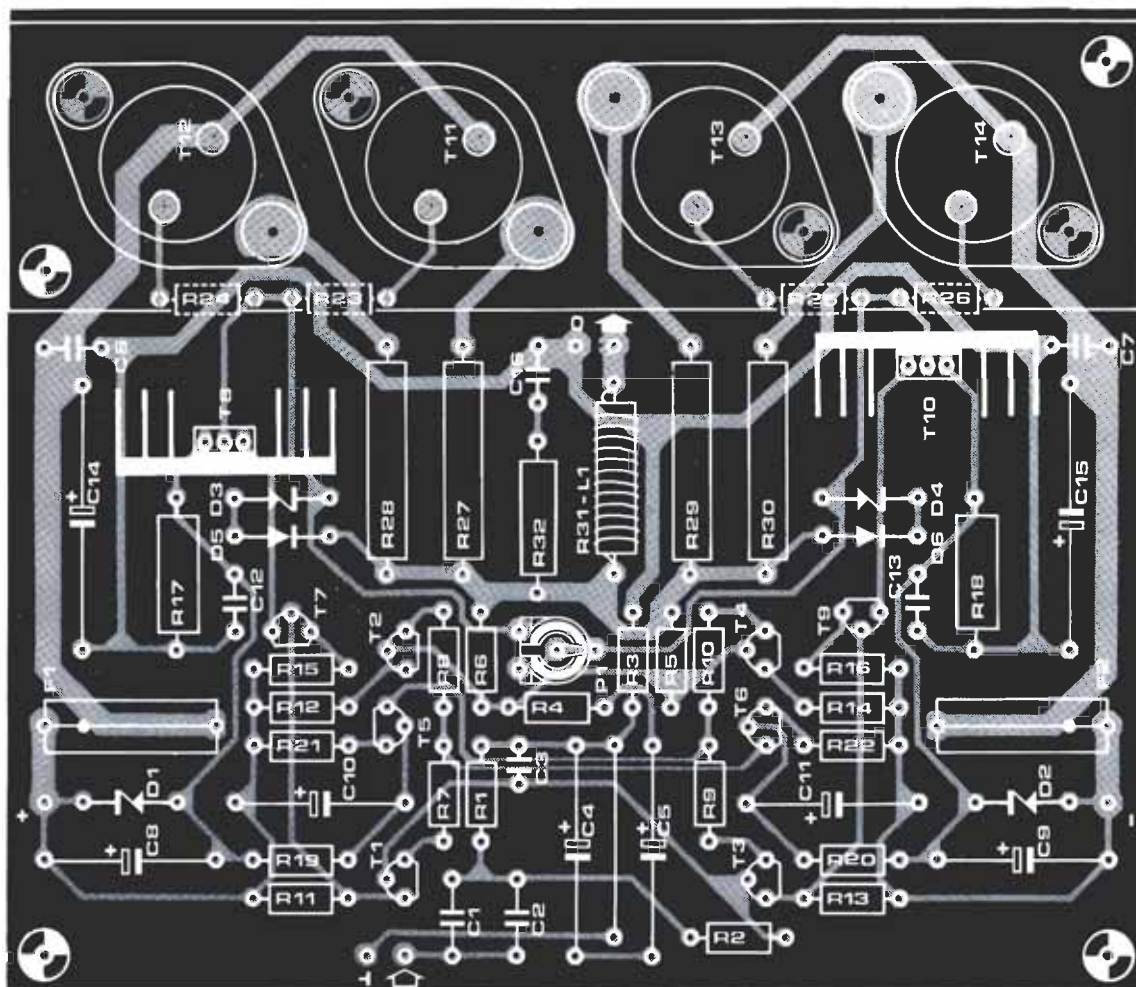
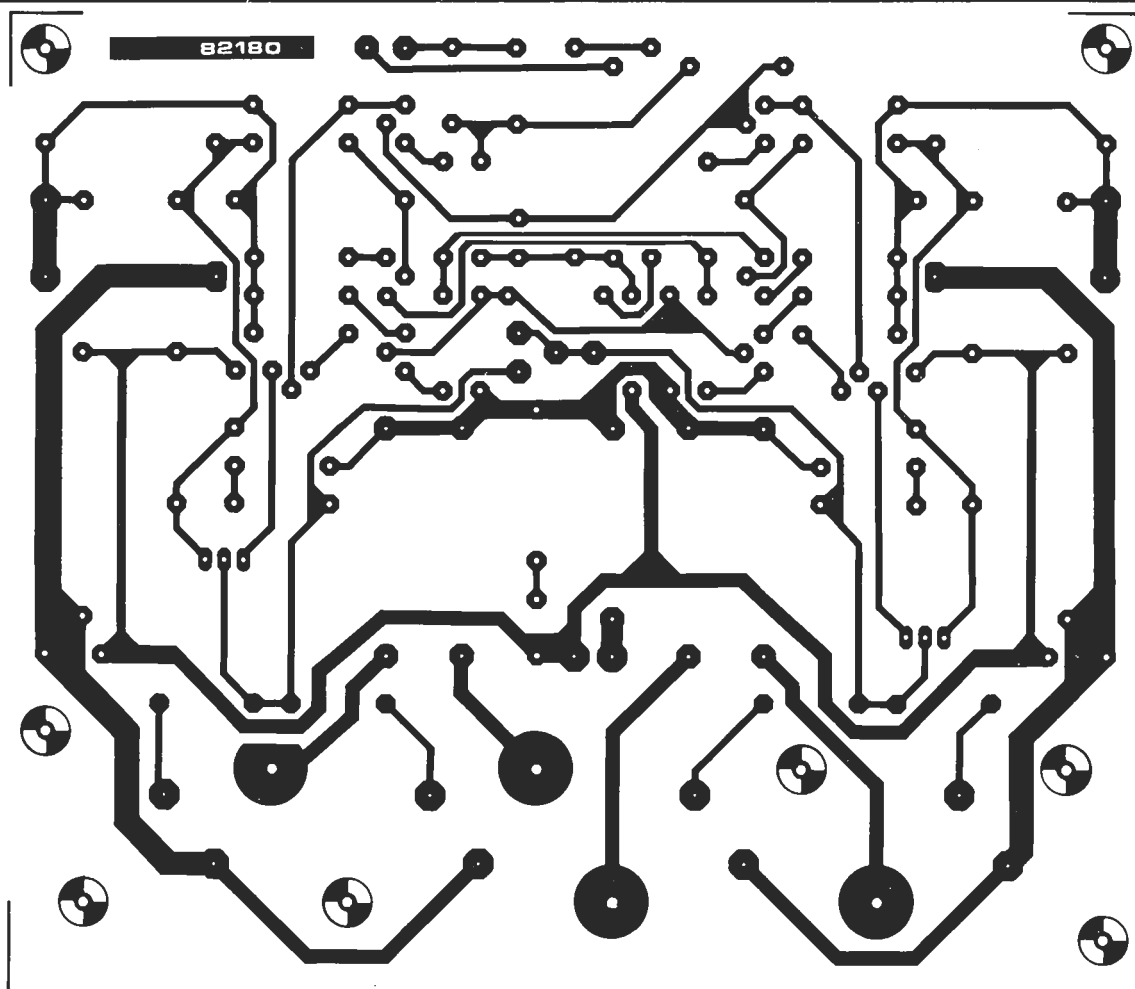


Figura 3. La fuente de alimentación representa un peso no despreciable para el fondo de la caja del amplificador.

4



Lista de componentes:

Resistencias:

R1 = 27 k
 R2 = 3k9
 R3 = 10 Ω
 R4 = 1 k
 R5 = 150 k
 R6 = 39 k
 R7...R10 = 150 Ω
 R11...R14 = 6k8
 R15, R16 = 82 Ω
 R17, R18 = 10k/1 W
 R19, R20 = 2k2
 R21, R22 = 5k6
 R23...R26 = 220 Ω
 R27...R30 = 0,22 Ω /5 W
 R31 = 1 Ω /1 W carbon
 R32 = 10 Ω /1 W carbon
 P1 = 250 Ω ajustable

Condensadores:

C1, C2 = 820 n MPF*
 C3 = 220 p ker.
 C4, C5 = 220 μ /10 V
 C6, C7 = 220 n MPF*
 C8...C11 = 100 μ /10 V
 C12, C13 = 330 n MPF*
 C14, C15 = 100 μ /100 V
 C16 = 22 n MPF*
 *MPF = película plástica metalizada

Semiconductores:

D1, D2 = diodo zener 3V9/0,4 W 5%
 D3, D4 = diodo zener 12 V/0,4 W 5%
 D5, D6 = 1N4148
 T1, T2, T6 = BC546A
 T3...T5 = BC556A
 T7 = BC560C
 T8 = BF470
 T9 = BC550C
 T10 = BF469
 T11, T12 = 2SK135 (Hitachi)
 T13, T14 = 2SJ50 (Hitachi)

Varios:

L1 = 2 μ H (aprox.): 2 x 10 espiras de hilo de cobre esmaltado de 1 mm. de diámetro devanadas sobre R31.
 F1, F2 = fusible lento de 3,5A con porta-fusible para circuito impreso.
 Dos radiadores para T8 y T10: por ejemplo SK09/37,5 mm.; aprox. 8,5° C/W, negro, sin taladrar.
 Un radiador para los transistores T11...T14 por ejemplo, SK53 de al menos 150 mm., anodizado negro, no taladrado.
 Perfil angular de aluminio de 40 x 40 mm. y 150 mm. de largo (ver figura 5b).
 Tornillería y material de montaje y aislamiento para T11...T14.

Lista de componentes para la fuente de alimentación:

Tr1, Tr2 = transformador de red 2 x 25V/6A (300VA) o 2 x 50V/5A (500VA), de tipo toroidal.
 F3, F4 = fusible lento de 2 ó 2,5A.
 B1, B2 = puente rectificador metálico cuadrado de 100V/25A.
 C17, C18, C19, C20 = condensador electrolítico de 4.700...10.000 μ F/80...100V.
 Si se utilizan para C17 y C19 condensadores electrolíticos de 10.000 μ F/80...100V, pueden eliminarse C18 y C20.
 Es conveniente que los condensadores sean del tipo atornillable a chasis.
 Interruptor de red (opcional, aunque muy conveniente).

Figura 4. El circuito impreso del amplificador admite también los cuatro MOSFETs de la etapa de potencia. Esta no es la solución más sencilla pero sí la más fiable.

fines de compensación de frecuencia. Los resultados satisfactorios de este procedimiento se deben a la muy elevada impedancia de colector común que caracteriza a T7...T10.

¿Por qué es ventajosa esta condición? La «inercia» de C_N y de C_P está presente en cualquier caso, tanto si se utiliza para compensación como si no. La alternativa sería una compensación completa o adicional en cualquier punto del amplificador. Ello significaría que una capacidad Miller tendría que añadirse al circuito de la figura 2. Proporcionaría una «inercia» adicional, pero también daría lugar a problemas de TIM (el «enfant terrible»). Supongamos que dicho condensador existiera entre la base de T7 (T9) y el colector de T8 (T10). La corriente de carga/descarga disponible máxima es de unos 300 μ A (corriente de colector de T1 o de T3). Evidentemente, habrá una frecuencia audible para la que una onda sinusoidal «limpia» a la entrada dará lugar a una onda triangular también «limpia» a la salida... Afortunadamente, ese no es el caso de nuestro diseño.

Aquellos lectores que estén interesados por el tiempo de subida («slew rate») pueden tener la seguridad de que el amplificador no se hace fácilmente inestable; dicho de otro modo, tendría una gran carga capacitiva a muy altas frecuencias. Con 180W/10 kHz en 4 ohmios, el valor máximo de la corriente alterna de la etapa de control (excitadora) es de 0,6 mA, aunque se dispone de 14mA. En principio, el valor es incluso más alto pero, entonces, la etapa de control cambia a clase AB. A frecuencias más altas, la corriente alterna aumenta proporcionalmente y alcanza un valor de 14 mA a una frecuencia dada. Sin embargo, el filtro de entrada constituido por R2/C3 se hace, entonces, efectivo.

Consideremos brevemente algunos de los componentes que sirven para estabilizar el circuito. En primer lugar, R32 y C16, cuyos valores han de calcularse de modo que R32 no se convierta en humo cuando el amplificador se pruebe a plena potencia con frecuencias de 100 ó 200 kHz. Debido a la alta autoinductancia, R32 no tiene que ser una resistencia bobinada. L1 y R31, en paralelo, compensan parcial o completamente el desplazamiento de fase producido por una carga capacitiva en la salida del amplificador. R31 sirve para amortiguar el circuito L-C resultante, de modo que también en este caso sea fiel la reproducción de la onda cuadrada.

Hemos llegado al final de la descripción de la etapa de potencia de salida; si bien, el amplificador precisa de una fuente de alimentación conectada a la red. La fuente de alimentación se muestra en la figura 3 y está concebida para funcionamiento estereofónico. Para cada tensión de alimentación se requieren un transformador y un rectificador en puente. Se obtienen, así, dos canales con una línea positiva y negativa común. Sin embargo, no hay ningún riesgo de diafonía entre los dos canales y todavía menos a través de la fuente de alimentación. Como ya se dijo anteriormente, los parásitos originados en las líneas de alimentación no pueden alcanzar al núcleo funcional del amplificador. El lector puede elegir entre una fuente de alimentación de magnitud media (600 VA) y una de gran

potencia (2 x 500 VA). La elección depende del presupuesto previsto y de si el amplificador va a aplicarse a una carga de 4 ohmios. También ha de considerarse un poco el «alisado» de c.c. Cada vía y cada línea de alimentación debe tener una capacidad de 4.700 μ F como mínimo y de 10.000 μ F como máximo. Los valores máximos para C17...C20 no están limitados solamente por el coste, sino también por consideraciones técnicas. Cuanto más potentes sean los condensadores, tanto más pequeño es el zumbido, y ondulación residual, de 100 Hz y tanto más grandes son los valores máximos de la corriente de carga.

Los datos técnicos de la tabla 1 se aplican a la fuente de alimentación de magnitud media con un alisado mínimo.

Cuando se aplica tensión al amplificador, la tensión de salida contendrá inicialmente una componente de c.c., lo que se debe a que la realimentación no es inmediatamente efectiva. La razón principal de este retraso es el tiempo que tardan los condensadores C8 y C9 en cargarse antes de alcanzar la tensión Zener de D1 (D2).

Hay otra situación en que la tensión de c.c. puede estar presente en la salida del amplificador y es cuando en la etapa de salida hay una sobrecarga prolongada y es muy poco probable que los fusibles F1 y F2 no salten simultáneamente. Esta tensión y la derivada de la conexión del equipo, ya citada, pueden ser peligrosas para nuestros caros altavoces. Por este motivo, es conveniente proveer a este amplificador de una protección de c.c. y de un circuito de retardo de activación, adecuado también para otros amplificadores. Por razones de espacio, trataremos de dicho circuito en el próximo número de nuestra revista.

Construcción

Cuando se cablea un amplificador a su fuente de alimentación, es fácil cometer errores que pueden perjudicar la prestación de audio. Recomendamos, pues, que se siga detenidamente el siguiente texto y las ilustraciones correspondientes.

Una dificultad se ha eliminado con la disposición de la placa de circuito impreso que se ilustra en la figura 4. El coste de esta placa es despreciable en comparación con el de la fuente de alimentación y los MOSFETs. Por este motivo, recomendamos encarecidamente el empleo de esta placa. Hay que tener en cuenta que son críticos factores tales como una ligera interacción entre la salida y las entradas de las cascadas y el cableado de los MOSFETs de la placa de circuito impreso.

El método aplicado para situar los MOSFETs directamente en la placa no es el más sencillo, pero ha probado ser el más fiable, aunque han de perforarse unos pocos agujeros en un disipador de calor para los transistores, esto resulta preferible a situar los MOSFETs en un disipador alejado de la placa, puesto que el cableado resultante es probable que hiciera oscilar a la etapa de salida. Quienes están familiarizados con las leyes de Murphy sabrán que los amplificadores siempre oscilan y que los osciladores suelen fallar en su cometido.

Empecemos por el montaje de los componentes en la placa. Todos los componentes están instalados en la misma salvo T11...

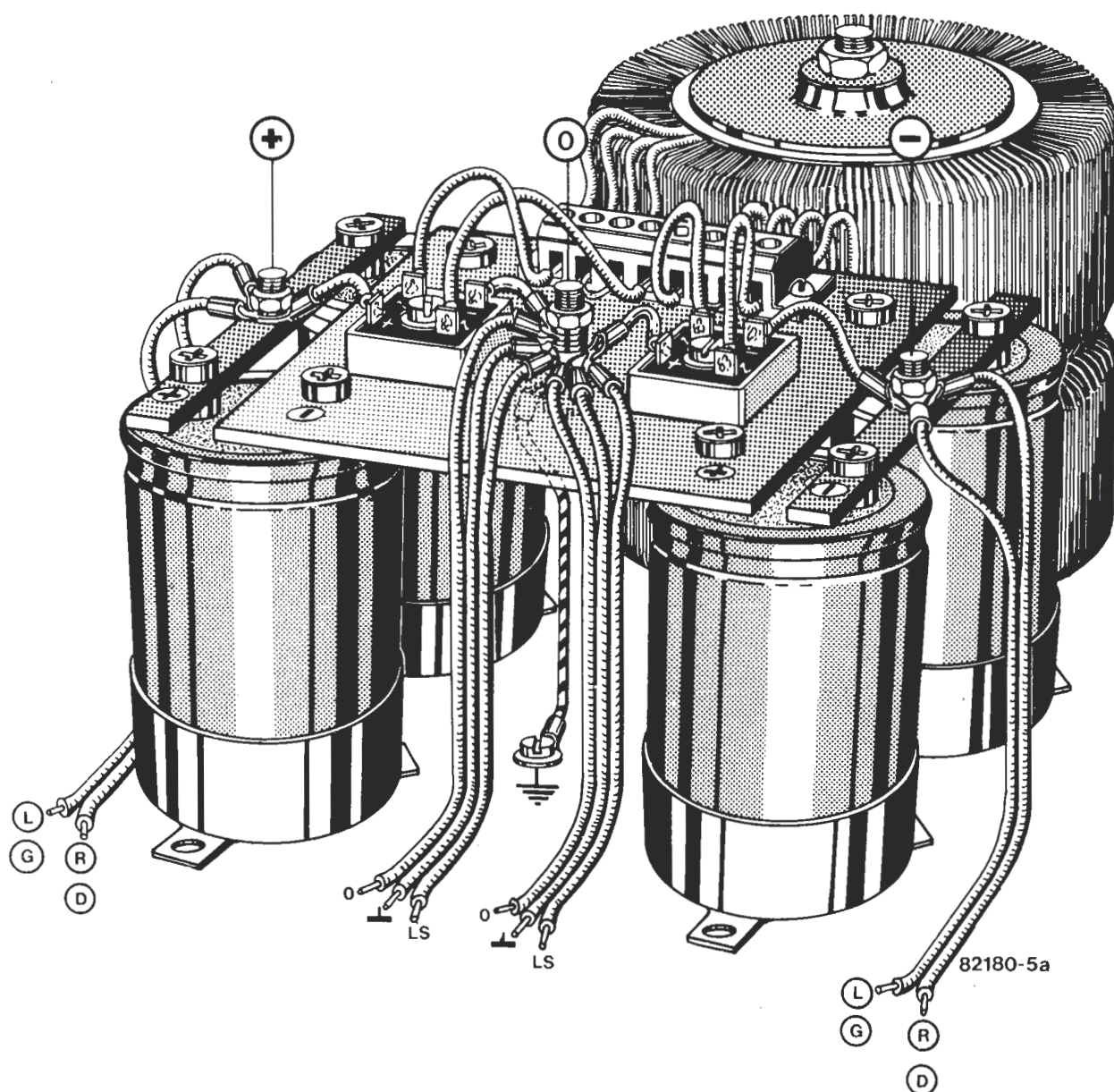


Figura 5. Una posible distribución de la fuente de alimentación.

T14 y R23... R26. Hay que dejar un espacio entre el circuito impreso y las resistencias R27... R30, de modo que se asegure una mejor refrigeración por circulación de aire. El esmalte debe quitarse cuidadosamente de las extremidades de la bobina L1, de manera que se establezca una buena conexión eléctrica con R31 cuando se efectúe la soldadura. Tan pronto como se haya instalado P1, debe girarse completamente en sentido contrario a las agujas del reloj para evitar cualquier problema posterior. Si el amplificador ha de regularse para una compensación de salida de c.c. mínima, es preferible emplear soportes de transistores para T1... T4 y colocar los transistores más adelante. Los radiadores de calor para T8 y T10 (ver fig. 5b) están situados verticalmente. El de T10 no debe estar en contacto con la patilla de C7, que están muy próximo. Es recomendable comprobarlo visualmente antes

de perforar un agujero de montaje para T10 en su disipador.

No hay que olvidar colocar en su lugar el puenteado (masa de entrada). En el lado de los componentes, las patillas de T1... T7 y T9 no han de tener una longitud superior a 4 mm.

Pasemos, ahora, al montaje de los transistores T11... T14, de las resistencias R23... R26 y a la fijación al radiador o disipador de calor. Se comienza por cortar el perfil de aluminio a la longitud deseada y, a continuación, se procede a la perforación de los agujeros. Ello puede hacerse de dos formas. Cuando se han perforado los dos agujeros de montaje, el soporte de aluminio y la placa de circuito impreso pueden atornillarse juntos y la placa puede servir de plantilla para taladrar. De no ser así, debe utilizarse como referencia o diagrama de

perforación el gráfico de la figura 4. T11... T14 deben instalarse de una forma completamente aislada. Un montaje deficiente puede producir cortocircuitos entre las partes metálicas. Finalmente, el soporte de aluminio se monta en la placa junto con los MOSFETs, como se muestra en la figura 5. Es preferible aplicar una cantidad excesiva de pasta termoconductora que una cantidad insuficiente a cada lado del aislamiento de mica. Cuando el montaje está acabado, es conveniente recurrir al óhmetro para cerciorarse de que no hay ningún contacto entre la cápsula TO-3 y el aluminio.

El montaje mecánico va seguido por la instalación eléctrica de los transistores T11... T14. Los terminales de la puerta y del drenador están simplemente conectados a las pistas adecuadas en el lado de soldadura. Una orejeta de soldadura es necesaria para cada terminal de fuente (cátodo). T11 y

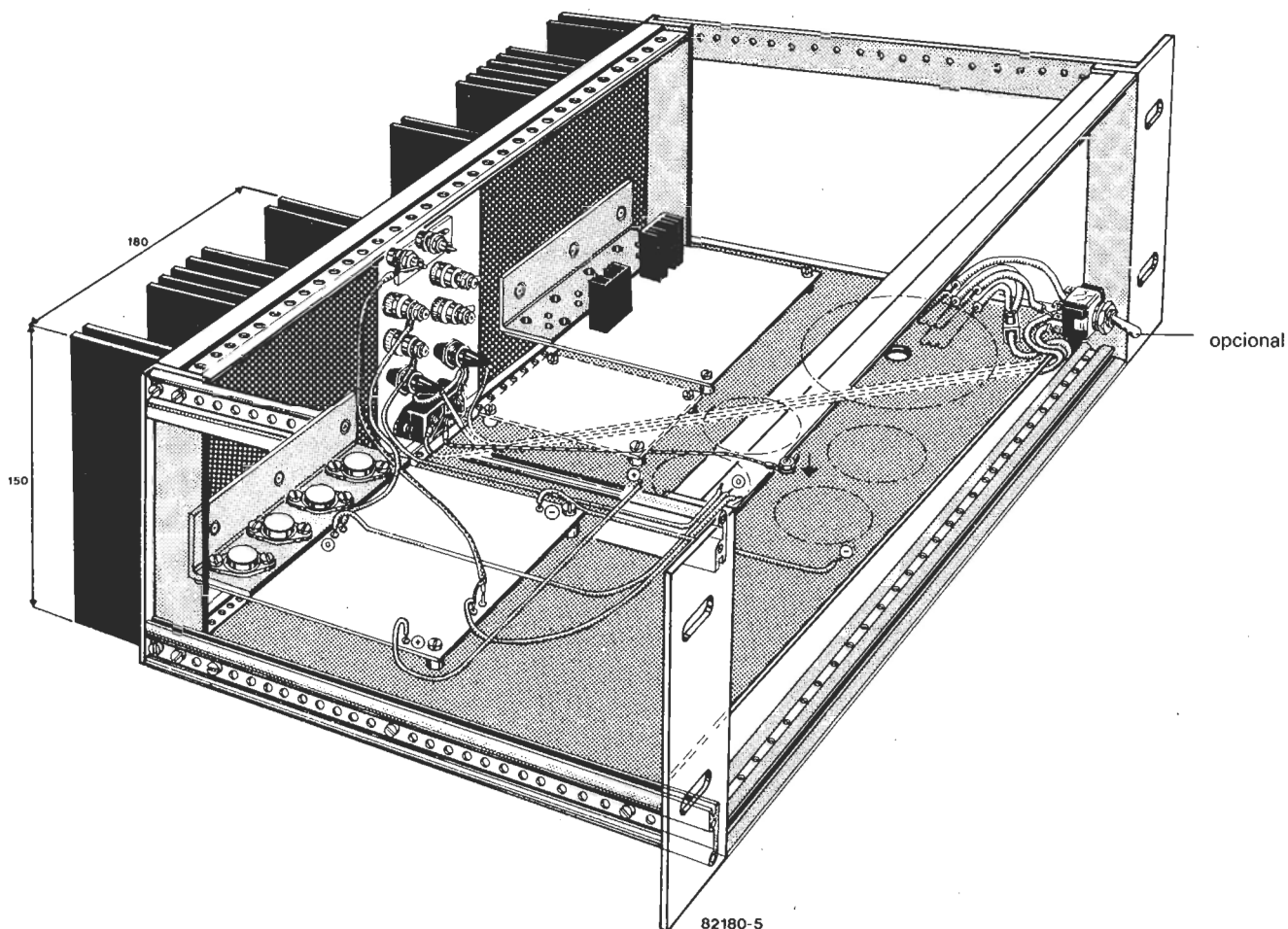


Figura 5b. Una visión de conjunto que muestra el montaje constituido por la placa de circuito impreso, los MOSFETs, la placa de soporte, el disipador de calor y algunos detalles prácticos...

T12 son los más alejados del borde derecho de la placa y T13 y T14 son los más próximos (ver figura 4).

Las resistencias R23... R26 están dibujadas con líneas de trazos en el lado de los componentes de la figura 4. Están situadas lo más cerca posible de los terminales de puerta de los MOSFETs en el lado de la soldadura. No hay agujeros de montaje. Las conexiones de las resistencias han de quedar lo más cortas posibles (1 cm como máximo) y luego, curvarse y soldarse a las superficies cobreadas, dejando un espacio libre entre las resistencias y la placa de circuito impreso.

La placa con los componentes montados se conecta ahora al disipador grande (ver fig. 5b). La disposición del montaje de las dos unidades depende, en gran medida, del alo-

jamiento. Puesto que el calor disipado por los MOSFETs se transmite al radiador, a través del soporte de aluminio, se precisa un contacto muy bueno entre ambos. Al menos seis tuercas y pernos (M4 x 15, por ejemplo) y una cantidad generosa de pasta termoconductora entre las dos superficies metálicas asegurará un buen contacto térmico.

Si se desea construir un amplificador estereofónico, debe repetirse el procedimiento completo. La caja y la fuente de alimentación son las partes más grandes de un amplificador de potencia. En la figura 5 se muestra una sugerencia para el amplificador estereofónico completo. Los circuitos adicionales citados no se incluyen todavía. Sin embargo, el cableado no cambiará mucho al añadir estos circuitos suplementarios.

El cableado es bastante crítico. Las prestaciones del amplificador pueden perjudicarse mucho por el acoplamiento galvánico (conducción) y el acoplamiento inductivo o capacitivo (radiación). Una probable fuente de interferencia son los cables de alimentación que radian a la entrada. Si el amplificador se excita con una potente señal sinusoidal, las dos corrientes de alimentación tienen la forma de una onda sinusoidal rectificada en mono-alterancia y con muchos armónicos. Cuanto más elevado es el armónico, tanto mayor es la probabilidad de que sea capturado en la entrada.

Se suprime fácilmente todo acoplamiento galvánico (contacto metálico) accidental teniendo un punto de puesta a tierra (en los condensadores electrolíticos). El amplificador tiene una masa a la entrada y una masa a la salida, que están conectadas interna-

mente a través de R3 y conectadas externamente al punto de masa principal.

La prestación de la fuente de alimentación depende de diversos factores: los transformadores elegidos para Tr1 y Tr2, los condensadores de filtro, la potencia de salida requerida y, por supuesto, el presupuesto del constructor. Debe tenerse cuidado en la elección de los condensadores de filtro. Es preferible utilizar un condensador del tipo de fijación por tornillo de $4.700 \mu\text{F}$ que un electrolítico de $10.000 \mu\text{F}$ de la caja de desechos. Además, el primer tipo tiene la ventaja de que ninguno de los terminales está conectado a la caja metálica. Durante la construcción, la calibración y cualquier medida, debe tenerse cuidado en cerciorarse de que la tensión de alimentación negativa nunca se ponga en contacto con masa. En la figura 5 se muestra una posible disposición de la fuente de alimentación con condensadores electrolíticos del primer tipo citado. Pueden utilizarse terminales de espadín del tipo utilizado en los vehículos. También hay en el comercio pinzas de montaje que son muy prácticas para los condensadores deben tener la sección transversal más grande posible y han de ser robustos.

Activación del equipo

La fuente de alimentación debe probarse antes de que se conecte la carga. Debe inspeccionarse primero el cableado. No hay que olvidar que una inversión de polaridad de uno de los condensadores puede dar lugar a una explosión del mismo. Cuando el interruptor de la red se pone en la posición de encendido, las tensiones de alimentación positiva y negativa deben ser de 70 a 75 V. Cuando se desconecta la tensión, se puede ayudar a la descarga de los condensadores de filtro conectando entre sus terminales una resistencia de algunos kilohmios o un voltímetro de impedanci relativamente baja. En este último caso, se puede ver como la tensión disminuye gradualmente.

Ahora puede probarse el amplificador completo. Si se ha construido la versión estereó, las instrucciones siguientes deben repetirse dos veces.

Hay que comenzar por conectar los cables positivo y negativo de la fuente de alimentación al amplificador en su etapa de salida. Emplear dos resistencias de 10 ohmios, 1/4 W, temporalmente en lugar de los fusibles F1 y F2. El potenciómetro ajustable de la corriente de reposo P1 se gira completamente en sentido contrario a las agujas del reloj. Los terminales de los altavoces se mantendrán desconectados. Conecte ahora la fuente de alimentación. Si hubiera un cortocircuito en cualquier punto de la etapa de salida, observará que la resistencia de 10 ohmios echará humo. En tal caso, debe desconectar el amplificador, localizar la avería y corregirla. Coloque dos nuevas resistencias. Si las dos resistencias no muestran tendencia a un calentamiento sospechoso, puede conectarse en los bornes de una de ellas (no importa cual) un polímetro (en escala de 3 V o de 6 V de cc.; ver, al respecto, la ilustración de la figura 2, en las proximidades de los fusibles F1 y F2). La tensión a través de esta resistencia debe ser cero voltios. De no ser así, ello indica que P1 no está en su posición extrema a izquierdas. La tensión debe elevarse a medida que

P1 se gira lentamente. Cuando la caída de tensión alcance el valor de 2 voltios, la corriente a través de esta resistencia es 200 mA, esto es, 100 mA por cada MOSFET. Una vez que se haya realizado este ajuste, desconectar el amplificador e instalar los dos fusibles F1 y F2. Volver a conectar el amplificador y medir la tensión entre su salida y masa. No debe ser superior a 20 mV (tensión positiva o negativa).

Teóricamente, a partir de este instante dispone de un amplificador listo para funcionar. Para convencerse de ello, puede comprobar las tensiones indicadas en los diversos puntos de prueba, señalados en la figura 2.

Puede intentar ser todavía más «perfeccionista» tratando de disminuir el valor de la tensión continua existente a la salida del amplificador. Esta operación se realiza como sigue: supongamos que se hayan colocado T5 y T6, nos quedan por instalar dos BC546A y dos BC556A (T1 y T2, T3 y T4 respectivamente).

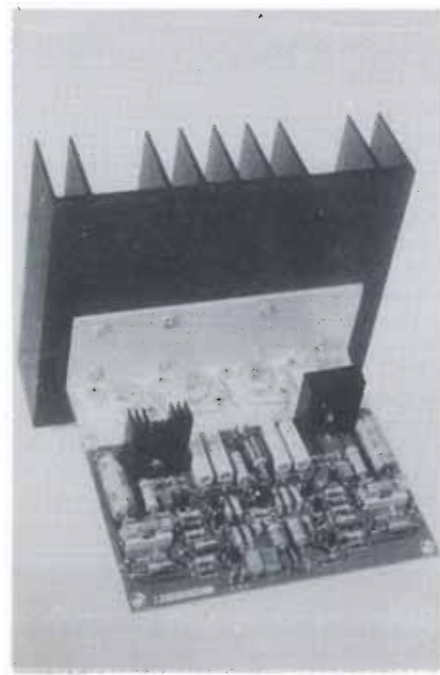
Para T1 y T3, tenemos que elegir entre dos transistores (una vez hecha la elección, sólo resta colocar en su lugar a T2 y T4). Existen cuatro combinaciones posibles para T1... T4. Ha de escogerse la que proporcione la corriente continua de salida más pequeña. En cuanto a la caja, la figura 5 sugiere un tipo de bastidor de 19 pulgadas que resulta idónea. Aunque pueden utilizarse placas de acero para las partes laterales y tapas, por su robustez, también es cierto que el acero reacciona con el campo de los transformadores dando lugar a un fuerte zumbido. Por ello recomendamos el empleo de aluminio.

Resulta conveniente colocar las entradas lo más lejos posible de la fuente de alimentación.

Para consultas sobre este tema, recomendamos lea el artículo publicado en nuestra revista sobre transformadores toroidales (ver *Elektor* núm. 29).

Bibliografía:

Transformadores Toroidales
Elektor octubre 1982



Informe especial sobre MOSFETs

MOSFETs como seguidores de cátodo:

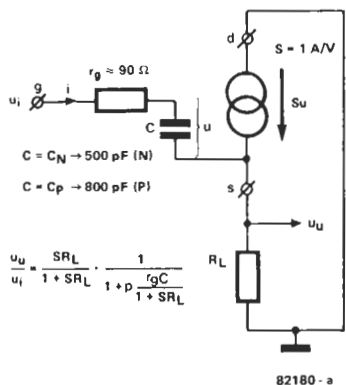
Cuando los MOSFETs se utilizan en etapas de salida, las capas P y N y las uniones son de menos interés que el comportamiento funcional de una combinación de resistencias, condensadores y fuentes de tensión o de corriente. Cuando se consideran como un conjunto, proporcionan un circuito equivalente exacto de las capas P y N y de las uniones.

En la figura a se muestra el circuito equivalente de un MOSFET configurado como un seguidor de cátodo. La resistencia r_g representa la resistencia en serie interna de la puerta, que se «prolonga» externamente por las resistencias R23... R26 en la figura 2. La capacidad C representa la capacidad de entrada del seguidor de cátodo. La tensión de excitación u se aplica a este condensador; cuando se multiplica por la pendiente S determina la corriente de salida de c.a. a través de la carga R_L . En la gama de frecuencias de interés, S (que suele denominarse Y_{fs}) es independiente de la frecuencia. Si el seguidor de cátodo se excita por tensión, se aplica la fórmula de la figura a. Puede despreciarse la contribución de la corriente de puerta i a la corriente de salida. En la figura b se representa un circuito equivalente para la figura a. En este caso, sin embargo, la impedancia de entrada se muestra más claramente. La fórmula se aplica simplemente a la excitación con la corriente i . A diferencia con la excitación por tensión, supuesta en la figura a, la resistencia r_g ya no tiene ninguna influencia. Sin embargo, el nivel máximo al que puede excitarse el dispositivo está limitado como consecuencia de la caída de tensión en r_g y por la resistencia de base.

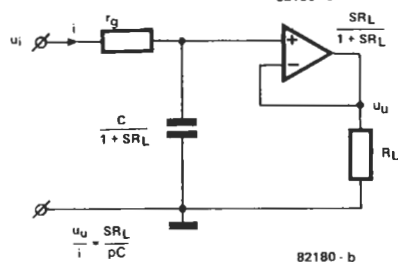
La excitación por corriente ideal de la figura b no se encuentra en la práctica. Por esta razón, en la figura c se muestra un circuito equivalente que es más realista. El funcionamiento combinado y equilibrado de las dos cascadas T7... T10 de la figura 2 está resumido en la fuente de corriente i_s y en la resistencia R. Esta última representa la impedancia común de los colectores de T8 y de T10. Las fórmulas dadas en la parte inferior de la figura c muestran que existe una cierta dependencia de la frecuencia; esta última condición proporciona el punto de partida del proceso de compensación automática que tiene lugar en el amplificador y permite la obtención de una estabilidad incondicional. Se tiene la atenuación necesaria de 6 dB por octava en la relación entre la tensión de salida y la suma de las tensiones de entrada de los montajes en cascada.

Una ganancia en bucle abierto dada, está asociada con una frecuencia de corte particular W_{3dB} . Cuanto más grande es un valor, tanto más pequeño es el otro. El hecho de que la compensación de frecuencia del amplificador pueda tener lugar completamente en la combinación de las etapas de excitación y de salida (esto es, no se requieren otros condensadores, con todas sus desventajas) es consecuencia del empleo de los circuitos en cascada. El circuito proporciona una alta resistencia R y asegura que ninguna capacidad en serie esté conectada entre salida y entradas. Por otra parte, si la excitación por corriente «neta» se utilizara

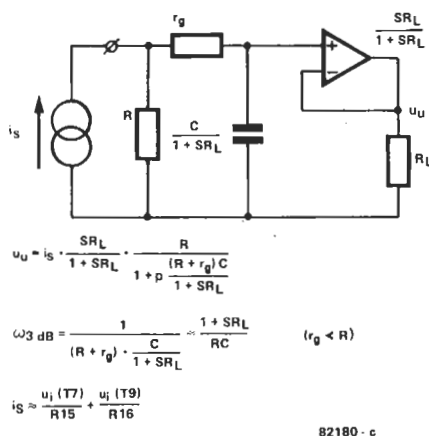
a



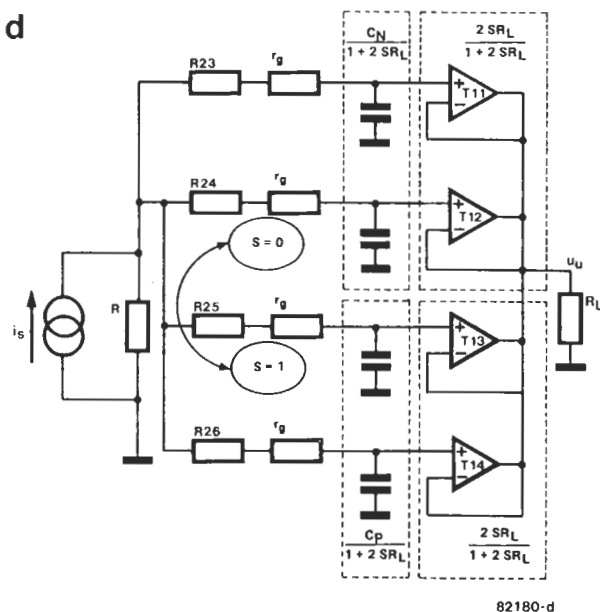
b



c



d



como se supone en la figura b, el efecto total de la etapa excitadora y de la etapa de salida sería integrador. Tendríamos, entonces, una frecuencia de corte de 0 Hz. Por supuesto, ello no sería satisfactorio. La supresión de la distorsión y de las tensiones parásitas, obtenida gracias a la realimentación, debe ser independiente de la frecuencia y en la gama más amplia posible.

Hasta ahora, sólo hemos tratado de un seguidor de cátodo (figuras a... c). En realidad, sin embargo, hay cuatro dispositivos de este tipo (T11... T14 en la figura 2). Pasemos, ahora, a la figura d. Cuando el nivel de modulación se mantiene bajo, los cuatro MOSFETs con conductores; cuando la modulación se hace más grande, trabajan por pares T11 y T12 ó T13 y T14.

En la figura d la constante de tiempo $1/W_{3dB}$ viene determinada por el producto de R y del montaje en paralelo (suma) de los cuatro condensadores. No hay que perder de vista que cuando dos MOSFETs se bloquean y los otros dos son conductores, hay dos pequeñas capacidades (esto es, las de los condensadores «de paso» para cuyo estado se hace S diferente de cero) y dos grandes capacidades que corresponden a los MOSFETs que están bloqueados.

No hay que olvidar, por otra parte, que C_N no es exactamente igual a C_P . Ello significa que la etapa de salida no es completamente simétrica. Sin embargo, no tiene ningún sentido la adición de la diferencia de capacidad añadiendo componentes entre las puertas y los cátodos, particularmente puesto que la resistencia r_g no puede extraerse de la pastilla integrada del MOSFET.

Las capacidades de C_N y C_P presentan una respuesta extraña. A pequeños valores de la tensión puerta-cátodo U_{GS} , C_N y C_P dependen, en gran medida, de esta tensión. Si se trazan sus curvas de respuesta como una función de U_{GS} , el resultado sería una «muesca» profunda en la línea plana, que estaría en la zona de $U_{GS} = 0$, mientras que la característica sería casi plana a los valores altos positivos y negativos de U_{GS} . La profundidad de dicha «muesca» es para C_N de una magnitud aproximada de 270 pF y para C_P de unos 160 pF. Como consecuencia de la polarización de la corriente de reposo, estas dos características se desplazan de tal manera que se produce un «agujero de capacidad» más profundo y más grande, y cuyo fondo es casi horizontal. Ello significa que a partir de un cierto nivel de modulación (o excitación), la etapa excitadora debe no solamente suministrar o aceptar la corriente normal $i = C \, dV/dT$, sino también una corriente $V \, dC/dT$. La veracidad de estas observaciones puede constatarse con el empleo de un osciloscopio conectado en R15 o R16 (la masa del osciloscopio no debe estar conectada a la masa de la red, sino flotante), con un nivel alto de excitación y ajustando el potenciómetro P1 de la corriente de reposo. Las consecuencias negativas en cuanto a la linealidad son casi nulas en caso de alta excitación y en presencia de una señal de frecuencia elevada, pero no debemos silenciar el hecho de que la utilización de tres MOSFETs para cada mitad de la etapa de salida resolvería cualquier problema eventual. Las variaciones en U_{GS} (es decir, las seis tensiones de c.a. u en C en la figura a) sólo son, pues, efectivas en la parte inferior del «agujero de capacidad».

más volumen para el sistema de telefonía interior



extensión. Tal como pueden observar en la figura, el circuito es —físicamente— muy modesto, hasta el punto de que puede montarse en una placa de circuito impreso de experimentación de sólo 2×2 cm.

La figura 1b ilustra la solución con todo detalle. Por supuesto, debe tener en cuenta que la numeración utilizada para identificar los puntos de conexión no es generalizable, ya que depende del tipo de teléfono que se utilice. En cualquier caso, las líneas a las que debe acceder el conexionado del mini-amplificador pueden detectarse fácilmente: no tiene más que destapar el aloja-

miento del micrófono y del auricular y tomar nota del color de los cables conectados a ambos dispositivos.

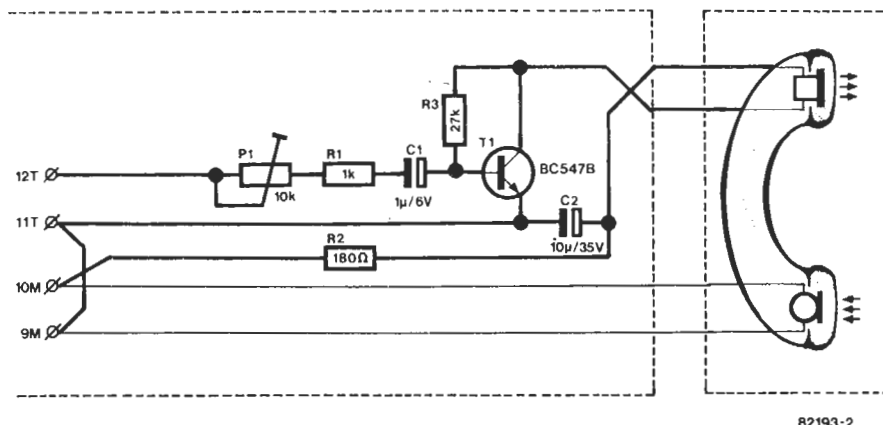
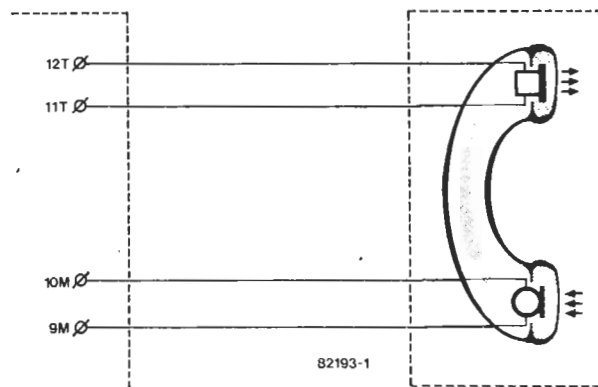
Para prevenir cualquier posible realimentación, es conveniente invertir las conexiones del auricular según se observa en la figura 1b. La alimentación para el mini-amplificador de línea se toma simplemente de la línea de micrófono; al descolgar el microteléfono se constata la existencia de una tensión continua en dicho punto. El emisor de T1 está conectado a la línea negativa, mientras que a la positiva accede la resistencia R2. En su momento ya advertimos a los lectores de los problemas que pueden plantearse al utilizar teléfonos antiguos de «extra-saldo». En la mayor parte de los casos el problema se manifiesta en la incorrección de los pulsos generados por el dispositivo marcador, de tal forma que la extensión a la que intentamos llamar no recibe asomo de señal alguna. En condiciones normales, al levantar el microteléfono y girar el dial marcador, la línea de «emisión oral» es puentada a masa por medio de un conmutador interno, con lo cual no hay forma de oír lo que está ocurriendo. Desconectando el cable adecuado del mecanismo puede solventar este inconveniente. Ahora estará ya en condiciones de oír a través del auricular los pulsos del dial y, eventualmente, la señal de llamada que se activa en la extensión cuyo número acaba de marcar.

¡Y aquí estamos, metidos de lleno en el año del cambio, para inaugurar una nueva sección de Elektor! Tal como su nombre indica, vamos a volcar parte de nuestra «Agenda Técnica» en estas páginas, comentándole algunos trucos, astucias, aclaraciones e ideas luminosas que le permitirán sacar mayor partido al contenido de nuestros artículos.

Para empezar, vamos a mostrarles una página de nuestra agenda que, sin lugar a dudas, será de interés para los lectores que han realizado el montaje del sistema de telefonía interior, publicado en Elektor núm. 31, diciembre 1982. Más concretamente, vamos a contarles como puede incrementar el nivel de volumen del altavoz alojado en el microteléfono.

Hay una primera solución que salta a la vista y que, simplemente, consiste en sustituir la resistencia R6 del circuito impreso por un puente de hilo conductor. Desde luego, el nivel de salida se verá incrementado, no obstante, en este caso, «simple» no es sinónimo de «mejor». Desgraciadamente, este procedimiento afecta considerablemente a la calidad de la señal vocal... ¡Habrá que ingeniar otro método!

Después de algún que otro borrón en la agenda, dimos con una solución bastante más interesante: añadir una etapa amplificadora constituida por un solo transistor (algo así como un mini-amplificador de línea). Desde luego, es necesario incluir una etapa semejante en cada



agenda
técnica

autocargador

seguridad y automatismo en la carga de acumuladores de plomo



Aunque los acumuladores de Ni-Cad son relativamente baratos, no han conseguido eliminar por completo a los clásicos de plomo. Ello se debe a su buena relación potencia/precio y a la sencillez del procedimiento de carga. Además, pueden conectarse en paralelo con la carga y en régimen permanente (sin que sea necesario prever un circuito de conmutación) con la alimentación de red.

El circuito que presentamos no sólo carga acumuladores de plomo sino que también actúa como fuente de alimentación. Está protegido contra cambios de polaridad e incluye un limitador de corriente y de tensión. Gestiona también el control de la carga y sirve como indicador de la polaridad. En resumidas cuentas, ¡aquí tienen un cargador a prueba de insensatos!

Los acumuladores de plomo estancos y compactos son muy interesantes para los aficionados al modelismo. Los más pequeños (del tipo de 6 o de 12 V y 1,1 amperios-hora) pueden alojarse en el compartimento de las «pilas» de muchos aparatos (TV, video, lectores de cassettes, etc.). En tales casos, los acumuladores sustituyen ventajosamente a las pilas (ruinosas) y a los acumuladores de Ni-Cad (claramente menos fáciles de recargar). Son más fáciles de recargar porque pueden permanecer en su lugar, dentro del aparato, durante el proceso de carga. Tan pronto como se corta la alimentación de la red, los acumuladores toman el relevo, sin que el usuario tenga que proceder a su conmutación. En resumen, basta poner un acumulador de plomo en el lugar correspondiente del aparato a alimentar. Cuando hay necesidad de recarga, se le conecta el cargador que asegurará la alimentación del aparato en cuestión. Para acabar, se desconecta el cargador y el conjunto «acumulador de plomo/aparato alimentado» se hace inmediatamente autónomo. Si no se desconecta el cargador inmediatamente después de haberse terminado la carga, una corriente bastante débil mantiene la plena carga durante tanto tiempo como el cargador siga conectado; no hay ningún límite de duración...

La placa de circuito impreso para el cargador se ha concebido para admitir diversas versiones, con una o dos modificaciones de poca importancia en los valores de los componentes. Puede elegirse entre una tensión de salida de 6 V con una corriente de carga máxima de 1 o de 3 A, o una tensión de salida de 12 V, también con una corriente de carga de 1 o de 3 A. El cargador está bien protegido contra toda clase de contingencias: cortocircuitos, inversión de polaridad, deficiente conexión del acumulador, ausencia de la tensión de alimentación, etc. Es casi imposible deteriorar las baterías o el cargador. Para facilitar las cosas, se incluye un LED que se ilumina cuando la batería está conectada de forma equivocada. Un segundo LED se ilumina cuando comienza a circular la corriente de carga y se apaga cuando dicha corriente se hace demasiado débil... o en caso de cortocircuito.

Una de las ventajas principales del circuito es su tamaño. A pesar de su carácter compacto, la placa de circuito impreso tiene espacio suficiente para todos los componentes. La placa del cargador más los componentes necesarios cuestan mucho menos que un cargador normalizado comercial.

Comparación entre los acumuladores de plomo y de níquel-cadmio

A pesar del hecho de que las pilas secas recargables han mejorado en los últimos años y no producen contaminación como sus contrapartidas de níquel-cadmio, esta forma de fuente de alimentación está perdiendo popularidad progresivamente.

Una de las razones principales para este fenómeno de retroceso es que las baterías en versión «seca» comienzan a estar disponibles a partir de una capacidad nominal de 1 amperio-hora, mientras que, por el contrario,

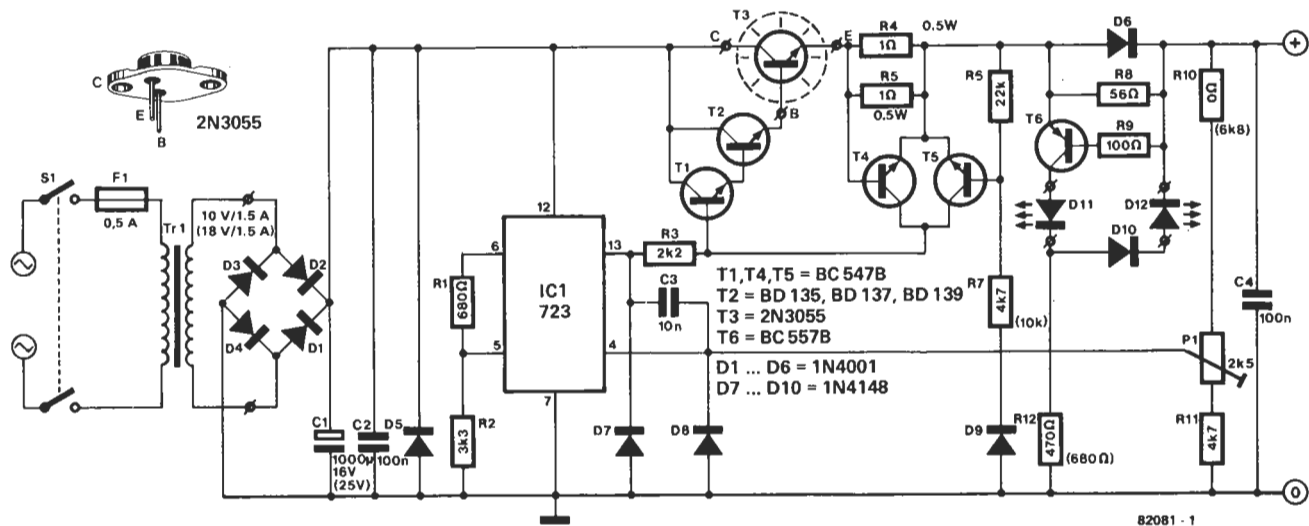


Figura 1. Circuito del cargador; se trata, básicamente, de una alimentación bien estabilizada y bien protegida contra todas las manipulaciones indebidas que este tipo de aparatos tiene el riesgo de sufrir. Los valores entre paréntesis se refieren a la versión de 12 V.

las de níquel-cadmio pueden adquirirse a valores mucho más bajos.

La tecnología del acumulador de plomo es ya centenaria y, sin embargo, presenta numerosas ventajas con respecto a la tecnología de níquel-cadmio:

- La tensión nominal de una célula es de 2 V, o lo que es lo mismo, un 66% más que su homóloga de NiCad.;
- El procedimiento de carga es fácilmente controlable mediante automatismo, gracias a una tensión de referencia de carga «completa» específica.
- Reaccionan mejor a las altas y bajas temperaturas.
- Tienen una notable estabilidad de plena carga: un 50% de la capacidad nominal sigue estando disponible después de 16 meses de almacenamiento a 20°C.
- No hay ningún peligro de deterioro ni de pérdida de capacidad debido al cambio de la polaridad, cuando las baterías están sobrecargadas.

El almacenamiento de acumuladores completamente descargados no ha de tener una duración superior a cuatro semanas. También hemos de citar algunos inconvenientes de esta clase de acumuladores. Ya hemos aludido a la falta de formatos pequeños. A ello hay que añadir una vida útil algo inferior a la de los NiCad. Mientras que la mayor parte de los fabricantes reivindican, para los acumuladores de Ni-Cad, que proporcionan 500 veces la capacidad nominal, para los acumuladores de plomo deberán contentarse con 200 veces y hasta 1.000 ciclos de carga (con descarga parcial). Destacamos también que las cargas rápidas son tan desaconsejables como complicadas. Finalmente, si no está interesado por los acumuladores estancos y su carga, puede encontrar una aplicación útil para el cargador aquí descrito, que actuará como una fuente de alimentación de 6 V o de 12 V bastante eficaz o para cargar las baterías de su automóvil.

El circuito... bien protegido

El automatismo para la carga de acumuladores estancos es muy simple: basta vigilar que la tensión de carga no sobrepase los 2,3 V por célula, con lo que se evita toda sobrecarga. A diferencia con las baterías de Ni-Cad, el estado de carga inicial (descarga parcial) carece de importancia en absoluto. Basta, pues, una alimentación estabilizada. Además, la corriente de carga debe limitarse también para evitar una condición de sobrecarga, puesto que pueden tolerarse corrientes de carga iniciales altas. El circuito cargador de baterías de plomo se basa en el indispensable C.I. 723, que cumple con los requisitos de limitación de la corriente y de la tensión de salida precisamente calibrada. Queda el problema que plantea la eventual inversión de polaridad de un acumulador, que no soportaría el circuito durante mucho tiempo. Es, pues, absolutamente necesario incluir un circuito de protección por una parte y una forma de indicación de la corriente de carga y de la polaridad del acumulador por otra parte.

En la figura 1 se muestra el resultado. En oposición al circuito 723 normal mostrado en la figura 2, la versión de la figura 1 utiliza menos conexiones de patillas pero más componentes externos. Estas medidas tenían que tomarse para proteger al C.I. contra las tensiones negativas en el caso de una batería incorrectamente conectada. Evidentemente, cuantas menos patillas haya que conectar tanto más difícil será la protección del C.I. El 723 actúa, ahora, simplemente, como una fuente de tensión de referencia y los transistores T1 ... T5 constituyen el amplificador operacional, la etapa de salida y el limitador de corriente.

El divisor de tensión R1/R2 divide la tensión de referencia de 7,15 V, presente en la patilla 6, hasta 6 V en la patilla 5. Ello permite una tensión de salida de 6,9 V para la versión de 6 V del cargador. La patilla 5 es la entrada no inversora del amplificador ope-

racional que contiene el 723. La tensión de salida se reinyecta hacia la entrada inversora (patilla 4), a través del puente divisor R10/R11.

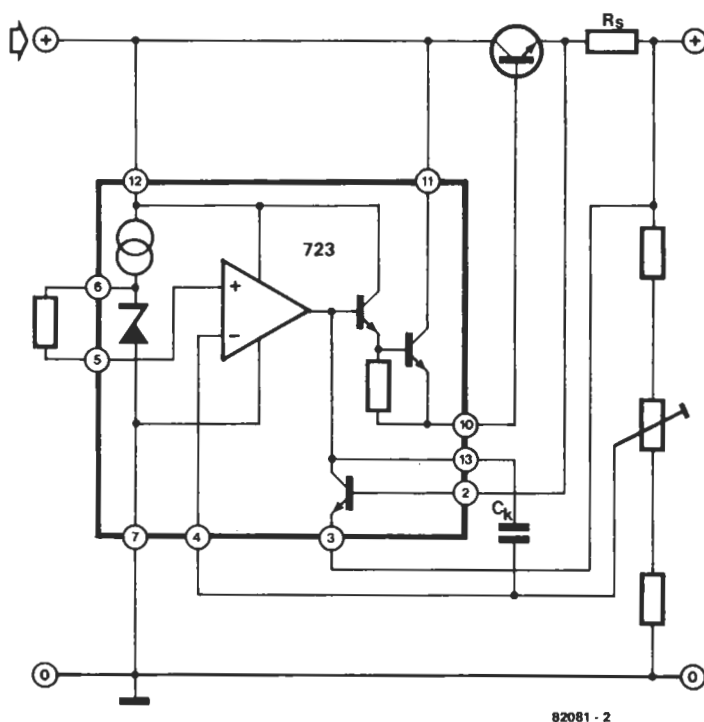
Entre esta patilla 4 y la de salida (patilla 13) está el clásico condensador (C3) que sirve para evitar la oscilación.

Los diodos D7 y D8 protegen al circuito contra inversiones de polaridad, limitando la tensión negativa a 0,7 V. La etapa de salida Darlington está constituida por T1 ... T3 y proporciona la amplificación de corriente necesaria. La potencia a disipar, resultante de la diferencia de potencial entre la tensión no regulada en bornas del condensador de carga C1 y la tensión (y corriente) de salida, no es excesiva para un transistor del tipo 2N3055 (T3).

La limitación de la corriente de salida se efectúa a través de T4. Tan pronto como la caída de tensión en las «resistencias del sensor de corriente» R4 y R5 alcanza una magnitud aproximada de 0,6 V, T4 se pone a conducir y extrae la corriente de excitación de la base de T1. Ello impide que se eleve todavía más la corriente de salida.

¿Por qué se conecta el transistor T5 en paralelo con T4? En condiciones normales, T5 no conduce puesto que su tensión de base no tiene posibilidad de hacerse más positiva que la existente en el emisor. Esta situación sólo se alterará si se conecta una batería con la polaridad equivocada. D9 estará, ahora, polarizando en sentido directo, y el transistor recibe, a través de R7, una corriente de base suficiente para que se ponga a conducir, cortocircuitando inmediatamente la tensión base-emisor producida por T1 ... T3. Estos últimos transistores serán, pues, incapaces de conducir con lo que habremos conseguido nuestro objetivo: ninguna corriente puede circular ahora a través de esta sección del circuito. Sin esta medida, la batería se «cortocircuitaría» por medio de D5 (o a través de D2 y de D3, si D5 no está incluido). D5 es un diodo para la protección de la patilla 12 del circuito integrado.

2



82081 - 2

Figura 2. Circuito de alimentación ordinario construido sobre la base del integrado 723.

3

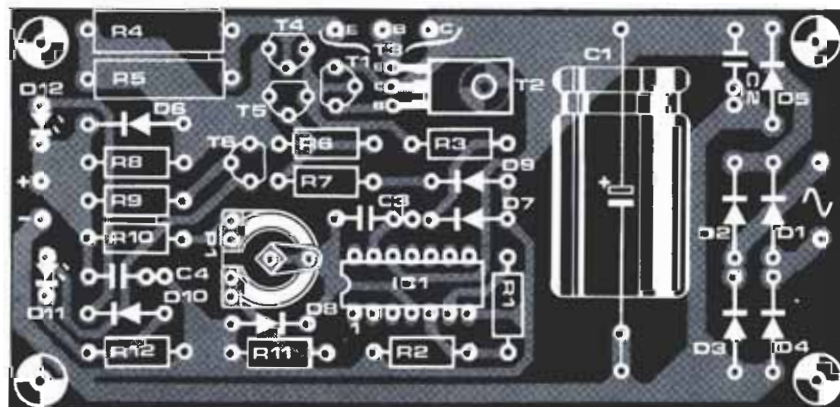
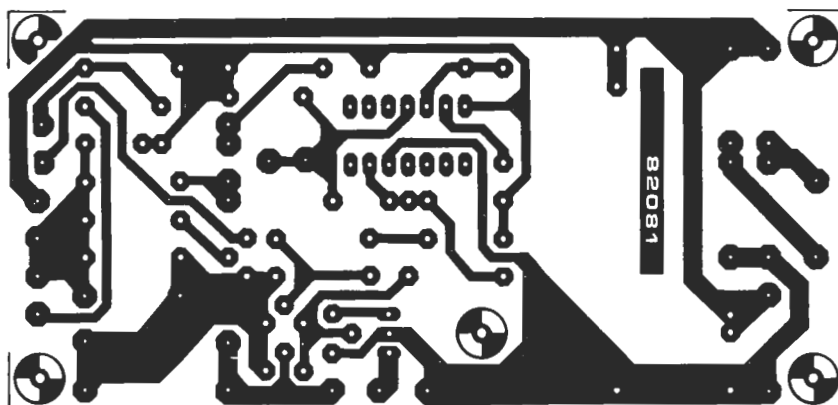


Figura 3. Placa de circuito impreso del cargador. Sólo algunos componentes deben modificarse para la adaptación a las diferentes versiones posibles (tensión de salida de 6 o de 12 V, con una corriente de salida de 1 o de 3 A). La lista de componentes da entre paréntesis los valores de la versión de «12 V», así como los de la versión de «3 A».

Nos queda por dilucidar el funcionamiento de la etapa indicadora. El diodo LED D12 está inactivo en condiciones normales y no se enciende más que cuando la pinza de codrillo «+» tiene aplicada una tensión negativa, mientras que la pinza «—» recibe un potencial positivo; es decir, cuando se haya invertido la polaridad, lo que se produce si la batería está incorrectamente conectada. D11 está montado en el circuito de colector de T6 y se ilumina, pues, cuando dicho transistor entra en conducción, es decir, cuando la caída de tensión en R8 alcanza el valor de la tensión de umbral base-emisor (0,6 V aproximadamente) de este transistor. 56 ohmios es un valor relativamente elevado para R8 y este umbral se alcanzará, pues, con bastante rapidez. Será suficiente una corriente de salida de 10 mA. Por consiguiente, este diodo LED D11 constituye un indicador de carga notable: se ilumina en el momento en que comienza a circular la corriente de carga nominal. El diodo D6 está conectado en paralelo con R8, con el fin de permitir a la corriente de carga alcanzar un valor superior a 10 mA.

Cuando no circula ninguna corriente de carga, D11 no se ilumina (estando el acumulador cargado o desconectado) ni tampoco cuando hay una inversión de polaridad o un cortocircuito en la salida del cargador.

Lista de componentes:

Valores entre paréntesis: versión 12 V

Resistencias:

R1 = 680 Ω
 R2 = 3k3
 R3 = 2k2
 R4, R5 = 1 Ω /0.5 W,
 for 3 A: 0.33 Ω /1 W
 R6 = 22 k
 R7 = 4k7 (10 k)
 R8 = 56 Ω
 R9 = 100 Ω
 R10 = puente (6k8)
 R11 = 4k7
 R12 = 470 Ω (680 Ω)
 P1 = 2k5 ajustable

Condensadores:

C1 = 1000 μ /16 V (25 V),
 para 3 A: 2200 μ /16 V (25 V)
 C2, C4 = 100 n
 C3 = 10 n

Semiconductores:

D1 ... D6 = 1N4001
 para 3 A: 1N5041
 D7 ... D10 = 1N4148
 D11, D12 = LED
 T1, T4, T5 = BC 547B
 T2 = BD 135, BD 137, BD 139
 T3 = 2N3055, for 12 V/3 A:
 2 x 2N3055
 T6 = BC 557B
 IC1 = 723

Varios:

Tr1 = Transformador de red para:
 6 V/1 A: 10 V/1.5 A sec.
 12 V/1 A: 18 V/1.5 A sec.
 6 V/3 A: 10 V/5 A sec.
 12 V/3 A: 18 V/5 A sec.
 S1 = interruptor de red
 F1 = fusible lento de 500 mA

Las versiones de 1 amperio

El circuito puede construirse para 6 V o para 12 V. Los valores de los componentes para la versión de 12 V se indican entre paréntesis en el esquema del circuito y en la lista de componentes. Aparte del transformador y del condensador electrolítico, sólo han de modificarse tres resistencias (R7, R10 y R12), si se escoge la versión de 12 voltios.

Para preparar la carga de acumuladores de 6 V, es preciso ajustar la tensión de salida del cargador a 6,9 V ($\pm 0,1$ V), con la ayuda de P1 y sin carga, por supuesto. En el caso de baterías de 12 V, la tensión de reposo del cargador debe ajustarse a 13,8 ($\pm 0,1$). El transistor T3 requiere un enfriamiento proporcional a la corriente. Sin embargo, en las aplicaciones de 1 A el disipador de calor puede ser relativamente pequeño, o incluso puede omitirse si el transistor está montado en la parte posterior de una caja metálica.

Las versiones de 3 amperios

Lo anteriormente expuesto también se aplica a los circuitos de 6 V/3 A y de 12 V/3 A. Para poder suministrar una corriente de salida de esta intensidad, hay que adaptar el transformador, el condensador de carga

C2, los diodos D1 ... D6 y R4/R5. Los valores requeridos para estos componentes se indican en la lista correspondiente. En los circuitos con corriente de salida de 3 A, el enfriamiento del transistor T3 es más crítico. Para una tensión de salida de 6 V, un disipador de 2°C por vatio garantizará suficiente disipación de calor, incluso si un eventual cortocircuito tiene una duración bastante larga. A la tensión de 12 V, los transistores tienen que disipar una cantidad de energía considerable. En el caso de un cortocircuito, T3 ha de disipar unos 50 vatios. Si el cortocircuito no dura más que algunos minutos, la resistencia térmica del radiador podrá ser de 1,5°C/W. Si el circuito ha de estar a prueba de cortocircuitos de mayor duración, es recomendable distribuir la potencia de salida entre dos transistores, como se indica en la figura 3.

La carga de los acumuladores

La versión de 3 A es especialmente adecuada para la carga de baterías de coches. Unos 36 amperios-hora pueden cargarse durante la noche. Con el empleo de las tensiones de salida indicadas de 6,9 V o de 13,8 V, las baterías del automóvil se pueden recargar al

75% de su capacidad nominal, lo que debe ser suficiente para volver a poner en servicio una batería agotada. Asimismo, la batería puede conectarse durante un tiempo ilimitado a estos niveles de tensión. Los lectores que pretendan utilizar el cargador para esta finalidad solamente, deben ajustar la tensión de salida a un valor más alto con miras a una mayor seguridad. A razón de 2,4 V por célula, el acumulador podrá recargarse hasta el 80% de su valor nominal, mientras que con 2,65 V por célula, se puede esperar una recarga al 100%. Una vez que la batería esté completamente cargada, con los valores indicados, puede quedar conectada sin límite de duración y sin riesgo. Pero, por el contrario, si se trata de una carga integral, ya no puede pensarse en una duración ilimitada y cuando se someta una batería a una carga nocturna bajo la tensión de 8 a 16 V, según la tensión nominal, no habrá que olvidar desconectarla a la mañana siguiente. Los componentes R4 y R5 pueden sustituirse por una sola resistencia, de un valor de 0,47 ohmios por ejemplo, pero con una potencia de disipación dos veces más elevada: 1 W (para 1 A). El color de los diodos LED no tiene ninguna importancia para el funcionamiento del circuito. En nuestro prototipo, hemos utilizado un LED rojo para D12 y un LED verde para D11.

4

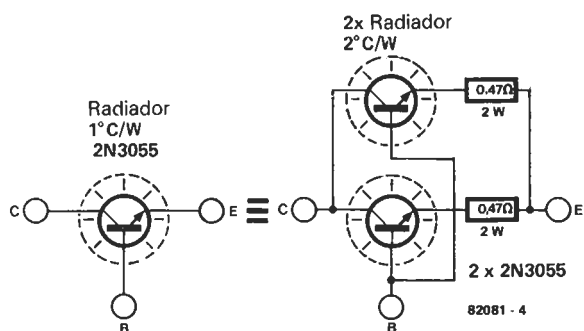


Figura 4. En algunos casos, es necesario sustituir T3 por dos transistores. Otra solución es montar T3, sin arandela de mica, sobre un disipador de calor que tenga una resistencia térmica de menos de 1°C/W y aplicar entre ambos pasta termoconductora.

5

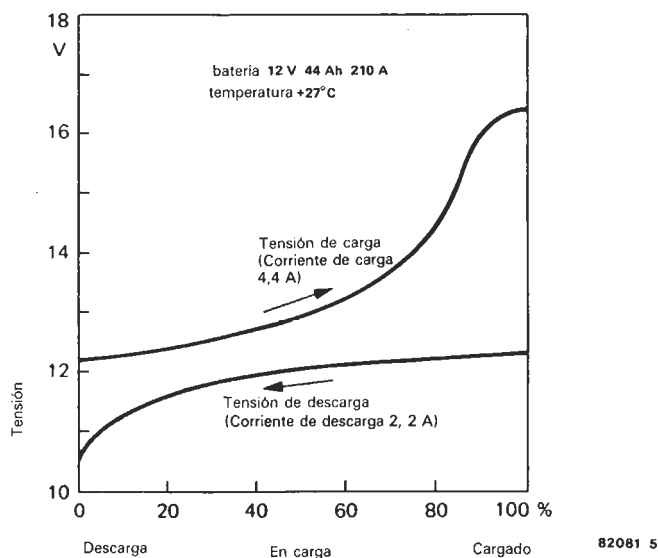


Figura 5. Curva de variación de la tensión nominal suministrada a (o entregada por) una batería de 12 V. La tensión de salida debe ajustarse a unos 16 V para lograr la carga completa de una batería de automóvil.

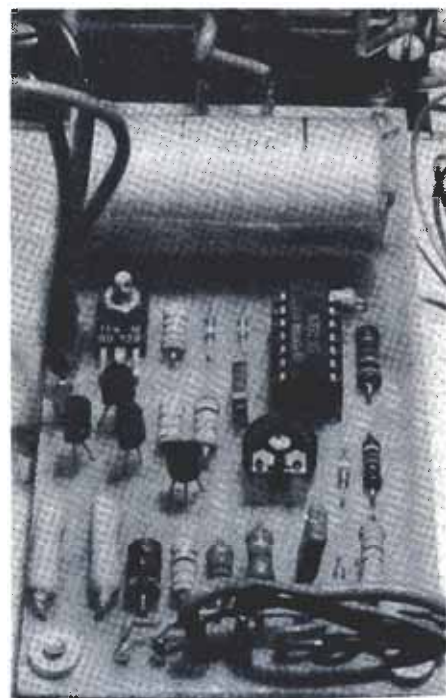


Foto Computer

(2ª parte)



**fotómetro,
termómetro
y temporizador
de procesos**

Después de la descripción de nuestro ordenador para laboratorio fotográfico, publicada en el anterior número de Elektor, vamos a ocuparnos ahora de los accesorios: el fotómetro, el termómetro y el temporizador de procesos. Estos son instrumentos indispensables en cualquier laboratorio fotográfico que se precie y absolutamente imprescindibles para que el Foto Computer pueda realizar con eficacia todas sus funciones.

Todo aquel que haya leído detenidamente el primer artículo sabe ya que para poder utilizar todas las posibilidades del Foto Computer, es necesario completarlo con los tres circuitos siguientes:

- El temporizador programable, que se presenta adoptando el aspecto de una caja en cuya zona superior dispone de una fila de diodos LED. Basta con posar la vista sobre esta fila de LEDs para saber el estado del desarrollo de las diversas operaciones. El temporizador puede activarse por medio de un pulsador; los LEDs empezarán a parpadear uno tras otro, sucediéndose al ritmo programado por el usuario; finalmente, según la selección realizada, se activará una señal sonora junto a uno u otro LED, señalando el fin de un proceso o el principio del siguiente. De los 25 LEDs del temporizador de procesos, pueden hacerse «circular» 2 simultáneamente y pueden programarse hasta 15 señales sonoras sucesivas.
 - El fotómetro: este circuito resulta indispensable al ordenador para calcular el intervalo de exposición y el contraste. La luz es captada por un fotodiodo y convertida en pulsos cuya longitud es modulada.
 - El termómetro... ¡sin comentarios!
- Para cada uno de los accesorios comentados, hemos diseñado su correspondiente circuito impreso.

El temporizador

En el esquema de la figura 1 observamos la presencia de dos decodificadores de 4 a 16 estados y la fila de 25 LEDs. Las entradas de los circuitos integrados IC1 e IC2 están conectadas a PB0... PB4, mientras que sus salidas atacan directamente a los LEDs: para IC1 se utilizan todas sus salidas a partir de la segunda, mientras que para IC2 sólo se emplean las 10 primeras.

El funcionamiento de este circuito depende del código BCD entregado por las líneas de bus. PB4 es la línea que aporta la señal de selección de uno u otro decodificador.

En un párrafo anterior nos hemos referido a la posibilidad de hacer funcionar a dos LEDs simultáneamente; este efecto se consigue multiplexando el código de dos LEDs (paralelamente al multiplexado de la visualización); cada uno de ambos LEDs es activado sucesivamente durante 2,5 ms. Si

no existe un segundo LED a iluminar, el multiplexado seguirá realizándose, si bien en este caso se utilizará la salida «0» de IC1. Dado que ésta no está asociada a ningún LED, no ocurrirá nada durante uno de los intervalos cíclicos de 2,5 ms.

El biestable construido entorno a NI garantiza el rechazo de los rebotes del pulsador S1; su salida ataca a la línea NMI de la unidad central. Cuando se acciona este pulsador, el primer LED se ilumina... y permanece activado hasta que concluye el intervalo de temporización programado anteriormente por el usuario. En este preciso instante es el segundo LED el que se ilumina a la vez que se apaga el primer LED. Si se acciona S1 por segunda vez, un segundo LED empezará a recorrer la escala. Una tercera acción sobre S1 no tendrá ningún efecto. Para la programación de los intervalos de temporización hay que seguir las indicaciones comentadas en las «Instrucciones de empleo».

El circuito temporizador incluye además un oscilador que es disparado por un nivel lógico alto proporcionado por la línea PB6. Este se ocupa de activar el resonador piezoeléctrico, cuyo volumen puede ser ajustado actuando sobre el ajustable P1.

El temporizador en cuestión puede funcionar con independencia de las restantes funciones en curso; así pues, es posible realizar temporizaciones a la par que se efectúan operaciones de fotometría o termometría.

El fotómetro

Este es el accesorio de dimensiones más discretas que completa a nuestro ordenador para laboratorio fotográfico. El fotodiodo elegido es del tipo BPW21, básicamente en razón a su capacidad para la medida de intensidades luminosas de débil magnitud. Por lo demás, su sensibilidad cromática es bastante próxima a la del ojo humano; de ahí que nos parezca muy conveniente también para la medición de negativos en color. La conversión luz/corriente es muy lineal dentro del margen comprendido entre 10^{-2} y 10^{-5} Lux; además, cabe reseñar que para nuestra aplicación el BPW21 se ve afectado por una inercia despreciable. Una LDR sería mucho menos apropiada para esta aplicación.

El sensor entrega una corriente proporcional a la cantidad de luz incidente, que a su vez debe convertirse en una magnitud digital que sea «inteligible» para el procesador. Para este cometido se utiliza un conversor corriente/duración de pulso.

Analizando el esquema de la figura 2 se observa que el fotodiodo D1 está montado en cortocircuito virtual: en efecto, está conectado entre masa y la entrada inversora de IC1, estando este último punto virtualmente a masa, debido a la realimentación impuesta por C1. El hecho de utilizar esta configuración se debe a que permite una baja deriva de las características térmicas del diodo. IC1 asociado a C1 constituye un integrador cuya tensión de salida crece en función de la corriente entregada por el diodo. El elemento que asegura la digitalización de la señal analógica es un 7555 (versión CMOS del célebre 555): su salida se establece a nivel lógico alto siempre que la

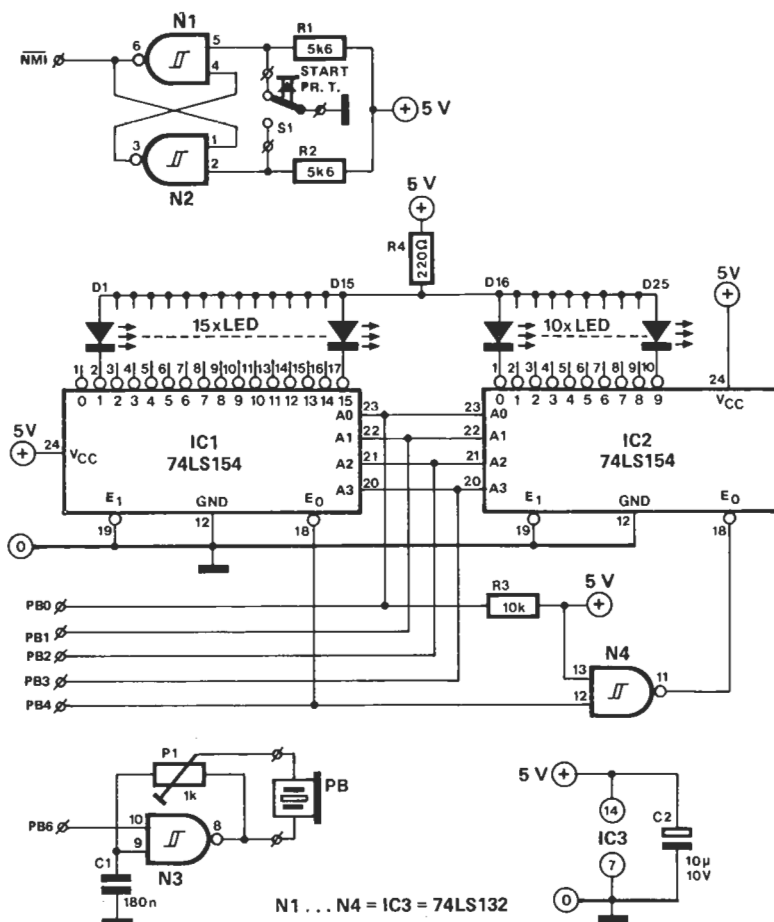


Figura 1. El circuito del temporizador programable. Una escala de 25 LEDs visualiza el desarrollo de los intervalos de temporización previamente programados.

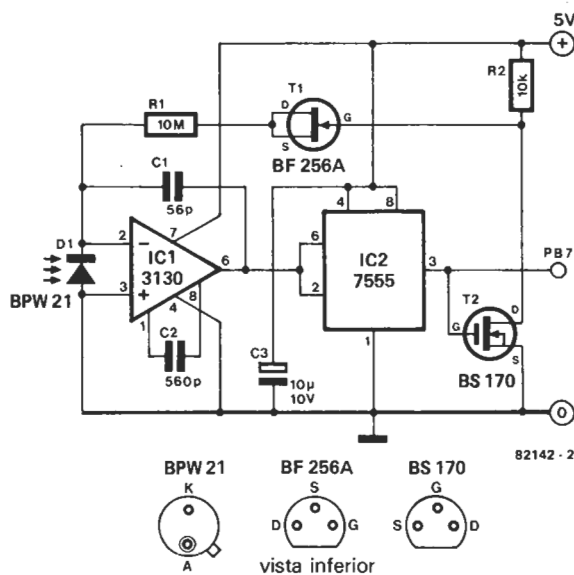


Figura 2. Esquema del circuito fotómetro. La luz incidente es convertida en corriente por un fotodiodo; el resto del circuito se ocupa de convertir esta corriente en un pulso de longitud variable.

tensión de entrada sea inferior a 3,33 V. Por encima de este valor, la salida de IC2 pasa a nivel lógico bajo, si bien, regresa a estado alto tan pronto como la tensión cae por debajo de 1,66 V.

Supongamos que IC1 entrega algo menos de 1,66 V, de tal forma que la salida de IC2 pasa a nivel lógico alto. De inmediato el FET T2 empieza a conducir mientras que el FET configurado como diodo se bloquea. En este instante, la tensión de salida del integrador aumenta en función de la corriente creciente entregada por el fotodiodo; a partir de 3,33 V la salida de IC2 cae a nivel lógico bajo. T2 se bloquea y el condensador C1 se carga a través de R2, T1 y R1. Como esta corriente es inversamente proporcional a la del diodo y sensiblemente más elevada, la caída de tensión en la salida de IC1 será rápida. Al alcanzar el umbral de los 1,66 V la salida de IC2 regresa a nivel lógico alto. T2 pasa de nuevo a estado conductor y T1 se bloquea. Dado que la corriente de D1 se incrementa, reiniciándose la secuencia cíclica. En consecuencia, la salida de IC2 sólo está posicionada a nivel lógico alto en el transcurso de la integración de la corriente proporcionada por D1; corriente ésta que varía en función de la luz captada por el fotodiodo. La longitud del pulso entregado por el temporizador indica al procesador la cantidad de luz que intervendrá en el cálculo del in-

tervalo de exposición. El procesador determina el valor medio de las longitudes de pulso medidas durante 2 segundos, con el fin de evitar la influencia de la modulación a 100 Hz de la red eléctrica (la lámpara de la amplidora se alimenta a partir de la red, con una tensión alterna de 50 Hz de la que el fotodiodo percibe las alternancias).

Cuando T2 conduce, la tensión drenador-fuente es aún de algunos mV. El FET T1, montado como diodo delante de R1, impide a casi toda la corriente canalizada que pueda atravesar R1. En la medida de muy débiles cantidades de luz, el diodo entrega corrientes cuya intensidad puede situarse entorno a los 100 pA (!); así pues, parece evidente que sin esta medida preventiva los errores de cálculo pueden ser «de pronóstico reservado». Para una tensión de 20 mV en el transistor montado como diodo, la corriente es de 20 pA. No obstante, la misma tensión aplicada a un diodo de silicio del tipo 1N4148 daría lugar a una corriente de 12 nA... ¡La diferencia es más que considerable!

Para poder operar con garantía, tratándose de corrientes casi intangibles, es preciso utilizar para C1 un condensador de calidad, caracterizado por una mínima corriente de fugas. La constante de tiempo «interna» (resistencia interna de fugas \times capacidad) debe ser de al menos 100 s. La corriente de entrada al amplificador operacional será

despreciable, ya que con la alimentación de +5V no se situará por encima de los 2 pA.

El termómetro

Para la conversión de los valores de temperatura se recurrirá de nuevo a la modulación de la longitud de pulso. El sensor utilizado es del tipo LM335, que actúa a modo de diodo zener variable en función de la temperatura: la tensión zener (en mV) corresponde a 10 veces la temperatura captada (en °K). Para 0°C (=273°K), la tensión zener será pues de 2,73 V. El margen de temperaturas admisibles se extiende desde 15 a 50°C, ampliamente suficiente para un laboratorio fotográfico.

En la figura 3 nos encontramos con el esquema del termómetro. La tensión en los extremos del sensor es multiplicada por 8 por el amplificador operacional A2. El operacional A1 suministra una tensión de referencia, determinada por P1, a la entrada inversora de A2. El ajustable P1 se calibrará de tal forma que en la salida de A2 se midan exactamente 0 V para una temperatura de 10°C. Para una temperatura de 20°C deben medirse 800 mV.

La salida de A2 ataca a la entrada inversora del amplificador operacional A4, montado como comparador, cuya entrada no inver-

3

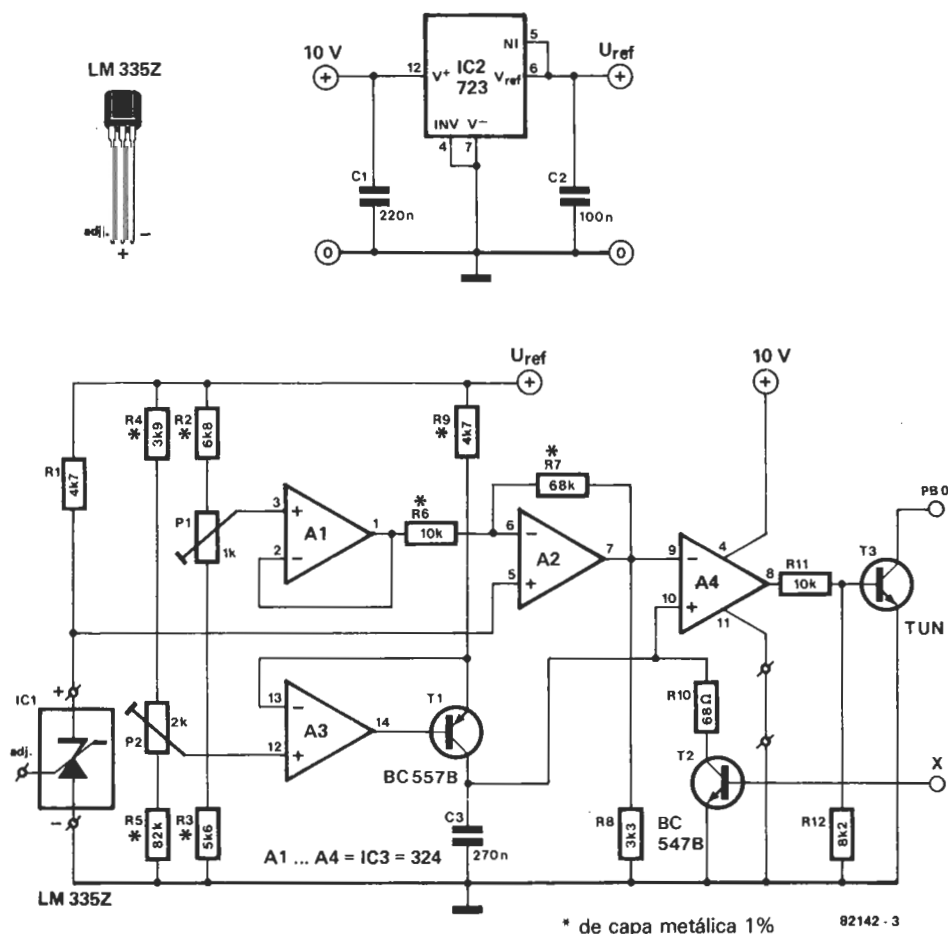


Figura 3. Esquema del circuito termómetro. La temperatura captada es convertida en un pulso de longitud proporcional, con una notable linealidad.

4

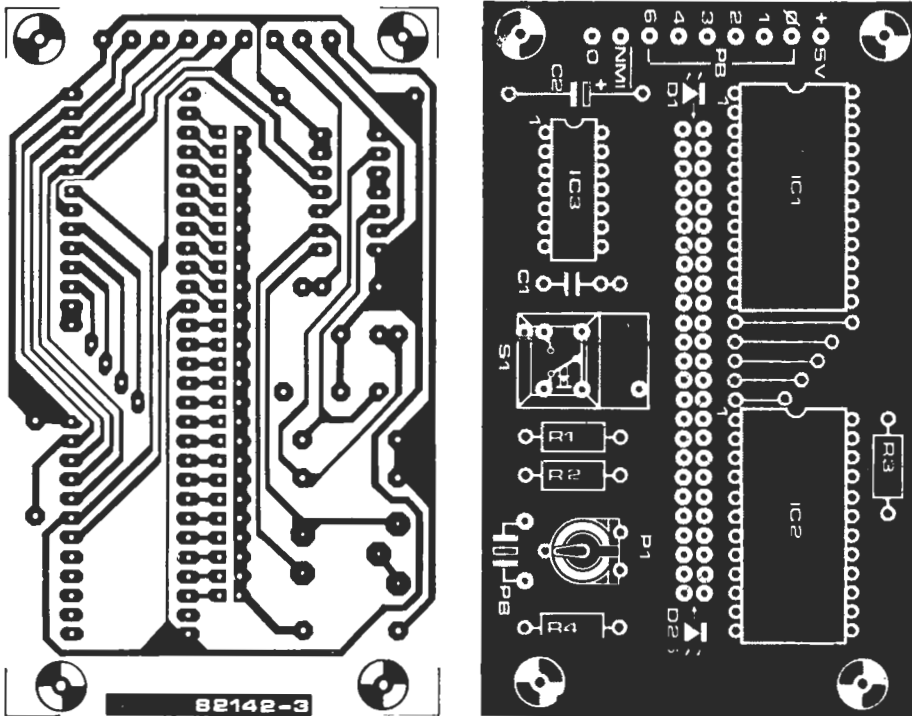


Figura 4. Circuito impreso diseñado para el montaje del temporizador de procesos programable. Es conveniente utilizar LEDs aplanados, soldados sobre el propio circuito impreso aunque sin recortar sus patillas.

Lista de componentes para la figura 4

Resistencias:

R1, R2 = 5k6
R3 = 10 k
R4 = 220 Ω
P1 = 1 k ajustable

Condensadores:

C1 = 180 n
C2 = 10 μ /10 V

Semiconductores:

D1 ... D25 = LED
IC1, IC2 = 74LS154
IC3 = 74LS132

Varios:

S1 = pulsador o tecla digitast
PB = zumbador piezoeléctrico
Toko PB 2720 (Ambit)

sora está asociada a un condensador de carga constante; en este caso, la fuente de corriente está construida con la colaboración de A3, T1, R4, R5, R9 y P2. Debido a que la carga se realiza con corriente constante, la tensión en C3 crece según una característica lineal. En el instante en que la tensión en los extremos del condensador es ligeramente superior a la que proporciona la salida de A2, el comparador A4 bascula y T3 se hace conductor.

Asociado en paralelo con el condensador C3 se encuentra el transistor T2, cuya base está conectada al punto X de nuestro ordenador: el procesador entrega sobre esta línea, durante el desarrollo de la rutina termométrica, una decena de impulsos por segundo. Con cada uno de los impulsos, el transistor conduce; de tal forma que el condensador C3 puede descargarse a través del mismo y de la resistencia R10. Cuando la línea X regresa a estado lógico bajo, el transistor se bloquea y la tensión en los extremos de C3 crece. El procesador puede calcular la temperatura captada por el sensor midiendo el intervalo de tiempo que transcurre entre el instante en el que la línea X cae a nivel bajo y el momento en el que la línea PB0 pasa, a su vez, a nivel lógico bajo por efecto de T3.

Con una buena calibración del sensor el error de la medida no excederá de $\pm 0,2^\circ\text{C}$.

Montaje

El temporizador de procesos

El circuito impreso diseñado para su montaje es el que aparece en la figura 4. Tal co-

mo se observa en la fotografía de la figura 5, pueden colocarse dos láminas adhesivas, una por encima y otra por debajo de la fila de LEDs. En la tira superior puede figurar la numeración de los diversos LEDs y en la inferior una representación gráfica de los períodos del procesado. Para evitar que la luz emitida por cada uno de LEDs se propague a los dos contiguos, puede protegerse el lateral de los mismos con algún tipo de pintura opaca.

El termómetro

La unión entre el circuito y el sensor se realizará por medio de cable blindado; la conexión ADJ no se utiliza y, por lo tanto, puede cortarse a ras de la caja. Las soldaduras se protegerán encerrándolas dentro de una gota de cola epoxídica. En su conjunto, las longitudes de los cables no son críticas, no obstante, resulta muy aconsejable intentar que estas sean lo más cortas posible.

El fotómetro

La construcción de este último circuito es sensiblemente más delicada que las de los dos precedentes. En efecto, es necesario soldar los componentes (a excepción del diodo D1) sobre la cara de cobre del circuito impreso. El lado opuesto, que habitualmente denominamos «lado de componentes», está recubierto enteramente por una capa de blindaje. El fotodiodo se alojara en el agujero previsto al efecto, de tal

forma que aflore sobre la superficie de blindaje y, a continuación, se soldará a los puntos correspondientes localizados en las pistas de cobre. Evite el encolarlo, debido a que esta operación puede traducirse en una disminución de la sensibilidad... ¡a saber cuál puede ser el resultado de una gota de cola mal colocada!

No olvide que el blindaje debe conectarse a masa; para este cometido se ha previsto el agujero oportuno.

La caja en la que se coloque el fotómetro debe estar también perfectamente blindada. Una posible solución al tema de «alojamiento» puede ser el recurrir a algunos trozos de baquelita o de epoxi con una cara cobreada y soldarlos tal como se indica en la figura 9. Para empezar se unirá la cara 1 y el circuito impreso para, a continuación, añadir los lados 2 y 3. Por último, se coloca el fondo, se pasan los cables de conexión a través de la abertura prevista al efecto en el lado 2 y se cierra la caja con el lateral 4.

Ajuste

El único circuito que debe someterse a un proceso de ajuste es el circuito termómetro, del que se suprimirá el puente situado en las inmediaciones de C3 durante las operaciones de ajuste. Hay que contar con una tensión auxiliar comprendida entre 3 y 10 V (por ejemplo, una pila de 4,5 V) que se aplicará entre la patilla 11 de IC3 y masa (¡Atención: el negativo de la pila se conecta a la patilla 11 de IC3!). Por supuesto, consideramos que en este punto el circuito termómetro está conectado al ordenador.



Figura 5. Prototipo de temporizador de procesos instalado en la pared del laboratorio, sobre las cubetas de los baños. En el panel frontal de la caja se ha pegado una escala móvil con la numeración de los LEDs.

Para proseguir con el ajuste hay que contar con un voltímetro, un termómetro y una cubeta de revelado con agua. El voltímetro se conecta en los extremos de R8 y el sensor (¡aislado, por supuesto!) se introduce en el agua a 10°C; esta temperatura se verificará con la ayuda de un buen termómetro convencional. Después de haber dejado el sensor en «remojo» (sin que entre en contacto con las paredes de la cubeta) durante un tiempo prudencial, puede ir ajustando P1 hasta conseguir que la tensión medida en R8 sea exactamente nula.

A continuación, se suprime la tensión auxiliar, se interrumpe la alimentación del ordenador y se coloca de nuevo el puente de hilo conductor que retiramos al iniciar el ajuste. Ahora se alimenta de nuevo el ordenador y se accionan las teclas «MEAS» y «2»: el visualizador deber indicar una temperatura (que coincidirá con la temperatura ambiente) situada entre 10 y 50°C. El próximo paso consiste en proveer de un recipiente de agua a 35... 40°C (temperatura que se verificará por medio de un termómetro ordinario) y «zambullir» en ella al sensor. Ya sólo resta ajustar P2 de tal forma que la temperatura visualizada por nuestro (Termo-) Foto Computer coincida con la indicada por el termómetro auxiliar.

Atención: la medida de la temperatura ambiente no es fiable debido al autocalentamiento del sensor.

¡A practicar!

Una vez que el conjunto de circuitos está ya listo para su empleo, hay que buscarle el lugar idóneo dentro del mundo inactivo del laboratorio fotográfico.

El temporizador de procesos a 25 LEDs puede empezar a ocuparse del revelado de blanco/negro. Supongamos que los tiem-

pos que nos interesan son un minuto y medio para el revelado, medio minuto para el baño de paro y un minuto para el fijado. Estos son precisamente los intervalos seleccionados en el prototipo que aparece en la figura 5. Especificando una temporización de 10 segundos entre cada uno de los LEDs, bastará con programar la señal de alarma para que se active con los LEDs 10, 13 y 19. La secuencia de temporización conjunta se activará en el instante en el que accionemos la tecla «START PR.T» al introducir el papel en el baño de revelado.

El otro temporizador, integrado en el Foto Computer, puede utilizarse, por ejemplo, para el revelado de negativos, o para las tiradas en color. Para el revelado de negativos B/N se programarán, por ejemplo: 6 minutos de revelado, 1 minuto de baño de paro, 3 minutos de fijado y 30 minutos de aclarado. El temporizador de procesos se arrancará en el momento de verter el revelador en la cuba, de tal forma que un instante antes de concluir cada fase el ordenador emitirá un sonido grave e intermitente y, a continuación, otro sonido agudo y persistente para indicar el principio de la siguiente fase. En este caso no deja de tener su interés la posibilidad de disponer de una señal

sonora que «marque el ritmo» con el que hay que agitar la cuba ¡Nada más fácil: se programa el segundo temporizador! Empezamos especificando una duración de 300 segundos y seleccionamos los LEDs 2...12, de tal forma que la señal acústica se hará audible cada 30 segundos, indicando al usuario que ha llegado el momento de dar la vuelta a la cuba o de agitarla.

Es evidente que, en principio, esta programación puede parecer una tarea bastante incómoda; sin embargo, estamos convencidos de que con el tiempo, el usuario llegará a familiarizarse con el Foto Computer hasta convertirlo en su insustituible colaborador.

De los dos restantes complementos —termómetro y fotómetro— sólo el segundo merece algún que otro comentario final, habida cuenta de que su uso exige una cierta habilidad. En líneas generales, existen dos métodos de empleo: el de gris medio (para los negativos «blandos») y el de contraste extremo. En cualquier caso, cada método utiliza un factor multiplicador específico que habrá que determinar por aproximaciones sucesivas y a base de realizar experiencias. Cabe señalar que este factor de multiplicación es variable, para un mismo

Lista de componentes para la figura 6

Resistencias:

R1 = 4k7
R2 = 6k8 1% capa metálica
R3 = 5k6 1% capa metálica
R4 = 3k9 1% capa metálica
R5 = 82 k 1% capa metálica
R6 = 10 k 1% capa metálica
R7 = 68 k 1% capa metálica
R8 = 3k3
R9 = 4k7 1% capa metálica
R10 = 68 Ω
R11 = 10 k
R12 = 8k2

P1 = 1 k ajustable multivuelta
P2 = 2 k ajustable multivuelta

Condensadores:

C1 = 220 n
C2 = 100 n
C3 = 270 n

Semiconductores:

T1 = BC 557B
T2 = BC 547B
T3 = TUN
IC1 = LM 335Z (National)
IC2 = 723
IC3 = 324

6

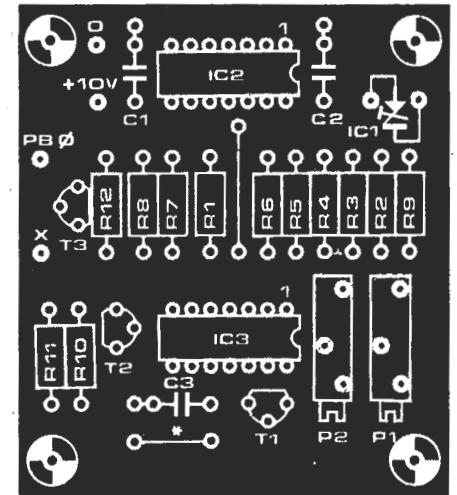
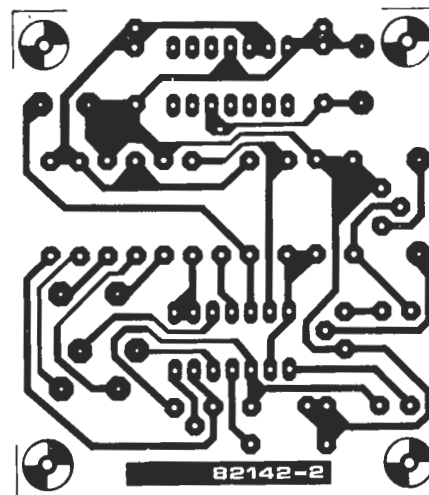


Figura 6. Circuito impreso del módulo termómetro. El sensor está conectado al circuito a través de cable blindado.

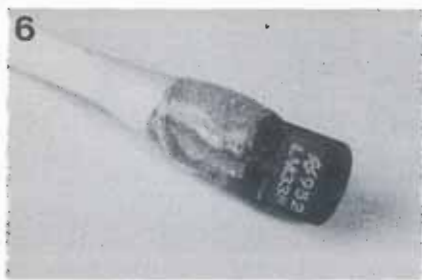


Figura 7. Aspecto del sensor de temperatura una vez recubierto por una capa de cola epoxídica.

Lista de componentes para la figura 8

Resistencias:

R1 = 10 M

R2 = 10 k

Condensadores:

C1 = 56 p cerámico

C2 = 560 p

C3 = 10 μ /10 V

Semiconductores:

T1 = BF 256A

T2 = BS 170

D1 = BPW 21

IC1 = 3130

IC2 = 7555

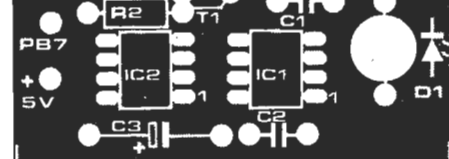
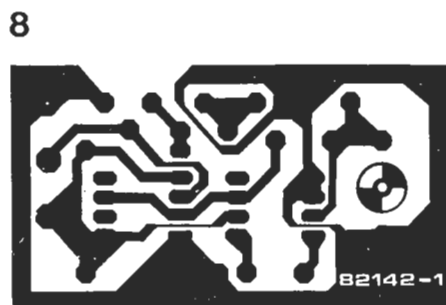


Figura 8. El circuito impreso del fotómetro presenta algunas particularidades: los componentes se montan sobre la «cara de cobre» en la que se realizan las soldaduras. El lado opuesto de la placa también está cobreado, no obstante, se trata en esta ocasión de un blindaje conectado a masa.

9

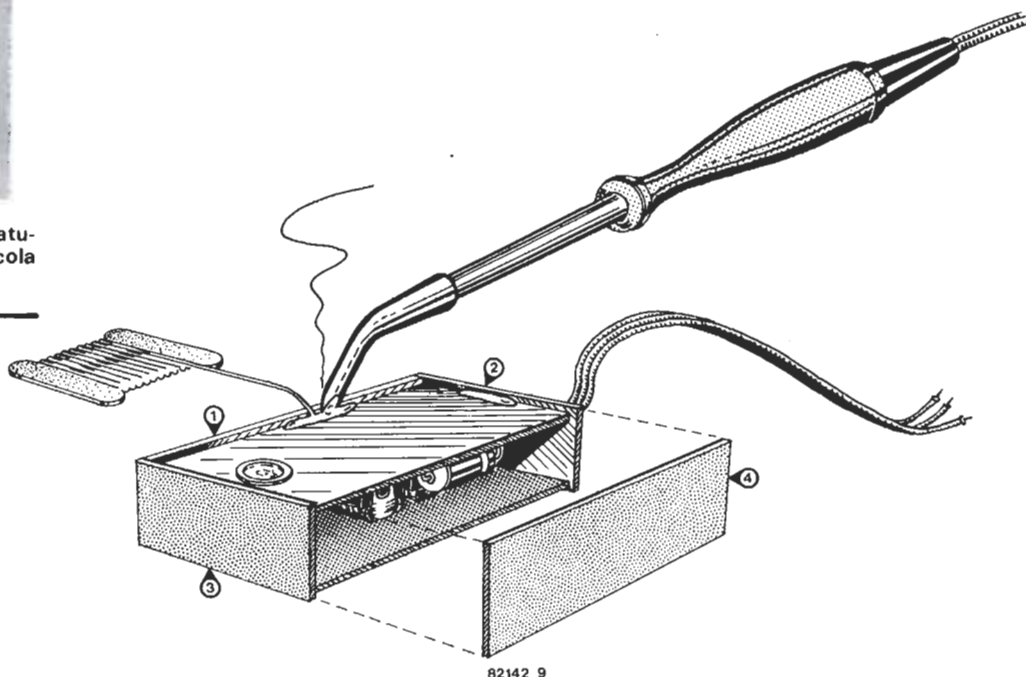


Figura 9. Una sugerencia para la construcción de la caja que alojará al fotómetro. La placa de circuito impreso constituye la superficie frontal.

negativo, en función del tipo de papel y de revelador.

Existe aún un tercer método de empleo muy atractivo para los propios diseñadores del Foto Computer: se trata de colocar bajo el objetivo de la ampliadora un trozo de cristal esmerilado a modo de difusor, de tal forma que la imagen resultante adquiera un gris uniforme.

Después de haber seleccionado el factor de ampliación que se desee y una vez efectuada la puesta a punto, se da un valor medio de diafragma y se coloca el difusor bajo el objetivo y el sensor en medio de la zona iluminada. Acto seguido, se accionan las teclas «MEAS» y «0». Transcurridos tres segundos, aparecerá en el visualizador un tiempo que se verá afectado por un factor multiplicador unitario. Este factor se posiciona automáticamente al conectar el ordenador y podemos verificar su presencia accionando la tecla «MULT»: el display debe mostrar 01.1 (con la tecla RETURN regresaremos de este estado al programa principal).

El tiempo obtenido en el visualizador al aplicar este método servirá de base para la serie de pruebas a realizar. Una vez que se ha determinado el intervalo de tiempo óptimo, basta con dividirlo por el que se obtuvo con ocasión del ensayo con el difusor para lograr, finalmente, el factor multiplicador adecuado para el tipo de papel y de revelador utilizados. Si el conjunto de negativos son de un contraste parecido al que se utilizó en los ensayos, el factor multiplicador calculado podrá extenderse —con una cierta garantía— a los restantes proce-

sos. Si el contraste difiere sensiblemente, habrá que proceder a realizar otro grupo de ensayos.

Para terminar, queda aun por añadir una observación acerca del papel fotográfico, cuyas características de exposición creen muchos que son lineales. Supongamos que para una cantidad de luz A el intervalo de exposición es B; a pesar de lo que cabría suponer, no es cierto que el intervalo sea de $10 \times B$ para una cantidad de luz A/10. En efecto, para obtener el mismo nivel de gris hay que adoptar un intervalo de exposición próximo a $12 \times B$. Esta característica de no-linealidad varía igualmente según el tipo de papel utilizado.



¡de los 14 MHz a los 14 metros!

Son muchos los entusiastas de la BLU y a medida que aumenta su popularidad se incrementa la necesidad de cubrir un mayor número de bandas. El receptor de BLU, junto con los convertidores necesarios, es capaz de cubrir la totalidad de las bandas de aficionados. Básicamente, cada circuito actúa como un desplazador de banda, trasladando la señal de antena, que está por encima o por debajo de la banda de 20 metros, a la banda que puede recibir un aparato de BLU sin necesidad de modificaciones. Cada convertidor, está conectado a la entrada de antena del receptor, suprimiendo así la necesidad de cambios en el mismo, lo que significa que los circuitos descritos pueden utilizarse con prácticamente todos los receptores de onda corta.

Banda inferior a 14 MHz

Si se desea trabajar en una banda de frecuencias inferiores a 14 MHz, la técnica más simple consiste en emplear un filtro paso-banda, seguido por un mezclador pasivo y por un nuevo filtro paso-banda. En la figura 1 aparece el diagrama de bloques de un convertidor construido según estos principios. El primer filtro paso-banda se encarga de no dejar pasar más que una sola gama de frecuencias, aquella para la que es-

recibida; a su salida se encuentra la suma y la diferencia entre ambas frecuencias. Como en el caso de las bandas de frecuencias inferiores a 14 MHz sólo nos interesa la diferencia de las frecuencias, a continuación del mezclador se coloca un filtro paso-banda, que no deja pasar más que el producto-diferencia (que se sitúa muy exactamente en la banda de los 14 MHz del receptor de BLU). La utilización del producto-diferencia se debe al cuarzo empleado. Es exactamente lo contrario que sucede en la banda VLF (Very Low Frequency-Muy Baja Frecuencia, 10... 140 kHz), en donde se utiliza un oscilador de cuarzo que oscila a una frecuencia situada muy poco por debajo de los 14 MHz y, en este caso, el segundo filtro dejará pasar el producto-suma. En el convertidor destinado a la banda de VLF, el primer filtro paso-banda es sustituido por uno de paso-bajo. En el esquema de la figura 1 se muestra el empleo de un conmutador de 2 circuitos para seleccionar la banda requerida, lo cual no significa que se haya suprimido la necesidad de disponer de un convertidor separado para cada una de las bandas de frecuencias.

En la figura 2 aparece el esquema del circuito completo de un convertidor destinado a trabajar por debajo de 14 MHz. La parte inferior, enmarcada por una línea de tra-

convertidores para BLU

Con la adición de estos convertidores al receptor de BLU que presentamos en Elektor-Diciembre 1982, podrá acceder a la escucha de un número importante de bandas de aficionados. El primer convertidor está destinado a permitir la recepción de las bandas cuya frecuencia es inferior a 14 MHz y el segundo para las bandas superiores a dicho valor. También es posible recibir la banda de los 2 metros con el empleo de esta técnica. Basta colocar un convertidor a la entrada del receptor de BLU para conseguir la escucha de una frecuencia distinta. Pueden obtenerse hasta 13 convertidores que junto con la banda original BLU de 20 metros totalizan un conjunto de 14 bandas.

tá concebido el convertidor. En el interior del mezclador (en virtud de una «extraña alquimia») tiene lugar la mezcla entre una frecuencia fija proporcionada por el oscilador de cuarzo y la frecuencia de la banda

zos, y constituida por C1... C6, L1 y L2, representa el filtro paso-banda y permite la selección de una de las bandas siguientes: 1,8, 3,5, 7 y 10 MHz. La mitad superior (C7... C10, L3... L5) constituye el filtro

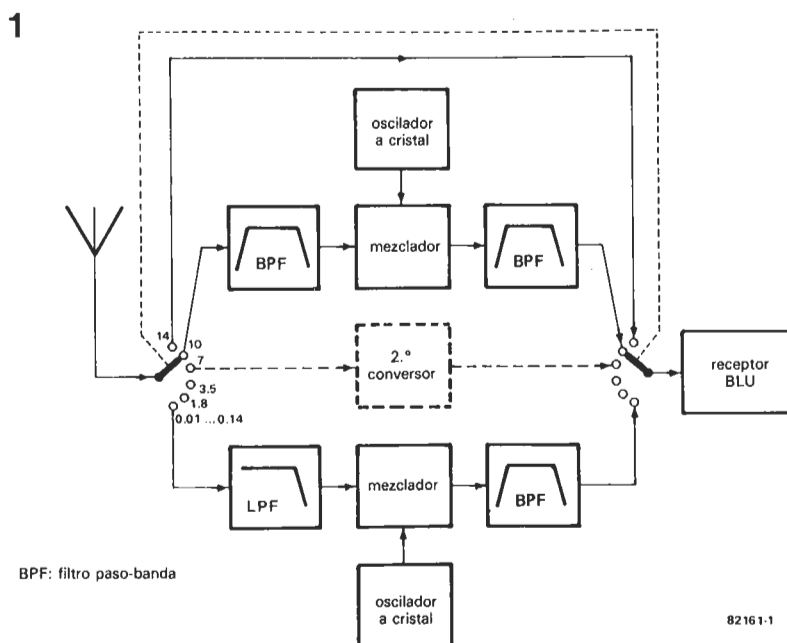


Figura 1. La adición de 5 convertidores para frecuencias inferiores a 14 MHz permite la recepción de cinco bandas de aficionados suplementarias.

paso-banda destinado a la banda de VLF. Los valores a dar a cada uno de los elementos del filtro paso-banda se resumen en la tabla 1. A continuación del filtro hay un mezclador (pasivo) basado en un FET, el BF 256C. Este FET trabaja como conmutador y sus periodos de activación y desactivación están controlados por el oscilador de cuarzo constituido por T2 y los componentes asociados. A la salida del mezclador se encuentran los productos suma y diferencia obtenidos después de la mezcla de las frecuencias del oscilador y de la que deja pasar el filtro paso-banda. La frecuencia del cristal para 1,8; 3,5; 7 y 10 MHz se selecciona de modo que la diferencia del producto procedente del mezclador caiga en la banda de los 14 MHz (con la que puede trabajar el receptor de BLU). Para la banda VLF, es la suma de las frecuencias la que cae en la banda correcta. El valor correspondiente del cristal de cuarzo se da en la tabla 1. La salida del mezclador se aplica a un filtro paso-banda que asegura que sólo la banda de los 14 MHz llegue a la entrada del receptor BLU.

La impedancia de entrada del convertidor provisto de un filtro paso-banda es de 50 ohmios y la del convertidor de VLF está comprendida entre 1 y 2 kilo-ohmios. Este último valor elevado permite que se consiga una buena recepción con una simple antena de hilo. La pérdida en la intensidad de la señal como consecuencia del empleo de un convertidor es de 6 dB y la debida a los filtros es inferior a 2 dB.

Bandas superiores a 14 MHz

Este segundo convertidor (más allá de los 14 MHz) puede utilizarse hasta la banda de los 2 metros inclusive. En la figura 3 se muestra el diagrama de bloques que ilustra la disposición de las diversas etapas que constituyen un convertidor de este tipo. En la entrada hay un filtro paso-banda sintonizado en la banda que se desea recibir. A diferencia con la entrada de un convertidor del primer tipo, se observa la presencia de una etapa amplificadora antes del mezclador. A partir de este punto la secuencia es idéntica, al menos en lo que respecta al diagrama de bloques. Cuando se examina el circuito con más detalle se constata que hay algunas diferencias. También se utiliza un oscilador a cristal y, en este caso, se ha incluido una etapa «buffer» adicional. Asimismo, es posible pasar de una gama a otra (gracias a la presencia de varios convertidores, uno por banda elegida).

En la figura 4 se da el esquema de principio del convertidor del segundo tipo. De nuevo, el primer filtro paso-banda (C1... C5, L1 y L2) comprende los componentes que corresponden a la banda seleccionada, según las instrucciones dadas en la tabla 2. A continuación del filtro hay una etapa amplificadora basada en T1. La señal producida por este amplificador atraviesa un nuevo filtro (L3, C8 y C9) que está «sintonizado» en la banda que se desea recibir. El mezclador, basado en T2, situado después de este conjunto, está controlado por un oscilador de cuarzo (basado en T3). Finalmente, hay una etapa buffer con T4. Para todas las bandas indicadas en la tabla 2, los

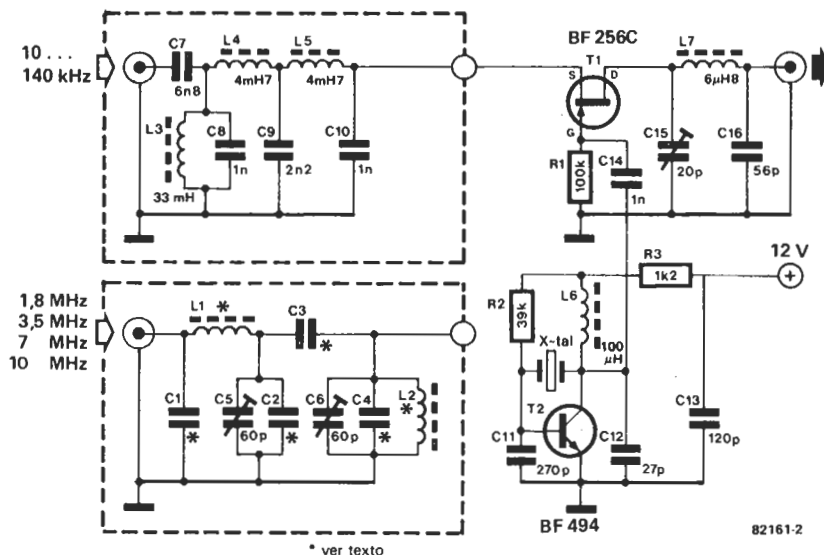
2

Figura 2. Convertidor para bajas frecuencias. Para bandas VLF, se monta un filtro paso-banda en la entrada (zona superior enmarcada). Para todas las demás bandas, se utiliza el filtro mostrado en la sección inferior delimitada por una línea de trazo discontinuo.

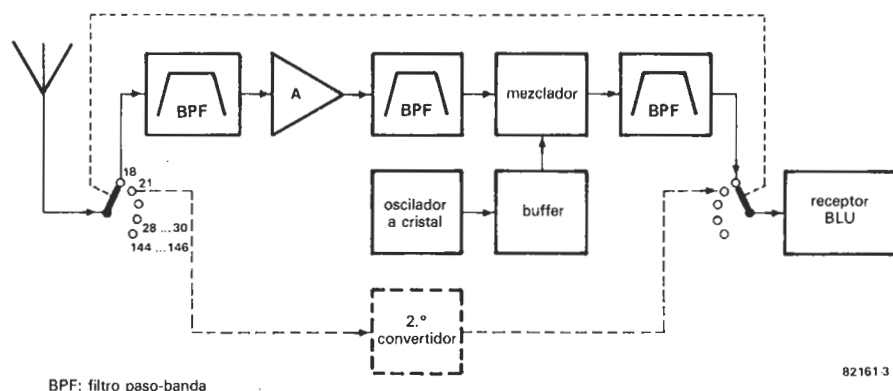
3

Figura 3. Diagrama de bloques para el convertidor destinado a las frecuencias situadas por encima de los 14 MHz. Su diseño y construcción es algo más complejo que el de un convertidor construido según el principio de la figura 1. De nuevo, se construirán varios convertidores que permitirán trabajar cada uno en una banda distinta. Un conmutador permite pasar de un convertidor a otro.

Tabla 1. Valores de los componentes a utilizar para los convertidores destinados a las bandas inferiores a 14 MHz.

banda MHz	L1,L2 μH	C1 nF	C2,C4 pF	C3 pF	cuarzo kHz
0.01 ... 0.14	—	—	—	—	14000
1.8 (160 m)	27	3.3	180	33	16200
3.5 (80 m)	8.2	3.3	180	15	18000
7 (40 m)	2.2	2.2	180	10	21300
10 (10 m)	1	1.5	150	6.8	24300

valores se han calculado sobre la base de la diferencia entre las frecuencias de entrada del oscilador y de la antena. Después de la etapa de buffer, sigue el último filtro paso-banda que asegura que sólo señales dentro de la banda de 14 MHz se alimenten al receptor.

Al pie de la tabla 2 hay una lista de valores que han de darse a los diversos componentes para construir el convertidor para 2 metros. En este caso, la frecuencia del cristal utilizado es de 65 MHz y la etapa buffer sirve también de doblador de frecuencia. En la versión de 2 metros, la ganancia del convertidor está comprendida entre 6 y 12

dB y en las otras versiones es de unos 4 dB. En estas últimas versiones, la ganancia puede aumentarse incrementando el valor de R3. Entonces, es preciso disminuir el valor de L3 y aumentar el de C8.

El montaje práctico

En las figuras 5 y 6 se representan los dos circuitos impresos correspondientes a las dos versiones descritas. El circuito impreso de la figura 5 corresponde a la versión para la banda inferior a 14 MHz (esquema de la

4

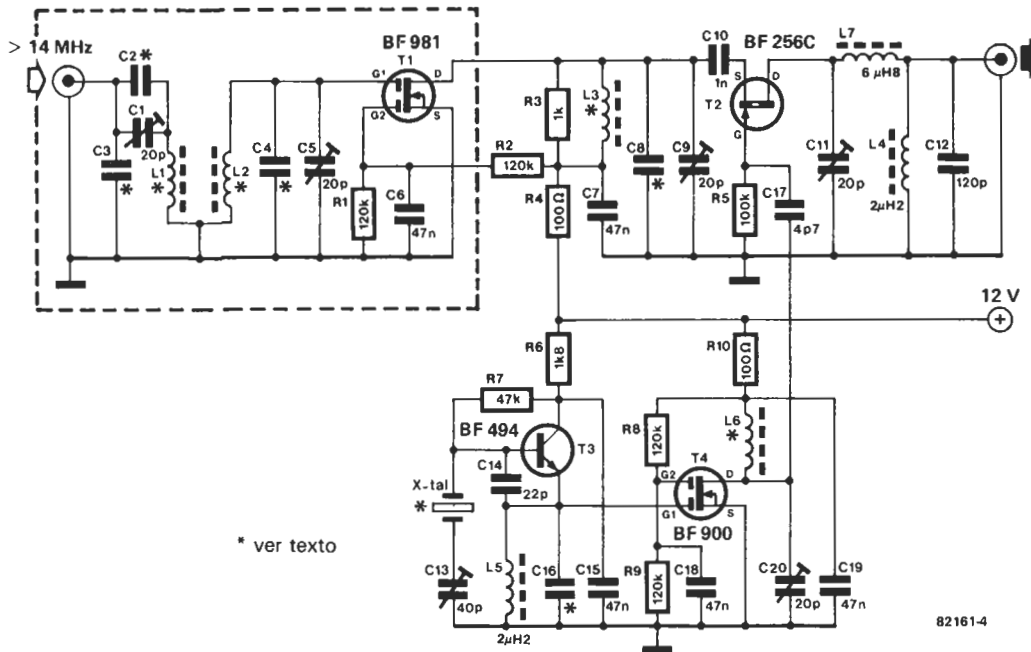


Figura 4. Esquema de principio del convertidor «alto» de la gama. Un convertidor de este tipo permite ponerse a la escucha de las diversas bandas hasta la de 2 metros (144-146 MHz).

figura 2) y el de la figura 6 está destinado a la versión para la banda superior a 14 MHz, cuyo esquema de principio se da en la figura 4.

Una recomendación importante para tener la seguridad de obtener un funcionamiento irreprochable es colocar el blindaje habitual en A.F. (apantallamiento de chapa) entre los dos subconjuntos, siguiendo las líneas de trazos serigraviadas.

En los dos circuitos impresos se emplea la técnica de doble cara, lo que significa que el lado de los componentes es una superficie cobreada que debe ponerse a masa.

Aunque la versión 2 del convertidor tiene un número de componentes superior al que tiene la versión 1, apenas debe plantear problemas de construcción. La versión para la banda de 2 metros es un mundo aparte, puesto que será preciso bobinar L1, L2 y L3. L3 es la más sencilla de construir ya que sólo tiene una espira; sin embargo, L2 y L1 tienen 4 espiras cada una y deben acoplarse inductivamente, lo que significa que han de montarse en prolongación y no en ángulo recto como se indica en la disposición general serigraviada. El espacio de que se dispone es suficiente ya que algunos de los componentes, a saber C2 y C4, no son necesarios para la versión de 2 metros. En la figura 7 se da una ilustración clara de lo anterior. También en esta placa se utiliza un apantallamiento para separar la etapa de entrada del resto del montaje, siguiendo las líneas de trazos. Recomendamos que todos los convertidores se monten en cajas blindadas. Aunque ello lleve consigo una cantidad considerable de trabajo, los resultados finales lo justifican plenamente.

Calibración

Los diseños de alta frecuencia (HF) exigen un gran cuidado en la calibración. Sin em-

5

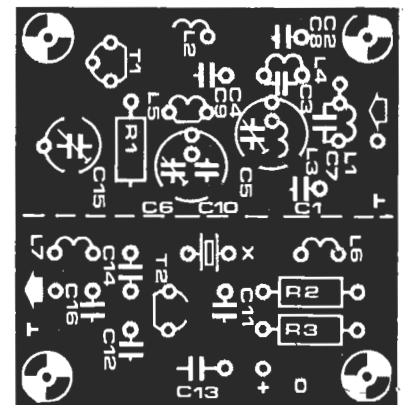
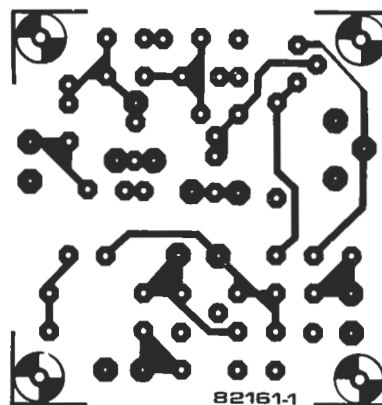


Figura 5. Placa de circuito impreso para el convertidor de más baja frecuencia. Los dos circuitos impresos utilizan como masa la superficie cobreada del lado de los componentes.

Lista de componentes para la versión inferior a 14 MHz

Resistencias:

R1 = 100 k
R2 = 39 k
R3 = 1 k2

Condensadores:

C1, C2, C3, C4 = ver tabla 1
C5, C6 = 60 p trimmer
C7 = 6 n8
C8, C10 = 1 n
C9 = 2 n2
C11 = 270 p
C12 = 27 p

C13 = 120 n
C14 = 1 n cerámico
C15 = 20 p trimmer
C16 = 56 p

Bobinas:

L1, L2 = ver tabla 1
L3 = 33 mH
L4, L5 = 4,7 mH
L6 = 100 µH
L7 = 6,8 µH

Semiconductores:

T1 = BF 256C
T2 = BF 494

Varios:

X = cristal (ver tabla 1)

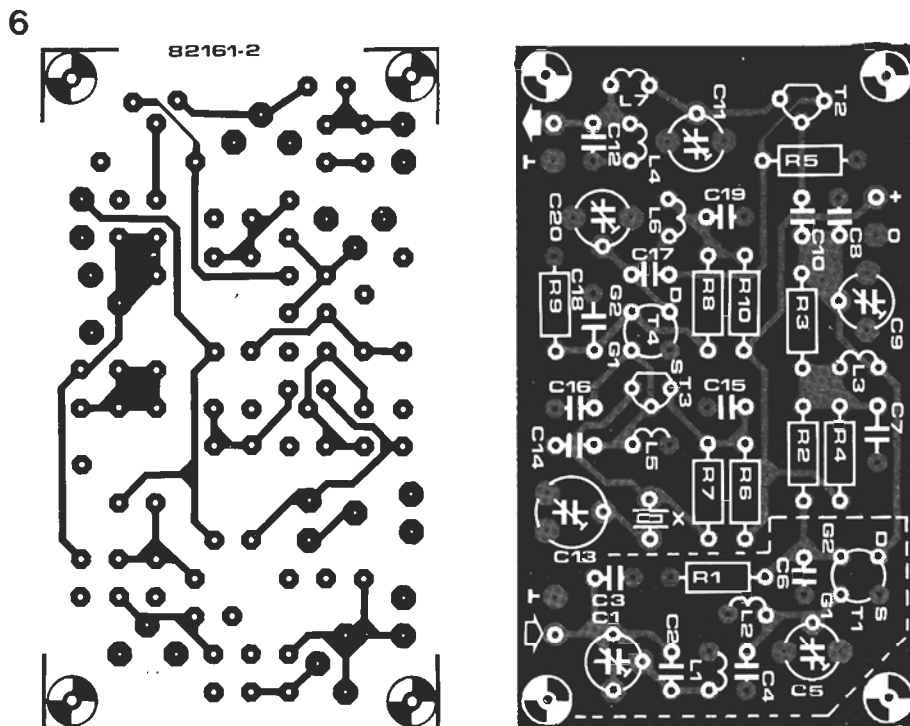


Figura 6. La mayor complejidad de este montaje se «paga» inevitablemente con una superficie algo más grande.

Tabla 2. Valores de los componentes a utilizar para los convertidores destinados a las bandas superiores a 14 MHz.

banda MHz	L1,L2,L3 μH	cuartzo kHz	C2 pF	C3 pF	C4,C8 pF	C16 pF	L6 μH
18.068 ... 18.168	2.2	32200	33	150	22	27	3.3
21.0 ... 21.450	1.5	35450	33	150	22	22	3.3
24.89 ... 24.99	1.5	39000	27	150	18	18	3.3
28.0 ... 28.5	1	42500	15	68	10	12	2.2
28.5 ... 29.0	1	43000	15	68	10	12	2.2
29.0 ... 29.5	1	43500	15	68	10	12	2.2
29.5 ... 29.7	1	44000	15	68	10	12	2.2

Componentes para la banda de 2 metros

L1,L2 *	L3 *	X kHz	C2,C4,C8 pF	C3 pF	C16 pF	L6 μH	L7 μH	R3
4 espiras	1 espiras	65 000	suprimir	33	3.3	0.22	1.5	suprimir

* hilo de cobre esmaltado de 0,6 mm. (Ø, devanado = 8 mm.)

Lista de componentes para la versión superior a 14 MHz

Resistencias:

R1,R2,R8,R9 = 120 k
R3 = 1 k
R4,R10 = 100 Ω
R5 = 100 k
R6 = 1k8
R7 = 47 k

Condensadores:

C1,C5,C9 = 20 p trimmer
C2,C3,C4,C8,C16 = ver tabla 2
C6,C15,C19 = 47 n cerámico
C7,C18 = 47 n
C10 = 1 n cerámico
C11 = 20 p trimmer
C12 = 120 p
C13 = 40 p trimmer
C14 = 22 p
C17 = 4p7
C20 = 20 p trimmer (ver texto)

Bobinas:

L1,L2,L3,L6 = ver tabla 2
L4,L5 = 2,2 μH
L7 = 6,8 μH

Semiconductores:

T1 = BF 981
T2 = BF 256C
T3 = BF 494
T4 = BF 900

Varios:

X = cristal (ver tabla 2)

7

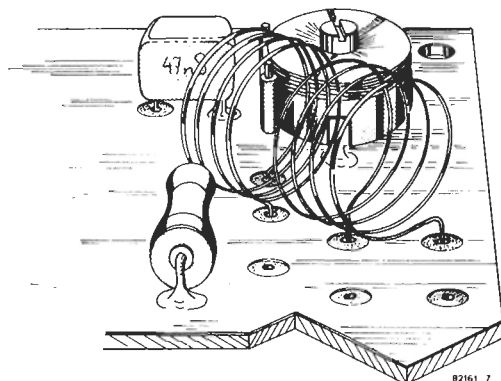


Figura 7. En la versión de 2 metros, las bobinas L1 y L2 deben devanarse a mano y están acopladas inductivamente.

bargo, el ajuste de los circuitos hasta ahora descritos no es crítica y es ciertamente sencilla. Basta con ajustar todos los «trimmers» hasta que se consiga la relación señal/ruido máxima. Evidentemente, al igual que con cualquier procedimiento de calibración normal, cada vez que se ajusta un «trimmer» influirá en los demás y por consiguiente, deben ajustarse sucesivamente (varias veces) hasta que se consiga la posición correcta.

Un último comentario respecto al trimmer C13 del convertidor para las frecuencias por encima de 14 MHz (figura 4). Su función es la de hacer corresponder exactamente la frecuencia del oscilador con la del cristal. Si no se precisa conseguirlo a toda costa, se puede sustituir C13 por un puente de hilo conductor.

control de 16 canales con sólo 5 integrados

telemando a infrarrojos de 16 canales

¿Quién no ha soñado alguna vez con poder conectar, desde la comodidad de su sillón predilecto, la cadena HiFi, el receptor TV o, incluso, el propio lavavajillas? Este sueño puede convertirse ahora en una agradable realidad con el circuito que vamos a presentarles, capaz de controlar a cualquier aparato con la única condición de que éste se alimente a partir de la red.

Al observar por vez primera los esquemas que aparecen en el artículo, más de un lector va a llevarse una grata sorpresa al encontrarse con sólo 4 circuitos integrados, de los que tres están especialmente diseñados para aplicaciones de telemando. Estos tres componentes especializados permiten miniaturizar el circuito impreso y construir un emisor y un receptor extraordinariamente compactos.

La figura 1 muestra el esquema de principio del emisor del sistema de telemando. En él observamos la presencia de un teclado que puede incluir un máximo de 32 teclas (16 en entrada y 16 en salida), el circuito integrado especializado, la etapa de potencia y la pila compacta de 9 V. Cualquier acción sobre una de las teclas se traduce en una configuración binaria de 5 bits E-D-C-B-A. Vamos a empezar con la descripción del sistema, observando más de cerca la relación que existe entre el código de las teclas y la

matriz. El código de 5 bits, que adopta la forma de una señal constituida por una secuencia de 6 pulsos de igual longitud, parte del emisor a través de la modulación de la luz infrarroja producida por los diodos IR (de infrarrojos) D1 y D2.

Contrariamente a lo que cabría suponer, la información no se encuentra codificada en los pulsos, sino en los intervalos que separan a los 6 pulsos: un intervalo corto corresponde a un «1», mientras que un intervalo largo representa a un «0» lógico. El potenciómetro P1 permite ajustar la longitud de los pulsos y de los intervalos que los separan. El intervalo que corresponde a un nivel lógico bajo («0») es una vez y media más largo que el que representa al nivel lógico alto («1»). La duración total de una señal es de unos 3 ms. El intervalo que separa a dos señales de control es del orden de 54 ms. El emisor sólo realiza el envío de luz infrarroja cuando la patilla 3 de IC1 desciende a potencial 0. Cuando se satisface esta condición, se produce un impulso de corriente de alrededor de 15 μ s gracias a T2 y a los diodos, impulso cuya intensidad puede llegar hasta los 8 A.

El circuito integrado incluye un interruptor electrónico de la tensión de alimentación; este último, permite reducir el consumo de corriente en estado de reposo a sólo 6 μ A. Hay un punto sobre el que deseamos atraer su atención desde ahora: si no tiene la intención de controlar 16 dispositivos, no es preciso construir el teclado completo de 32 teclas. Una fórmula rápida permite calcular el número necesario: cada aparato a controlar precisa de dos teclas (una de conexión y otra de desconexión). Más adelante nos ocuparemos del tema.

El receptor (ver figura 2) consta de un preamplificador (IC1) y un decodificador de modulación de longitud de intervalo (PPM = Pulse Pause Modulation), construido por medio de los circuitos integrados IC2... IC4. El transistor de entrada que se encuentra en IC1 recibe una determinada corriente de base a través de T1. El diodo de recepción D1 es también «prealimentado». Tres amplificadores diferenciales si-

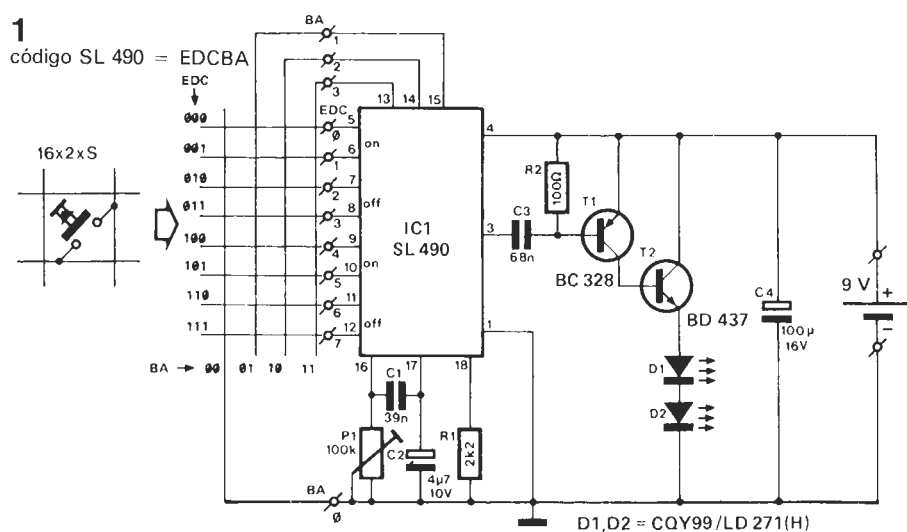


Figura 1. El emisor consta de un teclado, del circuito integrado de emisión, de una etapa amplificadora y una pila compacta de 9V.

2

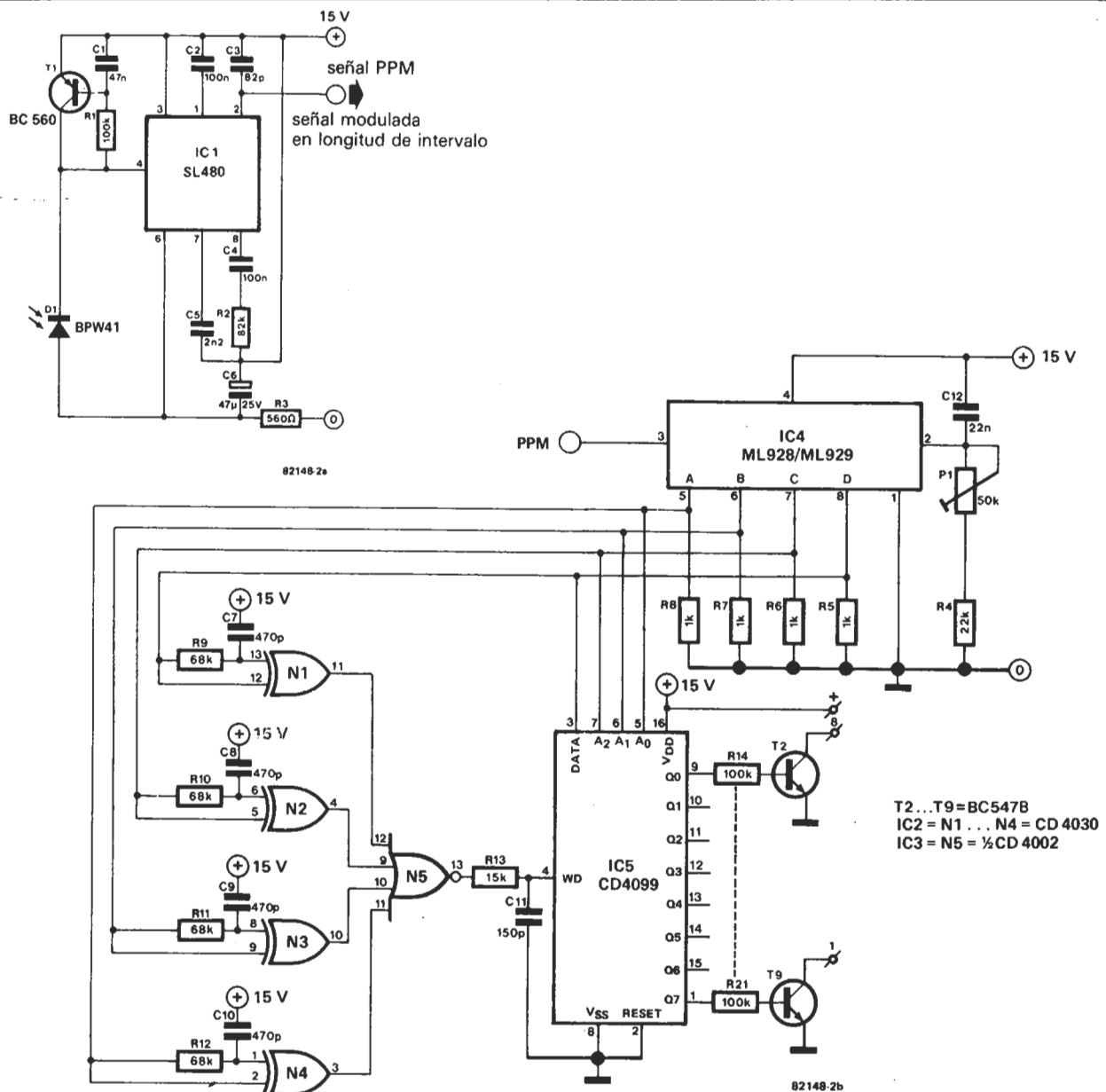


Figura 2. Esquema del circuito receptor que incluye un preamplificador, basado en IC1, y el decodificador PPM construido con la colaboración de IC2...IC4.

Lista de componentes para las figuras 1 y 3

Resistencias:

R1 = 2k2
R2 = 100 Ω
P1 = 100 k ajustable

Condensadores:

C1 = 39 n
C2 = 4μ7/10 V
C3 = 68 n
C4 = 100μ/16 V

Semiconductores:

D1, D2 = CQY 99 ó LD 271 (H)
T1 = BC 328
T2 = BD 437
IC1 = SL 490 (Plessey)

Varios:

reflectores para los diodos D1 y D2
pila compacta de 9V con adaptador

3

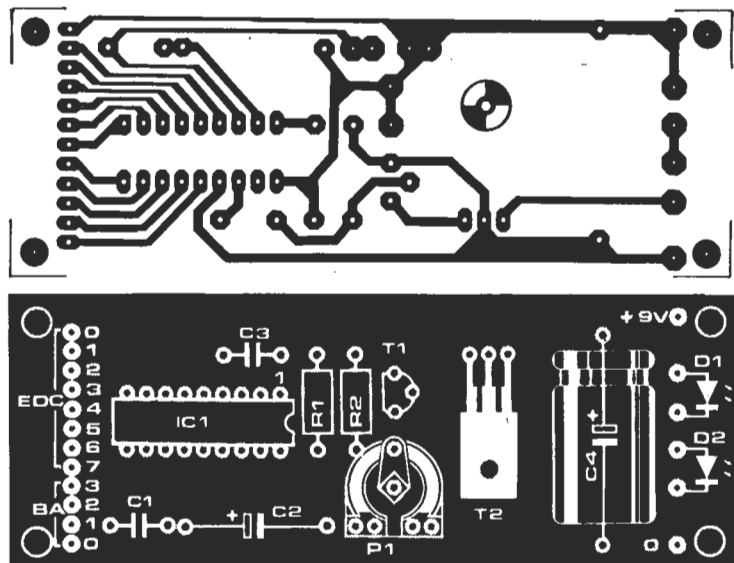


Figura 3. Trazado de las pistas de cobre y de la disposición de los componentes sobre el circuito impreso del emisor. Los LEDs están dotados de reflectores destinados a «concentrar» la radiación de luz infrarroja.

4

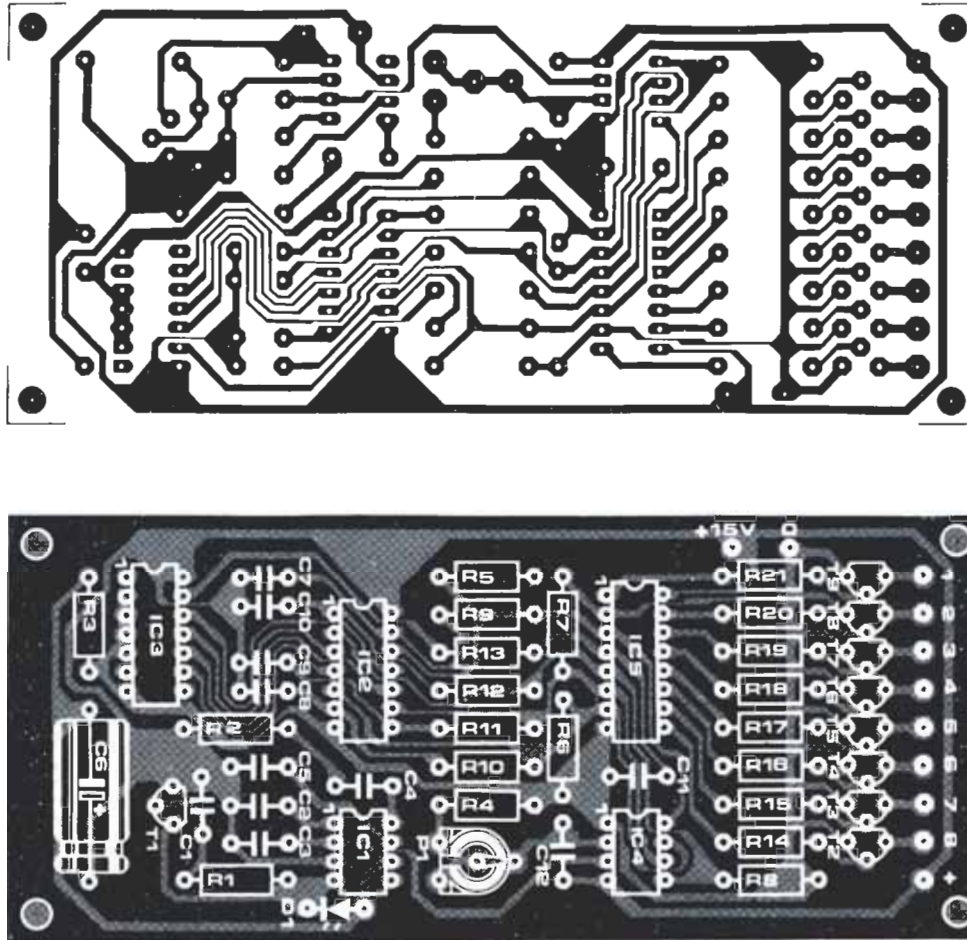


Figura 4. Circuito impreso del módulo receptor. Las salidas de control 1...8 pueden conectarse a una clema de tomas múltiples.

Lista de componentes para las figuras 2 y 4

Resistencias:

R1, R14 ... R21 = 100 k
 R2 = 82 k
 R3 = 560 Ω
 R4 = 22 k
 R5 ... R8 = 1 k
 R9 ... R12 = 68 k
 R13 = 15 k
 P1 = 50 k ajustable

Condensadores:

C1 = 47 n
 C2, C4 = 100 n
 C3 = 82 p
 C5 = 2n2
 C6 = 47 μ /25 V
 C7 ... C10 = 470 p
 C11 = 150 p
 C12 = 22 n

Semiconductores:

D1 = BPW41
 T1 = BC560
 T2 ... T9 = BC 547B
 IC1 = SL 480 (Plessey)
 IC2 = 4030
 IC3 = 4002
 IC4 = ML 928/ML 929
 IC5 = 4099

guen a la etapa de entrada que se encuentra en IC1. En la salida (patilla 2) se encuentra la señal modulada en longitud de intervalo emitida precedentemente por el circuito emisor.

El decodificador PPM

Aunque originalmente están destinados a formar parte de sistemas de telemando (o telecontrol) para receptores TV, los circuitos ML 928 y ML 929 disponen de un campo de aplicación considerablemente amplio. Un circuito integrado de este tipo es relativamente complejo ya que incorpora, además del demodulador PPM, un generador de base de tiempos con su oscilador y un registro de desplazamiento provisto de la necesaria memoria-tampón. En la salida del citado registro estará presente la adecuada información binaria. Y esto no es todo: dentro de este circuito integrado se encuentra también un comparador que se ocupa de la detección de eventuales errores. En consecuencia, es imposible (en principio) que se produzca alguna circunstancia anormal en el transcurso de la transferencia de la orden de control.

Cada circuito es capaz de «tratar» 16 de las 32 órdenes que puede enviar el emisor y tra-

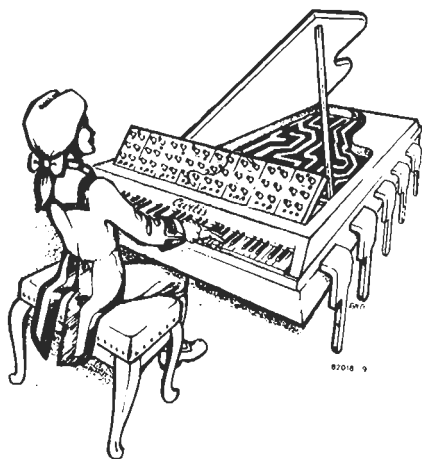
ducir esta orden en una información binaria inmediatamente disponible en sus salidas. La frecuencia del oscilador está determinada por los valores de los componentes conectados a la patilla 2 y por el posicionamiento de P1.

El ML 928 sólo reacciona ante órdenes comprendidas entre los valores binarios 00000 y 01111. Por lo que respecta al ML 929 sólo acepta códigos comprendidos entre 10000 y 11111. En definitiva, se observa que el control de 16 aparatos distintos exige la construcción de dos montajes de decodificación. Un solo decodificador basta para garantizar el control de un máximo de 8 aparatos. En el circuito emisor se hacen corresponder a este decodificador hasta 16 teclas. Es fácil deducir el orden que hay que otorgar a las teclas sin más que observar la descripción de la matriz del teclado que aparece en el esquema de la figura 1. El código de 5 bits se emite en el orden E-D-C-B-A (de mayor a menor peso). A continuación, éste código es interpretado por el receptor de la siguiente forma: el intervalo E (primero en ser recibido) designa al tipo de circuito implicado (un «0» corresponde al ML 928, mientras que un «1» designa al ML 929). Por su parte, el intervalo D conexión («0» = marcha y «1» = paro). Los nexión («0» = marcha y «1» = paro). Los

**compacto,
programable y fácil
de manejar**

el nuevo sintetizador de Elektor

El éxito alcanzado por el sintetizador Formant de Elektor nos ha confirmado el notable interés que hay entre nuestros lectores por los instrumentos musicales electrónicos, más concretamente por los sintetizadores. La disponibilidad de los nuevos circuitos integrados de Curtis nos ha impulsado a realizar un proyecto de sintetizador completamente nuevo. Se trata de un dispositivo de construcción modular, realmente portátil y sin ninguna objeción en cuanto a prestaciones. Puede ampliarse hasta convertirse en un instrumento polifónico con posibilidad de programación.



El éxito conseguido por el Formant ha superado nuestras expectativas. A través de toda Europa ha atraído la atención de los aficionados curiosos y de los profesionales con espíritu abierto. En algunos países, existen clubs que agrupan a los apasionados del sintetizador, ansiosos por compartir los frutos de sus experiencias. Pero la competencia es fuerte y las exigencias de los músicos no cesan de hacerse cada vez mayores y más precisas. Una de ellas se refiere claramente a las dimensiones del instrumento y a su comodidad de transporte. Nos hemos sensibilizado a tal demanda y nos inclinamos por un nuevo proyecto de sintetizador, basado en los circuitos integrados de Curtis, que ya se trataron en un artículo precedente. No se trata de un Formant a escala reducida, como se podría cre-

er, sino de un nuevo sintetizador con opciones completamente nuevas.

Esencialmente, el concepto del nuevo sintetizador es el de un conjunto de módulos que pueden combinarse de diversas formas y que dejan al lector libertad para construir cuatro tipos distintos de sintetizadores, por supuesto, con el empleo de las mismas placas de circuito impreso. Las posibilidades son las siguientes:

1. Un sintetizador sencillo (figura 1).
2. Un sintetizador simple con la inclusión de medios de preajuste (programación).
3. Un sintetizador complejo y polifónico.
4. Un sintetizador complejo, polifónico y con medios de preajuste.

Suponemos que el lector posee ya algunos conocimientos básicos sobre la teoría del sintetizador (para quienes no los tengan les remitimos a las publicaciones sobre el Formant).

¿Por qué la posibilidad de ajuste?

Basta con analizar los sonidos sintéticos en Pop, Rock-and-Roll y Jazz para hacerse cargo de que el número de preajustes diferentes que son precisos es sorprendentemente pequeño. La audiencia reconoce inmediatamente el sonido característico, que es la razón por la que muchos conjuntos de «rock» utilizan siempre un sonido particular como una especie de «etiqueta». Además, la puesta a punto de módulos individuales lleva mucho tiempo y en el escenario, sobre todo, puede constituir un inconveniente real. Las cosas pueden simplificarse disponiendo de un conmutador «manual/preajuste» para todos los elementos requeridos para producir un efecto sonoro complejo: frecuencias de filtro, tiempos de subida y bajada de impulsos, factores de resonancia del VCF, el intervalo entre dos VCOs o la amplitud de envolvente... Esto aparece ilustrado en la figura 2, en donde las entradas 1 a 4 son para las tensiones de control de preajuste.

Puesto que sólo muy pocas variaciones suelen emplearse en la práctica, estas pueden almacenarse fácilmente como

«programas» y «llamarse» cuando se necesitan con la ayuda de un conmutador único o de un teclado decimal. Si sólo se requieren cuatro situaciones por parámetro, por ejemplo, incluso no es necesario almacenar los valores exactos de las tensiones de control en la memoria. Conmutadores analógicos CMOS pueden emplearse para seleccionar las tensiones deseadas tal como se indica en la figura 3a; en efecto, éste funciona como el conmutador giratorio mostrado en la figura 3b. Los únicos datos que deben almacenarse son los correspondientes al «ajuste de la posición de los conmutadores».

Evidentemente, la posibilidad de control manual completo por medio de mandos en el panel frontal debe mantenerse como una opción, aunque sólo sea para efectos especiales.

Las placas individuales que pertenecen al modelo compacto no tienen necesidad de modificarse si el circuito está provisto de medios de preajuste en un momento posterior. Las tensiones que controlan la frecuencia del filtro, los tiempos de subida, etc., se alimentan a los módulos correspondientes en el modelo compacto a través de los potenciómetros del panel frontal.

Para la opción de programación, o preajuste, debe disponerse de medios para romper la conexión desde los mandos del panel frontal, cuando se requiera, y excitar los módulos a partir de una tensión determinada (preajustada). Como se indicó anteriormente, los conmutadores CMOS son la solución inmediata. Para los VCOs, pueden seleccionarse cuatro tensiones de preajuste distintas, como se muestra en la figura 3. La forma de onda de envolvente, procedente de un módulo ADSR, puede ser «controlada por tensión» al pasar a través de un VCA (fig. 4) y la selección de cualquier forma de onda deseada es sólo algo más complicada, tal como se ilustra en la figura 5.

Como puede observarse, son necesarios ocho conmutadores controlados por tensión para seleccionar las formas de onda (pero si se utiliza un 4066, sólo se necesitan 2 circuitos integrados). El principio es bastante sencillo. Cuando el conmutador S2 de la figura 5 está en la posición A, se cerrará S1' en IC2. La forma de onda puede seleccionarse ahora con S1. Puesto que los conmutadores analógicos de IC3 están en la posición «off», cuando el conmutador S2 está en la posición A, los datos en las entradas BCD no tendrán ningún efecto sobre los conmutadores S2' a S4' de IC2.

Las resistencias R6 a R10 fuerzan las líneas de control de los interruptores al nivel lógico alto en ausencia de señal de control (resistencias denominadas «pull-up»).

Cuando S2 está en la posición B, sin embargo, los datos exteriores codificados en BCD, aplicados a los interruptores de IC3, seleccionarán la forma de onda de salida. En el modo «preset» se ve, en la figura 5, que el conmutador de octava y el potenciómetro de sintonía fina del VCO están aislados por el primer interruptor de IC4. La tensión de control preprogramada se aplica, entonces, a la entrada PRESET.

En un sintetizador polifónico, todos los demás VCOs están controlados por una tensión adecuada, suministrada por el teclado. La elección de la forma de onda realizada por una unidad de control central es un po-

1

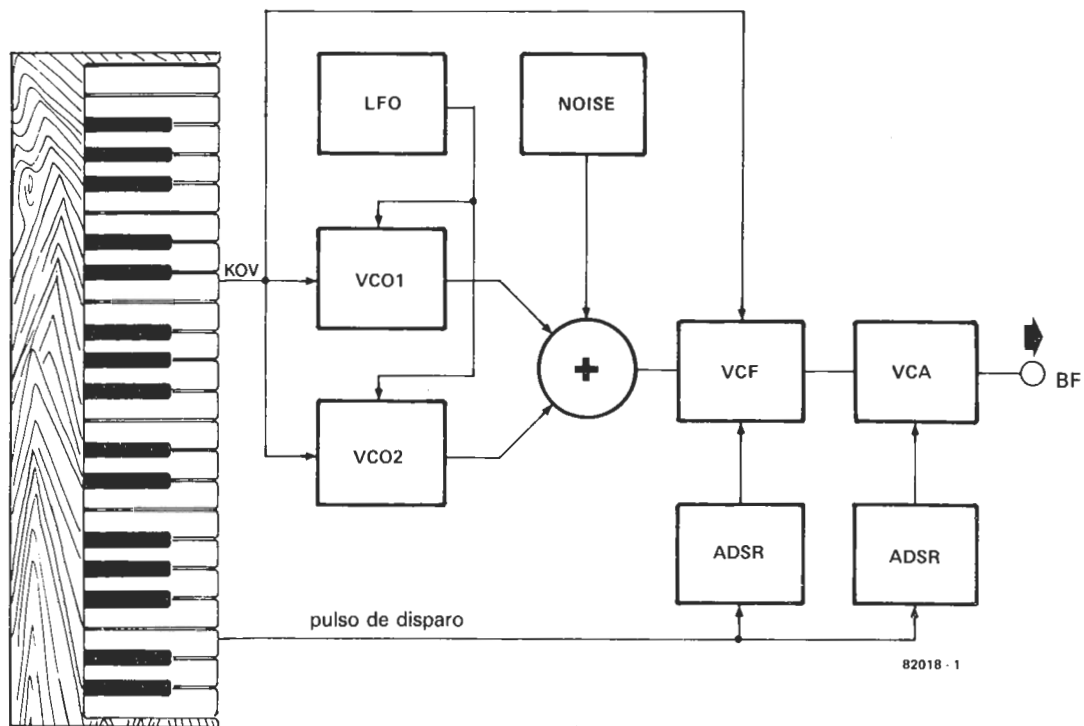


Figura 1. Diagrama de bloques de la versión más sencilla del nuevo sintetizador. Dos VCO, un VCF, un VCA y dos unidades ADSR son todos los componentes que se necesitan para un sistema de esta naturaleza. Con la adición de un LFO, que sólo proporciona una señal triangular, y de un generador de ruido, pueden conseguirse una gran variedad de sonidos.

2

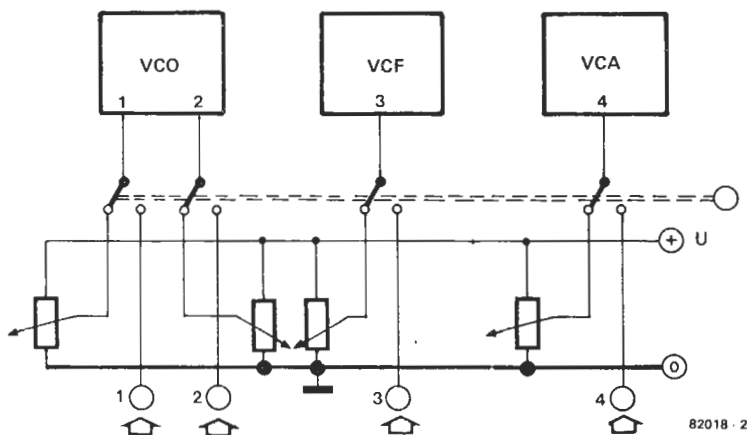


Figura 2. Las entradas de control 1...4 de las diversas placas pueden enlazarse a los cursores de los potenciómetros del panel frontal o bien a las entradas de tensiones de control exteriores. La conmutación está asegurada mediante interruptores analógicos integrados CMOS.

co más compleja. El conmutador S1 no permite elegir una tensión de control que fuera posible distribuir; en consecuencia, este conmutador se ha provisto de un segundo circuito con el fin de poder enviar una tensión a la salida b, c o d. Esta tensión se encamina a las entradas B', C' y D' de los demás VCO, cuando se está en el modo polifónico. El esquema de la figura 5 puede parecer bastante complicado a primera vista, pero si se practica mentalmente la realización de las diferentes conmutaciones es fácil constatar que todo puede reducirse a «parches» fundamentalmente simples.

Excitación de las entradas de programación («preset»)

Puesto que el sintetizador está constituido por módulos individuales puede controlar-

3

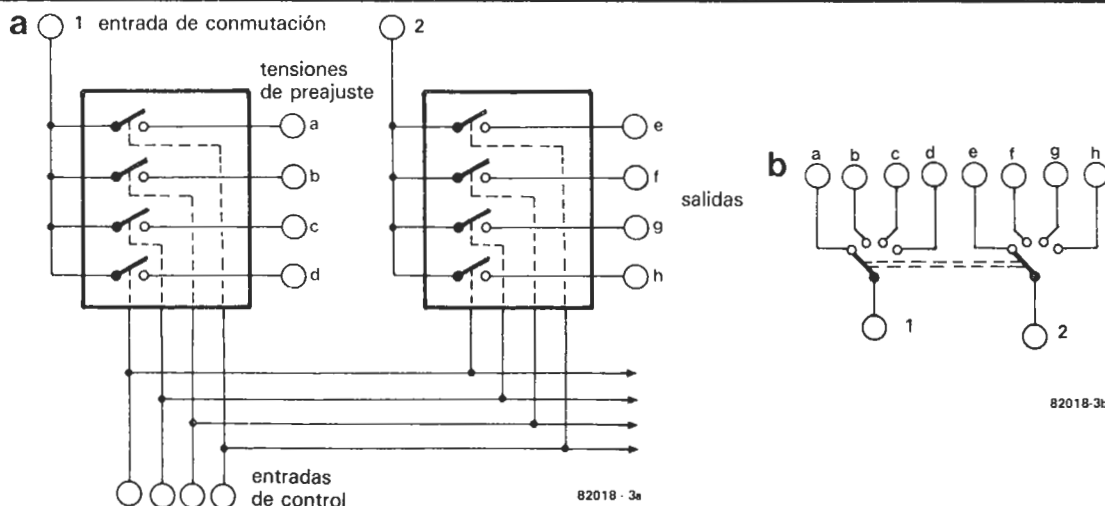


Figura 3. El circuito de la figura 3a corresponde a lo que se podría obtener con la ayuda de un conmutador mecánico de dos circuitos y 4 posiciones, tal como se ve en la figura 3b. El empleo de un interruptor analógico CMOS simplifica considerablemente las operaciones.

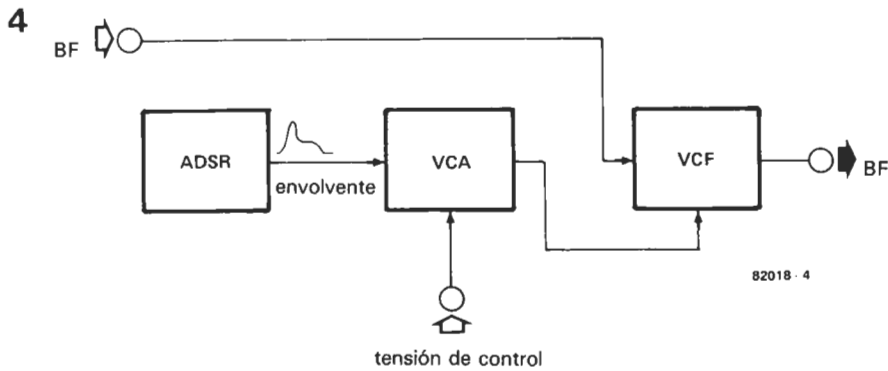


Figura 4. Un VCA puede utilizarse para controlar la amplitud de la señal de ADSR (curva envolvente).

se con la ayuda de tensiones exteriores. Todo ello está muy bien ¿pero cómo puede ponerse en práctica? Reflexionemos sobre el tema... Es bien conocido que los «analógicos» y los «digitales» no se llevan demasiado bien. En la figura 6 se ilustra el principio de un circuito de memoria de programación: los valores digitales correspondientes a la evolución de una tensión de control (analógica) están contenidos en una EPROM (o PROM). Estos valores son constantemente leídos y releídos para convertirse en tensión (por medio de un convertidor digital/analógico). Supongamos que para un sintetizador, disponemos de 16 tensiones de control: para definir un sonido dado, a emitir por el instrumento, serán precisas, pues, 16 palabras binarias (valores

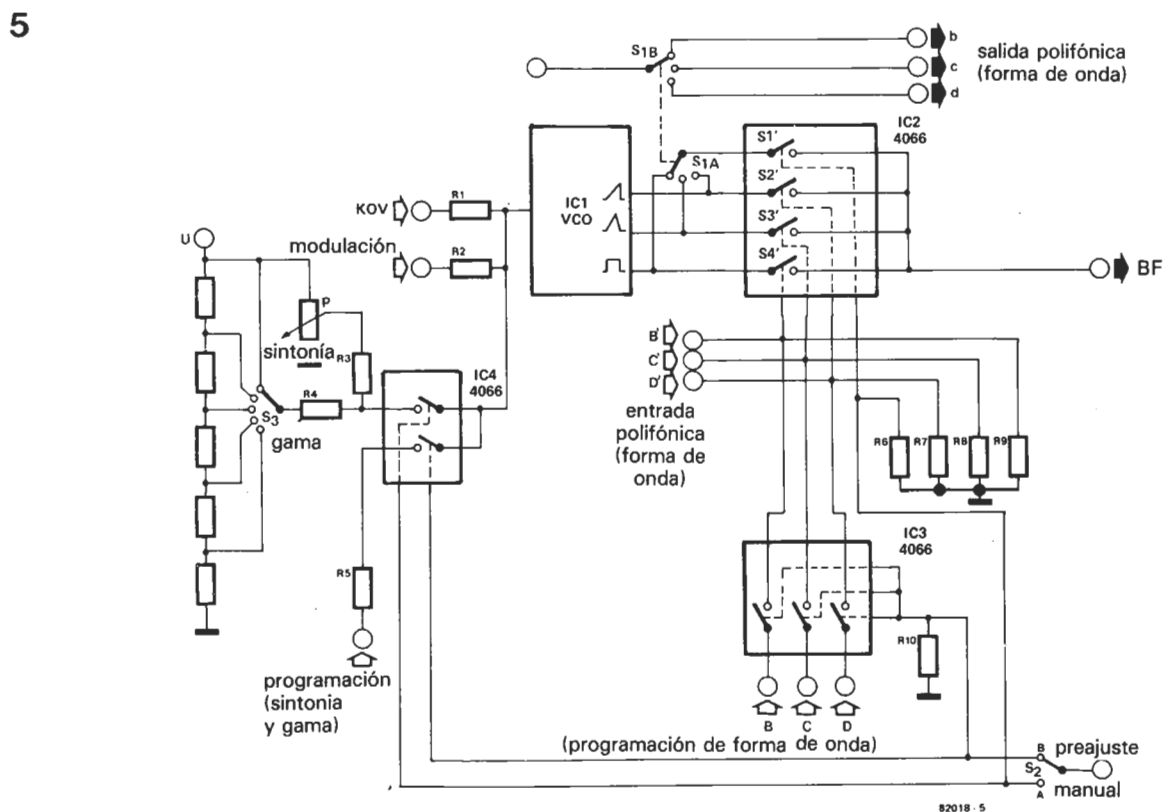


Figura 5. Diagrama de bloques completo del VCO. El cableado de los conmutadores CMOS resulta más bien complicado, ya que debe preverse la conmutación de la entrada de tensión de control y de la forma de onda de salida.

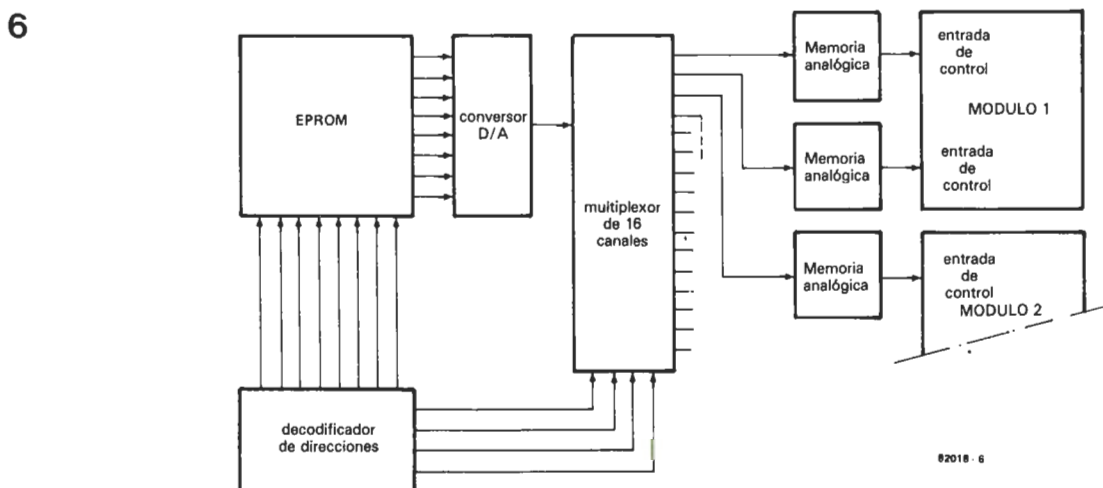
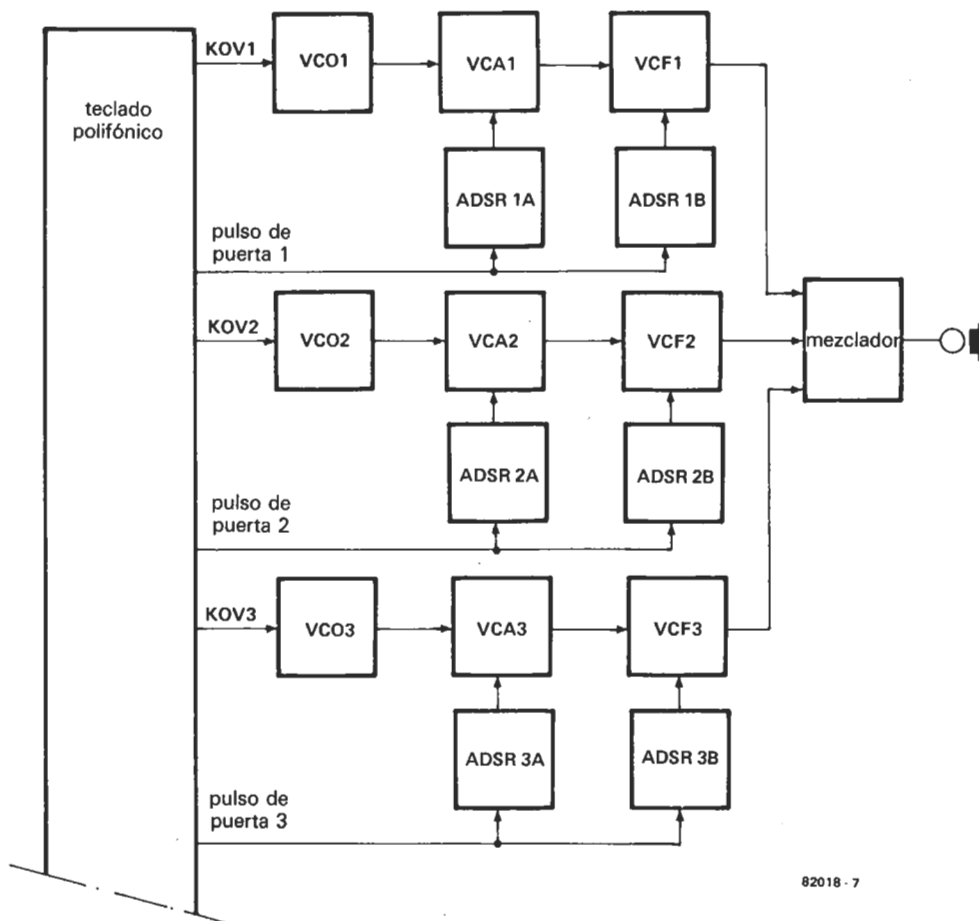


Figura 6. Representación simplificada del sintetizador en su versión ampliada (no se han pormenorizado todos los módulos).

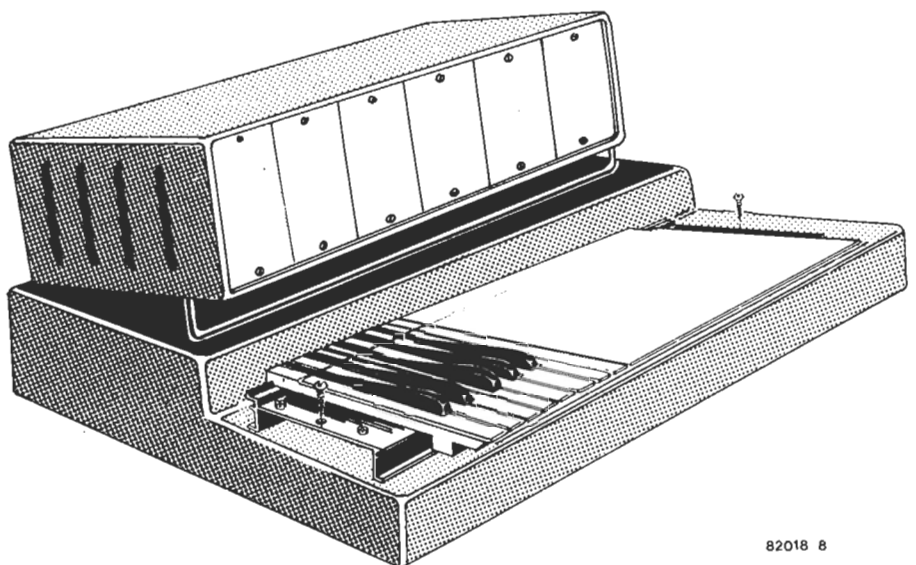


82018 - 7

Figura 7. Diagrama de bloques de un sintetizador polifónico. Un teclado polifónico proporciona varias tensiones de control (KOV) y los impulsos de puerta correspondientes; estas dos señales asociadas controlan una unidad completa constituida por un VCO, un VCA, un VCF y dos generadores de envolvente (ADSR).

digitales) en 16 posiciones de la EPROM. Las 16 posiciones de memoria se interrogan sucesivamente y el valor digital extraído de cada una de ellas se convierte, a continuación, en una tensión (señal analógica) por un convertidor D/A; el multiplexor de 16 canales que sigue está destinado a distribuir la señal analógica a las entradas de control adecuadas. La sincronización se obtiene muy sencillamente mediante el control simultáneo del direccionamiento de la EPROM y del multiplexor. En la figura 7 se resume la estructura global de un sintetizador polifónico. Cuando varias teclas se accionan simultáneamente en el teclado, cada una de ellas se pone en relación con un conjunto particular, constituido por un VCO, un VCF, un VCA y dos generadores de envolvente (configuración mínima). En principio, parece que se dispone de un sintetizador completo por tecla.

Por otra parte, se puede considerar que cuatro de estos conjuntos constituyen un mínimo indispensable con el fin de poder realizar acordes de tres notas (con la mano izquierda) y una melodía a una sola voz (con la mano derecha). No hay modificaciones que aportar a la estructura mecánica del sintetizador simple, cuando se decida pasar a la polifonía. Pero, en cambio, será preciso modificar el circuito del teclado, puesto que este último es el encargado de suministrar las tensiones de control KOV múltiples.

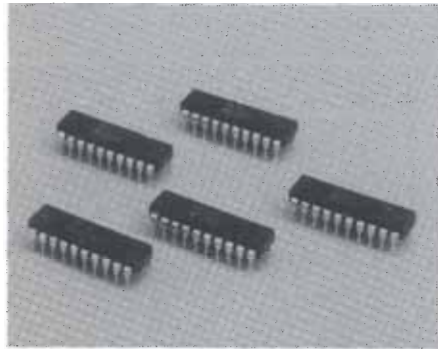


82018 8

Figura 8. La versión compacta del sintetizador puede alojarse en una pequeña caja portátil. La versión ampliada requerirá una segunda caja conectada a la primera por medio de un cable de conductores múltiples. Para fines monofónicos, puede emplearse el teclado del FORMANT.

aplikator

El MF 10: un versátil filtro universal integrado



En efecto, se trata de un doble filtro de condensador conmutado; uno de esos componentes típicos de los años 80: un filtro de BF completamente integrado en una sola pastilla que ha resuelto el problema de la integración de los condensadores.

El MF 10 constituye un ejemplo interesante de la aplicación concreta de una técnica relativamente nueva. Afortunadamente, National Semiconductor no ha integrado todos los componentes posibles y siguen siendo necesarias algunas resistencias exteriores; si bien esto es una ventaja, ya que permite una mayor versatilidad al tener acceso a tales resistencias. En su documentación técnica, el fabricante describe no menos de 9 aplicaciones que responden a distintas configuraciones.

El MF 10 se presenta en una cápsula de plástico DIL de 20 patillas y contiene dos filtros activos CMOS de uso general. Esto significa «de entrada» que el C.I. debe manipularse con cuidado, sobre todo en presencia de cargas estáticas.

El diagrama de bloques del sistema se ilustra en la figura 1. Cada bloque que constituye el circuito integrado, junto con un reloj externo y unas pocas resistencias, pueden proporcionar diversas funciones de segundo orden (tiempo de subida 12 dB/octava). Cada bloque tiene 3 patillas de salida, que corresponde cada una a una función diferente: paso-alto, paso-bajo y paso-banda. Por otra parte, también se pueden obtener funciones tales como «pasa-todo» o rechazo de banda. La característica más notable del MF10 reside en los dos integrados conmutados de cada mitad del circuito, los cuales están controlados por una frecuencia de reloj exterior. La frecuencia central de las funciones de 2.º orden de paso-bajo y paso-banda pueden depender directamente de la frecuencia de reloj o de ésta y de las relaciones de las resistencias exteriores. La frecuencia central de los filtros pasa-todo y de rechazo de banda depende directamente de la frecuencia de reloj, mientras que la frecuencia central del paso-alto viene determinada por los valores óhmicos y por el oscilador del reloj.

Las funciones de 2.º orden de paso-alto y paso-bajo pueden obtenerse con sólo la mitad de un

C.I. Conectando ambas mitades pueden conseguirse filtros de 4.º orden (24 dB/octava). Evidentemente, filtros que tengan un «escarpado» todavía mayor pueden construirse conectado en cascada varios MF 10. Teóricamente, el circuito MF 10 permite obtener todas las configuraciones tradicionales, tales como filtros de Butterworth, Bessel, Cauer o Chebycheff.

Características

Las propiedades antes enumeradas se confirman con características interesantes, sobre todo por la notable precisión de la relación entre la frecuencia de reloj y la frecuencia de corte del filtro (aproximadamente 0,6 por 100). Este grado de exactitud resulta inaccesible con los medios tradicionales tales como los filtros basados en el empleo de circuitos OTA. La precisión de estos filtros es realmente útil, sobre todo cuando se destinan al empleo con microprocesadores. También son muy adecuados para instrumentos de medida y verificación automatizadas. La estabilidad de la frecuencia de corte del filtro está estrechamente ligada con la de la frecuencia de reloj (cuyo valor máximo es de al menos 1 MHz para una frecuencia máxima de la señal a filtrar de 30 kHz).

A primera vista, puede parecer que el alto precio del MF 10 es casi prohibitivo, aunque realmente no es superior al de dos OTAs dobles.

Otra característica de este circuito integrado que merece una especial mención es que la salida de los filtros contiene una señal de reloj con 10 mV de intermodulación. Ello se debe principalmente a sus características de diafonía (unos 50 dB).

En la tabla 1 se da la información de las características esenciales de las versiones MF10BN y MF10CN. Esta última versión es la más económica.

Modos de funcionamiento

Para familiarizarse con estos nuevos circuitos integrados, es preciso comenzar por estudiar algunos detalles: la tensión de alimentación, la señal de reloj y su relación con la configuración del filtro y la relación entre esta frecuencia de reloj y la frecuencia de corte (dos opciones: 50/1 ó 100/1).

De las nueve aplicaciones ofrecidas por el fabricante, decidimos examinar más detenidamente las tres siguientes:

La figura 2 muestra un modo de funcionamiento idóneo para las especificaciones reales que se indican en la hoja de características.

La figura 3 ilustra la versión más sencilla.

La figura 4 ilustra una red de filtro de estado variable standard.

Hemos considerado oportuno seleccionar estas tres aplicaciones pues se correría el riesgo de que al examinar las nueve ofrecidas resultara todo más complicado y los «árboles no dejarán ver el bosque». En cada figura se indican también las fórmulas adecuadas para determinar los valores de los componentes en función de los parámetros necesarios. En la tabla final se da una definición de los términos utilizados con los diversos valores característicos representados en los diagramas que muestran las curvas de paso-banda.

En la figura 2 se muestra un filtro inversor de 2.º orden con funciones de paso-banda, paso-bajo y de «muesca» o ranura. Hay que prestar especial atención a la fórmula mostrada para el comportamiento dinámico del circuito (HOLP). Estas expresiones son muy importantes pues determinan la tensión de salida en función del factor de calidad elegido (Q) de la función de segundo orden. Cuando se consideran factores Q altos, una atenuación inadecuada de la entrada da lugar a una sobremodulación de la señal.

1

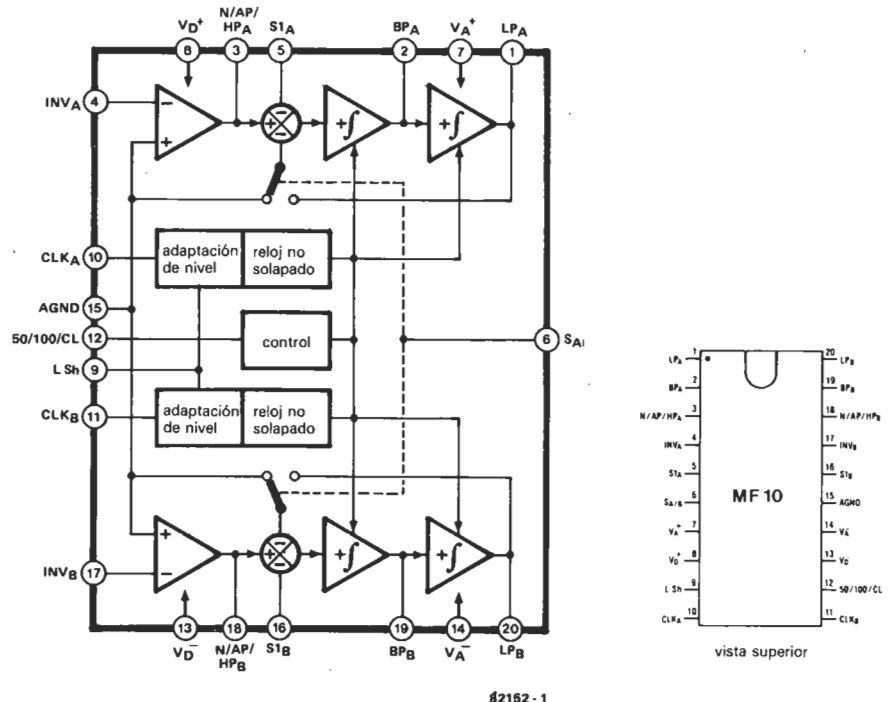


Figura 1. Diagrama de bloques del doble filtro integrado MF 10. El circuito integrado contiene dos bloques de filtro universal independientes, con los que pueden realizarse todas las funciones de segundo orden. Las frecuencias de corte del filtro dependen de la frecuencia de una señal de reloj externa aplicada a los dos integrados (con los condensadores conectados).

2

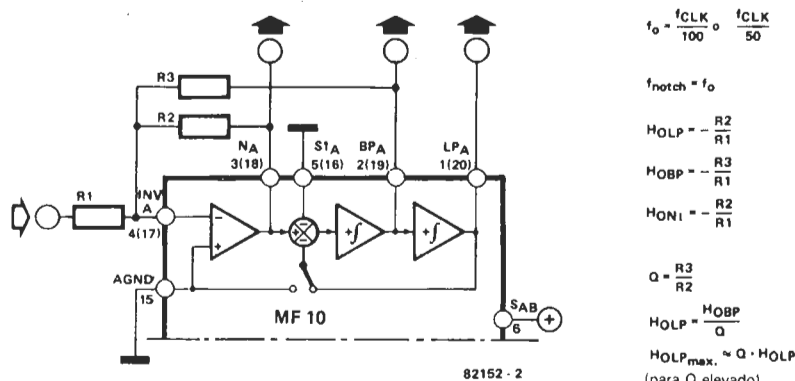


Figura 2. Una mitad del MF 10 montada como filtro de segundo orden con rechazo de banda, paso-banda y paso-bajo. Las características dadas por el fabricante se refieren a esta configuración.

3

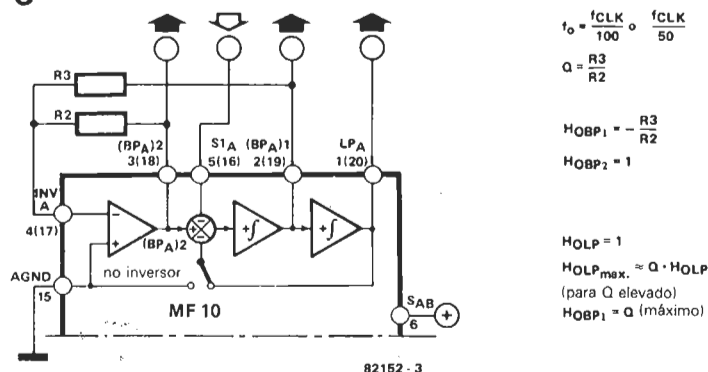


Figura 3. La otra mitad del MF 10 como filtro no inversor de segundo orden con salidas paso-bajo y paso-banda.

4

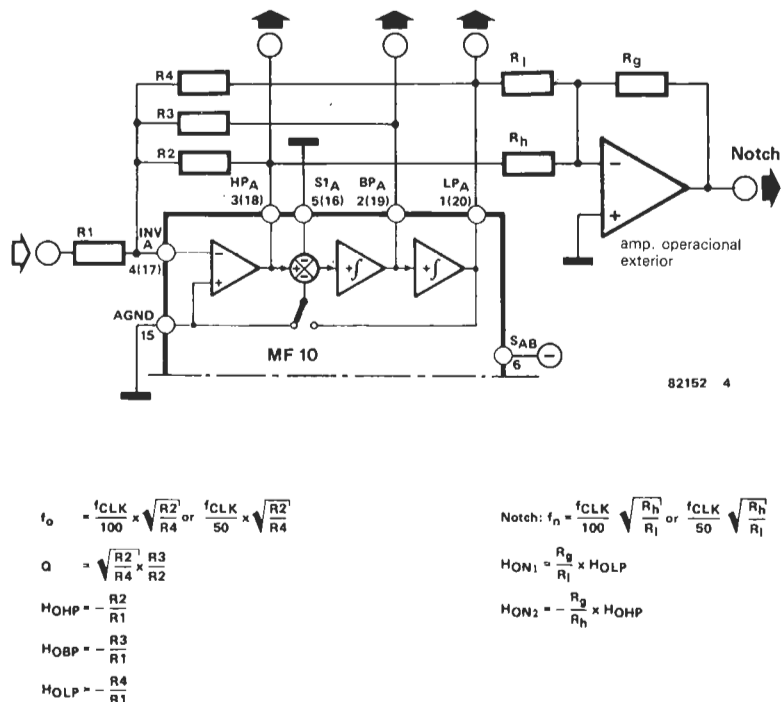


Figura 4. Mitad del MF 10 utilizada como filtro universal de 2.º orden con salidas paso-banda, rechazo de banda, paso-bajo y paso-alto; para el rechazo de banda se precisa un amplificador operacional suplementario. Con este circuito, la patilla 6 debe conectarse a $-U_{cc}$.

En la figura 3 se ilustra un filtro similar basado en los mismos principios, con la única diferencia de que no es inversor. Esta configuración del MF 10 es la más sencilla, no necesitando más que dos resistencias para determinar el factor Q y, por consiguiente, la ganancia. Este filtro está provisto de una salida paso-banda inversora y de otra no inversora, así como de una salida paso-bajo. Resulta idóneo para filtros paso-bajo de 2.º orden (o más alto). La característica notable de este circuito es su baja impedancia de entrada, de gran utilidad sobre todo debido al hecho de que S1 se utiliza como entrada (ver descripción de las conexiones).

En la figura 4 se muestra el filtro de estado variable, que tiene una salida paso-banda, paso-alto y paso-bajo. Una función de «muesca» (rechazo de banda) puede obtenerse con bastante facilidad mediante la adición de un amplificador operacional externo. Este último se emplea como sumador para las señales de paso-alto y paso-bajo. Por supuesto, si no se desea la función de rechazo de banda hay que olvidar la existencia de R1, R9, R4 y del amplificador operacional.

A diferencia con las otras dos aplicaciones, la patilla 16 del circuito integrado (en este caso) está conectada a la tensión de alimentación negativa.

Todas las configuraciones del MF 10 tienen en común una cierta tensión de offset en la salida. Los integradores conmutados del MF 10 tienen una tensión de offset superior a la de los integradores realizados con amplificadores operacionales presentes en los filtros activos discretos R-C. Esta componente continua suele ser pura y puede suprimirse por medio de un simple condensador de desacoplo. Son las tensiones de entrada elevadas las que plantean problemas más graves debido a que la gama de control se reduce por la tensión continua residual; además, la ganancia de las tres salidas es diferente, de modo que si una de ellas ejerce la función limitadora tendrá una influencia negativa sobre las otras dos (incluso en régimen normal).

El circuito de la figura 4 plantea un problema de offset particular. Cuando la relación $R2/R4$ es pequeña y el factor Q elevado, se obtiene una tensión continua de algunos voltios en la salida paso-bajo. Por ello recomendamos la utilización del circuito de compensación de la figura 5.

Un ejemplo práctico

El objetivo a conseguir es un filtro Butterworth paso bajo de cuarto orden (24 dB por octava) con una frecuencia de corte de 2 kHz y una ganancia de 1 dentro de la banda.

Se obtiene un filtro de cuarto orden conectando lo mismo, utilizando las dos mitades del MF 10 y asegurando los valores correspondientes adecuados para F_o y el Q. La siguiente etapa es buscar los factores Q requeridos en una tabla de coeficientes. Ello es lo que hicimos y determinamos que un filtro Butterworth tiene los valores de $Q_1 = 0.54$ y $Q_2 = 1.31$.

De las diversas formas de construir un filtro paso bajo con el MF 10 elegimos la más simple, como se muestra en la figura 3. Una vez que se han decidido los factores Q, resulta fácil determinar los valores de las resistencias.

Habida cuenta de que para la primera malla se tiene $Q = R_3/R_2 = 0,54$ y el menor valor de la resistencia debe ser 5 k, bastará con una resistencia de 10 k para R_3 y de 18 k para R_2 .

Para la segunda malla, se tendrá:

$$Q = R3'/R2' = 1.31$$

Si $R'3 = 10$ k, $R'2$ deberá ser de 13 k, o lo que es lo mismo $12k + 1k$ en serie. Ahora el filtro está casi completo. Las otras conexiones se muestran en la figura 3, con el diagrama para el filtro completo ilustrado en la figura 7. Las dos entradas para la señal de reloj recibirán la misma

señal cuadrada simétrica de 200 kHz, proporcionada por un oscilador TTL. Si se dispone de una señal de reloj de frecuencia variable, se podrá desplazar la frecuencia de corte del filtro en todo el espectro del audio. Una frecuencia de reloj de 10 kHz da una frecuencia de corte de 50 Hz con un filtro Butterworth de paso bajo; a la frecuencia de 1 MHz, el filtro atenúa a partir de 10 kHz. Para obtener frecuencias de corte superiores, se conecta la patilla 12 del MF 10 a la tensión de alimentación positiva y ello basta para llegar a 20 kHz (factor 2) con la misma señal de reloj (1 MHz).

Como la entrada del filtro presenta una impedancia relativamente pequeña, es preferible una etapa de amplificación adicional con el empleo de un amplificador operacional con alimentación simétrica. La salida del MF 10 (patilla 20) debe estar provista de un condensador de desacoplo, cuyo valor se adaptará a la impedancia de entrada del circuito siguiente; por regla general, un valor de 1 μ F conviene para impedancias superiores o iguales a 10 k.

5

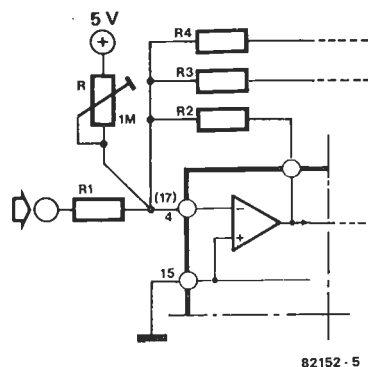


Figura 5. El circuito de la figura 4 puede necesitar una compensación de offset que se obtendrá con un potenciómetro ajustable de 1 M.

Bibliografía:
National Semiconductor,
«MF10 Universal Monolithic Dual Switched
Capacitor Filter».

6

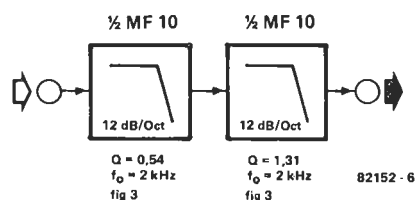


Figura 6. Diagrama de bloques de un filtro paso-bajo Butterworth de 4.º orden (24 dB/octava) con el empleo del MF 10.

7

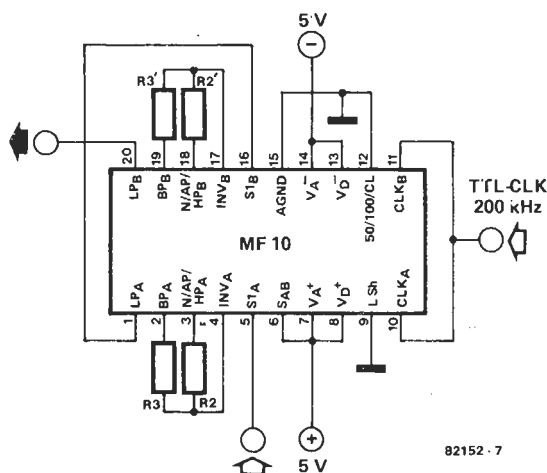


Figura 7. Diagrama circuital del filtro Butterworth. Este filtro está construido según el circuito de la figura 3. Sólo requiere dos resistencias exteriores por etapa de filtro. La frecuencia de corte es de 2 kHz para una frecuencia de reloj de 200 kHz.

Tabla 1

Valores límites

Tensión de alimentación	± 7 V
Disipación de potencia	500 mW
Margen de temperatura	0°... 70°C
Temperatura máxima de almacenamiento	150°C
Temper. de soldadura (10 s max.)	300°C

Características

Filtro completo, $U_b = \pm 5$ V, $T_A + 25^\circ\text{C}$

Gama de frecuencias: min. 20, tip. 30 kHz para $f_o \times Q$ inferior a 200 kHz

Relación frecuencia de reloj/frecuencia central paso-banda:

(f_{CLK}/f_o)
para patilla 12 a $+U_b$, $Q = 10$,
 $f_o \times Q$ inferior a 200 kHz,
circuito de la figura 3.

MF 10BN	tip. 49,94 \pm 0,2%
	max. 49,94 \pm 0,6%
MF 10CN	tip. 49,94 \pm 0,2%
	max. 49,94 \pm 1,5%

para patilla 12 al punto común de la alimentación,
 $f_o \times Q$ inferior a 50 kHz,
circuito de la figura 3.

MF 10BN	tip. 99,35 \pm 0,2%
	max. 99,35 \pm 0,6%
MF 10CN	tip. 99,35 \pm 0,2%
	max. 99,35 \pm 1,5%

Precisión de Q

(Derivada de Q respecto al filtro ideal, no conmutado)
patilla 12 a $+U_b$,
circuito de la figura 3,
 $f_o \times Q$ inferior a 100 kHz,
 f_o inferior a 5 kHz,

MF 10BN	tip. \pm 2%
	max. \pm 4%
MF 10CN	tip. \pm 2%
	max. \pm 6%

patilla 12 al punto común de la alimentación,
 $f_o \times Q$ inferior a 5 kHz,
circuito de la figura 3,

MF 10BN	tip. \pm 2%
	max. \pm 3%
MF 10CN	tip. \pm 2%
	max. \pm 6%

f_o - coeficiente térmico

patilla 12 a $+U_b$ tip. \pm 10 ppm/°C
patilla 12 al punto común de la alimentación, tip. \pm 100 ppm/°C

$f_o \times Q$ inferior a 100 kHz,
circuito de la figura 3,
frecuencia de reloj no afectada por la temperatura

Q - coeficiente térmico tip. \pm 500 ppm/°C

$f_o \times Q$ inferior a 100 kHz,
resistencias que determinan el factor Q no afectadas por la temperatura.

Precisión de la ganancia en tensión continua paso-bajo

max. \pm 2%

circuito de la figura 3, $R_1 = R_2 = 10$ k

Supresión de la intermodulación tip. 50 dB

Bloc A/Bloc B

Señal de reloj residual en la salida

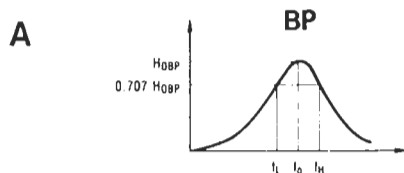
tip. 10 mV.

Frecuencia máxima de reloj

tip. 1,5 mV
min. 1,0 MHz

Consumo de corriente

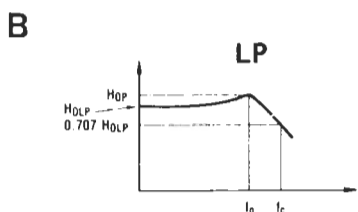
tip. 8 mA
max. 10 mA



$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L} = \frac{f_0}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} - \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} = \frac{1}{2Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

$$f_L = f_0 \left(1 - \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \right)$$

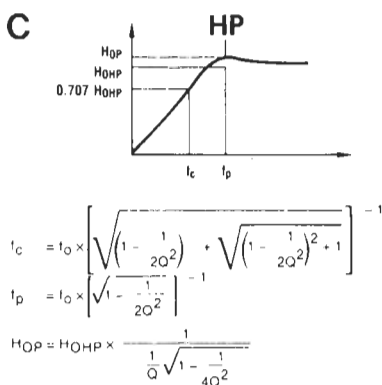
$$f_H = f_0 \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \right)$$



$$f_c = f_0 \times \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} + \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

$$f_p = f_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

$$H_{OP} = H_{OLP} \times \frac{1}{Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$$



82152 9

Características de los amplificadores operacionales internos

$U_b = \pm 5V$, $T_A = 25^\circ C$
Tensión de alimentación min. $\pm 4V$
 tip. $\pm 5V$

Excursión de la tensión de salida
 (patillas 1, 2, 9, 20)
 $R_L = 5k$

MF 10BN min. $\pm 3,8V$
 tip. $\pm 4,0V$
 MF 10CN min. $\pm 3,2V$
 tip. $\pm 3,7V$

(patillas 3 y 18)
 $R_L = 3k5$
 MF 10BN min. $\pm 3,8V$
 tip. $\pm 4,0V$
 MF 10CN min. $\pm 3,2V$
 tip. $\pm 3,7V$

Corriente de cortocircuito en la salida
 fuente (corriente saliente) tip. 3 mA
 drenador (corriente entrante) tip. 1,5 mA
Producto
 ganancia \times banda pasante tip. 2,5 MHz
 Tiempo de subida tip. 7 V / μs

Símbolos y definiciones

f_{CLK} : frecuencia de reloj externa a aplicar al filtro
 f_0 : frecuencia central (amplitud de cresta) de la función paso-banda
 Q : factor de calidad del filtro de segundo orden, medido en la salida paso-banda como la relación entre la frecuencia central y un valor de ancho de banda, atenuado en 3 dB, extraído de la curva de respuesta paso-banda. Aunque no se mide el factor Q en las salidas paso-alto y paso-bajo, su valor se utiliza para el cálculo de las amplitudes de pico en estas salidas.

BP: paso-banda
 HP: paso-alto
 H_{OBP} : ganancia entrada/salida BP para $f = f_0$
 H_{OLP} : ganancia entrada/salida LP para $f = 0$ Hz
 H_{OHP} : ganancia entrada/salida HP para $f = f_{CLK}/2$
 f_{notch} : frecuencia central en rechazo de banda (salida notch)
 H_{ON1} : ganancia entrada/salida Notch para f hacia 0 Hz
 H_{ON2} : ganancia entrada/salida Notch para f hacia $f_{CLK}/2$

Patillaje y descripción

LP, BP, N/AP/HP:

Salidas paso-bajo, paso-banda, rechazo de banda, pasa-todo y paso-alto de las dos mitades del filtro. Corrientes de salida, resistencias de carga típicas y excursión de la tensión (ver tabla 1).

INV:

Entrada inversora del amplificador operacional utilizado como sumador (protegido contra cargas estáticas).

S1:

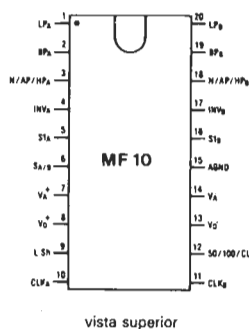
Entrada de sustitución para la versión no inversora del filtro (comparar con la figura 3). La impedancia de esta entrada es reducida: es necesaria una resistencia de fuente (R_i de la fuente de señal) inferior a 1 k.

$S_{A/B}$:

Esta entrada controla a un conmutador electrónico en cada mitad del filtro, de forma que una de las entradas es asociada a masa ($S_{A/B}$ conectada a $-U_b$) o a la salida LP ($S_{A/B}$ conectada a $+U_b$); esta opción permite una gran versatilidad en la configuración del filtro. Esta patilla está protegida contra cargas estáticas.

V^+_{A} y V^+_{D} :

Conexiones $+U_b$ analógica y digital conectadas entre sí en el interior del circuito integrado. El



empleo diversificado permite la colocación de un condensador tampón separado para cada línea (el condensador está conectado a masa), no obstante, puede optarse por el empleo de un solo condensador.

V^-_{A} y V^-_{D} :

Conexiones para la tensión de alimentación negativa (ver párrafo anterior).

L Sh:

Conexión «Level Shift» para adaptar el circuito a distintos niveles de señal de reloj, según el tipo de alimentación. La versión estándar está alimentada con $\pm 5V$: La señal de reloj del MF 10 puede estar suministrada por un circuito CMOS, alimentado el mismo a $\pm 5V$ cuando L Sh está conectada a masa o a $-U_b$. Si se utiliza una señal de reloj TTL de $+5V$, L Sh debe estar conectada a masa. Con una tensión de alimentación única de $+10V$, se conectan los dos V^- ($-U_b$) a masa, mientras que AGND recibirá $U_b/2$ ($+5V$) y L Sh se conectará a masa.

CLK_A y CLK_B :

Entradas independientes de la señal de reloj para cada mitad del filtro. Las dos entradas deben recibir el mismo nivel de señal. Es conveniente que las señales dispongan de una relación cíclica del 50 por 100, sobre todo para cuando la frecuencia es superior a 200 kHz.

50/100/CL:

Esta patilla permite determinar la relación entre f_0 y f_{CLK} , que será de 1 : 50 o de 1 : 100. Cuando 50/100/CL está asociada a $+U_b$, se obtiene la relación 1 : 50. Para 1 : 100, esta patilla se conecta a masa cuando la alimentación es simétrica; si se utiliza una sola tensión de alimentación, debe conectarse a un potencial medio de $U_b/2$. Si esta patilla se asocia a uno de los pines V^- del circuito integrado, este pasa a modo «stand-by»: el filtro sólo consume 2,5 mA y queda desactivado.

AGND:

Masa analógica que determina el ajuste en continua de los amplificadores operacionales con una alimentación simétrica de $\pm 5V$, esta patilla debe conectarse a masa. Si la alimentación es de 10 V, debe aplicarse a este punto un potencial medio de $U_b/2$. Si este potencial medio se obtiene a partir de un puente divisor, será preciso realizar un desacoplo. Esta patilla está protegida contra cargas estáticas.

mercado

Optoacopladores SIEMENS de tamaño reducido

Siemens viene ofreciendo últimamente optoacopladores en cápsula de 4 patillas (SFH 610). Comparados con los optoacopladores de 6 patillas (SFH 600), los de cuatro son de un tamaño aproximadamente 30 por 100 menor, conservando invariables sus características técnicas.

Los optoacopladores con el puente de infrarrojos de pocas décimas de milímetros entre un diodo luminiscente y el fototransistor protegen a los módulos de todos los tipos contra picos perjudiciales de tensión.

Los nuevos optoacopladores pueden alinearse en las medidas del retículo en los módulos formando disposiciones múltiples. Dos configuraciones de terminales distintas ofrecen la posibilidad de alinear los optoacopladores alternativamente —en cuanto a su polaridad—, pudiendo emplearse así placas de circuito impreso con una disposición mucho más sencilla.

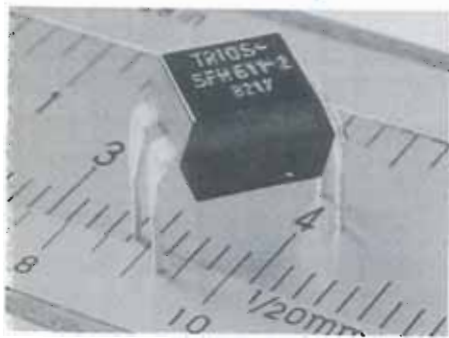
Siemens, S.A.

Apartado 155

Orense, 2. Madrid-20

Tel. 455 25 00. Télex 27769

Clave 2



Tres nuevas unidades centrales BASF a nivel de los 3083X

BASF vuelve a ampliar su gama de unidades centrales compatibles. La nueva familia de sistema BASF 7/73, 75, 78 ofrece interesantes alternativas tanto a los usuarios de 3083X. El espectro de capacidades abarca, según modelo, desde el 1,2 hasta el doble de capacidad de un IBM 3033N.

Es posible efectuar ampliaciones graduales selectivas en fases de 4 Mbytes, igual que incorporar una segunda consola y una unidad a discos fijos para el mantenimiento. Adicionalmente BASF ofrece para el 7/75 y el 7/78 un dispositivo aritmético de alto rendimiento que, particularmente en el sector técnico-científico, facilita un incremento de capacidad de proceso de un 10 por 100 aproximadamente.

El usuario se beneficia del traspaso de fun-



ciones de Software al microprograma. Esto permite realizar de forma sencilla cualquier modificación o ampliación de las funciones. Estas máquinas BASF también seguirán siendo adaptables en Hardware y Software a las modificaciones y mejoras que en un futuro próximo se produzcan. BASF ofrece con las tres unidades centrales 7/73, 75, 78 una familia de sistemas que abre nuevas dimensiones, dentro de esta categoría, no sólo en cuanto a capacidad y rendimiento sino también con respecto a las características físicas y condiciones económicas. La superficie necesaria para una configuración completa es de apenas 4 m², el consumo eléctrico inferior a 20 KVA/h. El precio, según BASF, es el «típico para PCMs».

Características del sistema:

- Memoria principal de 8-32 MB (8-16 MB en 7/73)
- Velocidad de transferencia de datos de 40 MB/seg. máx. con 16 canales.
- Memoria buffer de alto rendimiento de 64 KB (32 KB en 7/73).
- Alta velocidad de proceso interno debido al tiempo de ciclo de 35 ns.
- Service processor independiente del sistema.
- Chips de 64 K.

La gran compacidad y estructura modular permiten reducir notablemente los tiempos de instalación normales en esta categoría a un máximo de 1 hora (incl. las comprobaciones).

Una ampliación de la capacidad de proceso a la siguiente fase superior puede ser realizada en un plazo de tres horas por el servicio técnico de mantenimiento.

Las primeras instalaciones se han realizado en la República Federal de Alemania y Gran Bretaña en el curso del cuarto trimestre de 1982.

Con estas unidades centrales la BASF quiere completar su gama de ofertas en el extremo superior. Durante el primer semestre de 1982 el negocio de BASF relacionado con proceso de datos ha experimentado en España un crecimiento de aproximadamente un 45 por 100 frente al mismo período del año anterior.

BASF Española, S.A.

P.º de Gracia, 99

Barcelona-8

Tel. 215 13 54. Télex 52488 Basfbs

Clave 9

Siemens: Seccionamiento de fase para múltiples usos

Para los circuitos de regulación que seccionan cada semionda de una tensión alterna, en un ángulo de fase seleccionable entre

cero y 180°, aplicando al consumidor sólo el subsiguiente contenido de energía, se requiere una electrónica muy costosa. Este elegante método de controlar una tensión, sin pérdidas y sin transformador, ha quedado hasta ahora reservado principalmente al sector de bienes de equipo, debido a la rentabilidad y al volumen de construcción. Siemens presenta ahora un circuito integrado (TLB 3101) que permite emplear un control compacto por seccionamiento de fase en los bienes de consumo. El módulo combina en un chip el amplificador operacional, los comparadores y el generador de tensión en diente de sierra, proporcionando al interruptor de fase propiamente dicho (triac) una corriente de impulsos de encendido de hasta 100 mA. El fabricante de equipos ya no tiene que alojar toda una serie de componentes sueltos en un espacio que generalmente es muy reducido.

El nuevo módulo de control se puede alimentar con una tensión comprendida entre 10 y 30 V. Un diodo Zener estabiliza las fluctuaciones. La tensión de alimentación se suministra directamente de la red a través de una resistencia en serie, no requiriéndose, por lo tanto, otras fuente de tensión.

Un amplificador operacional y uno de los tres comparadores del módulo TLB 3101 pueden conexas libremente para formar circuitos de regulación. Para el ancho del impulso del triac y para generar la tensión en diente de sierra se requiere sólo un condensador exterior. La corriente (negativa) de encendido del triac puede ser de hasta 100 mA.

Con estas características se abre ante el módulo TLB 3101 un amplio campo de aplicaciones, sobre todo, en numerosos bienes de consumo: Máquinas de cocina, aspiradores, lavadoras o aparatos de bricolaje. Este módulo puede controlar tanto la generación eléctrica de calor, como la velocidad de motores. Cuando se trata de motores de jaula de ardilla, se puede optimizar la relación de potencia activa y reactiva.

Una particularidad más que subraya el fabricante del módulo, es la posibilidad del «arranque suave»: Por ejemplo, la bronca de una taladradora de mano comienza a girar lentamente cuando primero se quiera marcar en la pieza el centro del taladro a realzar.

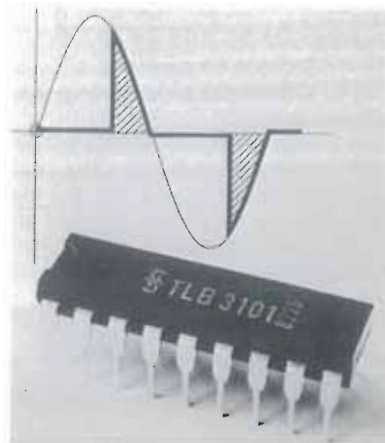
Siemens, S.A.

Apartado 155

Orense, 2. Madrid-20

Tel. 455 25 00. Telex 27769.

Clave 2



Presentación de diodos Schottky beam lead

Siemens es el primer fabricante que presenta diodos Schottky beam lead para el margen de microondas, fabricados con tecnología «guard-ring». Por emplear una tecnología adicional de aislamiento vítreo, estos componentes son extraordinariamente resistentes a sobrecargas eléctricas.

En comparación con los componentes normales de esta clase resulta un bajo ruido 1/F; la estructura mecánica con conductores de oro de 10 µm asegura una resistencia a la tracción de más de 7 pondios.

Los nuevos diodos Schottky presentan números de ruido de típicamente 6 dB (banda C). Este valor se refiere al ruido de la banda lateral única inclusive el número de ruido de FI de 1,5 dB. Para reactancias de dispersión menores resultan posibilidades de aplicación en mezcladores MIC y en detectores hasta 40 GHz.

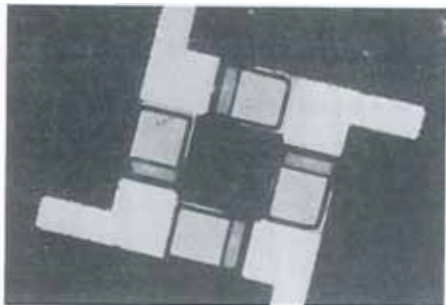
Los diodos Schottky beam lead se suministran como componentes simples, diodos dobles o en configuración anular de cuatro diodos. Estos «mezcladores anulares» suprimen las frecuencias espúreas no deseadas. A petición, todos los tipos se suministran también encapsulados (50 MIL o CEREC).

Siemens, S.A.

Apartado 155

Orense, 2. Madrid-20

Tel. 455 25 00. Telex 27769. **Clave 2**



Transmisores nucleares Foxboro

Los transmisores de presión y presión diferencial (Serie N-E10) fabricados por The Foxboro Company, han sido cualificados ambientalmente para servicio de Clase 1E dentro y fuera de contención, de acuerdo con las normas IEEE-323-1974 y IEEE-344-1975 para centrales nucleares.

Los transmisores han estado probados en planta, y son instrumentos electrónicos de equilibrio de fuerzas que transmiten una señal proporcional de 4 a 20 ó 10 a 50 mA d.c. La serie N-E10 consiste en nueve modelos tipo para cubrir 21 rangos de medición.

Los transmisores se probaron específicamente por radiación bajo condiciones normales y de accidente hasta 2×10^8 Rads gamma (equivalente beta y margen incluido), y por envejecimiento acelerado para una vida de 20 años a 106 grados F.

Para la prueba LOCA/HELB (Loss of Coolant Accident/ High Energy Line Break), se alcanzó un pico de temperatura de 350 grados F, y se simuló una duración post accidente de 1 año.

Se realizaron además simulaciones de cinco seísmos básicos de operación (OBE) usando pruebas de multifrecuencia aleatorias desde 1 a 40 Hz, y analizados a 1/2, 1, 2, 3 y 5 por ciento de amortiguación. Se consiguieron picos de aceleración de 10 g' s. Se hizo también la simulación de un seísmo de parada segura (SSE) con aceleración de 20 g' s.

The Foxboro Company diseña y fabrica una amplia gama de instrumentos y sistemas para control y gestión de procesos y mediciones analíticas, y está representado en España por Lana Sarrate, S.A.

Lana Sarrate, S.A.

P.º Manuel Girona, 2

Barcelona-34

Tf: 204 44 50. Telex: 52722. **Clave 10**

La selección por teléfono con dos frecuencias

El teléfono de teclado se puede manejar cómodamente y se fabrica sin la compleja mecánica del disco marcador. Se pronostica, por eso, que el número de teléfonos de teclado que se producen en Europa Occidental incluida la R.F. de Alemania —actualmente unos cinco millones de unidades al año— se triplicará hasta finales de decenio. Este adelanto se lo debemos a la electrónica: Un circuito oscilador, ofrecido por Siemens como módulo integrado S 359, convierte cada pulsación de una tecla inmediatamente en dos frecuencias entre 600 Hz y 1.600 Hz; esas dos frecuencias se combinan de modo tal, que queda definido el número marcado (selección por código multifrecuente). Otro módulo (SM 301), dispuesto en el teléfono del abonado, «sabe» entonces qué pareja de frecuencias corresponde a qué número. El procedimiento de selección indirecta por impulsos empleado hasta ahora, con una señal intermitente audible cada vez que se pulsa una tecla,

tiene en cambio un duración mucho mayor. El módulo de selección multifrecuencia S 359 trabaja con la fundamental de un cristal de cuarzo externo de precio módico —como el utilizado en relojes— que oscila a 4,19 MHz. El oscilador de referencia integrado en el chip del módulo genera con la fundamental ocho audiofrecuencias diferentes, con las cuales se obtienen a su vez hasta 16 pares de frecuencia para la selección propiamente dicha. Diez pares de frecuencias están destinados a los números 0 a 9, y los seis restantes, a la transmisión de funciones y letras adicionales para la identificación alfanumérica del abonado.

El chip del S 359, que fabrica Siemens en tecnología I²L, comprende además del oscilador de referencia elementos tales como divisores programables seguidos de registros de desplazamiento, convertidores D/A y un regulador en shunt para las distintas condiciones de la línea. Gracias a estos elementos, el oscilador de selección por teclado entrega las frecuencias con un error de a lo sumo 0,4 por 100, requisito indispensable para convertir la pulsación de una tecla exactamente en las frecuencias correctas y obtener la selectividad necesaria entre las diversas parejas de frecuencia. Otras características del módulo son la aplicación opcional del código BCD o del 2 de 8, el bloqueo electrónico de las teclas y la supresión de los rebotes, así como la limitación de la potencia de disipación térmica.

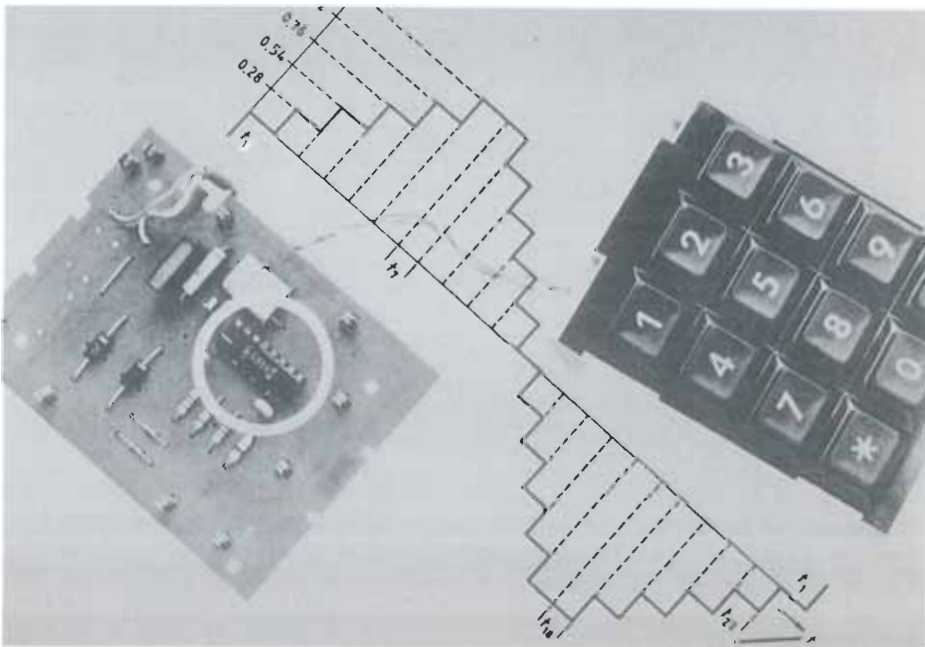
El oscilador para el teclado de selección multifrecuente va alojado en una cápsula plástica de 16 polos. El módulo requiere tan pocos componentes adicionales, como resistencias y condensadores, que todo el conjunto se puede montar fácilmente debajo del teclado. Esto es una ventaja fundamental frente a las otras soluciones, justo si se considera la creciente «electronización» del teléfono. Como la calidad electrónica del módulo S359 responde a requisitos bien estrictos, la CEPT lo ha homologado para su aplicación en todo el mundo.

Siemens, S.A.

Apartado 155

Orense, 2. Madrid-20

Tel. 455 25 00. Telex 27769. **Clave 2**





SCOTCH lanza al mercado sus cables de interconexión de videos

Scotch —marca con la que 3M comercializa sus productos de vídeo— acaba de lanzar un nuevo producto para el mercado de accesorios de vídeo: los cables de interconexión de aparatos que permiten realizar copias y edición de cintas de forma casera. El conjunto de cables y conexiones Scotch se adapta a los terminales de conexión de todas las marcas y modelos de magnetoscopios existentes actualmente. El «Kit Uni-



versal 78» es válido para todo tipo de terminales, mientras que el juego de «Kits Específicos» sirve para modelos concretos, presentándose en un maletín que protege los cables y facilita su conservación y transporte.

Este tipo de productos constituyen el reflejo de una nueva etapa —una vez cubierta la de introducción— dentro del desarrollo del mercado del vídeo, que cada vez demandará, como ha ocurrido con la alta fidelidad, una mayor especialización y sofisticación de los accesorios y servicios del electrodoméstico de moda.

Scotch inicia así una etapa de diversificación de productos dentro de este mercado, en la que irán incorporando paulatinamente nuevos accesorios para el videómano.

3M ESPAÑA, S.A.
Josefa Valcárcel, 31
Madrid-27
Tel. 742 00 12

Microprocesador JUPITER ACE

El computador personal JUPITER ACE distribuido en España por la firma VENTAMATIC trabaja en un lenguaje de la última generación llamada FORTH, un lenguaje fácilmente comprensible, típicamente cuatro veces más compacto que el BASIC y 10 veces más rápido. Sus principios básicos son tan simples que incluso para un profano en la materia sólo son necesarios unos minutos para aprender a hacer cálculos. Además, los mismos principios son suficientemente potentes para permitir al

usuario inventar sus propias extensiones del lenguaje.

En síntesis, el FORTH consiste en un vocabulario de «palabras», cada una de las cuales realiza una determinada función, a partir de las cuales el usuario define sus propias «palabras» para realizar cualquier función o bloque de funciones con una sola «palabra». Las propias «palabras» del usuario pueden ser empleadas para sintetizar otras más potentes. De este modo, el usuario define su propio lenguaje, y se emplea mucho menos espacio en realizar un programa completo, resultando además

× 192 puntos) combinándolos adecuadamente.

— Visualización en receptor de TV: canal 36 de UHF. Cable incluido en el precio del equipo.

— Sonido mediante altavoz interno. Un canal programable en frecuencia y duración en todo el espectro audible. Reloj interno.

VENTAMATIC

Apartado de Correos 168
Tel. (972) 257 98 5
Rosas (Gerona)



muchísimo más rápido que en BASIC, lo que resulta ideal para juegos por ejemplo.

El JUPITER ACE, un diseño de JUPITER CANTAB:

El JUPITER ACE es el nuevo diseño de los ingenieros Richard Altwasser y Steven Vickers, principales responsables del diseño del hardware y software respectivamente, de los computadores personales SINCLAIR ZX81 y ZX-SPECTRUM. Ambos, ahora desvinculados de SINCLAIR, han lanzado esta nueva creación que comercializan independientemente.

Características técnicas del JUPITER ACE:

- Microprocesador Z80A con reloj de 3,25 MHz.
- ROM de 8K bytes con las «palabras» FORTH residentes (140).
- RAM de 3K bytes (suficiente para muchas aplicaciones, recuerde: el FORTH es 4 veces más compacto que el BASIC).
- Teclado de 40 teclas móviles con auto-repetición en cada tecla y fija-mayúsculas.
- Presentación en pantalla mapeada en memoria de 24 líneas de 32 columnas, con juego de caracteres normalizado ASCII con mayúsculas y minúsculas, caracteres especiales, 7 caracteres gráficos y los inversos de todos ellos.
- Resolución de gráficos de 64 × 46 puntos. Asimismo, todo o parte del juego de caracteres (128 caracteres y sus inversos) pueden ser redefinidos por el usuario, para crear los suyos propios (naves, invasores, asteroides, subíndices, exponentes, etc.) o para crear gráficos de alta resolución (256

MEKAL presenta un nuevo kit voltímetro digital

El kit presentado constituye un módulo voltímetro de bajo coste y con múltiples posibilidades de ampliación. Sus características más notables son las siguientes:

3 dígitos de gran tamaño 0,8" (20,32 mm.)

Alimentación única de 5 V - 120 mA

Circuito impreso serigrafiado con componentes y máscara de soldar

Técnica CMOS para bajo consumo

Dos velocidades posibles de conversión (4 y 90 c.p.s.)

Posibilidad de punto decimal

Ajustes fáciles de cero y fondo escala con potencias de conversión

Gran estabilidad en temperatura

Pequeño tamaño del conjunto

Rango V de -99 mV a +999 mV

Rango I de 100 uA

Fácil conversión a voltímetro cc., C.A., amperímetro, termómetro, óhmetro, etc.

Con el kit, se entregan las instrucciones completas de montaje, y una colección de nota de aplicación, para convertir el voltímetro digital en voltímetro C.A., voltímetro y amperímetro multiescala, óhmetro, termómetro digital, etc...

Actualmente, los establecimientos distribuidores del kit voltímetro digital son Sandoval, Actrón y Digital en Madrid, y Diotronic en Barcelona.

MEKAL

Paseo Marqués de Zafra, 45
Tel. 246 24 37
Madrid-28.

elektor teletipo elektor teletipo elektor

ELA-ELEKTRO 83

En el pasado número de Elektor les anunciábamos las fechas de este Certamen Monográfico Internacional (del 2 al 8 de marzo de 1983). Los expositores, que presentarán sus últimas técnicas y productos, ocuparán el quinto pabellón de la Feria Internacional de Muestras de Bilbao, con una superficie superior en un 50 por 100 a la ocupada en su anterior edición. Este pabellón de 22.396 m² se compone de un edificio principal con luces de 27,50 x 27,50 y altura de 12 metros, al que se adosa la zona de servicios complementarios: centralización de servicios para los stands, servicios generales, almacenes para embalajes, aseos, enfermería, salas para reuniones de expositores. Igualmente hay cafetería, restaurante y self-service con capacidad para 500 personas. La obra de ampliación se complementa con un moderno edificio destinado a albergar las oficinas generales de la Feria y los stands de servicios generales. El Certamen presenta nuevos atractivos para los profesionales del sector, así hay que destacar la incorporación del sector de Informática Industrial. Además, coincidiendo con el mismo, se celebrará el primer Congreso sobre Robótica Industrial, en el que participarán destacados profesionales.

Un avance del programa de este Congreso:

Lunes, 7 de marzo a las 11.00 h. se celebrará una mesa redonda en torno a la «Experiencia y Futuro de la Robótica Industrial», a las 16.00 h. primera sesión: «Diseño y Tecnología de Robots».

Martes, 8 de marzo a las 10.00 h. segunda sesión: «Aplicaciones en Fabricación», a las 16.00 h. tercera sesión: «Experiencias Industriales».

Para los interesados que tengan necesidad de alojamiento durante los días de celebración del Congreso, la Feria Internacional

de Muestras de Bilbao, pone un servicio de reserva de hoteles, llamando al tf: (94) 441 24 42.

ADAMICRO es noticia

Adamicro ha establecido un servicio de apoyo, denominado «Servicio de Control de Calidad de Circuitos Integrados», que permite el acceso de la pequeña y mediana empresa a equipos de prueba para verificar la calidad de los componentes usados con los microprocesadores. De forma que una inspección y control les permita obtener una mayor fiabilidad y seguridad de los circuitos integrados a utilizar.

El Servicio está puesto a disposición de todas aquellas empresas que lo necesiten, en particular pequeñas y medianas, y aquellas cuyo volumen de componentes a comprobar no justifique la inversión que requiere la instalación de infraestructura.

Bajo la ayuda del Ministerio de Industria y Energía, la Asociación ha abierto otro servicio de «Apoyo Mediante Sistema de Desarrollo». Este servicio, está encaminado a minimizar el tiempo de diseño, facilitar el desarrollo de hardware y software para las empresas que se dediquen a microprocesadores. Las empresas a las que se destina este servicio coinciden con las comentadas anteriormente, así como su filosofía.

HANNOVER MESSE'83

Del miércoles 13 al miércoles 20 de abril del corriente año se celebrará la Hannover Messe'83. El programa especial previsto consta de:

— Simposio sobre electrotécnica para la artesanía y el comercio.

— Exposición especial: «Nuevas Posibilidades de la Microelectrónica».

— Simposio sobre componentes constructivos.

— Congresos técnicos de la VDI y VDE (Asociación de Ingenieros Alemanes/Asociación de electrotécnicos Alemanes). Para los lectores que deseen más información, pueden dirigirse a:

Kuhne Nagel, S.A.

Calle Rodríguez San Pedro 2, 1.º

Madrid-15, Tf: 447 93 50

Circuitos VLSI de Villach

En Villach, Austria, Siemens dispone actualmente de su más moderna fábrica de semiconductores. Fue construida con una inversión de 120 millones

se inició a mediados de los años setenta. En 1980 se instaló un centro de difusión para circuitos VLSI de tecnología MOS. La capacidad de esta línea de fabricación es actualmente de unos 4.000 discos de 4 pulgadas, por semana.

Además de hornos de difusión, se instalaron en la factoría varios implantadores de iones, equipos de tratamiento químico del plasma y equipos de metalización. En el centro de circuitos VLSI se utilizan cámaras de exposición automática paso a paso (waferstepper) de las obleas de silicio con una fina estructura de 2 um. Máquinas automáticas de conectar enlazan los



de marcos, y tan solo en los últimos tres años las inversiones complementarias ascendieron a 70 millones de DM. El centro de circuitos VLSI, que ocupa una superficie de casi 8.000 metros cuadrados, produce millones de módulos de memorias dinámicas (16 k y 64 k), así como microprocesadores. Con 750 empleados, la fábrica Siemens es al mismo tiempo un importante factor económico para el Estado Federal austriaco de Carintia. Anejo a la fábrica, existe un centro de desarrollo de microelectrónica, dedicado al proyecto de circuitos VLSI. La fábrica de componentes de Siemens en Villach existe ya desde hace doce años. Al principio se fabricaron componentes discretos (diodos). La fabricación de circuitos integrados

chips con las conexiones de la cápsula mediante finos alambres de oro.

Actualmente se producen en Villach al mes más de un millón de módulos de memoria. También proceden de Villach los módulos de memoria que se suministran a IBM en virtud de un contrato trienal.

Producción de robots en Japón

La producción de robots en Japón, valorada en 1980 en 340 millones de dólares, se incrementará en un 70 por 100 durante la presente década, alcanzando para 1990 los 2.560 millones de dólares, según informa la Asociación de Fabricantes de Robots del mencionado país.



Actividades y
Componentes
Electrónicos S. A.

Tienda: c/ Maudes, 15
Telfs.: 254 68 04-03, 254 91 00-09
Madrid-3

Clave 29

MICROTEC, S.A.

SU COMPUCENTRO EN GOYA

VIC-20 COMMODORE, IMPRESORA, ETC.

EL SINCLAIR ZX81

LIBROS, REVISTAS, DISKETTES, PROGRAMAS, ETC.

SERVIMOS A PROVINCIAS

Duque de Sesto, 30. Madrid-9.

Teléf. 431 78 16

Clave 28

COMPONENTES
ELECTRONICOS



ELECTRO-KIT
MONCLOA

Gaztambide, 48 - Teléf. 449 30 06
MADRID-15

Clave 30



ELECTRONICA JUAN S.A.

ALMACEN COMPONENTES ELECTRONICOS

Especializados en venta de materiales para profesio-
nales de la reparación Radio-TV B/N y Color.

REPOSICION MODULOS T.V. COLOR
MARCAS NACIONALES

SEMICONDUCTORES - VALVULAS - TUBOS
IMAGEN - ANTENAS CABLE COAXIAL, etc., etc.
ENVIOS A PROVINCIAS

Hervas, 3 y Enrique Borrás,
6. Madrid-11
Telf. (91) 4638621-4632020

alfamicro

MICROINFORMATICA

Clave 33



ATOCHA, 112-1.ª DCHA
MADRID-12
TELEF (91) 468 09 17

ZX81: Hardware-Software

Ahora, en ALCALA DE HENARES...

ALMACEN DE COMPONENTES ELECTRONICOS

ALCATRONIC

- Especialidad en repuestos de SONIDO y TV.
- Envíos a provincias.
- Descuentos para talleres de reparación.

Alvaro de Bazán, 3
Teléf.: 899 25 92

ALCALA DE HENARES
(MADRID)

Clave 42

INDICE DE ANUNCIANTES

Anunciante	Clave	Pág.
Actrón	29	2-69
Alcatrónic	42	2-69
Alfamicro	33	2-69
Digital	32	2-74
Digital	32	2-75
E.B.S. Electrónica	24	2-08
Ela-Elektro	41	2-10
Electro-kit Moncloa	30	2-69
Electrónica Juan	39	2-69
Electrónica Sandoval	35	2-07
Gocar	23	2-06
Microtec	28	2-69
Pantec	20	2-09
Ratelsón	40	2-73
Rétex	25	2-06
Témpel	22	2-05

elektor

BUSCAMOS REDACTORES TECNICOS

Los interesados deben dirigirse, **exclusivamente por carta**, a nuestras oficinas, indicando sus datos personales y especialidad: electrónica analógica, digital, microinformática (hardware o software), sonido, etc.

Indique en el sobre las siglas RT

Avda. Alfonso XIII, 141

MADRID-16



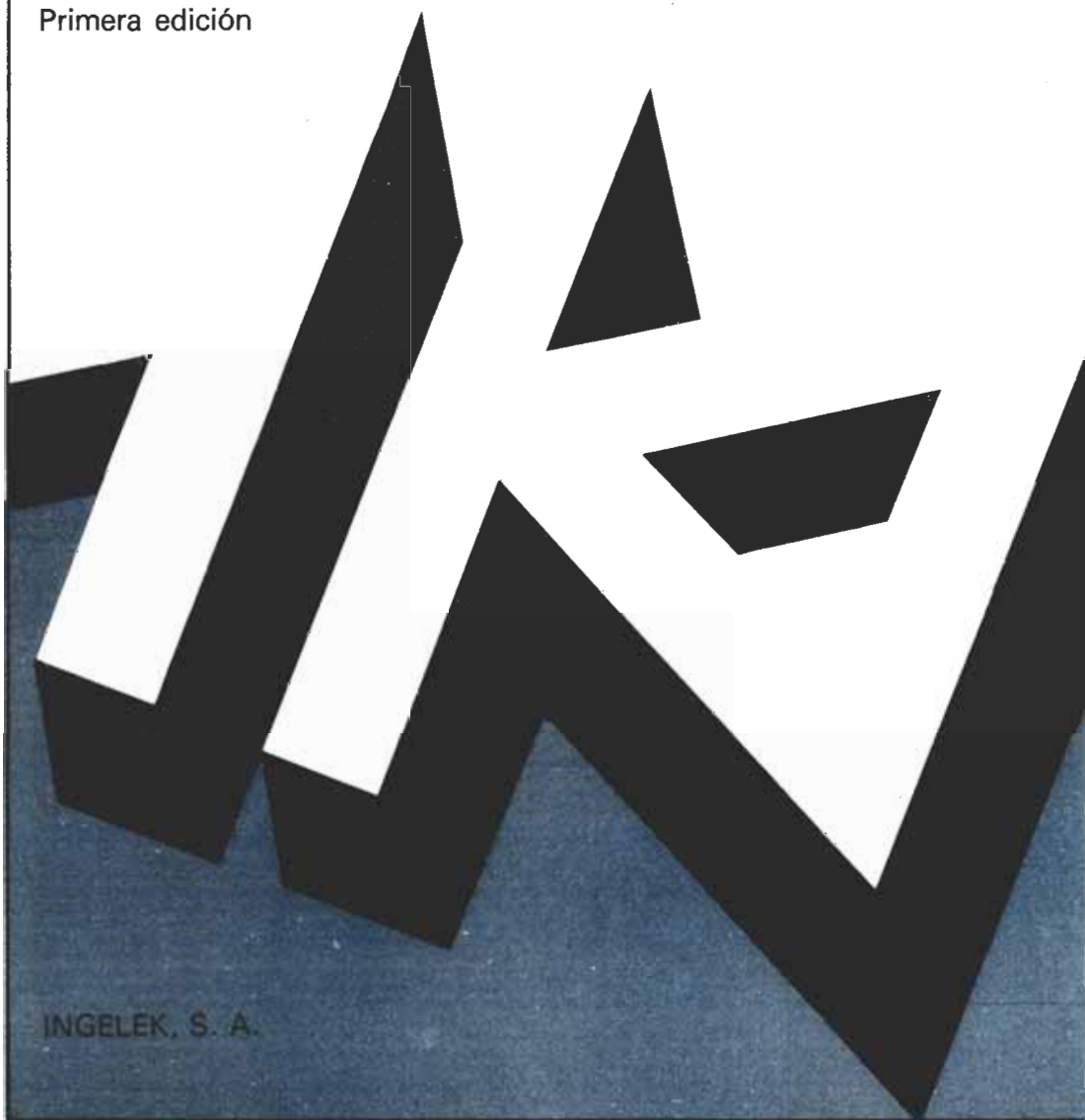
Servicio libros de Elektor

**Para iniciarse en la electrónica
o refrescar conocimientos**

curso técnico

de introducción
a la electrónica

Primera edición



P.V.P.: 575 ptas.

Suscriptores: 500 ptas.

Escrito en el estilo claro y conciso tradicional de «Elektor», este libro será de gran utilidad tanto para los principiantes que quieren introducirse en el apasionante mundo de la electrónica como para los profesionales que quieran refrescar sus conocimientos básicos. El curso técnico de introducción a la electrónica le proporcionará la máxima información sobre los circuitos fundamentales de la electrónica con un mínimo de teoría y de fórmulas.

* Ponga en el sobre las siglas AB

**INSTITUTO DE
TECNOLOGIA
ELECTRONICA**

RatelSon

C/ Irati, 7. Tel. 250 19 78. Madrid-2

CURSOS DE ELECTRONICA DIGITAL Y ANALOGICA

COMIENZO: Ultimas semanas de Febrero y primera de Marzo 83. **TERMINACION:** Junio 83.

Los cursos abarcan materias como:

Electrónica digital, microprocesadores, industrial, sonido, radio-TV color, video, transmisión, instrumentación, transistores y circuitos integrados.

Aportamos:

- La más actualizada tecnología y los laboratorios más avanzados, modernos y equipados.
- Sólida formación de base, "Desde Cero", en grupos reducidos y con prácticas individualizadas.
- Calidad de enseñanza teórica y práctica, profesionalidad, eficacia y ambiente agradable.



Estos aparatos de nuestros laboratorios ya son utilizados MASIVAMENTE en el curso básico y los mostramos a todas las personas antes de realizar la matriculación.

- Matriculas: En C/ Irati, 7 (a la altura de Serrano, 188, entrada por C/ Tajo). Madrid-2.

Muy importante:

Se advierte a las personas interesadas que las plazas son limitadas y suelen cubrirse con antelación al comienzo de los diferentes cursos.

- Solicítenos información por correo sin compromiso o llámenos por teléfono.

QUIEN Y DONDE • QUIEN Y DONDE

Establecimientos de electrónica distribuidores* de ELEKTOR

ASTURIAS

Sonytel. Fray Ceferino, 36. Oviedo. Teléf. 985/28 93 49.

ALMERIA

Sonytel. Hermanos Machado, 8. Teléf. 951/22 48 08.

BADAJOS

Sonytel. Avda. Villanueva, 15. Teléf. 924/23 32 78.

BALEARES

Mahón

Electrónica Menorca. Miguel de Veri, 50. Teléf. 971/36 60 58.

BARCELONA

Berengueras. Diputación, 219. Teléf. 93/323 36 51.

Bertrán. Sepúlveda, 106-108. Teléf. 93/223 83 43.

*Diotronic. Conde Borrell, 108. Teléf. 93/254 45 30.

Electronics. Diputación, 173. Teléf. 93/253 92 50.

Guibernau. Sepúlveda, 104. Teléf. 93/223 49 12.

Metro Radio. Muntaner, 220. Teléf. 93/254 54 82.

*Radio OHM. Muntaner, 57. Teléf. 93/253 86 96.

*Onda Radio. Gran Vía, 581. Teléf. 93/254 47 08.

Radio Dalmau. Villadonat, 107. Teléf. 93/223 27 75.

*Radio Wat. Paseo de Gracia, 126-130. Teléf. 93/218 24 47.

*Sum. Elec. Solé. Muntaner, 14. Teléf. 93/323 13 08.

Granollers

Suministros electrónicos Joma. Joan Prim, 122; Tarafa, 3.

Teléf. 93/849 08 18.

Gavá

Electrónica HS. S. Josep Oriol, 13. Teléf. 93/662 06 31.

Igualada

Electrónica BIT. Alba, 22. 93/803 69 62.

Mataró

Miliwatts. Meléndez, 55. Teléf. 93/798 69 62.

Vic

Electrónica Sauquet. Guilerias, 10. Teléf. 93/886 39 75.

Sum. Elec. Telstar. Narcis Verdaguer i Ballis, 10. Teléf. 93/885 07 44.

Villafranca del Penedés

Sum. Elec. Solé. Luna, 8. Teléf. 93/892 27 62.

Radio Computer Center. Ctra. Igualada, 21. Teléf. 93/892 06 36.

San Baudilio de Llobregat

Imatge i So. Victoria, 98. Teléf. 93/661 48 54.

CADIZ

Sonytel. Gral. Quijapo de Llano, 17. Teléf. 956/22 46 53.

Valmar. Ciudad de Santander, 8. Teléf. 28 10 69.

Algeciras

Delta Radio. Ctra. Málaga, 17. Teléf. 956/66 11 87.

CASTELLON

Casa Pruñomosa. Gobernador B. de Castro, 4.

Teléf. 22 03 05.

I G Electrónica. San Roque, 33. Teléf. 21 01 23.

CORDOBA

Sonytel. Arfe, 3. Teléf. 957/23 45 74.

LA CORUÑA

Sonytel. Avda. Arteijo, 4. Teléf. 981/25 99 02.

Cetronic. Palomar, 2, bajo. Teléf. 981/27 26 54.

El Ferrol

Sonytel. José A. P. de Rivera, 37. Teléf. 981/35 30 28.

Cetronic. S.L. Rubalcava, 54. Teléf. 981/31 81 79.

GERONA

Sum. Elec. Solé. Santa Eugenia, 59. Teléf. 972/21 24 16.

Zener Electrónica. Zaragoza, 11; Gerona, Teléf. 972/20 93 68.

Electrónica F.G. Carmen, 31 bajos.

GRANADA

Sonytel. Manuel de Falla, 3. Teléf. 958/25 03 51.

Baza

Electrónica Ojeda. Carretera de Granada, 23.

HUELVA

Sonytel. Ruiz de Alda, 3. Teléf. 956/24 39 78.

JAEN

Ubeda

Mabril Radio. José Antonio, 16. Teléf. 953/75 10 43.

LEON

Ponferrada

Radio Díez. Av. Portugal, 95. Teléf. 987/41 29 53.

LERIDA

Electrónica Virgili. Unión, 6. Teléf. 973/22 46 48.

Corvera

Electrónica Cervera. Avda. Catalunya, 88. Teléf. 973/53 03 62.

LUGO

Sonytel. Ronda G. P. Rivera, 30. Teléf. 962/21 72 13.

MADRID

*Actrón. Maudes, 15. Teléf. 91/254 68 03.

Cosesa. Barquillo, 25. Teléf. 91/222 69 49.

Electrocolor. Pinzón, 42. Teléf. 91/461 07 11.

Electrokit Moncloa. Gaztambide, 48. Teléf. 91/449 30 36.

Electrónica Juan. Hervás, 3. Madrid-19. Teléf. 91/463 03 29.

*Electrónica Buen Suceso. Buen Suceso, 20. Teléf. 91/248 03 29.

Electrónica Cruz. Cruz, 19. Teléf. 91/222 83 65.

*Electrónica Lugo. Barquillo, 40. Teléf. 91/410 20 53.

Electrónica Luvi. Vizcaya, 6. Teléf. 91/230 44 84.

Esmaes. Oca, 41. Teléf. 91/461 90 07.

EST. Oca, 40. Teléf. 91/461 43 07.

Esel. Embajadores, 138. Teléf. 91/473 74 82.

Galitronic. Galileo, 27. Teléf. 447 16 90.

Palco. José del Hierro, 44. Teléf. 91/267 16 90.

Radio Electra. Esteban Collantes, 37. Teléf. 91/407 29 52.

Sandoval. Sandoval, 4. Teléf. 91/445 18 33.

Sonytel. Maudes, 4. Teléf. 91/234 34 05.

Sonytel. Paseo de las Delicias, 97. Teléf. 91/227 52 06.

Mafer TV. Granada, 53. Madrid-7.

Valtran. Jorge Juan, 77. Madrid-8.

Vilaga. Componentes Electrónicos. Bustos, 9. Teléf. 91/251 83 81.

Ososlada

Com. Electr. Luna. Pablo Picasso, 5. Teléf. 91/672 86 14.

MALAGA

Sonytel. Salitre, 13. Teléf. 952/34 02 47

MURCIA

Mabco. Marqués de Corbera, 74.

ORENSE

Sonytel. Concejo, 11. Teléf. 988/21 35 62.

PAMPLONA

Natronic. S.A. Aralar, 17. Teléf. 948/24 75 84.

PONTEVEDRA

Sonytel. Salvador Moreno, 27. Teléf. 986/85 82 72.

Vigo

Electrosón. Venezuela, 32. Teléf. 986/42 18 10.

Sonytel. Gran Vía, 52. Teléf. 986/41 08 24.

SEVILLA

*Indutronics. Aniceto Sáinz, 30. Teléf. 37 01 48.

*Kommont Electrónica. Santiago, 41. Teléf. 22 83 29.

TARRAGONA

Sum. Elec. Solé. Cronista Sesse, 3. Teléf. 977/22 27 20.

Electrónica Virgili. Nueva San Pablo, 3. Teléf. 977/21 56 76.

Reus

Electrónica Virgili. Dr. Gimbernat, 19-21. Teléf. 977/31 19 42.

VALLADOLID

Electrosón. General Almirante, 6. Teléf. 983/33 10 85.

Sonytel. León, 2. Teléf. 983/25 21 10.

VALENCIA

Radio Cetra, S.L. Micer Mascó, 12. Teléf. 96/360 03 99.

*Vimax Electrónica. Albacete, 54. Teléf. 325 58 36.

Puerto Sagunto

Electrónica Hi-Qua. Almendros, 21, bajo. Teléf. 247 24 19.

VIZCAYA (Bilbao)

Electrosón. Alameda de Urquijo, 71. Teléf. 94/41 23 66.

ZAMORA

Electrónica Rodríguez Diego. Ronda de la Feria, 27. Teléf. 988/52 19 04.

ZARAGOZA

Comercial Elec. Goya. Av. Goya, 83-85.

Sonytel. Corona de Aragón, 21. Teléf. 976/35 48 12.

AESA Sum. Electrónicos. Pedro Cerbuna, 9. Teléf. 35 11 62.

Damos la bienvenida a los nuevos distribuidores de elektor

VIZCAYA (Bilbao)

*Micro Componentes Elec. Joaquín Zuazagoitia, 9. Teléf. 441 02 89.

elektor

kit

EL KIT DE VANGUARDIA

N.º	REFERENCIA	P.V.P.
4	E.K. 9453 Generador de funciones Genera una gama de frecuencias entre 9 Hz y 220 KHz en cinco formas de onda y amplitud de salida variable.	7.234 Ptas.
5	E.K. 9465 Fuente de alimentación 1,2 V-25 V/2 A Suministra tensión estabilizada regulable entre 1,2 V y 25 V C.C. Intensidad máxima de salida: 2,4 A.	4.850 Ptas.
6	E.K. 9827 Magnetizador Generador de campos magnéticos de propiedades terapéuticas aplicables a dolores reumáticos y enfermedades psicosomáticas.	1.443 Ptas.
20	E.K. 79053 Quielista electrónico Pronosticador electrónico de resultados 1-X-2 basado en la estadística.	1.880 Ptas.
22	E.K. 80016 Grillo electrónico «Encantador» juego electrónico de rastreo nocturno, que controlado por una célula fotoeléctrica, se comporta como el «simpático» bicho.	1.289 Ptas.
25	E.K. 81013 Economizador de gasolina Indica acústica y ópticamente las mejores relaciones velocidad-consumo, ayudando a un gran ahorro de combustible.	2.106 Ptas.
30	E.K. 80031 Top Preamp (estéreo) Extraordinario preamplificador de alta fidelidad de reducidas dimensiones y características profesionales.	9.886 Ptas.
31	E.K. 80023-1 Top-Amp 30 W Amplificador de alta fidelidad con moderno circuito híbrido que entrega 30 W de potencia.	5.024 Ptas.
32	E.K. 80023-2 Top-Amp 60 W Similar al anterior, entregando 60 W con un sólo circuito híbrido de la más reciente tecnología. Dos E.K. 80023-1/2 y un E.K. 80031 constituyen un amplificador estéreo HiFi para los más exigentes.	5.304 Ptas.
35	E.K. 80084 Encendido electrónico para coche Eficaz sistema de encendido que se traduce en un mejor rendimiento y menor consumo del vehículo. Válido para cualquier motor de gasolina, incluso de dos cilindros.	6.795 Ptas.
38	E.K. 80097 Antirrobo astuto Original antirrobo que simula una avería en el vehículo, impidiendo su robo.	1.623 Ptas.
43	E.K. 80502 Caja de música Circuito aplicable a timbres de puerta, video-juegos, carrillones, etc. que genera 27 melodías distintas.	5.672 Ptas.
44	E.K. 79088 Digifarad Capacimetro digital para medir condensadores entre 1 F y 10.000 F con una precisión de un 2%.	7.720 Ptas.
49	E.K. 81112 Imitador electrónico Laboratorio de efectos sonoros para la obtención de innumerables sonidos.	2.612 Ptas.
67	E.K. 82020 Mini-órgano Basado en un solo circuito integrado es posible construir un órgano electrónico polifónico de grandes características y bajo precio (Teclado de cinco octavas opcional).	10.912 Ptas.
69	E.K. 9823 Ionizador Saludable y estimulante «brisa» de iones negativos de beneficiosos efectos para el organismo humano.	3.294 Ptas.
92	E.K. 82026 Frecuencímetro LCD Modernísimo frecuencímetro de bolsillo para frecuencias hasta 35 Mhz usando módulos integrados y display a cristal líquido.	15.485 Ptas.

ESTE MES...

N.º	REFERENCIA	P.V.P.
107	E.K. 82142 Accesorios Foto Computer	7.987 ptas.
109	E.K. 82081 Autocargador (Transformador opcional)	2.707 ptas.
97	E.K. 82014 Previo para guitarra «ARTIST» Versátil y modernísimo preamplificador para guitarra eléctrica de las mejores características profesionales.	15.347 Ptas.
98	E.K. 82138 Cebador electrónico para fluorescentes Sustituye al cebador convencional y elimina los chisporroteos del encendido del tubo.	1.187 Ptas.
99	E.K. 82147-1 Teléfono interior (Teléfono) Módulo que permite la creación de una red telefónica privada de hasta nueve teléfonos.	3.328 Ptas.
100	E.K. 82147-2 Teléfono interior (Fuente) Fuente de alimentación para la red telefónica E.K. 82147-1.	2.201 Ptas.
101	E.K. 82038 Intermitente electrónico Sencillo circuito capaz de hacer destellar alternativamente dos lamparitas y obtener multitud de aplicaciones, en especial juguetes.	1.448 Ptas.
101	E.K. 82146 Detector de gas (En preparación) Sencillo circuito detecta la presencia de gas en el ambiente. Agradable a sistemas de alarma de todo tipo.	
103	E.K. 82021 Detector de metales La utilización de las más modernas técnicas ha permitido diseñar este Detector de metales, que se ajusta a normas profesionales y se muestra altamente estable y sensible.	72.706 ptas.
104	E.K. 82133 Silbato ultrasónico «Silbato» electrónico cuyo sonido sólo es audible por oídos tan sensibles como los del perro.	3.618 ptas.
105	E.K. 82141 Foto Computer Sistema basado en microprocesador para utilización en el cuarto oscuro. Calcula el intervalo de exposición, mide contraste, temperatura, etc.	18.750 ptas.
106	E.K. 82577 Tester trifásico Supervisor implacable de la presencia y correcta secuencia de las fases.	3.078 ptas.
107	E.K. 82028 Frecuencímetro 150 Mhz Modernísimo frecuencímetro de bolsillo a cristal líquido, para 150 Mhz, con 26 modos preprogramados para compensar la frecuencia intermedia.	20.678 ptas.

— SOLICITE CATALOGO GENERAL A DIGITAL S.A. APARTADO 8287. MADRID —

CUPON DE PEDIDO

DESEO RECIBIR EL CATALOGO GENERAL PARA LO CUAL ADJUNTO 50 Ptas. EN SELLOS DE CORREOS.

NOMBRE

DIRECCION

LOCALIDAD

PROVINCIA

ROGAMOS ESCRIBAN UNA LETRA EN CADA CASILLA DEJANDO UNA EN BLANCO ENTRE PALABRAS

D digital s.a.

C/BERLIN, 5 dupdo MADRID-28
Tfnos: 246 56 63 - 256 48 65
METRO PARQUE AVENIDAS



Sistema de microordenador con grandes posibilidades de ampliación, hasta construir un potente ordenador personal con periféricos y lenguajes de alto nivel.

Orientado al aprendizaje, simulación y desarrollo de Hardware y Software. Incluye: CPU 6502 Rockwell, reloj de 1 us, 1.024 + 128 Bytes de Memoria RAM, 1.024 Bytes de EPROM, programa monitor, Editor-Ensamblador simulado, 16 líneas programables de entrada/salida, teclado Hexadecimal y de control, fuente de alimentación, etc.

17	EK 80089 J.C.	25.692 Ptas
26	EK 80120 8K RAM + EPROM	19.743 Ptas
40	EK 9966 Elekterminal	19.350 Ptas
41	EK 9655 Teclado ASCII	20.909 Ptas
46	EK 81033 Interface J-C	21.441 Ptas
47	EK 81000 Ampliación Fuentex JC	4.656 Ptas
48	EK 80024 Bus Microprocesador	11.465 Ptas
60	EK 82010 Programador EPROMS	10.201 Ptas
68	EK 79038 Ampliación Elekterminal	8.118 Ptas
75	EK 82017 RAM Dinámica 16 K	12.655 Ptas
85	EK 82090 Mini-EPROM	4.229 Ptas

SECCION SOFTWARE

2708	J.C Monitor	1.990 Ptas.
2716	TV Monitor	2.500 Ptas.
2716	TM Monitor	2.500 Ptas.
2716	PM Monitor	2.500 Ptas.
2708	«CRONO»	1.990 Ptas.
2716	Vectores J.C.	2.500 Ptas.
2716	«FOTO»	2.500 Ptas.
745188	Interface J.C.	1.600 Ptas.
745387	Elekterminal	1.600 Ptas.

SECCION COMPONENTES

— BC 516	— TIL 111	— MAN4640
— BC 517	— TIC 106D	— HP 7760
— BF 256	— TIC 206D	— DL 707
— BFT 66	— TIC 226D	— LD 110
— BPW 34	— CA 3130	— LD 111
— BY 164	— CA 3140	— TL 074
— LM 10CH	— CA 3161	— TL 084
— LM 317k	— CA 3162	— LF 356
— LM 387	— uA 726	— LF 357
— LM 3914	— SN 76477	— OM 931
— LM 3915	— XR 2206	— OM 961
— LM 13600	— ULN 2003	— 4136
— NE 5534	— LH 0075	— MCS 2400
— TDA 1034	— LX 503A	— MCT 81
— Mk 50398	— ZN 426	— ZN 414
— S 566B	— ZN 427	— FM 77T
— AY-3-1270	— 74C 928	— GN 135
— AY-5-1013	— Teclado J.C.	
— AY-5-2376	— Tecla TKC MM-9	
— RO-3-2513	— Tecla Digitast	
— AY-3-1015	— Etc.	
— SFF 96364		
— AY-3-0215		
— 2650		
— 2636		
— 2621		

STOCK

ADEMAS:

- Biblioteca Técnica
- Herramientas
- Instrumentación
- Activos
- Pasivos
- Microprocesadores
- Kits
- Accesorios
- Etc...

¡Especialistas en venta por correo!

¡Especialistas en venta por correo!

Solicite nuestro catálogo general adjuntando 50 Ptas., en sellos de correos.

FORMANT Sintetizador profesional de música en Kit.

Concebido modularmente, permite la construcción de un sintetizador «a medida», desde la más elemental configuración a la mayor que pueda imaginar. Sólo usted pone el límite.



Libro Formant	1.250 Ptas.
Fuente alimentación	6.970 Ptas.
Interface teclado	4.100 Ptas.
Receptor interface	950 Ptas.
VCO	10.138 Ptas.
VCF 12 dB	5.320 Ptas.
VCF 24 dB	7.739 Ptas.
RFM	7.950 Ptas.
ADSR	3.250 Ptas.
DVAL VCA	4.825 Ptas.
LFO	3.708 Ptas.
NOISE	2.910 Ptas.
COM	2.990 Ptas.
Teclado 3 octavas completo	12.150 Ptas.
Teclado 4 octavas completo	15.700 Ptas.
Teclado 5 octavas completo	18.900 Ptas.



¡a la venta!
el 15 de febrero

Servicio libros de Elektor

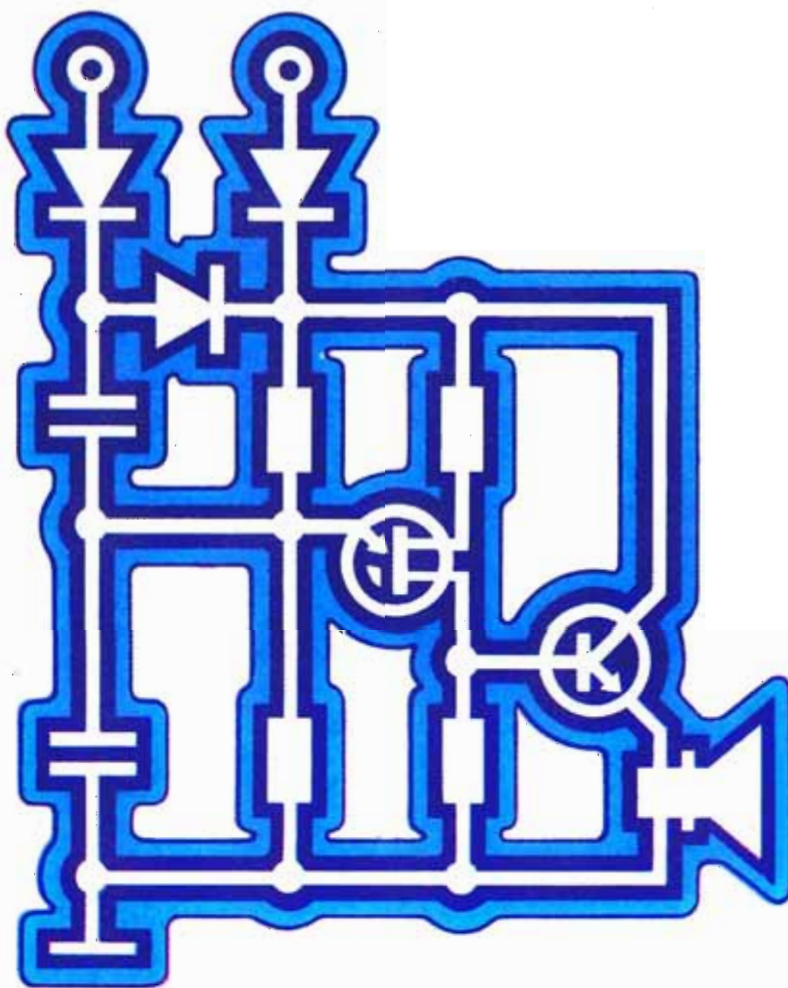
**Un manual de circuitos,
esquemas e ideas prácticas
para las más diversas aplicaciones.**

P.V.P.: 900 ptas.
Suscriptores: 800 ptas.

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

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

300 circuitos



INGELEK, S. A.